交流電気車トランスレス主回路における非絶縁 AC-DC コンバータの制御検討

福田　典子*（鉄道総研），舟木　剛（大阪大学）

Control of Non-Isolated AC-DC Converter in Transformerless Main Circuit of AC Railway Vehicles

Tenko Fukuda (Railway Technical Research Institute), Tsuyoshi Funaki (The University of Osaka)

１．まえがき

鉄道は，大容量輸送を高効率に実現可能な社会基盤であり，エネルギー消費および環境負荷低減の観点から，そのさらなる高度化が求められている。鉄道車両における省エネルギー化は，個々の機器効率向上にとどまらず，主回路システム全体の構成や機器配置を含めた総合的な最適化によって達成されるものであり，主回路方式そのものの見直しは重要な技術課題である。

交流電気車の主回路システムでは，架線から受電した高電圧交流を商用周波数トランスによって降圧・絶縁した後，電力変換を行う構成が一般的に採用されてきた。トランスは高い信頼性を有する一方で，大型・重量化しやすく，主回路システム全体の質量および体積を増加させる要因となっている。このため，主回路の小型・軽量化や設計自由度向上を図る上では，トランスに依存しない新たな主回路構成の検討が重要となる。

近年，シリコンカーバイド（以下，SiC）パワーデバイスの実用化が進展し，高温動作，高速スイッチング，低損失に加えて，高耐圧動作が可能となっている。これらの特性を活用することで，従来はトランスを介することが前提であった高電圧交流を，半導体回路によって直接取り扱う主回路方式の検討が可能となりつつある。著者らはこれまで，SiC パワーデバイスの高耐圧特性に着目し，交流電気車主回路から商用周波数トランスを排除するトランスレス主回路方式の研究を進めてきた。その第一段階として，トランスレス主回路方式の成立性を確認するため，これまでにコンデンサを用いたトランスレス絶縁回路（以下，絶縁回路）の検討および開発を行ってきた[1]。

図 1 に，前段で述べた絶縁回路を組み込んだトランスレス主回路構成例を示す。架線の高電圧単相交流を著者らが提案してきた非絶縁 AC-DC コンバータ[2]（以下，提案コンバータ，図 1(a)）により直接直流変換した後，コンデンサを用いたトランスレス絶縁回路および個別インバータ（図 1(d)）を多段接続する構成を想定している。この構成では，主な電圧変換機能を非絶縁 AC-DC コンバータに担わせ，絶縁機能を後段に分離することで，主回路全体の構成簡素化につながる可能性を有する。

一方，従来の単相フルブリッジ型 AC-DC コンバータでは，

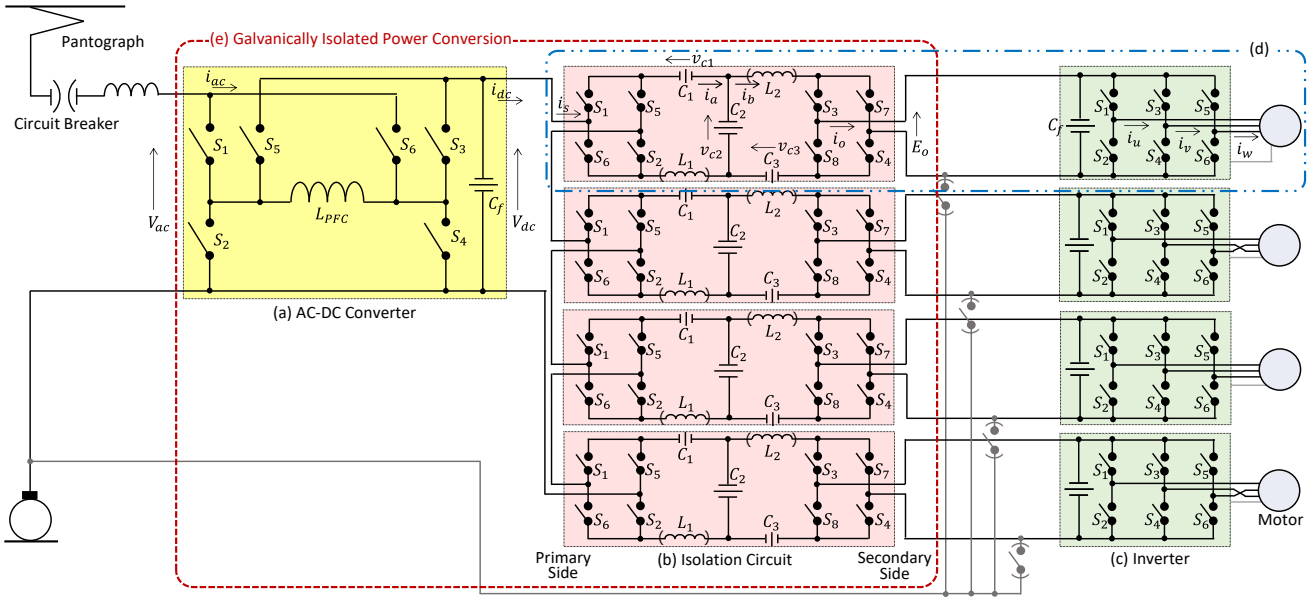


図 1　トランスレス交流電車主回路構成例（1 両分）
Fig. 1 Example configuration of a transformerless traction circuit for AC railway vehicles.

©2026 IEE Japan

安定した力行および回生制御を行うため，直流側電圧を交流入力電圧よりも十分高く設定する必要があり，高電圧架線に直接接続する場合には，回路構成やデバイス耐圧の観点から制約が生じる。

以上を踏まえ，本稿ではトランスレス主回路方式を構成する要素の一つである提案コンバータを対象として，その制御特性について検討する。主回路として安定した動作を実現するためには，負荷変動に対する直流側電圧制御は重要な課題の一つである。そのため，シミュレーションにより，ステップ負荷に対する直流側電圧の制御特性を確認した。なお，交流電圧の低下領域における動作特性と絶縁回路を組合せたトランスレス絶縁電力変換回路（図 1(e)）の評価については，今後の課題として位置付ける。

２．制御系の構成

図 2 に，提案コンバータに対して適用した制御系構成を示す。本制御系は，直流側電圧を制御量とする外側電圧制御系と，交流側電流を制御対象とする内側電流制御系から構成されている。

本制御系の目的は，負荷変動に対しても直流側電圧を所望の値に維持するとともに，交流側電流を過度な振動を生じさせることなく安定に制御することである。なお，本研究では提案コンバータ単体を対象として制御系を構成しており，後段の絶縁回路およびインバータは一定条件の負荷として簡略化して取り扱う。

直流側電圧制御には PI 制御器を用い，直流電圧偏差に基づいて交流側電流指令値を生成する構成とする。また，交流側電流制御には電源電圧位相に同期し，力率 1 を目標とする電流制御を適用し，電流指令値に基づいてスイッチング信号を決定する。

３．シミュレーション

＜3・1＞シミュレーション条件　　シミュレーションは，図 1(a)に示した提案コンバータを対象として行った。負荷変動時の直流側電圧制御特性を確認するため，直流側負荷に対してステップ状の負荷変動を与えた。交流電源は単相交流とし，電圧実効値V_{ac} =25 kV を仮定した。直流側電圧指令値V_{dc}^{*}は 16 kV とし，定格条件相当における動作を想定した。制御系には前章で示した制御ブロック構成（図 2）に基づき，直流側電圧を制御量とし，交流側電流を操作量とする制御系を構成した。

＜3・2＞シミュレーション結果　　図 3 に，負荷変動を与えた際の力行動作時におけるシミュレーション結果を示す。図 3(a)に交流側電圧波形，図 3(b)に直流側電圧および電圧指令値，図 3(c)に交流側電流および直流側電流波形を示す。負荷が変動した場合においても，直流側電圧は目標値近傍に維持されており，提案コンバータに対して直流側電圧制御が成立していることが確認できる。また，交流側電流についても，大きな振動や不安定動作は確認されなかった。

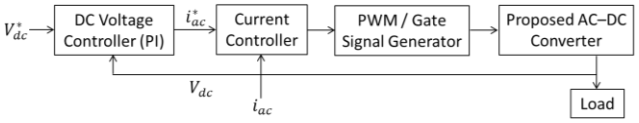


図 2 提案コンバータの制御系構成概略
Fig. 2 Block diagram of the control system applied to the proposed non-isolated AC-DC converter.

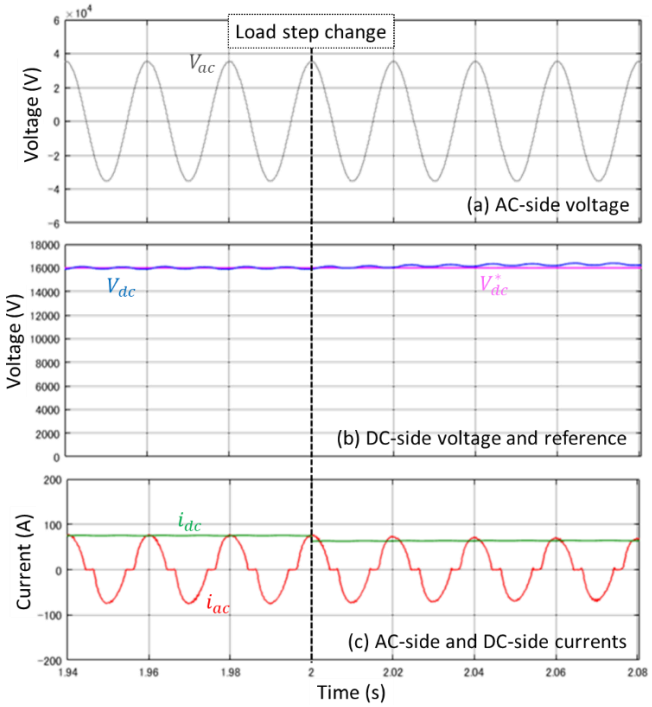


図 3 負荷ステップ変化時におけるシミュレーション結果
（t =2.0 s において負荷抵抗を 213 Ω から 255 Ω に変化）
Fig. 3 Simulation results under step load change.
(load resistance is changed from 213 Ω to 255 Ω at t =2.0 s)

４．まとめ

本稿では，トランスレス主回路方式の実現に向けた基礎検討として，著者らが提案してきた非絶縁 AC-DC コンバータを対象に，負荷変動時における直流側電圧制御特性について検討した。シミュレーションの結果，ステップ状の負荷変動を与えた場合においても，直流側電圧を所望の値近傍に維持可能であり，提案コンバータにおいて直流側電圧制御が成立することを確認した。

今後は，交流電圧低下領域における動作特性の詳細な検討に加え，絶縁回路を接続したトランスレス絶縁電力変換回路の動作検証を進める予定である。

文　献

(1) 福田典子・舟木剛：「交流電気車トランスレス化用絶縁電源回路の実験検証」，電学論 D, Vol.144, No.4, pp.304-310 (2024)
(2) 舟木剛・福永崇平・井渕貴章・福田典子・中村孝・柳澤佑太：「交流電車用トランスレス電源回路」，電学論 D, Vol.143, No.9, pp.636-642 (2023)

©2026 IEE Japan

電圧駆動負荷独立型E^{-1}級 ZVS 整流器

顧 逸聰*, 小泉 裕孝, 朱 聞起（東京理科大学）

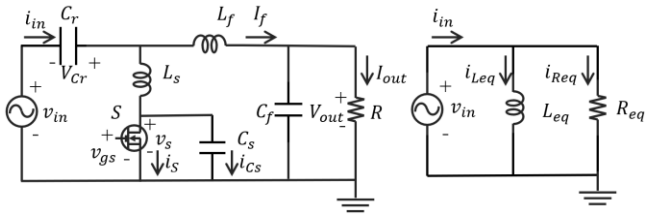
Load-independent class-E^{-1} voltage-driven ZVS rectifier

Yicong Gu*, Hirotaka Koizumi, Wenqi Zhu (Tokyo University of Science)

1 はじめに

本稿では，電圧駆動負荷独立型E^{-1}級ゼロ電圧スイッチング(Zero-Voltage Switching, ZVS)整流回路（図 1）を提案する。提案回路は，負荷変動が生じた場合においても出力電流を一定に保持できる。一般的な整流回路では負荷変動に伴う出力電流の変動を抑えるために電流安定化回路が必要であったが，本提案回路ではこれを不要とし，回路の小型化に寄与する。また，ZVS 動作を実現しており，高周波動作時においてもスイッチング損失を効果的に抑制できる。回路解析を通じて，負荷変動下においても一定出力電流および ZVS を常に達成するための条件を明らかにする。シミュレーション結果により，解析結果の妥当性を検証する。

2 負荷独立型E^{-1}級 ZVS 整流器



(a) (b)

図 1 電圧駆動負荷独立型E^{-1}級 ZVS 整流器 (a)回路図 (b)等価回路

Fig.1. Load-independent class-E^{-1} voltage-driven ZVS rectifier

(a) Circuit topology, (b) Equivalent circuit.

図 1(a)に電圧駆動負荷独立型E^{-1}級 ZVS 整流器を示す。提案回路は交流電圧源v_{in}を入力とし，スイッチS，共振インダクタL_s，共振キャパシタC_s，直流遮断キャパシタC_r，低域通過フィルタL_f-C_f，負荷抵抗Rにより構成される。入力側から見た等価回路は図 1(b)のようにL_{eq}とR_{eq}の並列回路となる。

3 回路解析

解析を簡略化するため，以下の仮定を置く。

(a) 交流電圧源は振幅V_m，角周波数ω，初期位相φの正弦波電圧源$v_{in}=V_m\sin(\theta+\varphi)$とする($\theta=\omega t$)。

(b) スイッチSは，$\theta=0$でオン，$\theta=2\pi D$でオフに切り替わる。ここで，D はオン時比率である。

(c) スイッチSは理想スイッチとして扱う。

(d) 直流遮断キャパシタC_rは直流成分のみを遮断する十分に大きな値とする。

(e) C_f-L_fの遮断周波数は十分に低く，I_fは一定電流，V_{out}は一定電圧とみなす。

以降の解析ではωを基準にL_s-C_sの共振角周波数を正規化したω_s^*を用いる。

$$\omega_s^*=\frac{1}{\omega\sqrt{L_sC_s}} \tag{1}$$

共振キャパシタC_sを流れる電流i_{cs}は

$$i_{cs}(\theta)=A\cos(\omega_s^*\theta)+B\sin(\omega_s^*\theta)+\frac{\omega_s^{*2}\omega C_sV_m}{\omega_s^{*2}-1}\cos(\theta+\varphi) \tag{2}$$

と表せる。ここで，AとBは未定係数である。また，$0\le\theta<2\pi D$におけるスイッチ電流 $i_s(\theta)$ は

$$i_s(\theta)=\frac{1}{\omega L_s}\int_0^{\theta}[V_{Cr}+V_m\sin(\theta'+\varphi)]d\theta'+\ i_s(0)$$

$$=\frac{1}{\omega L_s}\{V_{Cr}\theta-V_m\,[\cos(\theta+\varphi)-\cos\varphi]\}+\ i_s(0) \tag{3}$$

と表せる。ここで，スイッチ電流の初期値$i_s(0)$は

$$i_s(0)=i_{cs}(2\pi)$$

$$=\ A\cos(2\pi\omega_s^*)+B\sin(2\pi\omega_s^*)+\frac{\omega_s^{*2}\omega C_sV_m}{\omega_s^{*2}-1}\cos\varphi \tag{4}$$

である。また，$2\pi D\le\theta\le2\pi$におけるスイッチ電圧$v_s(\theta)$は

$$v_s(\theta)=\frac{1}{\omega C_s}\int_{2\pi D}^{\theta}i_{cs}(\theta')d\theta'$$

$$=\frac{A}{\omega_s^*\omega C_s}[\sin(\omega_s^*\theta)-\sin(2\pi D\omega_s^*)]-\frac{B}{\omega_s^*\omega C_s}[\cos(\omega_s^*\theta)-$$

$$\cos(2\pi D\omega_s^*)]+\frac{\omega_s^{*2}V_m}{\omega_s^{*2}-1}[\sin(\theta+\varphi)-\sin(2\pi D+\varphi)] \tag{5}$$

と表せる。

各波形は定常状態において，以下に示す ZVS 条件および電流連続条件を満たしている。

$$v_s(2\pi)=0 \tag{6}$$

$$i_s(2\pi D^-)=i_{cs}(2\pi D^+) \tag{7}$$

式(2)，式(3)，式(5)を式(6)および式(7)に代入することにより，AとBを求めることができる。

直流電圧V_{Cr}は，スイッチ電圧v_sの平均値に等しいので

$$V_{Cr}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}v_s(\theta)\,d\theta \tag{8}$$

となり，式(5)を式(8)に代入して整理することにより，式(9)が得られる。

$$q_1^2+q_2^2-2\pi\omega_s^*D[q_1\sin(2\pi D\omega_s^*)-q_2\cos(2\pi D\omega_s^*)]=$$

$$\frac{V_m}{V_{Cr}}\frac{\omega_s^{*2}}{\omega_s^{*2}-1}\{(q_1^2+q_2^2)\sin(2\pi\mathrm{D}+\varphi)+$$

$$2\sin(\pi\mathrm{D})\sin(2\pi D\omega_s^*)\,[q_2\cos(\varphi+\pi D)-q_1\,\omega_s^*\sin(\varphi+\pi D)]+$$

$$2\sin(\pi\mathrm{D})\cos(2\pi D\omega_s^*)\,[q_1\cos(\varphi+\pi D)-q_2\,\omega_s^*\sin(\varphi+\pi D)]\} \tag{9}$$

©2026 IEE Japan

ただし，

$$q_1 = \cos(2\pi\omega_s^*) - \cos(2\pi D\omega_s^*) \quad (10)$$

$$q_2 = \sin(2\pi\omega_s^*) - \sin(2\pi D\omega_s^*) \quad (11)$$

である。V_{Cr}とRの関係は

$$V_{Cr} = I_{out}R = V_{out} \quad (12)$$

である。すなわち，式(9)の中でV_{Cr}だけが負荷に関わる。従って，負荷独立性を実現するためには，式(13)および式(14)の２つの条件が必要である。

$$1 - \cos[2\pi\omega_s^*(1-D)] + \pi\omega_s^* D\sin[2\pi\omega_s^*(1-D)] = 0 \quad (13)$$

$$\varphi = -\pi D \quad (14)$$

また，図１(b) に示される等価回路の入力電流i_{in}に対してフーリエ解析を行うことにより，提案回路のトランスコンダクタンスG_mは式(15)となり，負荷抵抗R に依存しないことが解析的に明らかとなる。

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_m} = \frac{1}{2\pi\omega L_s(\omega_s^{*2}-1)\sin[(1-D)\pi\omega_s^*]}\Big(\big(\omega_s^{*2}-1\big)\cos\{\pi[(D-1)\omega_s^*+D]\} - \big(\omega_s^{*2}-1\big)\cos\{\pi[(1-D)\omega_s^*+D]\} + \pi D\omega_s^*\langle(\omega_s^*-1)\sin\{\pi[(D-1)\omega_s^*+D]\} - (\omega_s^*+1)\sin\{\pi[(1-D)\omega_s^*+D]\}\rangle\Big) \quad (15)$$

4 シミュレーション

本研究の設計仕様として，入力周波数を$f = 1$ MHz，入力電圧振幅を$V_m = 10$ V，オン時比率を$D = 0.5$と設定した。これらの値を式(13)および式(14)に代入することにより，$\omega_s^* = 1.29$ と$\varphi = -0.5\pi$が得られる。本研究では，共振インダクタとして$L_s = 4.75$ μHを定め，導出した共振周波数ω_s^* を満たすように，$C_s = 3.18$ nF を得た。表１に設計値を示す。

表１提案回路の設計値

Table 1. Design values of the proposed circuit

パラメータ	設計値
f	1 MHz
V_m	10 V
C_r	40 nF
L_f	800 μH
C_f	40 nF
L_s	4.75 μH
C_s	3.18 nF
D	0.5

図１(a)の回路において負荷抵抗Rを 20 Ω，10 Ω，0.1 Ω のように変化させ，LTspice 24.0.12 でシミュレーションを実行した。図２に負荷変動に対する定常状態の波形を示す。シミュレーション結果より，負荷抵抗によらずスイッチSのターンオン時にスイッチ電圧v_sが ZVS 条件を満たしていることと出力電流I_{out}がほぼ一定に維持されることがわかる。シミュレーションの結果から出力電流の平均値は$I_{out} = 0.266$ A であり，トランスコンダクタンスは$G_m = I_{out}/V_m = 26.6$ mS と算出され，式 (15) による解析結果と定量的に一致することが確認された。これにより，回路解析の妥当性が検証された。

5 むすび

本稿では，電圧駆動負荷独立型E^{-1}級 ZVS 整流回路を提案した。回路解析を通じて，負荷変動下においても一定出力電流および ZVS を常に達成するための条件を明らかにした。シミュレーション結果により，解析結果の妥当性を検証した。本提案回路は，負荷抵抗の変動によらず ZVS 及び一定出力電流の維持，すなわち負荷独立を実現した。

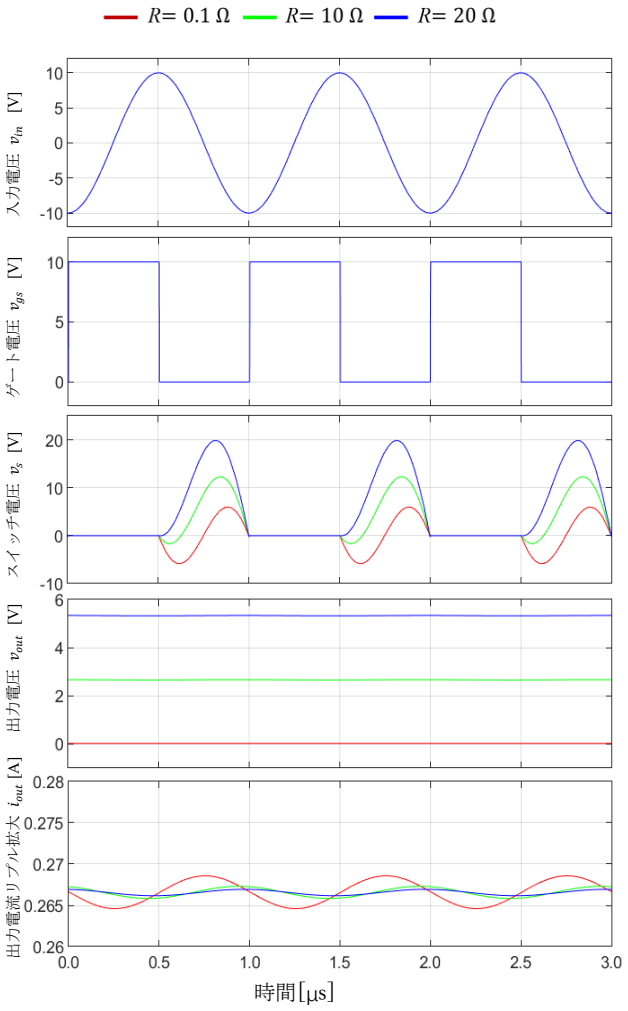


図２シミュレーション波形

Fig.2. Simulation waveforms

文献

[1] A. Komanaka, W. Zhu, K. Nguyen, H. Sekiya and X. Wei, "Load independent class-E^{-1} inverter with shunt capacitance," *IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE),* Kyoto, Japan, 2021, pp. 1-6

[2] S. Oshima and H. Koizumi, "Load-independent class E^{-1} voltage-driven synchronous rectifier," *IEEE 32nd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE),* Helsinki, Finland, 2023, pp. 1-7

©2026 IEE Japan

昇降圧コンバータの電流不連続モードにおける MOSFET 電流検出 LED 電流制御法

渡辺　章太*，吉野　浩行（三菱電機株式会社），大津　定治(三菱電機照明株式会社)

LED Current Control Method using MOSFET Current Sensing in the Discontinuous Current Mode for Buck–Boost Converter

Shota Watanabe*, Hiroyuki Yoshino (Mitsubishi Electric Corporation)
Teiji Otsu (Mitsubishi Electric Lighting Corporation)

1. まえがき

LED 照明電源には力率改善（PFC: Power Factor Correction）制御と LED 電流制御の両立が求められており，ワールドワイドな入力交流電圧と様々な LED 直列数に応じた出力直流電圧への対応が必要である。著者らは小型化を目指して，1 石式の昇降圧コンバータの採用を検討している。

LED には一般的に電流制御が採用される。1 石式の昇降圧コンバータで電流制御を行う場合，出力が負極性となるため，LED 電流検出には絶縁処理が必要となり，小型化の課題となる。上記課題の解決のためには，絶縁不要箇所の検出値を用いた LED 電流の制御手法が望まれる。出力電圧を直接検出せずに出力電圧を制御する手法[1]は提案されている。しかし，LED 照明電源で求められる LED 電流制御や電流不連続モードへの対応までは検討されていない。そこで，本稿では昇降圧コンバータの不連続モードを対象に MOSFET 電流の検出値から出力電流を制御する制御手法を提案する。制御手法の概要を説明した後に，シミュレーションにより有効性を確認する。

２．主回路構成と提案制御法

＜2・1＞主回路構成　　図 1 に本稿での検討回路を示す。検討回路はダイオードブリッジ，昇降圧コンバータ，LED から構成される。提案制御では MOSFET に流れる電流 I_{FET} とリアクトル電流 I_L を検出し，MOSFET を駆動する PWM 信号 Vg を生成する。なお，MOSFET 電流 I_{FET} は LED 電流制御に，リアクトル電流 I_L は後述する下降期間 T_f の導出にそれぞれ用いられる。

＜2・2＞提案制御法　　図 2 に 1 制御周期におけるリアクトル電流 I_L の波形を示す。本稿では検討回路を電流不連続モードで動作させる。具体的な動作としては，PWM 信号 Vg が Hi となるとリアクトル電流 I_L は入力電圧 V_{in} に比例して上昇する。PWM 信号 Vg が Low になるとリアクトル電流 I_L は出力電圧 V_{out} に比例して減少する。リアクトル電流 I_L が 0 まで達した後は 0 付近で共振電流が流れる。ここで，PWM 信号 Vg が Hi となる期間を上昇期間 T_o，PWM 信号 Vg が Hi から Low に変化してからリアクトル電流 I_L が 0 に達するまでの期間を下降期間 T_f とすると，リアクトル電流の最大値 I_{Lmax} は式(1)のように導出できる。

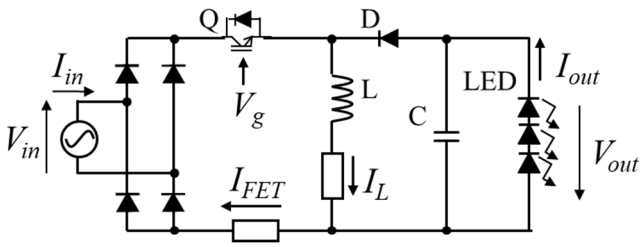


図 1. 昇降圧コンバータ
Fig.1. Buck–Boost Converter

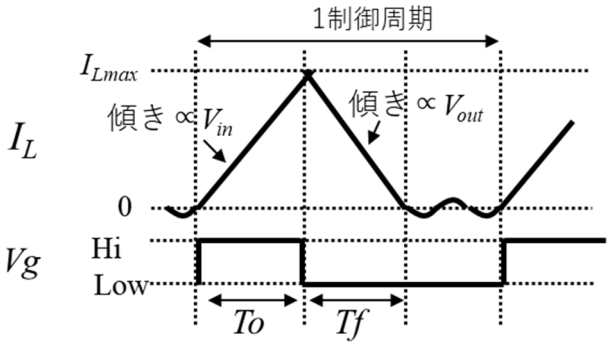


図 2 リアクトル電流波形
Fig.2. Reactor current waveform

$$I_{Lmax} = V_{in}T_o/L = V_{out}T_f/L \quad (1)$$

次に，回路で発生する損失を無視し，入力電流 I_{in} と MOSFET 電流 I_{FET} を等しいとすれば，電力保存則より式(2)が得られる。

$$I_{out} = I_{FET}\,V_{in}/V_{out} \quad (2)$$

最後に式(1)を整理し，式(2)に代入することより式(3）が得られる。

$$I_{OUT} = I_{FET}\,T_f/T_o \quad (3)$$

式(3)より，LED 電流 I_{out} は MOSFET 電流 I_{FET}，上昇期間 T_o，下降期間 T_f を用いて算出できることが分かる。上昇期間 T_o にはフィードバック制御で演算された PWM 信号 Vg の Hi となる期間を用いればよく，下降期間 T_f は PWM 信号

©2026 IEE Japan

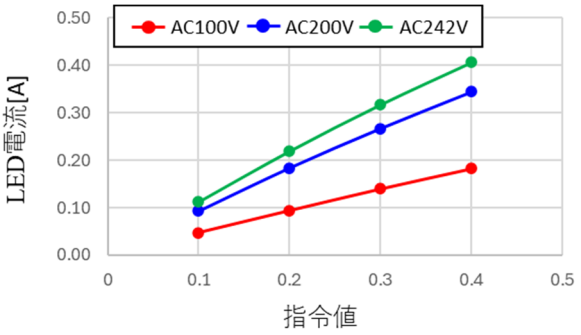
Vg が Hi から Low となったタイミングから検出したリアクトル電流 I_L が 0 に達するまでの期間として導出することができる。

提案制御法では MOSFET 電流 I_{FET} を上昇期間 T_o，下降期間 T_f を用いて LED 電流 I_{out} に換算することで LED 電流 I_{out} の検出なしに LED 電流 I_{out} の制御を行う。

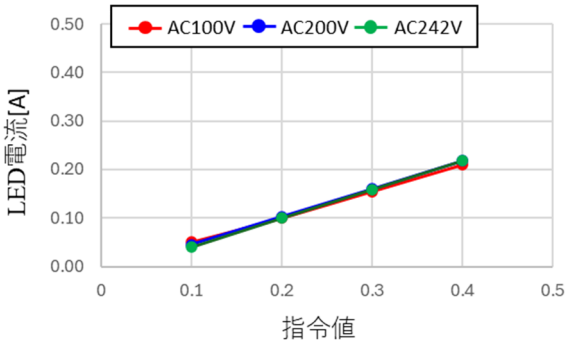
３．シミュレーション検証

入力電圧 AC100V，AC200V，AC242V の 3 条件でシミュレーション検証を実施した。本稿では提案制御との比較として，MOSFET 電流 I_{FET} のフィードバック制御（MOSFET 電流 I_{FET} を LED 電流 I_{out} に換算しない制御）の結果を「提案制御なし」と記載している。なお，シミュレーションには altair 社の PSIM を使用している。

シミュレーション結果を図 3 に示す。図 3(a)の提案制御なしでは入力電圧に応じて LED 電流 I_{out} が変化していることが確認できる。LED 電流 I_{out} が指令値に対して一意に決まらないため，LED 電流 I_{out} を制御することができない。それに対して，図 3(b)の提案制御ありでは入力電圧によらず LED 電流 I_{out} が一致していることが確認できる。図 3(b)における指令値と LED 電流の差は MOSFET 電流 I_{FET} 検出時に発生する誤差によるものである。上記誤差を考慮して指令値を設定することで，提案制御法は LED 電流 I_{out} を指令値通りに制御することができる。



(a)提案制御なし



(b)提案制御あり

図 3 シミュレーション結果
Fig.3. Simulation results

４．まとめ

本稿では不連続動作を行う昇降圧コンバータにおいて，MOSFET 電流を LED 電流に換算することで，LED 電流検出なしで LED 電流を制御する制御法を提案した。また，シミュレーション検証を行い，提案制御の有効性を確認した。

文　献

(1)桑原厚二,松尾博文，宮近詠史：「一次側検出による同期整流フォワードコンバータの出力電圧安定化について」電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J85-B,No.12 ,pp.2404-2408

©2026 IEE Japan

マトリックスコンバータを用いた DAB AC-DC コンバータの単相電力脈動吸収動作における出力電圧範囲の拡大制御法

石井 亮 *，米田 昇平（東京海洋大学)

宅間 春介，大沼 喜也 （長岡パワーエレクトロニクス株式会社）

A Control Method for Expanding Output Voltage Range of a Matrix-Converter-Based DAB AC–DC Converter with Power Decoupling Operation

Makoto Ishii, Shohei Komeda (Tokyo University of Marine Science and Technology),
Shunsuke Takuma, Yoshiya Ohnuma (Nagaoka Power Electronics Co., Ltd.)

1 まえがき

電気自動車向け車載充放電回路として，様々な絶縁形 AC-DC 変換回路が検討されている [1]。文献 [2] では，入力フィルタのコンデンサを活用して単相交流の電力脈動を吸収可能なマトリックスコンバータを用いた DAB AC-DC コンバータが提案されている。しかしながら，出力電圧が電源電圧実効値の半分程度となっている。

本論文では，マトリックスコンバータを用いた DAB AC-DC コンバータの電力脈動補償動作時において，出力電圧範囲が拡大可能な制御法を提案する。以下では，検討回路の構成を示し，回路動作と制御法について述べた後，実験にて電源電圧 200 V，出力電圧 200 V，出力電圧 1.6 kW における動作を確認する。

2 検討回路

図 1 に実験回路の構成を，表 1 に回路定数を示す。検討する AC-DC コンバータは，三相－単相マトリックスコンバータとフルブリッジコンバータを用いた DAB 構成となっている。単相接続時は 2 つの入力フィルタコンデンサとその接点に接続される 1 相分のレグからなるパワーデカップリング回路を活用することで，接点電流 i_n によってコンデンサ電力を制御し，電力脈動を補償する [2]。

3 従来制御法

検討回路ではリプルキャンセル法を適用しており，インダクタ電流 i_L を振幅 I'_L の方形波 i'_L として各期間のデューティ比を計算する。各期間は，電源電力伝送期間 T_s，フィルタコンデンサ放電期間 T_c，フィルタコンデンサ充電期間 T_b，無効電力期間 T_q，零電流期間 T_0 である [2]。

従来制御法では，スイッチング周期内でコンデンサの放電期間 T_c と充電期間 T_b が混在している。しかしながら，T_c と T_b ではコンデンサへのパワーフローが逆であるので，これらがスイッチング周期内で常時混在することは，無駄なパワーフローが存在することを意味する。その結果，従来制御法では出力電圧が入力電圧実効値の半分程度の範囲に限られる。

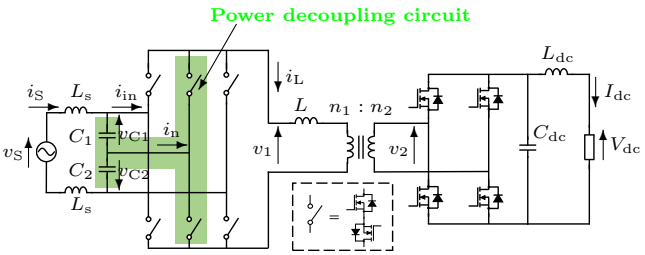


図 1: 実験回路図

Fig. 1. Circuit setup for experiment.

表 1: 回路定数

Table 1. Circuit parameters of Experiment.

Line voltage and frequency	$V_\mathrm{S}, f_\mathrm{S}$	200 V, 50 Hz
Output dc voltage	V_dc	200 V
AC input filter inductor	L_S	15μH
AC input filter capacitor	C_1, C_2	100 μF
DC output filter	$L_\mathrm{dc}, C_\mathrm{dc}$	20 μH, 200 μF
Auxiliary inductor	L	20 μH
Switching frequency	f_sw	30 kHz
Turn ratio of transformer	$n_1 : n_2$	1:1

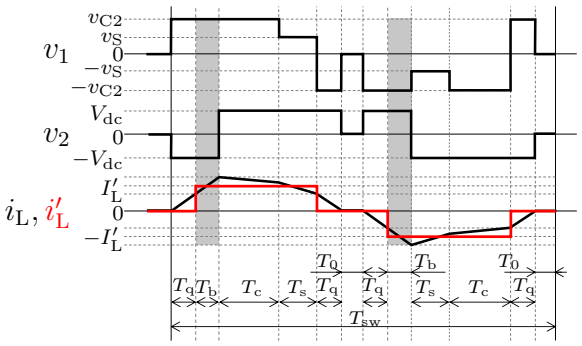
4 出力電圧範囲を拡大可能な制御法

図 2 に提案するスイッチングシーケンスを示す。これは，1 スイッチング周期におけるマトリックスコンバータの高周波交流端子電圧 v_1，整流器交流端子電圧 v_2，およびインダクタ電流 i_L である。

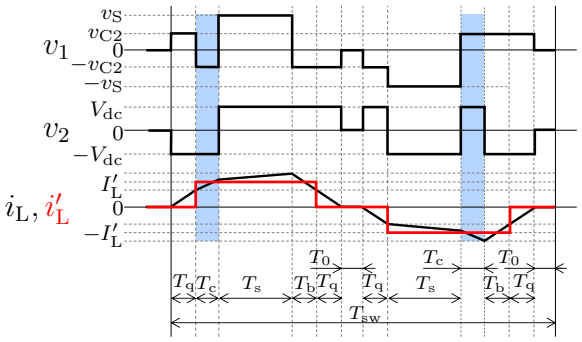
電力脈動補償の観点からすると，スイッチング周期内でコンデンサの放電動作もしくは充電動作のみが存在すればよい。図 2(a) は放電動作のみを行う強制放電動作であり，従来はコンデンサ充電期間であった T_b において動作を反転させ，T_b においてもコンデンサの放電を行っている。一方で，図 2(b) は充電動作のみを行う強制充電動作であり，コンデンサ放電期間である T_c において動作を反転させ，コンデンサの充電を行っている。その結果，スイッチング周期において，コンデンサの充電のみもしくは放電のみという動作を実現でき，出力電圧範囲の拡大が可能となる。

図 3 に，従来制御法と提案制御法における出力電圧 V_dc

©2026 IEE Japan



(a) Forced dischaging sequence



(b) Forced charging sequence

図 2: 提案するスイッチングシーケンス

Fig. 2. Proposed switching sequences.

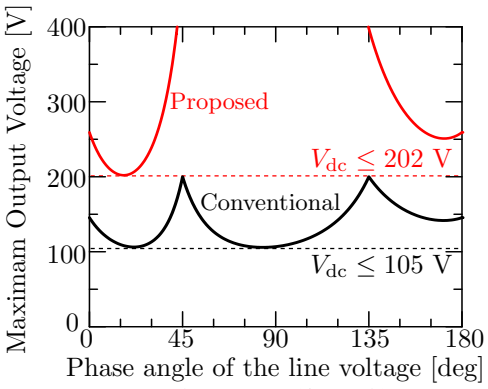


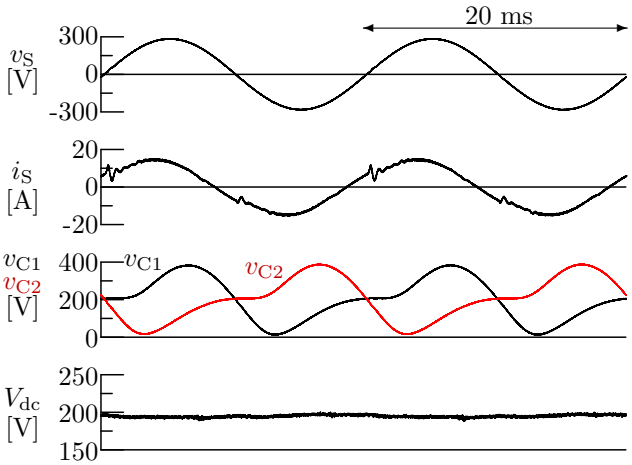
図 3: 出力電圧上限値の比較

Fig. 3. Comparison of Output Voltage Upper Limits

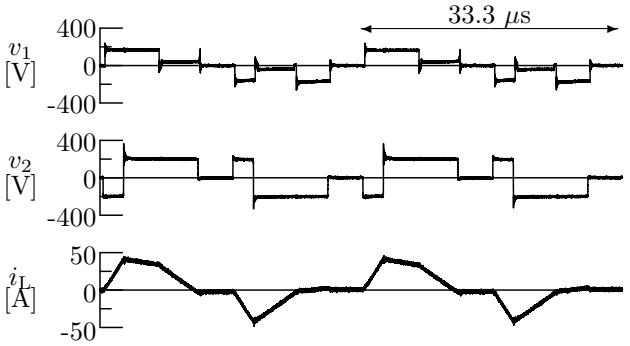
の上限の計算結果を示す。これは出力 2 kW，$I'_L = 24.5$ A とした上で，制御則が成立する（すべてのデューティ比が正となる）V_{dc} の上限を意味している。出力電圧を一定に保つためには，計算結果である実線以下の範囲に V_{dc} を定める必要がある。したがって，提案制御法では出力電圧 V_{dc} の制御可能範囲が 202 V 以下となり，従来制御法の 105 V 以下より出力電圧範囲を拡大できている。

5 実験結果

図 4 に出力電圧 200 V，出力電力 1.6 kW における検討回路の電力脈動補償動作の実験結果を示す。出力には電子負荷を定抵抗モードに設定して接続している。



(a) Input, output and capacitor voltages



(b) DAB operation waveform enlarged around $\omega_S t = 0°$ (forced discharging sequence)

図 4: 出力 1.6 kW における実験波形

Fig. 4. Experimental waveforms(1.6 kW).

図 4(a) に入力電圧電流，コンデンサ電圧，出力電圧の波形を示す。フィルタコンデンサに起因する進相電流の補償を行っていないため，電源電流は進み位相の正弦波である。コンデンサ電圧 v_{C1}，v_{C2} はオフセット電圧をもって変動することで電力脈動を吸収し，結果として，出力電圧は 200 V で一定を保っている。つまり，提案制御法は従来制御法では動作できなかった出力電圧 200 V であっても動作が可能である。

図 4(b) に，入力電圧の電気角 0° 付近における高周波部の動作波形の拡大図を示す。ここでは強制放電動作となっており，図 2(a) と同様の動作波形となっている。

6 まとめ

本論文では，マトリックス DAB AC-DC コンバータにおいて，電力脈動補償動作下で出力電圧範囲を拡大する制御法を提案した。実験により，AC 200 V 入力，DC 200 V・1.6 kW 出力において，提案制御法の妥当性を確認した。

文 献

[1] 入村・山口・渡辺・伊東, 2025 IEEJ-JIASC, pp.I-429–I-432(2025)
[2] M.Ishii, S.Komeda, S.Takuma, and Y.Ohnuma, 2025 IEEE ECCE, pp.1–6(2025)

©2026 IEE Japan

電動車1.5 kW給電に対応したインバータエアコンの突入電流抑制法

池田 風花，桃崎 颯大*(福岡工業大学)，田中 俊彦 (広島工業大学)，金澤 秀俊 (KFS ラボ)

Suppressing of Inrush Currents Caused by Inverter Air Conditioner When Connected to 1.5 kW Power Outlet in HEVs and PHEVs

Fuka Ikeda and Hayato momosaki* (Fukuoka Institute of Technology), Toshihiko Tanaka (Hiroshima Institute of Technology), and Hidetoshi Kanazawa (KFS Laboratory)

1. はじめに

HEV や PHEV などの電動車では，1.5 kW の電力を供給できる給電コンセントが備えられている。この 1.5 kW 給電口から家電機器に電力を供給することで，自然災害が原因となった停電時においても家庭内で生活を維持できる。文献 (1) の調査結果では，地震や台風で自宅が停電した際に，すぐに電源が必要だと思われる家電機器はスマホ充電器が一番多く，次いで冷凍冷蔵庫，エアコンは 3 番目となっている。このような背景から，著者らは先に電動車に装備された 1.5 kW 給電口にインバータを内蔵した家庭用冷蔵庫を接続した際に発生する突入電流を抑制可能な突入電流抑制装置を提案し，その有効性を明らかにした[(2)]。一方，真夏に停電が発生しエアコンが使えない状態では，熱中症を引き起こすリスクが非常に高くなる。文献 (3) において，HEV の 1.5 kW 給電口で利用可能な家電リストにエアコンは含まれていないため，エアコンを使用することができない。そこで本論文では，電動車に装備された 1.5 kW 給電口にインバータエアコンを接続した際に発生する突入電流をシミュレーションにより検証する。さらに，文献 (2) で提案した突入電流抑制装置を用いることでインバータエアコンを電動車の 1.5 kW 給電口で利用可能であることを実験により確認したので報告する。

2. 家庭用インバータエアコンの突入電流

本論文では，東芝インバータエアコン RAS-225SP (2015 年製) を電動車の 1.5 kW 給電口で使用することを目的として突入電流について検討する。図 1 に，RAS-225SP (2015 年製) の外観と室外機のインバータ制御基板を示す。制御基板内では 2000 μF の電解キャパシタが 2 個使用されており単相倍電圧整流回路を構成している。図 2 に，家庭用インバータエアコンで使用されているインバータ回路の主回路構成を示す。単相 100 Vrms の交流電圧をダイオード 2 個を用いた倍電圧整流回路により 280 Vdc の直流に変換し，三相 PWM インバータを用いてコンプレッサ駆動用電動機を可変速運転する。インバータエアコンの定常運転時の消費電力は 1.0 kW 以下である。しかしながら，倍電圧整流回路内の直流キャパシタ C_{DC1} および C_{DC2} には初期電荷がなく電源接続時に大電流が流れ込むこととなる。これが突入電流である。

エアコンは，コンセント接続後室内機のリレーにより始動するため，電源電圧の投入位相のタイミングを決めることができない。図 3 に，図 1 の東芝インバータエアコンを系統 100 V 電源に接続したときの実験結果およびシミュレーション結果を示す。図 3 (a) より，東芝インバータエアコンでは，電源電圧のゼロクロス点でリレーが ON しピーク値が 90 A の突入電流が発生している。図 3 (b) では，インダクタ L_S の初期値を 7.6 mH とし，流入する電流値に応じてインダクタンス値を変化させ，最終的にピーク値が実験結果と一致するように



図 1 東芝インバータエアコン RAS-225SP

Fig. 1. Pictures of TOSHIBA air conditioner RAS-225SP and control circuit board.

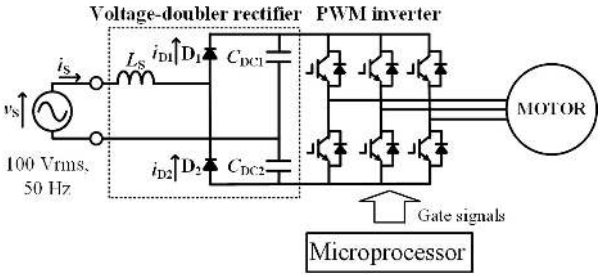
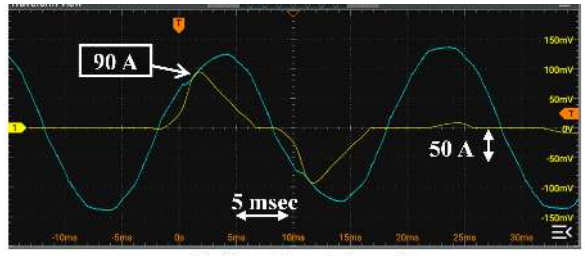
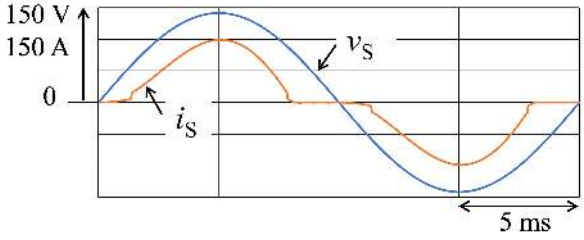


図 2 家庭用エアコンのインバータの回路構成

Fig. 2. Circuit configration of inverter equipped in home use inverter air conditioner.



(a) Experimental results



(b) Simulation results

図 3 図 1 のエアコンを系統 100 V 電源に接続した場合の電圧電流波形

Fig. 3. Experimental and simulation results for Fig. 1 when connected to utility.

©2026 IEE Japan

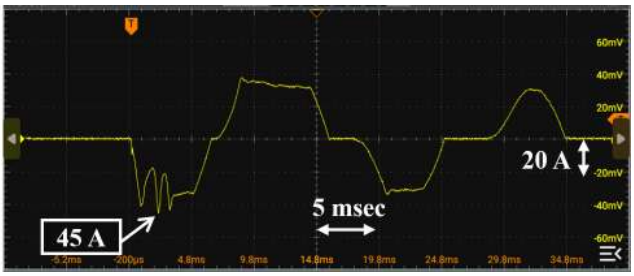


図 4 図 1 のインバータエアコンを PHEV 内の 1.5 kW 給電口に接続した場合の実験結果
Fig. 4. Experimental results for Fig. 1 when connected to 1.5 kW power outlet in PHEV.

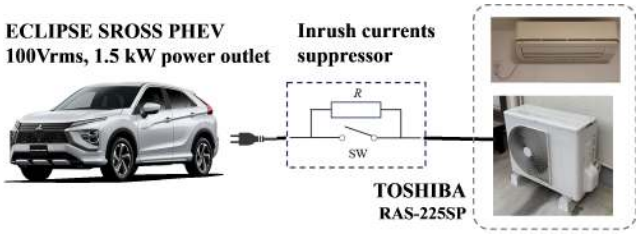


図 5 文献 (2) で提案した突入電流抑制器を接続した実験装置の構成図
Fig. 5. Block diagram of experimental setup with in-rush-current suppressor for 1.5 kW power outlet in PHEV [2].

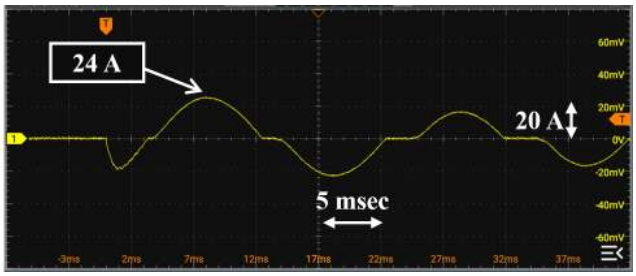


図 6 図 5 で突入電流抑制器の抵抗を 5 Ω にした場合の実験結果
Fig. 6. Experimental results for Fig. 5 with R of 5 Ω.

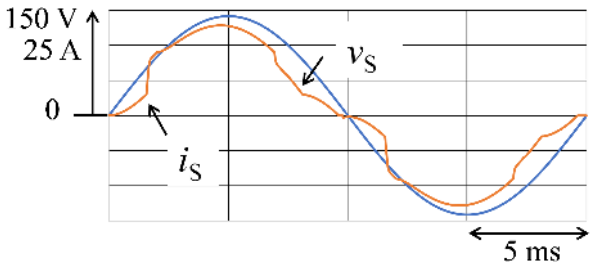


図 7 図 5 で突入電流抑制器の抵抗を 5 Ω にした場合のシミュレーション結果
Fig. 7. Simulation results for Fig. 5 with R of 5 Ω.

2.4 mH とすることでインダクタ L_S の飽和を模擬している。図 3 (b) のシミュレーション結果では，電源電流 i_S のピーク値は 98.8 A となっており図 3 (a) の実験結果とよく一致している。次に，三菱自動車 ECLIPSE CROSS PHEV に装備されている 1.5 kW 給電口に図 1 の東芝インバータエアコンを直接接続した場合の実験結果について述べる。図 4 に，この時の電流波形を示す。電源電圧のゼロクロス点で電源と接続され，PHEV の電圧形インバータに使用される IGBT の定格電流である 40 Arms を超える最大 45 A の電流が流れており，さらに，振動状の波形となっている。これは，1.5 kW 給電口に使用されている電圧形インバータで電流リミッタが動作し過電流を抑制しているためである。しかしながら，定格を超える電流値は車載インバータへのダメージリスクおよび発生するサージ電圧によるインバータエアコンの誤動作発生リスクがある。

3. 実験結果

図 5 に，文献 (2) で提案した突入電流防止回路を用いた実験装置の構成図を示す。電動車に搭載されている 1.5 kW を給電可能なインバータは，絶縁型 DC-DC コンバータおよび IGBT を 4 個用いた電圧形インバータで構成されている [4]。図 5 において，インバータエアコンは突入電流抑制装置を介して試験車内の 1.5 kW 給電口に接続している。突入電流抑制器では，はじめに SW を開放した状態で抵抗 R を直列に接続し，突入電流を抑制した後に SW を閉じることで抵抗 R を短絡除去する。これにより，インバータエアコン接続時に発生する突入電流を抑制できる。図 6 に，図 5 において突入電流抑制器の抵抗 R を 5 Ω に設定した場合の実験結果を示す。電源電流のピーク値は，24 A となっており，突入電流の発生を抑制している。図 7 に，図 2 に突入電流抑制装置を接続した場合のシミュレーション結果を示す。このとき，図 3 (b) で用いた飽和を模擬できるインダクタ L_S を用いている。図 7 において，電源電流のピーク値は 22 A となっている。図 6 の実験結果および図 7 のシミュレーション結果はよく一致しており，図 6 の実験結果の妥当性が確認できる。図 6 および図 7 において，電源電流のピーク値は試験車に使用されている電圧形インバータの IGBT の定格電流である 40 Arms を下回っており，文献 (2) で提案した突入電流抑制器を用いることでインバータエアコンを 1.5 kW 給電口に接続可能であることが確認できる。

4. むすび

本論文では，電動車に装備された 1.5 kW 給電口にインバータエアコンを接続した際に発生する突入電流を文献 (2) で提案した突入電流抑制器を用いて抑制可能であることをシミュレーションと実験により確認した。シミュレーション結果および実験結果から，インバータエアコンの突入電流を三菱自動車 ECLIPSE CROSS PHEV に使用されている IGBT の定格電流である 40 Arms の 60% 程度に抑制しながら電動車の 1.5 kW 給電口でインバータエアコンが使用可能であることを確認した。

文　献

（1） [Online] https://toyota.jp/kyuden/?m kyuden v2h kyuden top
（2） 池田風花，他:「電動車 1.5 kW 給電に対応した家庭用冷蔵庫の突入電流抑制法」，2025 年電気学会産業応用部門大会，no. 1-103 (2025)
（3） [Online] https://www.toyotarentacar.net/rental/usage/emergency/
（4） 竹内崇，他:「新型 1.5 kW AC インバータの開発」，豊田自動織機技報，No. 71, pp. 59-62 (2020)

©2026 IEE Japan

複数台電動車の 1.5 kW 給電口を活用した並列接続形倍電圧整流回路とその応用

池田 風花，佐藤 優樹＊ (福岡工業大学)，田中 俊彦 (広島工業大学)，金澤 秀俊 (KFS ラボ)

A parallel-connected voltage-doubler rectifier with 1.5 kW power outlets in Multiple EVs and Its Applications

Fuka Ikeda and Yuki Sato* (Fukuoka Institute of Technology), Toshihiko Tanaka (Hiroshima Institute of Technology), and Hidetoshi Kanazawa (KFS Laboratory)

1. はじめに

著者らは先に，電動車内の 1.5 kW 給電口での冷蔵庫使用を目的として冷蔵庫内の倍電圧整流回路の突入電流発生現象を理論的に明らかにした[1]。一方，文献 (2) では 1.5 kW 給電口への冷蔵庫接続時に発生する突入電流の抑制器を提案し，その有効性を実験により確認した。

マンション停電時において，使用できたら良い共用設備としてアンケート回答者の 68% が水道やトイレ用ポンプと答えている[3]。ポンプに使用されている電動機の容量は，5.5 kW 以下が 80% を占めている[4]。したがって，複数の電動車の 1.5 kW 給電口を用いて倍電圧整流回路を並列接続することにより，これらの用途に対応できる。本論文では，複数台電動車の 1.5 kW 給電口を使用し，より大容量のインバータ駆動に対応した並列接続形倍電圧整流回路を提案し，その有効性を明らかにする。さらに，直流入力汎用インバータを用いて三相 200 Vrms ブロワモータを駆動し，実験により提案した並列接続形倍電圧整流回路の有効性を確認したので報告する。

2. 並列接続形倍電圧整流回路

図 1 に，本論文で提案する並列接続形倍電圧整流回路のブロック図を示す。ここでは，2 台の電動車の使用を想定している。電動車 1 台で 1.5 kW の電力を供給可能であるが，並列多重とすることで，より大容量の直流入力汎用インバータで三相電動機を駆動できる。図 1 において，各倍電圧整流回路の出力段にダイオードを接続し他方の倍電圧整流回路からの電流流入を防止している。この並列接続形倍電圧整流回路の直流側に直流入力端子を有するより大容量の汎用インバータを接続し，ポンプの駆動が可能となる。これにより，停電時においても水の確保など社会インフラを維持できる。

ここで，PSIM を用いた計算機シミュレーションにより本論文で提案した並列接続形倍電圧整流回路の動作を確認する。図 2 に，図 1 のシミュレーション結果を示す。図 2 では，図 1 の上段の倍電圧整流回路投入時の電源電圧位相角を 0° とし，下段の倍電圧整流回路の電源電圧投入時位相角は 60° としている。文献 (1) において，電源電圧の位相角を 60° とした場合に突入電流のピーク値が最大となることを報告した。図 2 のシミュレーション結果では，上段の倍電圧整流回路の突入電流のピーク値に比べ下段の倍電圧整流回路の突入の電流ピーク値が大きくなっている。また，同文献では倍電圧整流回路投入時の電源電圧位相角を 0° として発生する突入電流のピーク値と電源電圧の次の負の半周期で発生する突入電流が一致することを理論的に明らかにしている。図 2 のシミュレーション結果は，文献 (1) の検討結果と良く一致している。図 2 のシミュレーション結果から，本論文で提案した並列接続形倍電圧整流回路を用いることで，より大容量の直流入力汎用インバータに電力供給が可能である。しかしながら， 図 2 のシミュレーション結果において両方の倍電圧整流回路で突入電流が発生している。このため，文献 (2) で提案した突入電流抑制器を 1.5 kW 給電口との間に設置する必要がある。

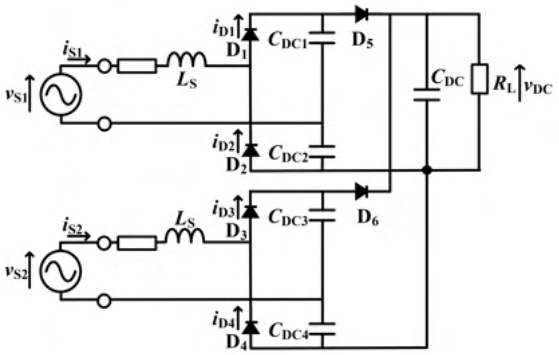


図 1　本論文で提案する並列接続形倍電圧整流回路の構成図

Fig. 1. Power circuit diagram of proposed parallel-connected voltage-doubler rectifier.

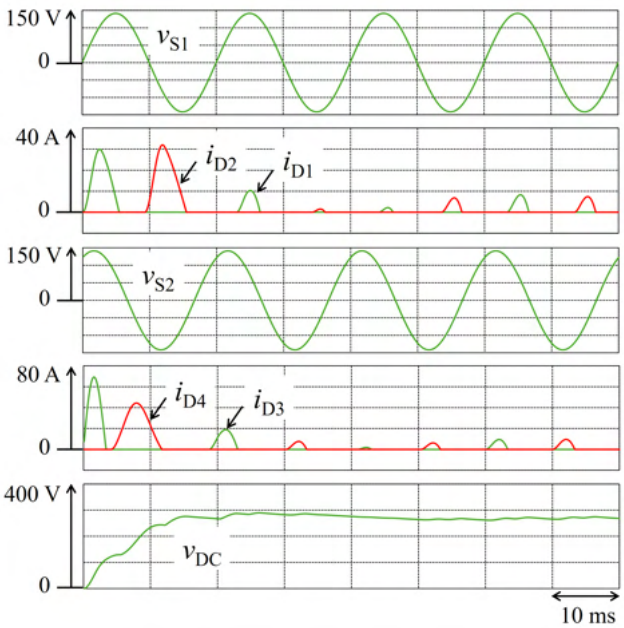


図 2　図 1 の並列接続形倍電圧整流回路のシミュレーション結果

Fig. 2. Simulation results for proposed parallel-connected voltage-doubler rectifier in Fig. 1.

©2026 IEE Japan

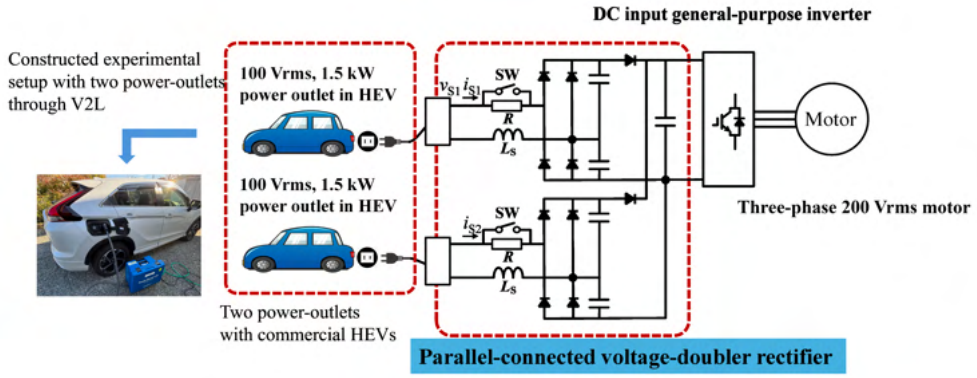


図３　ECLIPSE CROSS PHEV (plug-in hybrid electric vehicle) とパワームーバーライト VPS-3C1A-B を用いた実験装置の構成図

Fig. 3.　Block diagram of constructed experimental setup with ECLIPSE CROSS PHEV and VPS-3C1A-B.



図４　構築した実験装置の外観写真

Fig. 4.　Picture of constructed experimental setup.

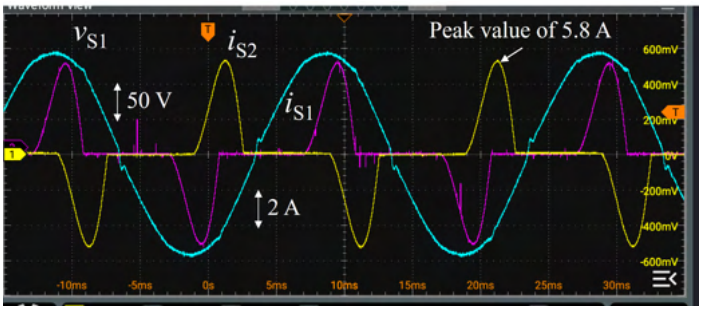


図５　図３の実験結果

Fig. 5.　Experimental results for Fig. 3.

3.　PHEV とパワームーバーライトを用いた実験結果

図 3 に，実験装置のブロック図を示す。2 台の電動車の 1.5 kW 給電口を模擬するため 1 台の三菱自動車 ECLIPSE CROSS PHEV (plug-in hybrid electric vehicle) を使用し，CHAdeMO に接続して V2L (vehicle to load) を構築できるニチコン社製パワームーバーライト VPS-3C1A-B を用いて 2 口の 1.5 kW 給電口を用意している。また，ニチコン社製パワームーバーライト VPS-3C1A-B の 1.5 kW 給電口は，それぞれ独立した電圧形インバータを用いている。このとき，2 台の倍電圧整流回路の交流側には，文献 (2) で提案した抵抗 R と SW から構成される突入電流抑制器を設置している。

図 4 に，構築した実験装置の外観写真を示す。ECLIPSE CROSS PHEV とパワームーバーライト VPS-3C1A-B は屋外に配置し，2 台のコードリールを用いて机上の並列接続形倍電圧整流回路に接続している。直流入力汎用インバータとして YASKAWA GA500 を用いており，出力側には 0.38 kW の三相 200 Vrms ブロアモータを接続している。図 5 に，実験結果を示す。三相 200 Vrms ブロアモータは，50 Hz で駆動している。電圧波形 v_{S1} および 電源電流 i_{S1} は，上段の倍電圧整流回路の入力電圧および電流波形を示している。また，使用したオシロスコープでは v_{S1} で同期させている。各給電口の出力電圧の周波数は完全に一致していないため，i_{S2} は静止しない。そこで，シングルショットで波形を観測した。また，i_{S1} と i_{S2} の位相が異なっていることから，各給電口の出力電圧の位相は異なっている。しかしながら，i_{S1} と i_{S2} の振幅は一致しており，倍電圧整流回路の安定な並列運転が実現している。各倍電圧整流回路の入力電力を測定すると，上段の倍電圧整流回路の入力電力は 128 W であり，下段は 108 W であった。図 5 の実験結果から，提案した並列接続形倍電圧整流回路が安定な並列運転を実現しており，複数台の電動車の 1.5 kW 給電口を用いることで，より大容量の直流入力汎用インバータに電力を供給することができる。

4.　む す び

本論文では，複数台の電動車の 1.5 kW 給電口を使用し，より大容量のインバータ駆動に対応した並列接続型倍電圧整流回路を提案し，その有効性を PSIM を用いた計算機シミュレーションにより確認した。さらに，直流入力汎用インバータを用いて三相 200 Vrms ブロワモータを駆動し，実験により提案した並列接続形倍電圧整流回路の有効性を確認した。

文　献

（1） F. Ikeda, T. Tanaka, and H. Kanazawa, “Inrush current of inverter-equipped refrigerators connected to a power outlet for various source-voltage phase-angles”, *IEEJ J. Ind. Apps.*, Advance publication (2025).
（2） 池田風花，田中俊彦，金澤秀俊，松坂孝：「電動車 1.5 kW 給電に対応した家庭用冷蔵庫の突入電流抑制法」，2025 年電気学会産業応用部門大会，no. 1-103 (2025)
（3） https://prtimes.jp/main/html/rd/p/000000044.000085002.html (Accessed on Sept. 15, 2025)
（4） https://www.ejk.co.jp/products/mp-system/ (Accessed on Sept. 18, 2025)

©2026 IEE Japan

補助共振転流ブロックリンクスナバ形ソフトスイッチング PWMインバータにおける回路パラメータ設計指針

山際 力綺*，三島 智和（山口大学），杉野 貴基（三菱電機エンジニアリング）

Circuit Parameter Design Guideline of a Soft-Switching PWM Inverter with an Auxiliary Quasi-Resonant Commutation Block

Riki Yamagiwa*，Tomokazu Mishima（Yamaguchi University），Atsuki Sugino (Mitsubishi Electric Engineering)

1. まえがき

電力を使用するあらゆる電動機器（エアコン，EV，昇降機 など）において，電力変換時の損失低減は重要な課題である。これらの装置では高性能化や小型化のために高周波スイッチングが求められるが，それに伴うスイッチング損失やノイズの増大が問題となる。これらを抑制しつつ高速動作を実現する解決策として、ソフトスイッチング技術が研究されている。本稿では，SiC-MOSFET を用いた正弦波 PWM インバータのキャリア高周波化に対するソフトスイッチング範囲の確保と，それを実現する補助共振ブロック (Auxiliary Quasi-Resonant Commutation Block-link: ARCB)[1][2] 内の受動部品 (LC) パラメータの設計法について論じる。また，その有用性をシミュレーションにより明らかにする。

2. 回路構成

検討するソフトスイッチング PWM インバータの回路構成を Fig. 1 に，スイッチ素子のパルスパターンを Fig. 2 にそれぞれ示す。本 PWM インバータは，主スイッチ素子（Q_1, Q_2）とロスレススナバキャパシタ（C_{r1}, C_{r2}），ARCB 内の共振インダクタ (L_{ra})，共振キャパシタ（C_{ra}）および補助スイッチ素子 (Q_{1a}, Q_{2a}）により構成される。

3. 共振回路パラメータ設計指針

キャリア周波数の高周波化に伴い，補助回路にはより高速な転流動作が求められる。しかし，キャリア周波数の高周波化は 1 周期あたりのスイッチング時間を短縮させるため，ARCB 内のソフト転流動作に要する時間の猶予を減少させる要因となる。

本来，ゼロ電圧ソフトスイッチング（ZVS）を成立させるた

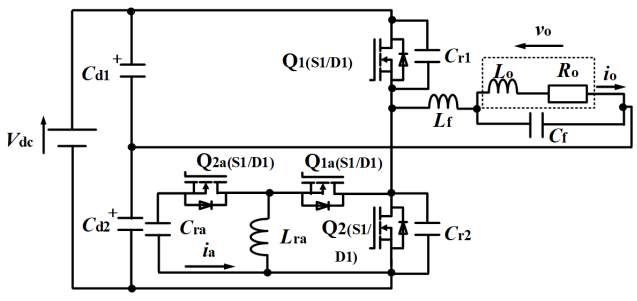


Fig. 1: Circuit diagram of ARCB-link soft switching PWM inverter.

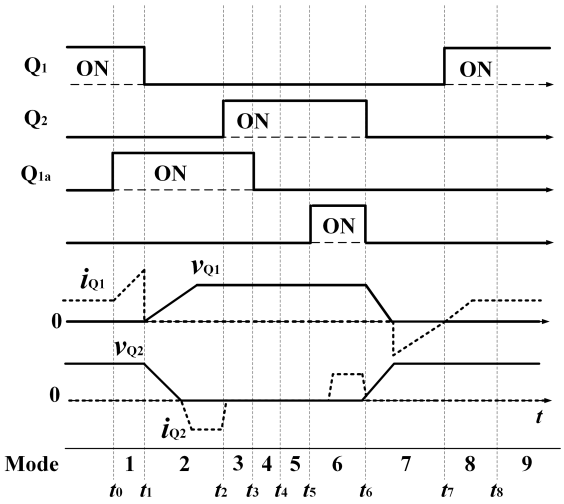


Fig. 2: Typical gate signal patterns and switching waveforms ($i_o > 0$).

めには，ARCB の共振動作によって主スイッチ並列のスナバキャパシタの電荷を完全に放電し，その電圧をゼロにするための期間（共振時間 T_q）を確保する必要がある。一方，高周波化に伴いパルス幅が T_q を下回る領域では，キャパシタの放電が完了する前に主スイッチをターンオンしてスナバキャパシタの残留電圧をスイッチの導通と同時に短絡するという不完全な ZVS 動作が生じる。ゆえに，ターンオン・スイッチング損失の増大を招くだけでなく，スイッチング素子の定格電流を超過し破壊を引き起こす原因となる。

キャリア周波数と LC パラメータの関係について以下に示す。部分共振セル周期 T_q と主スイッチオン時間 $T_{on(Q_1,Q_2)}$ の関係は

$$T_{on(Q_1,Q_2)} > T_q, \quad T_q = 2\pi\sqrt{L_{ra}C_{ra}} \tag{1}$$

であり，キャリア周期を T_s，デューティー比を d（$0 < d < 1$）とすると主スイッチオン時間は

$$T_{on} = d \cdot T_s \tag{2}$$

と表される。PWM 信号のデューティ比は出力電圧に応じて時間的に変化するため，1 周期の中でパルス幅が最も狭くなる最小値 d_{min} の時点においても，正常な転流動作を確保する必要がある。すなわち，指令されたパルス幅 $d_{min} \cdot T_s$ が共振時間 T_q よりも短くなると，共振動作が完了する前に主スイッチの転流が起こり，上述の不完全な ZVS 動作となる。したがって，全

©2026 IEE Japan

ての負荷率に対して主スイッチおよび補助スイッチのソフト転流を実現するには，最小パルス幅においても共振時間を確保できるよう，

$$d_{\min} \cdot T_s > T_q \tag{3}$$

を満たすように設計する必要がある。また，ARCB 内に流れる電流振幅についても考慮が必要である。すなわち，ARCB 内の共振特性インピーダンス Z_r を

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_{ra}}{C_{ra}}} \tag{4}$$

とすると，ARCB 内に流れる電流のピーク値 I_{pp} は

$$I_{pp} = \frac{V_{cra_max}}{Z_r} > I_o \tag{5}$$

となる。ここで，V_{cra_max}，I_o は補助共振キャパシタ電圧のピーク値，出力電流をそれぞれ表す。負荷電流 I_o は負荷率や力率によって常に変動するため，(5) 式が満たされず共振電流が負荷電流を下回ると，スナバキャパシタを完全に放電できず不完全 ZVS 動作が発生する。ここで，V_{cra_max} は負荷に依存せずほぼ一定であることから，I_{pp} は Z_r に左右される。すなわち，Z_r を下げれば I_{pp} が大きくなり ZVS 領域は拡大するが，導通損失が増大する。逆に Z_r を過度に上げれば重負荷時に I_{pp} が不足する。よって，損失と ZVS 範囲のトレードオフを考慮し，L_r, C_r を選定する必要がある。

4. シミュレーション結果と評価

本回路設計指針の有用性をシミュレーションにより検証する。上述の設計指針に基づき与えた回路パラメータを含むシミュレーション条件 Table 1 に示す。ここでは，共振周期は $T_q \approx 6.6\,\mu$s となり，キャリア周波数 40 kHz（周期 $T_s = 25\,\mu$s）に対して十分に短く，(3) 式を満たす。また，特性インピーダンスは $Z_r \approx 6.32\,\Omega$ と設定し，最大負荷電流 I_{o_max} に対して転流に必要な共振電流 I_{pp} を確保できる状態とする。具体的には，インバータ容量 3 kVA，負荷抵抗 3.8 Ω を想定すると，最大負荷電流は $I_{o_max} \approx 39.5$ A となる。これに対し，キャパシタ電圧最大値 V_{cra_max} を入力電圧と同等の 300 V と仮定して (4), (5) 式より算出すると共振電流ピーク値は $I_{pp} \approx 47.5$ A となる。主スイッチ Q_2 のオン時比率 $d = 0.67$ (16.75 μs) の場合と，設計上の制約条件である T_q に近い最小パルス幅 $d = 0.27$ (6.75 μs) の 2 条件にて動作検証を行う。

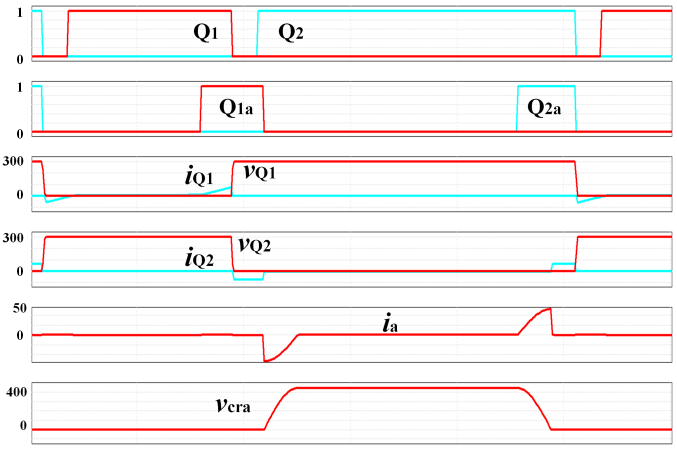
得られたシミュレーション結果の波形を Fig. 3 に示す。Fig. 3(a), (b) のいずれの条件においても，主スイッチ Q_1, Q_2 の両端電圧（v_{Q1}, v_{Q2}）がゼロになった後にゲート信号がオンしていることが確認できる。特に，パルス幅が狭く転流時間が不足しやすい厳しい条件（Fig. 3(b)）においても，ARCB の適切な動作によりスナバキャパシタの放電が完了しており，完全な ZVS が達成されている。以上の結果より，提案したパラメータ設計法および選定した定数の妥当性が明らかとなる。

5. あとがき

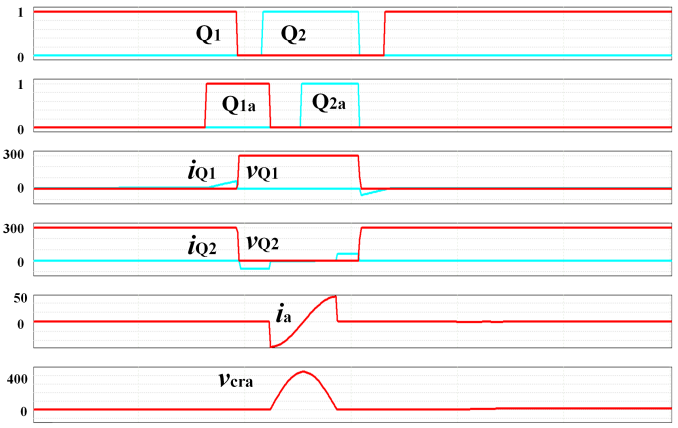
補助共振転流ブロックリンクスナバ形正弦波 PWM インバータのキャリア高周波化に対するソフトスイッチング範囲の確保と，それを実現する LC 回路パラメータの設計法を論じ，有用性をシミュレーションにより確認した。実験による評価は今後の課題とする。

Table 1: Circuit parameters of Simulation.

Item	Symbol	Value[unit]
DC input voltage	V_{dc}	300 [V]
Utility frequency	f_u	50 [Hz]
Carrier frequency	f_s	40 [kHz]
Auxiliary resonant capacitor	C_{ra}	167 [nF]
Auxiliary resonant inductor	L_{ra}	6.67 [μH]
Lossless snubber capacitors	C_{r1}, C_{r2}	10[nF]
AC filter capacitor	C_f	330 [μF]
AC filter inductor	L_f	390 [μH]
Load equivalent resistor	R_o	3.8 [Ω]
Load equivalent inductor	L_o	1.56 [mH]



(a) $d = 0.67$ ($i_o < 0$)



(b) $d = 0.27$ ($i_o > 0$)

Fig. 3: Simulated waveforms of main and auxiliary switches (5 μs/div).

参考文献

[1] E. Hiraki, M. Yoshida, M. Nakaoka, T.Horiuchi, and Y. Sugawara, "Auxiliary Active Quasi-Resonant Commutation Block Snubber-Assisted Voltage Source Three Phase Soft Switching PFC Rectifier", *IEEE 32nd Annual Power Electron. Specl. Conf.*, Vol.3, pp.1647-1652, 2001
[2] Q. Wang and Y. Wang "Research on a Novel High-Efficiency Three-Phase Resonant Pole Soft-Switching Inverter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 5, pp.5845-5857, May 2021.

©2026 IEE Japan

空中発射式小型ロケット向けインバータシステムの低温低圧環境下における動作検証

津川 駿平，大野 宗祐，林 真一郎 (千葉工業大学)

Operation Verification of an Inverter System for Air-Launched Small Rockets Under Low-Temperature and Low-Pressure Conditions

Shunpei Tsugawa, Sohsuke Ohno, Shin-Ichiro Hayashi (Chiba Institute of Technology)

キーワード：航空宇宙，インバータ，信頼性，SiC MOSFET
Keywords: Aerospace, Inverter, Reliability, SiC MOSFET

1. まえがき

近年，小型衛星の打ち上げ需要増加に伴い，ロケットの量産化や省コスト化が要求されている。そのため，空中発射技術とハイブリッド燃料技術を掛け合わせた小型ロケットが提案されている。Fig.1 は，空中発射の流れを示している。空中発射とは，気球を用いてロケットを高度 20～30 km まで上昇させ，空中で発射させる技術であり，発射コストの削減が期待されている[(1)]。また，ハイブリッド燃料技術とは，固体燃料と液体酸化剤を混合して推進力を得る技術であり，燃料コストが低い特長を有する。一方で，燃料の混合には電動ターボポンプが必要となる[(2)]。電動ターボポンプは，バッテリを電源としてインバータにより電動機を駆動させる構成である。しかしながら，Fig.1 に示す発射の流れにおいてロケットが打ち上げを開始するのは気温 −55°C，気圧 1 kPa（地上の 1/100）であり，電動ターボポンプにとって非常に厳しい周囲環境となる。従来，航空宇宙用途の電機品には専用部品が使用されているが，省コスト化の観点から民生部品への置き換えも必要である。

本研究では，民生部品を用いた電動ターボポンプ用インバータの開発を目的に，500 VA のミニモデルを製作し信頼性評価を実施した。本稿では特に電気的な特性評価について着目し，低温低圧環境における動作検証結果について報告する。

2. 電動ターボポンプ用インバータ（ミニモデル）の開発

Fig.2 は，開発したインバータ（ミニモデル）の回路図を示している。インバータの開発には，SERVIS(**S**pace **E**nvironment **R**eliability **V**erification **I**ntegrated **S**ystem：環境信頼性実証システム) プロジェクトを参考にした。SERVIS プロジェクトとは，小型衛星への民生部品適用を目的とした信頼性実証システムである。民生部品の信頼性評価試験を策定し，実際に信頼性評価試験を実施した結果がリスト化されている。本インバータのゲート駆動回路を構成する部品は，信頼性評価試験をクリアした部品およびそのシリーズ品から選定した。一方，主回路を構成するフィルムキャパシタ C_{LIN} および SiC MOSFET $\mathrm{Q_1}$ ～ $\mathrm{Q_4}$ は SERVIS プロジェクトで評価された部品に適切なものが無かったため，一般的なインバータの部品選定に基づきそれぞれ EZPV60107MTC（Panasonic 製），SCT4013DE（ROHM 製）を選定した。また，PCB レイアウト設計においては，低圧環境における絶縁距離を考慮した設計とした。

開発したインバータの信頼性を評価するために，SERVIS プロジェクトにて部品単体の信頼性評価試験として策定された試験内容を参考に，本インバータシステムにおける信頼性評価手法を検討した。Table 1 に，SERVIS プロジェクトにおける信頼性評価試験項目をまとめている[(3)]。信頼性評価試験項目のうち，電気的特性試験と機械的特性試験は本インバータシステムの信頼性評価に必要であると判断した。一方で，その他の試験項目は，小型衛星のように数ヶ月 ～ 数年の運用期間を想定された長期的な信頼性を評価する試験であり，ロケットの電動ターボポンプの運用時間（5~10 分程度）を考慮すると不要であると判断した。また，宇宙環境で問題となる放射線試験に関しても，高度 100 km 以下の放射線の影響は地上と同程度であるため不要であると判断した[(4)]。

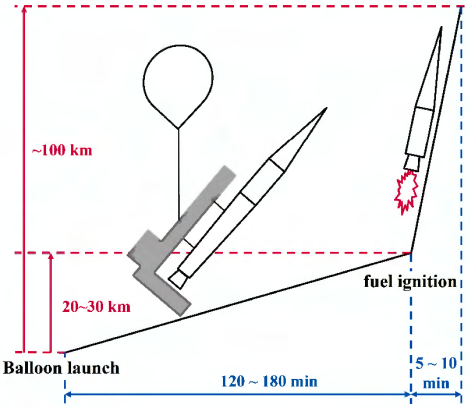


Fig. 1 Launch sequence for an air-launched small rocket.

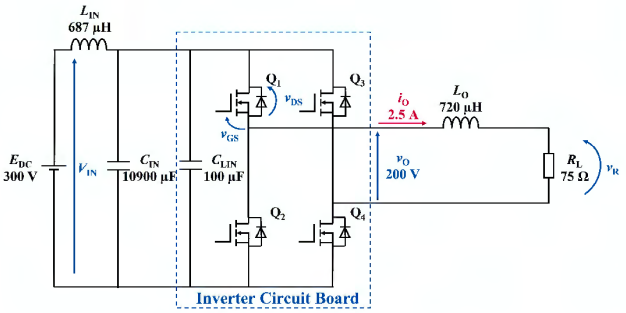


Fig. 2 Schematic diagram of the developed inverter.

3. インバータの信頼性評価試験

本稿では，前節で検討した信頼性試験項目のうち，電気的特性試験を実施した。本インバータシステムに対する電気的特性試験は，常温常圧環境（20°C, 100 kPa）およびロケットの打ち

©2026 IEE Japan

Table 1 Reliability test items established by the SERVIS project[3]

Test items	Test contents	Requirements for the inverter system
Electrical characteristics test	Characteristics test at room and low temperatures	○
Mechanical property test	Vibration testing, shock resistance testing, etc.	○
Life test	125°C, 2000 h	×
Thermal cycle test	−5°C/125°C, 1000 cycle	×
Radiation exposure test	Reference MIL-STD-750	×
Outgassing test	Reference JERG-0-034	×

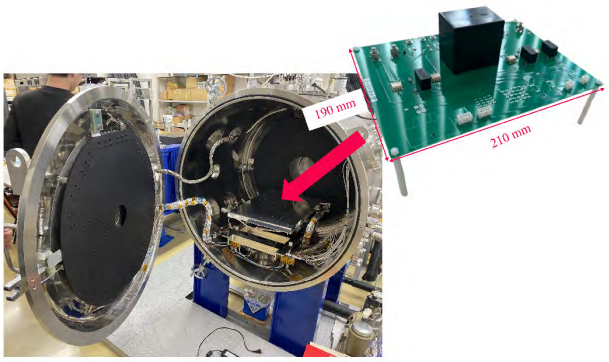
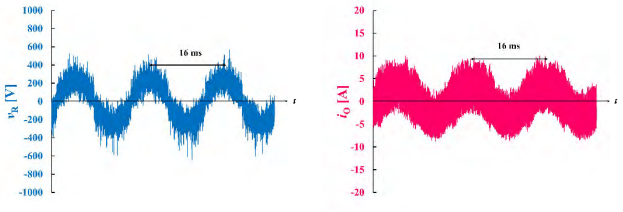
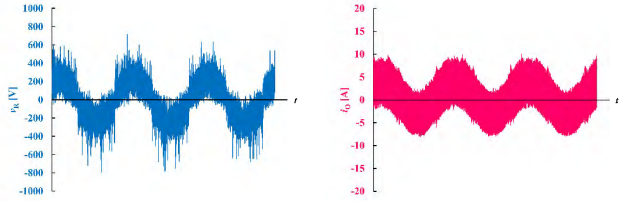


Fig. 3 Testing environment.



(a) Output voltage. (b) Output current.

Fig. 4 Experimental waveforms (@20°C, 100 kPa).



(a) Output voltage. (b) Output current.

Fig. 5 Experimental waveforms (@−55°C, 1 kPa).

上げ時に晒される低温低圧環境（−55°C, 1 kPa）にて，仕様通りの動作を行うことができるか評価することとした。電気的特性試験を行うために，本学が所有する火星環境模擬チャンバーを使用した。Fig.3 は，火星環境模擬チャンバーを含む試験環境を示している。火星環境模擬チャンバーは，直径 1 m ほどの大きさの真空チャンバーであり，火星大気と同じ温度，圧力，大気の化学組成の再現が可能である。試験では，Fig.2 に青色破線で示したインバータ回路及びゲート駆動回路のみをチャンバー内に設置し，直流電源，負荷，測定器はチャンバーの外に設置した。なお，インバータの動作条件は，入力電圧 300 V，出力電圧 200 V・60 Hz，出力容量 500 VA，キャリア周波数 50 kHz とした。

Fig.4 は，常温常圧環境（20°C, 100 kPa）におけるインバータの出力電圧および電流波形を示している。また，Fig.5 は，低温低圧環境（−55°C, 1 kPa）におけるインバータの出力電圧および電流波形を示している。Fig.5 より，開発したインバータは低温低圧環境においても仕様通り動作することが確認できた。一方で，低温低圧環境においては，常温常圧環境と比較して出力波形において高周波ノイズの増大が見られた。なお，高周波ノイズの増大は，気圧のみを低下させた常温低圧環境（20°C, 1 kPa）では見られなかった。

高周波ノイズ増大の原因として，2 つの理由が考えられる。1 つ目は，温度の低下によりフィルムキャパシタ C_{LIN} のキャパシタンスが減少したことで，X コンデンサとしての効果が低減したことである。2 つ目は，温度の低下により SiC MOSFET のスイッチング速度が上昇したことである。SiC MOSFET は，酸化膜-半導体界面の欠陥密度が Si パワーデバイスと比較して高く，スイッチング中にも浅い準位への電荷のトラップ・デトラップが発生する。低温環境（−57°C）においては，デトラップが発生しづらくなり，入力容量が数 % 低下することが報告されている。入力容量の低下は，SiC MOSFET のスイッチング速度を上昇させるため，高周波ノイズが増大したと考えられる。

4. まとめ

本稿では，小型ロケット向け電動ターボポンプに使用されるインバータの開発を目的に，インバータの信頼性評価手法について検討した。さらに，インバータが晒される低温低圧環境（−55°C, 1 kPa）において開発したインバータの動作検証を行った。低温低圧環境においてもインバータが仕様通り動作した一方で，低温環境によるフィルムキャパシタの容量減少および SiC MOSFET のスイッチング速度上昇に伴った高周波ノイズの増大がみられた。そのため，低温低圧環境，特に低温環境において SiC MOSFET を使用する際には，スイッチング速度の上昇による高周波ノイズの増大に留意が必要と考えられる。

文　献

(1) T. Shoyama, *et al.*, “Air-Launch Experiment Using Suspended Rail Launcher for Rockoon,” *Aerospace*, vol. 8, no. 10, 2021.
(2) T. Shoyama, *et al.*, “Air-Launch Experiment Using Suspended Rail Launcher for Rockoon,” *Acta Astronautica*, vol. 224, pp. 138–147, 2024.
(3)「宇宙転用可能部品の宇宙適用ハンドブック」, JAXA 安全・信頼性推進部, https://sma.jaxa.jp/TechDoc/Docs/JAXA-JERG-1-010.pdf（最終閲覧日：2026/01/06）
(4) 丸善株式会社, 日本航空宇宙学会 編, 航空宇宙工学便覧, 東京,2005 p1024
(5) X. Ding, *et al.*, “Characterization of Low-Temperature for SiC MOSFET Based On the Capacitance-Voltage Characteristic” in *Proc. 2022 ITEC Asia-Pacific*, 2022.

©2026 IEE Japan

太陽光発電システムに適用した 一相 PWM 変調方式三相インバータの動作解析

赤名　峻太朗*，道平　雅一（神戸市立工業高等専門学校），安田　台（株式会社 TMEIC）

Operation Analysis of a three-phase inverter with a single-phase PWM modulation method applied to a photovoltaic power generation system

Shuntaro Akana, Masakazu Michihira (Kobe City College of Technology), Utena Yasuda (TMEIC Corporation)

１．はじめに

近年，環境意識の高まりから，再生可能エネルギーによる発電が注目されている。中でも太陽光発電は，技術革新による発電効率の向上やシステムのコスト低下，エネルギー自給率の向上などから導入が進んでいる。しかし，太陽光発電は日射量の変動によって出力が大きく変化するため，安定的な電力供給を実現するためには太陽光発電単体だけでは限界がある。この問題に対し，太陽光発電で得た電力をバッテリーへ蓄電し，その出力を平準化する方法が一般に用いられている。また，蓄電された直流電力を電力系統に接続するためには，三相交流へ変換する三相インバータが必要であり，一般には三相 PWM 変調方式が用いられている。先行研究では，スイッチング回数を三相 PWM 変調方式の 1/3 に低減できる一相 PWM 変調方式[1] の従来よりも簡易な変調方法を提案した。この提案方法を三相インバータに適用した結果，三相 PWM 変調方式と比べて三相出力電圧の THD はほぼ同等のままスイッチング損失が低減できることを確認している[2]。

本稿では，バッテリーを含む太陽光発電システムに対して一相 PWM 変調方式三相インバータの適用を提案し，シミュレーション解析によりその有効性を検証する。

２．動作原理

本システムの回路構成を図 1 に示す。太陽電池は，MPPT 制御を行う降圧チョッパにより最大電力点で動作する。取り出された電力に余剰が生じる場合はバッテリーへ充電され，不足する場合はバッテリーから放電される。太陽電池およびバッテリーから供給される電力は双方向チョッパにより出力交流の 1/3 周期と同様の脈動を有する直流リンク電圧へ変換される。残りの 2/3 周期分は一相 PWM 変調方式三相インバータによって制御される。

直流リンク電圧の制御は，負荷側線電流を d-q 変換で直流量とした後，PI 制御器によって行っている。

３．結果およびまとめ

本稿では，負荷を単独負荷とし一相分の負荷を 9 Ω および 9 mH とした。また，指令値を直流電圧 150 V，負荷側線電流 8 A としてシミュレーションを行った。紙面の都合上，ここでは一例として PV の開放電圧が 330 V の時の一相分の線間電圧波形および線電流波形を図 2 に示す。図 2 より，一相 PWM 変調方式三相インバータが適切に動作し，正弦波の線電流を出力していることが確認できる。

以上より，一相 PWM 変調方式三相インバータはバッテリーを含む太陽光発電システムにも適用可能であることをシミュレーション解析により確認した。今後は，本システムを太陽電池模擬装置，蓄電池模擬装置，系統模擬操作装置を用いて実機での検証を行う予定である。

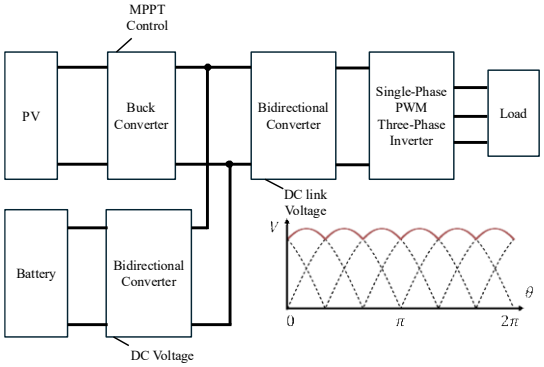


図 1 システム全体のブロック図
Fig.1. Overall System Block Diagram

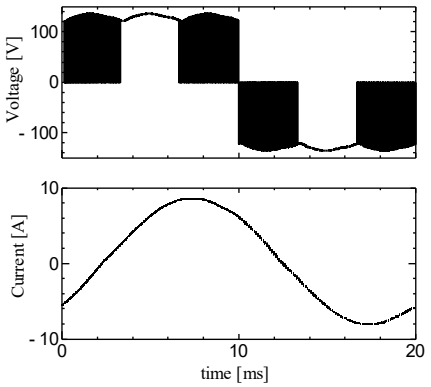


図 2　線間電圧波形と線電流波形
Fig.2. Line-to-Line Voltage and Line Current Waveform

文　献

(1)藤田英明・鈴木亮：電気学会論文誌 D, 173~180 (2010)
(2)U Yasuda, M Michihira：48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (2022)

©2026 IEE Japan

蓄電機能を有する絶縁型直流変換器を適用した静止形インバータの基礎検討

萩原　誠*（北海道大学），田口　義晃（鉄道総合技術研究所）

Fundamental Study of Static Inverter Applying Isolated DC-DC Converter with Energy Storage

Makoto Hagiwara* (Hokkaido University), Yoshiaki Taguchi (Railway Technical Research Institute)

１．まえがき

電気鉄道用車両においては，補機負荷への電力供給を目的として一般に静止形インバータ(SIV：static inverter)が適用される。近年，1）補機負荷への電力供給補助，2）非常時運転，3）回生電力有効活用等を目的とし，蓄電機能を有するSIVの導入例が報告されている(1)。文献(1)では，商用周波絶縁方式を適用したSIVの交流側(変圧器二次側)に蓄電池を接続したシステムを提案している。一方，蓄電システムを導入する際，別途インバータが必要となる。

本論文では，蓄電機能を有する絶縁型直流変換器を適用した静止形インバータを検討する。上記は，一般的な高周波絶縁方式SIV(例えば，文献(2))の整流器部で使用されるパワーデバイスをダイオードから自己消弧型素子に変更し，整流器直流側に蓄電池を配置する点に特徴がある。別途インバータを用いる必要がないため，低コスト化・小型軽量化が期待できる。また，蓄電池電流を適切に制御することで，上述の3機能を実現できる。以下では，提案方式の回路構成，動作原理，制御法に関して言及し，回路シミュレーションにより有効性・妥当性を確認する。

２．回路構成・動作原理・制御法

＜2・1＞回路構成

Fig. 1に，検討する蓄電機能を有する絶縁型直流変換器を適用したSIVの主回路構成を示す。V_{dc}は高圧側直流電圧(架線電圧に相当)を表し，直流インダクタL_{dc}を介して変換器一次側に接続する。一次側変換器は複数の単相フルブリッジ変換器より構成し，各直流側はV_{dc}を変換器数で分圧することで構成する。本論文では，一次側変換器数は3とし，各直流コンデンサ電圧はv_{C1}，v_{C2}，v_{C3}とする。各フルブリッジ変換器交流側には，フルブリッジ変換器と同数の単相高周波変圧器を配置し，各変換器交流側と変圧器一次側は直結する。一方，各変圧器二次側は直列接続し，交流インダクタL_{ac}を介して整流器交流側と接続する。v_{T2}は変圧器二次側電圧総和を，i_{T2}は変圧器二次側電流を表す。整流器直流側には，直流インダクタL_{bat}を介して蓄電池を接続する。V_{bat}は蓄電池電圧を，i_{bat}は蓄電池電流を表す。補機負荷は抵抗R_{load}で模擬し，i_{load}は負荷電流を表す。

＜2・2＞動作原理

一次側変換器には一般的なユニポーラPWMを適用し，変圧器一次側に電流制御に使用する電圧，および180度通電方形波電圧を同時に供給する。各一次側変換器キャリアに位相シフト(180度/段数)を適用することで，v_{T2}に含まれる高調波電圧低減とi_{T2}の制御性向上を実現できる。その結果，v_{T2}は方形波電圧となり振幅はV_{bat}と等しくする。一方，整流器はv_{T2}と同振幅，同位相の180度通電方形波電圧を出力する様スイッチングを行う。i_{T2}を上記方形波電圧基本波成分と同相，もしくは逆相の正弦波電流に制御することで，効率的な電力授受を実現できる。周波数に着目すると，変圧器動作周波数と整流器各デバイスのスイッチング周波数は等しく，本論文では3 kHzとした。一方，各一次側変換器のキャリア周波数は6 kHzとした。この場合，v_{T2}の等価スイッチング周波数は36 kHz$(=6\times2\times3)$となる。

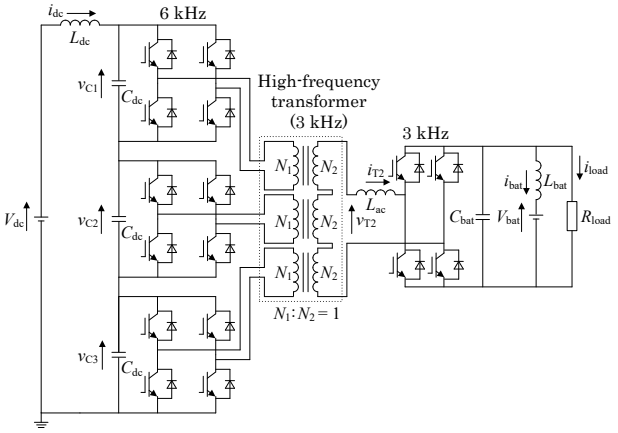


Fig. 1 Circuit configuration of isolated dc-dc converter with energy storage for static inverter.

＜2・3＞制御法

制御系の詳細は別稿に改めるが，Fig. 1の制御系は，1) 直流コンデンサ電圧バランス制御，2) 変圧器二次側電流制御，3) 蓄電池電流制御から構成される。なお上記制御はすべて一次側変換器により実現する。直流コンデンサ電圧バランス制御は，直列接続された直流コンデンサ間の電圧バランスを実現する。変圧器二次側電流制御は，v_{T2}の基本波成分と同相もしくは逆相の正弦波電流を出力する制御系を構築する。蓄電池電流制御は，i_{T2}の振幅を制御する。

３．シミュレーション結果

＜3・1＞回路定数

Table 1に，シミュレーションに用いた回路定数を示す。補器負荷は120 kWとし，高圧側直流電圧と蓄電池電圧はそれぞ

©2026 IEE Japan

れV_{dc} = 1.5 kV，V_{bat} = 600 Vとした。また，電源側電力，蓄電池電力，負荷電力はそれぞれ$P_{dc} = V_{dc}I_{dc}$，$P_{bat} = V_{bat}I_{bat}$，$P_{load} = R_{load}I_{load}^2$ (> 0)とする。このとき，$P_{dc} = P_{bat} + P_{load}$の関係が成立する。シミュレーションを行う際，$L_{dc}$と直列に0.1 Ωの抵抗を挿入している(Fig. 1では未記載)。

Table 1 Circuit parameters used for computer simulation.

Load power	P_{load}	120 kW
DC voltage	V_{dc}	1.5 kV
DC-capacitor voltage	V_C	500 V
Battery voltage	V_{bat}	600 V
DC inductor	L_{dc}/L_{bat}	50/50 μH
AC inductor	L_{ac}	10 μH
DC capacitor	C_{dc}/C_{bat}	500/200 μF
Resistor	R_{load}	3 Ω

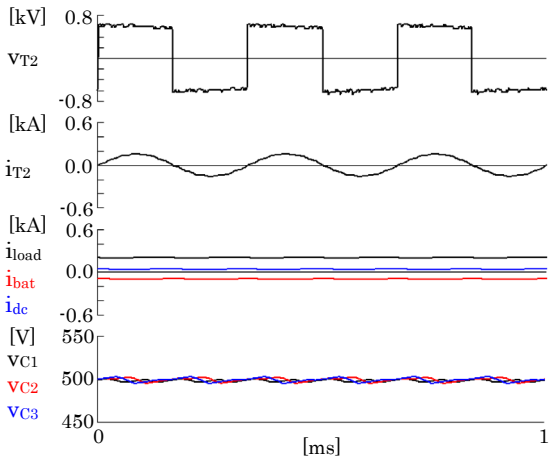


Fig. 2 Simulated waveforms of Fig. 1 when P_{load} = +120 kW, P_{bat} = −60 kW, and P_{dc} = +60 kW.

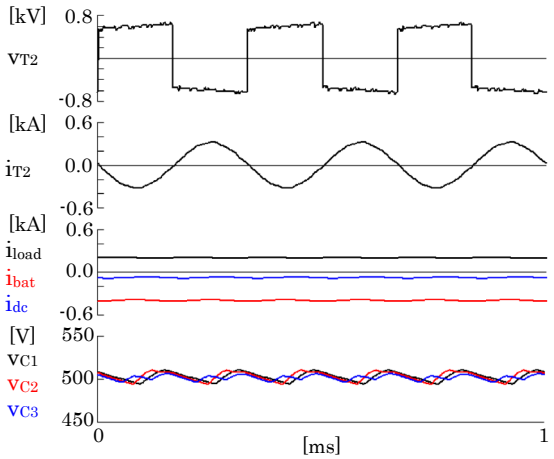


Fig. 3 Simulated waveforms of Fig. 1 when P_{load} = +120 kW, P_{bat} = −240 kW, and P_{dc} = −120 kW.

＜3・2＞補機負荷への電力供給補助動作

Fig. 2にP_{load} = +120 kW，P_{bat} = −60 kW，P_{dc} = +60 kW時のシミュレーション波形を示す。このとき，蓄電池は60 kWの電力を負荷に供給しており，補機負荷への電力供給補助動作を行う。i_{T2}に着目すると，v_{T2}に含まれる基本波成分と同相となり，基本波実効値は111 A($= P_{dc}/(0.9 \times V_{bat})$)である。このとき，各直流電流は$I_{load}$ = +200 A，I_{bat} = −100 A，I_{dc} = +40 Aとなる。各直流コンデンサ電圧は500 V($= V_{dc}/3$)に良好にバランスする。

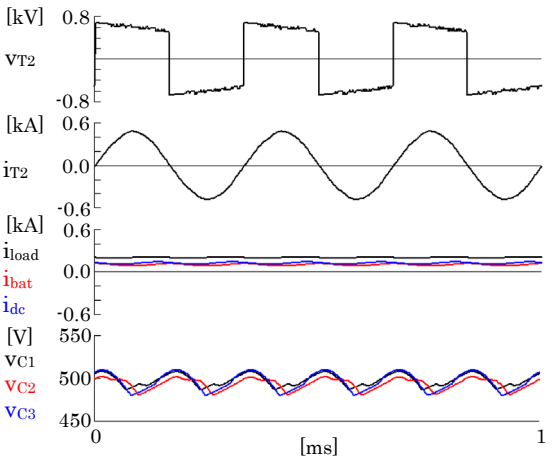


Fig. 4 Simulated waveforms of Fig. 1 when P_{load} = +120 kW, P_{bat} = +60 kW, and P_{dc} = +180 kW.

＜3・3＞非常時運転動作

Fig. 3にP_{load} = +120 kW，P_{bat} = −240 kW，P_{dc} = −120 kW時のシミュレーション波形を示す。このとき，蓄電池は120 kWの電力を負荷に供給すると同時に120 kWの電力を電源に供給するため，非常時運転動作に相当する。v_{T2}とi_{T2}に着目すると，基本波成分の位相は逆相となり基本波実効値は222 Aである。このとき，各直流電流はI_{load} = +200 A，I_{bat} = −400 A，I_{dc} = −80 Aとなる。各直流コンデンサ電圧は，電力潮流が反転した場合も500 V($= V_{dc}/3$)に良好にバランスする。

＜3・4＞回生電力蓄電動作

Fig. 3にP_{load} = +120 kW，P_{bat} = +60 kW，P_{dc} = +180 kW時のシミュレーション波形を示す。このとき，蓄電池は60 kWの電力を蓄電するため，電源は合計で180 kWの電力を蓄電池と負荷に供給している。i_{T2}に着目すると，基本波成分の位相はv_{T2}と同相となり，基本波実効値は333 Aであるこのとき，各直流電流はI_{load} = +200 A，I_{bat} = +100 A，I_{dc} = +120 Aとなる。各直流コンデンサ電圧は，500 V($= V_{dc}/3$)に良好にバランスする。

文　献

(1) 廣田航介他：「阪急電鉄 8040 形用蓄電池システム」，鉄道サイバネ・シンポジウム論文集, Vol. 58, No. 523, 2021-11
(2) 河村恒毅他：「All-SiC を適用した鉄道車両用高効率補助回路システム」，東芝レビュー, Vol. 69, No. 9, pp. 39-42, 2014

©2026 IEE Japan

Experimental Verification of Static Inverter with Integrated Energy Storage Under DC-current Superposition

Nour A.K. Hamdan (Institute of Science Tokyo)*, Makoto Hagiwara (Hokkaido University), Yoshiaki Taguchi (Railway Technical Research Institute)

1. Introduction

Onboard static inverters (SIVs) have been introduced in electric railway cars to supply power to, e.g., air-conditioning units and compressors. Recently, an SIV with integrated energy storage has been put into practical use to support the SIV, to store regenerative braking energy, and to enable emergency operation, where the energy storage and three-phase inverter are connected to the ac side of the SIV [(1)]. Meanwhile, this system requires an additional power converter to connect the energy storage and the SIV.

To solve the above issue, this paper presents an SIV where the energy storage is connected between the negative terminal of the catenary voltage and the neutral point of the three-phase transformer via an inductor [(2)]. Although no additional power converter is required, a zero-sequence DC current flows in the neutral point of the transformer to charge or discharge the energy storage, which may result in the saturation of the magnetic core. This paper investigates the effect of the DC current on a three-phase transformer and finds that the DC current produces no harmful effect to the magnetic flux if a three-legged core is used in the transformer.

2. Circuit Configuration

Fig. 1 shows the circuit configuration of the experimental setup for the SIV with integrated energy storage. The circuit consists of the three-phase inverter, the three-phase transformer with a three-legged core, the zero-sequence inductor, and the battery. The inverter includes six power devices, denoted as S_1–S_6. The catenary voltage is labeled as V_{dc}, while v_{uv1} represents the primary-side line-to-line voltage, and v_{uw2} represents the secondary-side line-to-line voltage.

Meanwhile, the transformer has a voltage ratio of 1 : 2 between the primary and secondary windings and uses a star–delta connection, with the neutral point of the primary side, N, connected to the zero-sequence inductor, L_0, and the battery. The current flowing in the neutral wire is denoted as i_n. Moreover, no load is connected to the secondary terminals of the transformer.

3. Control Method

The control of the power devices S_1–S_6 in Fig. 1 is based on the conventional sinusoidal pulse width modulation (SPWM) method, where three sinusoidal reference voltages with a frequency of 50 Hz are phase-shifted by 120° each other, and then compared with the common triangular carrier wave operating at 5 kHz. This generates the PWM signals used to drive each leg of the three-phase inverter, where complementary switching signals are provided to the upper and lower switches of each phase leg.

The neutral current i_n is controlled based on feedback control using the zero-sequence voltage of the inverter to enable the charging and discharging of the battery. In this paper, i_n is controlled to be positive, which means that the battery is assumed to be charging.

4. Experimental Results

4.1 Transformer Parameters Table 1 summarizes the transformer parameters used in the experiments. The transformer has the positive-sequence inductance of 0.17/0.26/0.18 H in each phase under the rated voltage of $V_{Primary}$ = 100 V and $V_{Secondary}$ = 200 V. Meanwhile the experiments were carried out under the condition of $V_{Primary}$ = 110 V and $V_{Secondary}$ = 220 V to verify the circuit operation under saturation condition where the inductance of each phase was reduced to 0.08/0.1/0.08 H, respectively. The zero-sequence inductance of the transformer, L_{T0}, was measured by supplying the common-mode voltage with the frequency of 150 Hz to the transformer. The measured inductance value is 13.5 μH.

4.2 Experimental Results Table 2 summarizes the circuit parameters used in the experiments, where the catenary and battery voltages are set to V_{dc} = 200 V and $V_{Battery}$ = 100 V, respectively. The modulation index of the three-phase inverter was set to 0.9 to produce the transformer voltage of $V_{Primary}$ = 110 V and $V_{Secondary}$ = 220 V. The zero-sequence inductance L_0 was set to 0.8 mH, and the inverter switching frequency, f_{SW}, was set to 5 kHz.

Fig. 2 shows the primary-side line-to-line voltage v_{uv1}, the secondary-side line-to-line voltage v_{uw2}, the primary-side phase current i_u, and the neutral current i_n under DC-current superimposition where i_n is regulated to 0 A (Fig. 2a) or 20 A (Fig. 2b). As shown in Fig. 2a, both the phase current i_u and the neutral current i_n contain no DC component because i_n is regulated to zero. Meanwhile, i_u contains the magnetizing current with the dominant frequency of 50 Hz, whereas the neutral current i_n contains no 50 Hz component because the magnetizing current of each phase is canceled out with each other. Meanwhile, the switching-ripple component in i_n with a peak-to-peak value of 6.9 A is larger than that in i_u

©2026 IEE Japan

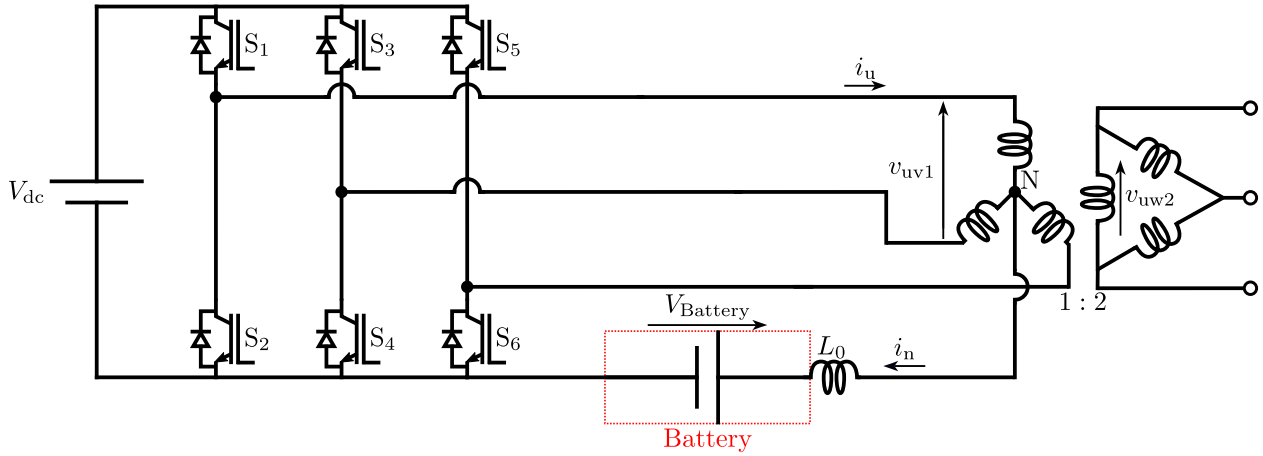


Fig. 1. Circuit configuration of the SIV with integrated energy storage.

Table 1.
Transformer Parameters

Connection		Star-Delta
Operation frequency	f	50 Hz
Rated capacity		5 kVA
Rated primary voltage	V_{Primary}	100 V
Rated secondary voltage	$V_{\mathrm{Secondary}}$	200 V
Voltage ratio		1 : 2
Zero-sequence inductance	L_{T0}	13.5 µH
Positive-sequence inductance	L_{Tuvw}	0.17/0.26/0.18 H

Table 2.
Experimental Parameters

Catenary-voltage	V_{dc}	200 V
Battery-voltage	V_{Battery}	100 V
Zero-sequence indcutor	L_0	0.8 mH
Neutral current	i_{n}	0 A/20 A
Switching frequency	f_{SW}	5 kHz

because the zero-sequence switching-ripple component in i_{n} is around three times that of i_{u}.

In Fig. 2b, the DC component in i_{n} is measured as 19.6 A. Hence, the battery was charging the power of about 2 kW because V_{Battery} = 100 V and I_{n} = 19.6 A. Meanwhile, the DC component of i_{u} was measured as I_{u} = 6.3 A, which is approximately one-third of I_{n}. Although the DC component is superimposed on i_{u}, no change was observed in i_{u} in terms of the magnetizing current as shown in Fig. 2a and Fig. 2b. In other words, the magnetizing current with or without the DC-current superimposition was the same. Consequently, the waveforms of v_{uv1} and v_{uw2} are the same between Fig. 2a and Fig. 2b, which shows that the zero-sequence DC current produces no effect on the transformer with a three-legged core.

5. Conclusion

This paper verifies the operation of an SIV with integrated energy storage where the zero-sequence DC current is superimposed in the three-phase transformer. The experimental results have verified that the DC current produces no effect on the transformer if a three-phase transformer with a three-legged core is used.

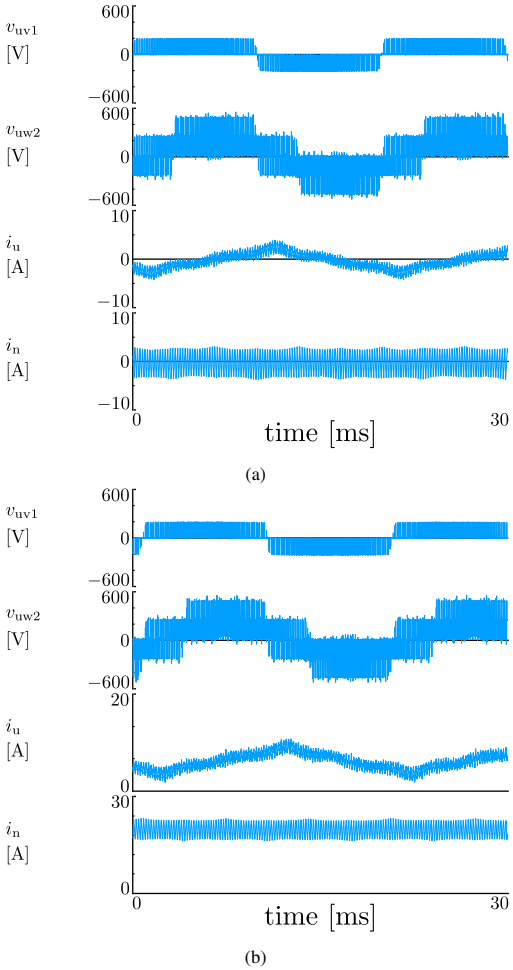


Fig. 2. Experimental waveforms of the Fig. 1 circuit under DC-current superimposition where: (a) i_{n} = 0 A, (b) i_{n} = 20 A.

References

(1) 廣田航介他：「阪急電鉄 8040 形用蓄電池システム」, 鉄道サイバネ・シンポジウム論文集, Vol. 58, No. 523, 2021-11
(2) 田口義晃他:「補機用電力変換システム及び制御方法」, 特許第 5986034 号

©2026 IEE Japan

広帯域 E 級インバータの解析と設計

橋本　寛人*，大和　樹弥，大里　辰希，菊池　祐介 (兵庫県立大学)

Analysis and Design of Wideband Class-E Inverter

Hiroto Hashimoto*, Mikiya Yamato, Tatsuki Osato, Yusuke Kikuchi (University of Hyogo)

１．研究背景と目的

誘電体バリア放電 (DBD: Dielectric Barrier Discharge) は，有毒ガス除去などに用いられる低温プラズマである．DBD は電源の高周波化によりプラズマ生成率が向上するため，高周波でスイッチング損失の少ない E 級インバータ電源が適している．E 級インバータは，スイッチが切り替わる時にスイッチの電圧もしくは電流をゼロにするソフトスイッチングを達成することでスイッチング損失を抑え，高周波環境においても高い電力変換効率を実現する．これまでに，E 級インバータを DBD 生成用電源に適用した実験が報告されている(1)．一方, E 級インバータは共振構造を用いるため，動作周波数が共振周波数から外れると電力変換効率が著しく低下し，また出力電圧も低下する．そのため，文献(1)では，共振周波数を中心とした特定の周波数範囲で高い電力変換効率を有する広帯域 E 級インバータが用いられている(2)．

本研究では，回路方程式から解析式を導出し，広帯域 E インバータの数値解析シミュレータを構築することを目的とした．本発表では，直列共振回路の Q 値（Q_S）が広帯域 E 級インバータの動作特性に与える影響を定量的に評価した結果を中心に報告する．

２．解析方法

図 1 に広帯域 E 級インバータの回路を示す．従来の E 級インバータに対し，負荷抵抗に並列共振フィルタ L_P-C_P を付加することで，周波数変動に伴う回路のリアクタンス変化を補償する．高調波成分を考慮するために，電圧・電流をフーリエ級数で表現し，キルヒホッフの法則と Zero Voltage Switching (ZVS)条件より連立非線形方程式を導出した．それらをニュートン法で数値的に解き，任意周波数における動作を解析した．評価指標として，電力変換効率ηおよび，出力波形の歪み率を示す THD を用いた．なお，損失はスイッチの導通損失，インダクタの寄生抵抗損失を考慮した．

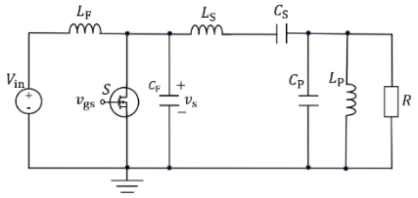


図１　広帯域 E 級インバータ回路図

Figure 1. Wideband Class-E inverter schematic

３．解析結果

解析式の妥当性を検証するため, LTspice のシミュレーション波形と比較を行った結果，動作周波数 12.56 MHz～14.56 MHz の範囲で定量的によく一致した．次に，Q_S をパラメータとして走査し，広帯域動作時の特性変化を解析した．図 2 にηと THD の動作周波数特性を示す．動作周波数が高くなると，ηは上昇し THD は小さくなることが分かる．また，Q_S を増加させるとフィルタ効果が高まり THD は改善する一方，フィルタ内の循環電流が増加することで損失が大きくなり，ηが低下するトレードオフの傾向が見られた．

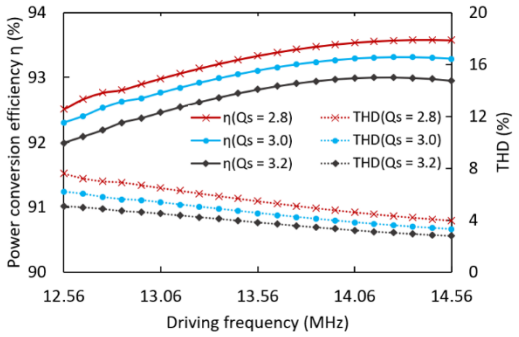


図２　電力変換効率ηと THD の動作周波数特性

Figure 2. Power conversion efficiency η and THD as a function of driving frequency

４．まとめ

広帯域 E 級インバータの数値解析を行い，Q_S が回路性能に与える影響を明らかにした．本解析により導出された最適パラメータを用いることで，広い周波数帯域においても，高効率かつ出力電圧一定といった安定した動作が期待できることを示した．

文　献

(1) Jiale Xu, Kawin, Surakitbovor Benjamin, Mark A. Cappeli, and Juan Rivasdavia, *IEEE Open Journal of Power Electron* Vol.3, pp.846-855 (2022)

(2) Jiale Xu, Zikang Tong, and Juan Rivas-Davila, *IEEE Open Journal of Power Electron,* Vol.3, pp.84-92 (2022)

©2026 IEE Japan

SiC MOSFET を適用した大容量ユニットの開発

飯島　直輝*，長谷川　智宏，中西　達哉，冨永　勇，近藤　晃司(TMEIC)

Development of a High-Power SiC MOSFET-Based Unit

Naoki Iijima, Chihiro Hasegawa, Tatsuya Nakanishi, Isamu Tominaga, Koji Kondo (TMEIC Corporation)

1. はじめに

近年，電力変換装置のさらなる小型化や省エネルギー化が要求されている。そこで Si-IGBT に比べ低損失・高速動作・高温動作が可能である SiC MOSFET に関する研究・開発が盛んに行われている[(1)(2)]。当社でも，2013 年に SiC MOSFET を適用した出力容量 57 kVA，スイッチング周波数 10 kHz のユニットを開発したが[(3)]，市場の大容量化要求に対して，更なる大容量 SiC ユニットを開発した。本稿では，その概要について報告する。

2. ユニット概要

Fig.1 にユニット回路構成を示す。本ユニットは H ブリッジ構成とし，本ユニット 1 台でチョッパ駆動と単相インバータ駆動が可能な構成とした。ユニット定格を Table 1 に示す。スイッチング周波数 30 kHz において，チョッパ駆動では，入力電圧 490 V，出力電流 630 A，出力容量 220 kW，インバータ駆動では，入力電圧 550 V，出力電流実効値 450 A，出力容量 200 kVA をターゲットとした。ユニットの外形寸法は，475 mm × 490 mm × 335 mm である。ユニットの大容量化に伴い，SiC MOSFET には東芝製の 1200 V，600 A 素子を 3 並列で適用した。直流コンデンサを一体構造とすることで寄生インダクタンスを最小化し，スイッチング時のサージ電圧を抑制し，高周波スイッチングを可能としている。さらに SiC 素子を水冷化することで，大容量・小型化を実現している。

3. 評価試験

Table 1 に示すチョッパ定格にて試験を実施した。試験は，U 素子と Y 素子をスイッチング素子として力行動作させ，変調率 0.71 で実施した。U 素子のドレイン-ソース間電圧 V_{DS} およびドレイン電流 I_D の波形を Fig.2 に示す。Fig.2 の V_{DS} 波形より，サージ電圧が素子耐圧以下であることがわかる。また，I_D の波形から，3 並列間での電流アンバランスにも問題なく，正常に動作することを確認した。

4. まとめ

本稿では，SiC MOSFET を適用した大容量ユニットの概要について報告した。220 kW の出力が可能であり，旧ユニット対し出力を 3.86 倍，スイッチング周波数を 3 倍向上させた。今後は，本ユニットの適用範囲拡大のため，インバータ駆動に関する検証を進める予定である。

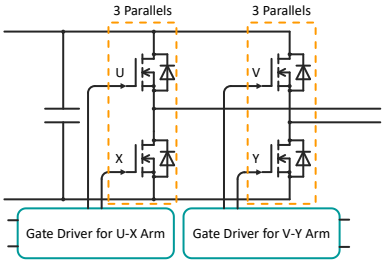


図 1　ユニットの回路構成
Fig.1.　Circuit diagram of the unit

表 1　チョッパおよびインバータ駆動におけるユニット定格
Table 1.　Rated specifications of the unit for chopper and inverter operation

Parameter	Value	
	Chopper	Inverter
DC input voltage V_{in}	490 V	550 V
Switching frequency f_{sw}	30 kHz	30 kHz
Modulation index M	0.71	-
Output current I_{out}	630 A	450 A
Output capacity	220 kW	200 kVA
Unit size (W×D×H)	475 mm × 490 mm × 335 mm	

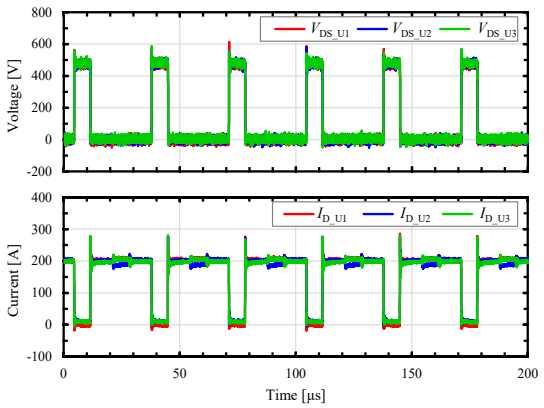


図 2　チョッパ駆動試験時のドレイン-ソース間電圧およびドレイン電流波形
Fig.2.　Drain-source voltage and drain current waveforms during chopper operation

文　献

（1）佐藤，他：「SiC MOSFET とパワー系 IVH 基板を用いた高密度モータ駆動用インバータ」，電学論 D，Vol.140, No.7, pp.526-533, (2020).
（2）X. Zhao, et al. : “Design and Implementation of SiC-Based 200-kW High-Density High-Speed High-Altitude Electric Propulsion AC Drive System”, *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, Vol.12, No.5, pp.5176-5199, (2024).
（3）野村，他：「フル SiC モジュールを適用したインバータユニットの開発」，平成 25 年電気学会全国大会論文集，4-146 , (2013).

©2026 IEE Japan

単相フルブリッジインバータにおける 降圧型アクティブパワーデカップリングの ZVS 可能な制御方法

重井 光祐*, 佐々木 壮太, Huang Cheng, 磯部 高範 （筑波大学）

Control Method for Realizing Zero-Voltage Switching in Buck-Type Active Power Decoupling for Single-Phase Full-Bridge Inverters

Kousuke Shigei, Souta Sasaki, Cheng Huang, Takanori Isobe (University of Tsukuba)

1　はじめに

単相フルブリッジインバータは小容量から中容量の電力変換用途に広く用いられているが，交流側の瞬時電力が電源周波数の 2 倍で脈動するため，直流側に電源周波数の 2 倍成分の脈動電流が発生する。直流電源からこの脈動をとることはシステム効率や信頼性低下の要因となる。従来は大容量の電解コンデンサにより脈動を抑制してきたが，体積増加や寿命低下が課題である。これに対し，アクティブパワーデカップリング（Active Power Decoupling：APD）回路は，脈動電力を能動的に処理することで必要なコンデンサ容量を大幅に低減でき，高電力密度化および高信頼性化に有効である。

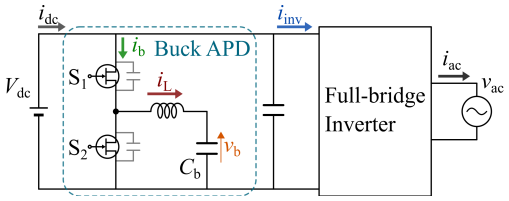
APD 回路においても多くの場合インダクタが必要である。APD の導入によるコンデンサ容量の低減のメリットを毀損しないよう，APD 回路自身の小型化が必要である。近年，ワイドバンドギャップ半導体の普及により，降圧チョッパを用いた降圧型 APD 回路においても高周波動作による小型化が可能となった。一方で，高周波化に伴いスイッチング損失が増加するため，電力密度と変換効率はトレードオフの関係になっている。スイッチング損失低減手法として，ゼロ電圧スイッチング（ZVS）が可能な電流不連続モード（DCM）に基づく離散オフタイム制御（ODC）[1] が提案されているが，APD 回路ではコンデンサ電圧条件によって ZVS が成立しない動作領域が存在する。

図 1 に，本稿で対象とする降圧型 APD 回路を備えた単相インバータの回路構成および主要動作波形を示す。交流側の瞬時電力に含まれる第 2 高調波成分を，APD 回路がデカップリング用コンデンサに吸収することで，直流側電流が平滑化される。

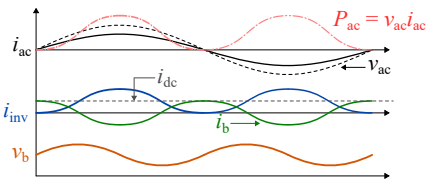
そこで本稿では，先行研究で提案された拡張離散オフタイム制御（拡張 ODC）[1] を降圧型 APD 回路に適用し，全動作領域における ZVS の実現を目的とする。また，提案手法の有効性を実機実験により検証する。

2　APD の動作条件における ZVS 領域と提案手法

離散オフタイム制御によって動作する APD 回路のインバータ半サイクル分動作波形を図 2 に示す。v_b の大きさ及び i_b の符号での離散オフタイム制御の ZVS 可能性によって APD 回路の動作条件は 4 つに分けられる。i_b の符号が正の時，図 2 に示されるように，DCM の離散オフタイム制御では，メインデバイスである S_1 をオンにして直線的にインダクタ電流を増加させた後 S_1 をオフにして，インダクタ電流が 0 A になるまで直線的に低下する。インダクタ電流が 0 A に到達した後，$v_b > 1/2V_{dc}$ の条件では，S_1 のデバイス両端電圧 $v_{ds(S1)}$ は 0 V を下限として振動するため，ZVS を達成することが出来る。一方，$v_b < 1/2V_{dc}$ の条件では，$v_{ds(S1)}$ の振動は V_{dc} を上限として 0 V に達しな



(a) APD の回路構成



(b) 電流・電圧の概形

図 1 降圧型 APD 回路を備えた単相インバータ

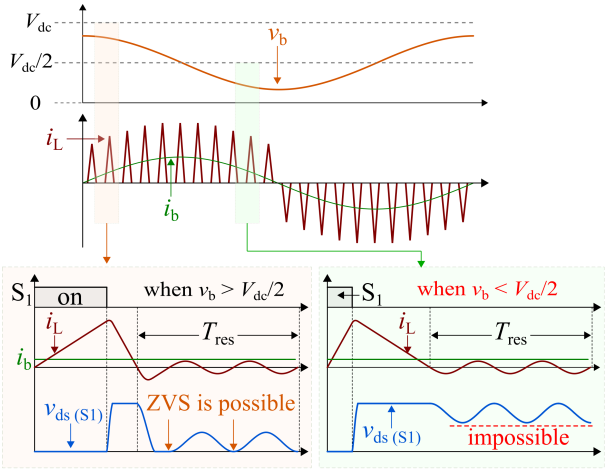


図 2 DCM を適用した APD 回路における ZVS 成立条件の違い

©2026 IEE Japan

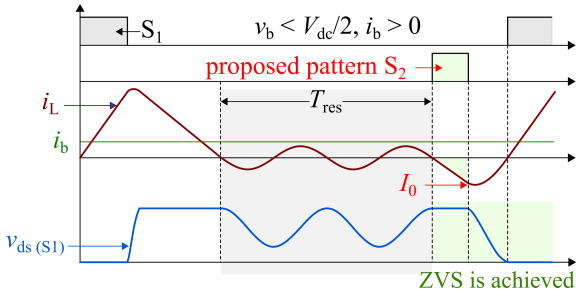


図 3 提案する拡張された ODC の 1 スイッチング周期の波形

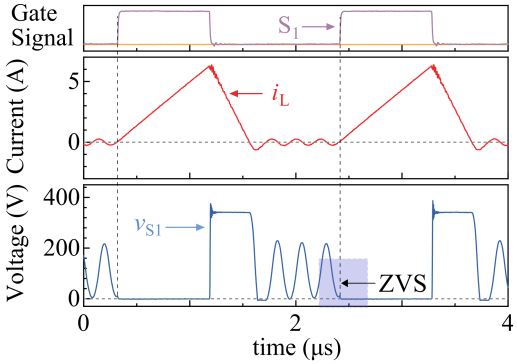
いため，ZVS の達成は不可能である。これは i_b が負の値をとる場合も同様に ZVS 可能・不可能な条件が存在する。

ZVS が達成不可能な動作条件における ZVS 実現のために離散オフタイム制御を拡張した動作を提案する。例として，図 2 に示されている $i_b > 0$ かつ $v_b < 1/2V_{dc}$ の動作条件における提案手法の動作波形を図 3 に示す。提案手法では，メインデバイスである S_1 をオンする前に反対側のサブデバイスである S_2 をオンして電流を i_b の逆符号の方向に増加させる。サブデバイスのオン動作は ZVS で実現可能であり，これはメインデバイスの S_1 両端電圧 $v_{ds(S1)}$ が V_{dc} を上限に振動することにより，サブデバイスの両端電圧 $v_{ds(S2)}$ は 0 V を下限に振動するためである。その後，ある程度の電流値になりインダクタにエネルギーが蓄えられところで S_2 をオフする。S_2 がオフした後，インダクタに蓄えられたエネルギーによってメイン及びサブデバイスの寄生容量の充放電が行われる。充放電が完了したあと，S_1 をオンすることで，メインデバイスの ZVS を達成することが出来る。この動作によって $i_b < 0$ の ZVS が不可能な条件においても同様に ZVS の実現が可能である。また，サブスイッチによる逆方向電流の大きさはインダクタに蓄えられたエネルギーが全て消費されてメイン及びサブデバイスの充放電が完了するような値とすることで電流実効値を最小限に出来る。

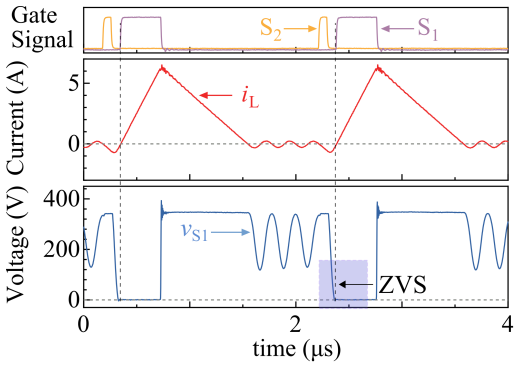
提案手法を離散オフタイム制御による ZVS が不可能であった APD の動作条件に組み込み，離散オフタイム制御と提案する拡張された離散オフタイム制御を組み合わせて APD 回路の運転を行うことによって交流 1 サイクルにおける全ての動作条件で ZVS を実現することが出来る。

3 実機による検証

主回路のパラメータを表 1 に示す。デバイスは p GaN（型番ｘｘｘｘ，650 V，13 A）を用いた。実験条件は従来の離散オフタイム制御で動作する $I_{ave} = 2$ A > 0, $V_{cap} = 250$ V 及び提案する拡張された離散オフタイム制御で動作する $I_{ave} = 2$ A > 0, $V_{cap} = 110$ V の 2 条件について検証を行った。図 4(a) から，従来の離散オフタイム制御においてインダクタ電流がゼロに達した後，共振期間を経て適切なタイミングでターンオンすることで ZVS を達成していることがわかる。また図 4(b) より拡張された離散オフタイム制御においては，次の周期に入るタイミングでサブデバイスをオンすることで平均電流値の逆方向にインダクタ電流を引きこみ，メインデバイスの寄生容量を放電することで ZVS を達成していることが確認できる。



(a) ZVS 成立条件下での動作：$i_b = 2$ A $v_b = 250$ V



(b) 提案手法による ZVS 実現：$i_b = 2$ A $v_b = 110$ V

図 4 従来の ODC 動作・提案された ODC 動作

表 1 設計及び実験条件

DC voltage	V_{dc}	360 V
Base switching frequency	f_{sw}	500 kHz
Inductor	L	14 μH

4 まとめ

今回は，単相フルブリッジインバータに用いられる降圧型アクティブパワーデカップリングにおいて拡張離散オフタイム制御を適用することで，従来の離散オフタイム制御では実現できなかった全領域でのゼロ電圧スイッチングを達成することができた。これにより，ZVS を実現しながら高周波動作が可能となることで，太陽光発電のマイクロインバータなどでの高電力密度化が期待できる。

文 献

[1] 佐々木壮太，Cheng Huang，磯部高範，“ZVS を実現する DCM 単相系統連系インバータ変調方式の力率 1 以外・整流運転への拡張，” 電気学会研究会資料 SPC–25–175, MD–25–091, 北海道, 2025.

[2] R. Yao, C. Wei and R. Li, “Control techniques for TCM-based buck active power decoupler without DC-link current sampling,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 72, no. 11, pp. 11371–11380, Nov. 2025.

©2026 IEE Japan

異特性 PV を考慮した自家消費型 PV システムにおける複数台チョッパの協調制御法

佐藤　きえる*，芳賀　仁（静岡大学）

Cooperative Control of Parallel DC–DC Converters in Standalone PV System with Mismatched PV Characteristics

Kieru Sato, Hitoshi Haga (Shizuoka University)

１．はじめに

太陽光発電（PV）を自家消費型システムとして運用する場合，負荷変動やバッテリー満充電時に余剰電力が発生し，直流リンク電圧が上昇することが問題となる。従来の対策として，Droop 制御による協調制御が提案されている[1]が，特性の異なる PV を並列運用する場合には，電圧抑制効果と制御安定性との両立が難しく，ゲイン設計が課題となる。本稿では，直流リンク電圧の上限超過時にのみ電流抑制を行う協調制御法を提案し，軽負荷条件における電圧上昇抑制効果をシミュレーションにより検証する。

２．PV システムの回路構成および提案制御手法

図 1 に自家消費型並列 PV システムの構成を示す。各 PV ストリングはインターリーブ昇圧チョッパを介してインバータに接続する。インバータの交流側は系統連系を行わず負荷に接続して交流電圧制御を行う。また，本稿では，定格および最大電力点の異なる PV パネルが混在する運用を想定する。

図 2 に提案する各チョッパの制御法を示す。直流リンク電圧V_{dc}が上限閾値V_{lim}を下回る間は，各チョッパが個別に MPPT 制御を行う。$V_{dc} > V_{lim}$となった場合，各チョッパの電流指令値を式（1）に示す電圧リミット偏差に基づいて低減することで，直流リンク電圧の上昇を抑制する。

$$I_{in(n)}{}^{*} = \begin{cases} I_{in_mppt(n)}{}^{*} & (V_{dc} \le V_{lim}) \\ I_{in_mppt(n)}{}^{*} - K_{i(n)}(V_{dc} - V_{lim}) & (V_{dc} > V_{lim}) \end{cases} \quad (1)$$

ここで，$I_{in_mppt(n)}{}^{*}$ は各 PV の最大電力点に対応する電流指令値，$K_{i(n)}$は各チョッパのフィードバックゲインである。

３．シミュレーション検証

<3･1>フィードバックゲインの選定方法　本研究では，式（1）におけるフィードバックゲイン　$K_{i(n)}$を，直流リンク電圧の上昇量と電流抑制量の関係から次式のように設定する[2]。

$$K_{i(n)} = \frac{I_{mpp(n)\cdot N_{p(n)}}}{\Delta V_{max}} \quad (2)$$

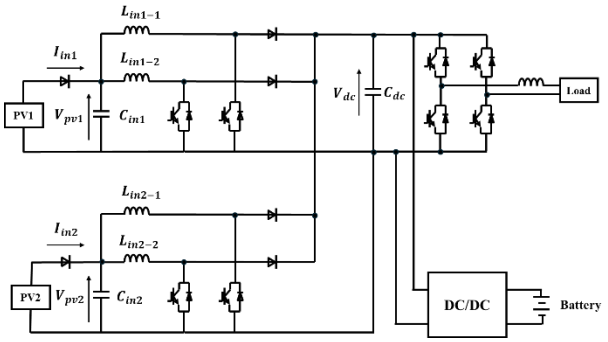


図 1　自家消費型並列 PV システム

Fig.1. Standalone Parallel PV System.

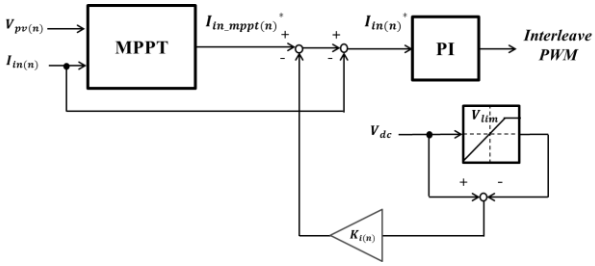


図 2　提案制御法

Fig.2. Proposed Control Method.

表 1　シミュレーション条件

Table.1. Simulation Conditions.

Symbol	Parameter	Value
P_{mpp1}, P_{mpp2}	Maximum Power	200 W, 300 W
V_{mpp1}, V_{mpp2}	Maximum Voltage	85.0 V, 95.0 V
I_{mpp1}, I_{mpp2}	Maximum Current	2.35 A, 3.16 A
$L_{in1-1} \sim L_{in2-2}$	Boost Reactor	0.5 mH
C_{in1}, C_{in2}	Input Capacitor	10.0 μF
C_{dc}	DC-link Capacitor	100.0 μF
V_{dc}	DC-link Voltage	200 V
V_{lim}	DC-link limit Voltage	205 V
ΔV_{max}	Voltage-rise Limit	5.0 V
K_{i1}, K_{i2}	Feedback Gain	0.47, 0.63

©2026 IEE Japan

ここで，$I_{mpp(n)}$は各 PV のストリングあたりの最大電力点電流，$N_{p(n)}$は各 PV における並列接続数，ΔV_{max}は許容される直流リンク電圧の上昇量である。この設定により，過度な出力抑制を伴わずに，直流リンク電圧の上昇を抑制できる。

＜3・2＞シミュレーション条件　シミュレーション条件を表 1 に示す。軽負荷時における直流リンク電圧上昇の抑制を確認するためにシミュレーション検証を行った。図 1 の自家消費型並列 PV システムを対象とし，PV1 には 200W 級パネル，PV2 には 300W 級パネルをそれぞれ接続した。直流リンクにはコンデンサと抵抗からなる負荷を接続し，バッテリーは満充電状態として余剰電力が発生する条件を想定した。さらに，負荷電力を 500W から 200W へ急減させ，余剰電力による直流リンク電圧上昇が発生する状況を模擬した。比較対象として，(a) MPPT 制御のみ，(b) 低ゲインに設定（1/10 倍）した Droop 制御（定常偏差を許容して安定化），(c) 提案制御法，の 3 ケースについて検証した。

＜3・3＞シミュレーション結果　図 3 に直流リンク電圧応答の比較を示す。図 3 (a) に示す MPPT 制御のみの場合，負荷が軽くなる瞬間に余剰電力によって直流リンクに大きな電圧上昇が発生しており，その最大偏差は 116.5 V であった。また，図 3 (b) に示す低ゲイン Droop 制御では，MPPT 制御との干渉による制御の不安定化は回避できたものの，電圧抑制能力が不十分であり，直流リンク電圧は目標値から 31.1 V 上昇していた。一方，図 3 (c) に示す提案制御法では電圧上昇が 14.4 V に抑制されており，直流リンク電圧を大幅に低リプルで維持できていることが確認できる。これは，提案制御法が負荷変動に応じて各チョッパの出力を協調的に制御しているためである。

図 4 および図 5 に，提案制御法による各 PV の出力電力と入力電流の挙動を示す。負荷急減時，提案制御法によって各 PV の出力は自律的に抑制されていることがわかる。図 4 より，PV1 の電力は 41.3 %減少，PV2 は 44.0 %減少しており，定格に応じた適切な割合で抑制されている。図 5 においても，PV1 で 35.0 %，PV2 で 37.3 %の減少が確認できた。これにより，式（2）の設計に基づき特定の PV に負担を偏らせることなく，定格や最大電力点が異なる PV が混在する環境下においても，安定した協調動作が可能となることが実証された。

4. おわりに

本稿では，異特性 PV を有する自家消費型並列 PV システムを対象に，電圧リミット偏差に基づく電流抑制協調制御法を提案した。シミュレーションの結果，従来の Droop 制御では困難であった「異特性環境下での安定性」と「高い電圧抑制機能」の両立を，不感帯の設定と定格に基づいたゲイン設計により実現できることを明らかにした。

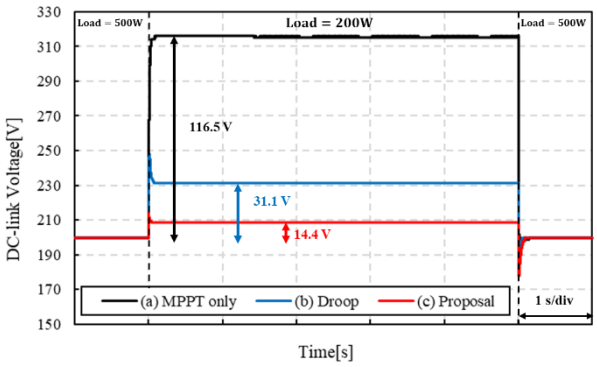


図 3　負荷低下時の直流リンク電圧応答
Fig.3. DC-link voltage response under load reduction.

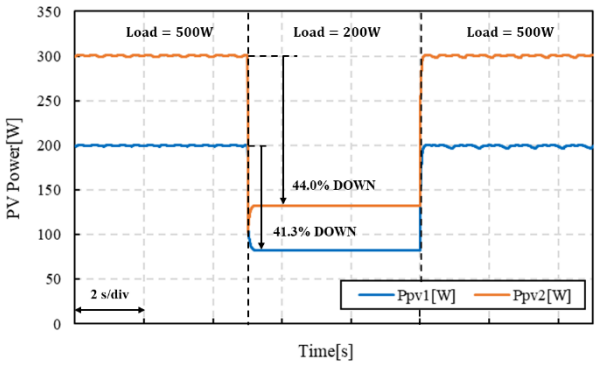


図 4　負荷低下時における各チョッパの PV 出力電力
Fig.4. PV output power of each converter during load reduction.

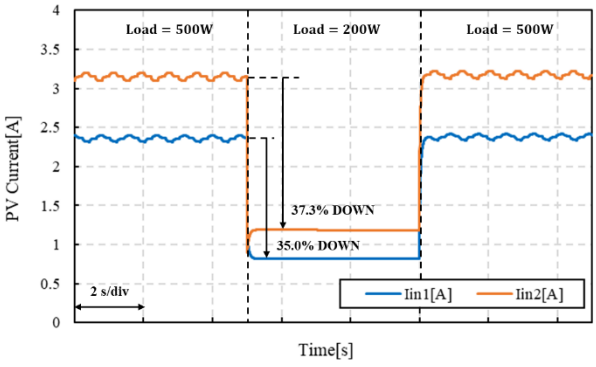


図 5　負荷低下時における各チョッパの入力電流
Fig.5. Input current of each converter during load reduction.

文　献

(1) Y. Eto, Y. Noge, M. Shoyama, T. Babasaki: ” Control System of PV Source for DC Distribution System With Seamless Operation Transition Between I-V Droop Control and Current Control for MPPT”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 60, pp.3638-3652, Mar. 2024.
(2) H. Cai, J. Xiang, M.Z.Q. Chen : Energies, 16, No.13, pp.5123-5138（2023）

©2026 IEE Japan

可変リミッタ付き SAC- PI 制御による 降圧型 DC-DC コンバータ制御

大久保　知紀*，越後谷　涼，松本　洋和，佐藤　佑樹（青山学院大学）

Study on SAC-PI Control with Variable Saturation Limiter for a Buck DC–DC Converter

Tomonori Ohkubo, Ryo Echigoya, Hirokazu Matsumoto, Yuki Sato, (Aoyama Gakuin University)

1. はじめに

筆者らは機械学習手法である NAF(Normalized Advantage Function) [1]を用いたパワーエレクトロニクス回路のフィードバック制御を提案し，DC-DC コンバータを広範な条件下で高い応答性を有して動作できることを明らかにしてきた。

一方，NAF や代表的な機械学習手法の一つである SAC(Soft-Actor-Critic)[2]を単独で用いた制御では定常誤差を十分に抑制できないという課題がある。その解決手段として，PI 制御のゲインを NAF により逐次調整する NAF-PI 制御が提案されており，応答速度は低下するが，定常誤差の解消が可能である[3]。

本論文では SAC で PI 制御のゲインを逐次決定する SAC-PI に応答性を改善するため可変リミッタを取り入れた可変リミッタ付き SAC-PI を提案し，DC-DC コンバータにて，その性能を検証する。

2. 可変リミッタ付き SAC-PI 制御

Fig.1 に可変リミッタ付き SAC-PI の制御ブロック図を示す。Actor ブロックは SAC による機械学習の結果得られる方針(ポリシー)である。Actor ブロックは出力電圧指令値 v_{ref}，出力電圧 v_{out}，インダクタ電流 i_L に加えて PI の積分値 $\int k_{i_vol} v_{err} dt$，$\int k_{i_cur} i_{err} dt$ を状態として入力する。電流と電圧ループ用の PI ゲイン k_{p_vol}，k_{i_vol}，k_{p_cur}，k_{i_cur} 及び可変のリミッタ値として k_{limit_vol} および k_{limit_cur} を出力する。インダクタ電流の最大値を i_{max}，PWM 信号の最大値を 1 とするとき可変リミッタ付き PI 動作は以下の式になる。

$$i_{com} = \int k_{i_vol} v_{err} dt + k_{p_vol} v_{err} \quad (1)$$

ただし，$\int k_{i_vol} v_{err} dt$ は，k_{limit_vol} で制限。

$$sig = \int k_{i_cur} i_{err} dt + k_{p_cur} i_{err} \quad (2)$$

ただし，$\int k_{i_cur} i_{err} dt$は，$i_{max}\, k_{limit_vol}$ で制限。

可変リミッタは飽和値を任意のタイミングで変更することで，電圧のオーバーシュートを抑制できると期待される。

3. シミュレーション結果

事前に電圧指令値v_{ref}を 3～47 V，負荷抵抗を 8～22Ω の範囲でランダムに変更した条件下でステップ応答を行い，2000 エピソードの学習により，actor ネットワークを得た。

Fig.2 は 0 V から v_{ref}へのステップ応答時の出力電圧波形を示す。可変リミッタによりオーバーシュートを抑制し，良好な応答を示すことが確認できた。

4. まとめ

可変リミッタ付き SAC-PI 制御により，オーバーシュートを抑制し，整定時間を短縮できることを確認した。本稿では P ゲインと I ゲインを逐次変更する方式による結果を紹介したが（VPVI），発表では FPVI(P 固定・I 逐次変更)および FPFI(P・I 固定)の結果についても紹介する。

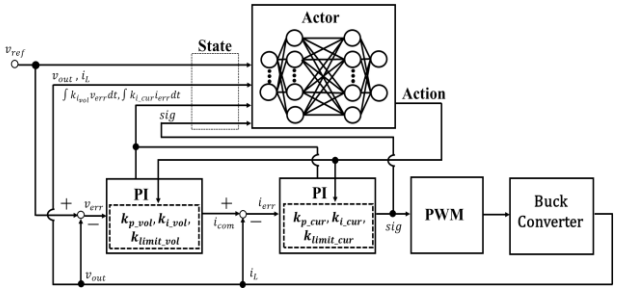


Fig1. SAC-PI with variable saturation limiter

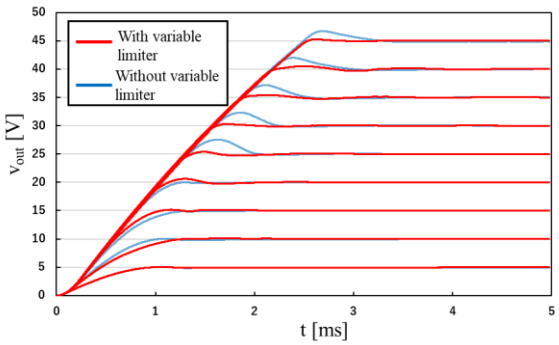


Fig2. Step responses of output voltage with and without variable saturation limiter

文　献

[1] S. Gu, T. Lillicrap, I. Sutskever, and S. Levine: ICML, vol. 48, pp. 2829–2838 (2016-6)

[2] T. Haarnoja, A. Zhou, P. Abbeel, and S. Levine: ICML, vol. 80, pp. 1861–1870 (2018-8)

[3] 渡邉 瞭・伊藤 龍太・佐藤 祐樹・松本 洋和：電気学会産業応用部門大会，No. Y-73，2023.

©2026 IEE Japan

直流バスシステムにおける 電圧発振抑制の実機検証

中波　亮太*，松井　優人，佐久間　宏彬，
田重田　稔久，藤田　悟，佐藤　智希(富士電機株式会社)

Experimental Verification of Suppressing Voltage Oscillation in DC Bus System

Ryota Nakanami, Yuto Matsui, Hiroaki Sakuma,
Toshihisa Tajyuta, Satoru Fujita, Tomoki Sato (Fuji Electric Co., Ltd.)

１．背景

近年，カーボンニュートラル実現に向け，再生可能エネルギーや蓄電池などを活用した直流バスシステムの導入が検討されている[1]。しかし，直流バスシステムの構成によっては，電圧発振現象が生じる恐れがある。直流電圧の発振現象は，定電力負荷が持つ負性インピーダンスが原因であり，負荷電力や配線インダクタンスが大きくなるほど発振が起こりやすくなる[2]。このような定電力負荷を持つ直流バスシステムの安定性については，多くの文献でその対策手法が提案されている[3][4]。また，複数の定電力負荷が直流バスに接続される場合には，定電力負荷の LC フィルタ間における循環電流が発生し，この循環電流によっても直流バス電圧が発振する[4]。しかし，複数の定電力負荷が接続されるモデルにおいて，実規模相当の装置を用いた検証例はあまり見られない。そこで，複数の定電力負荷を持つ実規模相当の直流バスシステムにおいて，直流バス電圧の発振現象を再現し，さらにその発振を抑制可能な制御手法を DCDC コンバータに適用することで，直流バス電圧の安定化を実現した。本報告では，その結果について述べる。

２．試験回路構成と制御系

図 1 に直流バスシステムの回路構成を，表 1 に回路仕様とパラメータをそれぞれ示す。試験回路は，蓄電池用 DCDC コンバータ 2 台と負荷用 DCDC コンバータ 2 台が直流バスに接続されることによって構成している。直流バスの定格電圧V_bは 600 V とし，DCDC コンバータ 1 台の定格電力P_oは 4 kW とした。配線パラメータは事前の解析より，発振現象が発生する配線長 130m に相当する値を使用している。

図 2 に蓄電池用 DCDC コンバータに適用する制御系を，図 3 に負荷用 DCDC コンバータに適用する制御系を示す。蓄電池用 DCDC コンバータの制御系は，ドループ制御，AVR，ACR によって構成している。ドループ制御は，機器が出力する電圧と電流の関係を予め定めたドループ特性によって，出力する電圧指令値$v_{cf}{}^{**}$を決定する。決定された電圧指令値$v_{cf}{}^{**}$は，AVR によるバス側コンデンサ電圧

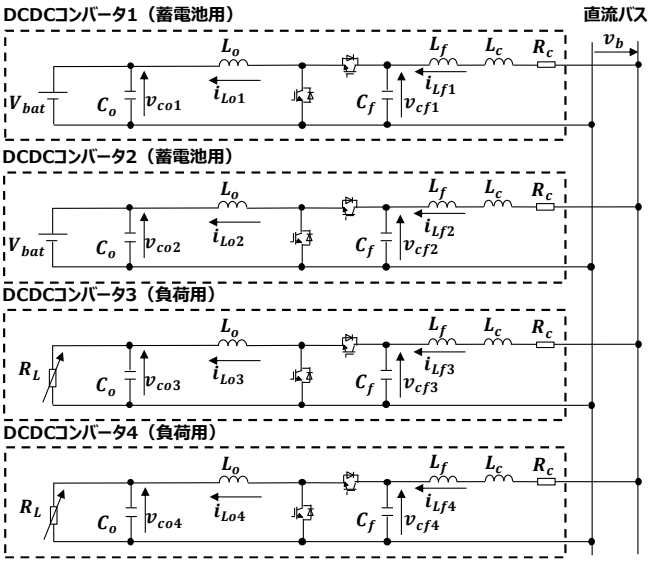


図 1　直流バスシステムの回路構成
Fig.1. Circuit configuration of the DC bus system.

表 1　回路仕様とパラメータ
Table 1. Circuit specifications and parameters.

定格容量 P_o	4 kW/台
直流バス電圧 V_b	600 V
蓄電池電圧 V_{bat}	200 V
負荷電圧 V_{load}	200 V
キャリア周波数 f_{sw}	2.6 kHz
フィルタリアクトル L_f	2.0 mH
フィルタコンデンサ C_f	225 μF
配線リアクトル L_c	18.0 mH
配線抵抗 R_c	0.33 Ω

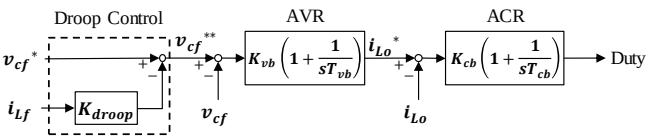


図 2　蓄電池用 DCDC コンバータの制御系
Fig.2 Control system of the DC-DC converter for battery.

©2026 IEE Japan

v_{cf}を用いたフィードバック制御によって一定に保たれ，直流バス電圧を維持する。

負荷用 DCDC コンバータの制御系は，発振抑制制御，AVR，ACR により構成している。負荷用 DCDC コンバータでは，チョッパ電圧v_{co}を用いたフィードバック制御によって，チョッパ電圧v_{co}を一定に保つ。チョッパ電圧を定電圧制御しているため，「DCDC コンバータ＋負荷抵抗R_L」は，バス側から見た時に定電力負荷となる。発振抑制制御は，バス側電圧v_{cf}をハイパスフィルタとゲインK_Fを通して，電流指令値$i_{Lo}{}^*$に加えるフィードフォワード制御を行っている。フィードフォワード制御のパラメータは，直流バスから見た DCDC コンバータの入力アドミタンスを計算し，その位相が±90 deg.の範囲となるように調整することで決定している。入力アドミタンスの位相を±90 deg.の範囲にすることで，DCDC コンバータから直流バスへ電力が出力されず，電力を消費するだけとなるため，直流バスシステムが安定となり発振が抑制される。

３．試験結果

図 4 に直流バス電圧の発振現象を再現し，負荷用 DCDC コンバータの発振抑制制御を適用したときの波形を示す。波形は上から，DCDC コンバータのバス側コンデンサ電圧v_{cf}，バス側リアクトル電流i_{Lf}，チョッパ側コンデンサ電圧v_{co}，チョッパ側リアクトル電流i_{Lo}である。また，青色は DCDC コンバータ 1（蓄電池用），赤色は DCDC コンバータ 2（蓄電池用），緑色は DCDC コンバータ 3（負荷用），桃色は DCDC コンバータ 4（負荷用）の波形である。負荷電力を 6.6 kW（3.3 kW×2 台）とした場合に，直流バス電圧の発振現象を確認することができた。また，発振抑制制御が ON となると，直流バス電圧の発振が抑制できることを確認した。図 4(b)は図 4(a)における赤枠内の拡大図である。図 4(b)より，負荷用 DCDC コンバータのバス側コンデンサ電圧v_{cf3}とv_{cf4}，バス側リアクトル電流i_{Lf3}とi_{Lf4}がそれぞれ逆位相で振動していることから，負荷間の共振による振動であることが確認できる。発振周波数は約 74.25 Hz であり，フィルタリアクトルL_fと配線リアクトルL_c，フィルタコンデンサC_fとの共振周波数である 75.03 Hz と概ね一致していることを確認した。

４．まとめ

複数の定電力負荷を持つ直流バスシステムにおいて，実規模相当の装置を用いて直流バス電圧の発振現象の再現，およびその発振抑制の検証を行った。検証の結果，直流バス電圧の発振現象を確認し，DCDC コンバータに発振抑制制御を適用することで，直流バスシステムが安定して動作することを確認した。

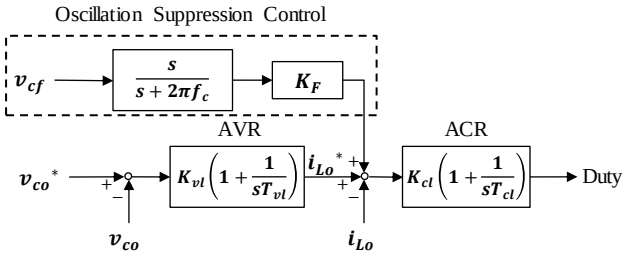
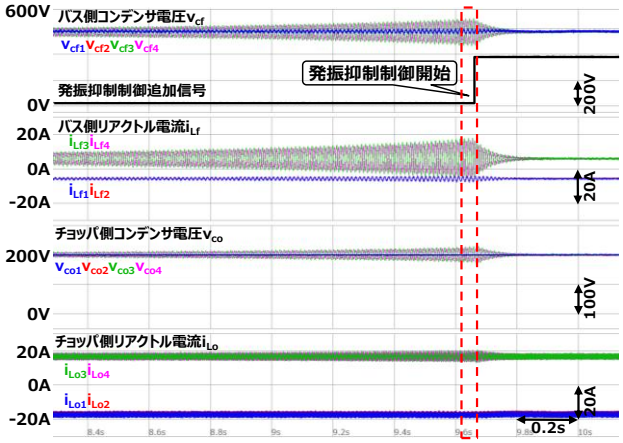
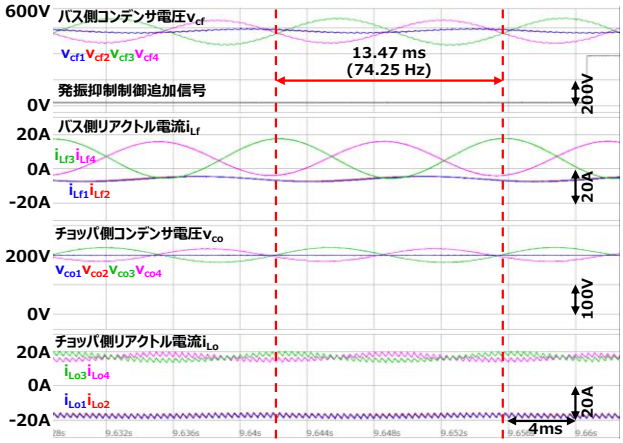


図 3 負荷用 DCDC コンバータの制御系

Fig.3. Control system of the DC-DC converter for load.



(a) 全体波形



(b) 赤枠内拡大波形

図 4 実験波形

Fig.4. Experimental waveforms.

文 献

(1) 雪田和人・武田隆：「直流給電システムの技術動向」，電気学会論文誌，Vol.135, No.6, pp.366～396 (2015)
(2) 田中徹・山崎幹夫：「直流給電システムの発振条件・発振領域に関する解析」，信学技報, Vol. 104, No. 218, EE2004-17, pp. 23-28 (2004).
(3) 加藤利次・井上馨・船木隆史・高井久就：「直流給電系におけるコンバータのフィードフォワード制御による受動性に基づく安定化法」，電気学会論文誌, Vol.141, No. 9, pp. 738-746 (2021).
(4) 井上馨：「直流給電系における安定性解析と安定化手法」，GS Yuasa Technical Report, Vol.18, No. 2, pp. 1-7 (2021).

©2026 IEE Japan

Always-Dual-Path Hybrid DC-DC Converter におけるサブインダクタが回路特性に与える影響評価

石川　聖紘*，畑　勝裕（芝浦工業大学），
田仲　晋作，足利　亨，力石　康裕（サンケン電気）

Performance Impact of a Sub-Inductor in an Always-Dual-Path Hybrid DC–DC Converter

Mahiro Ishikawa, Katsuhiro Hata (Shibaura Institute of Technology)
Shinsaku Tanaka, Toru Ashikaga, Yasuhiro Rikiishi (Sanken Electric Co., Ltd.)

１．まえがき

近年，データセンターの電力消費量は増加傾向にある。このため，データセンター用電源には，高効率かつ高電力密度を実現しながら，搭載される CPU や GPU 等における動作電圧の低電圧化に対応するため，低電圧・大電流出力が求められている。この要求に対し，インダクタとキャパシタの両方から出力電流を供給する Always-Dual-Path Hybrid (ADPH) DC-DC Converter が提案されており，インダクタ電流低減による高効率化が報告されている[1][2]。一方で，スイッチトキャパシタ動作に起因するキャパシタのスパイク電流が部品の信頼性低下やノイズ増大の要因となる課題がある。これに対し，サブインダクタ L_{SUB} を用いたソフトチャージング手法が提案されているが，インダクタンスの違いによる回路特性への影響は明確化されていない[3]。

本稿では，ソフトチャージング動作を行う ADPH Converter を対象に，L_{SUB} のインダクタンス変化が回路特性に与える影響について実験的に評価を行う。

２．回路構成と評価基板

Fig. 1 に本稿で検討する回路図を示す。本回路は Q_1, Q_3, Q_5 の奇数番スイッチと Q_2, Q_4, Q_6 の偶数番スイッチを交互にスイッチングをさせることにより，インダクタ L_{MAIN} とフライングキャパシタの両方から常時 2 経路の電流供給を実現する。また，フライングキャパシタからのスパイク電流を低減するためにソフトチャージング用の L_{SUB} を適用している。

ここで L_{SUB} を用いない ADPH Converter の降圧比 M は理想条件において，定常状態のインダクタ平均電圧と C_{FLY1} および C_{FLY2} の電荷バランスより，

$$M = \frac{D}{1 + 2D} \qquad (1)$$

と記述される[1]。

次に本研究で使用した回路基板を Fig. 2 に示す。表面に主要な受動素子を実装し，裏面に Q_1~Q_6 の MOSFET とゲート信号生成のため，サンケン電気製デジタル制御 IC の

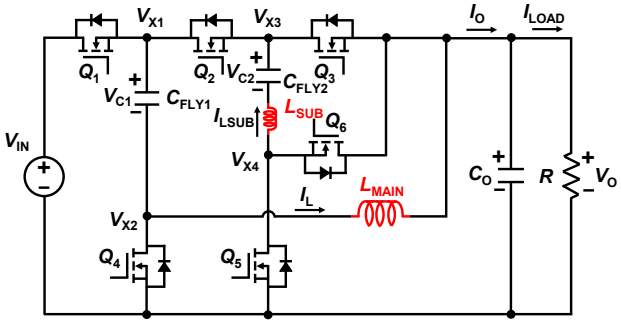
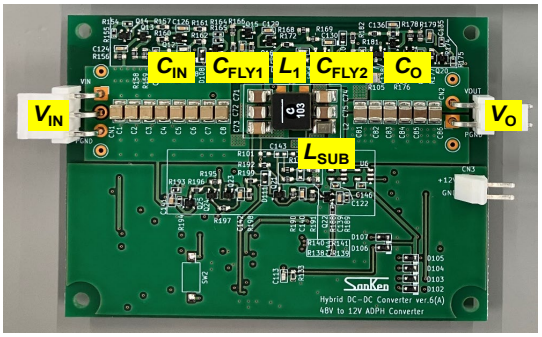
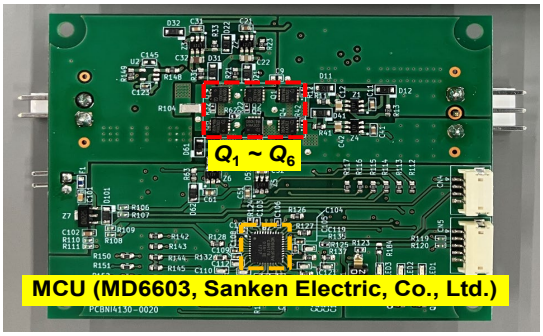


Fig. 1.　Always-Dual-Path Hybrid (ADPH) converter topology for soft charging operation



(a) Top view



(b) Bottom view



(c) Side view

Fig. 2.　Prototype of the ADPH converter

©2026 IEE Japan

Table. 1.　Circuit parameters and component specifications

Parts	Manufacture and Part number	Parameters
$Q_{1\text{-}6}$	Infineon, ISZ080N10NM6	100 V (8 mΩ_{max})
C_{IN}	Murata, GRM32EC72A106KE05	100 V,10 µF (2.5 µF @ 48 V_{DC}) ×8
C_{FLY1}	Murata, GCM32EC71H106KA03	50 V, 10 µF (6.3 µF @ 24 V_{DC}) ×3
C_{FLY2}	Murata, GCM32EC71H106KA03	50 V, 10 µF (8.9 µF @ 12 V_{DC}) ×2
C_O	Murata, GCM32EC71E226KE36	25 V, 22 µF (17 µF @ 12 V_{DC}) ×6
L_{MAIN}	Coilcraft, XGL7030-103	10 µH (31.8 mΩ_{typ})
L_{SUB}	TDK, CLT32 Series	17 nH (0.39 mΩ_{typ}), 55 nH (1.0 mΩ_{typ}), 110 nH (1.9 mΩ_{typ}), 150 nH (3.3 mΩ_{typ}), 200 nH (3.3 mΩ_{typ})

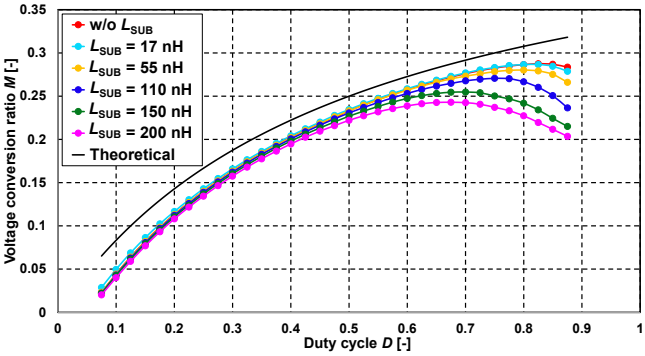


Fig. 3.　Measured voltage conversion ratio M versus duty cycle D

Table. 2.　Experimental conditions

Parameters	Value
Input voltage V_{IN}	48 V
Output current I_O	8 A
Output power P_O	100 W_{max}
Switching frequency f_{SW}	200 kHz
Gate resistance $R_{G,ON}$	47 Ω for Q_1, 10 Ω for $Q_{2\text{-}6}$
Gate resistance $R_{G,OFF}$	0 Ω for $Q_{1\text{-}6}$
Dead time T_{DT}	50 ns
Duty cycle D	0.075–0.875

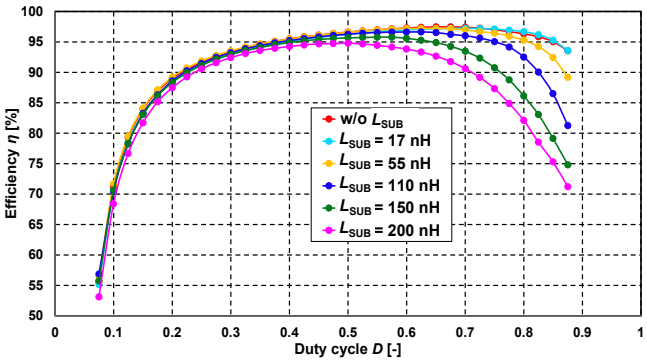


Fig. 4.　Measured efficiency η versus duty cycle D

MD6603 を実装した。また小型・低背な部品を用いて電力密度の高い構成とした。

３．実験

＜3・1＞実験条件　主要部品の型番および回路定数を Table. 1 に示す。L_{SUB} のインダクタンス値は 17 nH, 55 nH, 110 nH, 150 nH, 200 nH と変化させ，L_{SUB} を用いない場合はジャンパ抵抗を実装して測定を行った。また実験条件を Table. 2 に示す。Duty 比以外のパラメータはすべて固定値とし，デッドタイムは 1 周期の 1 %となるように設定した。Duty 比は 0.075 から 0.875 の範囲で約 0.025 ずつ変化させ，各 L_{SUB} における降圧比，効率特性を測定した。

＜3・2＞降圧比　Fig. 3 に Duty 比を変化させたときの降圧比のグラフを示す。凡例の"Theoretical"は式(1)に基づく理論値を表したものである。Fig. 3 より，各測定値は理論値よりもすべての範囲で降圧比が小さいことが確認できる。原因として，実際の回路状態は理想状態と比較して寄生成分やスイッチング損失等の影響を受け，理論式からわずかに差が生じたためと考えられる。

測定値に注目すると，L_{SUB} = 17 nH の条件では，Duty 比が 0.075 から 0.775 の範囲において L_{SUB} を用いない場合よりも高い降圧比が得られた。一方で，L_{SUB} = 17 nH 以外の条件では，インダクタンス増加に伴って降圧比が低下していることが測定された。特に，Duty 比が大きい領域において降圧比の低下が顕著であるという傾向が確認できた。

この傾向を踏まえて L_{SUB} = 200 nH の条件に注目すると，評価基板の定格出力電圧 V_O = 12 V を出力する M = 0.25 に到達せず，M = 0.243 が最大の降圧比であったため，適切に回路パラメータを設計する必要がある。また，L_{SUB} を用いない条件と比較して，L_{SUB} = 200 nH の降圧比は D = 0.875 の条件において最大で 0.08 の降圧比の低下が確認された。

＜3・3＞効率特性　Fig. 4 に Duty 比を変化させたときの効率特性のグラフを示す。いずれの L_{SUB} を用いても効率は Duty 比が低い領域から上昇し，中間付近で最大値を示した後, Duty 比が高い領域において低下する傾向が確認された。また L_{SUB} を増加させるにつれ，降圧比の特性と同じく全体的に効率が低下し，特に Duty 比が高い領域で効率低下が顕著であるという結果が得られた。L_{SUB} を用いない条件と比較して，L_{SUB} = 200 nH の効率は D = 0.875 の条件において最大で 22.3 %の効率低下が確認された。一方で L_{SUB} = 17 nH の条件では, Duty 比が 0.750 から 0.875 の範囲において L_{SUB} を用いない場合よりも効率が高い結果が得られた。

４．まとめ

本稿では, ADPH Converter のソフトチャージングに用いるサブインダクタ L_{SUB} が回路特性に与える影響について Duty 比を変化させて測定し，降圧比と効率特性を確認した。L_{SUB} は一部の動作点で特性改善に寄与するが，適切でない L_{SUB} を用いると特性が悪化する結果となった。

今後は詳細な波形や電流経路に基づく動作モード解析および損失解析を通じて，適切な L_{SUB} の選定法とスイッチング周波数やデッドタイム等の設計指標を提案する。

文　献

(1)　K. Hata, et. al., *IEEE ECCE*, pp.1–6 (2022)
(2)　Z. Yu, et. al., *IEEE ISCAS*, pp.1370–1374 (2025)
(3)　K. Hata, et. al., *IEEE APEC*, pp.1371–1376 (2024)

©2026 IEE Japan

分割コアを用いた四相インターリーブDC–DC降圧コンバータの実験検証

水谷 未来*，小高 渉，太田 涼介，和田 圭二（東京都立大学）

Experimental Verification of a Four-Phase Interleaved DC–DC Buck Converter Using Split Cores

Miku Mizutani*, Wataru Kodaka, Ryosuke Ota, Keiji Wada (Tokyo Metropolitan University)

1. まえがき

データセンタ用電源回路には，低電圧・大電流化に伴う非絶縁 DC–DC コンバータの高効率・小型化が要求されている。これに対し，インターリーブ方式の採用は極めて有効である。一般に，単一のコアに複数巻線を設ける方式[(1)]が用いられるが，巻線および磁気コアの構造上の制約により多相化が困難である。そこで，四つに分割したコアの二次巻線を直列接続し，電気的に全相を結合させた四相インターリーブ DC–DC コンバータ[(2)]が検討されている。本方式は，市販の磁気コアを利用可能であり，各コアが二巻線構造であるため，既存の設計・製作手法を適用できる利点がある。本稿では，本回路を実際に試作し，48 V から 12 V への降圧特性を評価し，その実用性を検証したので報告する。

2. 分割コアを用いた降圧コンバータ

Fig. 1 に四つのコアを用いた四相降圧 DC–DC コンバータの構成を示す。各 MOSFET への入力信号 $S_x (x = 1, 2, 3, 4)$ は，Duty 比 0.25，90° の位相差で印加する。相数 P，結合インダクタの巻数比を $n_1 : n_2$，二次側電流を i_s，L_c の電流を i_c とすると次式が成り立つ。

$$i_s = i_c \tag{1}$$

一方，結合インダクタ内における直流電流磁束の相殺条件は次式で与えられる。

$$i_s = \frac{n_1}{n_2}\frac{i_c}{P} \tag{2}$$

$P = 4$ のとき，(1) 式および (2) 式の条件を同時に満足する巻数比は $n_1 : n_2 = 4 : 1$ となる。本実験ではこれに基づき，$n_1 = 4$ turns，$n_2 = 1$ turn と設計した。コア材には PQ40/40Z-12 (TDK 製 PC90) を選定した。本方式はインダクタに直流磁束が原理的に発生しないため，ギャップレス構造とした。各相の一次側自己インダクタンスの測定値を Fig. 1 に併記する。また，漏れインダクタンスは 4.55 ± 0.56 μH，結合係数は 0.969 ± 0.005 である。

3. 実験結果

Fig.2 にスイッチング周波数 50 kHz における各相の MOSFET ドレイン・ソース間電圧 V_{DSx} $(x = 1, 2, 3, 4)$，出力電圧 V_R，各相電流 i_1 - i_4 および L_c の電流 i_c の波形を示す。各相電流は 90° ずつ位相差を有しており，出力電圧 11.1 V，出力電流 10.9 A の四相インターリーブ DC–DC コンバータの動作を確認した。各相電流のリプル幅 1.52 ± 0.187 A に対し，i_c のリプル幅は Δi_c = 5.41 mA となり，各相リプル平均値の

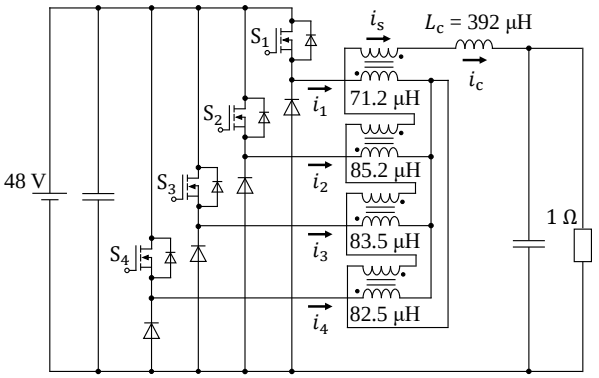


Fig. 1: Four-phase buck converter using four magnetic devices.

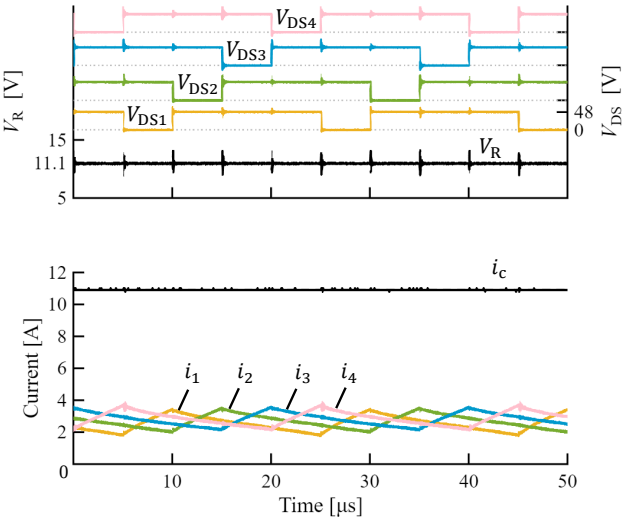


Fig. 2: Experimental waveforms.

0.36 % に抑制された。以上の結果，本方式は各相電流リプルを効果的に低減することを実証した。これにより，二巻線コアを複数個使うことで多相インターリーブ DC–DC コンバータを実現できることを明らかにした。

参考文献

（1） Eric Laboure, Alain Cuniere, T. A. Meynard, Francois Forest, and Emmanuel Sarraute: ”A Theoretical Approach to InterCell Trans formers, Application to Interleaved Converters,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, pp. 464–474, January 2008.

（2） 小高渉・太田涼介・和田圭二：「分割コア方式結合インダクタを用いたインターリーブ DC–DC コンバータ」，電気学会半導体電力変換研究会，SPC-26-10(2026).

©2026 IEE Japan

多相インターリーブ降圧コンバータにおける相数とパワー密度に関する一考察

三浦　克樹*，橋本　裕志（神戸製鋼所），渡辺　大貴，伊東　淳一（長岡技術科学大学）

Consideration of Relationship between Number of Phase and Power Density in Multi-phase Buck Converter

Katsuki Miura, Hiroshi Hashimoto (Kobe Steel),
Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

１．まえがき

DC-DC コンバータの高効率化・高パワー密度化を実現するアプローチとして、多相インターリーブ方式がある。この方式では単相コンバータを並列接続し各相のパワーデバイスに入力するスイッチング信号を位相シフトすることで電流リプルを相殺するため、各相の許容電流リプルを大きくでき、各相に接続するインダクタを小型化できる(1)。またパワーMOSFET の導通損失やリアクトルの銅損は電流の２乗に比例するため、多相化することで高効率化も期待できる。しかし、過度なインダクタンスの減少は電流リプル増加に起因した鉄損と導通損失の増加を招き，ヒートシンクが大型化する。一方で、多相化する場合は相数も設計パラメータに加わるが、パワー密度に着目した相数の設計方法について定量的に検討した論文は著者の知る限り無い。そこで本論文では、相数・電流リプル・スイッチング周波数を変数としてパラメータステディを実施し、相数が及ぼすヒートシンク・インダクタ体積や効率、パワー密度最大となるパラメータの変化について検討したので報告する。

２．パワー密度・損失計算方法

＜2・1＞回路構成　図１に本論文で検証する N 相インターリーブ降圧コンバータの回路図を示す。Nは相数を示す。定電圧溶接用電源を想定しているため、出力段にコンデンサを有さない。各相には N/360 度ずつ位相シフトされたゲート信号が入力される。表 1 に計算に用いる回路パラメータを示す。負荷電流リプルは 40 $A_{p\text{-}p}$ 以下としている。本論文では相数毎にスイッチング周波数を 10 kHz 刻み，各相平均電流に対する電流リプル率ΔI_L を 5%刻みに変化させ，2.2 節以降に示す計算式に基づいてすべての条件におけるパワー半導体の損失，ヒートシンクの体積，インダクタの体積・損失を算出する。

＜2・2＞インダクタ設計・損失計算　各相のインダクタンス L は入出力電圧と相数，スイッチング周波数，負荷電流，各相平均電流に対する電流リプル率より次式で表される。

$$L = \frac{V_i - V_o}{f_{sw}(I_{Load}/N)\Delta I_L}\frac{V_o}{V_i} \quad (1)$$

(1)式より，ΔI_L と f_{sw} が不変である場合，相数が増加すると各相平均電流 I_{load}/N が減少するため L は増加する。求めたインダクタンスと各相ピーク電流よりコアに蓄えられるべきエネルギーを計算し，これを満たすコアを条件毎に選定する。ピーク電流でコアが飽和しないようギャップを計算し，(1)式で求めたインダクタンスを満たせるよう巻数を決定する。各相インダクタ体積の合計はエリアプロダクト法(2)と(1)式より次式で表される。

$$vol_L = N^{0.25}K_v\left(\frac{(V_i - V_o)V_o I_{Load}}{K_u B_m J f_{sw}\Delta I_L V_i}\left(1+\frac{\Delta I_L}{2}\right)^2\right)^{3/4} \quad (2)$$

ここで K_v はコア形状係数を示す。スイッチング周波数と各相電流リプル率が不変である場合，インダクタ合計体積は相数の 0.25 乗に比例して増加する。銅損は各コアの 1 巻あたりの線長と電流密度から巻線抵抗を求めて計算し，鉄損計算には iGSE (Improved Generalized Steinmetz Equation) を用いる。

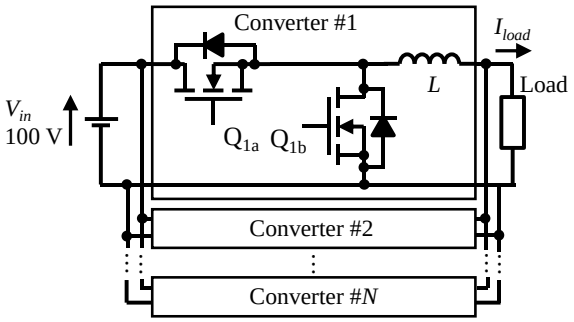


Fig. 1 Multi-phase Interleaved Buck Converter

Table 1 The Parameters for Calculations

Circuit Parameters		
Input Voltage	V_{in}	100 V
Rated Load Current	I_{load}	500 A
Output Voltage	V_o	50 V
Number of Phase	N	6 – 20
Switching Frequency	f_{sw}	20 – 100 kHz
Ripple Current Ratio in Each Phase	ΔI_L	10 – 190%
Parameters of Power Device and Heatsink		
Power Device		IMZA65R010M2H
On-state Resistance	R_{on}	10.8 mΩ
Junction Temperature	T_j	125 ℃
Air Temperature	T_a	25 ℃
Junction-to-Heatsink Thermal Resistance	$R_{th(j\text{-}hs)}$	0.73 ℃/W
Cooling System Performance Index	$CSPI$	7.5 (Forced Air Cooling)
Parameters of Inductor		
Current Density	J	4 A/mm2
Space Factor	K_u	0.4
Saturated Flux Density	B_{max}	300 mT

©2026 IEE Japan

＜2・3＞半導体損失・ヒートシンク体積計算

パワーデバイスの導通損失 P_{cond} はデータシートから読み取ったオン抵抗とデバイスに流れる電流実効値から求める。スイッチング損失 P_{sw} はデータシートの電流－スイッチングエネルギー特性を近似して算出する。パワーデバイスで生じる損失より，ヒートシンクに求められる熱抵抗 $R_{th(hs-a)}$ は次式で表される。

$$R_{th(hs-a)} = \frac{T_j - T_a}{P_{cond}+P_{sw}} - R_{th(j-hs)} \quad (3)$$

ここで，T_j はジャンクション温度，T_a は周囲温度，$R_{th(j-hs)}$ はジャンクション－ヒートシンク間の熱抵抗を示す。本論文では，ヒートシンクは各相につき 1 台取り付けると仮定している。ヒートシンクに求められる熱抵抗から，ヒートシンクの体積 vol_H は CSPI (Cooling System Performance Index)を用いて次式で表される。

$$vol_H = N/(R_{th(hs-a)} \cdot CSPI) \quad (4)$$

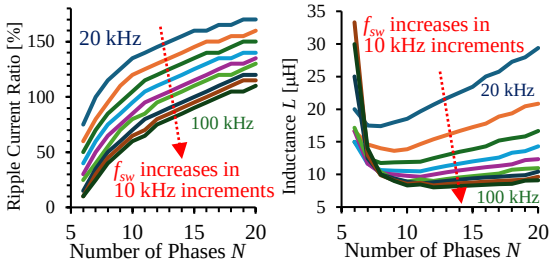
３．検証結果

各相インダクタは ΔI_L を大きくすることで小型化できるが，ΔI_L の増加は半導体損失増加とヒートシンク大型化を招く。本章では体積・損失計算結果から各スイッチング周波数・相数の条件においてパワー密度最大となる電流リプル条件を抽出し，相数がヒートシンク・インダクタ体積やパワー密度最大となるパラメータに及ぼす影響を述べる。

図 2 に相数に対するパワー密度最大となるインダクタンスと各相電流リプル率の変化を示す。図 2(a)より相数増加に対し許容される各相電流リプル率が増加している。また，f_{sw} を高くすると許容電流リプル値が低下している。これはスイッチング損失の増加によりヒートシンク体積の影響が相対的に大きくなるため，半導体損失を抑制するためにリプル電流がより小さい条件が選定されたと考えられる。一方で図 3(b)に示すインダクタンスの変化に着目すると，ある相数まではより大きいリプル電流が許容されることによりインダクタンスが低下するが，更に相数が増加すると許容リプル電流の増加に対して相平均電流の減少の影響が大きくなりインダクタンスが増加する。

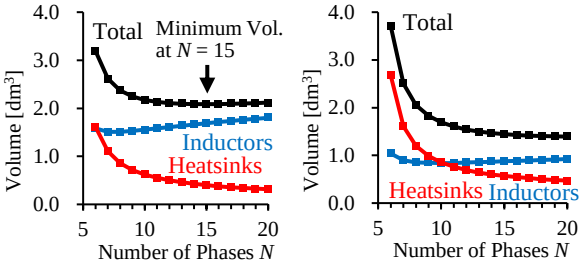
図 3 に f_{sw} が 20 kHz と 50 kHz における相数に対するヒートシンクとインダクタ，それらの合計体積の変化を示す。ヒートシンク体積は相数増加に伴って半導体における損失が抑制されるため減少していく。一方，インダクタ体積はある相数までは電流リプル率の増加によって各相インダクタ体積減少への寄与が大きいため減少するものの，更に相数が増加するとインダクタンス増加の影響が大きくなりインダクタ体積は増加に転じる。

図 4 に相数を 6 から 20 まで変化した時のパレートフロントカーブを示す。効率は相数増加に伴って導通損失・銅損が抑制されるため向上していく。一方，パワー密度に着目する



(a) Ripple Current Ratio　(b) Inductance

Fig. 2 The ripple current ratio and inductance which the power density is maximum in each switching frequency.



(a) f_{sw} = 20 kHz　(b) f_{sw} = 50 kHz

Fig. 3 The inductors and heatsinks volume.

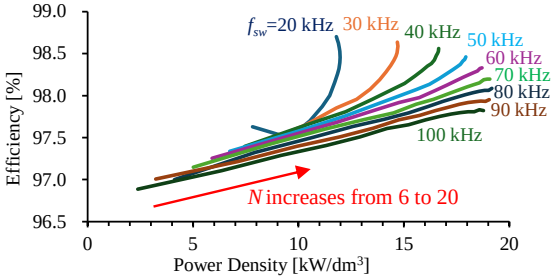


Fig. 4 The pareto front with number of phases as variable.

と f_{sw} が低い条件では相数増加に対しパワー密度の向上が飽和していき，f_{sw}=20 kHz では 15 相で，30 kHz では 18 相でパワー密度最大となった。これは f_{sw} が低い場合はインダクタンス体積が支配的になるため，相数増加によるインダクタ合計体積増加の影響が現れたためだと考えられる。一方，f_{sw} が高い条件では合計体積におけるヒートシンク体積の割合が大きくなるため，相数増加するとパワー密度が向上する結果が得られた。

４．結論

本論文では多相インターリーブ回路の相数とパワー密度・効率との関係についてパラメータスタディを通して明確にした。この結果，相数増加することで効率向上とヒートシンク体積の小型化が期待できるが，インダクタ体積の小型化は限定的である結果が得られた。今後は実機による妥当性検証と絶縁ステージを含めた検討を予定している。

文　献

(1)亨，芳賀，近藤：電学論 D, vol. 132, no. 2, pp. 250-257 (2012)
(2) T. Mclyman, “Transformer and inductor design handbook”. (2004)

©2026 IEE Japan

航空機電動化向け 10kW 絶縁型 DC-DC コンバータの開発

城内 悠輔*，木下 徹規，中川 光，
近藤 亮太，永井 孝佳，泉 喜久夫（三菱電機株式会社）

Development of a 10 kW Isolated DC-DC Converter for Electrification of Aircraft

Yusuke Shirouchi, Tetsunori Kinoshita, Akira Nakagawa,
Ryota Kondo, Takayoshi Nagai, Kikuo Izumi (Mitsubishi Electric Corporation)

１．はじめに

2050 年カーボンニュートラルに向けて，運輸部門において航空機の電動化が検討されている(1)-(2)。航空機電動化は主に電動推進システムと電装品に電力を供給する配電システムが対象であり，これまで電動推進システムのインバータ・モータを開発してきた(3)-(4)。一方，配電システムでは高電圧バスから低電圧バスに電力変換する絶縁型 DC-DC コンバータを開発対象とし，その大容量・軽量化のために 2 回路で構成されたマルチフェーズ回路方式を採用し，フェーズ数切替時の電圧変動を抑制した制御方式を開発した(5)。本論文では，提案するマルチフェーズ回路方式の絶縁型 DC-DC コンバータを試作し，電力密度 1.0 kW / kg と，定格時効率 95.2 %を達成したので報告する。

２．絶縁型 DC-DC コンバータの試作構成

開発対象の絶縁型 DC-DC コンバータの仕様を表 1 に示す。高圧側の入力電圧 V_{in} を 440~640 V，低圧側のバス電圧 V_{out} を 28 V，定格電力を 10 kW に設定した。冷却器は付帯設備を必要としない強制空冷とした。また，絶縁規格 IEC60664-1、3 に準拠し、航空機特有の高高度条件 12000 m を考慮した設計を行った。

高度 12000 m の絶縁規格に準拠するためには，基板内の銅層間の距離，基板表面の沿面距離，絶縁トランスの内部の絶縁距離を地上で使用される場合に比べて長くする必要があるが，寄生インダクタンスや絶縁トランスの漏れインダクタンスが増加し，高圧側と低圧側のパワー半導体のサージ電圧が増加してスイッチング損失が増加する恐れがある。重量部品である冷却器を軽量化するためには、各部品の損失低減と，放熱性能の向上が必要である。

本試作の回路構成を図1に示す，導通損失が支配的となる低圧側整流回路(Q_9~Q_{16})と平滑インダクタ(L_{fo1}とL_{fo2})は Unit1 と Unit2 で計 4 並列構成とし，分流化による損失低減と損失源の分散化を図った。高圧側はスイッチング損失が支配的となるため，1.2kV 耐圧の SiC-MOSFET を採用し，かつ損失源を分散配置して均熱化させるために 2 並列とした。Unit1 と Unit2 のスイッチング周波数は 80 kHz に設定し，Unit1 と Unit2 の位相差は 1/4 スイッチング周期とした。Unit1 と Unit2 の絶縁トランスの低圧側の 2 つの巻線は極性を反転させることで，Unit1 と Unit2 の 4 つの低圧側整流回路は 1/4 スイッチング周期の位相差でのインターリーブ動作となる。低圧側のパワー半導体のサージ電圧を高効率に抑制するために，ロスレススナバ回路(6)を接続した。絶縁トランスは，軽量化と漏れインダクタンスを低減するため，基板パターン(銅層)を高圧側の巻線として利用したプレーナートランスを採用した。低圧側巻線は、大電流化と放熱特性改善のため、銅プレートを採用し，TIM（Thermal Interface Material）を介して冷却面から放熱する構造とした。そして，主回路や制御回路は 1 枚の基板に集約して実装することで，基板間を接続するケーブルや通信線を不要とした。

表 1　開発した絶縁型 DC-DC コンバータの主な仕様
Table.1. Specifications of the developed isolated DC–DC converter

Item	Value
Input Voltage, V_{in}	440-640 V
Output Voltage, V_{out}	28 V
Output Power, P_{out}	10 kW
Cooling structure	強制空冷
Reference standard	IEC60664-1,3 DO-160G(参考)
Reference altitude	12000 m
Power Density	1.0kW/kg

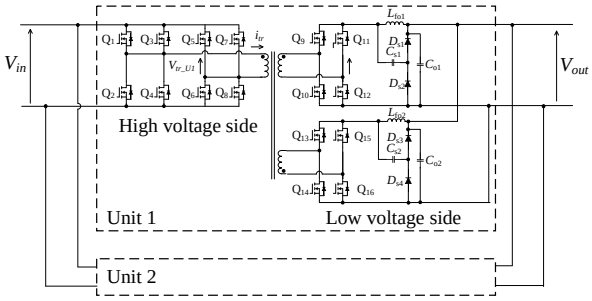


図 1　絶縁型 DC-DC コンバータ 回路構成
Fig.1. Circuit configuration of the developed isolated DC–DC converter

©2026 IEE Japan

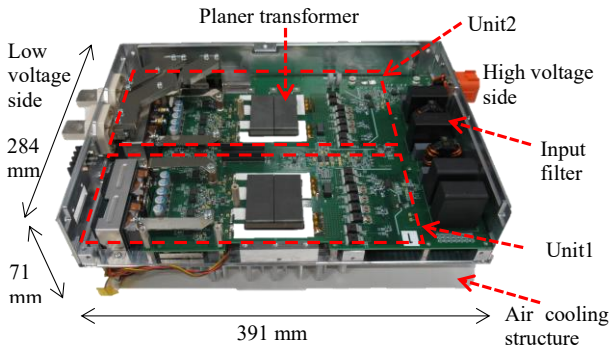


図 3　絶縁型 DC-DC コンバータ試作機外観
Fig.3. Overview of the prototype of the developed isolated DC–DC converter

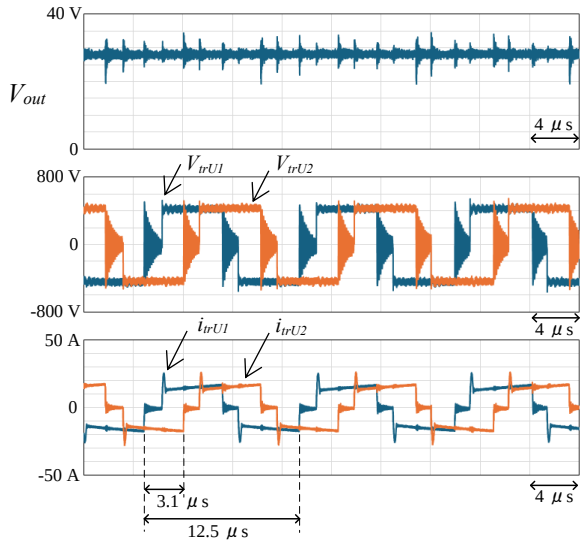


図 4　試作した絶縁型 DC-DC コンバータの動作波形
Fig.4. Measured waveforms of the developed isolated DC–DC converter with an input voltage of 440 V, output voltage of 28 V and output power of 10 kW

図 3 は試作機の概観である。試作機では体積 7.9 L かつ質量 10.2 kg (電力密度 1.0 kW/kg)を実現した。

３．実機検証結果

図 4 は入力電圧 V_{in} 440 V，出力電圧 V_{out} 28 V の動作条件での定常動作波形の実測結果である。V_{out} は 28V 一定にて安定に動作している。出力フィルタを接続していないため，電圧スパイクが発生しているが，この電圧スパイクを抑制するフィルタ設計は今後の課題である。ユニット 1 の高圧側トランス入力電圧 V_{trU1} と V_{trU2} は 1/4 スイッチング周期の位相差で動作していることを確認した。

図 5 は試作した絶縁型 DC-DC コンバータの効率特性である。最大損失が発生する定格電力条件にて，V_{in} 640 V において効率 95.2 %を実測した。

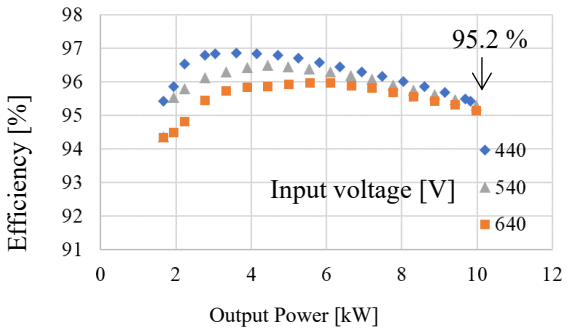


図 5　絶縁型 DC-DC コンバータの効率特性
Fig.5. Measured efficiency of the developed isolated DC–DC converter

４．まとめ

本論文では,航空機電動化向け 10kW 絶縁型 DC-DC コンバータの試作と評価結果について報告した。今後は，実証で得られた実測データを詳細に解析する。

文　献

(1) AIR TRANSPORT ACTION GROUP : “Waypoint 2050 second edition: September 2021”, https://aviationbenefits.org/media/167417/w2050_v2021_27sept_full.pdf
(2) AEROSPACE INDUSTRIES ASSOCIATION : “Horizon 2050: New Report from AIA, Accenture Details Strategic Plan for the Future of Sustainable Aviation”, https://www.aia-aerospace.org/wp-content/uploads/Hoizon-2050-A-Flight-Plan-for-the-Future-of-Sustainable-Aviation.pdf
(3) T.Kojima, M.Sugahara, Y.Shirouchi, H.Fukumoto and H.Oyori, “Gradationally Controlled Voltage Inverter for More Electric Aircrafts”, SAE Aerotech Europe, Sep.25 (2019), DOI: https://doi.org/10.4271/2019-01-1913
(4) N. Jike, H. Mitsuda, T. Kojima and M. Hazeyama, "Design and Fabrication of Dual-Rotor Motors with Axially Extended Stator for Electrified Aircraft Propulsion," 2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiang Mai, Thailand, 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICEMS56177.2022.9983333.
(5) 木下 徹規，城内 悠輔，中川 光，永井 孝佳，“航空機電動化に向けた絶縁型マルチフェーズ DC-DC コンバータのフェーズ数切替制御”，令和 7 年電気学会全国大会，4-008
(6) J.Y.Lin, S.Y.Lee, C.Y.Ting, and F.C.Syu, “Active-Clamp Forward Converter With Lossless-Snubber on Secondary-Side”, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 34, No. 8, Aug. 2019

©2026 IEE Japan

結合インダクタを適用した 63 W/cm^3 キャパシタ絶縁形三相 LLC コンバータの開発

有田　圭吾*，林　祐輔（東芝）

63 W/cm^3 Three-Phase LLC Resonant Converter with Capacitive Isolation and Integrated Magnetics

Keigo Arita, Yusuke Hayashi (Toshiba)

１．まえがき

絶縁コンバータの高パワー密度化を目的として，キャパシタ絶縁方式を適用した三相 LLC コンバータの開発を進めている[1]。キャパシタ絶縁コンバータは，5 kV 以下の低電圧用途において，高周波トランスを用いた従来の絶縁コンバータと比較して高パワー密度化を期待することができる。

本稿では，絶縁コンバータのさらなる高パワー密度化を実現するため，結合インダクタを適用したキャパシタ絶縁形三相 LLC コンバータを提案する。提案手法は，三相回路の特性を活用し，これまで大きな体積を占めていた 6 個のインダクタを単一の結合インダクタに集約することで小型化を図り、さらなる高パワー密度化を達成する。今回，結合インダクタを適用した 384 V/384 V, 7.2 kW キャパシタ絶縁形三相 LLC コンバータを試作し，パワー密度 63 W/cm^3 を実証したので，その結果について報告する。

２．キャパシタ絶縁形三相 LLC コンバータの構成

Fig. 1 に，本稿で検討対象とするキャパシタ絶縁形三相 LLC コンバータの主回路構成を示す。本コンバータは，一次・二次側の三相フルブリッジ回路と，それらをつなぐ三相 LLC 共振回路から構成される。キャパシタ絶縁コンバータは，入出力間の絶縁に高周波トランスを用いず，LLC 共振回路に挿入された直列キャパシタ(C_{ru}, C_{rv}, C_{rw}) を介して入出力の直流電位を分離する。Fig. 2 (a) に，文献(1)で報告した 384 V/384 V, 6.0 kW キャパシタ絶縁コンバータの外観を示す。パワー密度 32 W/cm^3 を実証し，従来の高周波トランスを用いた絶縁コンバータと比較してパワー密度を 25%改善できることを示した。しかしながら，Fig. 2 (b)の体積分布

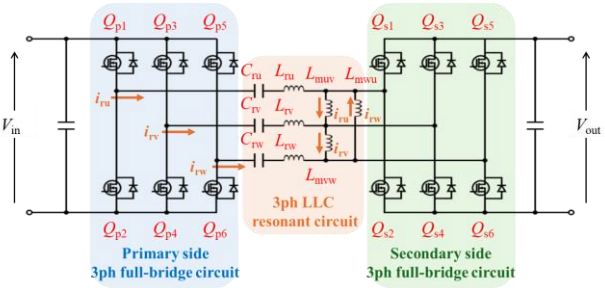


Fig. 1. Circuit configuration of capacitively isolated three-phase LLC converter.

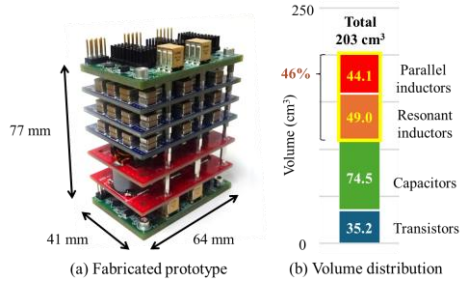


Fig. 2. 384 V/384 V, 6.0 kW capacitively isolated three-phase LLC converter in previous study [1].

に示されるように，コンバータ全体の体積 203 cm^3 のうち，6 個のインダクタが 46%（93.1 cm^3）を占めており，さらなる高パワー密度化を実現する障壁となっている。そこで本稿では，これら 6 個のインダクタを一体化した結合インダクタを提案し，試作によりその小型化効果を実証する。

３．結合インダクタの構造および等価回路

Fig. 3 (a) に，6 個のインダクタを一体化する結合インダクタの構造を示す。提案する結合インダクタは，6 本の脚部 $\mathrm{Leg_{rx}}$, $\mathrm{Leg_{mx}}$ (x = u, v, w) を有する磁性体コアと，各脚部に巻回された巻き線 $\mathrm{w_{rx}}$, $\mathrm{w_{mx}}$ (x = u, v, w) で構成され，各巻き線には共振電流 i_{rx} と三角波電流 i_{mx} (x = u, v, w) がそれぞれ流れる。Fig. 3 (b) に，結合インダクタの磁気回路を示す。R_{r}, R_{m} は各脚部の磁気抵抗，F_{rx}, F_{mx} は各巻き線が生じる起磁力，N_{r}, N_{m} は各巻き線の巻き数をそれぞれ表す。三相 LLC コンバータの回路動作より，共振電流 i_{rx} および三角波電流 i_{mx} (x = u, v, w) の和はそれぞれゼロであることから，各脚部で発生する磁束$\phi_{\mathrm{rx}}, \phi_{\mathrm{mx}}$ (x = u, v, w) の総和もゼロとなる。したがって，結合インダクタの電気的等価回路は Fig. 5 (d) で示され，各巻き線が生じるインダクタンスは相互誘導を生じず，6 つの独立したインダクタと等価で表すことができる。なお，各インダクタンスは式(1), (2)で求められる。

$$L_{\mathrm{r}} = L_{\mathrm{ru}} = L_{\mathrm{rv}} = L_{\mathrm{rw}} = \frac{N_{\mathrm{r}}\phi_{\mathrm{rx}}}{i_{\mathrm{rx}}} = N_{\mathrm{r}}^2/R_{\mathrm{r}}' \quad \left(R_{\mathrm{r}}' = \frac{3R_{\mathrm{r}}^{2\prime} + 3R_{\mathrm{r}}R_{\mathrm{m}}}{3R_{\mathrm{r}} + 2R_{\mathrm{m}}}\right) \tag{1}$$

$$L_{\mathrm{m}} = L_{\mathrm{m-uv}} = L_{\mathrm{m-vw}} = L_{\mathrm{m-wu}} = \frac{N_{\mathrm{m}}\phi_{\mathrm{mx}}}{i_{\mathrm{mx}}} = N_{\mathrm{m}}^2/R_{\mathrm{m}}' \quad \left(R_{\mathrm{m}}' = \frac{3R_{\mathrm{m}}^{2\prime} + 3R_{\mathrm{r}}R_{\mathrm{m}}}{3R_{\mathrm{m}} + 2R_{\mathrm{r}}}\right) \tag{2}$$

©2026 IEE Japan

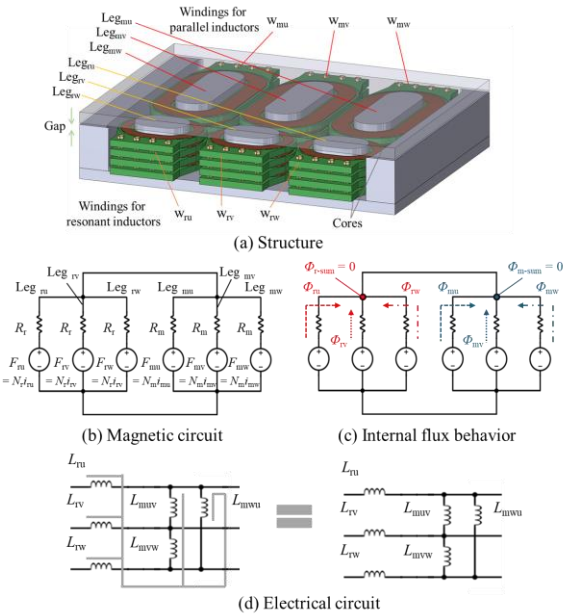


Fig. 3. Structure and circuit of proposed integrated magnetics.

４．結合インダクタを適用した三相キャパシタ絶縁形 LLC コンバータの試作・実験評価

Table 1 に，キャパシタ絶縁形三相 LLC コンバータの諸元をまとめる。入出力電圧は 384 V/384 V，出力電力は 7.2 kW とした。またスイッチング周波数は 360 kHz とし，LLC 共振回路の直列インダクタンス，並列インダクタンスはそれぞれ 800 nH, 70 μH，直列キャパシタンスは 180 nF とした。試作した結合インダクタを Fig. 4 (a) に，結合インダクタを適用したキャパシタ絶縁形三相 LLC コンバータの試作器を Fig. 4 (b) に示す。従来器とのパワー密度の比較は Fig. 4 (c) の通りであり，従来器 30 W/cm^3 に対し，2 倍以上のパワー密度である 63 W/cm^3 を実現した。

Fig. 5 に，試作コンバータの連続通流試験を実施した結果を示す。入出力電圧V_{in}およびV_{out}はともに 384 V 一定であり，所望の電圧が安定して出力されていることが確認できる。また，三相 LLC 共振回路を流れる電流 $i_{\mathrm{ru}}, i_{\mathrm{rv}}, i_{\mathrm{rw}}$ は，位相差 120° を伴う共振電流波形であり，結合インダクタの直列インダクタンス成分 L_{ru}, L_{rv}, L_{rw} と直列キャパシタ成分 C_{ru}, C_{rv}, C_{rw} により，所望の共振回路動作が実現されていることが確認できる。$V_{\mathrm{ds\text{-}H}}$, $V_{\mathrm{ds\text{-}v}}$, $V_{\mathrm{ds_w}}$ は一次側フルブリッジ回路を構成するハイサイドトランジスタのドレイン-ソース間電圧を示す。サージ電圧が観測されず，スイッチング時

Table I. Parameters for three-phase capacitively isolated LLC converter.

Symbol	Meaning	value
P_{out}	Output power	7.2 kW
V_{in} / V_{out}	Input / output voltage	384 V / 384 V
f_{sw}	Switching frequency	360 kHz
$L_{\mathrm{ru}}, L_{\mathrm{rv}}, L_{\mathrm{rw}}$	Resonant inductance	800 nH
$L_{\mathrm{m-uv}}, L_{\mathrm{m-vw}}, L_{\mathrm{m-wu}}$	Parallel inductance	70 μH
$C_{\mathrm{ru}}, C_{\mathrm{rv}}, C_{\mathrm{rw}}$	Resonant capacitance	180 nF, 3.0 kV

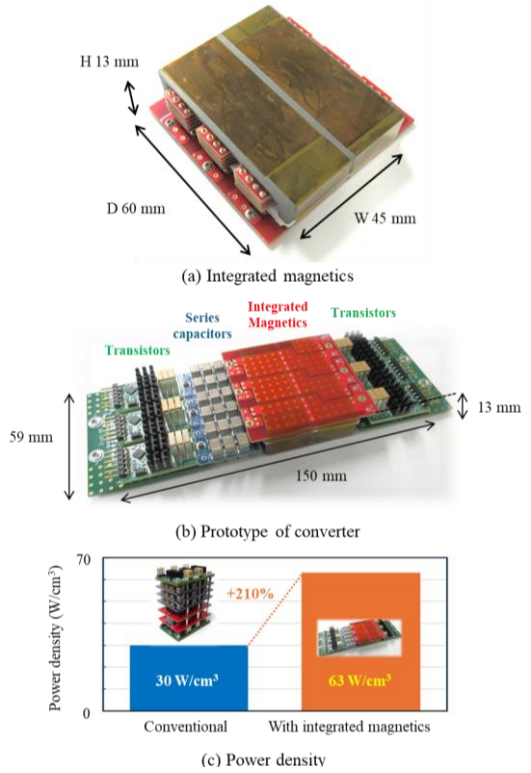


Fig. 4. Proposed integrated magnetics.

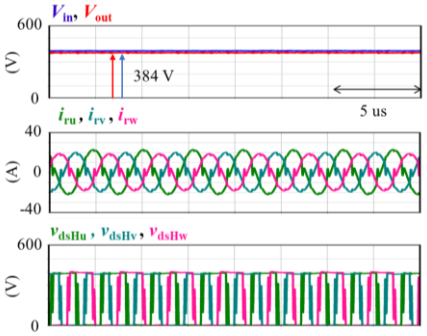


Fig. 5. Experimental waveforms under 7.2 kW operation.

にゆるやかに電圧が減少し 0 V に達していることから，結合インダクタの並列インダクタンス成分$L_{\mathrm{m\text{-}uv}}, L_{\mathrm{m\text{-}vw}}, L_{\mathrm{m\text{-}wu}}$によって供給される三角波電流 i_{mx} (x = u, v, w) により，ソフトスイッチング動作が実現されていることが確認できる。

５．まとめ

キャパシタ絶縁を適用した三相 LLC コンバータを高パワー密度化する手法として，共振回路を構成する 6 つのインダクタを一体化し小型化を図る結合インダクタを提案した。結合インダクタを適用した 384 V/384 V, 7.2 kW キャパシタ絶縁コンバータを試作・実験評価し，従来比 2 倍以上となるパワー密度 63 W/cm^3 を実証した。

文　献

(1) K. Arita, Y. Hayashi, and T. Sakano, " High-Power-Density Capacitively Isolated Three-Phase LLC Resonant Converter for 380 DC Power Supply Systems", *ECCE 2025*, 2025.

©2026 IEE Japan

低電圧電源接続時のDABコンバータの動作特性

川井　俊輝，　藤田　英明（東京科学大学）

Control and Analysis of DAB Converters Under a Low Suply Voltage Condition

Toshiki Kawai, Hideaki Fujita(Institute of Science Tokyo)

1. まえがき

DAB コンバータの入力あるいは出力電圧が変動すると，変圧器の電流波高値が増加することがあり，磁気部品が大型化するといった課題がある [(1) (2)]。

本論文では，間欠運転を適用した DAB コンバータの入力電圧低下時の動作特性を検討する。従来の間欠運転は，軽負荷時にも ZVS 動作を可能とするのに対して，本論文の間欠運転は，軽負荷だけでなく入力電圧が低下した場合にも ZVS 動作を可能とする点に特徴がある。本論文では，入力電圧低下時の動作特性を確認し，ZVS 可能な電圧・電流範囲を明らかにする。

2. DAB コンバータの制御法

図 1 に DAB コンバータの回路構成を示す。直流入出力電圧を E_i および E_o とし，インダクタ電流を i_L，変圧器励磁電流を i_M とする。以下では $L = L_{\mathrm{a}1} + L_{\mathrm{a}2}$ とし，変圧器巻数比を $n = 1$ とする。図 2 は，文献 (3) の間欠運転制御を $E_\mathrm{i} < E_\mathrm{o}$ の条件に適用した場合の動作波形である。

図 3 は i_L の波高値を I_max に制限した場合の i_L および i_M の波形を示している。$t_0 - t_1$ の期間では，i_L および i_M は $\mathrm{d}i_\mathrm{L}/\mathrm{d}t = E/L$ および $\mathrm{d}i_\mathrm{M}/\mathrm{d}t = E/L_\mathrm{M}$ で増加する。ここで，L_M は変圧器の励磁インダクタンスである。一方，$t_1 - t_2$ の期間では i_L は $\mathrm{d}i_\mathrm{L}/\mathrm{d}t = (E_\mathrm{i} - E_\mathrm{o})/L$ で低下するが，i_M は $\mathrm{d}i_\mathrm{M}/\mathrm{d}t = (E_\mathrm{i} + E_\mathrm{o})/L_\mathrm{M}$ で増加する。ここで，$I_\mathrm{min} \ll I_\mathrm{max}$ と仮定すると，励磁電流のピーク・ピーク値は

$$I_{\mathrm{Mp-p}} = \frac{L}{L_\mathrm{M}} \frac{E_\mathrm{o}}{E_\mathrm{o} - E_\mathrm{i}} \tag{1}$$

となり，インダクタ電流 i_L の波高値を制限する場合には，入力直流電圧 E_i が低下しても励磁電流 i_M は増加しない。このため，低圧電源に接続した場合，動作周波数が低下しても磁気飽和を生じることなく動作できる。

3. シミュレーション結果

図 4，図 5 にシミュレーション波形を示す。表 1 の回路パラメータを使用し，図 4 では $E_1 = 160\,\mathrm{V}$，図 5 では $E_1 = 30\,\mathrm{V}$ とした。図 4 の $E_1 = 160\,\mathrm{V}$ の場合は，i_L の増加・減少時間はほぼ等しく，三角波状の入力電流波形となっており，この時の入力電流は 35 A であった。繰り返し周波数は 79 kHz で，励磁電流の波高値は 250 mA であった。一方，図 5 の入力電圧が $E_1 = 30\,\mathrm{V}$ まで低下した場合は，繰り返し周波数は 26 kHz まで低下したが，励磁電流の波

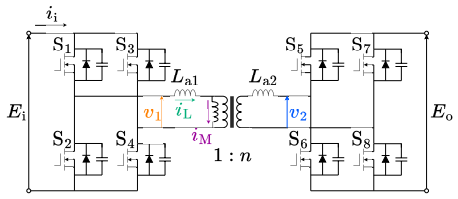


Fig. 1.　DAB converter.

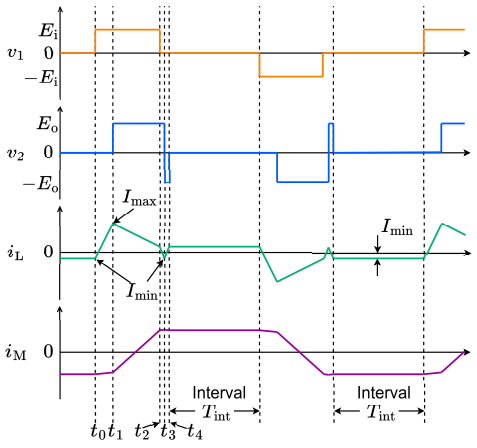


Fig. 2.　Theoretical Waveforms of the Proposed Control Method.

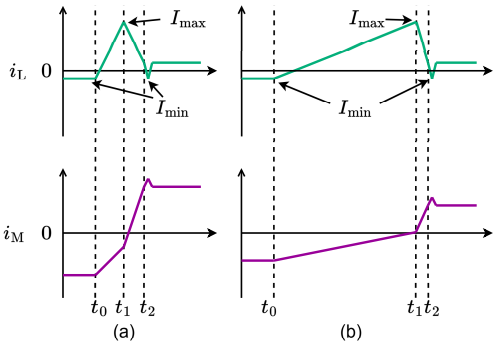


Fig. 3.　Inductor and Magnetizing Current: (a)$E_\mathrm{i} = 1/2\ E_\mathrm{o}$, (b)$E_\mathrm{i} = 1/10\ E_\mathrm{o}$.

©2026 IEE Japan

高値は 150 mA に低減している。したがって，入力電圧が低下する場合には，繰り返し周波数が低下しても，変圧器の磁気飽和は生じないと言える。また，この時の入力電流波形は鋸波状になるが，その平均は約 35 A であり，入力電圧が低下しても，E_1 = 160 V の場合と同等の電流で動作することができる。

図 6 はインダクタ電流の波高値に上限 I_{max} = 85 A を設定した場合の動作可能な入力電圧・入力電流範囲を示している。図 6 では，最も基本的な位相シフト制御の間欠運転および提案法を比較している。位相シフト制御の動作可能範囲は I_{max} と ZVS 可能な範囲により電圧方向に制限される。間欠運転を用いた場合は位相シフト制御で動作できる電圧範囲であれば，ほぼ零まで入力電流を低減することができる。しかし，位相シフト制御で動作できない電圧範囲まで動作範囲を拡張することができない。一方で，提案法では，動作可能な電圧範囲をほぼ零まで拡張できる。このときの入力電流の最大値は，インダクタ電流波高値のおよそ 1/2 である。

4. ま と め

本論文では，DAB コンバータを低電圧電源に接続した場合の制御法および動作特性を検討した。提案法は，電源電圧低下時にもインダクタ電流波高値を上限時に抑制したまま，入力電圧がほぼ零まで低下しても入力電流が零から上限値の 1/2 程度まで制御できる。また，繰り返し周波数が低下しても，励磁電流の増加すなわち磁気飽和を生じないことを確認した。

文　献

（1） S. Inoue and H. Akagi, “A bidirectional dc-dc converter for an energy storage system with galvanic isolation,” IEEE Trans.Power Electronics, vol.22,no. 6, pp. 2299–2306, Nov. 2007.
（2） 羽根田崚・赤木泰文：「750 V,100 kW,16 kHz 双方向絶縁形 DC-DC コンバータの出力電圧変動時の運転特性」, 電気学会半導体電力 変換/モータードライブ合同研究会, SPC-20-030(2020)
（3） 川井俊輝・藤田英明・佐藤拓也：「出力電圧リプルを低減できる Dual-Active-Bridge(DAB) コンバータの間欠運転法」, 電気学会半導体電力変換/モータードライブ合同研究会, SPC-26-004(2026)

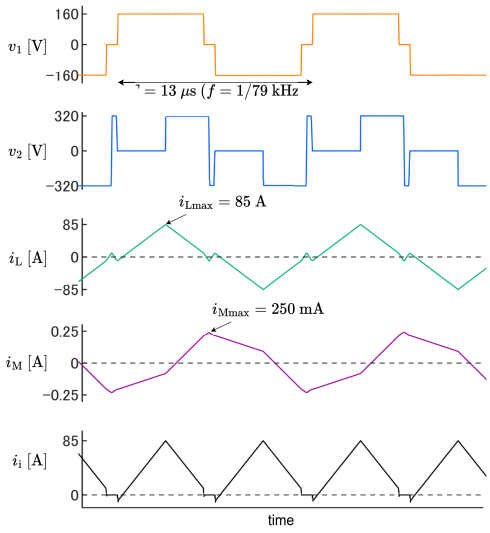


Fig. 4. Simulation Result where E_i = 160 V.

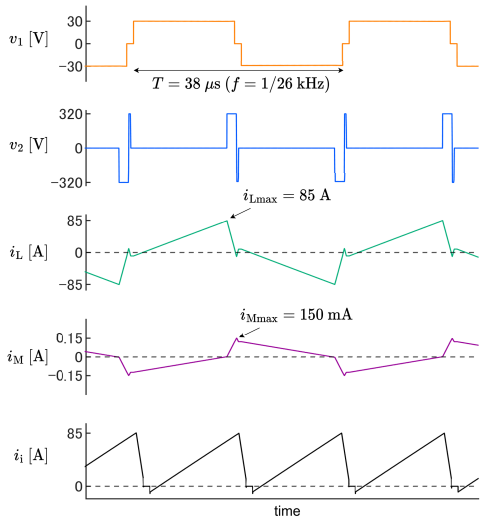


Fig. 5. Simulation Result where E_i = 30 V.

Table 1. Parameters of DAB Converter at Simulation.

Rated Transfer Power P_{con}	9.6 kW@ $E_i = E_o$
Switching Frequency of Continuous Operation f_{SW}	100 kHz@ 9.6 kW
Input Voltage E_i	160 V, 30 V
Output Voltage E_o	320 V
Maximum Indactor Current I_{max}	85 A
Minimum Current for ZVS I_{min}	10 A
Turn Ratio n	1
Primary Indactance L_{a1}	2.63 μH
Secondary Indactance L_{a2}	2.63 μH
Magnetizing Indactance L_M	2 mH
Snubber Capacitance C_s	1 nF
Dead Time	100 ns

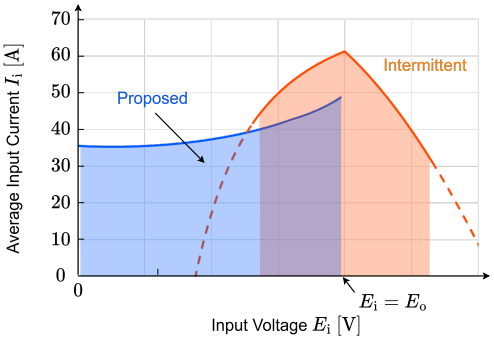


Fig. 6. Available Voltage and Current Range of Conventional and Proposed Control Methods.

©2026 IEE Japan

高周波絶縁型 SR-SAB コンバータを用いた太陽電池の MPPT 制御に向けた基礎検討

中川　颯太*，武道　宏平，石川　裕記(岐阜大学)

Fundamental Study on MPPT Control for PV System Using a High-Frequency Isolated SR-SAB Converter

Sota Nakagawa, Kohei Budo, Hiroki Ishikawa (Gifu University)

１．まえがき

太陽光発電システムの絶縁型パワーコンディショナでは，絶縁型 DC-DC コンバータにて太陽電池の最大電力点追従制御（MPPT 制御）を行っており，絶縁型 DC-DC コンバータにおいて，幅広い入力電圧範囲で大電力を送る性能が必要である。筆者らは，高周波絶縁型 SR-SAB コンバータ(1)のパワーコンディショナへの適用を検討している(2)。

本研究では，SR-SAB コンバータを用いた太陽電池の MPPT 制御の基礎として，SR-SAB コンバータを用いた太陽電池の動作点の制御法を提案する。PSIM を用いたシミュレーションと実験により，理論の有効性を検証した。

２．SR-SAB コンバータを用いた太陽電池の MPPT 制御

＜2・1＞SR-SAB コンバータの特性　　Fig.1 は，SR-SAB コンバータの回路構成である。SR-SAB コンバータでは，ダイオードに並列接続される共振キャパシタC_rと漏れインダクタンスLとの LC 共振により，トランス力率を改善でき，トランスは小型化される(1)。回路動作は，H ブリッジ回路により，方形波の一次電圧v_1を生成し，一次電圧v_1と二次電圧v_2の差の電圧を漏れインダクタンスLに印加し，二次電流i_2が流れる。SR-SAB コンバータでは，一次電圧v_1に，$v_1 = 0$となる零電圧期間T_dを与えて，電力を制御できる(1)。

Fig. 2 は Table 1 の条件における SR-SAB コンバータの入力電圧V_{in}に対する出力電力P_{out}である。実線は零電圧期間$T_d = 0[\mu s]$の特性であり，入力電圧V_{in}に対して，出力電力P_{out}は，線形性の高い変化をしている。破線は零電圧期間$T_d = 6.7[\mu s]$の特性である。$T_d = 0[\mu s]$の特性と比べて，任意の入力電圧V_{in}に対して，出力電力P_{out}は小さくなっている。Fig. 2 の点 A の動作波形は Fig. 3 であり，一次電圧v_1に零電圧期間$T_d = 6.7[\mu s]$を与えた波形である。零電圧期間T_dにおいて，漏れインダクタンスLに印加される電圧が低くなるため，二次電流i_2の零からの増加が抑制され，二次電流i_2の波高値の低減に伴い出力電力P_{out}は低くなる。零電圧期間$T_d = 6.7[\mu s]$と固定し，入力電圧V_{in}が高くなると，期間Tにおいて，漏れインダクタンスLに印加される電圧が高くなり，二次電流i_2の増加量が大きくなるため，Fig. 2 の零電圧期間$T_d = 6.7[\mu s]$の特性に基づいて出力電力P_{out}は大きくなる。

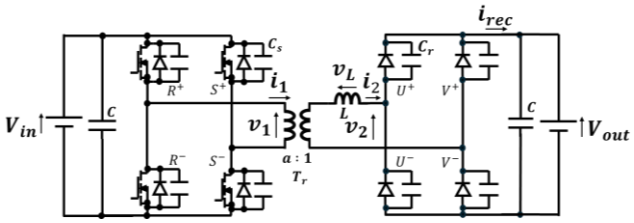


Fig. 1. SR-SAB converter.

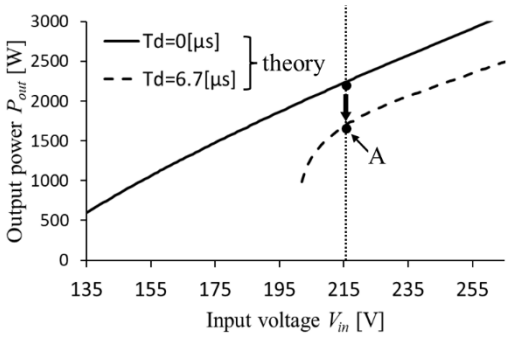


Fig. 2. Output power characteristics of SR-SAB converter.

Table 1. Experimental conditions.

Output voltage V_{out}	150 V
Switching frequency f_s(=1/2T_s)	30 kHz
Leakage inductance L	42 μH
Turn ratio of transformer a	1.09
Resonant capacitor C_r	47 nF

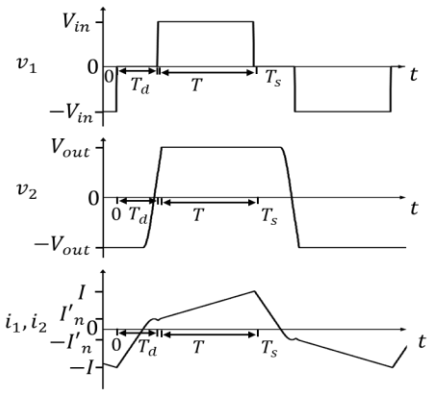


Fig. 3. Voltage and current waveforms using T_d $(V_{in} > V_{out})$.

©2026 IEE Japan

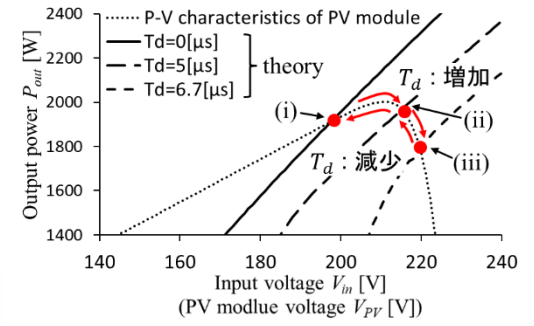


Fig. 4. MPPT control using T_d.

＜2・2＞SR-SAB コンバータによる太陽電池の動作点決定

Fig. 4 は，Fig. 1 の入力電圧V_{in}に電圧V_{PV}の太陽電池を接続し，零電圧期間T_dを変化させて太陽電池の MPPT 制御を行う方法を示したものである。点線は，開放電圧 260V，短絡電流 9.7A の太陽電池の P-V 特性を表し，点(i)，(ii)，(iii)は，零電圧期間$T_d = 0$，5，6.7[μs]の時の太陽電池の動作点であり，Fig. 2 の SR-SAB コンバータの電力特性と太陽電池の P-V 特性との交点により導出される。零電圧期間T_dを増加させると，太陽電池電圧V_{PV}は増加する。零電圧期間T_dを減少させた場合も同様に，太陽電池電圧V_{PV}は減少する。零電圧期間T_dを用いて太陽電池の MPPT 制御が実現できる。

３．シミュレーション

SR-SAB コンバータの零電圧期間T_dを変化させた際に，太陽電池の動作点が正しく遷移することを確認するために，PSIM にてシミュレーションを行った。Fig. 5 に SR-SAB コンバータの入力に太陽電池を接続し，時刻$t = 0.01$[s]において零電圧期間T_dを$T_d = 0$[μs]から$T_d = 5$[μs]にステップ変化させた際の太陽電池の出力電圧V_{PV}と出力電流I_{PV}の変化を示す。シミュレーション結果より，Fig. 4 の点(i)から点(ii)に切り替わっていることが確認できる。

４．実験

Table 1 の実験システムを用いて実験を行った。入力電圧V_{in}と零電圧期間T_dに対する出力電力P_{out}の理論を検証するため，入力電圧V_{in}には，直流電源を用いた。

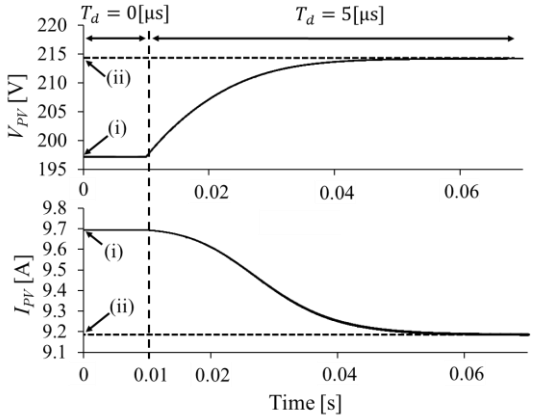


Fig. 5. Response of V_{PV} and I_{PV} to Step Changes.

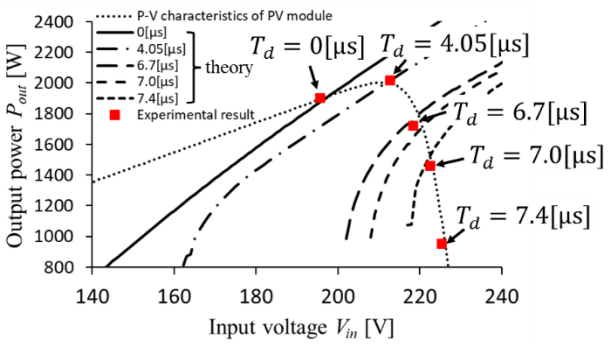


Fig. 6. Experimental output power characteristics.

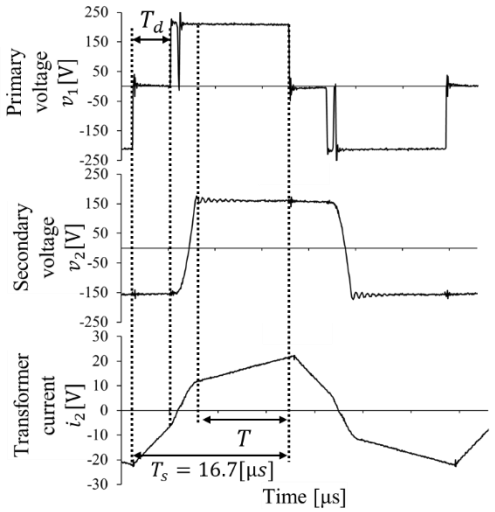


Fig. 7. Experimental waveforms at V_{in} =212.7[V], T_d = 4.05[μs].

Fig. 6 に入力電圧V_{in}と零電圧期間T_dを与えた際の出力電力P_{out}の実験結果を示す。プロットは実験結果であり，SR-SAB コンバータの入力電圧V_{in}に対して適切な零電圧期間T_dを与えて，太陽電池の P-V 特性上の動作を確認できる。太陽電池を接続した場合でも，零電圧期間T_dを変化させることで太陽電池の MPPT 制御を行うことができると考えられる。Fig. 7 に$T_d = 4.05$[μs]の実験波形を示す。理論通りの電圧・電流波形が得られていることを確認できた。

５．まとめ

SR-SAB コンバータを用いた太陽電池の MPPT 制御では，零電圧期間T_dによって太陽電池の動作点を制御できることが明らかとなった。本研究の一部は，公益財団法人 中部電気利用基礎研究振興財団の助成を受けており，関係各位に謝意を示す。

文　献

(1) 武道宏平，他：電気学会論文誌D（産業応用部門誌），143 巻, 10 号, p. 652-664, 2023
(2) 中川颯太，他：令和 7 年度 電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, B2-2, 2025

©2026 IEE Japan

降圧動作を可能とするLL-C共振回路による キャパシタ絶縁型DC/DCコンバータ

山中　夕雅*，近藤　雅駆，増田　樹，今岡　淳，山本　真義（名古屋大学）
増田　満（富士山GXホールディングス）

A Capacitive-Isolated DC/DC Converter with Step-Down Capability Based on an LL-C Resonant Circuit

Yuga Yamanaka, Gaku Kondo, Itsuki Masuda, Jun Imaoka, Masayoshi Yamamoto (Nagoya University)
Mitsuru Masuda (Mt. Fuji GX Holdings Inc.)

１．はじめに

近年，SiCやGaNを代表とするワイドバンドギャップ半導体の実用化により，絶縁型DC/DCコンバータはスイッチング周波数の高周波化が進み，MHz帯動作による高電力密度化が加速している。一方，現状の絶縁型DC/DCコンバータでは，トランスを用いた磁気結合による絶縁方式が多く採用されている。しかし，MHz帯動作において磁気部品では，表皮効果や近接効果による銅損の増大，ならびにコア損失の増加が課題となる。こうした課題を解決する手法として，近年，キャパシタを用いた容量結合による絶縁型DC/DCコンバータが注目されている(1)-(2)。この方式は磁性コアを必要としないため，コア損失が発生しない。そのため，MHz帯動作においてトランス方式と比較して，軽量化および小型化が可能であり，低損失化も期待される。文献(2)では，LLCコンバータをトランス絶縁方式からキャパシタ絶縁方式へ置き換えることで，回路体積を78%削減できることが報告されており，高周波領域におけるキャパシタ絶縁方式の有効性が示されている。一方で，LLCコンバータをキャパシタ絶縁方式にすると昇降圧動作が難しいという課題がある。

以上の背景から，本稿では降圧動作が可能なLL-C共振回路を用いたキャパシタ絶縁型 DC/DC コンバータの提案をする。さらに提案回路のゲイン特性を導出するとともに，シミュレーションによりその動作を検証する。

２．LL-C共振回路とゲイン特性

図1に本稿で提案する降圧動作が可能なキャパシタ絶縁型DC/DCコンバータの回路構成を示す。一次側にはフルブリッジ回路を，二次側には全波整流回路を用いる。図1の共振部にはLL-C共振回路が配置され，二つのキャパシタC_{m1}，C_{m2}によって一次側と二次側の直流電流の遮断をおこない，絶縁をする。また図1のL_{1-1}，L_{1-2}は小型化とノイズ低減のため，結合インダクタを用いる。

図2に図1の回路に基本波近似を適用した共振回路モデルを示す。本論文では，図2の回路を用いて，LL-C共振回路のゲイン特性を導出する。図2に示すL_1は，$L_1 = 2L_{1-1}$で

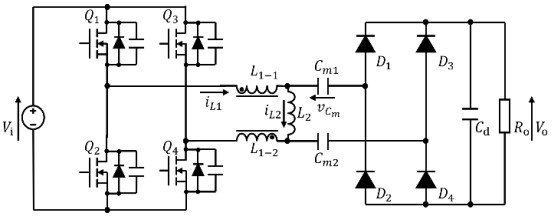


図1　LL-C共振回路を用いたキャパシタ絶縁コンバータ
Fig. 1. A Capacitive-Isolated Converter Using an LL-C

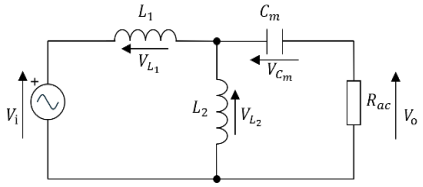


図2　LL-C共振回路の基本波近似回路
Fig. 2. Fundamental Harmonic Model of the LL-C

ある。図2の回路に対してキルヒホッフの電流則を適用すると，式(1)が得られる。さらに，R_{o}とC_{m}に流れる電流は等しいため，式(2)が導出される。

$$Y_{\mathrm{L_1}} \cdot \left(V_{\mathrm{i}} - V_{\mathrm{L_2}}\right) = Y_{\mathrm{R}} \cdot V_{\mathrm{o}} + Y_{\mathrm{L_2}} \cdot V_{\mathrm{L_2}} \tag{1}$$

$$Y_{\mathrm{C_m}} \cdot \left(V_{\mathrm{L_2}} - V_{\mathrm{o}}\right) = Y_{\mathrm{R}} \cdot V_{\mathrm{o}} \tag{2}$$

$$Y_{\mathrm{L_1}} = \frac{1}{\mathrm{j}\omega L_1},\quad Y_{L_2} = \frac{1}{\mathrm{j}\omega L_2},$$

$$Y_{\mathrm{C_m}} = \mathrm{j}\omega C_{\mathrm{m}},\quad Y_R = \frac{1}{R_{\mathrm{ac}}},\quad R_{\mathrm{ac}} = \frac{8}{\pi^2} R_{\mathrm{o}} \tag{3}$$

上記の式からゲイン特性を表す式が得られ，式(4)のように得られる。

$$G_{\mathrm{v}}(\omega) = \frac{V_{\mathrm{o}}}{V_{\mathrm{i}}} = \frac{Y_{\mathrm{L_1}} \cdot Y_{\mathrm{C_m}}}{Y_{\mathrm{L}} \cdot Y_{\mathrm{C_m}} + \left(Y_{\mathrm{L}} + Y_{\mathrm{C_m}}\right) \cdot Y_R} \tag{4}$$

$$Y_{\mathrm{L}} = Y_{\mathrm{L_1}} + Y_{\mathrm{L_2}} \tag{5}$$

ここで，負荷抵抗に依存しないゲインを得るための条件は式(6)のように表される。

$$Y_{\mathrm{L}} + Y_{\mathrm{C_m}} = 0 \tag{6}$$

©2026 IEE Japan

この条件を満たす共振周波数とその共振周波数におけるゲインは 式(7)，式(8)となる。

$$\omega_{\mathrm{r}} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_{\mathrm{m}} L_1 L_2}} \tag{7}$$

$$G_{\mathrm{v}}(\omega = \omega_{\mathrm{r}}) = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \tag{8}$$

式(8)より，共振周波数におけるゲインは L_1および L_2の値のみによって決定されることが分かる。

図 3 に，式(4)に基づいて負荷抵抗R_oを変動させた場合のゲイン線図をプロットした結果を示す。このとき，式(7)と式(8)を用いて，共振周波数を 5 MHz，そのときの降圧比を 1/4 となるように回路定数を決定した。図 3 より，負荷抵抗R_oが変動した場合でも，共振周波数におけるゲインは一定であることが確認できる。

３．シミュレーション

表 1 に本稿でのコンバータの仕様とそれを満たすように設計した回路パラメータを示す。入力電圧V_{i}は 48 V，出力電圧V_{o}は 12 V とし，降圧比は 1/4 とした。また出力電力P_{o}は 48 W，出力抵抗R_{o}は 3 Ω とし，スイッチング周波数f_{sw}および共振周波数f_{r}は共に 5 MHz とした。このとき，共振周波数，降圧比ともに図 3 と同一であるため，ゲイン線図は図 3 のR_{o2}=3 Ω の場合に一致する。これらの回路パラメータの妥当性を確認するため，PLECS でシミュレーションを実施し，図 1 の回路の動作を検証した。

図 4 に結果を示す。図 4(a)より，L_{1-1}の電流波形は三角波，L_2の電流波形は正弦波に近い波形になることが確認できる。また図 4(b)より，絶縁用キャパシタC_{m1}の電圧は正弦波になっていることがわかる．

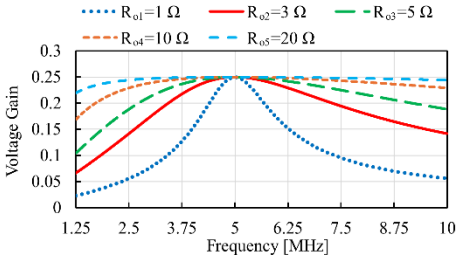


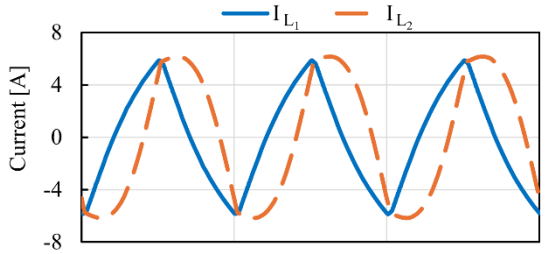
図 3　各負荷におけるゲイン線図

Fig. 3. Gain Characteristics under Various Load Conditions

表 1　仕様と回路パラメータ

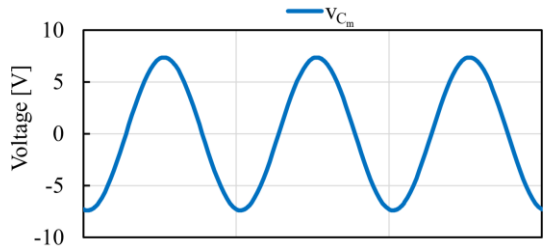
Table 1. Specifications and Component Values

Parameter	Value
P_{o}	48 W
V_{o} / V_{i}	12 V / 48 V
R_{o}	3 Ω
C_{d}	6.67 μF
L_{1-1}, L_{1-2} $(L_{1-1} = L_{1-2} = L_1/2)$	150 nH
C_{m1}, C_{m2} $(C_{\mathrm{m1}} = C_{\mathrm{m2}} = 2C_{\mathrm{m}})$	27.1 nF
f_{r}, f_{sw}	5 MHz



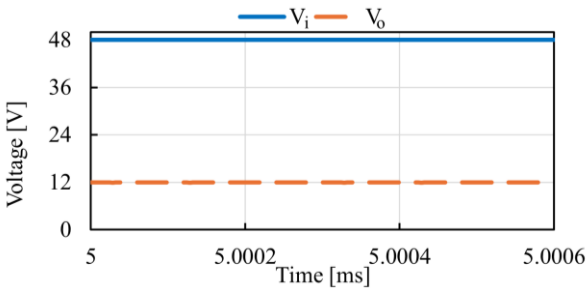
(a)　入出力電圧

(a) Input and Output Voltages



(b)　キャパシタC_{m1}の電圧波形

(b) Voltage Waveform of Capacitor C_{m1}



(c)インダクタL_{1-1}とL_2の電流波形

(c) Current Waveforms of Inductors L_{1-1} and L_2

図 4　シミュレーション結果

Fig. 4. Simulation Results

さらに図 4(c)より，V_{i}＝48 V からV_{o}=12 V に降圧出来ていることがわかる。これらのことからキャパシタ絶縁方式でも，共振動作を維持したまま安定した降圧動作が可能であるといえる。また共振周波数において，設計意図通りの動作を示すことが確認できる。

４．まとめ

降圧動作が可能な LL-C 共振回路によるキャパシタ絶縁型 DC/DC コンバータの提案をした。LL-C 共振回路のゲイン特性を導出し，シミュレーションによって動作検証を行った。結果より，設計通りの動作を示すことが確認できた。今後は，実機検証を行い，より詳細な設計指針の検討を進める。

文献

(1)　C. Muntean et al.:IEEE Tran. Power Electoronics, Vol. 38, No. 11, pp13507-13520（2023）
(2)　K. Arita et al.: EPE'23 ECCE Europe, pp1-8（2023）

©2026 IEE Japan

共振周波数以下で動作するLLC共振コンバータのより正確なフーリエ級数解析

高木　一斗*　（GS ユアサ）

More Accurate Fourier-Series Analysis of an LLC Resonant Converter Operating Below Resonance

Kazuto Takagi* (GS Yuasa)

1. まえがき

筆者は先に，共振周波数以下で動作する LLC 共振コンバータ典型的な動作モード（PO モード）に対し，動作波形をフーリエ級数展開して高調波解析を行った[1]。計算を簡潔にするには近似が不可欠であるが，解析の正確さは近似方法に左右される。文献 (1) では，O モード期間（還流期間）の電圧・電流変化をともに直線近似した。しかし，この近似は物理的な矛盾を含み，動作周波数が低下するほど解析誤差が増大する。

本論文では，PO モードで動作する LLC 共振コンバータに対し，物理法則に沿った最小限の近似でフーリエ級数解析を行い，解析の正確さをシミュレーションと比較して検証する。

2. 解析条件

Fig. 1 に LLC 共振コンバータの回路構成を示す。解析にあたり，以下の仮定を置く。

1) 理想動作を仮定し，回路損失・スイッチング時の電圧変化時間・デッドタイムを無視する。
2) 出力コンデンサ C_o の静電容量は十分に大きく，出力電圧 V_o は一定とみなす。
3) O モード期間は，O モード中の共振周期より十分に短い。

Fig. 2 に解析のための動作波形を示す。f_sw，f_r はそれぞれスイッチング周波数，共振周波数であり，

$$f_\mathrm{sw}=\frac{1}{T_\mathrm{sw}}=\frac{\omega_\mathrm{sw}}{2\pi},\quad f_\mathrm{r}=\frac{1}{T_\mathrm{r}}=\frac{\omega_\mathrm{r}}{2\pi}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_\mathrm{r}C_\mathrm{r}}}\cdots(1)$$

である。$\tilde{v}_\mathrm{in}$，$\tilde{v}_\mathrm{C}$ は v_in，v_C から直流成分 $V_\mathrm{in}/2$ を差し引いた交流成分である。仮定 3 に従い，O モード期間の電圧変化は直線とみなす。

3. フーリエ級数解析

$\tilde{v}_\mathrm{in}$ をフーリエ級数展開すると，

$$\tilde{v}_\mathrm{in}(t)=\sum_{k=1,3,5,\ldots}^{\infty}A_k\sin k\omega_\mathrm{sw}t,\quad A_k=\frac{2V_\mathrm{in}}{k\pi}\cdots\cdots(2)$$

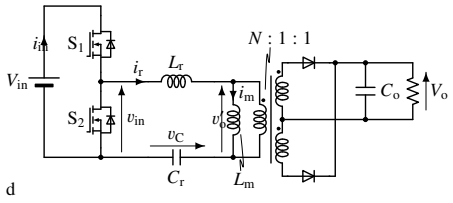


Fig. 1.　Half-bridge LLC resonant converter.

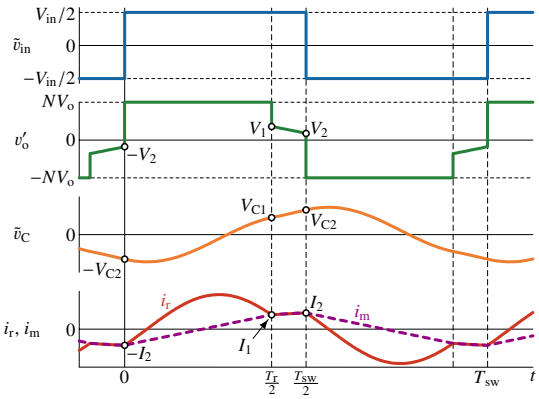


Fig. 2.　Operating waveforms for the analysis at $f_\mathrm{sw}<f_\mathrm{r}$.

となる。v'_o は方形波成分と三角波成分に分解することができ，各成分をフーリエ級数展開して合成すると，

$$v'_\mathrm{o}(t)=\sum_{k=1,3,5,\ldots}^{\infty}\left\{B_k\sin k\omega_\mathrm{sw}t-C_k\sin k\omega_\mathrm{sw}\left(t-\frac{T_\mathrm{r}}{2}\right)+D_k\left[\cos k\omega_\mathrm{sw}t+\cos k\omega_\mathrm{sw}\left(t-\frac{T_\mathrm{r}}{2}\right)\right]\right\}\cdots(3)$$

となる。ここで，

$$\begin{cases}B_k=\dfrac{2}{k\pi}(NV_\mathrm{o}+V_2),\quad C_k=\dfrac{2}{k\pi}(NV_\mathrm{o}-V_1)\\ D_k=\dfrac{2}{k^2\pi^2}\dfrac{(V_1-V_2)T_\mathrm{sw}}{T_\mathrm{sw}-T_\mathrm{r}}\end{cases}\cdots\cdots(4)$$

である。i_r に含まれるスイッチング周波数の k 次高調波成分は，

$$i_{rk}(t)=\frac{-1}{X_{rk}}\left\{(A_k-B_k)\cos k\omega_\mathrm{sw}t+C_k\cos k\omega_\mathrm{sw}\left(t-\frac{T_\mathrm{r}}{2}\right)\right.$$

©2026 IEE Japan

$$+ D_k\left[\sin k\omega_{\mathrm{sw}}t + \sin k\omega_{\mathrm{sw}}\left(t - \frac{T_\mathrm{r}}{2}\right)\right]\Bigg\} \cdots (5)$$

と表される。ただし，$X_{\mathrm{r}k}$ は k 次成分に対する共振回路のリアクタンスで，

$$X_{\mathrm{r}k} = k\omega_{\mathrm{sw}}L_\mathrm{r} - \frac{1}{k\omega_{\mathrm{sw}}C_\mathrm{r}} \cdots\cdots (6)$$

と定義される。

4. 動作モードの境界値

動作モードの境界値 V_1，V_2 は，$\tilde{v}_\mathrm{C}$ の境界値 $V_{\mathrm{C}1}$，$V_{\mathrm{C}2}$ を用いて，

$$V_1 = \frac{L_\mathrm{m}}{L_\mathrm{m}+L_\mathrm{r}}\left(\frac{V_\mathrm{in}}{2} - V_{\mathrm{C}1}\right), \quad |V_1| < NV_\mathrm{o} \cdots\cdots (7)$$

$$V_2 = \frac{L_\mathrm{m}}{L_\mathrm{m}+L_\mathrm{r}}\left(\frac{V_\mathrm{in}}{2} - V_{\mathrm{C}2}\right), \quad |V_2| < NV_\mathrm{o} \cdots\cdots (8)$$

と与えられる。$V_{\mathrm{C}2}$ は導出過程に近似を用いずに，

$$V_{\mathrm{C}2} = \frac{I_\mathrm{in}}{C_\mathrm{r}}\frac{T_\mathrm{sw}}{2} = \frac{P}{C_\mathrm{r}V_\mathrm{in}}\frac{T_\mathrm{sw}}{2} \cdots\cdots (9)$$

と求まる。ただし，P は伝送電力である。ここまでの導出は文献 (1) と同一である。

出力電流平均値 I_o は，

$$\frac{I_\mathrm{o}}{N} = \frac{2}{T_\mathrm{sw}}\int_0^{\frac{T_\mathrm{r}}{2}} (i_\mathrm{r}(t) - i_\mathrm{m}(t))\,\mathrm{d}t \cdots\cdots (10)$$

と与えられる。(10) 式は，$\tilde{v}_\mathrm{C}$ の境界値 $V_{\mathrm{C}1}$，$V_{\mathrm{C}2}$ と i_m の境界値 I_1，I_2 を用いた電荷保存の式に書き換えることができる。

$$\frac{I_\mathrm{o}}{N}\frac{T_\mathrm{sw}}{2} = C_\mathrm{r}(V_{\mathrm{C}1} + V_{\mathrm{C}2}) - \frac{I_1 - I_2}{2}\frac{T_\mathrm{r}}{2} \cdots\cdots (11)$$

(11) 式の右辺第 2 項について，O モード期間の v_o' の変化を直線近似することで，

$$I_2 - I_1 = \frac{1}{L_\mathrm{m}}\int_{\frac{T_\mathrm{r}}{2}}^{\frac{T_\mathrm{sw}}{2}} v_\mathrm{o}'(t)\,\mathrm{d}t \approx \frac{1}{L_\mathrm{m}}\frac{V_1+V_2}{2}\left(\frac{T_\mathrm{sw}}{2} - \frac{T_\mathrm{r}}{2}\right) \cdots\cdots (12)$$

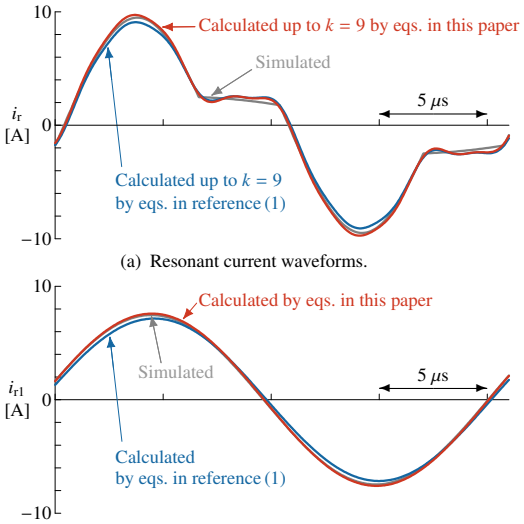
と評価できる。(7)，(8)，(12) 式を用いて，(11) 式を $V_{\mathrm{C}1}$ と $V_{\mathrm{C}2}$ について整理すると，

$$V_{\mathrm{C}1} + V_{\mathrm{C}2} \approx \frac{\frac{P}{C_\mathrm{r}NV_\mathrm{o}}\frac{T_\mathrm{sw}}{2} - \frac{V_\mathrm{in}/2}{(L_\mathrm{m}+L_\mathrm{r})C_\mathrm{r}}\frac{T_\mathrm{r}}{2}\left(\frac{T_\mathrm{sw}}{2} - \frac{T_\mathrm{r}}{2}\right)}{1 - \frac{1}{2}\frac{1}{(L_\mathrm{m}+L_\mathrm{r})C_\mathrm{r}}\frac{T_\mathrm{r}}{2}\left(\frac{T_\mathrm{sw}}{2} - \frac{T_\mathrm{r}}{2}\right)} \cdot (13)$$

が得られる。

Table 1. Circuit parameters for the calculation and simulation.

Input voltage	V_in	300–380 V
Output voltage	V_o	48 V
Rated transferred power	P	700 W
Transformer turn ratio	$N:1:1$	4 : 1 : 1
Magnetizing inductance	L_m	285 μH
Resonant inductor	L_r	50 μH
Resonant capacitor	C_r	94 nF
Resonant frequency	f_r	73.413 kHz



(a) Resonant current waveforms.

(b) Fundamental components.

Fig. 3. Comparison between calculation and simulation at V_in = 300 V, P = 700 W, and f_sw = 48.105 kHz.

5. 解析計算結果

Table 1 に，解析計算とシミュレーションで使用した回路定数を示す。スイッチング周波数 f_sw はシミュレーションから取得し，解析計算に用いた。シミュレーション結果を真値とみなし，本論文と文献 (1) の解析計算の正確さを比較する。

Fig. 3 に，V_in = 300 V，P = 700 W のときの i_r の波形を示す。解析計算では (5) 式を k = 9 まで計算して足し合わせた。共振電流そのものならびにその基本波成分のいずれにおいても，本論文の計算結果はシミュレーション結果とよく一致しており，高い正確さが得られた。基本波は LLC 共振コンバータの電力伝送の大部分を担うため，本手法は伝送電力算出の正確さ向上にも寄与する。

6. む す び

本論文では，PO モードで動作する LLC 共振コンバータに対し，O モード期間の電圧変化のみを直線近似して動作モードの境界値を導出し，フーリエ級数を用いた解析式をより正確なものにした。今後は，本論文の解析式をさらに発展させ，LLC 共振コンバータの新しいゲイン式を導出する予定である。

文　献

（1） 高木，他，電気学会産業応用部門大会，1-27 (2024-8)

©2026 IEE Japan

LLC 共振コンバータへの Si-IGBT / SiC-MOSFET ハイブリッドスイッチ適用効果の基礎検討

根本　宏樹*，林　祐輔（株式会社東芝）

Si-IGBT / SiC-MOSFET Hybrid Switches for LLC Resonant Converters

Hiroki Nemoto, Yusuke Hayashi (Toshiba Corporate Laboratory)

1. まえがき

生成 AI の普及により，データセンターにおける情報処理量が急増している。情報機器が求める直流電力を供給する DC-DC コンバータの大容量化・高効率化は必要不可欠であり，半導体パワーデバイスの高速化と低損失化が重要な役割を果たす。本稿では，LLC コンバータの回路動作に着目し，Si-IGBT と SiC-MOSFET を並列接続したハイブリッドスイッチ[1), 2)]（以下ハイブリッド SW と略す）を適用した際の，コンバータの大容量化と損失低減効果の関係を試算したので結果を報告する．

2. ハイブリッド SW を用いた LLC 共振コンバータ

図 1 に LLC 共振コンバータの等価回路を示す．図 1 は，主に一次側の高周波フルブリッジインバータ，共振タンク，二次側のフルブリッジ整流器で構成される．本検討では各フルブリッジ回路の主スイッチにハイブリッド SW を適用する．共振タンクは直列コンデンサ C_r，直列インダクタ L_r，並列インダクタ L_m で構成され，L_r と L_m はそれぞれトランスの漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを意味する．入力電圧と直列インダクタ L_r を流れる共振電流は，それぞれ V_{dc}，i_r と表される．

図 2(a)に，スイッチングの半周期に主スイッチを流れる電流波形 i_Q を示し，図 2(b)にハイブリッド SW の静特性を示す．図 2(b)において，赤色実線はハイブリッド SW の特性を表し，2 本の青色点線はそれぞれ Si-IGBT と SiC-MOSFET の静特性を表す．LLC コンバータでは，共振電流 i_r が大きい場合に電流は主に Si-IGBT を流れ，小さい場合は SiC-MOSFET に流れる．また，主スイッチは 2 次側に電力伝送せず励磁電流のみ流れる条件でターンオフすることから，ターンオフ時は電流が SiC-MOSFET にのみ流れるよう遮断電流 I_{off} を小さく設計できる．ハイブリッド SW を LLC 共振コンバータに適用することによる特長は，以下のようにまとめられる．

① 小電流時は SiC-MOSFET，大電流時は Si-IGBT の低オン抵抗特性を利用できるため，導通損失の低減が期待できる．

② Si-IGBT を SiC-MOSFET よりも先にターンオフさせることで，Si-IGBT の蓄積キャリアに起因するスイッチング損失を低減できる．また，SiC-MOSFET で小電流を高速スイッチングでき，高周波化が可能となる．

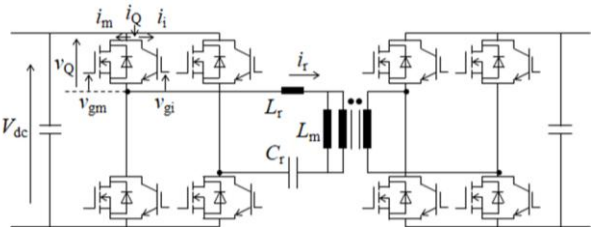


Fig.1. Equivalent circuit of LLC resonant converter.

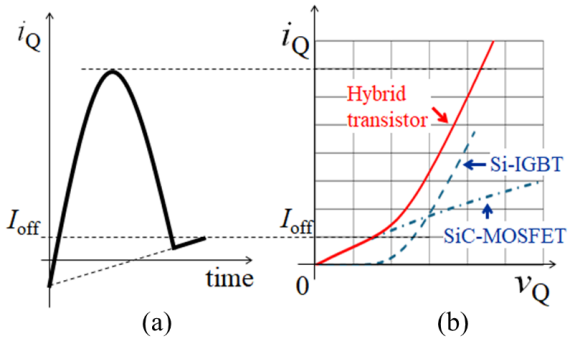


Fig.2(a). Current waveform of LLC resonant converter.
Fig.2(b). *I-V* characteristics of hybrid switches.

上記の特長②を活用するためには，Si-IGBT を SiC-MOSFET よりも先にターンオフする時間 T_{lead} を適切に制御する必要がある．以下に，Si-IGBT を IXYH40N120C，SiC-MOSFET を NSF060120L とするハイブリッド SW を用いて実施した，インダクタ負荷シングルパルス試験によるターンオフ特性より得られた I_{off} と T_{lead} の関係を示す．

図 3 に，電圧 V_d を 400 V，遮断電流 I_{off} をそれぞれ 16 A，8 A とした際のターンオフ波形を示す．上から SiC- MOSFET のゲート電圧 v_{gm}，Si-IGBT のゲート電圧 v_{gi}，ハイブリッド SW の両端電圧 v_Q，ハイブリッド SW を流れる電流 i_Q を表す．図 3 より，16 A でターンオフする場合，T_{lead} の増加に伴い i_Q の di/dt が増加し，IGBT のテール電流が減少する傾向がみられる．一方，8A でターンオフする場合，T_{lead} によ

©2026 IEE Japan

らず電流波形はほぼ一定であり，テール電流も現れない．

図 4 に I_{off} が 16 A，12 A，8 A の場合における，リードタイム T_{lead} とターンオフエネルギーE_{off}の関係を示す．図 4 には IGBT と SiC-MOSFET それぞれのデータシートから算出した出力容量の蓄積エネルギーの和 E_{oes} + E_{oss} も併記する．この値はハードスイッチング時の最小ターンオフエネルギーを表す．LLC コンバータにおいて，主スイッチはハードスイッチングで電流を遮断する。そのため，E_{off} は E_{oes} + E_{oss} に低減できることが望ましい。しかし，I_{off} = 16 A, 12 A で最小エネルギーを実現するには T_{lead} を 5 µs 以上設ける必要があり，高周波化の課題となる．一方，I_{off} = 8 A では T_{lead} = 2 µs ほどで E_{off} が最小となることから，I_{off} の低減により高周波化を達成できることがわかる．本実験条件においては，直列インダクタンス L_r，直列キャパシタンス C_r，並列インダクタンス L_m を適切に設計し，I_{off} < 8 A かつ，T_{lead} = 2 µs とすることで，ハイブリッド SW の特長を活かしながら LLC コンバータの大容量化を図ることが出来ると考えられる．

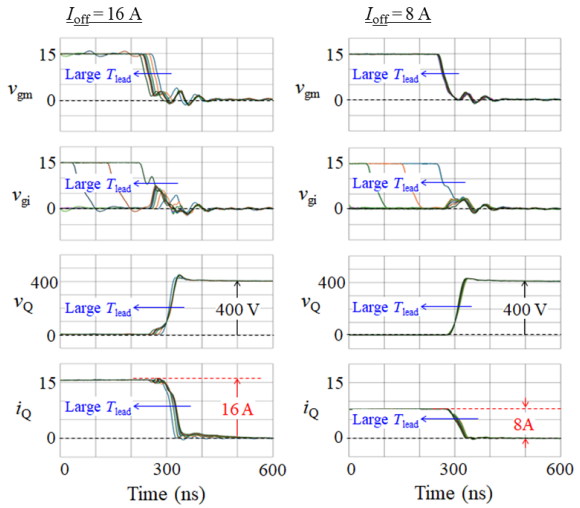


Fig.3. Turn-off waveforms at I_{off} = 16 A and 8 A.

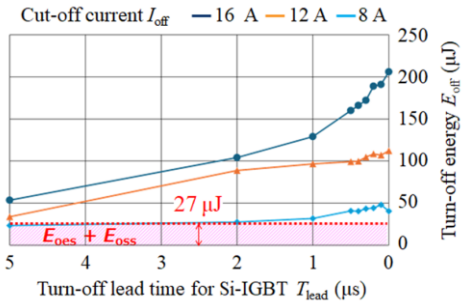


Fig.4. Relationship between E_{off} and T_{lead} for different I_{off} values.

3. ハイブリッド SW 適用による損失低減効果

ハイブリッド SW を用いた LLC 共振コンバータのトランジスタ損失を見積もり，SiC-MOSFET のみ（フル SiC と略す）で構成された LLC 共振コンバータの損失と比較する．表 1 に損失計算に用いた LLC 共振コンバータの条件を示す．L_m は I_{off} = 8 A となるように設定し，L_r と C_r による共振周波数はスイッチング周期中に T_{lead} = 2 µs を確保できるよう 62.5 kHz に設定した．受動部品 L_m，L_r，C_r は主スイッチの構成に依らず共通とする．

図 5 に 2 つの LLC 共振コンバータにおけるトランジスタ損失の計算結果を示す．紺色がハイブリッド SW を適用した場合，橙色がフル SiC の場合の損失を表し，ハイブリッド SW のコンバータ出力が 15 kW における損失を 1 として正規化した．ハイブリッド SW の損失は出力 15 kW においてフル SiC の損失とほぼ同等となり，15 kW 以上の領域ではフル SiC よりも低損失となる．電流が増加するにつれて，Si-IGBT の導通損失が SiC-MOSFET より小さくなるためであり，ハイブリッド SW の適用は高周波 LLC 共振コンバータの大容量化に有効であると考えられる．今後，ハイブリッド SW を適用した LLC 共振コンバータの実機検証を行い，提案回路の優位性をより明確化する．

Table1. Parameters for loss estimation in LLC converter.

Case	Hybrid	Solely SiC
Input - output voltages V_{in} - V_{out}	dc 400 V - dc 400 V	
Output power P_{out}	9 kW – 21 kW	
Switching frequency f_{sw}	50 kHz	
LLC resonant frequency f_r	62.5 kHz	
Turn-off current I_{off}	8 A	
Turn-off lead time T_{lead}	2 µs	
Parallel inductance L_m	250 µH	
Series resonant inductance L_r	2.50 µH	
Series resonant capacitance C_r	2.59 µF	
Configuration of semiconductor power device	a Si-IGBT & a SiC-MOS	a SiC-MOS & a SiC-MOS
Si-IGBT	IXYH40N120C4H1	
SiC-MOSFET	NSF060120L3A0	

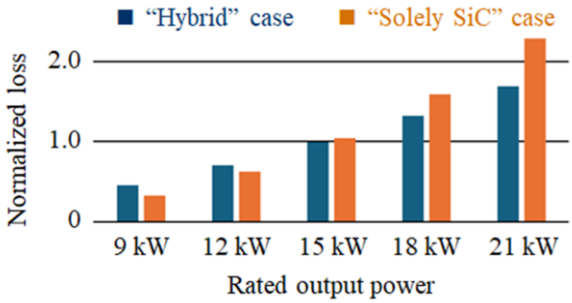


Fig.5. Power losses generated by transistors in LLC converters.

文　献

(1). X. Song , A. Q. Huang, "6.5kV FREEDM-Pair: Ideal high power switch capitalizing on Si and SiC," 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015.

(2). Z. Zhang, L. Zhang , J. Qin, "Optimization of Delay Time between Gate Signals for Si/SiC Hybrid Switch," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2018.

©2026 IEE Japan

4H-SiC 横型 p-ch SJ-MOSFET のスイッチング損失に及ぼすチャージインバランスの影響解析

吉田 開*，岩室 憲幸，矢野 裕司（筑波大学）

Charge-Imbalance Characteristics of Switching Losses in 4H-SiC Lateral p-ch SJ-MOSFETs

Kai Yoshida, Noriyuki Iwamuro, and Hiroshi Yano (University of Tsukuba)

１．背景と目的

我々は、デッドタイムレス化による高周波・高効率動作を可能とする SiC-MOSFET を利用したモノリシック相補型インバータ実現を目指している。しかし、SiC p-ch MOSFET は低いキャリア移動度やドーパントの高い活性化エネルギーによる高オン抵抗が課題である。そこで本研究では、SJ(SuperJunction)構造を導入することにより 4H-SiC 横型 p-ch MOSFET の性能改善を図った。SJ 構造は電荷不均一状態(Charge-Imbalance : CIB)による耐圧特性の急激な劣化が知られており、耐圧劣化を抑制するための構造が提案されている。さらに CIB はスイッチング波形を変化させ、SJ-MOSFET のスイッチング損失にも影響を及ぼす[1]。本発表では、TCAD を活用して CIB による帰還容量(C_{rss})と出力容量(C_{oss})を解析し、得られた容量特性を基に理論式からスイッチング損失を算出することで CIB がスイッチング損失に与える影響を評価した。

２．デバイス構造

本研究では、Synopsys 社製の Technology CAD : TCAD Sentaurus を用いた三次元解析を行った。図 1 に TCAD で設計した SJ-MOSFET(SJ)の構造を示す。ドリフト層長さは 9.5 μm、ピッチ幅は 1.0 μm とした。また、半絶縁性 4H-SiC 基板に Al をイオン注入してドリフト層を形成するプロセスを想定し、ドリフト層深さは 0.7 μm、不純物濃度 1.0×10^{17} cm^{-3} とした。n ピラー層は深さ 0.35 μm、不純物濃度 3.0×10^{17} cm^{-3} とし、耐圧は 1061 V である。比較対象として、SJ と等しいセル面積を有しつつ n ピラー層を導入していない横型 MOSFET(Non-SJ)を想定し、不純物濃度には耐圧が最大となる 1.8×10^{16} cm^{-3} を設定した。

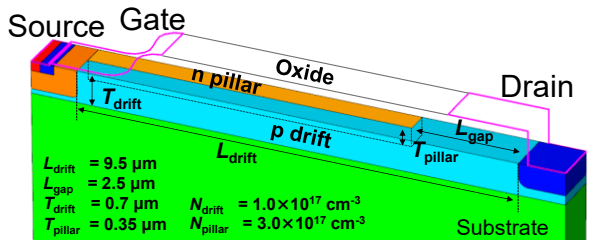


図 1　TCAD で設計した横型 p-ch SJ-MOSFET の構造
Fig.1. TCAD simulated structure of the lateral p-ch SJ-MOSFET

３．結果と考察

SJ 及び Non-SJ における耐圧が最大となる p ドリフト層不純物濃度を N_{opt} と定義する。この時、$N_{opt,SJ} = 1.0\times10^{17}$ cm^{-3}、$N_{opt,Non\text{-}SJ} = 1.8\times10^{16}$ cm^{-3} である。SJ 構造における CIB 特性を評価するため、各構造に対して N_{opt} を基準とし、式(1)に従って p ドリフト層不純物濃度 N_{drift} を変化させた。

$$\Delta N_{drift} / N_{opt} = (N_{drift} - N_{opt}) / N_{opt} \times 100\ [\%] \quad (1)$$

図 2 に Non-SJ、SJ における(a)C_{rss} 及び(b)C_{oss} 特性を示す。なお、SJ では CIB の観点から p ドリフト層電荷量 Q_p と n ピラー層電荷量 Q_n を利用すると、$\Delta N_{drift} / N_{opt} > 0$ の場合は $Q_p > Q_n$、$\Delta N_{drift} / N_{opt} < 0$ の場合には $Q_p < Q_n$ の関係が成り立つ。Non-SJ では、いずれの寄生容量も $\Delta N_{drift} / N_{opt}$ に対する変動が小さい。一方で SJ では C_{rss} 特性が $\Delta N_{drift} / N_{opt} > 0$ で増加し、$\Delta N_{drift} / N_{opt} < 0$ で減少する傾向が顕著に現れた。また、C_{oss} 特性では変動が小さいものの、$\Delta N_{drift} / N_{opt} < 0$ ほど低電圧側にシフトする傾向がある。これら異なる傾向は MOSFET 内の寄生容量を形成する空乏層の拡張過程が異なるためである。

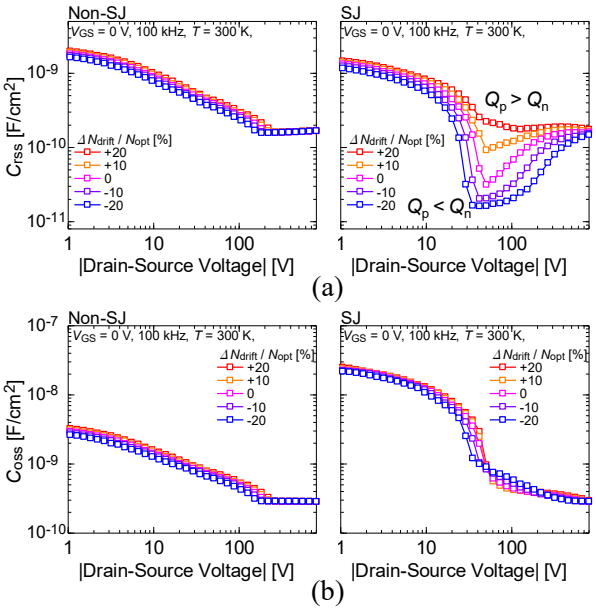


図 2　Non-SJ、SJ に対する(a) C_{rss} 及び(b) C_{oss} 特性の $\Delta N_{drift} / N_{opt}$ 依存性
Fig.2. $\Delta N_{drift} / N_{opt}$ dependence of (a) C_{rss} and (b) C_{oss} characteristics for Non-SJ and SJ

©2026 IEE Japan

寄生容量特性の変化の違いについて考察する。図 3 に Non-SJ と SJ における $Q_p < Q_n$、$Q_p > Q_n$ の各 V_{DS} における静電ポテンシャル分布を示す。Non-SJ の場合、電圧が印加されるとソース電極側の pn 接合から一方向に空乏層が広がるため寄生容量は単調減少し、$\Delta N_{drift} / N_{opt}$ が変化しても、その傾向は変わらない。一方で SJ は、ソース電極側だけでなくピラー間の pn 接合から空乏化が進む。このため、不純物濃度が低い層ほど空乏化が進みやすくなり、$\Delta N_{drift} / N_{opt}$ に依存してピラー層とドリフト層の空乏化する順序が変化する。ここで、C_{rss} を構成する C_{GD} は、ゲート電極とドリフト層間の結合容量によって決まる。横型 SJ の場合、p ドリフト層が空乏化するとピラー層間の対向面積が減少し C_{rss} は急激に低下する。一方で、n ピラー層が空乏化するとドレイン電極下に新たな結合容量が形成され、その対向面積が増加するため C_{rss} が増加する[2]。この現象を考慮すると、$Q_p < Q_n$ の場合では p ドリフト層が先に空乏化するため C_{rss} は一旦低減し、その後 n ピラー層空乏化に伴い C_{rss} は増加へ転じる。これに対し、$Q_p > Q_n$ では n ピラー層が先に空乏化するため、C_{rss} の急激な減少は生じずに C_{rss} は高い値を維持する。以上より、SJ の C_{rss} 特性は $\Delta N_{drift} / N_{opt}$ によりピラー層間の空乏化する順序が変化するため変動が大きくなる。次に、C_{oss} は C_{GD} と C_{DS} の和で表される。C_{DS} はドリフト層内の容量だけで決定されるため、n ピラー層と p ドリフト層の空乏化する順番に関係なく $\Delta N_{drift} / N_{opt}$ が変化すると C_{oss} 特性は低電圧側にシフトするはずである。しかし、今回用いた構造では C_{GD} の影響が大きく $Q_p > Q_n$ ほど C_{oss} 特性が高電圧側にシフトする結果となった。

最後に、$\Delta N_{drift} / N_{opt}$ による寄生容量変動がスイッチング特性に与える影響を評価する。本研究では理論式に基づき誘導性負荷利用時のスイッチング損失を算出した。スイッチング損失には、電圧と電流の積で決まる VI 積損失と C_{oss} の充放電電流による損失を考慮した。VI 積損失の算出には

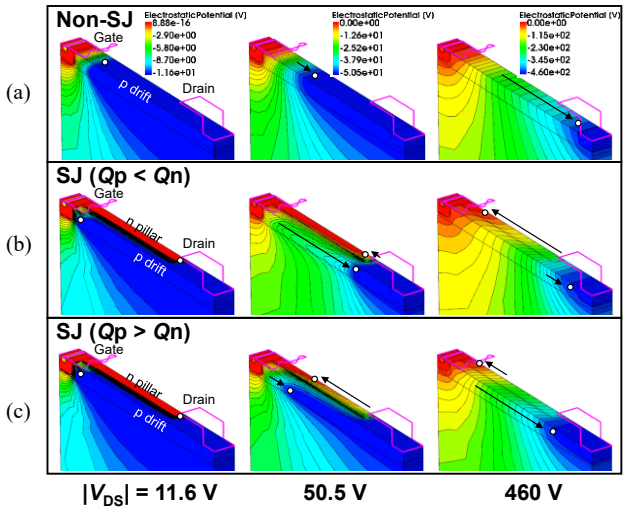


図 3　各$|V_{DS}|$における静電ポテンシャル分布
(a)Non-SJ (b)SJ($Q_p < Q_n$) (c)SJ($Q_p > Q_n$)
Fig.3. Calculated electrostatic potential distributions by varying $|V_{DS}|$
(a) Non-SJ (b)SJ($Q_p < Q_n$) (c)SJ($Q_p > Q_n$)

TCAD から得られた電流電圧特性と寄生容量特性を用いたスイッチング波形推定モデルを利用した。スイッチング波形推定モデルとは、MOSFET を C や R から成る等価回路として扱い、Δt 秒後の電流や電圧を理論式から逐次的に計算することで波形を推定するモデルである[3]。 また C_{oss} 由来の損失は、TCAD による C_{oss}-V_{DS} 特性から電荷量 Q_{oss} に変換し、Q_{oss}-V_{DS} 特性から算出した。ゲート抵抗 $R_G = 50$ Ω、電流密度 $J_D = 20$ A/cm^2、スイッチング電圧 $V_{DS} = 500$ V の条件で各損失の和を計算し、$\Delta N_{drift} / N_{opt} = 0$ %を基準として正規化した結果を耐圧変動と共に図 4 に示す。Non-SJ では $\Delta N_{drift} / N_{opt}$ が±10 %変化してもスイッチング損失の変化は約±2 %にとどまる。一方で、SJ は同じ $\Delta N_{drift} / N_{opt}$ に対してスイッチング損失の感度が高く、約±15 %変動してしまう。また、図 4 から SJ では $Q_p < Q_n$ ほど耐圧が劣化するものの、スイッチング損失を低減できることがわかる。そのため、ある程度の耐圧劣化を許容すれば、p ドリフト層が低 V_{DS} で空乏化する設計にすることで、スイッチング損失を低減させ、高周波動作に適したデバイス構造が可能となる。

4．結論

TCAD を用いて 4H-SiC SJ-MOSFET の CIB 特性を解析したところ、耐圧が劣化するだけでなく、寄生容量特性も大きく変動することが明らかとなった。そのため SJ 構造はドーピング濃度の精度がスイッチング動作に与える影響が大きくなり、設計段階で想定した効率から乖離する可能性が高い。一方で意図的に $Q_p < Q_n$ を引き起こす設計条件にすることで、導通損失は増大するものの、スイッチング損失を低減できることが明らかとなった。

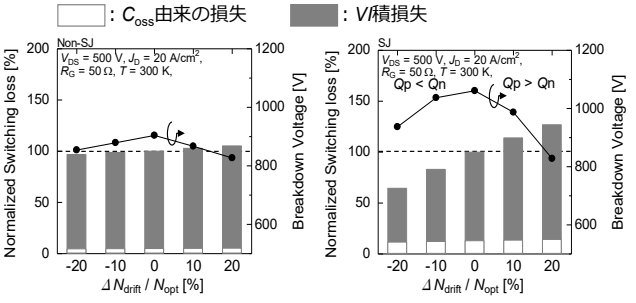


図 4　耐圧と $\Delta N_{drift} / N_{opt} = 0$ %を基準としたスイッチング損失の $\Delta N_{drift} / N_{opt}$ 依存性 (a)Non-SJ (b)SJ
Fig.4. $\Delta N_{drift} / N_{opt}$ dependence of breakdown voltage and normalized switching loss (a)Non-SJ (b)SJ

【謝辞】本研究は JSPS 科研費 JP23K22810 の助成を受けたものです。

文　献

(1)H. Yamashita et al., *Proc. ISPSD*, pp.405-408, (2015).

(2)森海斗 他、令和 6 年電気学会全国大会論文集, No.4-022, pp.37-39 (2024).

(3)栃木大樹 他、電気学会研究会資料 半導体電力変換研究会, 173-186, pp.7-12 (2019).

©2026 IEE Japan

1.2 kV SiC DioMOS チャネル移動度の温度特性解析

内山　颯*，鹿志村　快音，鈴木　一広，矢野 裕司，岩室 憲幸（筑波大学）

Temperature dependence of channel mobility characteristics in 1.2 kV SiC DioMOS

So Uchiyama, Kaito Kashimura, Kazuhiro Suzuki, Hiroshi Yano, Noriyuki Iwamuro (University of Tsukuba)

１．背景・目的

近年、その優れた材料物性を有する SiC-MOSFET は、次世代パワー半導体デバイスとして注目されている。SiC-MOSFET は内蔵ダイオードとして pin ダイオードを備えており、これを還流ダイオードとして利用することで Si-IGBT において必要とされる外付ダイオードを省略でき、回路の小型化が期待される。しかしながら、この内蔵 pin ダイオードを動作させた場合、順方向電圧劣化に起因する信頼性低下が指摘されている。

この問題に対処するため、チャネルダイオードを内蔵した Diode Integrated SiC-MOSFET（DioMOS）が開発された[1)]。DioMOS は通常の MOSFET とは異なり、チャネル部に薄い n+層がエピタキシャル成長により形成されている点に特徴を有する。本研究では、DioMOS のチャネル移動度特性に着目し、I_d-V_{gs} 特性からチャネル移動度を直接評価するとともに、従来型 MOSFET の移動度特性と比較を行った。その結果について以下に報告する。

２．DioMOS 断面構造と導通経路

本研究で評価に用いた DioMOS は、1.2kV 耐圧素子である。図１に DioMOS ならびに比較対象として用いた市販の 1.2kV プレーナ型 SiC-MOSFET の断面構造を示す。DioMOS の素子構造はプレーナ型 MOSFET とほぼ同一であるが、ゲート酸化膜(SiO_2)直下に高濃度でかつ薄い n+チャネル層が形成されているため、電流導通時には電子がこの層を経由して流れる（図２）。

３．実験方法

図３を用いて、縦型 MOSFET におけるチャネル移動度の解析手法について説明する。まず室温および 175℃の環境下において、ドレイン電圧 V_{ds} = 0.1 V の条件で I_d-V_{gs} 特性（I_d:ドレイン電流、V_{gs}:ゲート電圧）を測定する。この際に、しきい値をドレインの電流密度が 50mA/cm^2 となる電圧と定義した。得られた結果を基に、図３(b)で示すように、縦軸をオン抵抗、横軸を(V_{gs} - V_{th})（V_{th}:しきい値電圧）の逆数としたプロットを作成する。このプロットを直線で外挿し、その切片値を求める。この切片値は、V_{gs} が正の無限大に達した場合にチャネル抵抗がゼロとみなせるため、全オン抵抗に占めるチャネル抵抗以外の成分を表す。したがって、全オン抵抗からこの切片値を差し引くことでチャネル抵抗を算出できる。この手法により、各 V_{gs} におけるチャネル抵抗が算出できる（図３(c)）[2)]。

チャネル抵抗 R_{ch} は、チャネル長を L, 総チャネル幅を W, ゲート酸化膜容量を C_{ox}、電界効果移動度をμ_{FE} とすると以下の式のように表せる。

$$R_{ch} = L / [W \mu_{FE} C_{ox} (V_{gs} - V_{th})] \qquad (1)$$

これによりμ_{FE} は以下のようになり、

$$\mu_{FE} = L / [W R_{ch} C_{ox} (V_{gs} - V_{th})] \qquad (2)$$

断面構造解析から取得した L, W, C_{ox} の値と V_{th} の測定値を用いることで、μ_{FE} -V_{gs} 特性を導出することが可能となる。

４．結果・考察

電界効果移動度の室温および 175℃での評価結果を図４に示す。両素子とも室温では同程度の移動度を示した。一方、175℃では DioMOS の移動度がより顕著に改善した。温度上昇に伴い、両素子とも SiC/SiO_2 界面欠陥に捕獲された電子が放出され、可動キャリアの量が増加すると共に、クーロン散乱が低減されることで移動度が改善したと考えられる。[3)]これに加えて、DioMOS では n+チャネル層内の欠陥からのキャリアの放出も同時に進行したため、[4)]移動度改善がより顕著にみられたと考えられる。その結果、DioMOS は高温でのチャネル抵抗が大きく減少した。また、室温から 175℃におけるオン抵抗の増加率も、通常のプレーナ型 MOSFET と比較して低く抑えられることが確認された（DioMOS：+15%, プレーナ型 MOSFET：+75%）。

５．まとめ

ゲート酸化膜下に薄い n+チャネル層を形成した DioMOS について、そのチャネル移動度特性の温度依存性を実デバイスの I_d-V_{gs} 特性から導出し、評価解析を行った。その結果、DioMOS では高温における移動度の上昇が顕著であること

©2026 IEE Japan

が確認された。さらに、通常の SiC MOSFET と比較すると、高温環境下でのオン抵抗の増加が抑制されることが明らかとなった。

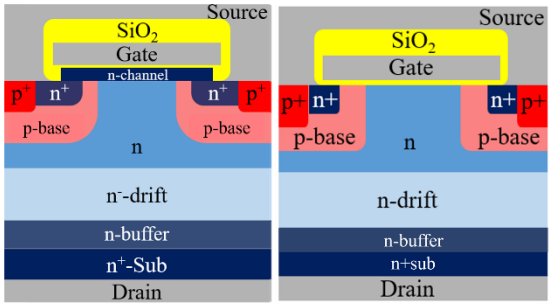


図 1 評価素子の断面構造
(a)DioMOS, (b)プレーナ型 MOSFET
Fig.1 Schematics of the devices under test.
(a) DioMOS, (b)planar MOSFET

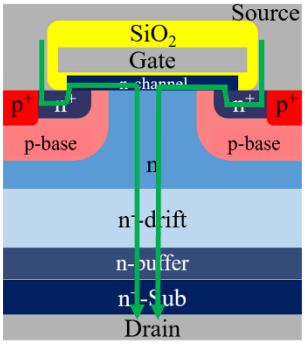


図 2 DioMOS の電流導通時の電子の経路
Fig.2 Schematics of the electron paths of DioMOS.

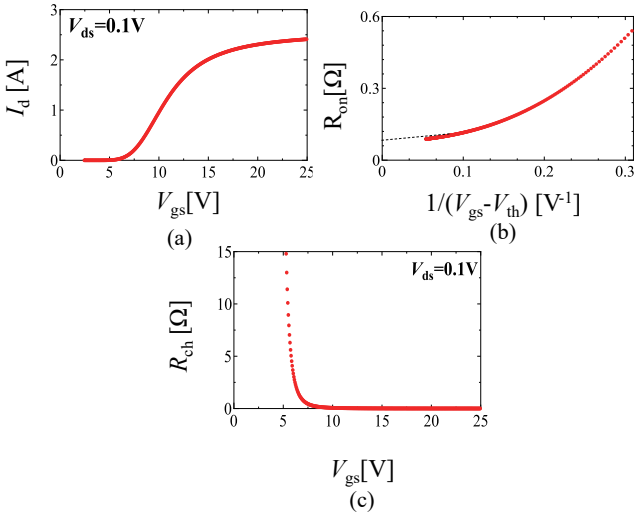


図 3 縦型 MOSFET チャネル移動度特性解析手法の説明図
(a)I_d-V_{gs} 特性, (b)R_{on}-1/(V_{gs}-V_{th})特性から直線外挿,
(c)R_{ch}-V_{gs} 特性
Fig. 3 Illustration of the methodology applied for channel mobility analysis in vertical MOSFET structures.
(a) I_d-V_{gs} characteristics, (b) R_{on}-1/(V_{gs}-V_{th}) characteristics,
(c) R_{ch}-V_{gs} characteristics

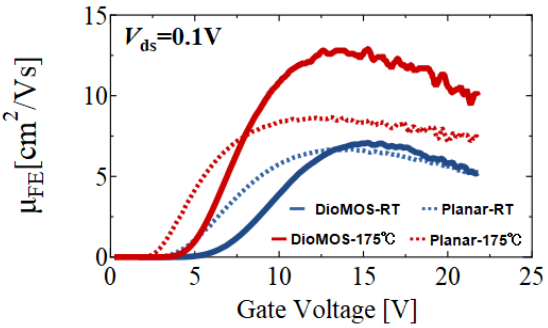


図 4 DioMOS 並びにプレーナ型 MOSFET のμ_{FE} -Vgs 特性比較 (R.T., 175℃)
Fig.4 Comparison of field-effect mobility at room temperature and high temperature between DioMOS and planar MOSFET.

文 献

(1) M. Uchida et al., *IEEE IEDM*, pp. 26.6.1-26.6.4 (2011)
(2) S.L.Rumyantseve et al, *Semicond. .Sci .Techol*. 24, 075011 (2009)
(3) 野口宗隆, 応用物理 第 91 巻 第 6 号 (2022)
(4) T. Yokogawa et al., *J. op Applied Physics,* 89, pp. 2001 (2001)

©2026 IEE Japan

1.2 kV SiC-DioMOS の高温条件下での オン抵抗-負荷短絡耐量トレードオフ特性

鹿志村　快音*，矢野　裕司，岩室　憲幸（筑波大学）

On-resistance and short-circuit capability trade-off characteristics of 1.2 kV SiC-DioMOS under high-temperature conditions

Kaito Kashimura, Hiroshi Yano, Noriyuki Iwamuro (University of Tsukuba)

１．研究背景

近年の自動車電動化に伴い、インバータには高効率かつ高信頼性が強く求められている。その中核となるパワー半導体デバイスとして SiC-MOSFET への期待が高まっている。SiC-MOSFET は外付けダイオードを不要とするための内蔵 pin ダイオードを利用できるという特徴がある。一方、この内蔵ダイオードには、順方向電圧劣化（V_F劣化）が生じるという信頼性の課題が存在する [1,2]。この課題を抑制するため図１に示すようにチャネルダイオードを導入し、ダイオード動作時にユニポーラ動作を実現する「ダイオード内蔵 SiC-MOSFET（Diode Integrated SiC-MOSFET）: DioMOS」が提案された [3]。本報告では、DioMOS の高温条件下での負荷短絡耐量に注目し、ユニポーラ素子である SBD を内蔵した SiC-MOSFET との比較を通じて、オン抵抗と負荷短絡耐量のトレードオフ特性を評価・解析した結果を報告する。

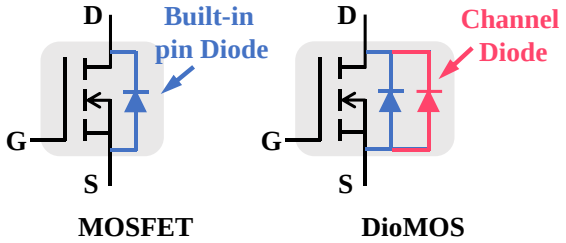


図１ DioMOS のチャネルダイオードの概念
Fig.1. The Concept of Channel Diodes in DioMOS.

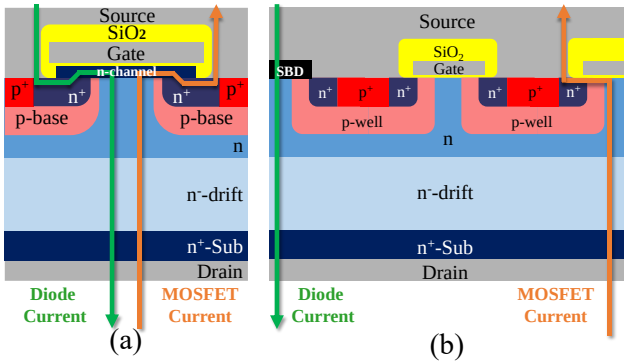


図２ 断面構造図と電流経路
（a）DioMOS と（b）SBD 内蔵 SiC-MOSFET
Fig. 2. Schematic cross-section and current pass.
(a) DioMOS and (b) SBD embedded SiC-MOSFET (Device A)

２．DioMOS 断面構造とその特徴

図２に、評価に用いた 1.2 kV 耐圧 SiC-DioMOS および 1.2 kV 耐圧の市販 SBD 内蔵 SiC MOSFET (Device A) の断面構造と電流経路を示す。DioMOS の構造は基本的に縦型プレーナ MOSFET と同様であるが、特徴的な点としてゲート酸化膜(SiO_2)の直下に高濃度の n 型エピタキシャルチャネル層が形成されている。この n+チャネル層は MOSFET 動作時およびダイオード動作時の電子電流経路となり、特にダイオード動作時には導通キャリアが電子のみで導通するため、V_F劣化を抑制できると期待されている。DioMOS は高濃度かつ極薄の n+チャネル層と p-base 層による適切な空乏層制御により 175℃の高温環境下でも 1602 V (@ I_d=100 μA)の高耐圧特性と 3.06 V(@I_d=50 mA)という高いゲートしきい値電圧(V_{th})を実現している。

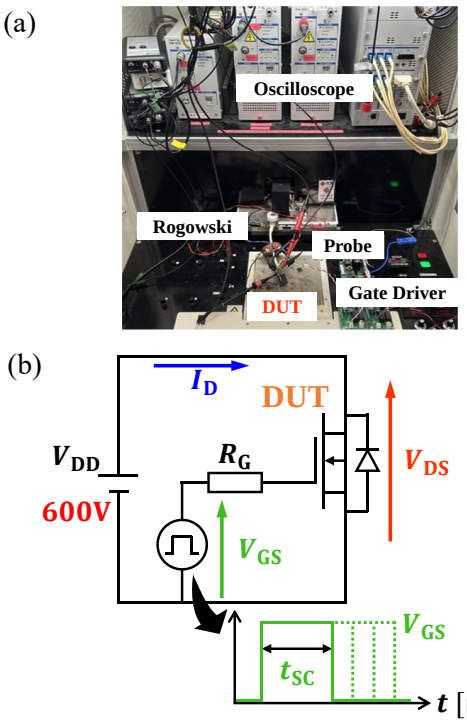


図３ （a）実験装置と（b）負荷短絡耐量試験等価回路
Fig.3. (a)Test bench and (b)equivalent circuit for Short-Circuit Withstand Capacity measurements.

©2026 IEE Japan

3. 実験結果ならびに考察

図３に示す評価装置を用いて負荷短絡耐量評価を行い、試験は 175℃にて実施した。図４には特性オン抵抗($R_{on,sp}$)をほぼ揃えた条件下での DioMOS と Device A の負荷短絡試験結果を示す。同等の $R_{on,sp}$ であるにもかかわらず、DioMOS の負荷短絡耐量(SCWT)は 6.1μs と、Device A と比較して約 40%優れた耐量を示した。また、負荷短絡波形に注目すると、Device A はターンオフしてから約 10μs 経過後にドレイン電流が急増して破壊に至るのに対し、DioMOS は電流がオフする前に大電流が流れ瞬時破壊しているのがわかる。SBD 内蔵 SiC-MOSFET においては、負荷短絡時の素子内発熱の影響で SBD からのもれ電流が増加し、耐量が低下することが報告されている [4]。Device A において、破壊までに時間を要したのは、負荷短絡時の最大発熱点である JFET 領域から SBD までの距離が長いため、SBD が徐々に温度上昇し、もれ電流が増加するまでに時間がかかることで、このような波形の違いが生じたと考えられる。

SiC-MOSFET において$R_{on,sp}$と SCWT はトレードオフの関係にあることが知られている。これは、デバイスのオン抵抗低減に伴う高ドレイン電圧印加時の飽和電流増加により負荷短絡時の素子内発熱が増大して熱暴走破壊を引き起こしやすくなるためである [5]。図５にゲート電圧V_{GS}を変化させて評価した $R_{on,sp}$ － SCWT トレードオフ特性の比較を示す。DioMOS が Device A に対して優れたトレードオフ特性を示していることがわかる。その理由として、SBD 内蔵 SiC-MOSFET では、前述のように負荷短絡時の素子内発熱の影響で SBD からのもれ電流が増加し耐量が低下する。一方で SBD 構造を持たない DioMOS では、この影響が抑制されており、加えて DioMOS は 175℃の高温においてチャネル移動度が通常のプレーナ型 MOSFET よりも高く、高温での $R_{on,sp}$ 上昇が抑えられるという特徴を有している [6]。

これらの要因により、175℃の高温条件下で DioMOS は良好な$R_{on,sp}$－SCWT トレードオフ特性を示すと考えられる。

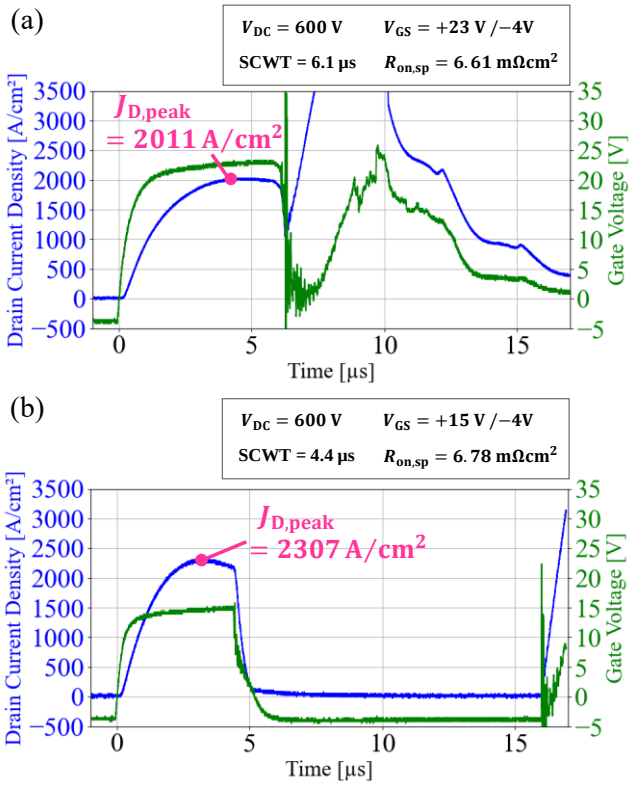


図４　175℃における負荷短絡波形
（a）DioMOS と （b）Device A

Fig.4. Short-circuit waveform at 175°C.
(a) DioMOS and (b) Device A.

4. 結論

本報では、175℃の高温条件下における DioMOS の$R_{on,sp}$－SCWT トレードオフ特性を、市販 SBD 内蔵 SiC MOSFET との比較を通じて評価・解析した。その結果、DioMOS は SBD 構造をもたないことによる素子内発熱時のもれ電流抑制、さらに 175℃におけるオン抵抗上昇の抑制により、優れたトレードオフ特性を示すことがわかった。

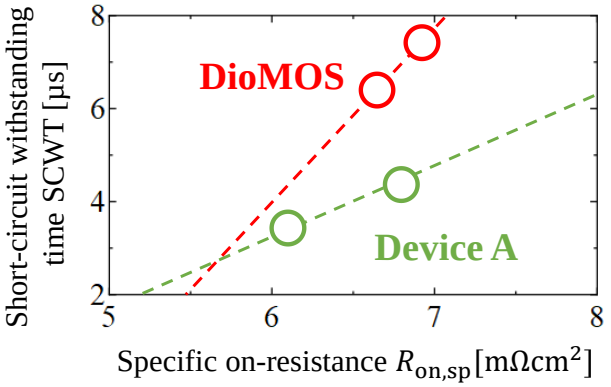


図５　DioMOS と Device A の
オン抵抗−負荷短絡耐量トレードオフ特性の比較（175℃）

Fig.5. Comparison of $R_{on,sp}$ - SCWT trade-off characteristics for DioMOS and Device A（175℃）.

文　献

1) A.Agarwal et al. *IEEE EDL*, pp.587-589 (2007)
2) 藤田,他, 電気学会 産業応用部門大会, I －34 (2016)
3) M.Uchida et al., *IEEE IEDM*, pp. 26.6.1- 26.6.4 (2011).
4) M. Okawa et al., *IEEE Journal of Electron Devices Society*, vol. 7, pp. 613 - 620, (2019).
5) M. Namai et al., *JJAP*, Vol.57, 0741021.1-10 (2018).
6) 内山,他：令和 8 年電気学会全国大会 3 月 発表予定

©2026 IEE Japan

縦型 GaN パワーデバイスの終端 FLR 構造のトポロジー最適化

林　郡君*，服部　佳晋(大同大学)，野村　勝也（関西学院大学）

Topology Optimization of Termination FLR Structure in Vertical GaN Power Device

Junjun Lin, Yoshiyuki Hattori (Daido University), Katsuya Nomura (Kwansei Gakuin University)

１．まえがき

高性能な構造を自動的に導出する手法であるトポロジー最適化がある。我々は，これまでトポロジー最適化を縦型 GaN パワーデバイスへの構造設計に応用することを検討してきた。まず GaN-PN ダイオードに適用し，オン抵抗と耐圧のトレードオフを改善する構造の導出を行った。その結果，ドリフト層がスーパージャンクションとなる構造が導出されることを示した(1)。

縦型 GaN デバイスにおいて，近年，Mg イオン注入技術の確立により，JTE(Junction Termination Extension) や FLR(Field Limiting Rings)などの終端構造(2)の形成が可能となった。我々は，これまでに JTE 構造の最適化にもトポロジー最適化を適用し，従来の寸法最適化に比べ，耐圧を向上する構造を導出できることを示してきた(3)。

FLR 構造に関しては，所望の耐圧を得るために，P リングの本数は固定し，P リングの幅およびリング間の距離を最適化された報告がある(2)。この報告では，デバイスシミュレーションを使って行うため，すべての P リングの幅，リング間距離が同じという限定された条件で，最も耐圧が向上するようにそれらの最適値を求めている。もしそれぞれのリングの幅や距離もパラメータとして最適化を行おうとすると，その組み合わせは膨大になり，網羅的に検討することは不可能である。

そこで本研究では，縦型 GaN の FLR 終端構造を対象とし，トポロジー最適化を用いて，耐圧を向上させる構造の導出を行った。

２．対象構造とトポロジー最適化の方法

本研究では，図 1 に示す FLR 構造を初期構造とした。耐圧は 900V 以上を想定し，幅 50μm，厚み 7μm で不純物濃度 $2\times10^{16}cm^{-3}$ の N-ドリフト層と，厚み 1μm で不純物濃度 $1\times10^{20}cm^{-3}$ の N+層から構成した。N+層の下部にはカソード電極を配置した。構造の左上には深さ 1μm，幅 4μm で $2\times10^{18}cm^{-3}$ の均一密度の P+領域を配置し，その上に幅 2μm のアノード電極を設けた。P リングの数は 5 本とし，深さ方向の不純物プロファイルは文献(2)に記載の SIMS プロファイルをフィッティングしたものを用いた。

P リングは，Mg のイオン注入により作製される。そこで，P リング構造の最適化をこのイオン注入のドーズ量の分布の最適化に置き換える。ここでは，図 2 に示すようにイオン注入領域を水平方向に N 分割し，横方向のドーズ分布の最適化を行う(4)。製造プロセスを簡素化するため，すべての P リングで深さ方向の不純物濃度は同じとする。そこで P リングを形成する領域では規格化ドーズ量 S を 1 とし，それ以外の領域では S を 0 とドーズ量を二値化する。この分布を初期値として，耐圧が向上するようにドーズ量分布の最適化を行う。P リングの本数は 5 本から変化させない。

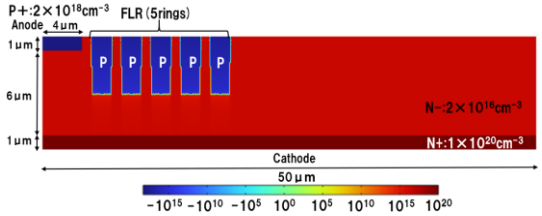


図 1 GaN-FLR 構造の初期構造
Fig.1. Initial structure of GaN-FLR structure

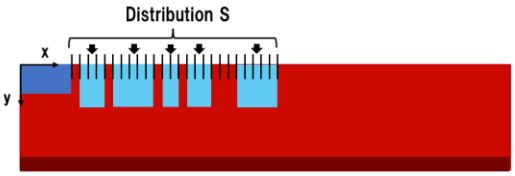


図 2 イオン注入を考慮した不純物濃度分布の最適化
Fig.2. Change in the amount of dose for each element

トポロジー最適化のアルゴリズムを図 3 に示す。まず，初期構造を定め，逆方向特性のシミュレーションを行う。次に，最適化を実行する目的関数と設計変数を定義する。目的関数とは，最適化の対象となる評価指標である。耐圧を向上させるので，目的関数として降伏電圧を設定すると，最適化の過程で，逆バイアス電圧をスイープして行う解析が必要になり，莫大な計算が必要になる。文献(4)では，耐圧付近の固定された逆バイアスにおいて，最大電界強度 Emax を最小化することで，計算量を抑えながら最適化を実現できることが示されている。そこで，今回，逆バイアス電圧 900 V を印加したときのデバイス内部の Emax を目的関数とした。設計変数は構造内部の材料分布を表す量で，本研究では，P リングのドーズ量を設計変数とした。最適

©2026 IEE Japan

化では，図 4 に示すようにドーズ量を変化させて Emax の変化(感度)を解析する。この感度情報を用いて数理計画法でドーズ量の分布を更新し，Emax が最小となるドーズ量分布を求める。この解析には COMSOL Multiphysics 6.3 を用いた。

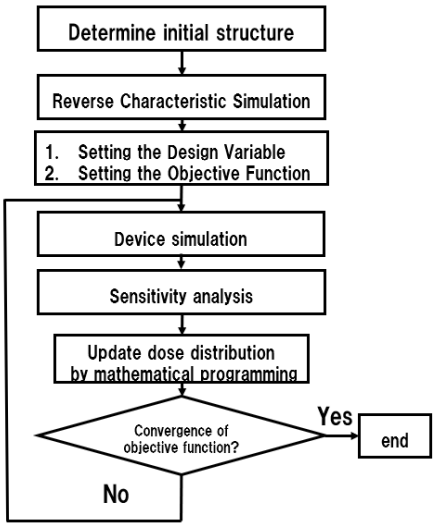


図 3 トポロジー最適化のアルゴリズム
Fig.3. Topology optimization algorithms

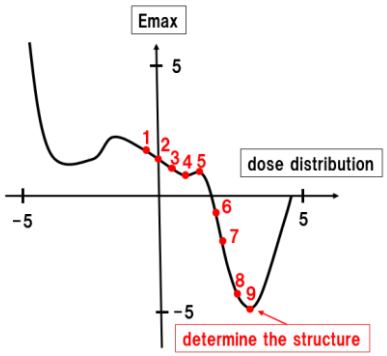


図 4 トポロジー最適化の概念
Fig.4. Topology Optimization Concept

3．GaN-FLR 構造トポロジー最適化の結果

トポロジー最適化で得られた構造を図 5 に示す。最も内側の P リングが P+領域側へ伸長し，P+領域と接続する形状が得られた。また，最外周の P リングの幅は，初期構造から約 0.2 μm 減少し，それ以外は初期構造から変化はなかった。このように P+と P リングが繋がる構造は，従来のリング幅やリング間隔を全て同じにしたパラメータ最適化では導出することはできない。

図 6 に，逆バイアス電圧 900 V での初期構造と最適構造の電界分布を示す。初期構造では，アノード P+の右下コーナーと最外周 P リングの表面接合部で電界が大きい。最も電界が大きいのは，アノード P+の右下コーナーで，Emax は 4.0 MV/cm であった。一方，最適構造ではこの部分の電界が抑制され，Emax は 2.7 MV/cm まで低減した。最外周 P リングの電界は，アノード P+のコーナーよりも小さく，最適化後もほとんど変化していない。

また，図 7 に初期構造と最適化構造の耐圧特性のシミュレーション結果を示す。初期構造の耐圧 941 V に対し，最適構造では 986 V と 45V 向上することが確認できた。

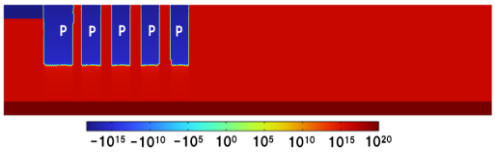
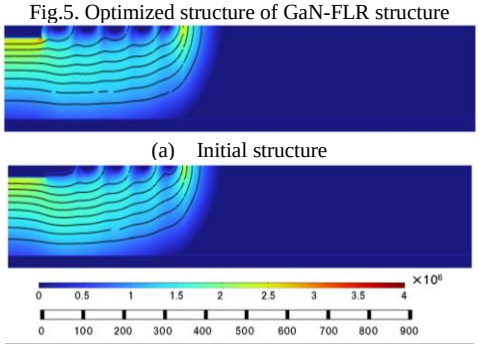


図 5 GaN-FLR 構造の最適構造
Fig.5. Optimized structure of GaN-FLR structure



(a) Initial structure

(b) Optimized structure

図 6 初期構造と最適構造の電界分布の比較
Fig.6. Comparison of electric field distributions of initial and optimized structures

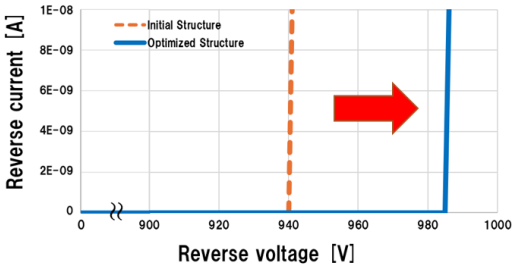


図 7 初期構造と最適構造の
GaN-FLR 構造の逆方向特性の比較
Fig.7. Comparison of reverse characteristics of the GaN-FLR diodes of initial and optimized structures

4．まとめ

トポロジー最適化を GaN の FLR 構造に適用し，リング本数を増やすことなく耐圧を向上させる構造を導出できた。

謝辞　本研究は，JSPS 科研費 JP24K07597 の助成を受けて実施した。

文　献

(1) 林郡君ほか，電気学会産業応用部門大会，Y-29 (2025)
(2) M. Matys,et al. , Appl. Phys. Express 14 (2021) 074002
(3) T. Yamaguchi, et.al.,: ICNS-14, ED-21 (2024)
(4) Katsuya Nomura,et al., IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.65, No.9, pp.3869 – 3877 (2018)

©2026 IEE Japan

Junction-side Cooling 実装したβ-Ga_2O_3 SBD を適用した昇圧チョッパの特性評価

福永 崇平*, 舟木 剛 (大阪大学),
有馬 潤, 藤田 実, 平林 潤 (TDK 株式会社)

Evaluation of Boost Converter with β-Ga_2O_3 SBD with Junction-side Cooling Implementation

Shuhei Fukunaga*, Tsuyoshi Funaki (The University of Osaka),
Jun Arima, Minoru Fujita, and Jun Hirabayashi (TDK Corporation)

１．はじめに

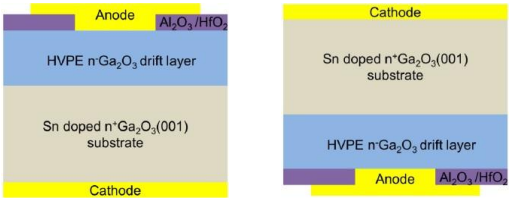
パワエレ機器の性能向上には，適用するパワー半導体デバイスの高性能化が欠かせない。炭化ケイ素 (SiC)や窒化ガリウム (GaN)などのワイドバンドギャップ半導体に変わる材料として，酸化ガリウム (Ga_2O_3)やダイヤモンドなどウルトラワイドバンドギャップ半導体を用いたパワーデバイスの研究開発が進められている[1]。Ga_2O_3 はショットキーバリアダイオード (SBD)や絶縁ゲート電界効果トランジスタ (MOSFET)の試作およびダブルパルス試験による特性評価が行われているが，放熱設計が必要な DC-DC コンバータ等での実動作試験に関する報告は少ない。本紙では，β-Ga_2O_3 SBD を DC-DC コンバータに適用し，自然空冷条件において最大 500 W 出力で連続動作させる。Junction-side cooling 実装により Ga_2O_3 半導体の課題である低熱伝導率を克服したサンプルについて，回路動作時の温度を評価する。

２．Junction-side cooling 実装によるβ-Ga_2O_3 SBD の熱抵抗低減

Ga_2O_3 半導体は Si や SiC と比べて高い絶縁破壊電界強度を有するため，オン抵抗を大きく低減することが期待できる。しかしその熱伝導率は，Si の 150 W/(m･K)，SiC の 490 W/(m･K)と比べ，20 W/(m･K)と非常に小さい。このため，電源回路に用いる場合の放熱設計が課題である。

そこで著者らのグループでは，*n* 型 SBD のアノード電極をリードフレームに実装する Junction-side cooling 実装方式の検討を進めている。SBD はショットキー接合部および耐圧保持を担うドリフト層における発熱が支配的である。過去の報告では，低熱伝導率の Ga_2O_3 基板層を通過しないかつ冷却器への放熱経路を短縮することで，熱抵抗を大きく低減できることを示した[2]。

本紙では従来方式および Junction-side cooling 実装したβ-Ga_2O_3 SBD ベアダイを TO-247 パッケージに実装したサンプルを用意した。Fig. 1 は本紙で比較検討するβ-Ga_2O_3 SBD の断面図である。各ベアダイの下面を Pb フリーはんだ M14 (千住金属)を用い，それぞれリードフレームにはんだ付けし，上面にϕ100 mm のワイヤを 3 本配線した。



(a) Conventional (b) Junction-side cooling

Fig. 1 Cross-section of studied Ga_2O_3 SBD.

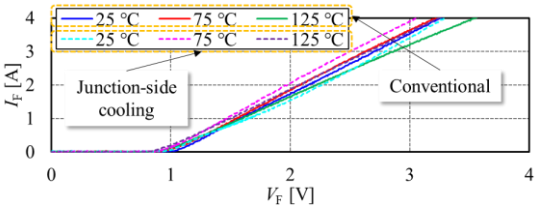


Fig. 2 I-V characteristics of studied samples.

実装した各サンプルの I-V 特性を Fig. 2 に示す。ただしサンプルのジャンクション温度をパラメータとしている。デバイス構造が同じものを用いているため，実装方式の違いが電気的特性に与える影響はほとんど見られない。

３．β-Ga_2O_3 SBD を適用した昇圧チョッパの特性評価

＜3・1＞ヒートシンクの熱抵抗の実験的評価　評価サンプルを，Si サーマルグリース SCH-30 (サンハヤト)を介してヒートシンク BPUE16-25 (水谷電機工業)に取り付ける。このサンプルに加熱用電流 I_H を通流し，シート型熱電対を用いて熱平衡状態におけるサンプル表面温度，ケース温度，および周囲温度を測定した。ここでケース温度を測定するため，デバイス直下のケース裏面とヒートシンクの間に熱電対を取り付けた。以降，本紙では自然空冷条件で実験を行う。

Table 1 は I_H=1 A を流した際の導通損失，各温度および熱抵抗である。なお予備実験から，熱平衡状態を加熱開始から 20 分後と定義した。ジャンクション-ケース間熱抵抗 $R_{th(JC)}$ は過去の報告[2]の値を用いている。熱平衡状態におけるサンプルの各点の温度より，ヒートシンクの熱抵抗 $R_{th(ca)}$を算出

©2026 IEE Japan

Table 1 Temperatures of studied Ga_2O_3 SBD.

	P_{in} [W]	$R_{th(JC)}$ [K/W]	T_{case} [°C]	$T_{surface}$ [°C]	T_{amb} [°C]	$R_{th(ca)}$ [K/W]
Conventional	1.581	9.52	54.77	61.51	27.97	16.95
Junction-side cooling	1.613	2.13	59.08	56.61	27.97	19.29

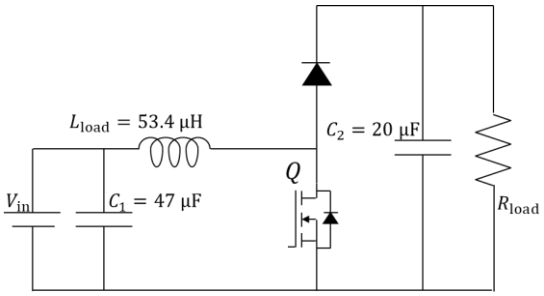


Fig. 3 Circuit diagram of boost converter used in this report.

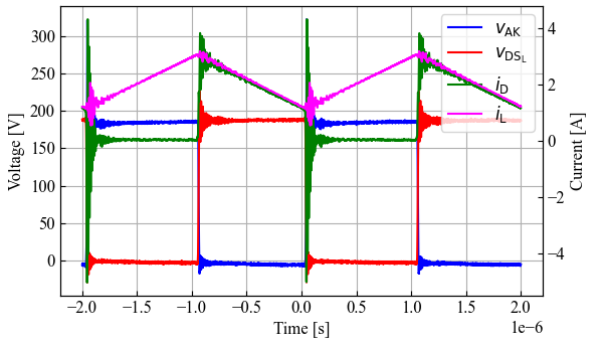


Fig. 4 Voltage and current waveform of the circuit with the junction-side cooling sample.

した。データシート値は 17.3 K/W であり，従来方式のサンプルでは算出した $R_{th(ca)}$ がおおむね一致している。Junction-side cooling 方式では，放熱がアノード電極サイズに制限されることから，用いた熱電対が放熱経路を阻害した結果，熱抵抗が大きくなっている。

＜3・2＞昇圧チョッパに適用した場合の特性評価　Fig. 3 は本紙で検討に用いる昇圧チョッパの回路図である。ローサイドアームには SiC MOSFET SCT3080KR (Rohm)を用いた。入力電圧 V_{in}=100 V，通流率 0.5，負荷抵抗 R_{load}=200 Ωとし，出力電力 P_{out}=200 W で回路動作させた。Fig. 4 はスイッチング周波数 f_{sw}=500 kHz における回路動作である。

スイッチング周波数をパラメータとし，熱平衡状態においてサンプルに取り付けた各熱電対の温度を測定した。Table 2 および 3 は昇圧チョッパ動作時の各サンプルの温度および推定したジャンクション温度 T_J である。T_J を推定するため，Table 1 で求めた $R_{th(ca)}$ と T_{case} から各サンプルの損失を算出し，これと $R_{th(JC)}$を用いて算出した。

実験結果より，従来の実装方式では出力電力 200 W で T_J が 100 °C 程度となっている。これは熱抵抗が大きいことに加え，T_J が上昇することで SBD のオン抵抗が大きくなり，

Table 2 Temperatures of studied Ga_2O_3 SBD with conventional implementation for operating boost converter.

f_{sw} [kHz]	T_{case} [°C]	T_{amb} [°C]	P_{loss} [W]	T_J [°C]
250	75.99	28.35	2.810	102.74
500	72.05	28.53	2.567	96.49
1000	73.88	28.24	2.693	99.52

Table 3 Temperatures of studied Ga_2O_3 SBD with Junction-side cooling implementation for operating boost converter.

f_{sw} [kHz]	T_{case} [°C]	T_{amb} [°C]	P_{loss} [W]	T_J [°C]
250	73.17	29.02	2.289	78.04
500	70.86	28.69	2.186	75.52
1000	72.46	27.77	2.317	77.39

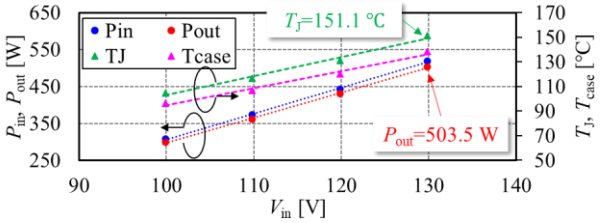


Fig. 5 Operation of boost converter with studied Ga_2O_3 SBD with Junction-side cooling implementation with respect to input voltage.

導通損失が増加することも一因である。Junction-side cooling 方式では，同一パッケージ・同一冷却条件において T_J が 80 °C 以下となっている。すなわち Junction-side cooling 方式を採用して低熱抵抗化することで，簡易な放熱機構でも T_J の上昇を抑えることができることを示した。

Fig. 5 は Junction-side cooling 実装したβ-Ga_2O_3 SBD について，通流率 0.5, R_{load}=133 Ω, f_{sw}=500 kHz で回路動作させた際の，入出力電力およびデバイス温度の関係である。ここで V_{in} をパラメータとしている。β-Ga_2O_3 SBD を用いて出力電力 500 W を達成した。ただし，このとき T_J は約 150 °C になっている。強制空冷方式や水冷方式の採用により，出力電力をさらに向上できると考えられる。

４．おわりに

本紙では Junction-side cooling 実装したβ-Ga_2O_3 SBD を DC-DC コンバータに適用し，動作時の最大ジャンクション温度を従来の実装方式と比較した。Junction-side cooling 実装方式を適用することで，同じ出力電力で余裕を持った放熱設計を行うことができる。また自然空冷条件において，最大出力電力 500 W を達成した。

今回検討した Ga_2O_3 SBD は開発途上である。Ga_2O_3 パワーデバイスのさらなる普及へ向け，既存のパワーデバイス以上の電気的または熱的性能の実現が必要である。

文　献

(1) M. Higashiwaki, et al., *Semicond. Sci. Technol.*, 31 (3), pp. 034001 (2016).
(2) S. Fukunaga, et al., ISPSD2025 (2025).

©2026 IEE Japan

Si-Full-SJBMD を使用した昇圧コンバータの試作

田中　彪雅*，惟村　勇翔，小野　哲男，矢野　浩司（山梨大学）

Prototype Boost Converter Using Si-Full-SJBMD

Hyuga Tanaka*, Yuto Koremura, Tetsuo Ono, Koji Yano (University of Yamanashi)

1.　はじめに

Si パワーデバイスは，近年性能の限界が近づいている。その解決策の一つとしてスーパージャンクション構造を組み込んだ Si スーパージャンクションバイポーラトランジスタ（SJBJT）が開発された（図 1(a)）[1]。しかし，SJBJT は入力損失が大きいため，それを改善するために当研究室では，SJBJT と SJMOSFET をダーリントン接続した Full SJBJT-and-SJMOSFET Darlington switch(Full-SJBMD)が提案された（図 1(b)）[2]。本研究では，Full-SJBMD の基本電気特性を明らかにするとともに，昇圧コンバータ回路に搭載した際の回路動作および性能を評価した。

2.　Si-Full-SJBMD の基本的特性

今回使用した 600 V-10 A Full-SJBMD サンプルの写真を図 1(c)に示す。同サンプルは主スイッチである SJBJT チップと駆動用 SJMOSFET チップを Al ワイヤーでダーリントン接続し，TO247-4L パッケージしたものである。両チップは日清紡マイクロデバイスで開発された。端子 G_2はターンオフ時に SJBMD 中の主スイッチである SJBJT から蓄積電荷を引き抜くための端子である。図 2 に Full-SJBMD の室温でのオン特性を同定格の Si-IGBT と Si-SJMOSFET と比較した。Full-SJBMD は IGBT と同様に 0.7 V からコレクタ電流が立ち上がる。また 4~10A の範囲で 3 素子中最もオン電圧が低い。図 3 にダブルパルス試験の結果を示す。電源電圧 200 V，負荷電流 5 A，FWD には SiC-SBD(C3D08060)を使用した。Full-SJBMD ではターンオフ時のみ G_2 端子から電荷を引き抜くために，10 Ω を介して-15 V を G_2端子に印加した。駆動電圧は Full-SJBMD を+15 V/-15 V, IGBT と SJMOSFET は +15 V/0 V で実測した。また R_gはいずれも 75 Ω である。

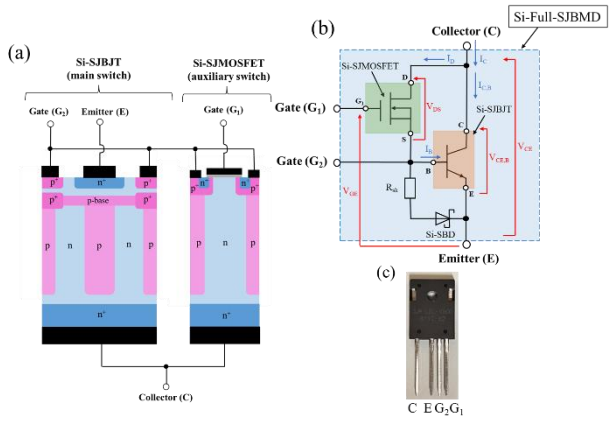


図 1(a)Full-SJBMD の構造 (b)回路図 (c)サンプル(TO-247)
Fig.1(a)Structure of Full-SJBMD (b)Configuration of Full-SJBMD
(c)TO-247 package sample of SJBMD

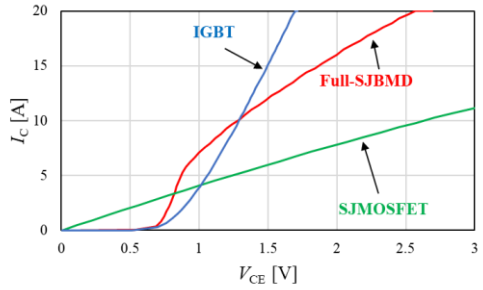


図 2 各デバイスのオン特性
Fig.2 On-state characteristics

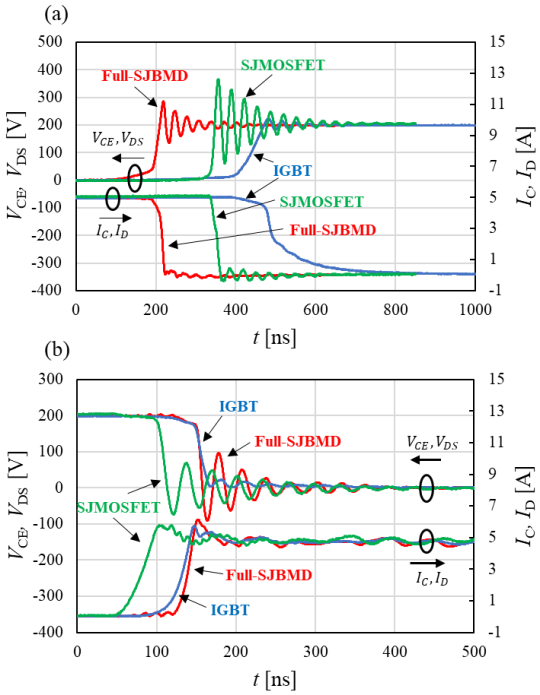


図 3(a)ターンオフ波形 (b)ターンオン波形
Fig.3(a)Turn-off waveforms (b)Turn-on waveforms

©2026 IEE Japan

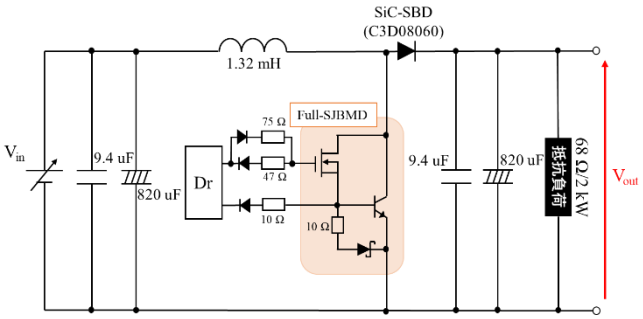


図 4 昇圧コンバータ回路図
Fig.4 The circuit of boost converter

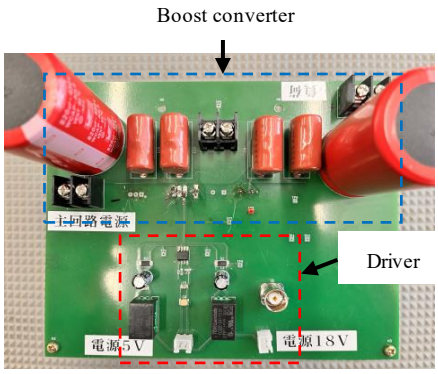


図 5 試作回路
Fig.5 Prototype boost converter

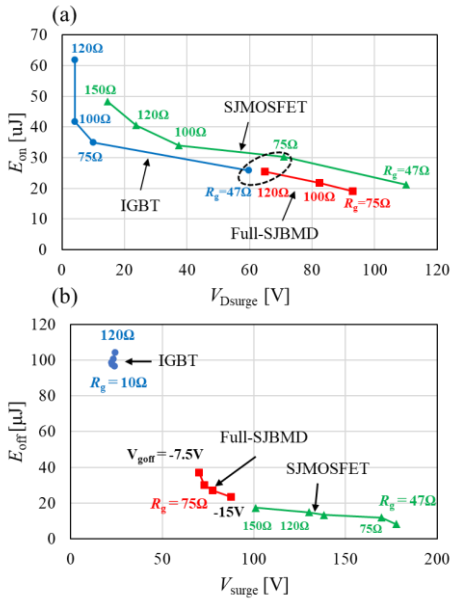


図 6(a)E_{on} と V_{Dsurge} の関係 (b)E_{off} と V_{surge} の関係
Fig6(a)E_{on} vs. V_{Dsurge} (b)E_{off} vs. V_{surge}

3. 昇圧コンバータ回路の設計と評価

作製した昇圧コンバータ回路を図 4 に示す。また，試作回路の写真を図 5 に示す。図 6 にターンオフ損失 E_{off}対トランジスタサージ電圧 V_{surge}，ターンオン損失 E_{on} 対ダイオードサージ電圧 V_{Dsurge}の特性を示す。本結果より Full-SJBMD のターンオフ性能は IGBT と SJMOSFET の中間的な性能を示す。また引き抜き電圧の負電圧 V_{goff} を増加すると E_{off}は低下する。ターンオン特性は他の 2 つと同様の性能を示す。図 7 にデューティー比 D 対出力電圧 V_{out} 及び変換効率の特性を示す。周波数 10 kHz，ゲート外付けオフ抵抗 R_{goff}=47 Ω，ゲートオン抵抗 R_{gon}=75 Ω とした。点線及び実線はそれぞれ出力電圧 V_{out}の理論値と実測値である。この図より，作製した昇圧コンバータ回路が理論通りの出力電圧を発生させており正常に動作したことを確認した。また，出力電力 644.5 W，周波数 10 kHz でデューティー比 5 %のとき効率を 99 %が得られた。

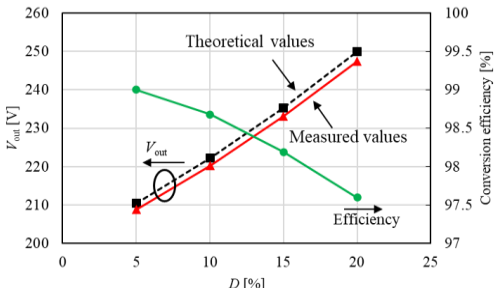


図 7. D と V_{out}および変換効率の関係
Fig.7 Output voltage and conversion efficiency

4. まとめの今後の展望

Full-SJBMD のオン特性では中電流領域で優位性があることが得られた。ターンオフ特性は他の素子と比較し中間的な特性を示し，ターンオン特性は他の素子と同程度の性能を示した。昇圧コンバータではデューティー比 5%で変換効率 99 %が得られた。今後は IGBT や SJMOSFET の変換効率を測定し，Full-SJBMD の優位性を確認する。

謝辞

本研究の遂行にあたり，貴重なご助言とご指導を賜りました日本キヤリア株式会社清水慎也様，久保田洋平様に深く感謝申し上げます。本研究の一部は科学研究費（課題番号 23K03814）の助成を受けたもので関係各位に謝意を示す。

文　献

（1） K. Yano, M. Hashimoto, N. Matsukawa, A. Matsuo, A. Mouraguchi, M. Arai, and N. Shimizu, “First demonstration of Si superjunction BJT with ultra-high current gain and low ON-resistance”, *Int. Sym. Power Semiconductor Devices and ICs*, pp.451-454, 2020.
（2） Koji Yano and Daiki Mitsui, “Potential of a Darlington Configuration using Si-SJBJT and Si-SJMOSFET as a Power-switching Device”, *IEEE Journal of Industry Applications*, Vol.14, No.6 pp.1065-1073, 2025.

©2026 IEE Japan

SiC-BGSIT カスコードデバイス搭載 ハーフブリッジインバータの試作

坂本　悠誠*、矢野　浩司、小野　哲男(山梨大学)、田中　保宣(産総研)

Prototype Half-Bridge Inverter Using SiC-BGSIT Cascodes

Yusei Sakamoto、 Koji Yano、 Tetsuo Ono (University of Yamanashi)、 Yasunori Tanaka (AIST)

１． 研究背景・目的

炭化ケイ素(SiC)は広いバンドギャップを有し、高耐圧・低損失・高温動作が可能であることから、次世代パワー半導体材料として注目されている。SiC 埋め込み静電誘導型カスコードデバイス(SiC Buried Gate Static Induction Transistor Cascode[(1)]、以下 SiC-BGSIT カスコードとする)は低いオン抵抗を有する。今回、BGSIT カスコードの基本的な電気特性基本特性評価するとともに、従来の SiC-MOSFET と比較した。更にその低オン抵抗性能を活かし、10V の低電圧駆動での BGSIT カスコード搭載ハーフブリッジインバータ回路を試作し、その性能を評価した。

2. SiC-BGSIT カスコード

Fig. 1(a)に SiC-BGSIT の構造図を示す。本構造では、ストライプ状に埋め込まれた p^+ゲート領域とその間のチャネル領域が 1 μm 以下に微細化されており、チャネル長も約 1 μm と短い。このため、SiC の高いバルク電子移動度を活かすことで、低オン抵抗化および短絡耐量の向上が可能である。一方、BGSIT 単体の特性はノーマリオン特性を有するため、Fig. 1(b)に示すように低電圧 Si MOSFET を直列に接続したカスコード接続によりノーマリオフ特性を実現している。この構成により、高電圧印加時には SiC の優れた耐圧特性を利用できるとともに、ゲート駆動においては Si MOS 界面の低い界面欠陥密度と高いキャリア移動度を活用できる。また、駆動用 MOSFET のボディーダイオードにより逆導通が可能である。

3. SiC-BGSIT カスコードの基本特性

Fig. 2 および Fig. 3 に SiC-BGSIT カスコードの室温と 150℃のときの順方向、及び逆方向の導通特性を示す。室温では、SiC-BGSIT カスコードの順導通オン抵抗は 37.5 mΩ であり、市販の 900V、36A 定格のプレーナ型の SiC-MOSFET(C3M0065090D) と市販の 650V、40A のトレンチ型の SiC-MOSFET(IMW65R048M1H) と比較して低いオン抵抗が得られた。逆導通も、ゲートゼロ電圧および正電圧の両者において同様に低いオン抵抗を示した。Fig. 4 にオン抵抗のゲート電圧依存性を示す。SiC-MOSFET は、十分低いオン抵抗にするために約 15V 以上が必要であるのに対し、BGSIT カスコードは約 7V ですでに最小のオン抵抗が得られている。これらの結果から、BGSIT カスコードは 10V での低電圧駆動が可能である。

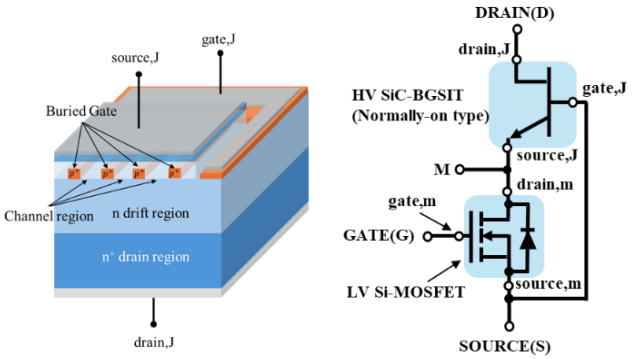


図 1 (a) SiC-BGSIT 構造図 (b)カスコード接続
Fig. 1 (a) Sturcture of SiC-BGSIT and (b) cascode configuration

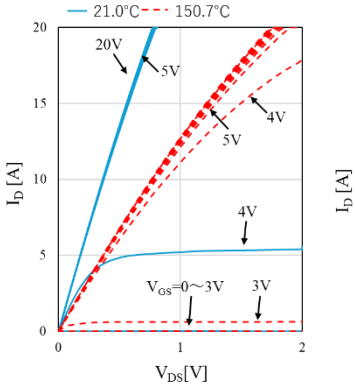


図 2 順導通特性
Fig. 2 Forward conduction characteristics

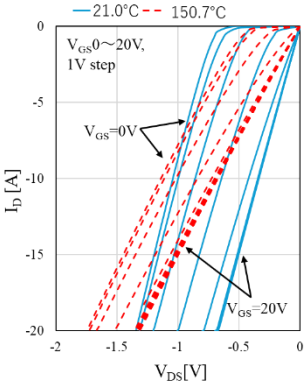


図 3 逆導通特性
Fig. 3 Reverse conduction characteristics

©2026 IEE Japan

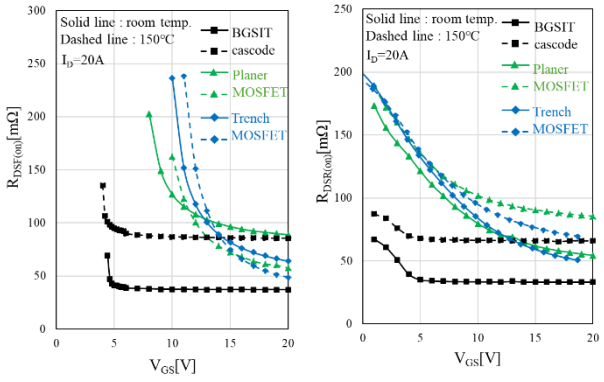


図 4 オン抵抗のゲート電圧依存性．(a)順導通 (b)逆導通
Fig. 4 Dependence of gate voltage on-resistances.
(a)Forward R_{on} and (b) reverse R_{on}.

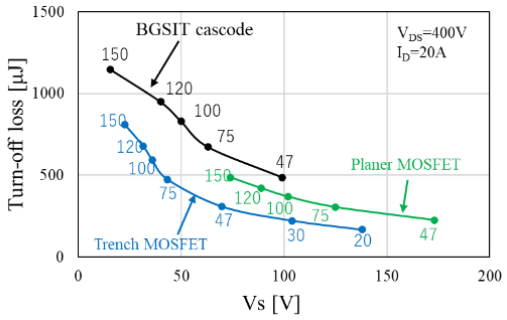


図 5 ターンオフ損失に対するサージ電圧依存性
Fig. 5 Surge voltage dependence on turn-off loss

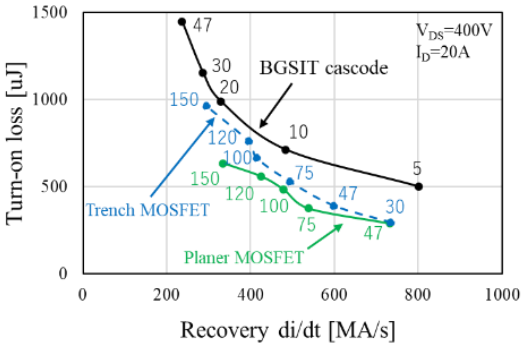


図 6 ターンオン損失に対するリカバリーdi/dt 依存性
Fig. 6 Recovery di/dt dependence for turn-on loss

4. BGSIT カスコード搭載ハーフブリッジインバータ基本特性

Fig. 5 はターンオフ時のサージ電圧 V_sのトレードオフを示す。また、Fig. 6 はリカバリー電流 di/dt のトレードオフを示す。ここで、トレードオフ曲線はゲート外付け抵抗を変化させながら描いた。これらの結果より、BGSIT カスコードのスイッチング損失は、類似定格の市販 SiC-MOSFET よりも大きいことがわかる。これは、BGSIT カスコード中の駆動用 Si-MOSFET の寄生容量が大きいことに起因する。また、上記の結果から、試作するハーフブリッジインバータで使用するゲート外付け抵抗は、ターンオフ抵抗ではサージ電圧が 150 V 以下となりかつターンオン抵抗では同程度のドレイン電圧振動の振幅となるように選定した。試作したインバータ回路の写真を Fig. 7 に示す。本回路において、BGSIT カスコードの駆動電圧は 10 V に設定している。Fig. 8 に試作したハーフブリッジインバータにおける変換効率に対する皮相電力の関係を示す。ここで BGSIT カスコードは+10/-5V の低電圧駆動とし、SiC-MOSFET では+20/-2V とした。電源電圧 400V、デッドタイム 1 μs、誘導負荷としている。変換効率は HIOKI PW8001 パワーアナライザで測定した。本結果より、キャリア周波数 5 kHz では、皮相電力が 1000 VA 以上のときにプレーナ型 SiC-MOSFET より高い変換効率が得られた。一方、キャリア周波数 20 kHz では、全ての皮相電力において SiC-MOSFET の変換効率が高い。これは、高周波動作によりスイッチング損失の影響が大きくなり、スイッチング損失の小さい SiC-MOSFET が有利となるためである。

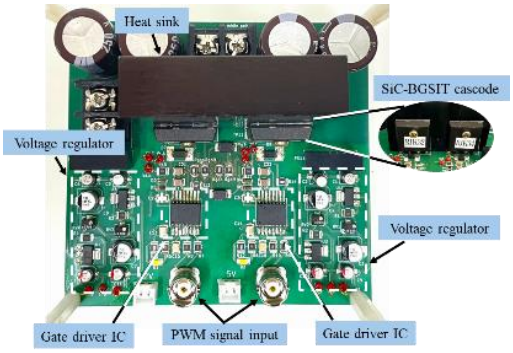


図 7 試作したハーフブリッジインバータ回路
Fig. 7 Prototype half-bridge inverter circuit

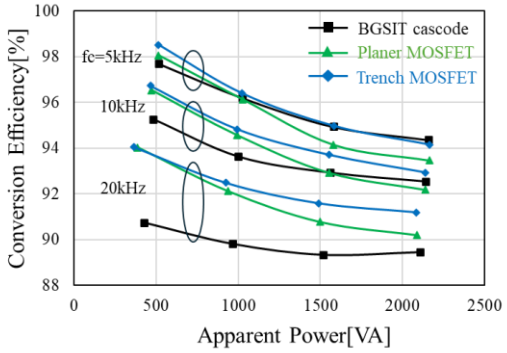


図 8 変換効率に対する皮相電力依存性
Fig. 8 Apparent power dependence on conversion efficiency

文 献

(1) K. Yano et al., *IEEE Electron Device Letters,* vol.39, No12, pp.1892～1895, 2018.

©2026 IEE Japan

WPT 技術を適用した EV・HEV 用ゲートドライバの小型化および低ノイズ化に関する検討

鈴木　慧太*，高城　直輝，遠藤　哲郎，高橋　良和（東北大学）

Study on Miniaturization and Low-Noise Gate Drivers for EVs and HEVs Using WPT Technology

Keita Suzuki, Naoki Takagi, Tetsuo Endoh, Yoshikazu Takahashi (Tohoku University)

１．まえがき

近年、EV・HEV 用インバータユニットにおいては、パワー密度の向上が強く求められている。パワーモジュール自体は SiC や GaN デバイスの採用により小型化が進んでいるが、それらを駆動するゲートドライバ基板は、絶縁電源用のトランスや信号伝送用のフォトカプラ(または絶縁ゲートドライバ IC)を必要とし、絶縁距離(沿面距離)の確保やトランスの部品高さが基板の小型・薄型化の阻害要因となっている。また、SiC や GaN デバイスの高速スイッチング(高 dV/dt)動作に伴い、ゲートドライバの浮遊容量を介したコモンモードノイズによる誤動作も課題となる。

そこで本研究では、ゲート駆動電力の伝送にワイヤレス給電(WPT: Wireless Power Transfer)技術を適用し、信号伝送に光伝送を組み合わせた「WPT ゲートドライバ」を提案する。本方式により、トランスレス化による基板の薄型化、沿面距離制約の解消によるプリント基板の小型化、および低浮遊容量化によるノイズ耐性向上を検証した結果を報告する。

２．WPT ゲートドライバの構成

＜2・1＞従来方式との比較　従来のゲートドライバ（トランス方式）は、同一基板上に 1 次側(低圧)と 2 次側(高圧)回路が混在するため、規格に基づいた沿面距離(比較に用いたトランス方式では 8mm)を平面上で確保する必要があり、これが基板面積縮小を阻害していた。提案する WPT 方式では、1 次側(送電)基板と 2 次側(受電)基板を物理的に分離し、対向配置させる構成をとる。電力伝送には基板上のコイルパターンを用いたワイヤレス給電を利用し、信号伝送には赤外 LED とフォトトランジスタを利用することで、電力・信号共に完全なワイヤレス伝送を実現する。これにより、基板上のトランスが不要となり、絶縁性能は基板間の空間距離で確保されるため、基板面上の沿面距離制約から解放される。

＜2・2＞試作回路の仕様　3 相インバータ用の WPT ゲートドライバを試作した。送電・受電基板上のコイルパターンは 8mm 角、駆動周波数は 6.78MHz とし、バックヨークとして 10mm 角のフェライトシートを配置した。伝送電力は 1 チャンネルあたり 1W(20V/50mA)設計である。試作した WPT ゲートドライバの外観を図１、回路図を図２に示す。

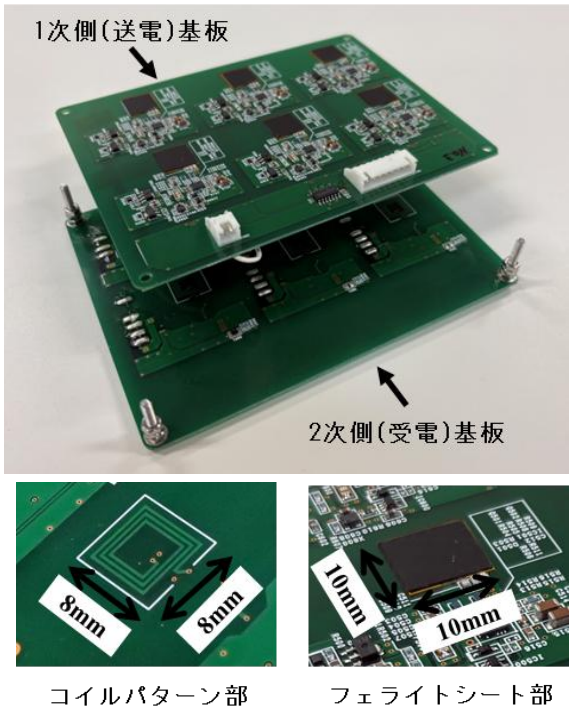


図 1 試作した 3 相インバータ用 WPT ゲートドライバ
Fig.1. Prototype WPT Gate Driver for Three-Phase Inverter

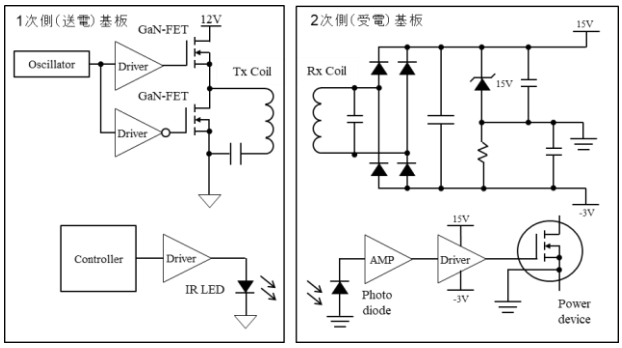


図 2 WPT ゲートドライバ回路図(1 チャンネル)
Fig.2. WPT Gate Driver Circuit Diagram (1 Channel)

©2026 IEE Japan

３．試作評価結果

試作 WPT ゲートドライバの各評価結果とトランス方式と比較したメリット・デメリットを表 1、各評価結果の詳細を 3・1～3・4 に示す。

表 1 WPT ゲートドライバの評価結果と改善効果
Table.1. Evaluation Results and Improvement Effects of the WPT Gate Driver

	トランス方式	WPT方式	メリット・デメリット
小型化 (基板サイズ)	25019mm^2	13950mm^2	**11069mm^2 削減 (44％小型化)**
薄型化 (最大部品高さ)	10mm (トランス)	2mm (ダイオード)	**8mm 削減 (80％低背化)**
絶縁耐圧	1500～ 2500Vrms (トランス、ICによる)	5000Vrms以上 (空間距離＝8mm時)	**2500Vrms 耐圧向上 (耐圧2倍)**
浮遊容量	602.2 pF	21.3 pF	**580.9pF 低減 (96.5％減)**
ノイズ耐性	400V (R_G=0Ω時正常動作電圧)	600V以上 (R_G=0Ω時正常動作電圧)	**ノイズ耐性向上**
電源効率	約70％	38.6％	**効率1/2 (約3.1W相当)**

＜3・1＞小型化・薄型化の検証　試作した WPT 方式と従来方式(トランス方式)の基板面積及び実装部品の高さの比較を行った(図３)。基板面積については 1 次側と 2 次側回路間の沿面距離が不要になったため従来方式の 25,019mm^2 に対し WPT 方式は 13,950mm^2 となり、約 44%の小型化を達成した。また、実装部品の最大高さについては、従来方式で支配的であったトランス(高さ 10mm)を排除し、最大高さを他の実装電子部品(チップダイオードやチップセラミックコンデンサなど)の 2mm に抑えることで、80%の低背化を実現した。

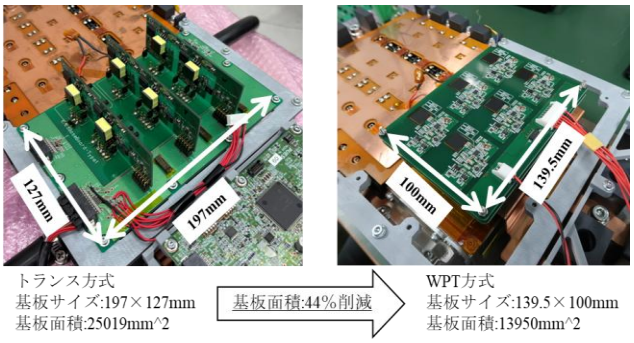


図 3 WPT 方式とトランス方式の基板サイズ比較
Fig.3. Comparison of PCB Sizes for WPT Method and Trans Method

＜3・2＞絶縁性能および浮遊容量　1 次-2 次間の絶縁耐圧試験を行った結果、従来方式では 1200Vrms 印加時に 0.233mA の漏れ電流が観測されたのに対し、WPT 方式(基板間距離 8mm)では同電圧で 0.014mA と、漏れ電流を約 94%低減できることを確認した。WPT 方式は 5000Vrms まで絶縁破壊なく動作することを確認している。また、漏れ電流から算出した結合容量(浮遊容量)は、従来方式の 602.2pF に対し、WPT 方式は 21.3pF となり、96.5%の大幅な低減を達成した。これは従来のトランスでは 1 次巻き線-2 次巻き線間の結合容量が生じるが、WPT 方式が 1 次回路-2 次回路間に物理的な空間距離を有していることから結合容量を低減できるためである。

＜3・3＞ノイズ耐性評価　ゲート抵抗 R_G を変更しながらダブルパルス試験を実施し、誤点弧(セルフターンオン)が発生する電圧閾値を比較した。従来方式では R_G=0Ω の場合、DC 電圧 500V 以上で誤点弧の兆候が見られたが、WPT 方式では 600V まで正常に動作することを確認した。浮遊容量の低減により、高 dV/dt 環境下でのノイズ耐性が向上していることが実証された。

＜3・4＞電源効率　WPT 方式の電力伝送効率は 38.6%(最大出力時)であった。トランス方式(効率約 70%)と比較して効率は低下する。これは 100kW 級インバータ全体の損失に対しては 0.1%程度の増加(約 3.1W 相当)に留まるため、システム全体への影響は軽微であると考えられるが、1 次-2 次基板間の絶縁体の追加やコイルパターンの最適化による改善を検討している。

４．結言

EV・HEV 用インバータの小型化・低ノイズ化を目的に、WPT 技術を適用したゲートドライバを開発・評価した。本方式により、従来比で基板面積 44%減、部品高さ 80%減を達成し、浮遊容量を 96.5%低減することでノイズ耐性が向上することを確認した。また、実機モータ駆動試験においても正常動作を確認している。今後は、さらなる電源効率の改善および実装構造の最適化について検討を進める。

謝辞

本研究は、文部科学省 革新的パワーエレクトロニクス創出基盤技術研究開発事業 JPJ009777 の助成 、CIES コンソーシアムのパワーエレクトロニクスプログラムの一部支援を受けたものである。

文　献

(1) K. Kusaka, K. Orikawa, J. Itoh, I. Hasegawa, K. Morita and T. Kondo: "Galvanic Isolation System with Wireless Power Transfer for Multiple Gate Driver Supplies of a Medium-voltage Inverter", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 5, No. 3, pp. 206-214 (2016).

(2) Murata Power Solutions: "5.2kVDC Isolated 1W DC-DC

©2026 IEE Japan

二次破壊防止を目的とした TypeⅡ短絡保護回路の開発

松崎　公洋*，福本　久敏（三菱電機株式会社）

Development of TypeII Short-Circuit Protection Circuit for Preventing Secondary Damage

Koyo Matsuzaki, Hisatoshi Fukumoto (Mitsubishi Electric Corporation)

１．まえがき

オフ状態にあるパワー半導体の破壊に起因する Type II/III 短絡が注目されている[1]。これらの短絡は，自アームが導通中に対向アームのオフ状態の IGBT またはダイオードが突発的に破壊することで発生するモードであり，健全素子のターンオン動作によって生じる Type I 短絡と比較して，短絡電流の変化が急峻となる。この特性により，従来の短絡保護回路では十分な保護が困難であり，結果として二次破壊を引き起こし，修繕費用の増大を招く恐れがある。

本稿では，Type II 短絡対応の保護回路を新たに開発し，その有効性を実験により検証した結果を報告する。

２．提案回路の短絡保護検証

図 1 に提案回路ブロックおよび試験回路構成を示す。提案回路は，ゲートエミッタ間電圧とコレクタエミッタ間電圧によって短絡検出し，その直後に一時的にゲート電圧を下げる信号を出力する。最後に，ソフト遮断回路によって徐々にゲート電圧を下げることで，短絡電流を遮断する。

試験は，1200V450A 定格の Si-IGBT モジュールに提案回路を取り付けて行った。自アームが定格電流となった時に，対アームのゲートエミッタ間電圧をゲート抵抗なしで-5V から 25V に変位させて TypeII 短絡を模擬している。提案回路の電圧低下は，0.3μs 間，一時的にゲート駆動回路をオフ出力することで再現している。

図 2 にソフト遮断回路のみを搭載した従来回路の実験結果を示す。短絡開始後 1μs から 1.3μs の間に短時間で破壊した。コレクタ電流ピーク後の急峻な立下りにより，コレクタエミッタ間に過電圧が生じて破壊に至ると想定される。

図 3 に提案回路の実験結果を示す。0.3μs で短絡を検知し，その後一時的に電圧を低減することで短絡電流が減少した。ピーク後の電流の立下りも緩やかで過電圧も抑制できた。以上の結果より，短絡保護が可能であることを確認した。

３．まとめ

本稿では，Type II 短絡対応の保護回路を提案し，実験により有効性を確認した。TypeII 短絡を模擬したスイッチング試験において，破壊することなく電流遮断できることを明らかにした。

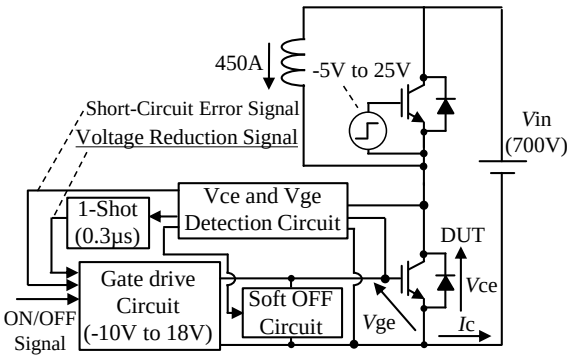


図 1 提案回路ブロックと試験回路

Fig.1 Proposed Circuit Block and Experimental Circuit

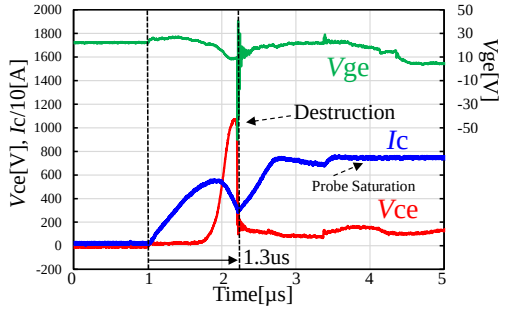


図 2 従来回路の実験結果

Fig.2 Experimental Result of Conventional Circuit

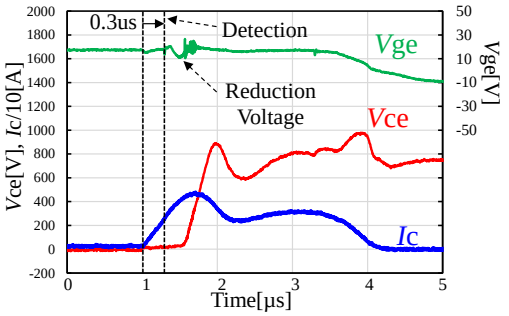


図 3 提案回路の実験結果

Fig.3 Experimental Result of Proposed Circuit

文　献

(1) Xing Liu *et al.*: IEEE Trans on Power Electronics., vol. 38, no. 1, pp.491-499, Jan. 2023

©2026 IEE Japan

電流アンバランスを抑制する アクティブゲートドライバ

的羽　直純*，七森　公碩（舞鶴工業高等専門学校）
岩田　佳孝，脇阪　伸也（豊田自動織機）

Active Gate Driver for Mitigating Current Imbalance

Naozumi Matoba, Kimihiro Nanamori (National Institute of Technology, Maizuru College)
Yoshitaka Iwata, Shinya Wakisaka (Toyota Industries Corporation)

１．まえがき

近年，小型化・高効率化の観点から，SiC-MOSFET の並列接続技術への注目が高まっている。しかし，特性の異なる MOSFET を並列化すると，電流アンバランスが生じ，電力変換器の信頼性が低下する。電流をバランスさせる手段としては，分流リアクトルの挿入があるが，この方法では高速スイッチングが困難である。そのため，従来の並列化では特性の近い MOSFET を選別して実装していた。

その他の先行研究としては，片方のデバイスのゲート信号に対し進相・遅延制御を行うことでスイッチングのタイミングを合わせる方法[1]や，ゲートにバイアス電圧を加えることで閾値電圧を等価的に合わせる方法[2]が提案されている。しかし，前者の方法では数 ns で制御可能な高性能マイコンが必要である。また，後者の方法ではゲート耐圧が原因で制御範囲が限られる。

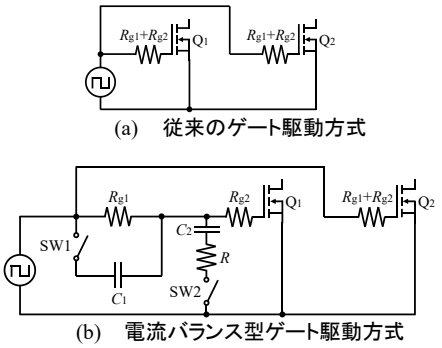
本論文では，MOSFET を並列に接続した回路において，コンデンサを用いてゲート電流を調整し，電流をバランスさせるゲートドライバを提案した。また，提案回路によって，並列に接続した閾値電圧の異なる SiC-MOSFET の電流をバランスさせられることを実証した。

２．回路構成と動作原理

図 1(a)は従来のゲート駆動回路である。Q_1 と Q_2 は並列に接続している。Q_1 と Q_2 の特性が同じとき，Q_1 と Q_2 のオンオフは同時に行うことができる。しかし，Q_1 の閾値が Q_2 よりも高いとき，ターンオンは Q_2 が先に，ターンオフは Q_1 が先に行われ，過渡電流にアンバランスが生じる。

図 1(b)は本論文で提案するゲート駆動方式の基本回路である。SW1 は Q_1 のスイッチングを加速させ，SW2 は減速させる。Q_1，Q_2 の閾値電圧の関係に対する，SW1 と SW2 の設定を表 1 に示す。

SW1，SW2 は Q_1，Q_2 のスイッチングに合わせて高速に切り替える必要はなく，事前に ON にしておくことで，電流バランスを実現できる。



(a)　従来のゲート駆動方式

(b)　電流バランス型ゲート駆動方式

図 1　基本回路
Fig.1. Circuit configuration

表 1　SW1,SW2 の設定
Table 1. SW1 and SW2 settings

	閾値電圧の関係	SW1	SW2
ターンオン	$V_{th}(Q_1)\fallingdotseq V_{th}(Q_2)$	OFF	OFF
	$V_{th}(Q_1)>V_{th}(Q_2)$	ON	OFF
	$V_{th}(Q_1)<V_{th}(Q_2)$	OFF	ON
ターンオフ	$V_{th}(Q_1)\fallingdotseq V_{th}(Q_2)$	OFF	OFF
	$V_{th}(Q_1)>V_{th}(Q_2)$	OFF	ON
	$V_{th}(Q_1)<V_{th}(Q_2)$	ON	OFF

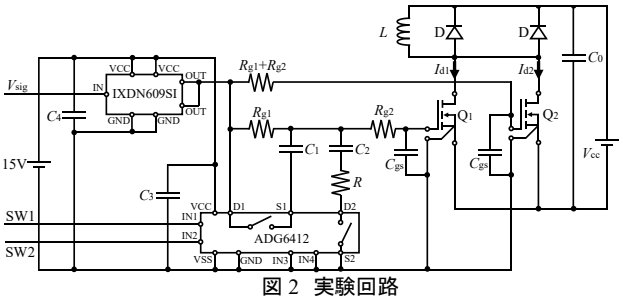


図 2　実験回路
Fig.2. setup

３．実験

＜3・1＞評価回路　　図 2 に実験回路，表 2 に回路パラメータを示す。C_1, C_2 は過渡電流差抑制に対し効果的な値を，それぞれ実験的に求めた。図 3 は今回の実験に用いた SiC-MOSFET の電流電圧特性である。実験は表 1 中の $V_{th}(Q_1)>V_{th}(Q_2)$の条件で行い，ターンオン時・ターンオフ時それぞれのドレイン電流を測定した。

©2026 IEE Japan

表２　回路パラメータ
Table 2. Circuit parameters

要素	記号	値	単位
Q_1,Q_2		SCT4018KR	
Q_1 閾値電圧	V_{th1}	5.6	V
Q_2 閾値電圧	V_{th2}	5.3	V
コンデンサ	C_1	1080	pF
	C_2	620	pF
ゲート抵抗	R_{g1}	17.2	Ω
	R_{g2}	1	Ω
	R	9	Ω
試験電圧	V_{cc}	48	V
負荷 L	L	200	μH

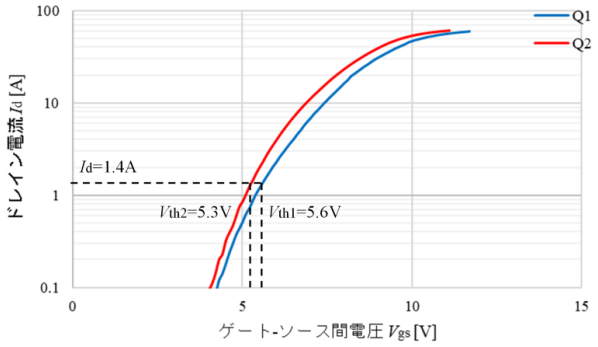
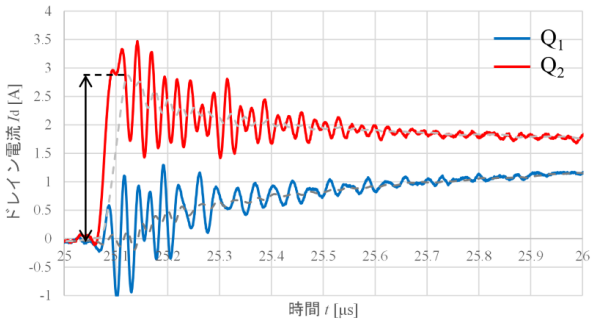
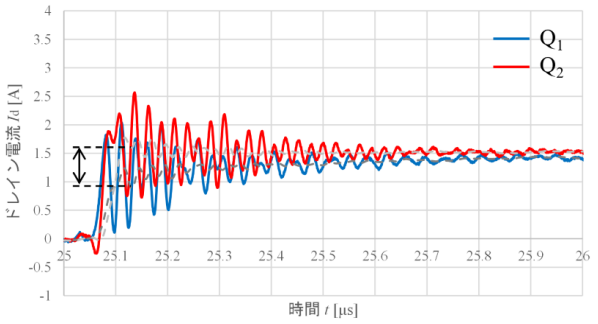


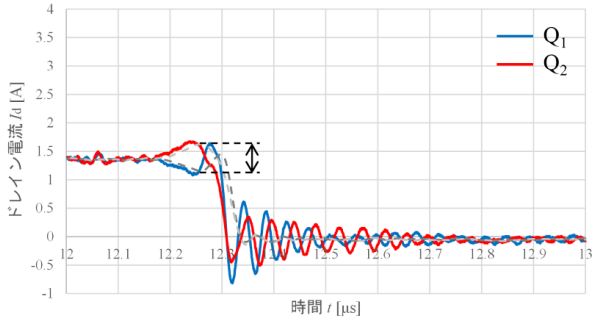
図３　SiC-MOSFET の特性
Fig.3. Characteristics of SiC-MOSFETs



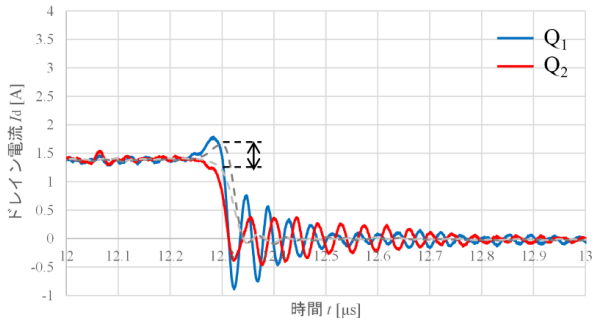
(a)　対策なし



(b)　バランス回路あり
図４　実験結果（ターンオン）
Fig.4. Experimental waveforms (Turn-on)



(a)　対策なし



(b)　バランス回路あり
図５　実験結果（ターンオフ）
Fig.5. Experimental waveforms (Turn-off)

＜3・2＞実験結果　　図 4 にターンオン波形，図 5 にターンオフ波形を示す。図 4，図 5 のドレイン電流波形について灰色の点線で示す移動平均を取り，ターンオンは図中に矢印で示す差の最大値の 90%から 10%までの区間，ターンオフは差の最大値の 10%から 90%の区間で，Q_1 のドレイン電流と Q_2 のドレイン電流で囲われた面積を求めた。対策の有無による面積を比較した結果，ターンオン時は 84.4%，ターンオフ時は 24.9%の改善が確認できた。

５．まとめ

SiC-MOSFET の特性差による過渡電流差を抑制するゲートドライバを提案した。提案回路は，並列化された閾値電圧差 0.3V の MOSFET に対し，ターンオン時は 84.4%，ターンオフ時は 24.9%の過渡電流差抑制を実現した。今後は MOSFET 間の閾値電圧に対する適切なパラメータの定式化を行う。

文　献

(1) X.Huang, F.Mu, Y.Liu, Y.Wu, and H.Sun: Asynchronous Gate Signal Driving Method for Reducing Current Imbalance of Paralleled IGBT Modules Caused by Driving Circuit Parameter Difference, IEEE Access, Vol.9, pp.86523-86534 (2021)
(2) 長谷川和也：GaN HEMT 並列時の個体差補償，電気学会産業応用部門大会，Y-25 (2023)

©2026 IEE Japan

汎用ゲートドライバと汎用マイコンを適用可能な高速スイッチングデバイス用アクティブゲート駆動システム

山口　大輝 *，佐藤　伸二，加藤　史樹（産業技術総合研究所）

Active Gate-Drive System for Fast Switching Devices Using General-Purpose Gate Drivers and Microcontrollers

Daiki Yamaguchi*, Shinji Sato and Fumiki Kato (AIST)

1. まえがき

著者らは，1 パルスアクティブゲート制御法を提案した [(1)]。これは，1 パルスの単純なアクティブゲート制御パターンで，ターンオフ時に生じるサージ電圧とスイッチング損失のトレードオフを改善する方法である。しかし，提案法を SiC MOSFET の高速スイッチング動作に適用する場合，制御のタイミングをサブナノ秒の分解能で調整する必要があり，クロック周波数が数 GHz の高価な制御器や専用のゲートドライバが必要であった。本論文では，安価な汎用部品のみで実現可能なシステム構成を提案する。

2. 提案するアクティブゲート駆動システム

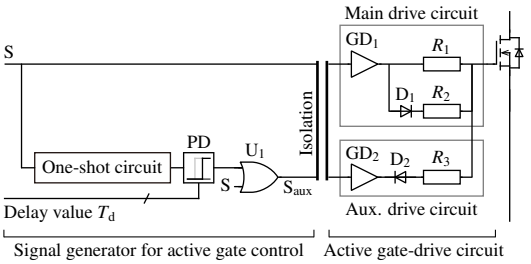
〈2･1〉 システム構成　図 1(a) に提案するアクティブゲート駆動システムの構成，図 1(b) に制御信号生成回路の実装例，表 1 に実験回路定数を示す。図 1(a) の提案システムは，提案するアクティブゲート駆動回路を信号絶縁部の 2 次側に，提案する制御信号生成回路を 1 次側に接続した構成である。図 1(b) は，信号生成回路に用いる 1 ショット回路の具体例であり，後述の回路動作が可能であれば汎用のパルス生成 IC を用いてもよい。

〈2･2〉 アクティブゲート駆動回路　提案するアクティブゲート駆動回路は，双方向に導通可能な主駆動回路と，単方向のみ導通可能な補助駆動回路から構成される。主駆動回路は一般的なゲート駆動回路と同様の構成であり，オンとオフのゲート抵抗を個別に設定するために，抵抗 R_2 と直列にダイオードを接続している。一方，補助駆動回路はドライバ GD_2 と抵抗 R_3 の間にダイオードを接続した構成で，$S_{aux} = 0$ を与えたときのみ導通する。

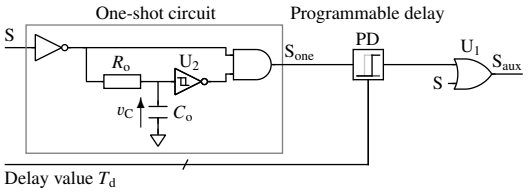
表 2 にゲート駆動回路の動作モードを示す。提案するゲート駆動回路は，オフ動作中 (S = 0) に補助駆動回路の導通状態を制御することで，等価的なゲート抵抗を

$$R_g = \begin{cases} R_1 R_3/(R_1+R_3) & \text{(OFF I)} \\ R_1 & \text{(OFF II)} \end{cases} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (1)$$

の 2 値に調整できる。一方，オン動作 (S = 1) では，補助駆動回路を常に遮断状態 ($S_{aux} = 1$) とする必要がある。これは，オン動作中に補助駆動回路が導通すると，ドライバ GD_1 から GD_2 に向かう負荷ループが形成され，数アンペア程度の定常電流が流れて回路の故障を招くためである。よって $[S, S_{aux}] = [1, 0]$ の状態は禁止モードである。



(a) System overview.



(b) Implementation example of the signal generator.

図 1　提案するアクティブゲート駆動システム

Fig. 1.　Proposed active gate-drive system.

表 1　回路定数

Table 1.　Circuit parameters.

gate resistor	R_1, R_2, R_3	85 Ω, 4.7 Ω, 1.8 Ω
gate driver	GD_1, GD_2	UCC27624, dual-channel
programmable delay line	PD	DS1124, 250 ps step size
RC circuit	R_o, C_o	2.4 kΩ, 10 pF
logic voltage	V_{CC}, V_{th}	5 V, 1.65 V
double-pulse testing circuit	C, L	970 μF, 0.13 mH

表 2　アクティブゲート駆動回路の動作モード

Table 2.　Operating mode of the active gate-drive circuit.

Mode	S	S_{aux}	Connection	Gate resistance R_g
OFF I	0	0	$R_1 \parallel R_3$	$R_1R_3/(R_1+R_3)$ (1.8 Ω)
OFF II	0	1	R_1	R_1 (85 Ω)
ON	1	1	$R_1 \parallel R_2$	$R_1R_2/(R_1+R_2)$ (4.5 Ω)
Prohibited	1	0	N/A	N/A

〈2･3〉 制御信号生成回路　図 2 に制御信号生成回路の動作波形を示す。提案する信号生成回路は，ターンオフ時に 1 パルスアクティブゲート制御のパターンを生成す

©2026 IEE Japan

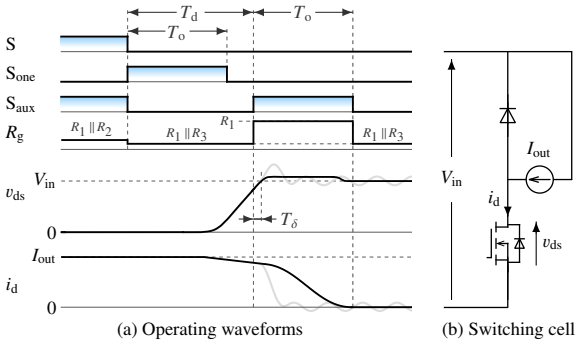


図２　制御信号生成回路の動作波形

Fig. 2.　Conceptional waveforms of the signal generator.

るもので，ゲート信号 S を入力，補助駆動回路の制御信号 S_{aux} を出力とする。まず，ゲート信号 S に立ち下がりエッジイベントが生じると，1 ショット回路がパルス幅

$$T_o = -R_o C_o \ln\left[1 - (V_{th}/V_{CC})\right] \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2)$$

の信号 S_{one} を出力する。ただし，V_{CC} と V_{th} は，それぞれ NOT ゲート U_2 のロジック電圧レベル，および閾値電圧である。次に，1 ショット信号 S_{one} は，プログラマブル・ディレイライン PD で期間 T_d の遅延が与えられる。この遅延時間 T_d は，1 パルスアクティブゲート制御法に基づいて，ドレイン・ソース間電圧が $v_{ds} = V_{in}$ に達する直前（T_δ：数ナノ秒以内）にゲート抵抗 R_g が増加するように設定する。なお，ディレイラインの出力に OR ゲート U_1 が接続されるが，これはオン動作時の禁止モードを防止するもので，オフ時のアクティブゲート制御には干渉しない。

このように，提案する信号生成回路を適用することで，ディジタル制御器での特殊な信号処理やタイミング調整が不要となる。その結果，高速スイッチング時のアクティブゲート制御のように，制御タイミング（遅延時間 T_d）の調整にサブナノ秒の分解能が要求される場合でも，制御器のクロック周波数を過度に高周波化する必要がなく，ゲート信号用の PWM タイマ，およびディレイライン設定用のバスコントローラを備えた汎用マイコンを適用できる。

3.　実験結果

図 3 に実験回路, 図 4 にターンオフ時の実験波形を示す。実験では SiC MOSFET を採用し，入力電圧を $V_{in} = 600$ V，ターンオフ時の負荷電流を $i_{out} = 45$ A とした。

図 4(a) は，ゲート抵抗が固定値の一般的なゲート駆動回路を適用した場合であり，図 1(a) の補助駆動回路を未実装として模擬した。また，ターンオフのゲート抵抗を 1.8 Ω と与え，表 2 の OFF I と等価な動作状態を再現した。ドレイン・ソース間電圧の上昇率とピーク値は，それぞれ $\mathrm{d}v_{ds}/\mathrm{d}t = 64.6$ V/ns，$\max(v_{ds}) = 745.0$ V である。

図 4(b) は，提案するアクティブゲート駆動システムを適用した場合であり，遅延時間を $T_d = 24.5$ ns と設定した。1 パルスアクティブゲート制御により，ドレイン・ソース間電圧のピーク値は 649.7 V に低減している。これは，一般的なゲート駆動回路を適用した図 4(a) の結果に比べ，電圧オーバーシュート ($\max(v_{ds}) - V_{in}$) を 66% 低減したことに相当する。一方，ドレイン・ソース間電圧の上昇率は 44.0 V/ns であり，高速なスイッチング動作を維持している。

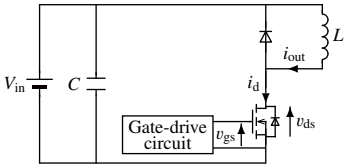


図３　ダブルパルス試験回路

Fig. 3.　Double-pulse testing circuit.

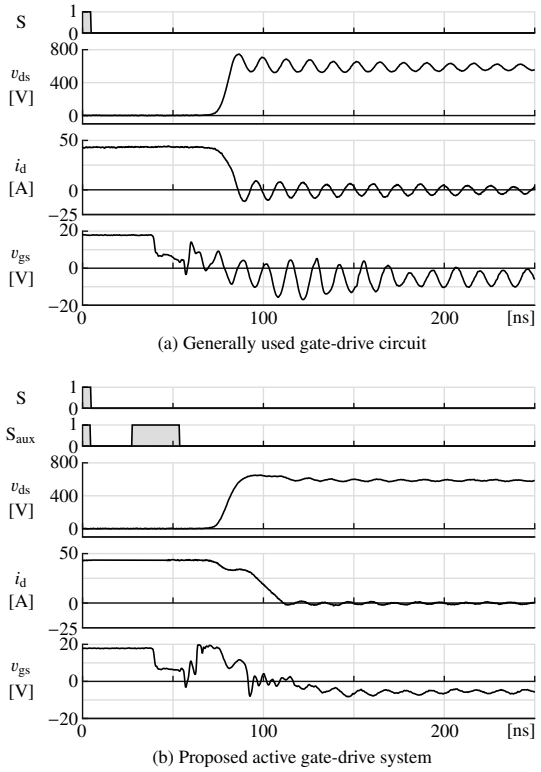


図４　実験波形

Fig. 4.　Experimental waveforms.

4.　む す び

本論文では，汎用部品で構成可能なアクティブゲート駆動システムを提案し，その動作を実験で確認した。本研究は，JSPS 科研費 JP21K14151 の助成を受けたものです。

文　献

（1） D. Yamaguchi, S. Sato, A. Yao and H. Sato, “One-Pulse Active Gate Control Method Capable of Reducing Both Surge Voltage and Switching Loss,” *ECCE 2023*, pp. 5426–5432, 2023.

©2026 IEE Japan

自動タイミング制御型デジタルゲートドライバ集積 IGBT パワーモジュール設計における エミッタ寄生インダクタンスによる影響

財前　昌平*(九州大学)，畑　勝裕（芝浦工業大学），高宮　真（東京大学），
西澤　伸一，齋藤　渉（九州大学）

Impact of Emitter Parasitic Inductance on the Design of IGBT Power Modules Integrated with The Automatic Timing Control Digital Gate Driver

Shohei Zaizen (Kyushu University), Hata Katsuhiro (Shibaura Institute of Technology), Makoto Takamiya (University of Tokyo), Shin-ichi Nishizawa, Wataru Saito (Kyushu University)

１．背景

アクティブゲート制御は、スイッチング時のゲート電圧、若しくは、電流、抵抗を変化させることにより、スイッチング損失とサージを同時に低減させることが可能である [1]。自動タイミング制御型デジタルゲートドライバ (ACD) [2]を用いた stop&go ゲート制御[3]は、スイッチング途中のゲート電流を自動で制御が可能である。そのため、異なる動作条件においても最適なスイッチング動作が得られる。ACD は、エミッタ配線の誘導起電力をフィードバックに用いてタイミング制御を行う。このため、ACD をパワーモジュールに集積する際、エミッタ配線の寄生インダクタンスによってフィードバック信号の大きさが変化する。

本報告では、寄生インダクタンスの異なる ACD 集積モジュールを試作し、寄生インダクタンとスイッチング性能改善効果が得られる制御条件の関係を調べた結果を報告する。

２．実験環境

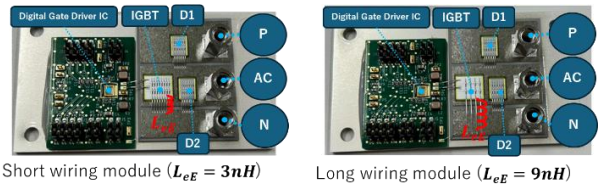
図 1 に試作した ACD 集積パワーモジュールを示す。用いたパワーデバイスは、ミネベアミツミ製 IGBT/FWD (1200V, 100A) である。IGBT のエミッタワイヤ本数と長さにより寄生インダクタンスを変化させた 2 種類のモジュールを試作した。シミュレーションにより見積られたインダクタンス L_{eE} は 3nH と 9nH である。

図 2 に実験回路を示す。ダブルパルス試験により、ターンオンスイッチング特性を評価した。ACD の制御信号は LABVIEW と PXI システムを使用して生成した。駆動方法は従来のステップ駆動と stop&go 駆動の 2 種類の条件とし、図 3 に各駆動方式のタイミングチャートを示す。ステップ駆動では一定の制御ベクトル n1 であるのに対して、stop&go 駆動では、三段階でベクトルを変化させ、サージを抑制する。n1 は 1 から 63 まで変化させ、stop&go 駆動の n2 及び n3 は n2=0、n3=63 固定した。

Stop&go 駆動におけるタイミングは、L_{eE} で発生する電圧 V_{eE} と参照電圧 V_{refL},V_{refH} との比較により決定され、本実験では、V_{refL}=V_{refH}=2.6V 一定で動作させ、サージ電流及びターンオン損失を測定し、各モジュールの比較を行った。

次に、stop&go 駆動において、n1 を固定し V_{refL} を変化させ、スイッチング性能が改善される参照電圧の L_{eE} 依存を調べた。スイッチング性能の指標には以下の目的関数 f_{OBJ} を用いた。但し、E'_{loss}は測定した損失の正規化量、I'_{surge}は測定したサージ電流の正規化量である。

$$f_{OBJ} = \sqrt{{E'_{loss}}^2 + {I'_{surge}}^2}$$



Short wiring module (L_{eE} = 3nH)　Long wiring module (L_{eE} = 9nH)

図 1　寄生インダクタンスが異なる ACD 集積モジュール

Fig. 1 ACD integration modules with various L_{eE}

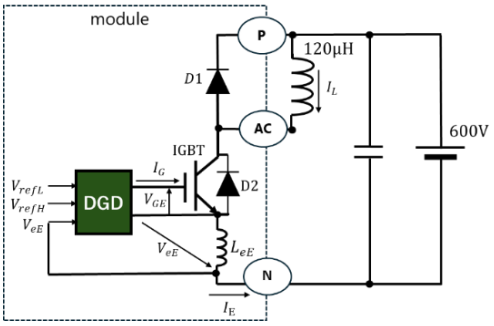


図 2　スイッチング特性評価回路

Fig.2 Experimental circuit for switching characteristics

©2026 IEE Japan

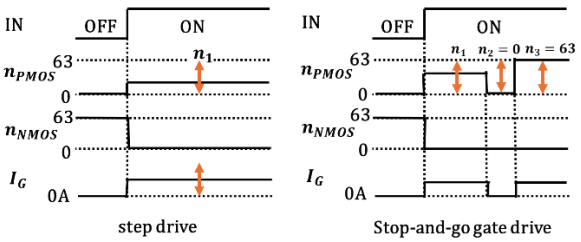


図３　ターンオンにおけるタイミングチャート

Fig.3 Timing chart for turn-on switching

３．　測定結果

図 4 に、測定したターンオン損失とサージ電流のトレードオフ特性を示す。いずれにおいても stop&go 駆動によりトレードオフは改善された。加えて、stop&go 駆動による改善効果は、駆動力 n1 に依存する。

短ワイヤと長ワイヤの結果を比較すると、短ワイヤのトレードオフカーブが全体的に長ワイヤのトレードオフカーブよりわずかに右上に位置している。ステップ駆動と stop&go 駆動のいずれにおいても同等にシフトしていることから、パワーデバイスチップの性能ばらつきによるものと考えられ、適切なV_{refL}の条件下では stop&go 駆動による改善効果は L_{eE} に依存しない。

図 5 に各モジュールの目的関数の参照電圧依存性を示す。橙色と水色の直線は各モジュールのステップ駆動において、トレードオフ特性が最も改善された目的関数の最小値を示しており、ほぼ同等である。stop&go 駆動において、目的関数が最小になる参照電圧は、いずれのモジュールにおいても 2.6V であった。これは ACD におけるコンパレータの感度が電源電圧 5V の 1/2（2.5V）程度で最大になることに起因している。

そして、参照電圧が小さ過ぎると、コンパレータが動作せず(n2 に切り替わらず)にステップ駆動となり、参照電圧が大き過ぎると、n2 に切り替わらずにステップ駆動と同様な動作になってしまう。このため、適切な参照電圧が設定されている範囲において、トレードオフは改善（目的関数は低減）される。

発生するV_{eE}は L_{eE} と電流変化 dI_e/dt の積で決まり、長ワイヤモジュールより短ワイヤモジュールの方が V_{eE} は小さくなる。このため、トレードオフの改善効果が得られる最大の V_{ref}は、長ワイヤモジュールより短ワイヤモジュールの方が小さくなり、長ワイヤの方がトレードオフ改善に有効なV_{refL}の範囲が広いことが示された。

４．　まとめ

本研究では、ACD を集積したパワーモジュール試作し、モジュール設計パラメータである寄生インダクタンス L_{eE} のトレードオフ改善効果の影響について調べた。寄生インダクタンスの大小に関わらず、stop&go 駆動を用いることで従来のステップ駆動よりもトレードオフ特性が改善されることを確認した。この改善効果の大きさについては、適切な条件下であれば配線長による有意な差はほとんど見られなかった。

一方で、制御が有効となる参照電圧の範囲についてはインダクタンスの影響が確認された。インダクタンスが大きい長ワイヤの方がフィードバック電圧を十分に確保しやすいため、短ワイヤに比べてより広い電圧範囲で効果的な制御が可能であることが明らかになった。

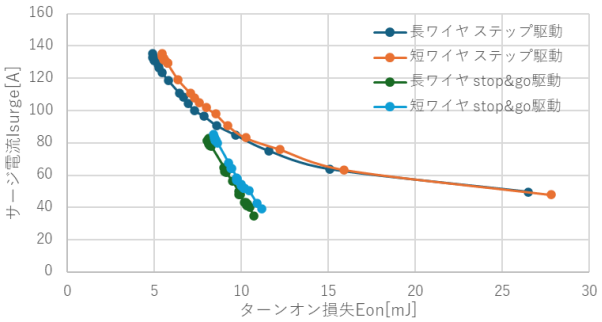


図４　ターンオントレードオフ特性

Fig.4 Turn-on trade-off characteristics

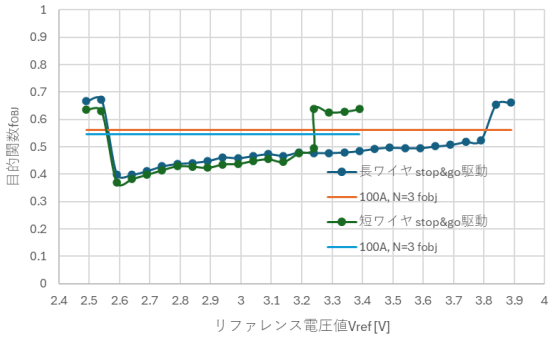


図５　目的関数の参照電圧依存

Fig. 5 Dependence of objective function on V_{refL}

謝　辞

本研究の一部は，NEDO プロジェクト（課題番号 JPNP21009）の支援を受けた成果である。

文　献

(1) Jochen Henn et al, IEEE, Vol.37, No.3, 3484~3503, (2022).

(2) Dibo Zhang et al, IEEE, 1225~1231, (2023).

(3) Toru Sai et al, IEEE, 3096~3101, (2020)

©2026 IEE Japan

SiC MOSFET への入力容量可変型 アクティブゲートドライバ適用の実機検証

小林　聖矢*，前川　佐理（明治大学），谷口　峻　，Ahmed Salman（Astemo）

Experimental Verification of a Variable-Input-Capacitance Active Gate Driver for SiC MOSFETs

Seiya Kobayashi, Sari Maekawa (Meiji University), Shun Taniguchi, Salman Ahmed (Astemo)

１．はじめに

EV 向けモータドライブシステムにおいて，受動部品小型化の観点から高周波化が，充電時間短縮や高出力化の観点から高電圧化が，それぞれ進んでいる(1)。これらにより，電力変換器が引き起こす電磁障害（Electromagnetic interference: EMI）の対策がますます重要となっている。

一般的な EMI の抑制手法として，フィルタの実装がある。しかし，EMI フィルタは受動部品から構成されるため，占有体積を有する。そこで，EMI の発生自体を抑制する手法が検討されている。その一つに，スイッチング期間中にパワー半導体デバイスの駆動力を制御するアクティブゲートドライバ（Active gate driver: AGD）がある。AGD は，EMI とスイッチング損を両立して削減する。AGD の一種として，パワー半導体デバイスのゲートソース間に並列にコンデンサを追加することで駆動力を低減させる，入力容量可変型 AGD が提案されている。先行研究では，IGBT に適用した際の効果が確認された。筆者らは，これを SiC MOSFET に適用することを検討している(2)。サージ電圧とスイッチング損のトレードオフ改善が可能なことをシミュレーションにより確認したが，数 ns 単位での制御が求められることから実装に向けては SiC MOSFET に適した設計が必要となる。

そこで本稿では，SiC MOSFET 駆動に適した入力容量可変型 AGD を設計し，これをハーフブリッジモジュールに適用した際の実験結果を報告する。

２．入力容量可変型アクティブゲートドライバの原理

入力容量可変型アクティブゲートドライバの構成を Fig. 1 に示す。AGD は，主素子のゲートソース間に並列に挿入される補助コンデンサ C_{on}, C_{off} と，それらの接続・切断を行う補助スイッチ Q_{on}, Q_{off} で構成され，二つの変数 t_d, t_{out} を用いて C_{on}, C_{off} の接続タイミングを変える。R_{ch}, R_{dch} は，それぞれ C_{off}, C_{on} の充放電用の抵抗であり，R_{as} は誤作動防止用の抵抗である。Fig. 2 に，スイッチングのタイミングチャートを示す。V_{swon}, V_{swoff} はそれぞれ Q_{on}, Q_{off} 駆動用の信号である。Fig. 2 において，t_1~t_3, t_6~t_8 の期間にサージ電流・電圧がそれぞれ生じる。そのタイミングに合わせ，Q_{on}, Q_{off} をそれぞれ V_{in} の立ち上がり，立ち下がりから t_d 経過後にオンし，さらに t_{out} 経過したらオフする。Q_{on} がオンしている際のゲートソース間容量は $C_{gs}' = C_{gs}+C_{on}$ となり，C_{gs} から増加する。ターンオフ側も同様である。容量が増加することで，ターンオン時のサージ電流，ターンオフ時のサージ電圧を抑制できる。C_{on}, C_{off} はそれぞれ R_{dch}, R_{ch} を介して MOSFET のゲートドライバ出力に接続されており，前者はターンオフ期間中に放電，後者はターンオン期間中に放電される。

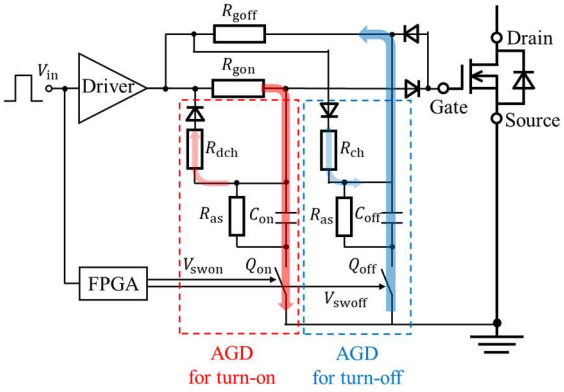


Fig. 1. Configuration of a variable-input-capacitance AGD

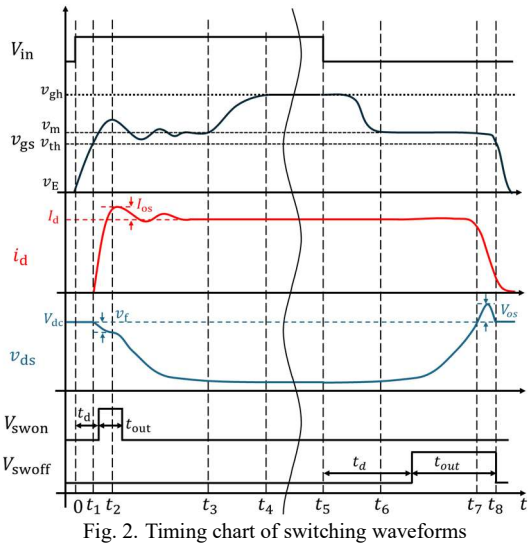


Fig. 2. Timing chart of switching waveforms

©2026 IEE Japan



Fig. 3. Appearance of the AGD board.

Table 2. Circuit parameters in the half-bridge module.

Item	Value
Maximum drain-source voltage: $V_{ds(max)}$	1200 V
Gate threshold voltage: $V_{gs(th)}$	4.3 V
Internal gate resistor: R_{g_int}	7.5 Ω
Gate-to-source capacitance: C_{gs}	1346 pF
Gate-to-drain capacitance: C_{gd}	60 pF
Drain-to-source capacitance: C_{ds}	4 pF

3. SiC モジュールによる実機結果

本稿では，提案する入力容量可変型 AGD の基板を設計し，それを SiC MOSFET ハーフブリッジモジュール (FF55MR12W1M1H_B70, Infineon)へ適用しダブルパルス試験を行った。サージ電圧・電流は EMI と相関があることから，本実験ではこれらを EMI の指標とした。Fig. 3 に基板の外観および，各素子の値を示す。各抵抗は，値を簡単に変えられるよう IC ソケットに挿入して実装した。ただし，補助コンデンサは表面実装品を用いた。これは，リード線の寄生インダクタンスにより，AGD の効果が低減することを避けるためである。ハーフブリッジのパラメータは Table 2 に示す。実験条件は，電源電圧 100 V，負荷電流 5 A である。本稿では，AGD を用いた際と従来のゲートドライバ(CGD)を用いた際のターンオフ特性を比較して示す。

AGD と CGD におけるドレインソース電圧波形を Fig. 4 に示す。赤線は最も良好な結果であった(t_d, t_{out})=(20 ns, 50 ns)とした際の AGD，黒線，緑線，青線はそれぞれ R_g を 1, 100, 220 Ω とした際の CGD の波形である。なお，波形は立ち上がり開始時刻を揃えてある。サージ電圧に着目すると，CGD(1Ω)が 23.6 V であるのに対し，CGD(100Ω), CGD(220Ω)はそれぞれ 14.4 V，11.1 V へと減少している。一方，立ち上がり時間は 8.8 ns から 39.6 ns, 72.8 ns へと増加している。AGD は，サージ電圧 14.2 V，立ち上がり時間 17.8 ns であり，CGD (100Ω)と同等のサージ電圧でありながら，立ち上がり時間を CGD (100Ω)の半分以下に短縮している。よって，スイッチング損失も削減されていると考えられる。

Fig. 5 に，ターンオフ損失 E_{off} とサージ電圧 V_{os} のトレードオフ特性を示す。E_{off} はオシロスコープで得られたドレインソース電圧 V_{ds}・ドレイン電流 i_d の積を，V_{ds} が電源電圧の 10%に達した時刻から i_d が指令値の 10%に達した時刻まで積分した値であり，V_{os} は V_{ds} の最大値と電源電圧の差分である。CGD は，R_g を 1 Ω から 220 Ω まで変えた際の結果をプロットしている。ゲート抵抗が小さいほど損失は小さく，逆にゲート抵抗が大きいほどサージ電圧は小さくなっており，トレードオフの関係となっている。この CGD の曲線に対し，AGD のプロットが左下にくればトレードオフを改善できたことになる。AGD は，接続タイミング t_d, t_{out} を変えた際の結果をプロットしている。(t_d, t_{out})=(20 ns, 50 ns)で V_{os} = 14.2 V, E_{off} = 14.9 μJ となり，サージ電圧とスイッチング損失を両立して削減できている。t_{out} を維持したまま t_d を 100 ns に伸ばすと，E_{off} は 19%減少しているが，V_{os} が 80%増加してしまっている。逆に t_d を維持したまま t_{out} を 200 ns に伸ばすと，V_{os} は約 4%減少しているが，E_{off} が約 5%増加してしまっている。

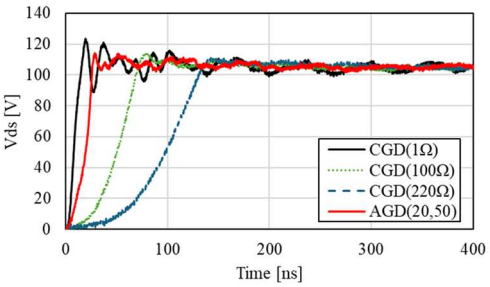


Fig. 4. Comparison of waveforms of drain-source voltage during turn-off between CGD and AGD.

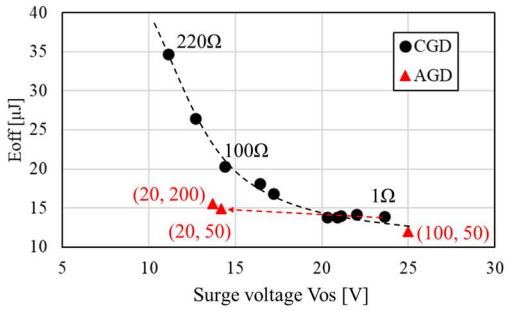


Fig. 5. Comparison of V_{os}-E_{off} characteristics for CGD and AGD.

4. まとめ

本稿では，入力容量可変型 AGD を SiC MOSFET に適用した際の結果を示した。検証の結果，SiC MOSFET に対しても，提案型 AGD はトレードオフ改善が可能なことを確認できた。今後は，各素子の最適値の探索を行う。

文　献

(1) 畑中歩，徳山健，楠川順平，関健史，大島謙二：「車載用インバータの高電圧・高パワー密度化技術」，自動車技術会論文集，Vol.51, No.6, pp. 1050-1055 (2020)
(2) 小林聖矢・前川佐理・谷口峻・Ahmed Salman:「SiC-MOSFET への入力容量可変型アクティブゲートドライバ適用の基礎検討」，SPC/MD 合同研究会，SPC-25-160, pp.1-6 (2025)

©2026 IEE Japan

電流駆動型アクティブゲート駆動による SiC-MOSFET のスイッチング特性改善に関する検討

濵田　友悠祐*，小原　秀嶺（横浜国立大学）

A Study on Improvement of Switching Characteristics of SiC-MOSFETs by a Current-Fed Active Gate Drive

Yusuke Hamada* and Hidemine Obara (Yokohama National University)

１．まえがき

高回転モータは，システムの高パワー密度化を実現する技術として期待されているが，モータ電流の基本波周波数が高く，インダクタンスが小さくなる傾向にあることから，モータの電流リプルを低減するためにスイッチング周波数を通常よりも高くする必要があり，スイッチング損失の増大が懸念される。本稿では，高回転モータ駆動インバータへアクティブゲート駆動（AGD）制御を適用することで損失増大の抑制効果を検討した。電流駆動型アクティブゲート駆動におけるプリチャージ期間に着目し，ダブルパルス試験によりスイッチング特性への影響を検討するとともに，設計指針の検討を行った。

２．高回転モータ駆動インバータへの AGD 適用

高回転モータ駆動インバータに AGD を適用することにより，スイッチング損失を低減することが期待されるが，デジタル AGD は，FPGA 等のデジタルコントローラを用いて高速に動作するため，高スイッチング周波数に対応するためには処理時間等の制約が生じる。AGD として，複数並列の CMOS ドライバで構成される IC を使用することを考えると，CMOS ドライバのオン数を変更する周期が制約となり，スイッチング中に多くの時間スロットに亘ってゲート駆動力を変更することは難しいと考えられる(1)。

本研究では，ゲート駆動パターンを高速に切り替えるのではなく，モータ電流の基本波 1 周期をベースとした AGD 制御を検討している(2)。本稿では，市販の AGD IC の中から Infineon 社 6EDL7141 の使用を検討した。本 IC は，図 1 のようにターンオン/オフ時のゲート電流とその時間を 2 つの時間スロットに亘って変更することが可能である。各スロットの時間幅やゲート電流値などのゲート駆動パターンは，SPI 通信により書き換えが可能である。

３．電流駆動型アクティブゲートドライバ

AGD 方式として，電圧可変型，電流可変型，抵抗可変型の 3 つが主に考えられるが，本 IC は電流可変型であり，電流源的な動作となる。電流駆動型ゲートドライブでは，ゲート電流値を任意の値に制御することができるため(3)，ゲートプリチャージ期間における電荷量の算出が電圧駆動型 AGD に比べて容易である。

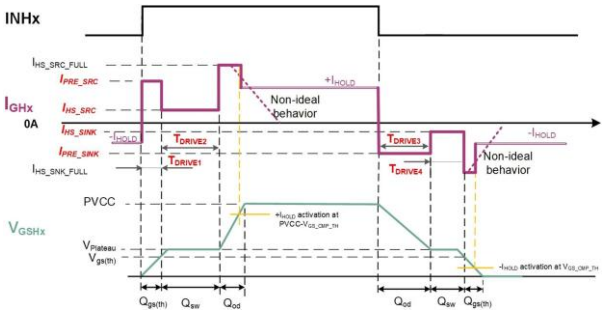


図 1　AGD IC（Infineon 社 6EDL7141）の制御自由度

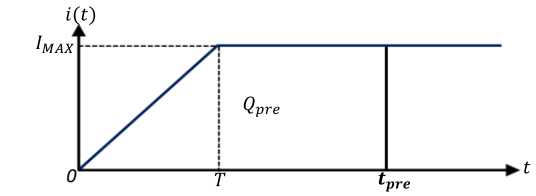
４．プリチャージ期間の検討

AGD でターンオン波形を制御する際，ゲートしきい値電圧付近やミラー期間付近はゲート電圧により主端子電圧が敏感に変化する動作領域であるが，そのようなゲート電圧に達する前の期間は，ターンオン遅延時間を短くするため速やかにプリチャージを行うことが望ましい(4)。電流駆動型ゲートドライバのゲート電流は，図 2 (a)のような波形に制御される。図 2(b)に，使用した AGD IC の最大電流である 1500 mA に設定した際のターンオン時のゲート電流実測波形を示す。プリチャージ期間は(1)式で算出することができ，ゲート電流の立ち上がり勾配が分かれば，データシート記載のゲートチャージ特性を用いてプリチャージ期間の理論値を算出できることが分かる。

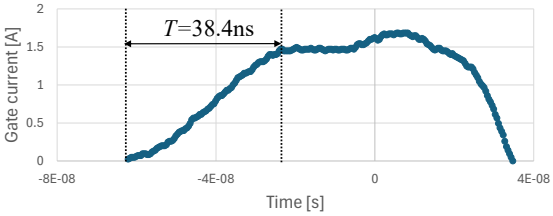
$$Q_{pre} = \frac{1}{2}TI_{MAX} + (t_{pre} - T)I_{MAX} \qquad (1)$$

ミラー期間に対応するゲート電荷量 Q_{pre}は，ゲートチャージ特性においてミラー期間前後で傾きが変化する 2 点のゲート電荷量とゲート電圧値の積の和で求められる。本実験では，パワーデバイスとして 6 in 1 モジュールである FS28MR12W1M1H_B11 EasyPACK™ module を使用する。本

©2026 IEE Japan



（a）想定される理想波形



（b）実測波形

図 2　電流駆動型ゲートドライバのゲート電流波形

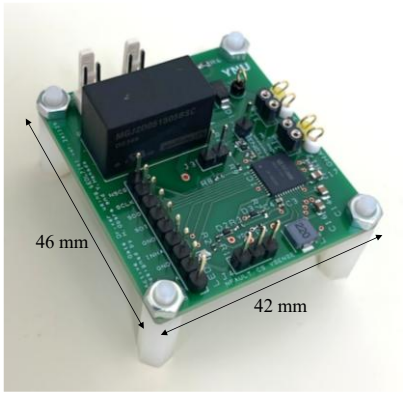


図 3　電流駆動型 AGD 6EDL7141 を用いた試作回路

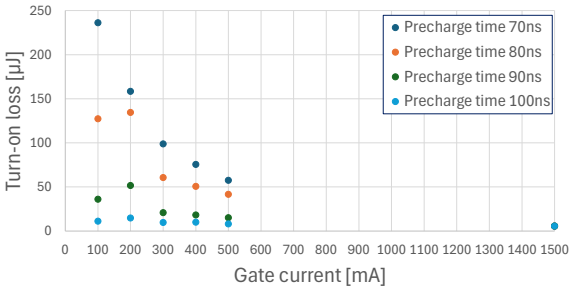
表 1　AGD の各スロットの設定値

1 スロット目		2 スロット目	
時間 [ns]	電流 [mA]	時間 [ns]	電流 [mA]
70, 80, 90, 100	1500	2550	100, 200, 300, 400, 500

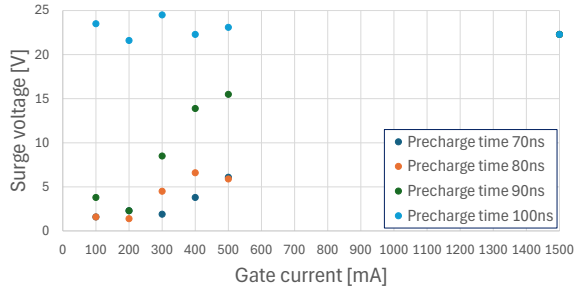
デバイスの特性から（1）式によりプリチャージ電荷量を計算すると，ミラー期間開始時 81.8 nC，終了時 121 nC となる。T=38.4 ns，I_{MAX} = 1.5 A の条件では，プリチャージ時間 t_{pre} はそれぞれ 73.73 ns，99.87 ns と算定された。

５. ダブルパルス試験結果

図 3 の回路を用いた降圧チョッパ回路にてダブルパルス試験を行い，動作特性を検証した。入力直流電圧 100 V，デバイス電流 10 A とし，IC の仕様に基づき，プリチャージ期間（1 スロット目）を 10 ns ステップで 70~100 ns まで変化させ，スイッチング損失およびサージ電圧を測定した。各条件における駆動パラメータの詳細を表 1 に，測定結果を図



（a）スイッチング損失



（b）サージ電圧

図 4　ターンオン損失とサージ電圧の実測結果

4 に示す。図 4 のプリチャージ期間 80 ns 時に，2 スロット目の駆動力調整により損失とサージ電圧のトレードオフが改善されるポイントが確認された。この値は算出した理論値 73.73~99.87 ns の範囲内である。また，この理論値を超えて長いプリチャージ期間を設定した場合には，プリチャージ期間中に既にスイッチングが完了してしまい，AGD 制御が適用できないことも確認できた。

６. まとめ

本稿では，電流駆動型ゲートドライバにおけるプリチャージ期間の設計指針と損失とサージ電圧を低減する AGD パターンについて検討した。

謝辞

本研究は，自動車用動力伝達技術研究組合（TRAMI）の委託/共同研究により実施したものである。

文　献

(1) T. Sai, et, al., “Robust Gate Driving Vectors to Load Current and Temperature Variations for Digital Gate Drivers”, IEEE IFEEC 2019, 2019-12.
(2) 豊田知紘ほか：「スルーレート制御アクティブゲート駆動を用いたインバータのサージ電圧と損失の低減に関する検討」，令和 6 年電気学会全国大会, 4-010 (2024)
(3) Handong Gui, et, al., “Current Source Gate Drive to Reduce Switching Loss for SiC MOSFETs”, IEEE APEC 2019, , pp. 972-978, 2019.
(4) 伊藤正悟ほか：「スルーレート制御アクティブゲート駆動を用いた広電流範囲にわたる SiC-MOSFET ターンオン損失低減の検討」，電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会，PE-21-033/PSE-21-046/SPC-21-085 (2021)

©2026 IEE Japan

モータシステムのパワーデバイス故障予測診断

會澤　敏満*，浅野　颯太，高木　隆志（東芝）

Predict failures in power devices of motor systems

Toshimitsu Aizawa, Sota Asano, Takashi Takagi (Toshiba, Ltd)

１．まえがき

モータ・インバータの突発的な故障によるモータシステムの稼働率低下は、設備の信頼性を著しく低下させる要因である。これを解消するためには、故障(劣化)を事前に予測し、メンテナンス時期を適正化することで、保守費用の削減と計画外停止の回避による安定稼働を実現する「予知保全」が求められている。モータシステムに搭載されたインバータのパワーデバイスを対象に、センサを追加することなく低コストな故障予測診断技術を開発した。

２．開発技術

パワーデバイスは長期使用により接合部の半田やボンディングワイヤが劣化し、オン電圧が上昇することが知られている[(1)]。オン電圧の測定により、劣化診断することは可能であるが、センサの追加が必要であり、コスト増につながる。そこで、モータシステムに搭載されている電流センサを流用し、テスト通電時の電流からオン電圧の変化を推定する技術を開発した。

図 1 に概要を示す。一定電圧を印加した際に流れる電流を検出し、その変化からパワーデバイスの劣化状態を推定する。電流値の変化はオン電圧の変化に対応しており、これを利用することでセンサを追加することなく劣化診断が可能となる点が特長である。

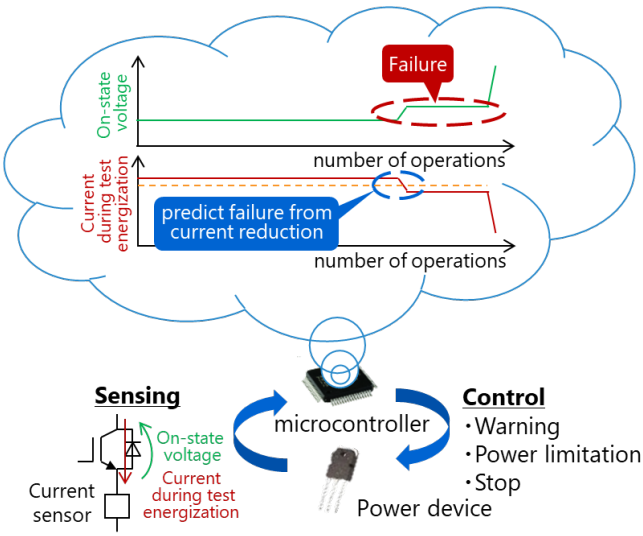


図 1 開発技術の概要

Fig. 1. Overview of the developed technology

３．実機検証

検証にはディスクリート IGBT を搭載した試作インバータを用い、パワーサイクル試験を実施した。検証時間短縮のため、図 2 に示すように、恒温槽内で試作インバータの温度管理をした。

図 3 に、パワーサイクル試験により、パワーデバイスを劣化させた際のテスト通電時の電流変化を示す。この結果から、オン電圧を直接測定することなく、パワーデバイスの劣化状態を把握する本技術の有効性を実証できた。

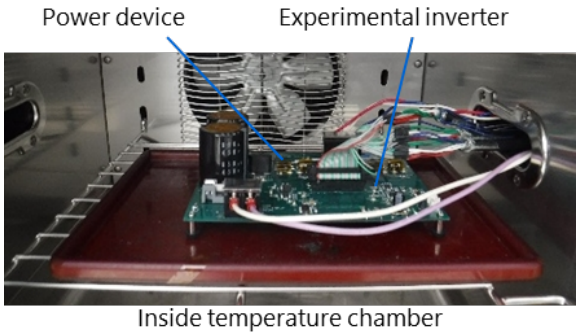


図 2 パワーサイクル試験の様子

Fig. 2. View of the power cycling test

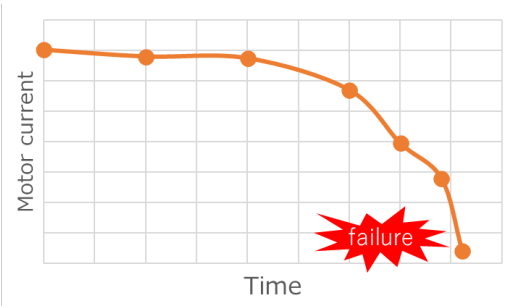


図 3 テスト通電時の電流変化

Fig. 3. Current change when test voltage is applied

４．まとめ

モータシステムに搭載されている電流センサを流用し、パワーデバイスの劣化を検出する低コストな故障予測診断技術を開発した。本技術はオン電圧を直接測定する必要がないため、パワーモジュールにも適用可能である。

文　献

(1)比嘉、林、滝口:明電時報 380 号 No.3 p.13-17 (2023)

©2026 IEE Japan

ゲート信号に同期した電圧・電流検出による IGBT モジュールのボンディングワイヤ劣化診断

松下　晃久*，児山　裕史(株式会社　東芝)

Bonding Wire Degradation Diagnosis of IGBT Modules
Using Voltage and Current Detection Synchronized with the Gate Signal

Akihisa Matsushita, Yushi Koyama (Toshiba Corporation)

１．まえがき

パワーモジュールはボンディングワイヤ接合部やはんだが劣化することが知られている。これに対して、実運用中に状態監視して、寿命予測や劣化診断するための研究開発が行われている[1]。これらの診断では、通常の運転中に素子の電流や電圧を検出する必要があるが、スイッチングノイズの課題がある。本稿では、ゲート信号に同期して素子電圧・電流を検出し、ボンディングワイヤ接合部の剥離を検出可能なことを確認できたので、その結果を報告する。

２．素子電圧・電流検出手法

提案する劣化診断システムを図 1 に示す。提案システムはセンサー部 (Sensing Board) とデータ蓄積装置 (Data Storage) に分かれている。センサー部には、素子電圧 (コレクタ-エミッタ間電圧)、AC 電流、ゲート信号、パワーモジュールのサーミスタ (NTC) 出力が入力されている。これらの信号はゲート信号に同期して、A/D 回路で取り込まれる。A/D 回路で取り込むタイミングはゲート信号がオンになってから、一定時間後となっており、スイッチングノイズを避けることを可能としている。また、素子電圧、AC 電流、サーミスタ温度を同時に取得し、蓄積装置に保存しているため、出力特性の変化などの分析も可能である。

３．劣化模擬モジュールによる計測結果

1200V-600A-2in1 IGBT パワーモジュールを用いて、提案劣化診断システムでボンディングワイヤ接合部の剥離を検出できるか評価した。

ボンディングワイヤ接合部の剥離を模擬するため、パワーモジュールを開封し、1 チップ内の 1 セルおよび 2 セルを切り離すようにボンディングワイヤを切断した。カーブトレーサーで静特性を室温下で測定し、250 A でボンディングワイヤカット無しに対して、1 セルカットで 2.6%、2 セルカットで 5.8%、オン電圧が上昇することを確認した。

劣化模擬モジュールを用いて、2 レベル 3 相インバータを構築し、連続通電し劣化診断システムでデータ取得を行った。直流電圧は 540 V、出力電流は 240 Arms、スイッチング周波数は 8 kHz とした。取得した結果から、モジュール温度が同一の条件におけるデータを抽出し、出力特性を評価した結果が図 2 である。250 A におけるオン電圧を評価すると、ボンディングワイヤカット無しに対して、1 セルカットで 2.5%、2 セルカットで 6.7%の上昇を確認できた。事前の計測結果と同程度の変化であり、オン電圧の変化を検出できていることを確認できた。この結果から、提案劣化診断システムでボンディングワイヤ接合部の剥離を検出可能であることを検証できた。

４．まとめ

ゲート信号と同期して素子電圧、電流から劣化を検出する手法を提案し、オン電圧の変化を評価することで、ボンディングワイヤ接合部の剥離が検出できることを実証できた。今後、はんだ劣化などについても、検証を進めていく。

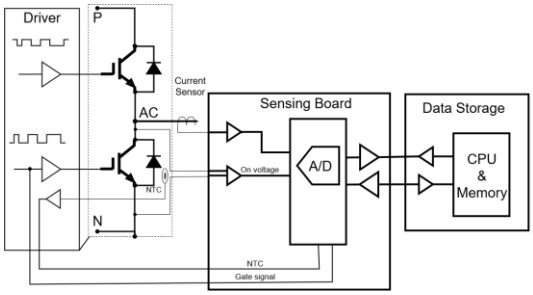


図 1 劣化診断システム

Fig.1 System for Degradation Diagnosis

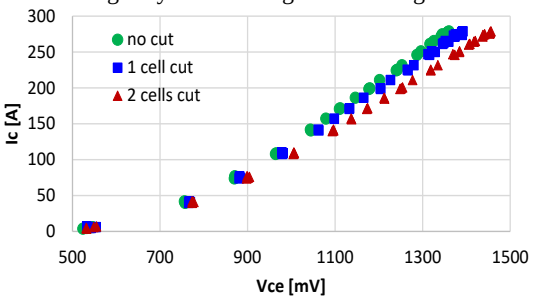


図 2 セルカット時の出力特性

Fig. 2 Output characteristics under cell cut condition

文　献

(1) Karol Rendek et al., “Implementing module health monitoring in EV traction inverters”, PP279, PCIM, 2024.

©2026 IEE Japan

酸化ガリウム製ショットキーバリアダイオードの劣化診断を目的とした機械学習モデルの構築

辻 大士 *，今 弘喜，原田 徹郎，趙 孟佑，佐藤 宣夫 (千葉工業大学)

Machine Learning-Based Degradation Diagnosis of Gallium Oxide Schottky Barrier Diodes

Tsuji Taishi Tsuji, Kon Hiroki, Harada Tetsuro, Cho Mengu, Satoh Nobuo (Chiba Ins. of Tech.)

1. 研究背景と目的

近年，ワイドバンドギャップ半導体材料の 1 つである β-Ga_2O_3（酸化ガリウム）は，絶縁破壊電界強度などの良特性からも注目されている．そのことから，地球上での用途に留まらず，宇宙環境での使用に期待が寄せられている [1]．

宇宙環境における放射線や潜熱などの要因は，デバイス動作特性の劣化を誘因してしまう可能性を否定できないため，信頼性評価が必須である [2]．そのため，我々は小型衛星に酸化ガリウム（β-Ga_2O_3）製ショットキーバリアダイオード（SBD: Schottky Barrier Diode）【以下，β-Ga_2O_3-SBD】を搭載，宇宙環境下での電圧－電流特性の計測とその変化を捉えるべく，活動を行っている（2027 年 02 月頃，実計測の開始予定）．

本報告では，小型衛星に搭載した状態下の β-Ga_2O_3-SBD の実測データから，動作評価として重要となる素子パラメータ（n 値，飽和電流 I_s，障壁高さ ϕ_B）を自動抽出，さらに機械学習により，劣化の検出および判定を可能とするプログラムの開発について述べる．

2. データ取得方法

β-Ga_2O_3-SBD の電圧－電流（$V-I$）特性取得については，実際に小型衛星（CubeSat，2U）に搭載し，宇宙環境下において，電圧掃引と電流検知，無線データ送受信などの一連動作を可能とする回路を設計・開発したものを用いて，地球上で取得したものである．

3. 結果および考察

取得した $V-I$ 特性に対して，ショックレーのダイオード方程式（式 (1)）非線形最小二乗法によるフィッティングを行った．それらの結果を図 1 に示す．

$$I = I_s\left(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1\right) \tag{1}$$

続いて，得られた各素子パラメータ（n 値，飽和電流 I_s，障壁高さ ϕ_B）に乱数による重畳を行い，劣化状態を模擬した．具体的には，正常状態を ±5%，軽度劣化を ±10%，重度劣化を ±20%と定義した．推定モデルには 3 入力 3 出力の全結合ニューラルネットワーク（FCNN: Fully Connected Neural Network）を用いた．また学習には標準化を適用し，損失関数 D には，式 (2) に示すように，平均二乗誤差を採用し，±10 % 以上の差異が認められた場合に，「劣化あり」と判定するモデル構築に成功した．

$$D = \frac{|P_{\mathrm{pred}} - P_{\mathrm{meas}}|}{P_{\mathrm{pred}}} \tag{2}$$

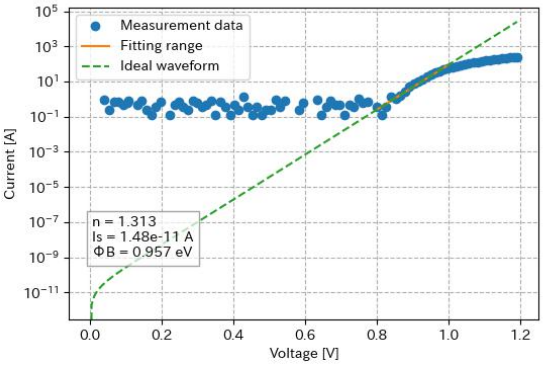


Fig.1. Measured data and its fitting result.

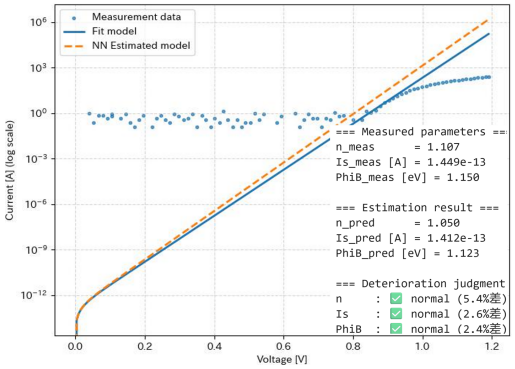


Fig.2. Comparison of measured data, fitting results, and characteristics estimated by machine learning.

4. まとめと今後の課題

実測データから各素子パラメータ（n 値，飽和電流 I_s，障壁高さ ϕ_B）を抽出，劣化を模擬した上で，機械学習による劣化判定モデルの動作検証に成功した．

今後，宇宙環境における放射線，温度変動などに伴う劣化を精緻に模擬し，モデル精度および安定性の向上を図っていく．

【謝辞】本研究で使用している酸化ガリウム（β-Ga_2O_3）製ショットキーバリアダイオード（SBD: Schottky Barrier Diode）は，株式会社ノベルクリスタルテクノロジーより研究用試料として提供を受けたものである．ここに記して謝意を表する．

参 考 文 献

(1) K. Jihyun et al., *Journal of Materials Chemistry* C, **7**, pp. 10–20, (2019).
(2) S. J. Pearton et al., *ECS Journal of Solid State Science and Technology*, **10**, 055008, (2021).

©2026 IEE Japan

機械学習を用いたゲート酸化膜劣化検出システムにおけるサンプリング周波数に依存した劣化検出精度の実験検証

天野 慎也 *，椿原瑞樹，河田莉恩，林 真一郎 (千葉工業大学)

Experimental Verification of Sampling-Frequency-Dependent Degradation Detection Accuracy in a Machine-Learning-Based Gate Oxide Degradation Detection System

Shinya Amano*, Mizuki Tsubakihara, Rion Kawata, Shin-Ichiro Hayashi (Chiba Institute of Technology)

キーワード：状態監視，ゲート酸化膜，長期信頼性，機械学習, SiCMOSFET
Keywords: Condition monitoring, gate oxide, long-term reliability, machine learning, SiC MOSFET

1. まえがき

パワーエレクトロニクス機器の主要な故障要因としてパワーデバイスが挙げられていることから，パワーデバイスの状態監視技術に対する重要性が高まっている。文献 (1) では，IGBT のゲート-エミッタ間電圧波形から機械学習モデルを用いてボンディングワイヤ剥がれを高精度に検出するシステムが提案されている。また，本研究グループにおいては，SiC MOSFET のゲート電流波形から機械学習モデルを用いてゲート酸化膜劣化を高精度に検出するシステムを提案している [(2)]。しかし，文献 (1), (2) のどちらにおいても波形取得時のサンプリング周波数 f_S が 2 GHz 以上と高速であり，実用化においてはセンシングに必要な AD コンバータやコントローラの設計が困難である。

本稿では，機械学習を用いた SiC MOSFET のゲート酸化膜劣化検出システムにおいて，波形のサンプリング周波数 f_S と劣化検出精度の関係性を実験的に検証する。

2. 波形のサンプリング周波数 f_S と劣化検出精度

Fig.1 は，本研究グループが提案した SiC MOSFET のゲート酸化膜劣化検出システムの概要を示している。提案するシステムは，ゲート駆動回路から非接触で取得可能なゲート電流波形を測定対象として，機械学習モデルを用いてゲート酸化膜劣化を検出する構成となっている[(2)]。本稿では，オシロスコープで取得した $f_S = 2.4$ GHz のゲート電流波形をソフトウェア上で間引きし，f_S を 30 MHz ずつ下げるリサンプリング処理を行った。また，機械学習モデルとして通常の畳み込みニューラルネットワークと，より広範囲に波形の特徴を捉えることができる膨張畳み込みを適用したモデルの 2 種類を用意し，劣化検出精度の比較を行った。Fig.2 は，取得したゲート電流波形に対してリサンプリング処理を行ったときの波形の比較を示している（どちらも健全なデバイスの同一動作条件の波形）。Fig.3 は，ゲート電流波形の f_S を変化させたときの劣化検出精度の推移を示している。$f_S = 30$ MHz においては平均正解率が 85% 以上であり，$f_S = 180$ MHz 以上では平均正解率が飽和している。また，機械学習モデルに依存した劣化検出精度の変化は見られなかった。

3. まとめ

機械学習を用いた SiC MOSFET のゲート酸化膜劣化検出システムにおいて，波形のサンプリング周波数 f_S と劣化検出精度の実験検証を行った。$f_S \fallingdotseq 180$ MHz を境に f_S の低下に伴い劣化検出精度も低下することが明らかとなった。一方で，$f_S = 30$ MHz において 85% 以上の劣化検出精度を達成できた。

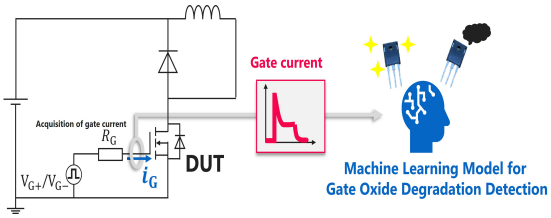


Fig. 1 Schematic of the proposed condition monitoring system.

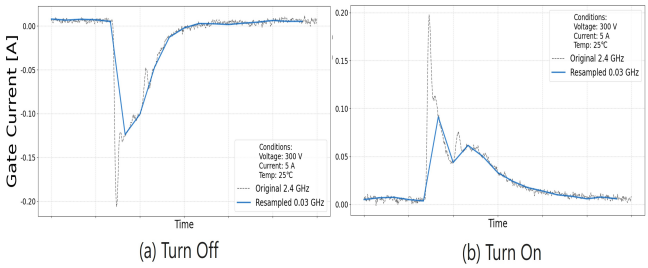


Fig. 2 Gate current waveforms dependent on the sampling frequency.

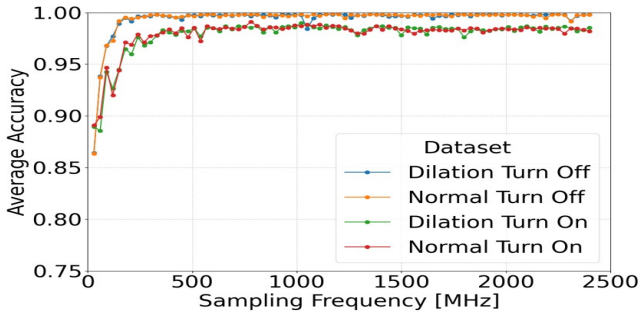


Fig. 3 Accuracy rates dependent on the sampling frequency.

文　献

(1) T. Mamee, K. Hata, M. Takamiya, T. Sakurai, S. Nishizawa, and W. Saito, "Multi-Parameter Detection of Bond Wire Lift-Off, Current, and Temperature in IGBT Modules via Gate Voltage Waveforms and CNNs with Digital Gate Control," *Power Electronic Devices and Components*, vol.12, 100106 (2025).
(2) 天野慎也, 椿原瑞樹, 河田莉恩, 林真一郎：「機械学習を用いた SiC MOSFET のゲート酸化膜劣化検出に関する検討」, 電気学会研究会, SPC-26-040, 滋賀, (2026).

©2026 IEE Japan

機械学習による並列 SiC-MOSFET のスイッチング波形を用いたパワーサイクル劣化検出

出井　和音*（九州大学），Thatree Mamee（キングモンクット工科大学），
Jonas Müller，Hauke Lutzen，Nando Kaminski（ブレーメン大学），
西澤　伸一，齋藤　渉（九州大学 応用力学研究所）

Power Cycling Degradation Detection of Parallel SiC-MOSFETs Using Machine Learning on Switching Waveforms

Kazune Idei (Kyushu University), Thatree Mamee (King Mongkut's University of Technology Thonburi)
Jonas Müller, Hauke Lutzen, Nando Kaminski (University of Bremen)
Shin-ichi Nishizawa, Wataru Saito (RIAM, Kyushu University)

１．はじめに

再生可能エネルギーシステム，電力網，交通インフラなどに用いられるパワーエレクトロニクス機器では，システム全体の信頼性確保の観点から，パワーデバイスの故障率低減が重要な課題である(1)。長期稼働における摩耗故障の主因はパワーサイクル劣化であり，寿命推定のためにパワーサイクル試験が一般に用いられている。しかし，従来試験では実際の動作環境を十分に再現できず，実働システムにおける劣化や故障の把握には限界がある。そのため，実環境下でのモニタリング技術の確立が求められている。従来のモニタリング手法としては，スイッチング波形変化や電気抵抗，温度の直接測定などが提案されているが，高精度かつ耐ノイズ性の高い専用回路を必要とする点が課題である。近年，スイッチング波形測定と機械学習を組み合わせた手法が提案されており(2)，ゲート電圧波形を用いた畳み込みニューラルネットワーク（CNN）による解析により，専用回路を用いずにワイヤリフトオフを高精度に分類・検出できることが報告されている。

本稿では，2 個の SiC-MOSFET の並列接続におけるワイヤリフトオフのモニタリングについて報告する。スイッチング波形の CNN 解析により，一方のデバイスにおけるワイヤリフトオフが検出できることを示すとともに，デバイス同士の温度の違いが検出精度に及ぼす影響についても報告する。

２．実験方法

本実験では，パワーサイクル劣化の 1 つであるワイヤリフトオフに着目した。ワイヤリフトオフが発生すると，デバイス内配線の寄生インダクタンスが変化し，スイッチング波形に影響を与える。SiC-MOSFET は高速スイッチング特性を有するため，急峻な電流変化に伴う高周波成分が波形に多く含まれ，寄生インダクタンスのわずかな変化でもスイッチング波形に顕著な差異として現れる。この波形変化を CNN により検出することで，ワイヤリフトオフの発生を検出できる。

CNN 解析に用いるスイッチング波形のデータセットは，ダブルパルス試験により取得した。実験回路を図 1 に，実験で使用した PCB および DUT を図 2 に示す。電源電圧は V_{dc} = 400 V，スイッチング時の電流は 1 デバイス当たり I_s = 60 A とした。DUT にはディスクリート SiC-MOSFET（IMBG120R030M1H, Infineon）を用いた。本デバイスは 4 本のソースワイヤを有しており，実験ではワイヤリフトオフを模擬するため，片方のデバイス（図 1 中の Q1*）に対して，ワイヤカットしていない状態（ダメージなし），1 本，2 本，3 本を切断した状態（それぞれダメージ小，中，大）の計 4 段階の劣化状態を設定した。各条件下において波形を 1,000 個ずつ取得し，合計 4,000 個の波形を 1 つのデータセットとしてモデルに入力した。モデルへの入力には，ゲート電圧 V_{gs}，ドレインソース間電圧 V_{ds}，ソース電流 I_s，およびケルビンソース電流 I_{ks} の 4 種類の波形を用い，それぞれ個別にデータセットを構築した。

続いて，作成したデータセットをモデルに入力し，劣化状態の分類を行った。CNN を用いた分類では，波形と各劣化状態を対応付けて学習させることで，入力された波形から劣化状態を推定し，ダメージなし，小，中，大の 4 クラスに分類することが可能である。本実験では，入力データセットの 80 %を学習用，20 %をテスト用としてモデルに入力し，テストデータに対する分類正解率を指標として，ワイヤリフトオフ本数の検出精度（分類精度）を評価した。

さらに，本手法のデバイス温度の変化に対する分類精度のロバスト性を評価するため，ワイヤカットしていない状態において，測定時のデバイス温度が異なる条件であらかじめ取得したスイッチング波形を入力し，分類精度を評価した。ワイヤカットを行う実験は室温環境で実施したのに対し，本実験では室温，室温+20 ℃，40 ℃，60 ℃の 4 段階の温度条件で波形を測定し，それぞれの温度条件ごとに評

©2026 IEE Japan

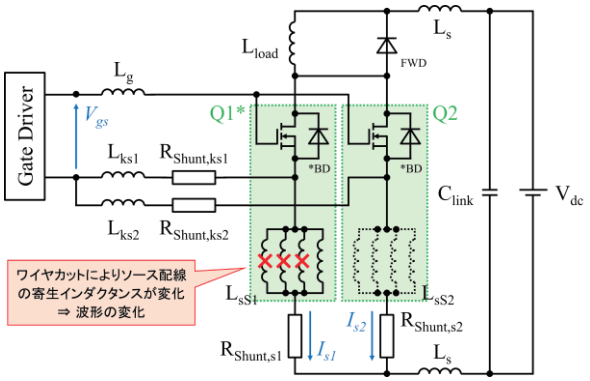


図１　実験回路（ダブルパルス試験回路）
Fig. 1. Experiment circuit (double pulse testing circuit)

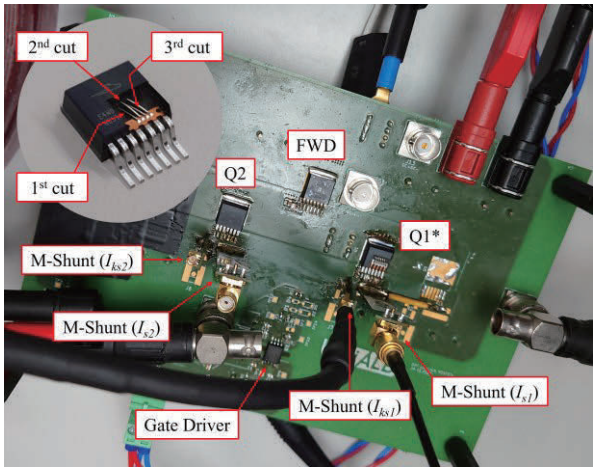


図２　実験で使用した PCB およびワイヤカット
Fig. 2. PCB used in the experiment and wire-cut

価用データセットを構築した。この評価用データセットを学習済みモデルに入力し，入力したすべての波形がダメージなしの状態として正しく分類されるかを確認することで，温度変化に対する分類精度を評価した。

３．実験結果および考察

表 1 に示した分類結果より，V_{gs} および I_{ks} を用いた場合に，高い精度での分類が可能であることが確認された。V_{gs} は電圧振幅が小さく，スイッチング時の高い dI_s/dt によって生じるリンギングの影響を受けやすいためであると考えられる。また，I_{ks} を用いた分類においても，V_{gs} と同様に高い正解率が得られた。これは，ワイヤカットによりソースインダクタンスが変化し，2 つの SiC-MOSFET のケルビンソース電位にアンバランスが生じた結果，I_{ks} 波形に顕著な変化が現れたためであると考えられる。一方，V_{ds} (Turn-off)を用いた分類では低い正解率が得られた。これは，スイッチング時に発生するリンギングが $V_{ds} > V_{dc}$ の領域で重畳するため，波形変化が相対的に小さく，分類の特徴量として十分に抽出されなかったためであると考えられる。

これらは，ワイヤカットを施した Q1*の波形のみを用いた結果であるが，ワイヤカットしていない Q2 の波形を用いた場合においても，Q1*のワイヤカットに起因する波形変化を識別できたことから，並列接続されたデバイスにおいて，モニタリング対象が 1 デバイスであっても，いずれかのデバイスに発生した異常を検出できる可能性が示唆される。

表 1　CNN による分類の正解率
Table 1. Accuracy of CNN classification

	Q1*		Q2	
	Turn-off	Turn-on	Turn-off	Turn-on
V_{gs}	100	99.4	100	100
V_{ds}	28.7	98.1	38.2	90.5
I_s	98.4	96.7	96.7	94.2
I_{ks}	99.1	100	99.3	99.8

続いて，片方のデバイスの温度を変化させて取得したスイッチング波形を用いて，ダメージなしの波形として正しく分類できるかを確認した。表 1 に示した実験において分類精度が高かった V_{gs} および I_{ks} を対象として評価を行った。V_{gs} ではスイッチング波形の Turn-off のみ 99～100 %程度の高い正解率が得られたのに対し，I_{ks} では Turn-off および Turn-on の両方においてほぼ 100 %の正解率で分類が可能であった。以上の結果より，I_{ks} を用いた場合には温度変化に対して高いロバスト性を有し，温度変動の影響を受けにくいことが確認された。

４．おわりに

並列接続した 2 個の SiC-MOSFET におけるスイッチング波形を用いたワイヤリフトオフの劣化検出について，CNN を用いたスイッチング波形解析の有効性やデバイス温度変化に対するロバスト性について検討した。V_{gs} および I_{ks} を用いた場合に高い分類精度が得られ，特に，I_{ks} は温度変化に対しての高いロバスト性を示した。また，並列接続したデバイスにおける劣化検出の可能性が示唆され，本手法の実環境モニタリングへの有効性が確認された。

謝　辞

本研究は，【日本学術振興会二国間交流事業】JPJSBP120243506 の支援を受けたものです。

文　献

(1) S. Yang et al., IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 47, no. 3, pp. 1441-1451, May-June 2011

(2) T. Mamee et al., IEEE Access, vol. 12, pp. 96936-96945, 2024

©2026 IEE Japan

電力変換器の部品実装方法に関する実験的な検討

一宮 亘*，和田 悠平，宮崎 勇輝，磯崎 順平（株式会社 TMEIC）

Experimental Study on Component Mounting Methods for Power Converter

Wataru Ichimiya, Yuhei Wada, Yuki Miyazaki, Jumpei Isozaki (TMEIC Corporation)

１．はじめに

電力変換器の冷却方式は風冷と水冷に大別される。水冷方式は IGBT 等で構成されるパワー回路を効率よく冷却できるため、部品実装密度を高める上で有効である。しかし、高密度化に伴って、パワー回路以外の構成部品、特に電子回路を実装した制御ユニットの受熱による課題が顕在化する場合がある。今回、高密度実装された電力変換器(1)においてパワー回路から発生する熱が制御ユニットに与える影響を軽減するための対策を実験的に検討したので報告する。

２．検討対象

図 1 に想定する電力変換器の構造イメージを示す。パワー回路は水冷、その他は自然風冷とする。下部に配置されるパワー回路は板金筐体で区画されるが、パワー回路の発熱が筐体に伝わり、上部の制御ユニットが受熱する。制御ユニット自体も発熱するが、上記受熱分も含め、適切な周囲温度に抑える必要がある。このため、下部からの受熱を防ぐ対策が必要となる。

３．実験用供試器

図 2 に実験に用いた供試器を示す。下部筐体にヒータを設置し、パワー回路の発熱を模擬した。上部の制御ユニット内には基板を実装し、電源を供給して実運転相当の発熱を再現した。実験では、上部と下部の境界を(1)仕切りなし、(2)水平仕切り板、(3)傾斜仕切り板の 3 条件とし、いずれの条件も供試器全体の体積を同一に設定したうえで制御ユニット内の温度を測定した。

４．結果と考察

図 3 に各ケースの温度チャートを示す。仕切りなしの場合、下部からの熱が対流によって直接制御ユニットに伝達し、制御ユニット内部の温度は大きく上昇した。水平仕切り板を導入した場合、下部からの熱が直接制御ユニットに到達しなくなり、一定の遮蔽効果は得られた。しかし、仕切り板も加熱されるため、さらに上部へ熱が伝達する。傾斜仕切り板を採用した場合、下部からの熱は仕切り板の傾斜に沿って上昇し、熱が仕切り板に滞留しにくくなる。この結果仕切り板の加熱が抑制され、制御ユニット内の温度上昇を大幅に抑制できた。これらの結果から、熱移動経路の制御が制御ユニットの受熱低減に有効であることが確認された。

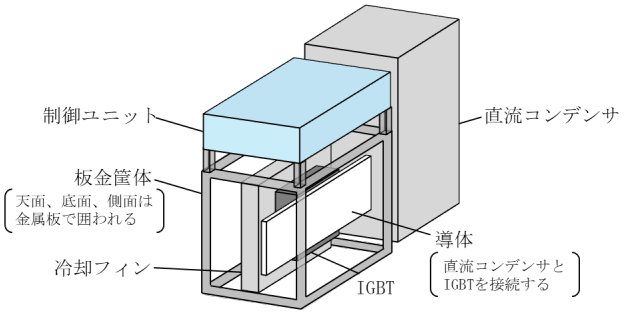


図 1 部品の配置イメージ
Fig. 1 Concept diagram of parts layout of power converter

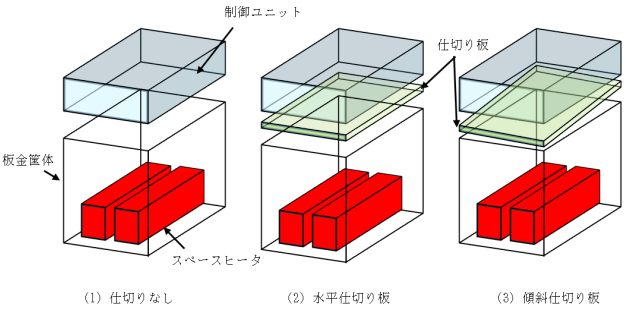


図 2 実験用の供試器
Fig. 2 Partial model of power converter for experiments

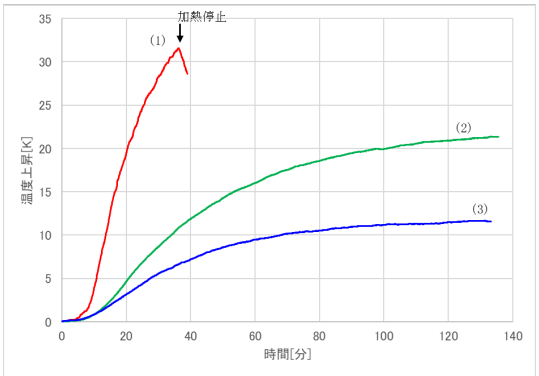


図 3 温度チャート
Fig. 3 Temperature chart of experiments

5. むすび

本検討では、電力変換器の高密度実装に伴う熱的な課題について、発熱箇所の上部に配置される部品の受熱の抑制対策を実験的に確認した。今回効果を確認した構造を実際の電力変換器に適用し、温度上昇が抑制できることを検証する予定である。

文　献

(1) 和田悠平・磯崎順平・宮崎勇輝・土谷多一郎：「高電圧大容量変換器におけるパワー回路部品の冷却検討」、令和 5 年電気学会産業応用部門大会

©2026 IEE Japan

電力変換装置の小型高密度実装化に伴う温度上昇低減のためのヒートシンク構造最適化

藤原　伸人*(東芝)，田中　祐生，松岡　一正（TMEIC）

The Optimization of Heatsink Structure to Reduce Temperature Rise in Smaller High-Density Packaging of Power Converters

Nobuto Fujiwara (Toshiba Corp.),
Yuki Tanaka, Kazumasa Matsuoka (TMEIC Corp.)

１．はじめに

鉄道や UPS 等の産業分野に用いられる電力変換装置は，パワー半導体モジュール（以下，パワーモジュール）の進化により，高効率化及び小型･軽量化が図られてきた。昨今は，IGBT が適用された電力変換装置が主流，かつ高温化対応可能な SiC デバイスの適用も進みつつある。このような高効率，小型･軽量化に伴う発熱密度の増加に対して強制空冷を行う場合，限られたサイズの中で冷却性能を最大限発揮するヒートシンクが求められるが(1)，システムの中に置かれたヒートシンクの最適な構造を解析計算により導出する場合，システム全体の解析計算を行うための 計算能力と計算時間（これらを計算コストと呼ぶ）を要することとなる(2)。

本稿では，電力変換装置に使用されているパワーモジュールの小型･高密度実装化に伴う温度上昇に対して，計算コストを抑えた解析手法により，ヒートシンク構造の最適化を行うことで温度の低減を図ったので，その結果を報告する。

２．ヒートシンク構造最適化の課題とアプローチ

図 1 に電力変換装置の熱流体解析モデルシステム外観および内部構造を示す。

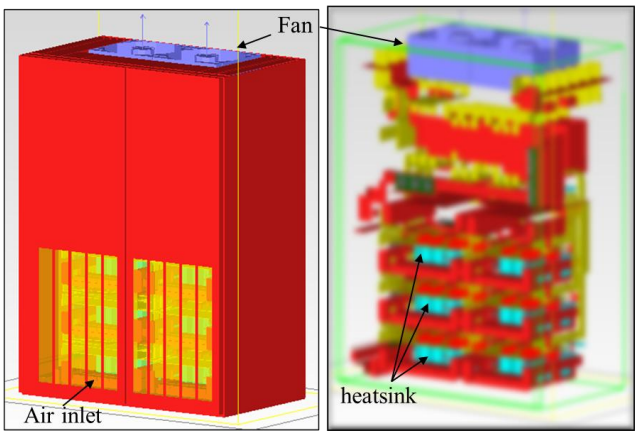


図１熱流体解析モデル（システム外観と内部構造）
Fig.1. System appearance and internal structure of thermo-fluid analysis model

システムの中に配置されているヒートシンクの熱流体解析を行う場合，システム全体をモデル化して解析を行うことが望ましいが，解析規模が大きくなることから多くの計算コストを必要とする。特に構造最適化を行う場合は解析回数が増えることから，計算コストの観点から現実的ではない。また，ヒートシンク単体の解析により構造最適化を行う場合は，システム全体の静圧の影響を入風条件に正しく反映することができないという課題がある。

そこで本検討では，システム全体の静圧を模擬する静圧調整板をモデル化した独自の静圧調整板解析手法により，ヒートシンク単体熱流体解析にて構造最適化を図った。

３．静圧調整板条件の導出

図 2 に静圧調整板解析モデルの概要を示す。図 2 は，熱源である IGBT モジュールと，図 1 と同仕様ファン，ダクト，代表ヒートシンク 1P およびそれ以外の盤内静圧（流れ抵抗）を簡易模擬した静圧調整板で構成される。ヒートシンクのフィンの入口部と解析モデルの入風部に設置した 2 枚の静圧調整板の開口率を変化させることにより，P-Q 特性を設定したファンが動作した際のフィン前風速が，実測値相当である約 2.0m/s となる条件を導出した。フィンの入口部および解析モデルの入風部に設置した 2 枚の静圧調整板の開口率と，フィン前風速の関係を図 3 に示す。この結果から，フィン前風速が実測相当となる条件は，2 枚の静圧調整板開口率を 0.56 としたときであることがわかった。この値は実機におけるシステム全体の静圧を模擬しており，以降のヒートシンク構造最適化解析においてもこの値を使用した。

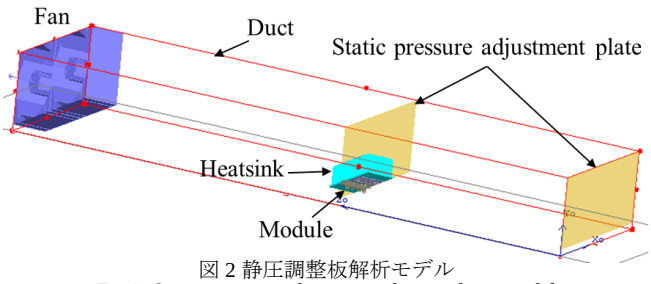


図 2 静圧調整板解析モデル
Fig.2. Static pressure adjustment plate analysis model

©2026 IEE Japan

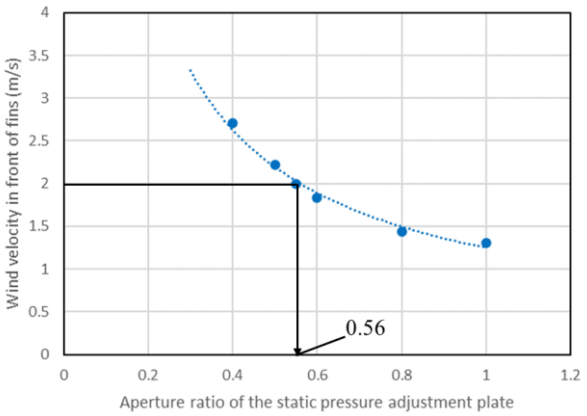


図 3 静圧調整板開口率とフィン前風速の関係
Fig.3. Aperture ratio of the static pressure adjustment plate vs wind velocity in front of fins

表 1 解析パラメータ設定条件
Table 1. The analysis parameter setting condition

フィン板厚	フィン枚数	条件数
1.0mm	100,105,110,115,120,125,130,135,140,145,150,155	11～12
1.5mm	80,85,90,95,100,105,110,115,120,125,130	10～11
2.0mm	70,75,80,85,90,95,100,105,110	9
2.5mm	65,70,75,80,85,90,95,100	8
3.0mm	55,60,65,70,75,80,85,90,95	7～9
3.5mm	45,50,55,60,65,70,75,80	6～8
Alフィン合計(黒数字)		51
Cuフィン合計(黒数字＋赤数字)		57

４．ヒートシンク最適形状の導出

電力変換装置のパワーモジュールを小型・高密度実装化し，合せて小型化したくし形ヒートシンクにて，フィン板厚とフィン枚数を振った熱流体解析を行うことで，モジュール温度を最も低減できるフィン形状の導出を行った。表 1 に材質が Al の場合と Cu の場合における解析パラメータの設定条件を示す。解析パラメータとして，フィン板厚 6 条件，フィン枚数各 6～12 条件を設定し，Al フィンで 51 条件、Cu フィンで 57 条件の計 108 条件の解析を実施した。

表 1 の条件にて解析を行った結果を図 4，図 5 に示す。各図はフィン板厚ごとのフィン枚数に対するモジュール最大温度の関係を示しており，フィン板厚ごとに最適なフィン枚数が存在することが見て取れる。図 4 から，現行ヒートシンクと同材質の Al ヒートシンクでは，最もモジュールの温度上昇を低く抑えられる構造は，フィン板厚 2.0mm，フィン枚数 95 枚であることが確認できたが，このとき，現行ヒートシンクと比較し，約 16℃の温度上昇となった。これは，モジュールを小型・高密度実装化したことによる発熱密度の増加による影響が大きく現れていると考えられる。次に図 5 から，ヒートシンク材質を Cu とした場合，最もモジュールの温度上昇を低く抑えられる構造は，フィン板厚 1.5mm，フィン枚数 105 枚であり，このとき，現行ヒートシンクと比較し，約 15℃の温度低減が確認できた。

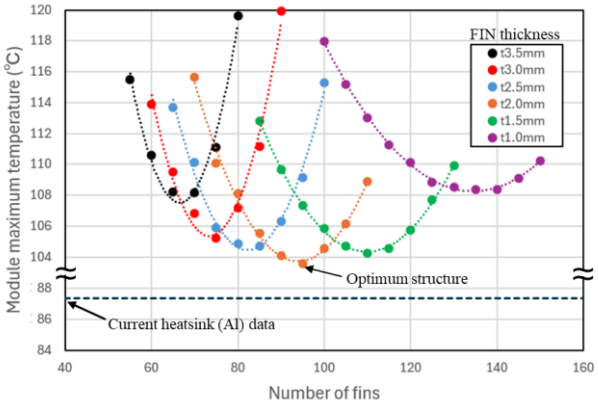


図 4 フィン枚数とモジュール最大温度の関係(Al フィン)
Fig.4. Number of fins vs module maximum temperature (Al FIN)

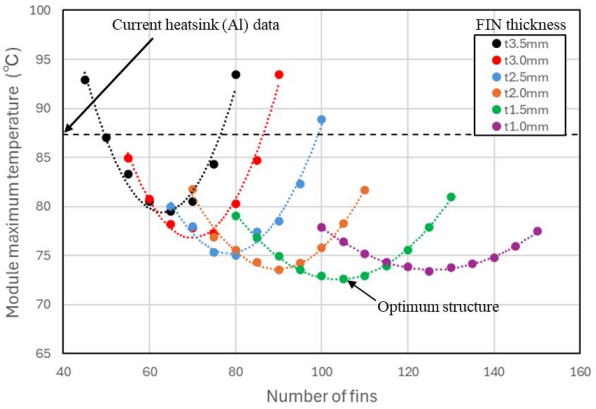


図 5 フィン枚数とモジュール最大温度の関係(Cu フィン)
Fig.5. Number of fins vs module maximum temperature (Cu FIN)

FIN 板厚は厚い方が先端まで熱が伝わるが，その分搭載できる FIN 枚数が少なくなる。また，FIN 枚数は多い方が同一風量時の冷却性能が良くなるが，FIN の静圧が高くなり風が流れにくくなる。今回は，システム全体の静圧を導出し，フィンの板厚と枚数を適切な範囲で振ったことで，くし形ヒートシンクの最適構造を導出できたと考えられる。

５．まとめ

本稿では，電力変換装置において，変換器モジュールの小型・高密度実装化と，それに伴うヒートシンク小型化によるモジュールの温度上昇に対して，強制空冷時のシステム全体静圧条件を模擬した静圧調整板解析手法を用い，フィン板厚や枚数を適切な範囲で振った解析を行うことにより，現行のヒートシンクよりもモジュール温度を低減できる最適なくし形ヒートシンク構造を導出できた。

文　　献

（1） 藤原伸人 他「電力変換装置における静圧調整解析手法を用いたヒートシンク構造最適化」：電気学会全国大会, no.4-024 (2025)
（2） 福江高志 他「フィンヒートシンクとバイパス流れの熱流体抵抗網解析」：日本機械学会熱工学カンファレンス, no.13-55 (2013)

©2026 IEE Japan

SiC MOSFET の長期信頼性を考慮したゲート電圧設計による損失低減効果の実験検証

小西 慶一，林 真一郎 (千葉工業大学)，和田 圭二 (東京都立大学)

Experimental Verification of Loss Reduction by Gate Voltage Design Considering Long-Term Reliability of SiC MOSFETs

Yoshikazu Konishi, Shin-Ichiro Hayashi (Chiba Institute of Technology), Keiji Wada (Tokyo Metropolitan University)

キーワード：ゲート駆動回路，ゲート酸化膜，HTGB 試験，長期信頼性, SiC MOSFET
Keywords: Gate drive circuit, Gate oxide, HTGB test, Long-term reliability, SiC MOSFET

1. まえがき

電力変換回路の効率向上を目的に，SiC MOSFET の適用が拡大している。SiC MOSFET は，Si パワーデバイスと比較して高耐圧や低オン抵抗，高速なスイッチング性能などの優れた特性を有している。しかし，現状の SiC MOSFET は酸化膜-半導体界面の欠陥密度が高いため，理論値から期待されるほど低いチャネル抵抗になっていない(1)。電力変換回路の設計において，SiC MOSFET のチャネル抵抗を低減する方法の一つとしてゲート電圧を高く設定することが挙げられる(2)。そのため，ゲート電圧を高く設定することで導通損失を低減できる。また，スイッチング損失も低減できるため，電力変換回路の効率向上に寄与できる。一方で，ゲート電圧を高く設定するとゲート酸化膜の長期信頼性，すなわち SiC MOSFET の寿命低下が懸念される。これらのことから，ゲート電圧の設計において性能（効率向上）と長期信頼性（寿命）はトレードオフの関係にあるといえる。

本研究では，SiC MOSFET の特長を最大限活かすために性能と長期信頼性を考慮したゲート電圧設計に関する検討を実施した。本稿では，1,200 V 耐圧の SiC MOSFET を対象に，ゲート酸化膜の寿命評価結果に基づいたゲート電圧設計を行った。さらに，1 kW 出力の降圧チョッパ回路により，発生損失の低減効果を実験検証した。

2. ゲート電圧に依存した寿命評価

SiC MOSFET のゲート酸化膜経時絶縁破壊 (TDDB；Time-Dependent Dielectric Breakdown) 寿命の評価には，一般的に高温ゲートバイアス (HTGB；High Temperature Gate Bias) 試験が用いられる。ゲート酸化膜は電界強度がストレス要因の一つであるため，従来の HTGB 試験は，ストレス要因としてゲート-ソース間に直流（DC）電圧を印加することで加速劣化させ，試験結果からゲート酸化膜 TDDB 寿命を推定する。しかし，実際の電力変換回路ではゲート-ソース間に矩形波（AC）電圧を印加して駆動させている。

そこで著者らはこれまでに，電力変換回路に実装された SiC MOSFET のゲート酸化膜 TDDB 寿命をより正確に評価することを目的として，AC 電圧をストレス要因とした HTGB 試験を実施してきた(3)。Fig.1 は，SiC MOSFET（C2M0280120D, Wolfspeed 製）を被試験デバイス（DUT；Device Under Test）としたときに，HTGB 試験の結果から推定されたゲート酸化膜 TDDB 寿命のゲート電圧依存性を示している。また，Table 1 には DUT の仕様をまとめている。Fig.1 では，DC 電圧を印加する従来の評価手法において，ゲート電圧を 20 V に設定したときの推定寿命を 1 として相対的な寿命を示している。ここで，ゲート電圧 20 V は，データシートに記載されている推奨ゲート電圧である。一方で，AC 電圧（100 kHz, Duty50%，バイポーラ）を印加する評価手法においては，推定寿命が長くなる傾向にある。すなわち，従来の評価手法は推定寿命を過小評価していると考えられ，推奨ゲート電圧（20 V）と同等の寿命を AC23.6 V でも達成できると推定された。

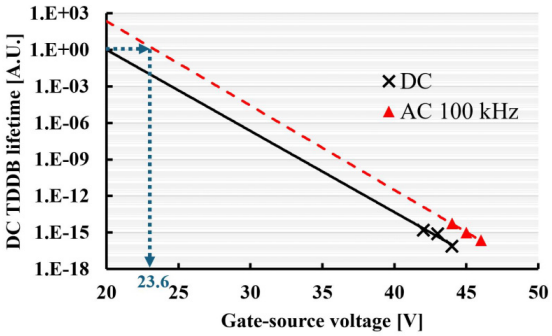


Fig. 1 Gate oxide TDDB lifetime prediction(3)

Table 1 Specifications of the DUT

Parameters	Value
Rated drain–source voltage	1,200 V
Rated drain current	11 A
Recommended gate–source voltage	+20/ − 5 V
Rated gate–source voltage	+25/ − 10 V
Typical on-resistance	320 mΩ
Max. junction temperature	−55 to 150°C

3. ゲート電圧に依存した損失評価

本節では，DUT を使用した降圧チョッパ回路を製作し，ゲート電圧に依存した損失の実機検証を行う。前節より，データシートの推奨ゲート電圧に基づいて設計されたゲート電圧 +20/ − 20 V を従来設計手法と定義し[*1]，AC 電圧を印加したゲート酸化膜 TDDB 寿命評価に基づいて設計されたゲート電圧 +23.6/ − 23.6 V を提案設計手法と定義する。

〈3･1〉 実験条件 Fig.2 は，製作した降圧チョッパ回路の回路図を示している。本実験においては，ゲート電圧を高く設

[*1] データシートに記載された推奨ゲート電圧は +20/ − 5 V であるが，本稿では実験回路の都合上 +20/ − 20 V を従来設計手法と定義する。

©2026 IEE Japan

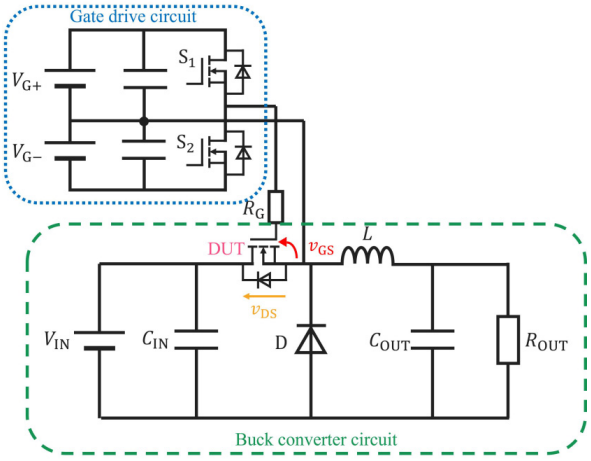


Fig. 2 Schematic diagram of the buck converter.

Table 2 Operating conditions of the buck converter.

Parameters	Value
Supply voltage V_{IN}	400 V
Output current	5 A
Output power	1 kW
Switching frequency	100 kHz (Duty 0.5)

定する必要があるため DUT のゲート駆動回路には市販のゲートドライブ IC は用いず，ディスクリート部品でゲート駆動回路を構成した。Table 2 には，降圧チョッパ回路の動作条件をまとめている。スイッチング周波数や Duty 比は，前節の AC 電圧を印加したゲート酸化膜 TDDB 寿命評価に合わせて，それぞれ 100 kHz, 0.5 とした。Fig.3 は，本実験の実験環境を示している。

〈3･2〉 **実験結果**　まず，降圧チョッパ回路の発生損失とゲート電圧の関係性を明らかにするため，ゲート電圧（Fig.2 における V_{G+}/V_{G-}）を変化させたときの発生損失を測定した。Fig.4 は，$V_{G+} = V_{G-} = 40$ V のときの実験波形を示している。また，Fig.5 は V_{G+}/V_{G-} を変化させたときの発生損失を降圧チョッパ回路（ゲート駆動回路を除く）とゲート駆動回路に分けて示している。なお，発生損失はパワーメータ（WT1600, YOKOGAWA 製）を用いて測定した。Fig.5 より，ゲート電圧が高くなると降圧チョッパ回路の損失は低減する一方で，ゲート駆動回路の損失は増加傾向にある。

つぎに，ゲート電圧の従来設計手法（$V_{G+} = V_{G-} = 20$ V）と提案設計手法（$V_{G+} = V_{G-} = 23.6$ V）における発生損失をそれぞれ測定した。その結果，従来設計手法と比較し，提案設計手法では発生損失を 8.3% 低減させることができた。

4. まとめ

本稿では，1,200 V 耐圧の SiC MOSFET を対象に，ゲート酸化膜の寿命評価結果に基づいたゲート電圧設計を行った。SiC MOSFET の実使用条件を考慮したゲート酸化膜 TDDB 寿命評価の結果より，従来の寿命評価が過小評価であることを示唆した。さらに，過小評価されていた分，ゲート電圧を高くすることで推定寿命を従来と同等としながらも発生損失の低減を図るゲート電圧設計手法を提案した。1 kW 出力の降圧チョッパ回路を用いた実験により，提案手法では発生損失を 8.3% 低減できることを示した。

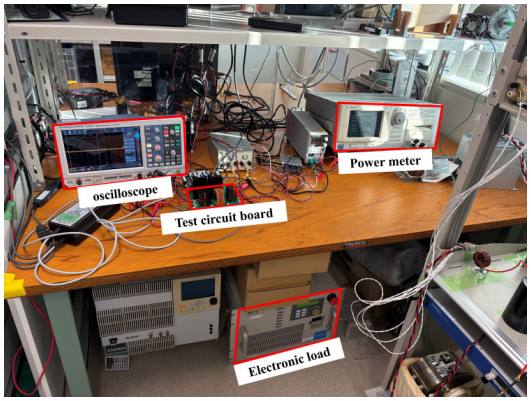


Fig. 3 Experimental Setup

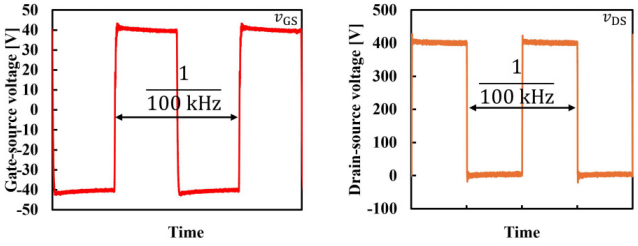


Fig. 4 Experimental waveforms (@$V_{G+} = V_{G-} = 40$ V).

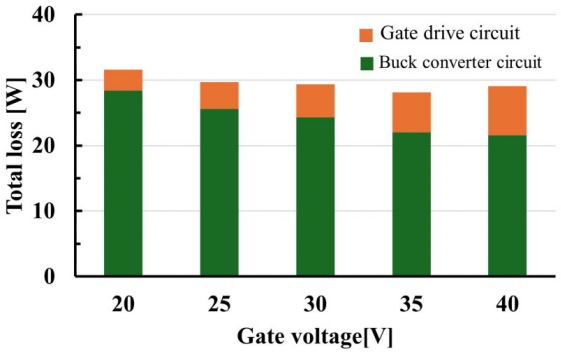


Fig. 5 Gate voltage dependent loss.

謝辞

本研究は JSPS 科研費 JP23K13313 の助成を受けたものです。

文　献

(1) P. Sharmila *et al.*, “Silicon carbide MOSFETs: A critical review of applications, technological advancements, and future perspectives,” *Micro and Nanostructures*, vol. 202, 208126, 2025.
(2) T. Sagae *et al.*, “Experimental Verification of the Switching Loss Reduction Effect and Characteristic Fluctuation of SiC MOSFETs Dependent on Gate Drive Voltage,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 145, no. 2, pp.98-106, 2025.
(3) S.-I. Hayashi *et al.*, “Gate Oxide TDDB Lifetime Evaluation of SiC MOSFETs by HTGB Test Using Square Wave Voltage.” in *Proc. 36th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF 2025)*, hal-05323099, Université de Bordeaux, ADERA, Oct. 2025, Bordeaux, France.

©2026 IEE Japan

LC直列回路方式セル電圧均等化回路に用いるスイッチング素子の選定法に関する一検討

池田　哲広*,　佐藤　大記（東京電機大学）

Study on Selection Method of Switching Elements for an LC Series Circuit Type Cell Voltage Equalizer

Tetsuhiro IKEDA, Daiki SATOU (Tokyo Denki University)

1. はじめに

蓄電装置では多数のバッテリセルが直列接続されているが，セルの個体差により各セル電圧にばらつきが生じる。各セル電圧のばらつきを解消する回路として，Fig. 1 に示すLC直列回路方式セル電圧均等化回路[1]（以下，本回路）が提案されている。本回路では，各セルとLC直列回路部の接続をスイッチ群 S_i（i= 1–N, N は直列セル数）を用いて切り替えることにより各セルの余剰電荷をキャパシタ C を介して他セルに再分配する。

本回路では，セル数に比例してスイッチング素子数が増加するため，スイッチング素子での損失が回路効率に影響を及ぼす。スイッチング素子の損失要因として，導通損失，出力寄生容量による損失（以下，寄生容量損失），スイッチング損失がある。このうち，スイッチング損失はゲート駆動回路や均等化回路の動作条件により決まる。一方，導通損失 J_{ron} [J] と寄生容量損失 J_{oss} [J] は，それぞれスイッチング素子のオン抵抗 r_{on} [Ω] と出力寄生容量 C_{oss} [F] という素子固有のパラメータにより決まる。

そこで本稿では，LC直列回路方式セル電圧均等化回路のスイッチング素子に生じる損失を解析することで，素子固有のパラメータに起因する損失を最小化するスイッチング素子の選定法を提案する。

2. LC直列回路方式均等化回路における損失解析と提案するスイッチング素子選定法

本章では，J_{ron} と J_{oss} について理論的解析を行う。

〈2･1〉 導通損失の解析　一般に，J_{ron} は r_{on} および均等化電流 i_{eq} の時間積分により求められるが，本回路では各セル電圧により i_{eq} が変化するため，解析が困難である。そこで本稿では，スイッチング素子に寄生容量が存在せず，かつスイッチング損失が生じない理想的なスイッチングが行われると仮定した上で，均等化開始および完了時の各セルにおける静電エネルギーの合計値を比較することで J_{ron} を算出する。また，理想的な均等化動作を仮定しているため，エネルギー損失は導通損失のみに起因し，均等化前後で各セル電圧の平均値 μ [V] は不変である。

ここで，各セルは静電容量 C_{B} [F] と等価直列抵抗 r_{esr} [Ω] を有するキャパシタであると仮定する。このとき，N 直列

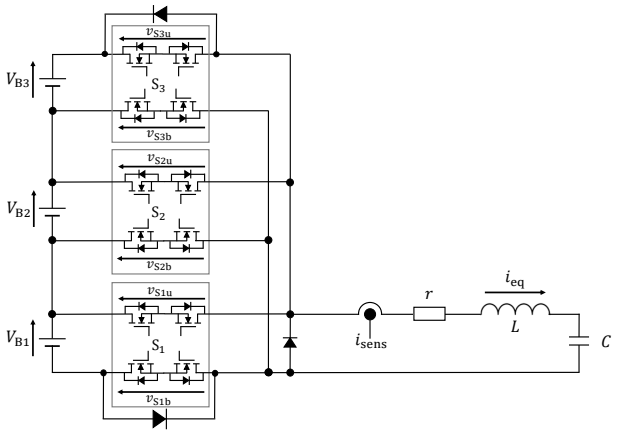


Fig. 1. LC series circuit type voltage equalizer [1].

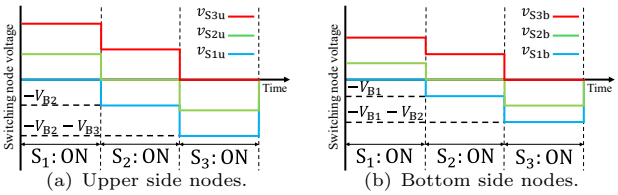


Fig. 2. Relationship between switch group operation and switching node voltage.

キャパシタモジュールの静電エネルギー E_{B} [J] は，μ および各セル電圧の標準偏差 σ [V] を用いて次式で表される。

$$E_{\mathrm{B}} = \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{2} C_{\mathrm{B}} V_{\mathrm{B}i}^2 = \frac{N}{2} C_{\mathrm{B}} (\mu^2 + \sigma^2) \qquad (1)$$

均等化動作により減少するエネルギー差分は，電荷移動により閉回路上の総抵抗 r_{o} [Ω] で消費される。本回路では接続セルが変化しても r_{o} は不変であるため，r_{on} で消費される J_{ron} は，均等化開始時・完了時それぞれの各セル電圧の標準偏差 $\sigma_{\mathrm{initial}}$ [V]，σ_{final} [V] を用いて次式で求まる。

$$J_{\mathrm{ron}} = \frac{N}{2} C_{\mathrm{B}} (\sigma_{\mathrm{initial}}^2 - \sigma_{\mathrm{final}}^2) \frac{4 r_{\mathrm{on}}}{r_{\mathrm{o}}} \qquad (2)$$

〈2･2〉 寄生容量損失の解析　本回路では，各セルとLC直列回路部との接続に，2 個の MOSFET を逆直列に接続した双方向スイッチを用いている。各双方向スイッチの端子電圧 $v_{\mathrm{S}iu}$，$v_{\mathrm{S}ib}$ は S_i の動作に応じて変化する。本回路ではセル切替周期 T_{CC} [s] ごとに S_i を順次切り替え

©2026 IEE Japan

Table 1. Parameters and loss comparison of candidate MOSFETs.

Part number	Device parameters		Capacitive loss J_{oss}			Conduction loss J_{ron}			Total loss J_{total}		
	r_{on} [mΩ]	C_{oss} [pF]	(2) 式 [mJ]	Sim. [mJ]	Error [%]	(4) 式 [μJ]	Sim. [μJ]	Error [%]	(2) 式+(4) 式 [mJ]	Sim. [mJ]	Error [%]
IRF1324S-7PPbF	0.8	3380	13.31	13.31	0.00	729.7	741.9	-1.64	14.04	14.05	-0.08
RJK0328DPB-01	1.6	1150	26.20	26.20	0.00	251.9	256.3	-1.74	26.45	26.45	0.00
TK1R4S04PB	1.1	3400	18.19	18.19	0.00	738.1	750.4	-1.64	18.93	18.94	-0.05
TK25S06N1L	15	490	195.0	195.0	0.00	132.7	136.3	-2.59	195.1	195.1	0.00
TKR74F04PB	0.6	9100	10.02	10.02	0.00	1957	1984	-1.35	11.98	12.00	-0.21

て動作させており，各 S_i の動作と端子電圧波形の対応関係は Fig. 2 のようになる。

双方向スイッチのターンオフ後に端子電圧が変化すると，一方の MOSFET の C_{oss} が，もう一方の MOSFET の寄生ダイオードを介して充電される。このとき，寄生ダイオードの順方向降下電圧 V_F [V] により，寄生ダイオード側の C_{oss} も充電される。これらの電荷は，当該スイッチがターンオン時に短絡することで放電され，寄生容量損失となる。例として，S_1 の下側の双方向スイッチにおいて単位時間当たりに発生する損失 P_{CS1b} [W] は，C_{oss}，T_{CC}，セル電圧および V_F を用いて次式で求まる。

$$P_{CS1b} = \frac{C_{oss}}{3T_{CC}} \left\{ (V_{B1} + V_{B2} - V_F)^2 + V_F^2 \right\} \quad (3)$$

同様にして，他の双方向スイッチにおける寄生容量損失も求められる。ここで，本回路では $C_B \gg C$ が成り立つので，T_{CC} 期間中における各セル電圧 V_{B1-B3} の変動は無視できる。そのため，J_{oss} は均等化完了までに要する時間 T_{eq} [s] を用いて次式で近似できる。本稿では，σ_{final} が 10 mV 以下となった時点を均等化完了とする。

$$\begin{aligned} J_{oss} \approx \frac{C_{oss}}{3T_{CC}} \int_0^{T_{eq}} \Big(& 3V_{B1}^2 + 6V_{B2}^2 + 3V_{B3}^2 \\ & + 4V_{B1}V_{B2} + 4V_{B2}V_{B3} \\ & + 16V_F^2 - 6V_F(V_{B1} + 2V_{B2} + V_{B3}) \Big)\, dt \end{aligned} \quad (4)$$

なお，各セル電圧 V_{B1-B3} は均等化動作に伴い変化する。ここで，3 セル構成 ($N = 3$) の場合における各セル電圧の時間推移 $V_{Bi}(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} V_{Bi}(t) = \mu + \sqrt{2}\sigma_{initial} \cdot r^{\frac{t}{3T_{CC}}} \\ \times \cos\left(\frac{\theta t}{3T_{CC}} + \varphi + \frac{2(i-1)\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

$$r = \left| 1 + A_1 + A_2 e^{-j\frac{2\pi}{3}} + A_3 e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right| \quad (6)$$

$$\theta = \arg\left(1 + A_1 + A_2 e^{-j\frac{2\pi}{3}} + A_3 e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (7)$$

$$A_i = -\frac{1}{C_B} \sum_{m=0}^{\infty} \int_{(i+3m-1)T_{CC}}^{(i+3m)T_{CC}} i(t)\, dt \quad (8)$$

$$\varphi = \arg\left(V_{B1}(0) + V_{B2}(0) e^{-j\frac{2\pi}{3}} + V_{B3}(0) e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (9)$$

Table 2. Circuit parameters in the simulation.

Item	Value
Number of cells N	3
Battery cell capacity C_B	0.5 F
Body diode forward voltage V_F	0.6 V
ESR of each battery cell r_{esr}	100 mΩ
Initial voltage V_{B1}, V_{B2}, V_{B3}	1.30, 2.60, 3.90 V
ESR of inductor and capacitor r	100 mΩ
Inductance L	50 μH
Capacitance C	470 μF
Cell change cycle T_{CC}	0.32 ms

また，$i(t)$ は $0 \le t < T_{CC}$ の間のみ 1 V が印加され，それ以降は 0 V となる単位パルス入力に対する，r_o，LC 直列回路部のインダクタ L およびキャパシタ C で構成される RLC 回路の電流応答である。

〈2・3〉 提案するスイッチング素子選定法 前述の解析結果より，スイッチング素子の固有パラメータに起因する合計損失は，J_{total} [J] $= J_{ron} + J_{oss}$ として求められる。したがって，本回路を設計する際には，データシートより得られるスイッチング素子の固有パラメータを用いることで，損失が最小となるスイッチング素子を選定できる。

3. シミュレーションによる検証

5 種類の MOSFET を対象に J_{total} を算出し，MATLAB/Simulink によるシミュレーション結果と比較する。データシートより得られた各素子の r_{on} と C_{oss} を Table 1 に示す。また，シミュレーション条件を Table 2 に示す。

提案手法による算出値とシミュレーション結果，およびその誤差率を Table 1 に合わせて示す。誤差率に着目すると，J_{ron} は高い精度で一致しているものの，J_{oss} において誤差が生じている。これは，(4) 式において T_{CC} 期間中における各セル電圧の変動を無視できるものとして近似したためである。本検討の条件下では TKR74F04PB が最も低い J_{total} を示し，最適素子として選定された。

4. ま と め

本稿では，LC 直列回路方式セル電圧均等化回路におけるスイッチング素子の選定手法を提案した。シミュレーション検証の結果，提案手法は高い精度で損失を算出できることが確認され，最適素子を選定できることが示された。

文 献

（1） 佐藤, 他: 電学論 *D*, Vol.134, No.2, pp.175–184, (2014).

©2026 IEE Japan

昇圧チョッパ回路を用いた 650V パワーデバイスのスイッチング特性比較

村木　拓斗*，林　拓海，服部　佳晋(大同大学)

Evaluation of a Boost Chopper Circuit Using Four Power Devices

Takuto Muraki*, Takumi Hayashi, Yoshiyuki Hattori (Daido University)

１．まえがき

耐圧 600～650V のパワーデバイスは，家電，自動車，産業用機器，太陽光発電システム，サーバー電源などの電力変換器のスイッチング素子として広く使用されている。この耐圧系は,パワーデバイスのボリュームゾーンであり,Si デバイスでは Super Junction MOSFET(SJ-MOSFET)や Reverse Conducting(RC)-IGBT が，化合物デバイスでは，SiC-MOSFET や GaN-FET (GaN-HEMT と低耐圧 Si-MOSFET のカスコード接続や P-GaN ゲート構造) などが市販されている。

我々はこれまでに耐圧 650V パワーデバイスとして，①GaN-FET(カスコード)，②SiC-MOSFET，③Si-SJ-MOSFET，④Si-RC-IGBT の 4 つを対象とし，ダブルパルス回路を用いて，ボディダイオードのスイッチング特性[1]およびデバイスのスイッチング特性の比較[2]を行ってきた。これまでは 1 回のターンオンとターンオフの評価であり，連続動作させた場合の評価は行っていなかった。

そこで本稿では，①～④のパワーデバイスを昇圧チョッパ回路に適用し，連続動作させた場合のデバイスのスイッチング損失および回路の効率を比較した。

２．評価デバイスおよび実験方法

対象としたパワーデバイスの主な仕様と断面構造の比較を表 1 に示す。耐圧，ドレイン電流，オン抵抗がほぼ同じデバイスで比較した。図 1 に評価に用いた昇圧チョッパ回路を示す。評価ボードは(ROHM P04SCT4018KE-EVK-001)を用いた。ダイオードには，SiC ショットキーバリアダイオード(ROHM SCS240AE2)を用いた。また I_D の測定には，高周波特性に優れるシャント抵抗(T&M SDN-414)を用いた。

動作条件は，入力電圧 150 V，出力電圧 300 V，スイッチング周波数 100kHz とした。対象とした 4 つのデバイスは，内蔵抵抗の値が異なるため，外部抵抗を変えて，Rg(外部抵抗+内部抵抗)が，ほぼ 10Ω になるように調整した。

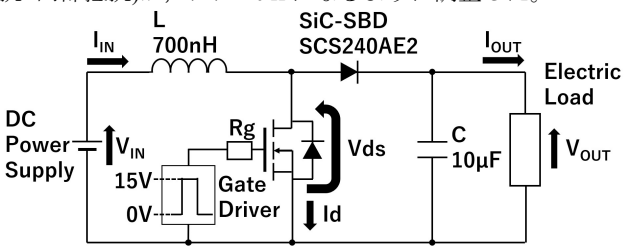


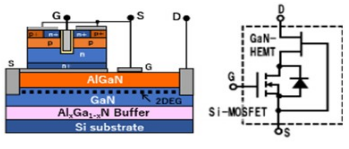
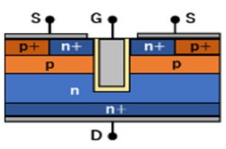
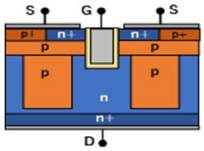
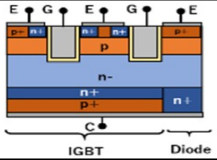
図 1 評価に用いた昇圧チョッパ回路
Fig. 1. Boost chopper circuit used for evaluation.

３．実験結果

(1) ターンオン，ターンオフ波形の比較

図 2 に, 4 つのデバイスのターンオンおよびターンオフ波形の比較を示す。V_{DS} が 300V の 90%から 10%になるターンオン時間は，GaN-FET が最も短く，次いで SJ-MOSFET，RC-IGBT，SiC-MOSFET の順となり，GaN-FET と SiC-MOS

表 1 評価に用いたパワーデバイスの仕様と断面図
Table 1. Specifications of the evaluated power devices.

	①GaN-FET(Cascode)	② SiC-MOSFET	③Si-SJ-MOSFET	④Si-RC-IGBT
Manufacturer	transphorm	ROHM	Infineon	Infineon
Part Number	TP65H050WSQA	SCT3060AL	IPW65R060CFD7	IKWH20N65WR6
V_{DS}(V)	650	650	650	650
I_D(A) (@Tc=25°C)	36	39	36	40
$R_{DS(ON)}$ (mΩ)	60	60	60	—
Ciss(pF)	1000	852	3288	2130
Q_G(nC)	16	58	68	89
Coss(pF)	130	55	51	22
Cross Sectional Structure				

©2026 IEE Japan

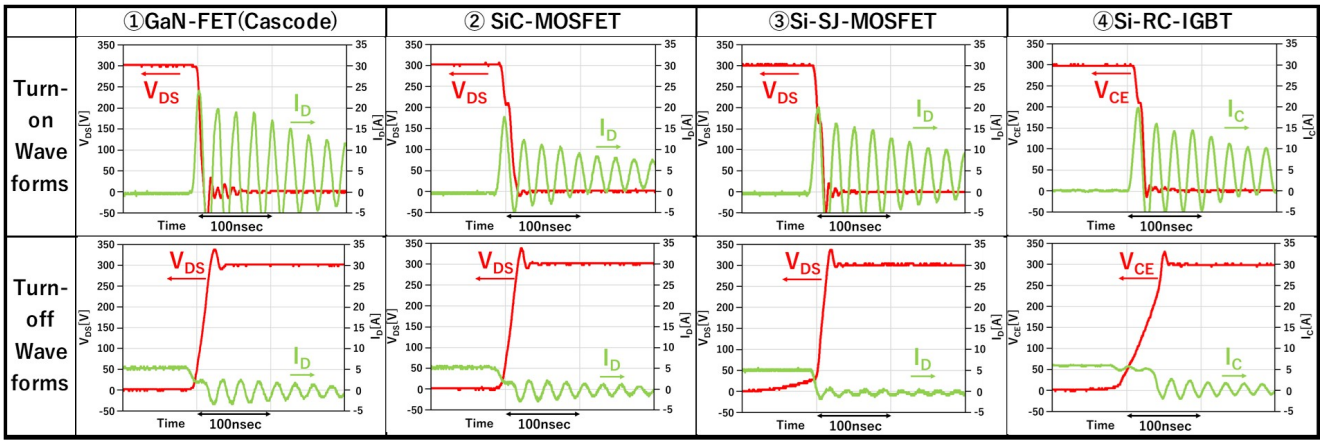


図 2 各パワーデバイスのスイッチング波形の比較
Fig. 2. Comparison of switching waveforms of each power device.

FET の差は 9.6nsec であった。今回，ターンオン時にすべてのデバイスで I_D のリンギングが観測されたが，ターンオン時間が最も短い GaN-FET は他デバイスに比べ，リンギングの振幅は約 4A 大きかった。

一方，V_{DS} が 300V の 10%から 90%になるターンオフ時間は，SJ-MOSFET，GaN-FET，SiC-MOSFET，RC-IGBT の順となった。SJ-MOSFET はターンオフ時間が短いが，V_{DS} が 0~30V の立ち上がりが緩やかであった。これは p/n コラムが完全に空乏化するまでの C_{OSS} が大きいことによると考えられる。RC-IGBT はテール電流の影響で，I_D の変化が緩やかになり，ターンオフ時間も長くなった。

(2) スイッチング損失，回路の効率の比較

図 2 の波形から，各デバイスのターンオン損失 E_{ON} およびターンオフ損失 E_{OFF} を式(1),(2)から算出した。

$$E_{ON} = \int_{t_1}^{t_2} V_{DS}(t) I_D(t) dt \qquad (1)$$

$$E_{OFF} = \int_{t_3}^{t_4} V_{DS}(t) I_D(t) dt \qquad (2)$$

なお上式において，t_1, t_2 は I_D=0A から V_{DS}=0V になるまでの時間，t_3, t_4 は V_{DS}=0V から I_D=0A になるまでの時間である。

各デバイスの比較を図 3 に示す。いずれのデバイスも E_{ON} の方が E_{OFF} に比べ大きかった。E_{ON} は SiC-MOSFET が最も小さく，GaN-FET，SJ-MOSFET， RC-IGBT の順であった。SiC-MOSFET と RC-IGBT の差は，12.5μJ であった。GaN-FET の E_{ON} が SiC-MOSFET より大きくなったのは，ターンオンの I_D の立ち上り電流が他に比べ大きかったためである。

E_{OFF} は，RC-IGBT が最もスイッチング時間が長いため，他のデバイスより顕著に大きくなった。

次に各デバイスを適用した場合の昇圧チョッパ回路の効率 η を比較した。η は，式(3)から算出した。

$$\eta = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot I_{IN}} \cdot 100\% \qquad (3)$$

結果を図 4 に示す。η は SiC-MOSFET が最も高く，次いで GaN-FET，SJ-MOSFET，RC-IGBT の順であった。

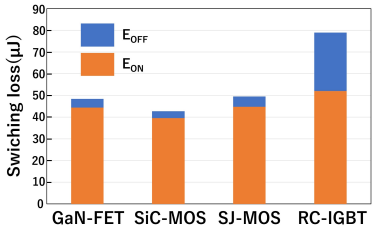


図 3 各パワーデバイスのスイッチング損失の比較
Fig. 3. Comparison of switching losses of each power device.

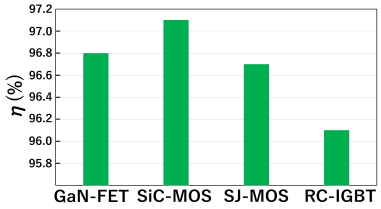


図 4 各パワーデバイスの昇圧チョッパ回路の効率の比較
Fig. 4. Comparison of the efficiency of the boost chopper circuit .

4．まとめ

定格を揃えた 4 つのパワーデバイスを昇圧チョッパ回路に適用した場合のデバイスのスイッチング特性および効率を比較した。その結果，今回の条件では，SiC-MOSFET が最もスイッチング損失が小さく，効率も高かった。GaN-FET と SJ-MOSFET は，ほぼ同じスイッチング損失と効率であった。また RC-IGBT は他のデバイスに比べ，ターンオフ損失が大きく，効率も低いことがわかった。

文　献

(1) Y.Hattori, et al.: IEICE ELEX, volume 21, issue9 (2024)
(2) Y.Hattori, et al.: IEICE ELEX, volume 22, issue6 (2025)

©2026 IEE Japan

熱特性行列を用いた電力変換器の温度上昇に基づく損失推定法

竹内　大翔*，名取　賢二，佐藤　之彦（千葉大学）

Loss Estimation Method for Power Converters Based on Temperature Rise Using Thermal Characteristics Matrix

Hiroto Takeuchi, Kenji Natori, Yukihiko Sato (Chiba University)

１．はじめに

パワー密度向上による機器の小型化，制御性能の向上が期待できることから，電力変換器の高周波スイッチング動作の必要性が高まっている。一方で，高周波駆動で顕著になる寄生成分や，測定チャンネル同士の位相差の影響により，損失測定に課題が生じている[1]。そこで，本研究ではデバイスの表面温度を測定し，熱特性行列を用いて温度上昇に基づく電力変換器を構成する個々のデバイスの損失推定を行う。

２．熱特性行列を用いた損失推定法の原理

先行研究[2]では，シミュレーション上で，熱特性行列を用いて損失からデバイスの表面温度を求めている。また，複数の発熱パターンを比較し，正確に表面温度を推定するための条件などを提案している。本研究では，先行研究とは逆の，熱特性行列を用いてデバイスの表面温度からデバイスで発生している損失を推定することを目指す。表面温度から雰囲気温度を引いた温度差をΔT，デバイスの発生損失をP，比例係数をΘとすると，(1)式のように書ける。

$$P = \Theta \cdot \Delta T \tag{1}$$

これをn個のデバイスにおける行列とすると(2)式のようになる。

$$\begin{pmatrix} P_1 \\ \vdots \\ P_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta_{11} & \cdots & \psi_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \psi_{n1} & \cdots & \theta_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta T_1 \\ \vdots \\ \Delta T_n \end{pmatrix} \tag{2}$$

ここで，熱特性行列内の対角要素θは，自デバイスの損失と自身の温度上昇を関係づける係数，ψは自身以外のデバイスの損失と自身の温度上昇を関係づける係数である。

表面温度から雰囲気温度を引いた温度差と損失の間に線形性があるため，熱特性行列を用いて損失が推定できることは先行研究でも述べられている。熱特性行列の各要素を求める際には，高精度かつ容易に電気的な損失測定が可能な直流において，図 1 の回路を用いて各々のデバイスの損失が異なる条件での温度上昇を実測する試験を実施する。この熱特性行列を用いて，種々の動作条件における損失の推定結果を電気的な入出力関係から求めた損失の実測値と比較し，損失の推定精度を検証する。

３．熱特性行列による損失推定手法

今回の実験では，2 レベル降圧コンバータのハイサイドデバイス(以下 HS)とローサイドデバイス(以下 LS)の損失を表面温度から推定することを目標としている。

まず，熱特性行列を求めるために，直流電源を上下のデバイスのドレイン・ソース間およびゲート・ソース間に接続して発熱させ，図 2 のようにデバイス中央の表面温度を測定する。放熱条件が変わらないように，デバイスの表面温度は赤外線温度計で非接触に測定する。また，それぞれのデバイスで発生している損失は入力の電圧と電流の積で計算する。複数の損失パターンで実験し，デバイスの表面温度，損失，雰囲気温度をデータとして取得する。

今回は，HS と LS をそれぞれ 1W 刻みで 0W から 3W まで発生させ，16 通りのデータを取得した。このうち，どちらかの損失が 0W のデータとそれ以外のデータ群に分けた。これは先行研究[2]にあるように，推定精度に差が出るためである。ゆえに，各データ群による推定の比較，検証を行った。

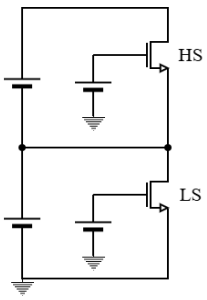


図 1 直流測定における実験回路図
Fig. 1. Experimental circuit diagram with DC measurement

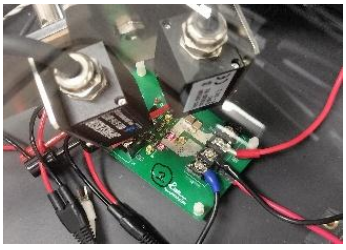


図 2 赤外線温度計の配置と使用回路
Fig. 2. Infrared Thermometer Placement and Circuitry

©2026 IEE Japan

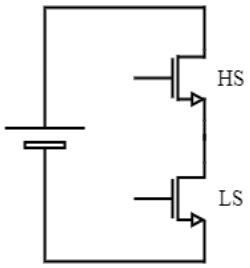


図 3 無負荷動作時の実験回路図
Fig. 3. No-Load Operation Experiment Circuit Diagram

表 1 各デバイスのある損失と表面温度
Table 1. Loss and surface temperature for each device

HS Loss [W]	LS Loss [W]	HS ΔT [∘ C]	LS ΔT [∘ C]
1.0000	1.0004	24.2	21.7
3.0005	2.0001	63.8	49.7

表 2 使用した熱特性行列の成分
Table 2. Thermal Characteristics Matrix components

Matrix Components	θ_{11}	ψ_{12}	ψ_{21}	θ_{22}
Either one is 0W	0.0938	-0.0594	-0.0781	0.134
Neither is 0W	0.0913	-0.0546	-0.0746	0.131

表 3 発熱条件の異なる熱特性行列による誤差率の違い
Table 3. Differences in error rates for each thermal characteristic matrix under different heating conditions

Error rate	D_h [%]	D_l [%]
Either one is 0W	-3.1098	-3.1100
Neither is 0W	0.7995	0.0559

表 4 無負荷時の推定値と実験値の差
Table 4. Difference between estimated and experimental values in no-load tests

Input Power	HS Estimated Loss	LS Estimated Loss	Total Estimated Loss	Difference from experimental values	Error rate
P[W]	Ph_e[W]	Pl_e[W]	Pt_e[W]	[W]	[%]
0	-0.0121	0.0414	0.0293	-0.0293	
1.018	0.3604	0.5971	0.9575	0.0605	5.9403
2.000	0.7328	1.1529	1.8858	0.1142	5.7117
3.053	1.0949	1.7325	2.8274	0.2256	7.3902
4.107	1.7243	2.0322	3.7565	0.3505	8.5337
5.098	2.1983	2.5078	4.7061	0.3919	7.6879
5.988	2.4896	3.0145	5.5041	0.4839	8.0809

表 5 負荷時の推定値と実験値の差
Table 5. Difference between estimated and experimental values in load tests

[Input Power]-[Loss]	HS Estimated Loss	LS Estimated Loss	Total Estimated Loss	Difference from experimental values	Error rate
P[W]	Ph_e[W]	Pl_e[W]	Pt_e[W]	[W]	[%]
0	-0.0738	0.0032	-0.0707	0.0707	
0.9758	0.1782	0.4066	0.5848	0.3910	40.0723
1.6735	0.3798	0.6080	0.9878	0.6857	40.9759
1.7468	0.5225	0.6544	1.1768	0.5700	32.6288
3.0427	0.8183	1.0267	1.8450	1.1977	39.3630
3.0237	1.1077	1.2069	2.3145	0.7092	23.4543
3.681	1.3123	1.3323	2.6446	1.0364	28.1553
4.578	1.6881	1.5495	3.2376	1.3404	29.2788

熱特性行列は，各データ群にある 2 つのデータの組から求める。例として，表 1 のようなデータから熱特性行列を求める方法を示す。表 1 の場合，Pをデバイスの発生損失，ΔTを表面温度から雰囲気温度を引いた温度差とすると，式(2)の行列のように計算することで熱特性行列が求まる。

$$\Theta = P \cdot \Delta T^{-1} = \begin{pmatrix} 1.0000 & 1.0004 \\ 3.0005 & 2.0001 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 24.2 & 21.7 \\ 38.9 & 45.3 \end{pmatrix}^{-1}$$

$$= \begin{pmatrix} 0.085 & -0.048 \\ -0.035 & 0.085 \end{pmatrix} \quad (3)$$

式(3)のように，各データの組み合わせから熱特性行列を求め，それらの平均を熱特性行列とする。なお，HS と LS の損失比が同じ場合，熱特性行列を求める関係式が不足し，計算不能になることから，平均を求める計算から省いた。また，どちらかが 0W のデータについても同様に行う。

４． 実験による推定手法の検証

＜4・1＞直流の実験における検証

まず，熱特性行列を求めるため，図 1 の回路に対して HS と LS の損失と，その時の表面温度のデータを取得した。求まった熱特性行列の各要素を表 2 に示す。直流の実験における損失推定を表 2 の熱特性行列を用いて行い，実験値と熱特性行列による推定値の誤差率を表 3 に示し，HS の誤差率をD_h，LS の誤差率をD_lとした。表 3 を見ると，誤差率が大きいのは，どちらかが発熱していない場合であり，HS は，どちらも発熱している時の誤差率と約 4.4 倍の差があった。発生損失からの温度推定を目的とした先行研究においても，どちらかが 0W の場合の熱特性行列を用いると推定精度が下がる結果のため，先行研究と整合する結果となった。

＜4・2＞2 レベル降圧コンバータ動作時の検証

次に，コンバータ動作時の無負荷時と負荷時の結果について述べる。どちらの動作も，表 2 中「Neither is 0W」の熱特性行列で各デバイスの損失推定を行った。

はじめに，無負荷動作時の回路図を図 3，無負荷動作時の推定結果を表 4 に示す。理想的な無負荷動作ではデバイスでしか損失が発生しないため，数値の比較は入力電力の値と HS と LS の推定値の合計で行った。合計の推定値と実験値には最大 8%程度の誤差が発生している。

最後に，負荷時の推定結果を表 5 に示す。この実験では便宜的に，入力電力から負荷損失を引いた値との比較を行った。こちらも無負荷時と同様に推定値の合計と比較をした。この実験では推定値の誤差率が最低でも約 25%，最大で約 40%生じており，無負荷時よりも誤差は大きく，精度向上のための検討が必要である。

文 献

(1) S. Bęczkowski, *et al*, *2023 IEEE ECCE*, pp. 5789-5793, 2023
(2) D. Schweitzer and M. Pennetti, *2024 40th SEMI-THERM*, pp. 1-4, 2024

©2026 IEE Japan

連続ターンオフスイッチングの過電圧ストレスによる GaN-HEMT の特性変動と回復挙動

中谷　拓夢*，野中　華輝(九州大学)，
Bixuan　Wang，Mattew　Porter(バージニア工科大学)，
西澤　伸一，齋藤　渉(九州大学)

Shifts and Recovery of Device Characteristics in GaN-HEMTs After Repetitive Turn-off Switching-Induced Overvoltage Stress

Takumu Nakatani, Haruki Nonaka (Kyushu University),
Bixuan Wang, Mattew Porter (Virginia Polytechnic Institute and State University),
Shin-ichi Nishizawa, Wataru Saito (Kyushu University)

１．はじめに

GaN-HEMT は高速スイッチング動作が可能であるが，寄生インダクタンスにより大きなサージ電圧が発生しやすい。また，GaN-HEMT は Si や SiC デバイスとは異なり，動的耐圧が静的耐圧とは異なる特性を示す[1]。しかし，低耐圧用途の GaN-HEMT における動的耐圧近傍での繰り返しスイッチングによる特性変動や，その後の回復挙動についての報告は十分ではない[2]。そこで，本研究では，大きなサージ電圧を伴う連続スイッチング試験を行い，GaN-HEMT 容量特性の変動およびその回復挙動について報告する。

２．実験手法

本研究では，EPC 社製の GaN-HEMT を対象デバイスとして選定した。表 1 に示すように定格電圧 100 V のデバイス（EPC2088）および定格電圧 60 V のデバイス（EPC2031）の 2 種類を用いた。

図 1(a)に示す試験回路は，基本的な L 負荷スイッチング回路を基に設計した。本研究では，DUT のドレイン側配線を寄生インダクタンスとして扱い，その配線長を調整することで L_{DS} を変化させ，ターンオフ時にサージ電圧を意図的に発生させた。図 1(b)に示す過電圧ストレス条件は，各デバイスの動的耐圧の 95 %とした。繰り返し過電圧ストレスは 1,000 万回印加し，ターンオフ時の電流は，各デバイスの定格電流の 1/4 に設定した。

図 2 に示す試験回路は，マザーボード，ドーターボード，外付けインダクタから構成される。DUT はマザーボード上に実装され，特性測定時は周辺の電子部品との接続を切り離し，DUT を実装したまま行った。過電圧ストレス印加前後の特性は，半導体パラメータ・アナライザ(B1506A, Keysight)を用いて C_{oss} および C_{rss} を測定し，C_{ds} と C_{gd} を評価した。さらに，過電圧ストレス印加後には，デバイスを送風定温恒温器(DKN302, YAMATO)により 150 ℃で 1-12 時間加熱し，アニール処理による特性回復挙動を評価した。

表 1　DUT の詳細
Table I.　DUT details

DUT	EPC2088	EPC2031
定格電圧 [V]	100	60
定格電流 [A]	60	48
オン抵抗 [mΩ]	3.2	2.6
動的耐圧 [V]	約280	約195
実装方式	表面実装	

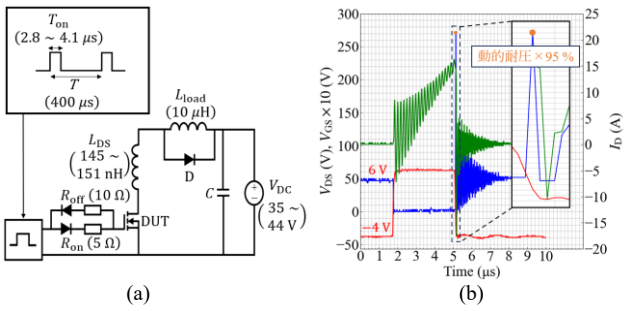


図 1　(a) L_{DS} を追加した L 負荷スイッチング回路の回路図，(b) L_{DS} を追加した L 負荷スイッチング回路の試験波形
Fig. 1.　(a) Schematic diagram of the inductive load switching test circuit with the added L_{DS}, (b) waveform of the clamped inductive switching circuit

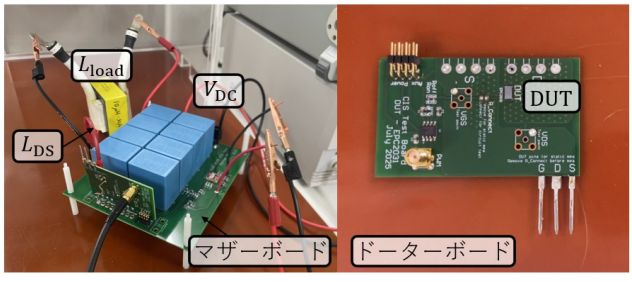


図 2　(a) 実際の試験回路，(b) ドーターボード
Fig. 2.　(a) Actual test circuit, (b) daughter board

©2026 IEE Japan

3．実験結果と考察

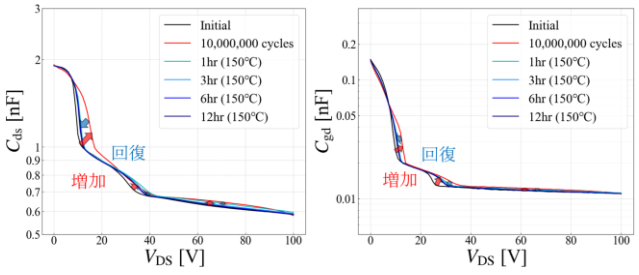
図 3 および図 4 に，それぞれ EPC2088 および EPC2031 における C_{ds} および C_{gd} の過電圧ストレスによる変動と，その後の回復挙動を示す。

EPC2088 では，過電圧ストレスの印加に伴い C_{ds} および C_{gd} が増加する傾向が確認された。その後，高温環境下での放置により，容量値は初期特性の方向へと回復した。これらの結果から，過電圧ストレスによりデバイス内部へのホールトラップ形成された考える。一方，EPC2031 では過電圧ストレスの印加により C_{ds} および C_{gd} が減少する傾向を示し，同様の高温放置によって回復が確認された。これらの結果から，過電圧ストレスによりデバイス内部への電子トラップ形成が支配的であると考える。

次に，トラップされた電荷のエネルギー準位および電荷がトラップされた位置を評価するため，初期特性からの電荷変動量である ΔQ_{ds} および ΔQ_{gd} を算出した。トラップ位置を特定する指標として，解析範囲を V_{DS} = 0-20 V（低電圧域）および 20-100 V（高電圧域）に分割して解析を行った。

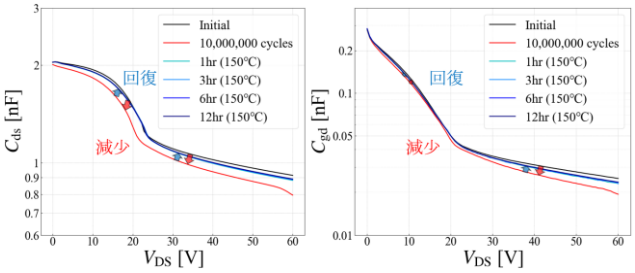
図 5 および図 6 に，各デバイスにおける ΔQ_{ds} および ΔQ_{gd} の高温環境下での放置時間と特性回復挙動との相関を示す。なお，回復時間（Recovery Time）0 時間は，1,000 万回の過電圧ストレス印加直後の変動量を示している。

EPC2088 において，V_{DS} = 0–20 V では，ΔQ_{ds} および ΔQ_{gd} は約 1 時間放置で急峻に回復し，その後は飽和する挙動を示した。一方，V_{DS} = 20–100 V では，回復が安定するまでに約 6 時間を要した。一般的に，トラップからの電荷放出時間は準位が深くなるほど長い。また，ドレイン電圧の増大に伴い空乏層はチャネル近傍から基板深部へ広がる。したがって，EPC2088 におけるホールトラップは，ゲート近傍や表面付近では浅い準位に，空乏層が到達する深部では深い準位に形成されていると考える。一方，EPC2031 では，いずれの電圧においても約 1 時間で急峻な回復が見られ，その後の変化は緩やかであった。この結果から，EPC2031 における電子トラップは，空乏層の広がる範囲に依存せず，放出されやすい浅い準位で形成されていると考える。



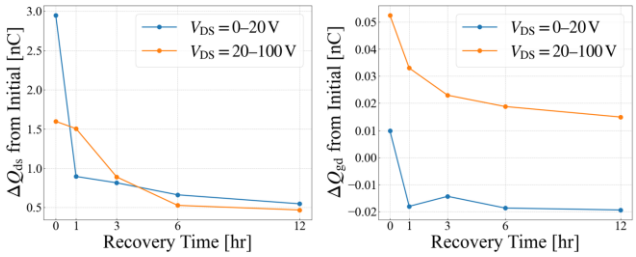
(a) (b)

図 3 (a) Q_{ds} の過電圧による変動と加熱による回復 (EPC2088),
(b) Q_{gd} の過電圧による変動と加熱による回復 (EPC2088)
Fig. 3. (a) Variation of Q_{ds} due to overvoltage and recovery through heating (EPC2088),
(b) Variation of Q_{gd} due to overvoltage and recovery through heating (EPC2088)



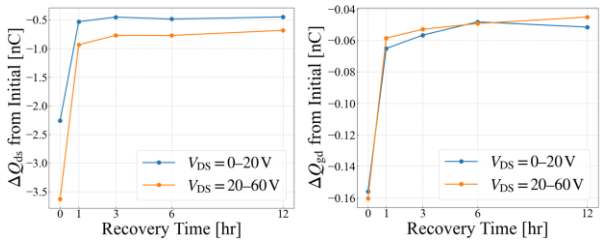
(a) (b)

図 4 (a) Q_{ds} の過電圧による変動と加熱による回復 (EPC2031),
(b) Q_{gd} の過電圧による変動と加熱による回復 (EPC2031)
Fig. 4. (a) Variation of Q_{ds} due to overvoltage and recovery through heating (EPC2031),
(b) Variation of Q_{gd} due to overvoltage and recovery through heating (EPC2031)



(a) (b)

図 5 (a) ΔQ_{ds} における高温放置時間と回復挙動の相関 (EPC2088),
(b) ΔQ_{gd} における高温放置時間と回復挙動の相関 (EPC2088)
Fig. 5. (a) Correlation between high temperature holding time and recovery behavior in ΔQ_{ds} (EPC2088),
(b) Correlation between high temperature holding time and recovery behavior in ΔQ_{ds} (EPC2088)



(a) (b)

図 6 (a) ΔQ_{ds} における高温放置時間と回復挙動の相関 (EPC2088),
(b) ΔQ_{gd} における高温放置時間と回復挙動の相関 (EPC2088)
Fig. 6. (a) Correlation between high temperature holding time and recovery behavior in ΔQ_{ds} (EPC2088),
(b) Correlation between high temperature holding time and recovery behavior in ΔQ_{ds} (EPC2088)

謝　辞

本研究は，【科学技術振興機構】JPMJAP2412 の支援を受けたものです。

文　献

(1)R. Zhang et al., IEEE International Electron Devices Meeting, pp. 23.3.1-23.3.4, 2020.

(2)J. P. Kozak et al., IEEE Trans on Power Electronics, vol. 38, No. 1, pp. 435-446, 2023.

©2026 IEE Japan

GaN HEMT への基板バイアス印加による ZVS 動作領域の拡大に関する数値的検討

仲内謙吾 *，高山創，小林和淑，新谷道広（京都工芸繊維大学）

A Numerical Study on Expanding the ZVS Operation Range by Applying Substrate Bias to GaN HEMTs

Kengo Nakauchi*, Hajime Takayama, Kazutoshi Kobayashi, and Michihiro Shintani (Kyoto Institute of Technology)

1. はじめに　GaN HEMT (High Electron Mobility Transistor) は，その高周波動作特性により電力変換回路の小型化および高電力密度化を可能とし，データセンタのサーバ電源等の大電力用途において導入が進んでいる [1]．特に，DC-DC コンバータの高効率化のため，ゼロ電圧スイッチング方式 (Zero voltage switching, ZVS) を採用した共振コンバータが広く用いられる．しかし，ZVS の成立には出力容量 C_{oss} や負荷電流により定まる条件が存在し，軽負荷時にその動作条件を逸脱することによる効率の低下が問題となる [2]．他方，GaN HEMT は，その基板電位に負電圧を印加することで C_{oss} が減少することが知られており [3]，その活用により ZVS 動作領域を拡大できる可能性がある．本稿では，GaN HEMT への負の基板電位の印加による特性変化を模擬し，共振コンバータにおける軽負荷時の動作改善に対する有効性を回路シミュレーション上で検証する．

2. 基板電位印加を模擬した回路シミュレーション

＜ 2・1 ＞基板電位印加による特性変化の再現　GaN HEMT として広く実用化されている GaN-on-Si 構造では，Si 基板に負電位を印加した際，バッファ層における電子トラップによる実質的な C_{oss} の減少とオン抵抗 R_{on} の増加が報告されている [4]．C_{oss} の減少は ZVS 動作領域の拡大に有用である反面，R_{on} の増加は導通損失の増大を招くため，その回路動作への影響を検証する必要がある．本稿では，先行研究を参考に，100 V 定格の GaN HEMT における −100 V の基板電位印加による特性変化を，C_{oss} は 40%減，R_{on} は 40%増として模擬を行う [3, 4]．市販の GaN HEMT (EPC2001C) の SPICE モデルを元に，上記の特性変化を模擬したトランジスタの等価回路を作成した．図 1 に，基板バイアスの有無による特性変化を模擬した C_{oss}–V_{ds} 特性を示す．基板電位の印加によるオン抵抗の増加は，データシート [5] に記載の R_{on} (Typical 値) の 40%に相当する 2.24 mΩ の固定抵抗を素子に直列接続することで模擬する．

＜ 2・2 ＞シミュレーション設定　基板電位印加による共振コンバータ動作への影響を，市販回路シミュレータ (SIMetrix ver. 8.20) を用いて検証する．図 2 に示すハーフブリッジインバータ回路を対象とし，表 1 に示す回路パラメータを使用する．この回路は，ZVS 条件を満たすとき，ターンオン時に ZVS を達成する．基板電位の有無に対して，負荷抵抗 R によって出力電流の振幅を掃引し，ZVS 動作領域の拡大に対する有効性を検証する．

3. シミュレーション結果　図 3 に，インバータの入出力電力から計算した電力変換効率を示す．基板電位の印加により，軽負荷における効率の向上が確認できる．図 4 に，1 スイッチング周期内での GaN HEMT における損失の内訳を示す．基板電位の印加により ZVS 動作領域が拡大し，軽負荷時のターンオン損失が減少している．加えて，R_{on} の増加による導通損失の増加は，軽負荷においては影響が軽微であることがわかる．以上の結果から，GaN HEMT の基板電位の印加による ZVS 動作領域の拡大と，軽負荷での電力変換効率の改善を確認した．

表 1　使用する回路パラメータ．
Table 1. Utilized circuit parameters.

L	C	Switching freq.	V_{DC}	Duty ratio
14.3 µH	923 pF	1.39 MHz	100 V	43 %

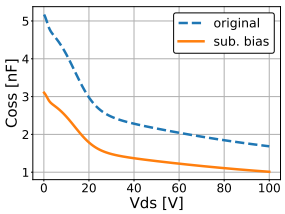


図 1　模擬した C_{oss} 特性．
Fig. 1. Reproduced C_{oss} characteristics.

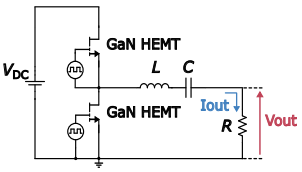


図 2　シミュレーション対象回路．
Fig. 2. Simulated circuit.

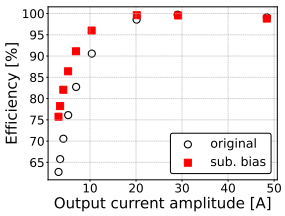


図 3　電力変換効率の比較．
Fig. 3. Power conversion efficiency comparison.

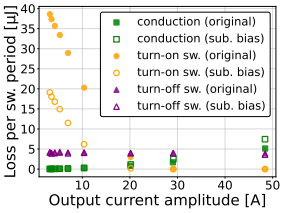


図 4　損失内訳の比較．
Fig. 4. Loss breakdown comparison.

4. おわりに　本稿では，GaN HEMT への基板電位の印加によって C_{oss} が減少することに着目し，共振型コンバータへの適用可能性を検証した．基板電位印加による特性変化をシミュレーション上で模擬し，検証を行った結果，軽負荷領域における ZVS 動作領域の拡大と効率改善を確認した．今後の課題として，実際の共振型コンバータに本手法を適用し，有効性を実験的に評価する．

謝辞　本研究は JSPS 科研費 25K17592 の助成を受けたものである．

文 献

[1] M. Buffolo, *et al.*, IEEE Trans. Electron Devices, **71** (3), 1344–1355 (2024). [2] J. W. Kim, *et al.*, IEEE Trans. Power Electron., **29** (4), 1562–1566 (2014). [3] J. Zhuang, *et al.*, Proc. WiPDA'18, 130–133 (2018). [4] S. Yang, *et al.*, Proc. ISPSD'17, 101–104 (2017). [5] EPC Corp., EPC2001C Datasheet (2025).

©2026 IEE Japan

極薄層間 PCB による GaN 高速スイッチング改善

柳島　潤*（コペル電子），須江　聡（信州大学），宮本　光教，乙部　鉄太郎
（シチズンファインデバイス），長浜　竜（岩崎通信機）

Ultra-Thin PCB Layering for GaN High-Speed Switching

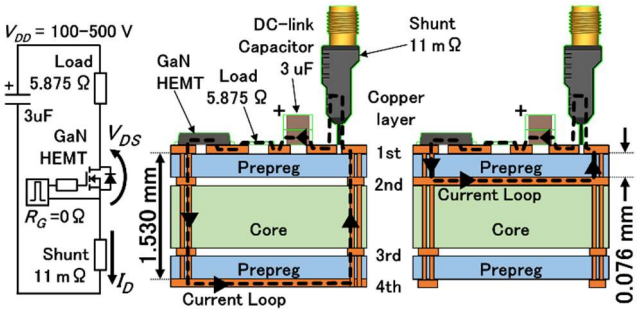
Jun Yanagishima (Coper Electronics Co., Ltd.) Satoshi Sue (Shinshu University),
Mitsunori Miyamoto, Otobe Tetsutaro (Citizen Finedevice Co.,Ltd.), Ryu Nagahama
(IWATSU ELECTRIC CO., LTD.)

１．はじめに

パワーデバイスの高速スイッチングにおいて、デバイス破壊や EMI 抑制のため、電圧/電流サージの抑制は極めて重要である。主因となる寄生インダクタンス(L_S) の低減手法として、主電流の往路と復路を PCB (Printed Circuit Board) の表裏に貼り合わせて配置し、電流ループ面積を最小とし磁界を打ち消す構造がしばしば用いられる。しかし PCB コア材により 0.8～1.6 mm 程度の層間距離が生じ、残存 L_S となっていた。本研究では層間距離を最小化した PCB 構造[1] にて V_{DD} = 500 V, I_D = 80 A, R_G = 0 Ω で t_r = 2.4 ns, t_f = 1.8 ns を維持しつつサージやアンダーシュートが観測されない GaN HEMT スイッチング波形を得たので報告する。

２．提案手法

試験回路図を Fig.1 (a)に、従来 PCB 断面構造を Fig.1 (b) に、提案 PCB 断面構造を Fig.1 (c) に示す。GaN HEMT (GS-065-030-6-LL, Infineon) を用いた抵抗負荷スイッチング回路として構成され、ゲート抵抗 R_G = 0 Ω、DC リンクキャパシタ 3 μF、負荷抵抗 5.875 Ω、電流検出シャント抵抗 11 mΩ (UFCS-R011 (1GHz), PMK)を設けた。従来手法では主電流の往路を 4 層基板の第 1 層(表面)、復路を第 4 層(裏面)に貼り合わせることで L_S の削減を図っていたが PCB のコア材厚みにより 0.8～1.6 mm 程度の層間距離が残存し、L_S 増加を招いていた。一方提案手法では往路を第 1 層、復路を直下の第 2 層(内層)に配置し、層間距離をプリプレグ厚 0.076 mm まで削減することで L_S の最小化と波形改善を図る。



(a) Experimental Circuit　(b) Conventional PCB (Wide Current Loop)　(c) Proposed PCB (Tight Current Loop)

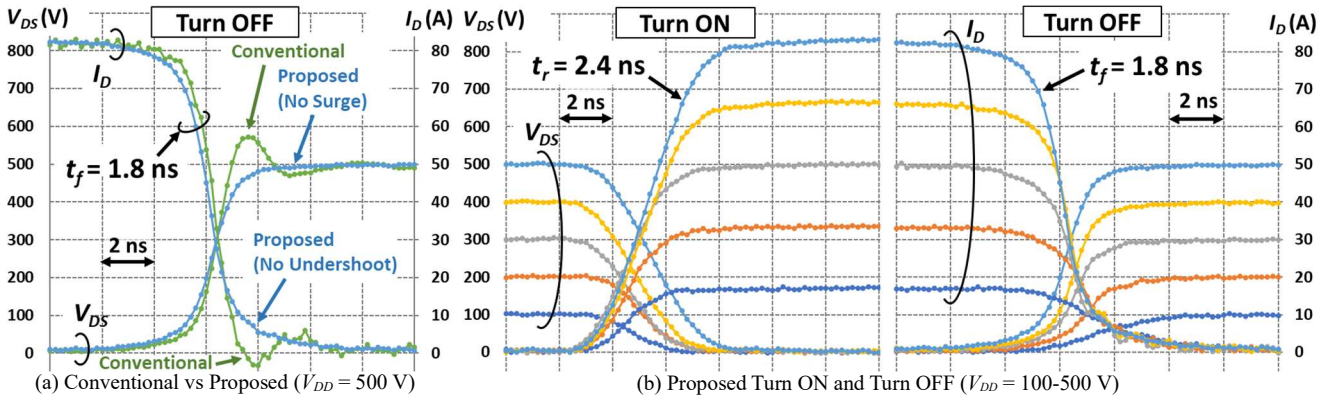
Fig. 1. PCB Structure and Experimental Circuit

３．実機実験

従来手法と提案手法における V_{DD} = 500 V, I_D = 80 A のターンオフ波形比較を Fig.2 (a) に示す。従来手法では t_f = 1.8 ns でターンオフに伴う V_{DS} サージが約 80 V (16%) 生じており、I_D にもアンダーシュートおよびターンオフ後のリンギングが確認された。一方提案手法では、同等の t_f = 1.8 ns を維持した状態でサージ、アンダーシュートや顕著なリンギングは認められなかった。次に提案手法での V_{DD} = 100-500 V, I_D = 16-80 A でのターンオン/オフ波形を Fig.2 (b)に示す。いずれにおいてもサージやアンダーシュートは確認されず、t_r = 2.4 ns であった。なお、すべての波形においてスムージング等の波形処理は行っていない。

文　献

(1) L. Shillaber, Y. Jiang, L. Ran and T. Long, “Ultrafast Current Shunt (UFCS): A Gigahertz Bandwidth Ultra-Low-Inductance Current Sensor,” in IEEE Transactions on Power, vol. 37, no. 12, pp. 15493 - 15504, Dec. 2022.



(a) Conventional vs Proposed (V_{DD} = 500 V)　(b) Proposed Turn ON and Turn OFF (V_{DD} = 100-500 V)

Fig. 2. GaN HEMT Switching Waveforms (no smoothing)

©2026 IEE Japan

SiC-MOSFET の電圧クランプ回路の設計

佐藤 伸二*，山口 大輝，加藤 史樹（産業技術総合研究所）
田尾 仁志，黒柳 貴夫，北村 太志（株式会社小松製作所）

Design of a voltage clamp circuit for SiC-MOSFET.

Shinji Sato*, Daiki Yamaguchi, Fumiki Kato (AIST)
Hitoshi Tao, Takao Kuroyanagi, Taishi Kitamura (Komatsu Ltd.)

１．まえがき

SiC をはじめとした WBG 半導体が実用化してきている。これらによる高速スイッチングは変換器の損失を低減する一方で，サージ電圧の増加が懸念される。サージ電圧の低減にはスナバ回路の挿入が一般であるが，部品点数増加によるコストアップが課題となる。定電圧ダイオードを使ってドレイン電圧をゲート波形にフィードバックする抑制[(1)(2)]が提案されているが，高速スイッチングにおいては MOSFET の内部抵抗とゲート容量による信号遅延の処理が難しかった。本論文では，SiC-MOSFET におけるクランプ回路の設計方法について報告する。

２．クランプ回路の動作とシミュレーション

図 1(a)に基本クランプ回路，同図(b)にオーバーシュートレスクランプ回路，表 1 に回路条件を示す。MOSFET のパラメータは実デバイスのデータシート[(3)]を基に作成した。Cgs，Cdg，Cds は D-S 間電圧によって容量が変動するがシミュレーションはこれらを固定値とした。MOSFET のドレイン電流 i_{Di} は以下の二乗モデルで定義した：

$$i_{Di} = G \cdot (v_{GSi} - V_{th})^2 \quad \cdots\cdots (1)$$

ゲート駆動回路は，t=-4.5μs で+20V，t=0μs で-5V を出力する。t=0 における i_L は 338A（=600 V×4.5 μs÷8μH）である。クランプ電圧は 1500V，定電圧ダイオードは 90%の 1350V で設計した。v_{DS} が 1500V に達した瞬間に $i_{Di} \geqq i_L$（$v_{GSi} \geqq 8.6 = V\text{th} + \sqrt{i_{Di}/G}$）にできれば，それ以降の v_{DS} 上昇を抑制できる。 Rgin の電圧降下を無視すると R≒20.6Ω が算出できる。

＜2・1＞基本回路の動作　　図 2(a)にシミュレーション結果を示す。(a)-(d)の範囲にわけて動作を説明する。

(a)-(b)：　VG を+20V から-5V に変化させる。v_{GSi} は初期値+20V からτ=Cgs(Rg+Rgin)の時定数で-5V に向かって減衰する。v_{GS} は VG=-5V と v_{GSi} を Rg と Rgin で分圧した値となる。

(b)-(c)：　$v_{GSi} \leqq 8.6$V になると i_D (=i_{Di})が i_L (≒338A)を下回る。i_L-i_D が Cds に流れて v_{DS} が上昇する。

(c)-(d)：　v_{DS}>1350+v_{GS} になると D→R→Z を介して i_Z が流れる。i_Z によって v_{GS} が上昇し，遅れて v_{GSi} が上昇する。

(d)-：　v_{GSi}>8.6 V となる(d)で i_D (=i_{Di}) >i_L(≒338A)となり v_{DS} が下降に転じる。本解析では v_{DS} は 1800V まで達した。

表 1　回路条件
Table 1　Parameters in simulations.

	要素	符号	値	単位
MOSFET モデル	内部抵抗	Rgin	1.6	Ω
	入力容量	Cgs	32	nF
	帰還容量	Cdg	100	pF
	出力容量	Cds	10	nF
	しきい値	Vth	4	V
	ゲイン	G	16	A･V^{-2}
クランプ回路	抵抗	R	20	Ω
	定電圧ダイオード	Z	1350	V
		Za	350	V
		Zb	1000	V
	コンデンサ	C	650	pF
主回路	試験電圧	Vcc	600	V
	主回路 L	L	8	μH
	ゲート駆動	VG(on)	20	V
		VG(off)	-5	V
	ゲート抵抗	Rg	2	Ω

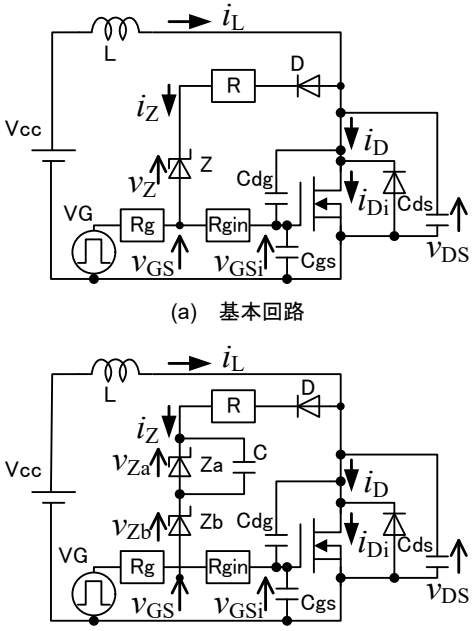


図 1　シミュレーション回路構成
Fig.1. Circuit configuration in simulation.

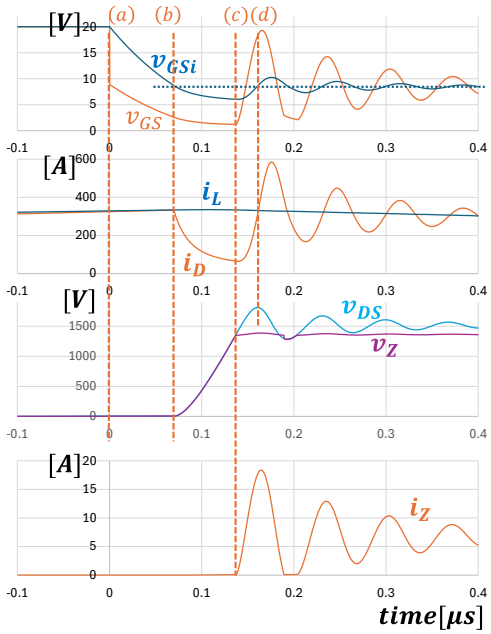
©2026 IEE Japan

＜2・2＞オーバーシュートレス回路の動作　　図 2(b)にシミュレーション結果を示す。

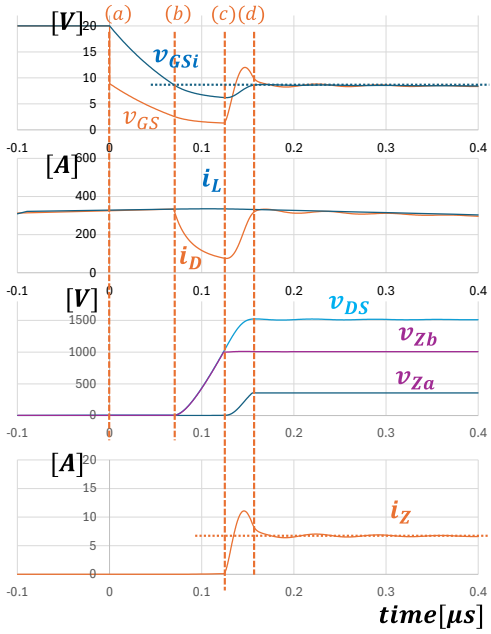
(a)-(c)：　i_Z が流れるまでの波形は前節と同じになる。

(c)-(d)：　v_{DS}>1000+v_{GS} になると D→R→C→Zb を介して i_Z が流れる。i_Z によって，C の端子電圧 v_{Za} が初期値 0 から上昇すると同時に v_{GS} および v_{GSi} が上昇する。

(d)-：　v_{Za}=350 V となると Za が電圧を保持して C に電流が流れなくなる。このタイミングで v_{GS} と v_{GSi} を 8.6V になるよう C の値を調整する。本解析では，ほぼオーバーシュートなしで v_{DS} を 1500V にできた。



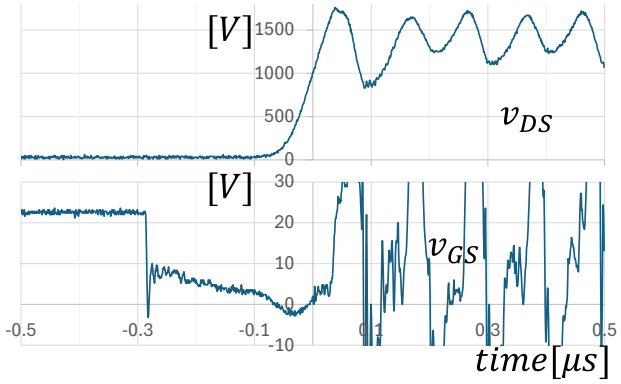
(a)　基本回路



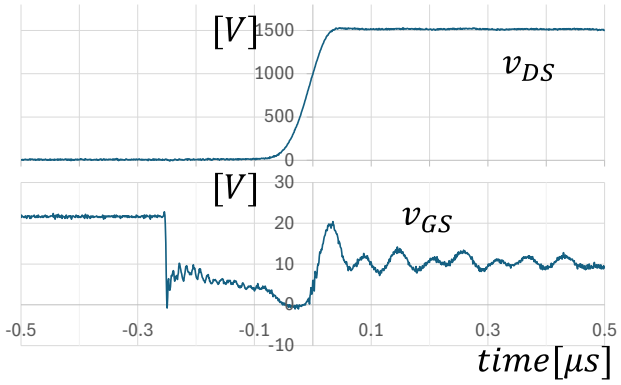
(b)　オーバーシュートレス回路

図 2　シミュレーション結果

Fig.2. Simulation waveforms.



(a)　基本回路



(b)　オーバーシュートレス回路

図 3　実験結果

３．実験結果とまとめ

MOSFET に ROHM 社の BSM300D12P2E001（1200V, 300A）を使用して実験を行った。回路構成はシミュレーションと同じなので省略する。Z, Za, Zb は 150V または 200V の定電圧ダイオードを直列接続して構成した。図 3(a)と(b)にそれぞれ基本回路とオーバーシュートレス回路の実験結果を示す。(a)にあった v_{DS} のオーバーシュートが(b)では除去できていることを確認した。

本報告の回路は，スナバ回路なしでサージ電圧を抑制できることから回路の小型・低コスト化に貢献できる。また定電圧ダイオードの組み合わせでクランプ電圧を自由に設定できるので耐圧設計が容易になる。

文　献

(1)　富士通株式会社，集積回路，特公昭 60-40219　（1985 年 9 月 10 日）

(2)　Gerhard Goeser, et.al., Power output stage for switching inductive loads with reduced radiation emission, United States Patent US 6,531,908　（1997）

(3)　SiC Power Module BSM300D12P2E001 datasheet , https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/power_module/bsm300d12p2e001-e.pdf, 2025 年 11 月 19 日参照

©2026 IEE Japan

Si コンデンサを用いた RC スナバの MOSFET への内蔵による スイッチングサージと損失の低減

安住　壮紀*，小幡　進，樋口　和人(東芝)，大黒　達也　(東芝デバイス&ストレージ)

Reduction of Switching Surge and Loss by Integrating an RC Snubber with Si Capacitor into MOSFET

Takenori Yasuzumi, Obata Susumu, Higuchi Kazuhito (Toshiba Corp.), Ohguro Tatsuya (Toshiba Electronic Devices & Storage Corp.)

１．はじめに

電力変換回路の MOSFET がターンオフすると，スイッチングサージが発生し，EMI や信頼性低下の要因となる。対策の 1 つとして RC スナバを用いるが，MOSFET パッケージに対して外付けする場合は寄生インダクタンス(Ls)により効果が制限され，サージ抑制や損失低減に課題がある。本稿では，Si コンデンサを用いた RC スナバ内蔵 MOSFET を提案し，Ls の極小化による改善効果を示す。

２．開発した Si コンデンサ

Si コンデンサは従来の MLCC に対して温度および電圧に対する容量の変化が小さいため，RC スナバとして用いた際の性能が安定する。また MOSFET パッケージへ内蔵することで Ls を低減できるためスナバ効果の改善も期待できる。図 1 に試作した Si コンデンサの写真と断面構造を示す。MLCC は誘電体シートに内部電極を印刷・積層によって製造するのに対して，Si コンデンサはウェハ表面に Si エッチングでトレンチ構造を形成して製造する。このトレンチにより表面積が増加し，強誘電体だけでなく常誘電体材料であっても比較的大きな容量を実現できる。Si コンデンサは，低 ESL，高温安定性，薄型形状といった利点を有する[1]。図 2 に容量密度に対する耐圧特性を示しており，点線は設計値，プロットは測定値である。一次設計した赤の結果から設計仕様を満たす性能を確認できており，改善に向けて施策中の青の結果からはさらなる高密度化・高耐圧化の可能性を得ている。

３．スイッチングサージ・損失の検証結果

本研究は表面実装型 MOSFET パッケージを対象とした。図 3 に構成と等価回路を示しており，RC スナバ回路中の容量を Csnb，抵抗を Rsnb としている。一般的に，MLCC とチップ抵抗は，実装基板上の部品レイアウトの制約により，MOSFET パッケージから数 mm 離れた位置に外付けで実装されるため，数 nH の Ls が発生する。提案構成では Si コンデンサと抵抗をパッケージ内に内蔵し，ドレイン・ソース端子に直接接続する。これにより Ls が極小化でき，基板上の実装面積の削減によってレイアウト自由度も向上できる。図 4 は ANSYS Q3D による Ls の電磁界解析結果を示しており，外付けの場合は数 MHz における Ls が 5 nH を超えるのに対して，内蔵の場合は 1 nH 未満に抑制できている。

耐圧 80 V，定格電流 80 A の MOSFET を検証対象として選定した。抵抗負荷におけるスイッチング条件を 40 V, 40 A として SPICE シミュレーションにより RC スナバによる効果を解析した。ここでは Rsnb=1 Ω，Csnb=3.5 nF または 10 nF として，容量変化の影響を検証した。シミュレーション結果を図 5 に示す。RC スナバの接続により内蔵・外付けに拠

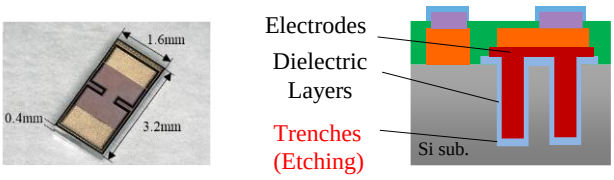


図 1. 試作した Si コンデンサと断面構造

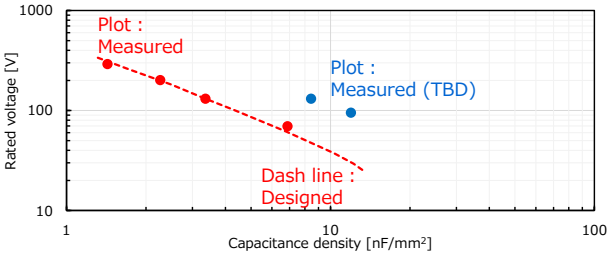


図 2. Si コンデンサの容量密度に対する耐圧特性

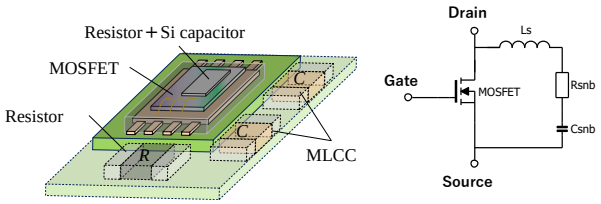


図 3. RC スナバを付加した MOSFET の構成と等価回路

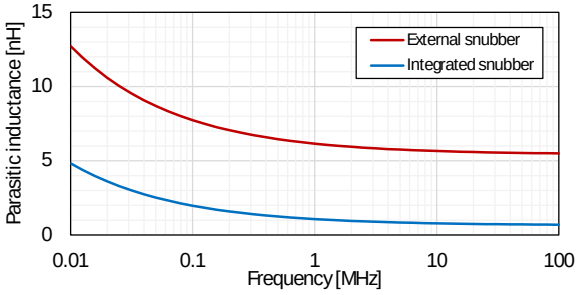


図 4. Ls の電磁界解析結果

©2026 IEE Japan

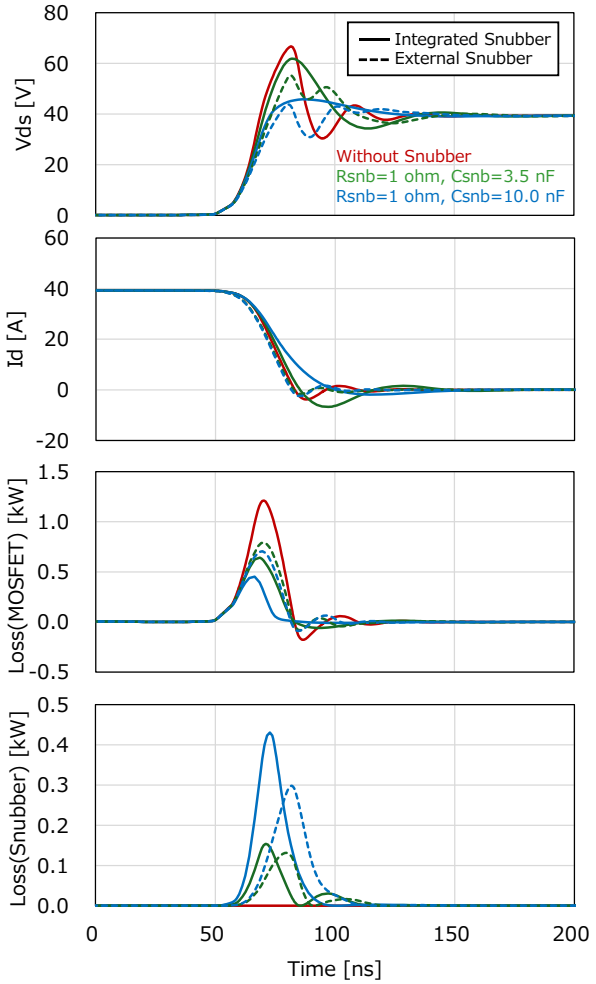


図 5. RC スナバの有無に対するスイッチング波形のシミュレーション結果

らずサージ電圧は低減し，容量が大きいほど効果は顕著である。しかし Csnb 増加に伴って MOSFET の損失は減少する一方でスナバの損失は増加する。外付けでは Ls により新たな LC 共振が発生し，電圧波形にリンギングが重畳するため，高周波帯域で EMI 悪化を招くと考えられる。

図 6 は Csnb に対するターンオン損失 Eon とターンオフ損失 Eoff およびその和 Esw をシミュレーションした結果を示している。MOSFET で生じる Eon は Csnb にほとんど依存しないが，スナバでは比例する。MOSFET で生じる Eoff は一度極小値を示した後に増加するため，Esw も同じ傾向を示すことがわかる。また Esw は外付けに対して内蔵の方が常に低い値を示すことも確認できる。サージ電圧は Csnb に対して減少するが，図 5 に示したように外付けの方がわずかに低い値を示す。

図 7 は Esw に対するサージ電圧をまとめた結果であり，外付けと内蔵の場合を比較している。赤色は外付け，青色は内蔵の場合を，線はシミュレーション結果，プロットは測定結果を示す。黒プロットの位置がスナバ無しの場合で

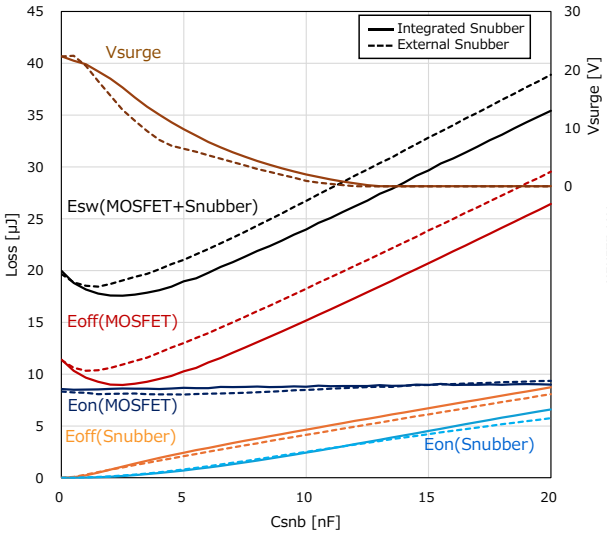


図 6. Csnb に対するスイッチング損失とサージ電圧

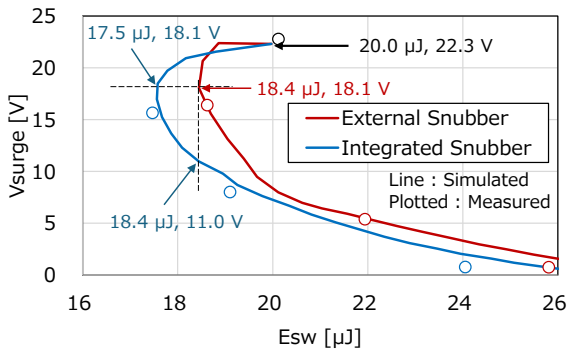


図 7. スイッチング損失に対するサージ電圧

あり，Esw が 20.0 μJ，サージ電圧は 22.3 V である。外付けの最適条件では Esw が 18.4 μJ (8.0%低減)，サージ電圧が 18.1 V（18.8%低減）に改善している。内蔵の場合では同じサージ電圧条件で Esw が 17.5 μJ（さらに 4.8%低減），同じ Esw 条件ではサージ電圧が 11.0 V(さらに 39.2%低減)しているため，内蔵構成の優位性が明確に示された。測定結果はシミュレーション結果と同等の傾向を得ている。

４．まとめ

RC スナバを MOSFET のパッケージへ内蔵することで，Ls を極小化でき，スイッチング時に生じる損失とサージ電圧のトレードオフが改善することを確認できた。

文　献

(1) S. Obata *et al.*, : " A Novel Fabrication Process for High Density Silicon Capacitors by Using Metal-Assisted Chemical Etching, " *IMAP Source Proc. 2019*, no. 248-53, pp. 1-6 (2019)

©2026 IEE Japan

パワエレ機器のモデルベース開発に向けたデバイスモデルの検証

中村　信之介*，田久保　拡，田重田　稔久，佐藤　以久也（富士電機株式会社）

Validation of Device Models for Model-Based Development (MBD) of Power Electronics Equipment

Shinnosuke Nakamura, Hiromu Takubo, Toshihisa Tajyuta, Ikuya Sato (Fuji Electric Co.,Ltd)

１．まえがき

近年，モデルベース開発による設計環境の高度化が進んでいる。パワーエレクトロニクス機器の設計においては，損失・ノイズ・信頼性の観点から，パワーデバイスのスイッチング（SW）波形が重要な設計指標となる。SW 波形は，バス電圧や負荷電流といった主回路条件に加え，ゲートドライブ回路（GDU）条件などの設計条件によって大きく変化する。一方，従来のデバイス単体モデルでは，デバイス単体での電気特性再現に主眼が置かれており，これらの設計条件に伴う SW 波形の変動を十分に扱うことが難しいと報告されている[1]。

そこで本研究では，設計条件の変化に対応した SW 波形を推定可能なモデルを構築し，その有効性について検証したので報告する。

２．提案モデル

図 1 に，提案モデルの概要を示す。提案モデルでは，デバイス単体ではなく，デバイス，主回路および GDU を一体として扱う。これにより，設計条件の変化に伴う SW 波形の変動をモデル上で表現することが可能となる。本研究では，SW 波形に影響を与える設計条件として，バス電圧 E_{dc}，負荷電流 I_{load}，接合温度 T_j，ゲート抵抗 R_G および主回路配線インダクタンス L_S を考慮した。提案モデルは，これらの設計条件と SW 波形の関係をビヘイビアモデルとして表現している。具体的には，各設計条件に対して実測した SW 波形をデータベース（DB）化し，この DB を基にデータ間を補間することにより，任意の設計条件における SW 波形を推定する。

３．検証結果

今回の検証では，E_{dc} = 600 V，I_{load} = 300 A，T_j = 25 ℃の条件下で，R_G および L_S を変更して検証を行った。

図 2 に，ターンオフ時の SW 波形の検証結果を示す。(a)は，R_G = 4.7 Ω，L_S = 30 nH の設計条件における SW 波形で，この SW 波形から R_G および L_S を変更したときの SW 波形推定精度を検証した。(b)は，(a)に対して L_S = 30 nH に固定し，R_G を 10 Ω に変更した SW 波形である。(c)は，(a)に対して R_G = 4.7 Ω に固定し，L_S を 55 nH に変更した SW 波形である。(d)は，(a)に対して R_G および L_S の両方を変更した SW 波形である。その結果，いずれの条件においても，SW 損失およびサージ電圧の推定誤差は 10%以下になることを確認した。

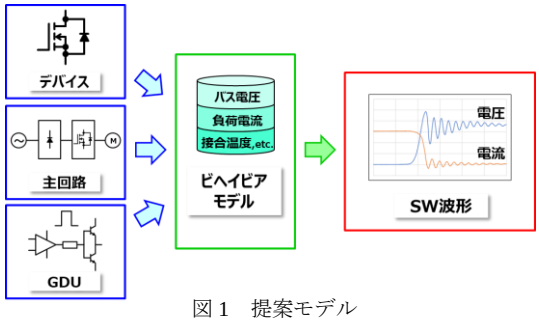
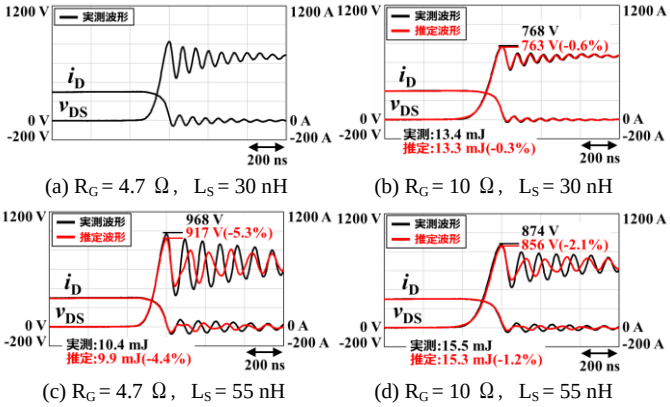


図 1　提案モデル
Fig.1. Proposed model.



(a) R_G = 4.7 Ω，L_S = 30 nH　(b) R_G = 10 Ω，L_S = 30 nH

(c) R_G = 4.7 Ω，L_S = 55 nH　(d) R_G = 10 Ω，L_S = 55 nH

図 2　検証結果（ターンオフ）
Fig.2. Verification results (Turn-off).

４．まとめ

本研究では，設計条件の変化に対応したパワーデバイスの SW 波形を推定可能なモデルを構築し，実機にて推定精度を検証した。その結果，SW 損失およびサージ電圧の推定誤差が 10%以下であり，提案モデルにより設計条件変化に対する SW 波形推定が一定の精度で可能であることを確認した。

文　献

(1) Tae Gyun Lee, et al.: “Intelligent Methodology for Efficient Power Module Design by means of SPICE based Virtual Prototyping,” Proc. of PCIM Conference 2025, pp.127~134 (2025)

©2026 IEE Japan

QZSS による高精度時刻同期が可能なパワーモジュール

三上 智士*，和田 圭二，五箇 繁善 (東京都立大学)

A power module with precise signal synchronization by QZSS

Satoshi Mikami, Keiji Wada, Shigeyoshi Goka (Tokyo Metropolitan University)

1. まえがき

電力変換回路の制御は，DSP などのコントローラからパワーデバイスへ適切な制御信号を伝送することで行われる。制御信号は電気や光によって信号伝送されることが一般的だが，物理的あるいは電磁誘導による影響と制約を回避するために，伝送の無線化が議論されている[(1)]。無線制御では，伝送時間にμsオーダーの遅延が発生することが課題である。

パワーエレクトロニクス回路において，制御周期は10 μsから1 msである。この制御周期内で同時にパワーデバイスを駆動する際は，各パワーデバイスにおけるオンオフのタイミングの差が100 ns以内であることが求められる。このため無線制御においても，タイミングを揃えるためパワーデバイス側で100 ns以内の時刻同期が必要となる。

時刻同期を実現する方法として GNSS(Global Navigation Satellite System)の利用が挙げられるが，その精度は衛星の時計誤差や電離圏遅延といった要因が影響する[(2)]。特に電離圏遅延は，複数の周波数帯を用いて観測する方法，あるいは QZSS(Quasi-Zenith Satellite System)などから配信される補正情報を用いる方法により改善できる[(3)]。しかし多周波数対応の GNSS 機器は，システムが複雑かつ高価である。QZSS が利用可能な環境下において，単周波受信で100 ns以内の同期精度を担保できるか確認することは，システムの実用化において重要である。

またコントローラが生成する制御信号を時刻同期させる際の処理も，制御信号の同期精度に影響を及ぼす。一方でこれまで制御信号をどのタイミングで時刻同期させるかは十分に検討がされておらず，それに伴う同期精度の変化も不明であった。

本稿では GNSS による時刻同期機能を持つパワーモジュールにおいて，多周波測位と QZSS の利用による高精度化の検討，および制御信号のタイミングを全て GNSS の情報に基づかせることにより±30 nsの同期精度を実現したため報告する。

2. GNSS を用いた時刻同期

図 1 は，GNSS を用いたパワーモジュールのブロック図である。図 1 では，MOSFET へ入力する制御信号v_{gsig}に時刻同期を適用してスイッチングのタイミングを同期する。この同期は，UTC 時刻に基づいた1 Hzの PPS(Pulse Per Second)信号に基づき行われる。本モジュールでは PLL で周波数f_{sync}まで逓倍した PPS 信号を MCU(Micro Controller Unit)に供給し，v_{gsig}の同期を実現する。各モジュールにおけるv_{gsig}の同期は，同期信号v_{sync}の立ち上がりエッジで PWM カウンタを 0 にすることで行っている。従ってこのモジュールでのスイッチング周波数f_{SW}は，Nは任意の自然数として同期信号の周波数f_{sync}と(1) 式 のような関係を持つ。

$$f_{SW} = N f_{sync} \tag{1}$$

図 2 は，図 1 のシステムを持つパワーモジュール実機である。図 2 での MOSFET は，TO-247 パッケージでハーフブリッジ構成としている。

3. 多周波測位での時刻同期精度

QZSS による補正情報が得られる状況で，L1 帯(1.575 GHz)と L5 帯(1.176 GHz)による多周波測位を行うことで同期精度Δtがどの程度改善されるか，あるいは L1 帯のみの単周波測位と比較して有意な差が生じるかを検証した。図 3 は，同期精度の測定時のブロック図である。また図 4 は，図 3 でのΔt_{gsig}の定義である。本検証では測定対象をΔt_{gsig}として，秒間 5 回，その時点で発生するΔt_{gsig}を測定した。

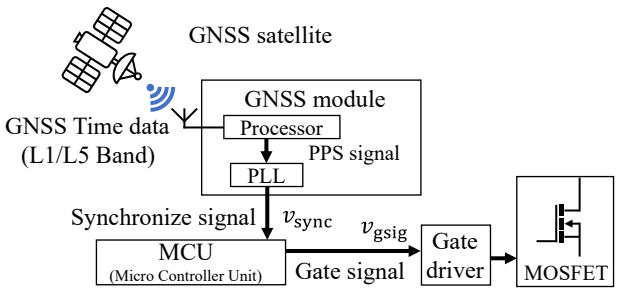


図 1 パワーモジュールのブロック図

Fig. 1. Block diagram of the power module

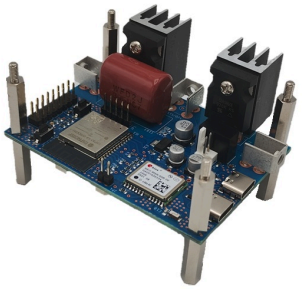


図 2 同期精度計測に用いるパワーモジュール

Fig. 2. Power module for synchronization accuracy measurement

©2026 IEE Japan

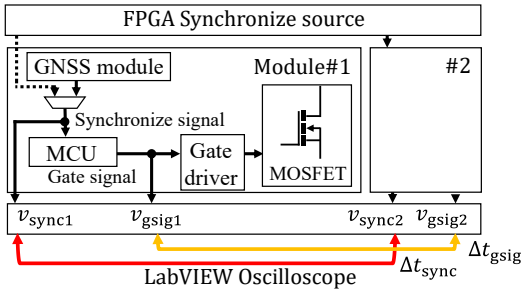


図 3 同期精度測定時のブロック図

Fig. 3. Block diagram of synchronization accuracy measurements

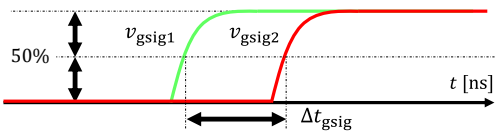


図 4 Δt_{gsig}の定義

Fig. 4. Definition of Δt_{gsig}

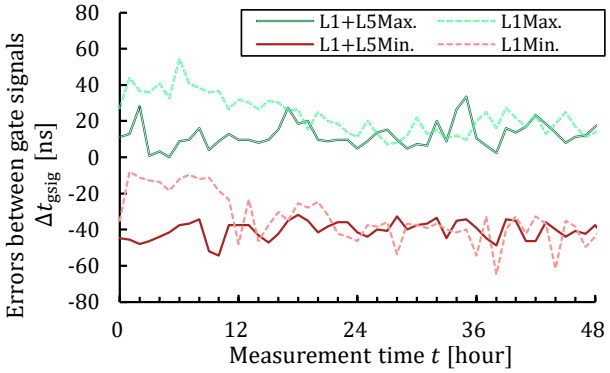


図 5 多周波測位と単周波測位によるΔt_{gsig}の比較

Fig. 5. Comparison of Δt_{gsig} between Multi/Single-Frequency band positioning

図 5 は，L1，L5 による多周波測位の場合と L1 のみによる単周波測位の場合それぞれにおけるΔt_{gsig}の最大，最小値の変動を示す測定結果である。図 5 より，L5 の有無にかかわらず最大，最小値が±60 nsとなっていることがわかる。どちらの条件も QZSS による補正情報を使用しているが，この結果より補正情報が得られる場合，L5 帯は使用せずとも十分な同期精度を得られるといえる。

4. MCU 内処理による同期精度改善

<4・1>MCU 内処理による同期精度の変化

本モジュールの制御信号v_{gsig}は，MCU 内部にある10 MHz のカウンタによって生成される。このカウンタは 10 ppm 程度の周波数誤差を持つため，v_{sync}によるリセットが少ない場合にv_{gsig}の時刻同期精度Δt_{gsig}は悪化する。この場合，(1) 式において$N = 1$のとき最も同期精度が改善される。これを実証するため，Nとゲート信号の同期精度Δt_{gsig}の関係について測定を行った。測定回路は GNSS 由来の誤差要因を排除するため，すなわち$\Delta t_{sync} = 0$にするため，図 3 で

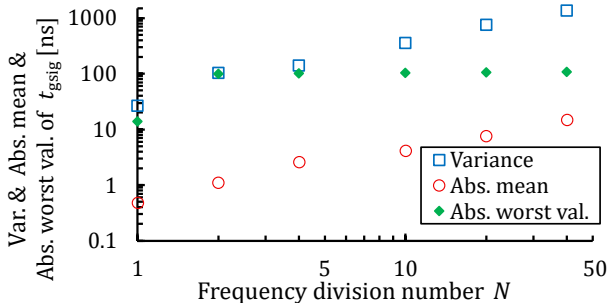


図 6 NとΔt_{gsig}の関係

Fig. 6. Relationship between N and Δt_{gsig}

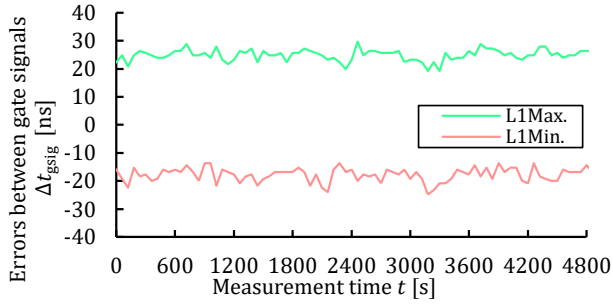


図 7 $N = 1$かつ GNSS を同期源とした際のΔt_{gsig}

Fig. 7. Δt_{gsig} when $N = 1$ and using GNSS as the timing source

v_{gsig}のタイミング同期源を FPGA によるものとした。またスイッチング周波数f_{SW}は40 kHzで固定とした。

図 6 は，NとΔt_{gsig}の分散，平均および最悪値の絶対値の関係を示す測定結果である。図 6 からは，Nの増加とともに平均と分散が増加し，最悪値は$N = 1$で最小となることがわかる。

<4・2>GNSS 使用時の同期精度　　前節より$N = 1$のとき，MCU 由来の同期精度悪化が最小となる。この結果を踏まえ，図 3 でv_{gsig}のタイミング同期源を L1 帯のみ用いる GNSS にし，かつ(1) 式において$N = 1$として同期精度Δt_{gsig}の検証を行った。ここで制御信号v_{gsig}の周波数f_{gsig}は，$f_{gsig} = f_{SW} = f_{sync} = 20$ kHzとした。

図 7 は，$N = 1$の場合でΔt_{gsig}の時間変化を示す測定結果である。図 7 からは，2 つのモジュールが±30 ns以内で同期が可能であることがわかる。

参考文献

(1) B.Ciftci, S. Schiessl, J. Gross, L. Harnefors, S. Norrga, H.Nee, “Wireless Control of Modular Multilevel Converter Submodules”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 36, No. 7, pp. 8439–8453, 2021

(2) 豊泉 裕章，源田 正弘:「GPS による精密 1PPS 信号出力」，電学論 C，vol.125, no. 8, pp. 1217-1222, 2005

(3) 三上 智士，和田 圭二，五箇 繁善:「GNSS による同期制御が可能なパワーモジュールの時刻同期精度」，半導体電力変換/モータドライブ合同研究会，SPC-25-037, MD-25-037，2025

©2026 IEE Japan

三相 3 レベル ANPC 電力変換器の BTB 回路における DC リンクコンデンサ電流低減のための基礎検討

岩田　宗市郎*，俵　祐太朗，小原　秀嶺（横浜国立大学）

A Study on Reducing Current of DC-link Capacitor in BTB Systems Using Three-Phase Three-Level ANPC Converters

Souichirou Iwata，Yutaro Tawara，　Hidemine Obara (Yokohama National University)

１．まえがき

近年，脱炭素社会の実現に向けた取り組みとして，航空機の電動化が期待されている。航空機に用いられる電動推進システムは，航続距離の面から軽量かつ高電力密度であることが求められる。本稿では，電動ハイブリッド航空機向けパワーエレクトロニクスシステムの DC リンクコンデンサ軽量化を目的として，BTB 構成におけるインバータと整流器を協調制御することによってコンデンサ電流を低減する手法について検討した。

これまで，制御によるインバータ単体でのリプル電流低減手法や，DC/DC コンバータと 2 レベルインバータに対しての協調制御，2 レベル BTB 構成における協調制御などが報告されている[1]-[4]。これまで，著者らの研究グループでは，電動推進系の軽量化にマルチレベル回路が有利であることを報告しているが[5]，マルチレベル回路を用いた BTB 構成での協調制御に関する研究は著者らの知る限りほとんど無い。本稿では，BTB 構成の 3 レベルアクティブ中性点クランプ回路（以下 3L-ANPC）における DC リンクコンデンサの直流リプル電流低減について検討したので報告する。

２．検討する協調制御

＜2・1＞コンデンサ電流低減法　　従来の 2 レベル BTB 回路において，DC リンクコンデンサに流れる電流 i_{cap} は，インバータ入力電流 i_{inv} と整流器出力電流 i_{rec} の差分となり，（1）式のように表すことができる。

$$i_{cap} = i_{rec} - i_{inv} \quad (1)$$

これらの電流はスイッチングリプルが重畳されたパルス状の波形となる。そのため，インバータ入力電流と整流器出力電流のパルスを同期させることでコンデンサ電流 i_{cap} を低減することができる。インバータと整流器を連携制御することで，2 レベル BTB 回路においてコンデンサ電流を 1/3 程度低減できることが報告されている[3]。

＜2・2＞2 レベルインバータの電流特性　　先行研究によれば，2 レベルインバータにおける入力電流のパルスは，キャリア周波数の 2 倍の周波数になり，キャリアの山と谷で常に電流が 0 となる[2]。これは整流器でも同様のことが言えるため，2 レベル BTB においてパルスタイミングを同期するには，お互いのキャリアを同じ周波数とし，電流 0 のタイミングが一致する位相差 0° または 180° とすればよい。

＜2・3＞3L-ANPC における中性点電流特性　　図 1 に，3L-ANPC を用いた BTB 構成の回路図を示す。2 レベル BTB における（1）式は，3L-ANPC へ拡張することができる。インバータと整流器の入力電流 i_{inv}, i_{rec} をそれぞれ 2 直列の DC リンクコンデンサの中性点電流とし，コンデンサ電流 i_{cap} を上下 2 つのコンデンサ電流 i_{c_upper},i_{c_lower} の和と置き換えることで，3L-ANPC 回路においても成り立つ式として扱える。

図２に，3L-ANPC インバータの動作波形を示す。三相インバータの各相の電圧指令値は，いずれかの相電圧が零である時を除けば，1 相が正で 2 相が負，または 2 相が正で 1

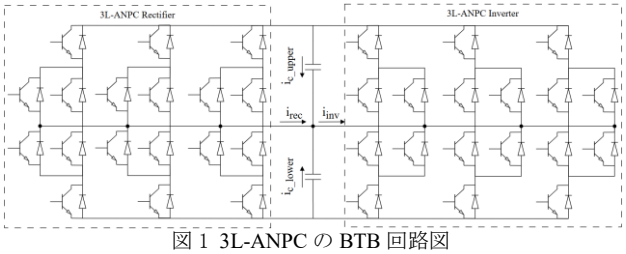


図 1 3L-ANPC の BTB 回路図
Fig.1. Schematic of 3L-ANPC BTB

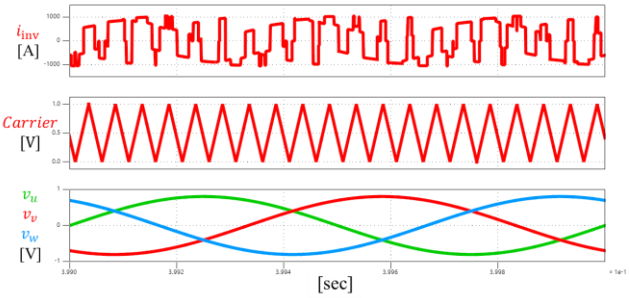


図 2 3L-ANPC インバータの動作波形（力率：0.8）
Fig.2. Waveform of 3L-ANPC inverter (PF:0.8)

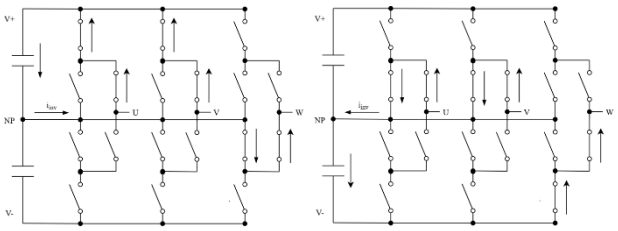


図 3 キャリアが谷と山のときの回路状態と電流経路例
Fig.3. Circuit states and current paths at the carrier bottom and top

©2026 IEE Japan

相が負のいずれかの領域に分類できる。レベルシフト変調された 3L-ANPC のスイッチングモードは，これらの領域に対してそれぞれキャリアの谷と山のときの 4 パターンに分けられる。例として，2 相が正で 1 相が負の時のキャリア谷と山の頂点での回路状態を図 3 に示す。簡単のため力率 1 とすれば，電流経路は図 3 に示した矢印の方向となり，キャリアの上下頂点で電流の向きが反転する。このため，3L-ANPC において中性点電流のパルスは，キャリア周波数と同じ周波数になり，キャリアの山と谷で電流はそれぞれ正と負の値をとる。これは整流器でも同様のことが言えるため，3-ANPC BTB においてコンデンサ電流 i_{cap} を低減するには，キャリアを同じ周波数かつ電流パルスの正負が一致する位相差 0° とすればよい。

３．シミュレーション

前章で説明した 3L-ANPC の解析結果を用いて，表 1 に示す条件でインバータと整流器の連携制御のシミュレーションを行った。図 4 に，最悪位相と最適位相のときの中性点電流と上下コンデンサ電流を示す。最悪な位相のときでは，パルスが逆転して増幅しあう波形が見られ，コンデンサ電流実効値は上側 721.9A，下側 721.3A となった。最適位相のとき，お互いの中性点電流パルスが一致することとなり，コンデンサ電流実効値は上側 437.1A，下側 434.7A となった。

図 5 に，インバータキャリアを基準としたキャリア位相差に対するコンデンサ電流の特性を示す。3L-ANPC においても，2 レベルと同様にキャリアの位相差に対してコンデンサ電流実効値が変化することがわかる。中性点電流のパルスを一致させることで，コンデンサ電流実効値を 4 割程度低減できることを確認した。

４．まとめ

本稿では，3L-ANPC の中性点電流パルスを一致させることによるコンデンサ電流低減手法を検討した。整流器とインバータのキャリア周波数と位相を協調させることで，中性点電流パルスを一致させ，コンデンサ電流を約 4 割低減できることが分かった。

謝辞

本研究の一部は，文部科学省宇宙航空科学技術推進委託費 JPJ000959 により行われた。

表１　シミュレーション条件
Table1. Simulation condition

入力基本周波数	400Hz
入力電圧	600V
入力フィルタインダクタ	50μF
DCリンク電圧	1kV
DCリンクコンデンサ	10mF
出力基本周波数	1kHz
負荷	直列RL
出力力率	0.8
出力電力	500kW
キャリア周波数	20kHz

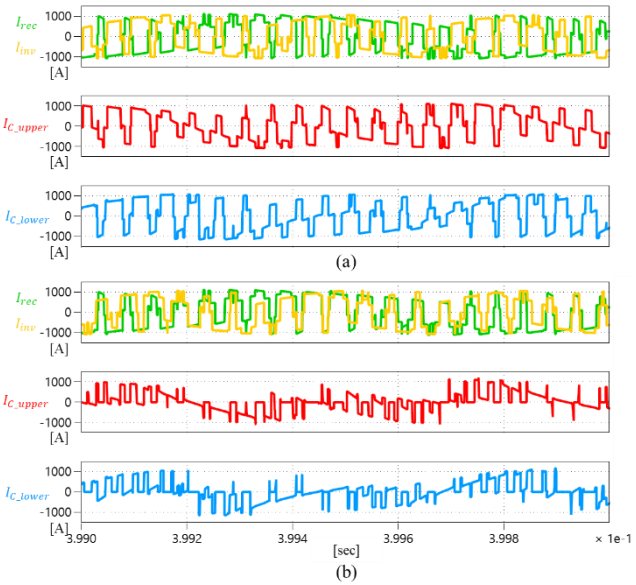


図 4 中性点とコンデンサの電流シミュレーション波形
(a)最悪位相 (b)最適位相
Fig.4. Simulation waveforms (a)Worst case, (b)Optimal case

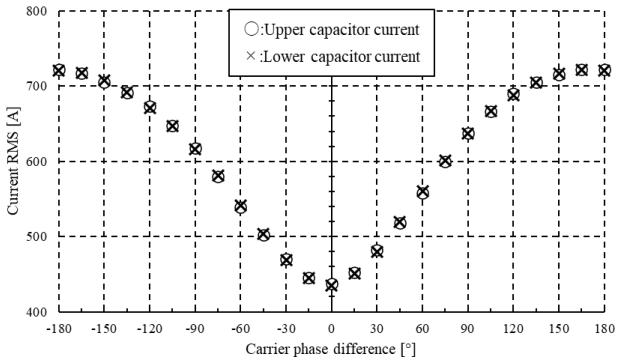


図 5 キャリアの位相差に対するコンデンサ電流実効値の関係
Fig.5. Phase difference of carriers vs. DC link capacitor waveforms

文　献

(1) S. S. Hakami, L. M. Halabi and K. -B. Lee, "Dual-Carrier-Based PWM Method for DC-Link Capacitor Lifetime Extension in Three-Level Hybrid ANPC Inverters", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 70, No.4, pp. 3303-3314 (2023)

(2) 奥田 達也，浦壁 隆浩，角田 義一，菊永 敏之，岩田 明彦，「DC/DC コンバータとインバータの協調制御による DC リンクコンデンサ電流の低減」，電気学会論文誌 D，Vol.129, No.2, pp. 144-149 (2009)

(3) 酒井 慶次郎，遠藤 常博，本部 光幸，南藤 謙二，「電圧形 PWM コンバータの平滑コンデンサ容量低減および瞬停再始動制御法」，電気学会論文誌 D，Vol.112, No.1, pp. 29-37 (1992)

(4) L.G. González, G. Garcerá, E. Figueres, R. González, "Effects of the PWM carrier signals synchronization on the DC-link current in back-to-back converters", Applied Energy, Vol.87, No. 8, pp. 2491-2499 (2010)

(5) K. Wada, K. Shingu, R. Shirai, R. Ota, Y. Tawara and H. Obara, "Power Density Analysis of Dual Multilevel Inverters for Hybrid-Electric Aircraft Propulsion Systems," 2025 IEEE/AIAA Transportation Electrification Conference and Electric Aircraft Technologies Symposium (ITEC+EATS), pp. 1-6 (2025)

©2026 IEE Japan

3 レベルインバータを用いた低インダクタンスモータ駆動における EMI，制御性，損失の評価

大橋　布未也*，前川　佐理（明治大学）
堀江　裕，太田　寛，増田　竜成（東芝デバイス＆ストレージ）

Evaluation of EMI, Controllability, and Losses in Low-Inductance Motor Drives Using a Three-Level Inverter

Fumiya Ohashi, Sari Maekawa (Meiji University)
Yutaka Horie, Hiroshi Ota, Ryusei Masuda (Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation)

１．はじめに

永久磁石同期モータ（Permanent Magnet Synchronous Motor：PMSM）は高効率かつ高出力密度であることから，家電製品，産業機器，電気自動車，鉄道車両など幅広い分野で適用されている。その中でも，コアレスモータは固定子巻線に鉄心を持たないため小型軽量化が可能であると同時に，コギングトルクが極めて小さいといった利点を有する。一方で，コアレスモータでは磁束が高透磁率の鉄心を通らないため，各相のインダクタンスが著しく小さくなることで，電流リプルおよびトルクリプルが増大し，制御性を劣化させる要因となる。電流リプル低減手法としてインバータのキャリア周波数を高速化することが有効であるが，それに伴って電磁障害（Electromagnetic Interference：EMI）が増大するという課題がある(1)。電流リプルの低減と EMI 低減を両立する方法として，インバータのマルチレベル化が挙げられる。スイッチングにおいて 3 相動力線に印加される電位差が低減することで dv/dt が減少し，電流リプルおよび EMI の低減が可能となる。既存の検討では，マルチレベルインバータによる低インダクタンスモータ駆動システムにおける EMI を含めた実機評価の報告はほとんどない。

本稿では，T 形 3 レベルインバータによる低インダクタンスモータ駆動システムにおいて EMI の一つである雑音端子電圧，相電流波形と FFT，インバータ効率について，2 レベルインバータによる駆動と比較することで実機評価した結果を報告し，インバータの多段化が低インダクタンスモータ駆動システムの性能向上に有用であることを示す。

２．低インダクタンスモータ駆動システムの構成

本稿では，2 レベルインバータをキャリア周波数 10, 20 kHz で，3 レベルインバータを 10 kHz で駆動し，雑音端子電圧，相電流の時間波形および FFT スペクトルを測定し，インバータ効率を試算する。Fig. 1 に雑音端子電圧測定系の回路構成を示す。直流電圧は 30 V とし，低インダクタンスモータを T 形 3 レベルインバータによって駆動し，2 レベル駆動時は各相の S_{x2}, S_{x3} は常時オフとし S_{x1}, S_{x4} のみ駆動する。雑音端子電圧は負荷側への電源供給線の端子と 1800 μF の電解コンデンサの間に設置された疑似電源回路網（Line Impedance Stabilization Network：LISN）およびスペクトルアナライザ（FPL1003, Rohde & Schwarz）によって測定する。相電流は LISN を除去し，インバータ入出力にパワーアナライザ（WT333E, YOKOGAWA）を接続した構成で測定する。制御系は dq 軸電圧指令値 V_d^*, V_q^*および指令電気周波数 f^*を外部から与え，電流・速度フィードバックを行わない電圧振幅一定のオープンループ駆動とし，3 相電圧指令値には 3 次高調波を重畳する。Table 1 にモータおよび制御系の諸量を示す。負荷点は直流モータに印加する電圧 V_{DCM}，指令電気周波数 f^*，d 軸電圧指令値 V_d^*により決定される。V_{DCM} = 11.2 V，f^* = 60 Hz，V_d^* = 5.2 V とし，速度 900 rpm およびトルク 0.797 N·m の負荷点とした。

３．実機試験結果

＜3・1＞雑音端子電圧の測定結果　　Fig. 2 に雑音端子電圧の測定結果を示す。2 レベル駆動時にキャリア周波数が高域化すると雑音端子電圧が増加することがわかる。また，インバータが 2 レベルから 3 レベルに多段化すると，雑音端子電圧が低減することがわかる。低インダクタンスモータ駆

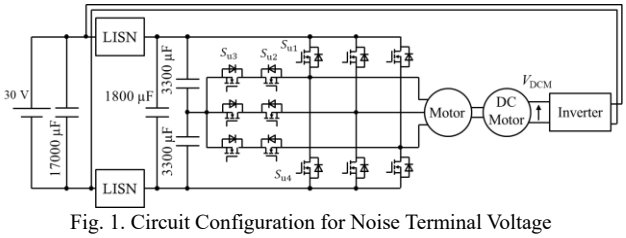


Fig. 1. Circuit Configuration for Noise Terminal Voltage Measurement

Table 1. Motor and Control System Parameters

Parameters	Values
Winding Resistance R [Ω]	0.0258
d-axis Inductance L_d [μH]	3.0
q-axis Inductance L_q [μH]	7.0
Moment of Inertia J [kg·m^2]	6.09×10^{-4}
Rated Torque [N·m]	0.24-1.19
Dead Time T_d [μs]	1
q-axis Voltage Reference V_q^* [V]	0

©2026 IEE Japan

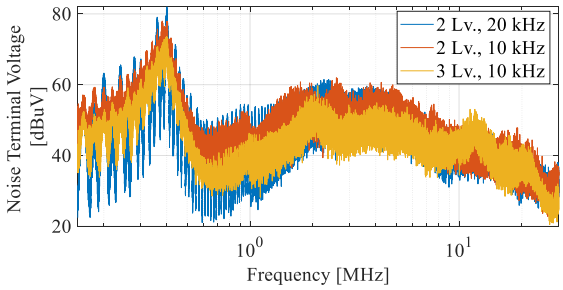
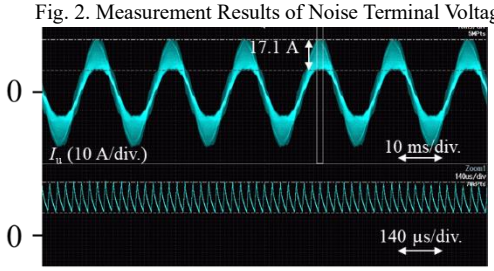
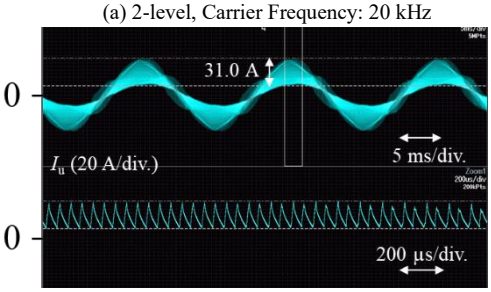


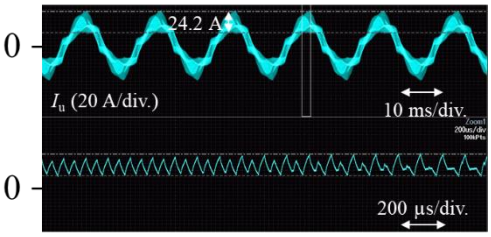
Fig. 2. Measurement Results of Noise Terminal Voltage



(a) 2-level, Carrier Frequency: 20 kHz



(b) 2-level, Carrier Frequency: 10 kHz



(c) 3-level, Carrier Frequency: 10 kHz

Fig. 3. Measurement Results of Noise Terminal Voltage

動における電流リプル低減の方策としてキャリア周波数の高周波化やインバータの多段化が挙げられるが，前者ではEMI 増大という課題が生じるのに対し，後者ではEMI の低減と同時に電流リプル抑制が可能であることが示唆される。

＜3・2＞相電流の時間波形およびFFT スペクトル　Fig.3 に相電流の時間波形を示す。Fig. 3 (a)はキャリア周波数 20 kHz で 2 レベル駆動時，(b)は 10 kHz で 2 レベル駆動時，(c)は 10 kHz で 3 レベル駆動時の結果である。キャリア周波数 10 kHz で2 レベル駆動した場合に最も電流リプルが大きく，キャリア周波数を 20 kHz に高周波化すると電流リプルが低減した。また，インバータを多段化すると電流リプルが低減した。低インダクタンスモータ駆動における電流リプルや高次高調波を評価するため，FFT アナライザ（CF-7200, ONO SOKKI）によりモータ駆動時の u 相電流の FFT スペクトルを得た。この結果に対し，10 kHz から 90 kHz まで 10 kHz 刻みの周波数近傍における FFT スペクトルの極大値を抽出

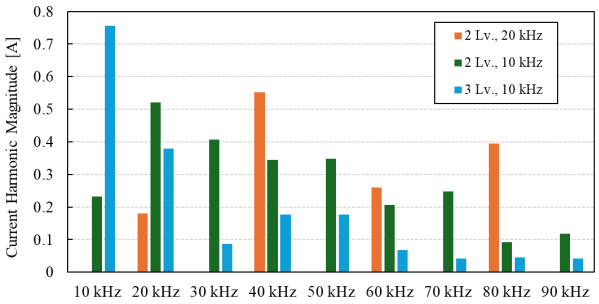


Fig. 4. FFT Results of U-phase Current

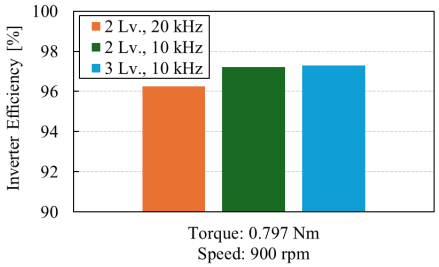


Fig. 5. Calculated Inverter Efficiency

した。Fig. 4 に u 相電流の高調波の大きさを示す。キャリア周波数 10 kHz において 3 レベル駆動の結果は 2 レベル駆動の結果に対し，キャリア基本波が増大する一方で 20 kHz 以上の高調波が低減したことがわかる。2 次高調波として現れる電流リプルが低減し，インバータの多段化が電流リプル抑制に寄与するといえる。また，その抑制量はキャリア高周波化の場合よりも多く，インバータの多段化が電流リプル抑制において優位であるといえる。

＜3・3＞インバータ効率の試算結果　実機の相電流，変調率およびパワーMOSFET の導通抵抗に即してスイッチング損失と導通損失を求め，インバータ効率を試算した。Fig. 5 に試算結果を示す。キャリア周波数 10 kHz では 2, 3 レベルともに効率が同程度であった。高キャリア周波数時に効率が低下したのはスイッチング損失が大きかったためである。電流リプル低減のためのキャリアの高周波化はスイッチング損失の増加を招くことが示唆される。

４．まとめ

低インダクタンスモータの駆動に 3 レベルインバータを用いた際の雑音端子電圧，相電流波形と FFT スペクトル，インバータ効率について実機試験により 2 レベルインバータと比較した。低インダクタンスモータ駆動システムにおいては，インバータの多段化が低電流リプルと低 EMI を両立する方策として有効であることが示された。

本研究は東芝デバイス＆ストレージ社学術奨励制度を活用して実施しました。

文　献

（1） A. Dornala, K. Lee, M. Fereydoonian, A. Halawa, M. Benson, and W. Lee: “Efficiency and EMI Analysis of WBG-based Multilevel Inverters for 800 V Electric Vehicle Traction Systems,” in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*, pp. 157-163, 2024

©2026 IEE Japan

電流フィードバック制御にアナログ回路を適用したリニア回路の動作検証

上水流　大介*，原田　茂樹，浦壁　隆浩（東京科学大学）
鶴田　遼司（三菱電機）

An Operational Verification of a Linear Circuit with an Analog Current Feedback Control

Daisuke Kamizuru, Shigeki Harada, Takahiro Urakabe (Institute of Science Tokyo)
Ryoji Tsuruta (Mitsubishi Electric Corporation)

１．はじめに

日本のエネルギー自給率は依然として低水準にあり，エネルギー供給の安定化と環境負荷低減を両立した電力システムの構築が重要な課題となっている。このような背景のもと，再生可能エネルギー導入の拡大や分散型電源の普及が進み，それらに接続され，電圧調整を担う電力変換器には高効率化と低コスト化が強く要求される。

そのような背景の中，筆者らは高効率かつ低コストを実現する電力変換器としてマルチレベルコンバータとリニア回路を直列接続したリアクトルレス電力変換方式を提案している[1]。試作機による DC-DC 変換器の基本動作検証では[2], マルチレベルコンバータが適切に制御可能であることを確認した。

一方，リニア回路による電流制御はフィードフォワード制御（以下，FF 制御）のみとなっており，指令値に対する追従性に課題があった。本論文ではリニア回路の電流制御に FF 制御と併用してアナログ回路によるフィードバック制御（以下，FB 制御）を追加した試作機を用い，追従性の向上を実験的に確認した結果について報告する。

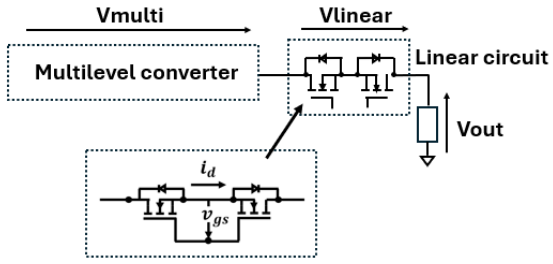


Fig. 1.　Reactor Less Power Conversion Circuit Diagram

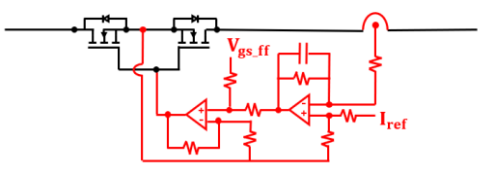


Fig. 2. Analog Feedback Control Circuit for Linear Circuits

２．リニア回路の電流フィードバック制御

＜2・1＞リニア回路　　Fig.1 にマルチレベルコンバータとリニア回路を直列接続したリアクトルレス電力変換回路の回路図を示す。リニア回路は，逆直列接続した 2 つの n チャネル MOSFET で構成され, ゲート-ソース間電圧を連続的に調整することでドレイン電流を制御することができる。したがって，リニア回路は電圧入力に対して電流を出力する電圧制御電流源として動作する。

＜2・2＞FF 制御における課題　　リニア回路の電流制御を FF 制御のみとする場合，事前に取得した素子のドレイン電流 I_d-ゲート-ソース間電圧 V_{gs} 特性に基づき，所望の電流に応じた V_{gs} を直接指令値として与える。この方式は回路構成が簡潔で，所望電流を即時に出力できる利点を有する。しかしながら，MOSFET は温度依存性を有しており，事前に取得した I_d-V_{gs} 特性による FF 制御のみでは電流指令値と実際の電流に偏差が生じる。

＜2・3＞電流 FB 制御へのアナログ回路の適用　　本論文では Fig.2 に示すアナログ回路による FB 制御を提案する。アナログ回路による FB 制御を採用した理由は, サンプリング遅延を伴わず連続的に誤差を補償することが可能であるためである。

本制御系では，出力電流 I_{out} と指令値 I_{ref} との差分 I_{err} を演算増幅器によって増幅し, FF 制御によって与える V_{gs_ff} に加算することで V_{gs} を生成している。このとき，フィードバックゲインの設計において考慮すべき重要な要因として，MOSFET のトランスコンダクタンスの非線形性が挙げられる。トランスコンダクタンス g は，ゲート-ソース間電圧に対するドレイン電流の微分値 $g = dI_{out} / dV_{gs}$ で定義されるが，ドレイン-ソース間電圧やドレイン電流に応じて非線形に変化する。動作点によって ΔV_{gs} に対する ΔI_{out} の感度が変化するため，フィードバック制御部の等価的なループゲインも変化する。そこで本研究では，想定される動作範囲全体において，安定となるようなフィードバックゲインを選定した。

©2026 IEE Japan

3. 試作機による動作検証

＜3・1＞検証項目　　Fig.1 のマルチレベルコンバータを交流電源に置き換えた実験回路において，FB 制御を追加したリニア回路に対し，2 種類の動作条件(以下，条件 A 及び条件 B)において実験を行った。

条件 A では，リニア回路の入力側に接続した電圧源から，20V から 36V まで 10ms ごとに 4V ステップで変化する電圧を出力し，リニア回路に対して，出力電圧が 20V から 36V まで線形に変化するように電流指令値を与えたときの応答について確認した。また，本実験は(ⅰ)FF 制御のみの場合と(ⅱ)FF 制御に FB 制御を付加した場合の 2 パターンについて実施し，(ⅰ)に対して(ⅱ)の追従性がどの程度向上するのかを評価した。

条件 B では，　FB 制御を追加したリニア回路に対して，出力電流が”LMN”の波形となるような電流指令値を与えたときの応答について確認した。

なお，リニア回路を構成する MOSFET は IPTC017N10NM5LF2(Infineon)を使用した。また，リニア回路を FF 制御するコントローラは PE-Expert4(Myway plus)を用い，実験結果に示した波形は DL850E(Yokogawa Electric)により計測した。

＜3・2＞実験結果　　条件 A について，Fig.3，Fig.4 にはそれぞれ(ⅰ)，(ⅱ)の際の電源電圧 V_{in}，回路の出力電圧 V_{out}，リニア回路に印加される電圧 V_{lin}, 出力電流 I_{out} を示す。Fig.3 に示す FF 制御のみの場合，出力電流は指令値に伴い増加しているが，指令値との偏差が生じていることが確認できる。本傾向は，先行研究における DC-DC 変換器の動作検証[3]において報告された傾向と一致しており，FF 制御のみの電流制御では指令値に対する追従性が十分でないことを示している。Fig.4 に示す FB 制御を適用した場合では，出力電流と指令値との偏差が低減されており，FF 制御のみの場合と比較して指令値への追従性が向上していることが確認できる。MOSFET の線形動作領域によらず電流が指令値に追従するように制御されていることがわかる。

条件 B について，Fig.5 に任意電流波形制御の実験波形を示す。出力電流は指令値に追従した電流制御が可能であることが確認できた。

4. まとめ

本論文では，従来 FF 制御のみで動作していたリニア回路の電流制御に対し，アナログ回路による FB 制御を付加した試作機を構成し，その電流追従性について実験的に検証した。本手法は，FF 制御の応答性を維持しつつ追従性を改善できる点で有効である。

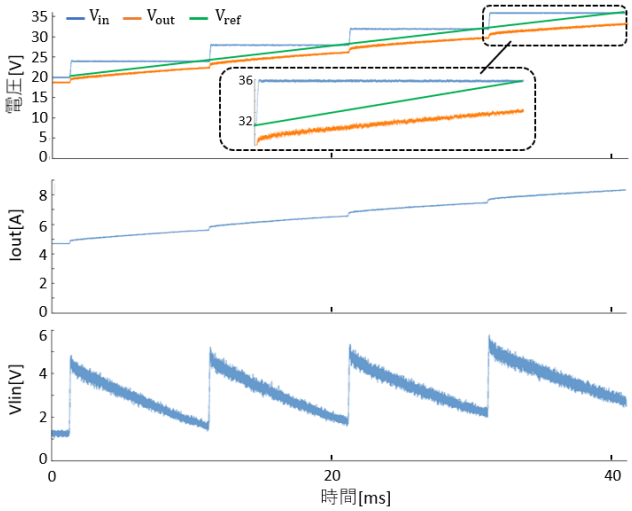


Fig. 3.　Experimental waveforms of V_{in}, V_{out}, V_{lin} and I_{out} (FF control)

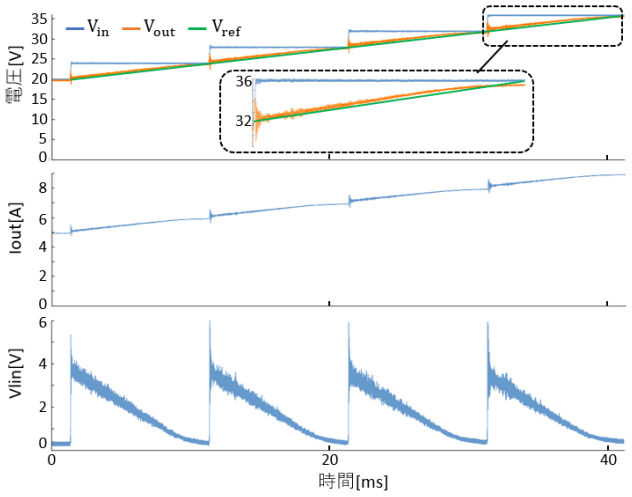


Fig. 4.　Experimental waveforms of V_{in}, V_{out}, V_{lin} and I_{out} (FF + FB control)

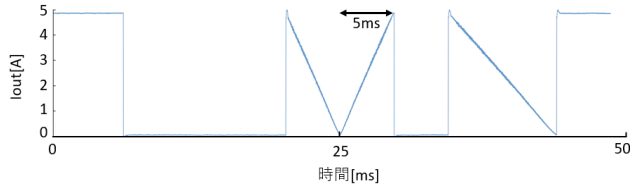


Fig. 5.　Experimental waveforms of V_{in}, V_{out}, V_{lin} and I_{out}

文　　献

(1) 遠藤・藤田・鶴田：「マルチレベルインバータと線形動作回路を直列接続した変換器の動作検証」，電気学会研究会資料，SPC-23-026（2023）

(2) 上水流・原田・浦壁・鶴田：「6 段マルチレベルコンバータとリニア回路を直列接続した DC-DC 変換器の動作検証」,2025 年電気学会産業応用部門大会 , 1-113 , 2025 年 8 月

©2026 IEE Japan

リニア回路とマルチレベルコンバータで構成されるDC-AC変換器の系統連系運転時の制御検討

鶴田　遼司*（三菱電機），原田　茂樹，浦壁　隆浩，藤田　英明（東京科学大学）

A Control Scheme for a Grid-Connected Operation of a DC-AC Converter Consisting of a Linear Circuit and a Multilevel Converter

Ryoji Tsuruta (Mitsubishi Electric Corporation)
Shigeki Harada, Takahiro Urakabe, Hideaki Fujita (Institute of Science Tokyo)

１．まえがき

Fig. 1 は，筆者らが先に提案したマルチレベルコンバータとリニア回路で構成した DC-AC 変換器である[1]。これは，2 素子の MOSFET を逆直列に接続したリニア回路を使用することで理想的には，従来の PWM 変換器では必須要素のパワー半導体のスイッチング周波数成分除去用のフィルタリアクトルが不要となり，マルチレベルコンバータを複数の H-bridge 回路を直列して構成することでリニア回路の電圧定格を低減できる。本論文では， 系統連系運転時のリニア回路による電流制御を実験的に検証したので報告する。

２．AC 電源接続時のリニア回路の電流制御

Fig. 2 に提案する電流制御のブロック図を示す。MOSFET 自体に電流制御能力があり，予め取得した I_D - V_{GS} 特性に基づきゲート電圧(V_{GS})を連続的に調整することでドレイン電流(I_D)を制御できる。この場合，フィードフォワード制御のみとなり，I_D が増加して MOSFET のジャンクション温度が上昇すると，一般的にゲート電圧閾値は減少し，I_D は電流指令値よりも大きくなる。この時，さらに発熱は増加することとなり，ポジティブフィードバック（熱暴走）を生じる。

Fig. 2 のフィードバック補償器は，リニア回路の温度上昇に伴うゲート電圧を補償する。電流センサで検出した出力電流(ドレイン電流)の実効値と電流指令値の実効値から，その偏差が零となるような積分フィードバック制御を適用する。この時，フィードバック補償器の出力は，MOSFET のゲート電圧閾値に相当し，ほぼ DC 成分となる。一方，フィードフォワード制御では，予め取得した I_D - V_{GS} 特性から V_{GS} の AC 成分を演算する。フィードバックおよびフィードフォワード制御で得られた DC 成分と AC 成分の和をリニア回路のゲート電圧指令生として与える。これにより，MOSFET 自身が持つ高速な電流制御応答を維持したまま，温度変化に伴う電流偏差を低減することができる。

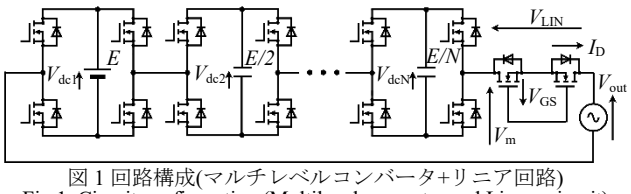


図 1 回路構成(マルチレベルコンバータ+リニア回路)
Fig.1. Circuit configuration (Multilevel converter and Linear circuit)

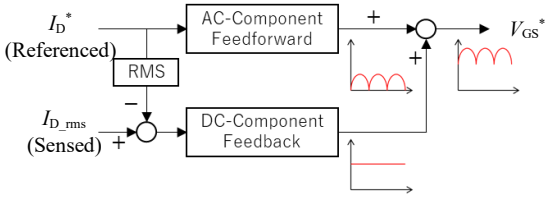


図 2 提案する電流制御ブロック図
Fig.2. A Block diagram of a proposed current control

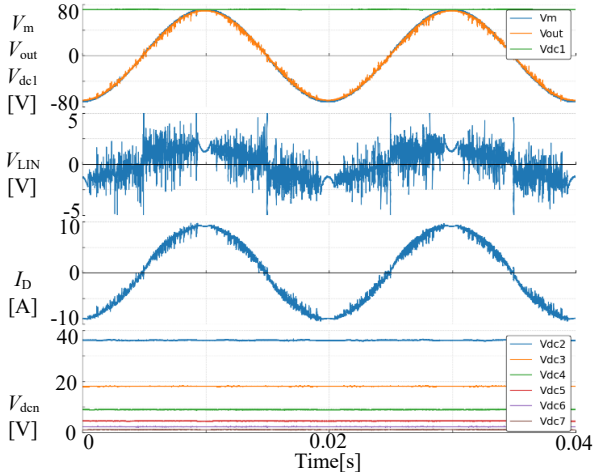


図 3 実験波形
Fig.3. Experimental waveforms

３．実験結果

Fig. 3 に，H-bridge 回路直列数 7 (N = 7)の実験波形を示す。実験は，DC 電源電圧(E) 72V，AC 電源電圧(V_{out}) 49.5Vrms (50Hz) とし，電流指令値は力率 1 の 6.7Arms の正弦波とした。出力電流 THD は約 5%であり，各々の DC コンデンサ電圧は一定に制御された。一方で，リニア回路のドレイン電流には V_{DS}(V_{LIN})依存性があり，更なる電流波形改善にはゲート電圧指令生成において，AC 成分についてもフィードバック制御等によって補償する必要があると考えられる。

４．まとめ

マルチレベルコンバータとリニア回路を直列接続した DC-AC 変換器のゲート電圧制御法を提案し，実験により，リニア回路の温度時のゲート電圧閾値変化の補償効果を確認した。

文　献

(1) 鶴田遼司，原田茂樹，浦壁隆浩，藤田英明：「リニア回路とマルチレベルコンバータを直列接続した DC-AC 変換器の実験検証」，電気学会産業応用部門大会，2025

©2026 IEE Japan

不均等電源を用いたアクティブクランプ線形増幅回路の回生動作に関する実機検証

佐々木　萌花*，矢川　脩斗，　船渡　寛人(宇都宮大学)

Experimental Verification of Active-Clamped Linear Amplifier using Unequally Divided Voltage Power Supply in Regenerative Operation

Moeka Sasaki, Shuto Yagawa, Hirohito Funato (Utsunomiya University)

1. はじめに

高効率な電力変換が可能な PWM インバータと高調波が発生しないリニアアンプ，両者の特徴を併せ持つマルチレベル線形増幅回路(Multi Level Linear Amplifier:MLLA)[1]が提案されている。筆者らはこの回路方式の代表例であるダイオードクランプ線形増幅回路(Diode-Clamped Linear Amplifier:DCLA)[2]と比較して直流電源数と使用素子数を低減したアクティブクランプ線形増幅回路(Active-Clamped Linear Amprifier:ACLA)[3]を提案している。これまで回生動作はシミュレーションにおいてのみ確認している[3]が，実機による検証は行っていなかった。本稿では，不均等電源を用いた ACLA の回生動作を実機で検証したので報告する。

2. 動作原理

図 1 に最も基本的な構成である 2 段 ACLA を示す。MOSFEET Qn の逆並列ダイオードを Dn と表す。図 2 に回生時の ACLA の出力波形，図 3 に回生時における ACLA の電流経路を示す。図 3 において，緑色の素子は線形動作，青色の素子は逆並列ダイオードが導通すること,それ以外の素子については OFF 状態であることを示している。各動作モードは出力電圧 v_{out} と電源電圧 V_{d2} の大小関係によって変化する。図 3 の mode i，iii 時には，$0 < v_{out} < V_{d2}$ の範囲で Q_b のみを線形動作させる。この時，負荷側の起電力によって，Q_a の逆並列ダイオードが導通し，所望の電圧が出力される。ただし，このモードでは，v_{out} が V_{d2} よりも小さいため，Q_2 の逆並列ダイオードには通流できず，電力は回生されない。そのため，Q_b において損失のみが生じる。図 3 の mode iiの時には，$v_{out} > V_{d2}$ の範囲で Q_2 のみを線形動作させることで Q_a，Q_d の逆並列ダイオードが導通する。この結果，Q_2 を回生電流が通流し，V_{d2} へと電力が回生される。

3. 実験結果

表 1 に実験条件を示す。図 4 に実験回路図，図 5 に実験環境を示す。MOSFET は，IRFB38N20D(Infineon)を使用した。今回の実験では，2 段 ACLA に四象限電源(BMS 120-2.5，TAKASAGO)を接続し，電流源として四象限電源の定電流モードを使用することで 25W の電力を回生させる。電

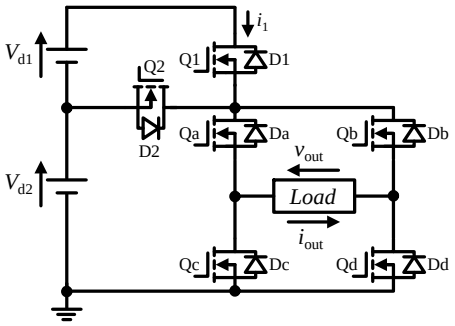


図 1　2 段 ACLA
Fig. 1. Two-stage Active-Clamped Linear Amplifier

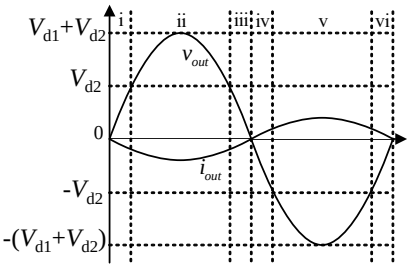


図 2　回生運転時の ACLA の出力波形
Fig. 2. Output waveform of ACLA in regenerative operation

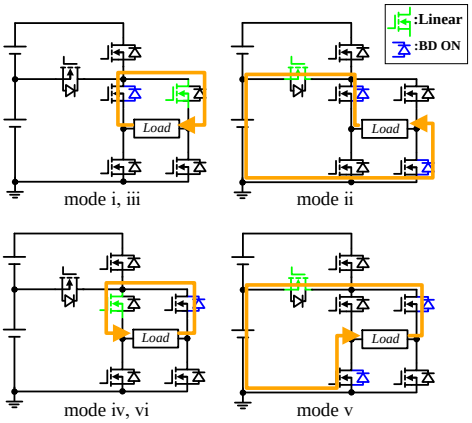


図 3　回生運転時の各モードにおける電流経路
Fig. 3. Current paths of each mode in regenerative operation

表 1　実験条件
Table. 1. Experimental conditions

Parameters	Symbol	
DC power supply voltage	V_{d1}	14.6V
	V_{d2}	35.4V
Output reference voltage	v_{ref}	35.4V/50Hz

©2026 IEE Japan

源電圧 V_{d1}，V_{d2} については回生効率が最大となるような不均等電圧配分[4]とする。実験の手順として，初めに四象限電源から負荷抵抗へ 1A の電流を出力し，ACLA と同振幅・同位相の電圧を生成することにより，ACLA と電流源が動作している中，ACLA と電流源の間に電流が流れないようにした。その後，四象限電源から流れる電流を 2A に増幅することにより，1A の電流が ACLA へ回生する流れとした。直流電源 V_{d2} と並列に接続しているブリーダー抵抗は回生する電力を消費する役割を担う。

制御については，文献(5)で提案された出力電圧フィードバック制御を適用した。ただし，モード切り替え時にはゲートソース間電圧の立ち上がり，立ち下がりの時間を考慮し，$v_{ref} = V_{d2}$ となった際に線形動作する素子が切り替わるように文献(6)で提案された手法を用いた。MOSFET の信号の切り替え時の遅れ時間を短縮するために，Q1 以外のゲートソース間には V_{th} 分のオフセットを重畳している。また，線形動作する素子への信号は，定常偏差を抑制するために出力電圧指令値の振幅を調整した。さらに，出力電圧の振動を抑制するために比例ゲインを，mode i，iii(mode iv，vi)では 0.12，mode ii(mode v)では 0.1 とそれぞれ変えている。実際の切り替え点に関しては，実験的に調整した。

図 6 に出力波形を示す。全高調波歪み率は，4.94[%]となり，v_{out} は概ね良好に指令値に追従した。線形動作する MOSFET Q_a と Q_b，Q_2 のゲートソース間電圧である v_{gsa}，v_{gsb}，v_{gsa} の波形からは線形動作する素子が切り替わっていることが確認でき，Q_2 に流れる電流 i_{d2} の波形より電力が V_{d2} へと回生されていることも確認できた。

図 7 に瞬時電力波形，図 8 に出力電圧の高調波解析結果を示す。効率は 66.2%となり，理論効率の 63.7[%][4]と比較して 2.5pt 増加した。実験効率の方が高くなった原因としては，図 8 より，出力電圧に 3 次高調波が重畳したことで，切り替え点にずれが生じ，mode ii，mode vの期間が理論よりも長くなったからだと考えられる。その結果，理論効率を算出する際に想定していた時間よりも回生電流が通流する時間が長くなり，実験効率が上がったと考えられる。

4. まとめ

本稿では，不均等電源を用いた ACLA の回生運転を実機検証によって確認した。出力電圧の全高調波歪み率は，4.94[%]となり，概ね良好な出力電圧波形が得られた。また，効率は，66.2[%]となり，切り替え点にずれが生じたものの，概ね良好な結果が得られた。今後は，多段化した際の回生運転における実機検証を行う。

文　献

(1) H.Obara, et al., IPEC-ECCE Asia 2018, pp.1649-1654(2018)
(2) 藤田，電学論 D, Vol.127, No.1, pp.8-16(2007)
(3) 矢川他，令和 7 年電気学会全国大会, 4-116(2025)
(4) 関他，令和 3 年電気学会産業応用部門大会, 1-34 (2021)
(5) T. Sasanuma, et al., ICRERA 2024, 412 (2024)
(6) 矢川他，半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-25-172, MD-25-088(2025)

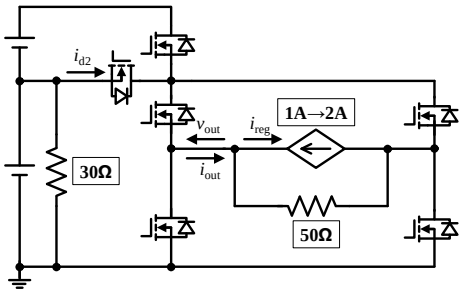


図 4　実験回路
Fig. 4. Experimental circuit

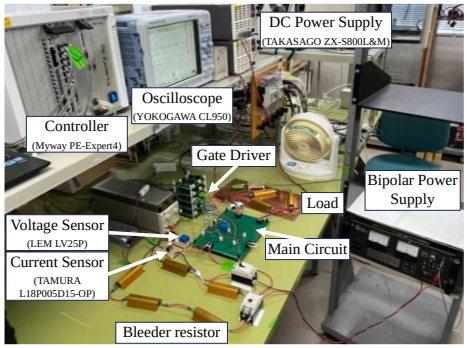


図 5　実験環境
Fig. 5. Experiment environment

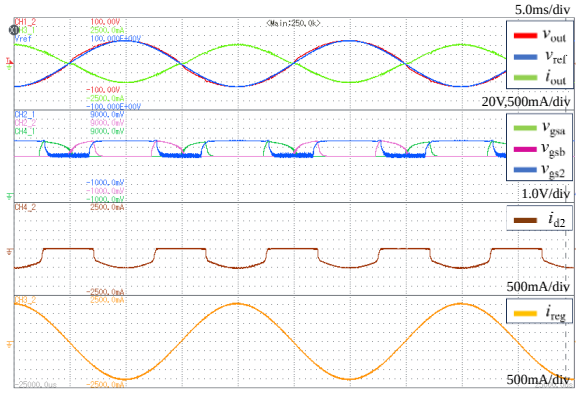


図 6　実験結果(出力波形)
Fig. 6. Experimental results (Output waveform)

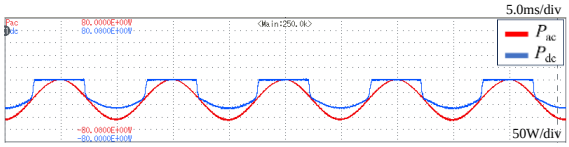


図 7　実験結果(瞬時電力波形)
Fig. 7. Experimental results (Power waveform)

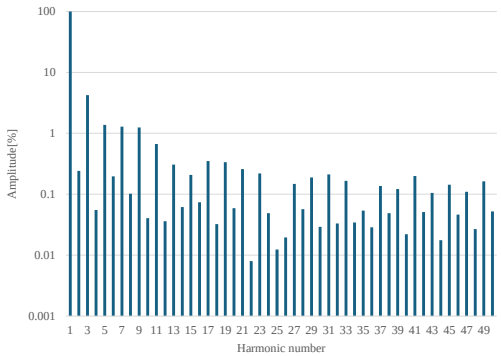


図 8　v_{out} の高調波スペクトル
Fig. 8. Harmonic spectrum of v_{out}

©2026 IEE Japan

フルブリッジフライングキャパシタ線形増幅回路の提案

廣瀬　心*,　船渡　寛人(宇都宮大学)

Proposal of Full-Bridge Flying Capacitor Linear Amplifier

Kokoro Hirose, Hirohito Funato (Utsunomiya University),

1. はじめに

PWM インバータの高効率性と B 級アンプの低高調波特性を併せ持つマルチレベル線形増幅回路(Multi-Level Linear Amplifier: MLLA)が提案されている[1]。また，MLLA とスイッチング回路を組み合わせた回路もいくつか提案されており[2][3]，文献(3)ではダイオードクランプ線形増幅回路(Diode Clumped Linear Amplifier: DCLA)と 3 レベルインバータをフルブリッジ構成に配置した回路が提案されている。一方，MLLA の中でもフライングキャパシタ線形増幅回路(Flying Capacitor Linear Amplifier: FCLA)[4]は多段化によって直流電源使用数が増加しないという利点があるが，使用素子数が多く，システムの体積が増大するという課題がある。本稿では，直流電源使用数という利点を活かしながら素子数を低減可能な回路として，フライングキャパシタレグとハーフブリッジレグを組み合わせたフルブリッジフライングキャパシタ線形増幅回路(Full-Bridge Flying Capacitor Linear Amplifier: FB-FCLA)を提案する。FB-FCLA は文献(3)の回路と回路構成が類似しているが，ハーフブリッジレグも線形動作させる部分が異なっている。

2. 提案回路の概要

図 1 に最も基本的な構成である 2 段 FB-FCLA を示す。n 段の場合，$2n$ 個の MOSFET を直列接続し，Q_k と $Q_{(2n-k)}$ のソース端子に電圧値 $(n-k)V_d/n$ の電圧を保持するフライングキャパシタ C_k を接続するフライングキャパシタレグと，ハーフブリッジレグで構成する。提案回路では各 MOSFET のゲートソース間電圧を個別に制御し，回路上の MOSFET のうち一つを線形動作させることで連続的な電圧出力を得る[5][6]。力行時はハーフブリッジレグの MOSFET を線形動作させることで制御が容易となる。

図 2 に力行，回生時の FB-FCLA の出力波形，図 3 に力行，回生時の FB-FCLA の各動作モードにおける電流経路を示す。図 3 中の青い円は線形動作する MOSFET を示し，C はフライングキャパシタの充電期間，D は放電期間を示している。各動作モードは FCLA と同様，出力電圧 v_{out} と電源電圧 V_d，フライングキャパシタ電圧 V_{c1} の大小関係によって変化し，線形動作するデバイスに印加される電圧が最小限となるよう遷移させる。力行時，$-V_d/2 < v_{out} < V_d/2$ の範囲において V_d と V_{c1} の電圧バランスを取るようにフライングキャパシタの充電と放電を行いながら，負荷に電力を伝送する。一方，回生時は $v_{out} < -V_d/2, V_d/2 < v_{out}$ の範囲においてフライングキャパシタの充放電を行う。このように，力行時，回生

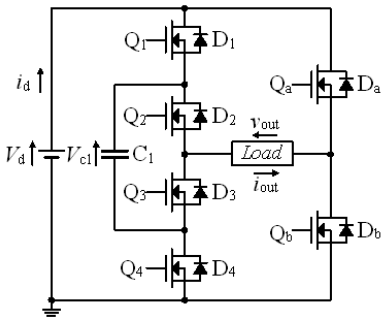
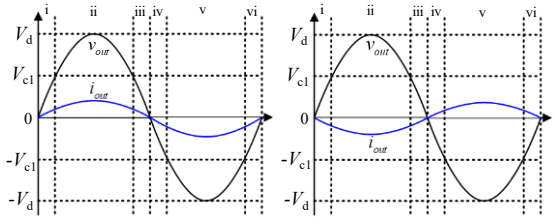
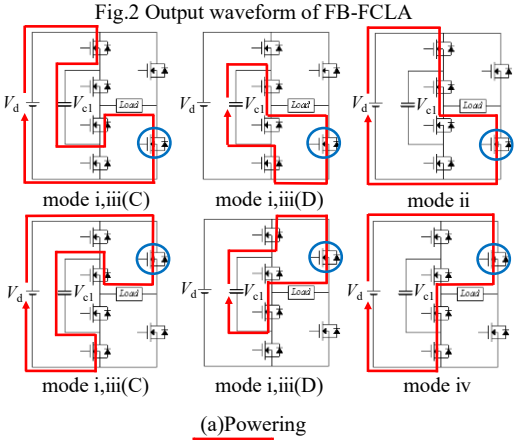


図 1　2 段 FB-FCLA
Fig.1 2-stage FB-FCLA

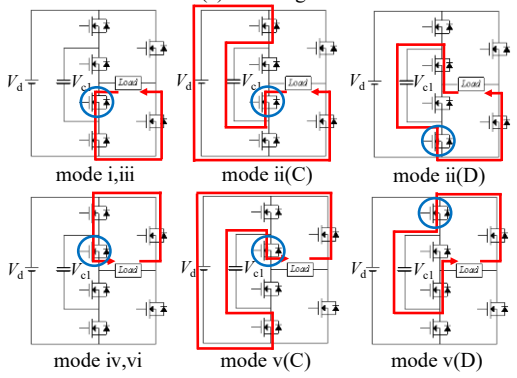


(a)Powering　　(b)Regeneration

図 2　FB-FCLA の出力波形
Fig.2 Output waveform of FB-FCLA



(a)Powering



(b)Regeneration

図 3　FB-FCLA の各モードにおける電流経路
Fig.3 Operating mode of FB-FCLA

©2026 IEE Japan

時ともにフライングキャパシタの電圧バランスを維持しながら電力伝送を行う。

また，FB-FCLA は負電圧出力用の直流電源が不要であり，n 段構成で $2n$ 段 FCLA と同等の運転ができるため，n 段 FB-FCLA の理論効率は $2n$ 段 FCLA と同様である[4][7]。表 1 に FB-FCLA と FCLA の段数ごとの MOSFET とフライングキャパシタの使用数を示す。提案回路は素子数を低減し，特に低段数構成においてフライングキャパシタ数も大幅に低減できるため，システムの体積低減が期待できる。

3. シミュレーション検証

本節では FB-FCLA の動作確認を目的に，SPICE モデルを用いた PSIM によるシミュレーションを行う。表 2 にシミュレーション条件，表 3 に MOSFET モデルのパラメータを示す。制御については，文献(6)で提案した出力電圧フィードバック制御を適用した。ただし，モード切り替えは理想的な条件で遷移させている。線形動作するデバイスのゲートソース間に与える信号には，クロスオーバー歪みを補償するためにV_{th}分のオフセットを重畳している。また，フライングキャパシタには電圧源を並列接続させ，V_{c1}は力行・回生効率が最大となるよう不均等電圧配分[7][8]とし，理想的な電圧バランスにしている。負荷については，力行時は 40[Ω]の抵抗負荷，回生時は振幅 7.1[A]/50[Hz]の正弦波を出力する電流源を接続し，いずれも交流側の電力が 250[W]となるよう設定している。

図 4 にシミュレーション結果を示す。v_{out}は波形にスパイク状のノイズが確認できるが，力行・回生時ともに概ね良好に指令値に追従している。また，i_{d}の波形から，適切にモードの切り替えが行えていることが確認出来る。力行効率は 85.0[%](理論値:85.9[%])，回生効率は 63.0[%](理論値:63.7[%])となり，v_{out}の THD は力行時で 0.79[%]，回生時で 0.21[%]となった。効率低下の原因については力行，回生ともに MOSFET の導通損失によるものと考えている。

4. まとめ

本稿では，フライングキャパシタレグとハーフブリッジレグを用いた FB-FCLA を提案した。シミュレーションにより，FCLA より少ない素子数で，それと同等の効率，THD で運転可能であることを確認した。今後は実機実験による動作検証を行う予定である。

文　　献

(1) H. Obara, et al., IPEC-ECCE Asia 2018, pp.1649-1654 (2018)
(2) 遠藤他，半導体電力変換／モータドライブ合同研究会 SPC-23-026, MD-23-026 (2023)
(3) 深谷他，令和 6 年電気学会全国大会, vol.4, No.055, pp.93-94(2024)
(4) 大野他，平成 29 年電気学会全国大会，4-164 (2017)
(5) 楠居他，電子デバイス/半導体電力変換合同研究会, EDD-21-050, SPC-21-140, pp.55-60(2021)
(6) T. Sasanuma,et al., ICRERA 2024, 412 (2024)
(7) 関他，令和 3 年電気学会産業応用部門大会,1-34 (2021)
(8) H. Obara, et al., IPEC-ECCE Asia 2022, pp.2673-2678 (2022)

表 1　使用素子数の比較

Table.1 Comparison of number of components

	n-stage FB-FCLA		$2n$-stage FCLA	
n	Number of MOSFET	Number of flying capacitor	Number of MOSFET	Number of flying capacitor
2	6	1	8	3
4	10	3	16	7
6	14	5	24	11

表 2　シミュレーション条件

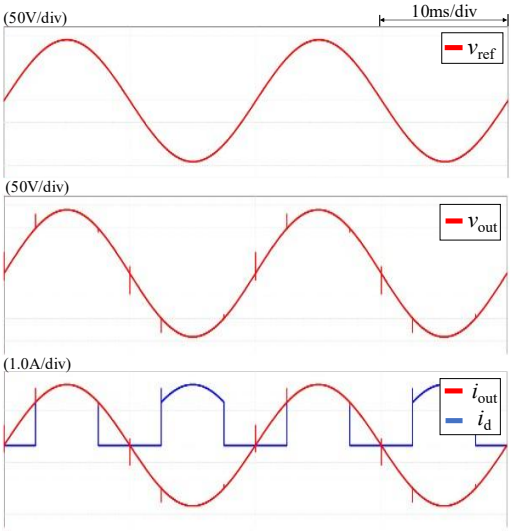
Table.2 Simulation condition

Power supply voltage	V_{d}	141.4[V]
Flying capacitor voltage	V_{c1}	100.0[V]
Output voltage reference	v_{ref}	141.4[V]/50[Hz]

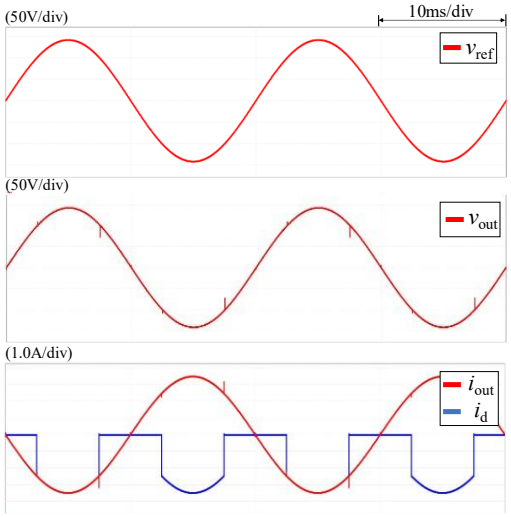
表 3　MOSFET のパラメータ

Table.3 Parameters of MOSFET

IRFB38N20DPBF(Infineon)		
ON resistance	$R_{\mathrm{ds(on)}}$	0.54[Ω]
Forward transconductance	g_{fs}	17.0[S]
Threshold voltage	V_{th}	4.0[V]
Body-diode forward Voltage	V_{f}	1.6[V]



(a)Powering(cosϕ=1.0)



(b)Regeneration(cosϕ=−1.0)

図 4　シミュレーション結果

Fig.4 Simulation result

©2026 IEE Japan

3.3 kV SiC-MOSFET を用いた 6.6 kV SST の絶縁耐圧設計と高圧試験環境に関する検討

祖父江　豪*，永田　裕二，小原　秀嶺（横浜国立大学）
磯部　高範（筑波大学）

Design and Implementation of a 6.6 kV SST Using 3.3 kV SiC-MOSFETs and a High-Voltage Test Environment

Go Sobue*, Yuji Nagata, Hidemine Obara (Yokohama National University)
Takanori Isobe (University of Tsukuba)

１．序論

著者らの研究グループでは，6.6 kV 配電系統に接続する Solid State Transformer (SST)の研究開発を行っている[1]。AC-DC コンバータとして 3.3 kV 耐圧 SiC-MOSFET を用いた 1 相当たり 5 セルからなるモジュラーマルチレベルコンバータ（MMC）を想定している。高電圧を扱うに当たり，筐体を含めた装置の耐圧設計や安全試験環境の構築について検討を行ったので報告する。

２．SST の回路構成と絶縁設計

想定する SST は，図 1 のように，高圧 AC-DC コンバータとして MMC，絶縁形 DC-DC コンバータとして DAB コンバータを用いる。1 セルあたり 3.3 kW のモジュールとし，3.3 kW×5 セル×三相の電力容量 50 kVA として設計した。

6.6 kV に直接連系する電力変換器は，対地電圧 20 kV の絶縁性能が求められる。本研究では，図 2 および図 3 のように，各セルを高圧筐体に収納し，それらをフローティングして動作させることで，筐体内の絶縁耐圧を低減し，小型化を実現する設計を採用した。本構成では，制御コントローラもフローティングしながら動作することになるため，各セルには光信号で通信するフォロワーコントローラを用い，各センシング値および指令値の共有を行っている。

３．保護機構を備えた高圧試験環境の整備

安全に高圧を用いた試験を行うため，電力変換回路にある電圧・電流センサによる各種過電圧・過電流保護だけでなく，高圧試験環境として，インターロック付きフェンスやコンデンサ放電用のリレーおよび抵抗，停止時用の高圧筐体接地リレーなどの安全装置を整備し実験を行っている。

４．まとめ

本稿では，6.6 kV 直接連系 SST の絶縁設計と高圧試験環境について述べた。追って実験結果を報告する。

謝辞

本研究の一部は，文部科学省革新的パワーエレクトロニクス創出基盤技術研究開発事業の支援を受けて行われた。

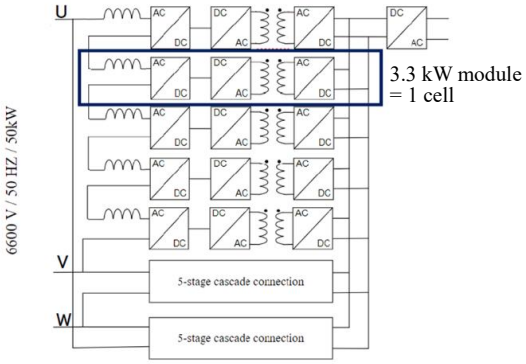


図 1　想定する SST の回路図

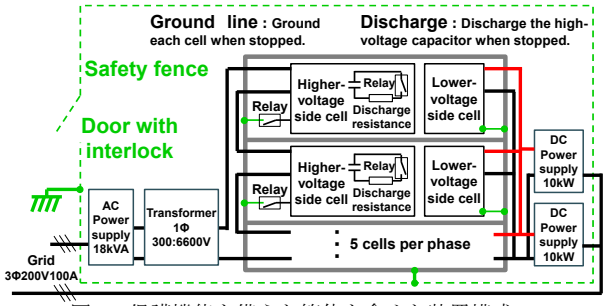


図 2　保護機能を備えた筐体を含めた装置構成

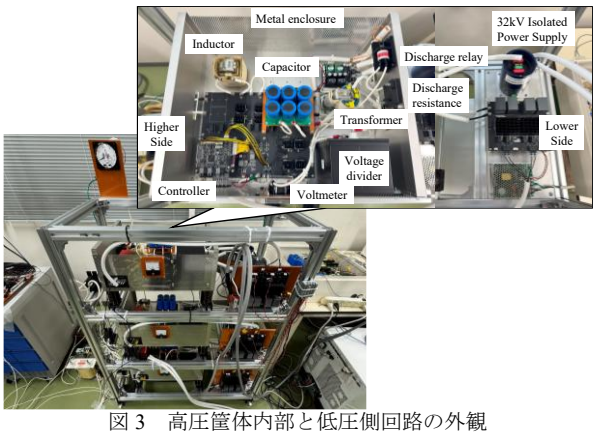


図 3　高圧筐体内部と低圧側回路の外観
保護機能を備えた筐体を含めた装置外観（3 セル）

文　献

(1) 岡村 他，「3.3kV SiC-MOSFET を用いた SST における高圧キャパシタと連系インダクタの小型化に関する検討」，電気学会 PE/PSE/SPC 研究会, PE-24-067/PSE-24-079/SPC-24-121, 2024.

©2026 IEE Japan

高電圧イオン風推進システムへの適用を目的としたマルチレベル高電圧Cockcroft-Walton回路に関する基礎検討

野中　涼太郎*，羽根田　崚（慶應義塾大学），
上原　充暉，南　政孝（近畿大学），野崎　貴裕（慶應義塾大学）

A Fundamental Discussion of Multi-Level High-Voltage Cockcroft-Walton Circuit for High-Voltage Ionic Wind Propulsion System

Ryotaro Nonaka*, Ryo Haneda (Keio University),
Mitsuki Uehara, Masataka Minami (Kindai University), Takahiro Nozaki (Keio University)

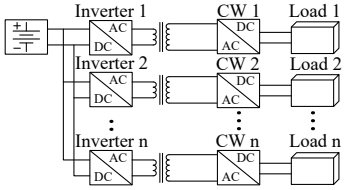
1. まえがき

イオン風推進を応用した，航空機が提案されている[(1)]。これは，機械的な可動部がないため，静音性に特長がある。課題として，コロナ放電発生のために，10 kV 以上の直流高電圧が必要であり，搭載する電源の軽量化が挙げられる。

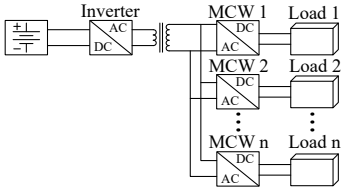
高電圧イオン風推進システムの姿勢制御を行うためには，推進部ごとに，複数の高電圧の独立制御が必要となる。文献 (1) では，イオン風推進システムへの適用を目的として，インバータ，高圧高周波変圧器，Cockcroft-Walton (CW) 回路で構成された，軽量な昇圧回路が提案されている。Fig. 1 に，文献 (1) の回路構成をベースとした，複数の高電圧の独立制御が可能な回路構成を示す。(a) はインバータにより出力電圧を制御する回路構成であり，(b) は CW 回路のキャパシタと並列に接続した，パワー半導体をスイッチングすることで，出力電圧を制御する回路構成である。(b) は (a) と比べて，出力電圧の数が増加するほど，インバータ，高圧高周波変圧器が削減でき，軽量化が期待できる。

文献 (2) では，CW 回路の中間段に，複数負荷を接続することで，単一の昇圧回路から，複数の電圧を同時に供給する構成が提案されている。複数の負荷を接続した場合の定常特性ついては，検討されているが，出力電圧の連続的な切替制御については，検討されていない。

本報告では，高電圧イオン風推進システムへの適用を目的として，高電圧電源を軽量化可能なマルチレベル高電圧 CW (MCW) 回路を提案する。シミュレーションと，ミニモデルの実験により，提案回路と制御の有効性を確認する。



(a) Using multiple inverters, transformers, and CW circuits.



(b) Using one inverter, one transformer, and multiple multi-level Cockcroft-Walton (MCW) circuits.

Fig. 1. Circuit configuration of multi-level high-voltage power supply capable of outputting mutiple high voltage.

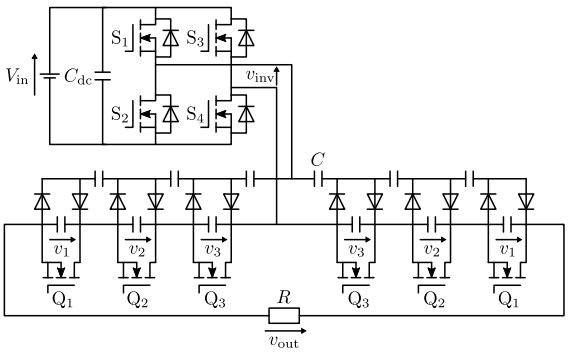


Fig. 2. Simulation and experimental circuit consisting of inverter and MCW circuit.

2. シミュレーション・実験の条件・結果

Fig. 2 にシミュレーションと実験で使用した回路構成を，Table 1 に回路定数を，Table 2 に実験で使用した機器・部品を示す。本実験では，動作検証の単純化のために，変圧器なしで，インバータと MCW 回路のみの構成で，実験を行った。CW 回路は，3 段を 2 直列の構成とし，負荷側のキャパシタと並列に MOSFET を接続した。MOSFET をすべてオンとした Mode I では，零電圧を出力し，すべてオフとした Mode II では，高電圧を出力する。インバータの

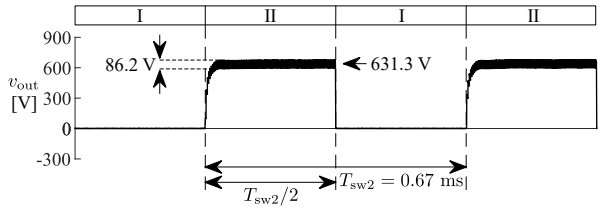
©2026 IEE Japan

Table 1. Circuit Parameters in Fig. 2.

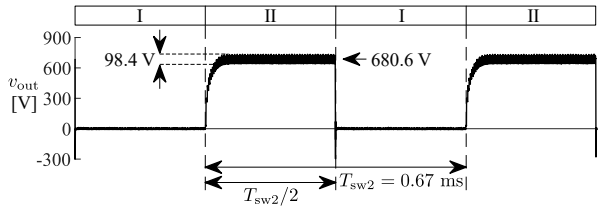
Load resistance	R	100, 50, 25 kΩ
DC-input voltage	V_{in}	100 V
DC-input capacitor	C_{dc}	100 μF
Switching frequency of inverter	f_{sw1}	150 kHz
Dead time of inverter	T_{d}	200 ns
Switching frequency of CW circuit	f_{sw2}	1.5 kHz
Capacitor in CW circuit	C	1 nF
Drain-source parasitic capacitance	C_{ds}	40 pF at 350 V
Junction capacitance of diode	C_{T}	11.5 pF at 400 V

Table 2. Experimental Equipment Used in Fig. 2.

Experimental equipment	Manufacturer	Model number
Controller	Myway Plus	PE-Expert4
Inverter	Texas Instruments	LMG3410EVM-018 (two)
Capacitor in CW circuit	Murata	GRM31C5C3A102FWA3L
Diode in CW circuit	Onsemi	UJ3D1202TS
MOSFET in CW circuit	Wolfspeed	E3M0160120K



(a) Simulation.

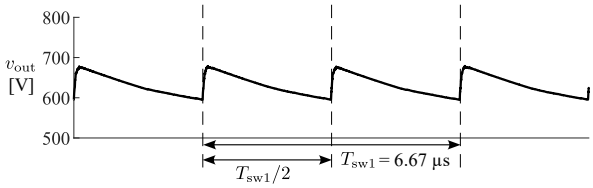


(b) Experiment.

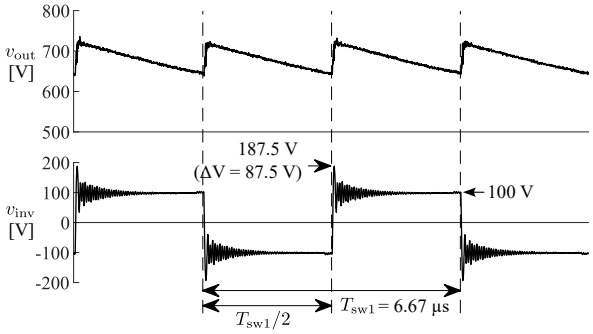
Fig. 3. Simulation and experimental waveforms at V_{in} = 100 V, R = 100 kΩ, f_{sw1} = 150 kHz, and f_{sw2} = 1.5 kHz obtained from Fig. 2.

スイッチング周波数 f_{sw1} は，CW 回路の出力電圧を増加させるために，150 kHz に設定した。CW 回路のスイッチング周波数 f_{sw2} は，実際の姿勢制御の応答速度が数百 Hz 程度であることから，厳しい条件として，1.5 kHz に設定した。シミュレーションは，LTspice (ver. 24.1.10) を使用して行った。CW 回路のキャパシタ，ダイオード，MOSFET については，メーカーから提供されているモデルを反映した。インバータ出力電圧は，サージ電圧を模擬するために，理想的な方形波ではなく，実験で得た波形を取り込んだ。

Fig. 3 に，Fig. 2 の回路で得られた，V_{in} = 100 V, R = 100 kΩ, f_{sw1} = 150 kHz, f_{sw2} = 1.5 kHz でのシミュレーション・実験波形を示す。Fig. 4 に，Fig. 3 における，Mode II の定常時の時間軸拡大波形を示す。Table 3 に，負荷抵抗 R = 100, 50, 25 kΩ に変化させた場合の，Mode II の定常時の出力電圧の平均値とリプル幅のシミュレーション・実験結果の比較を示す。Figs. 3, 4 より，Mode I と II の切り替えにより，マルチレベル電圧が出力できることを確認した。Table 3 より，出力電圧の平均値とリプル幅の実験値は，シミュレーション値と比べて，すべての負荷条件で，約 14%以内の差異であり，よく一致することを確認した。



(a) Simulation.



(b) Experiment.

Fig. 4. Time-expanded waveforms of Fig. 3 in Mode II at steady state.

Table 3. Comparison of Output Voltage in Mode II at Steady State Between Simlation and Experiment Obtained From Fig. 2 at V_{in} = 100 V, and f_{sw1} = 150 kHz.

R [kΩ]	output voltage v_{out}	sim.	exp.	difference
100	average [V]	631.3	680.6	+49.3 (+7.8%)
	ripple [V]	86.2	98.4	+12.2 (+14.2%)
50	average [V]	471.8	533.9	+62.1 (+13.2%)
	ripple [V]	104.6	109.4	+4.8 (+4.6%)
25	average [V]	367.9	403.6	+35.7 (+9.7%)
	ripple [V]	139.6	136.8	−2.8 (−2.0%)

3. あとがき

本報告では，高電圧イオン風推進システムへの適用を目的として，高電圧電源を軽量化可能なマルチレベル高電圧 CW 回路を提案し，シミュレーションと，ミニモデルの実験により，提案回路と制御の有効性を確認した。

文　献

（1） Y. He and D. J. Perreault, “A lightweight high-voltage power converters for electroaerodynamic propulsion,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 453–463, Oct. 2021.

（2） S. Baldisserri, R. Mandriali, G. Neretti, M. Ricco, and A. Cristfolini, “Symmetrical cockcroft-walton voltage multipliers with multiple intermediate loads for ionic propulsion in atmosphere,” in *Proc. IEEE/AIAA ITEC+EATS.*, Anaheim, CA, USA, Jun. 2025, pp. 1–6.

©2026 IEE Japan

バッテリ交換を可能とするモジュラーマルチレベル DC/DC コンバータシステムの損失解析

天野　龍成*，橋本　峻希，Choi Sihoon，重松　浩一，今岡　淳，山本　真義
（名古屋大学），守屋　一成（AZAPA 株式会社）

Loss Analysis of a Modular Multilevel DC/DC Converter System Enabling Battery Swapping

Ryusei Amano, Shunki Hashimoto, Sihoon Choi, Koichi Shigematsu, Jun Imaoka, Masayoshi Yamamoto
(Nagoya University), and Kazunari Moriya (AZAPA Co., Ltd.)

１．背景

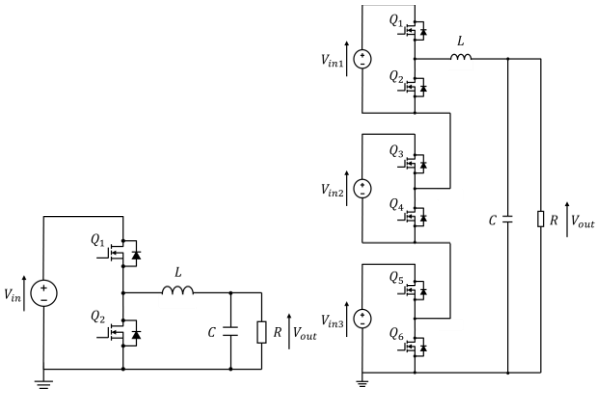
近年，輸送・物流分野を中心にバッテリ電気自動車（BEV）やその電力を管理・運用するバッテリを利用したエネルギーマネージメントシステムの需要が高まっている。これらは応用に応じて負荷が必要な需要電圧が異なることから，バッテリシステムには出力電圧を柔軟に調整可能な回路構成が求められている。一般に，バッテリ後段に接続される DC/DC コンバータは双方向チョッパ回路が広く用いられているが，バッテリ電圧がスイッチング素子に直接印加されるため，高耐圧素子の使用が不可欠となる。

これに対し，モジュラーマルチレベルコンバータ（MMC, Modular Multilevel Converter）は，複数のハーフブリッジ回路を直列に接続することで電圧を分担可能な回路方式であり，各スイッチング素子に印加される電圧を低減できる特長を有する[1]。この結果，スイッチング時のドレインソース間電圧の変化量が抑制され，スイッチング損失の低減が期待できる[2]。また，スイッチング素子として広く用いられる FET では，オン抵抗がデバイス耐圧の概ね 2.4～2.6 乗に比例することが知られており，低耐圧素子を適用することで導通損失の低減も可能である[3]。さらに，バッテリとハーフブリッジを一体化したモジュール構成を採用することで，劣化したモジュール単位での交換が可能となる。これにより，メンテナンス性が向上するだけでなく，使用済み車載用二次電池をエネルギーマネージメントシステムなどに再利用することを見据えた拡張性の高い DC/DC コンバータシステムの構築が可能となる。

そこで本稿では，MMC 回路技術を応用したバッテリシステムの動作原理を示すとともに，従来の双方向チョッパ回路と MMC を利用した提案バッテリシステムを対象にスイッチング損失の比較評価を行うことを目的とする。

２．MMC 技術を用いた DC/DC コンバータシステム

図 1 に本研究で検討する回路構成を示す。図 1(a)は比較対象とする通常の双方向チョッパ回路の回路構成であり，上下 2 つのスイッチング素子からなるハーフブリッジ構成を基本としている。この構成では，スイッチング素子に入力電圧が直接印加されるため，素子には入力電圧に相当する高い耐圧が要求される。



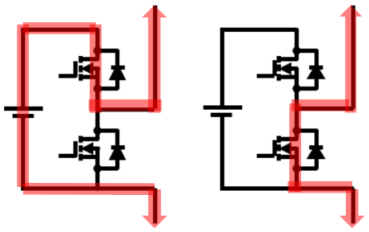
(a)　　(b)

図 1　(a)通常の双方向チョッパ回路の回路構成，(b)MMC 技術を用いた DC/DC コンバータシステムの回路構成
Fig.1. (a) Circuit configuration of a conventional bidirectional chopper circuit, (b) circuit configuration of the DC/DC converter system using MMC technology

一方，図 1(b)は MMC 技術を用いた DC/DC コンバータシステムの回路構成を示している。本回路では，複数のハーフブリッジを直列に接続することで，入力電圧を分担する構成としている。この構成により，各スイッチング素子に印加される電圧は入力電圧の一部に抑えられ，従来の双方向チョッパ回路と比較して耐圧分散が実現される。図 2 に各ハーフブリッジにおけるスイッチング状態と電圧印加の関係を示す。各ハーフブリッジはハイサイドおよびローサイドスイッチから構成され，ハイサイドスイッチがオンの状態では，図 2(a)に赤線で示すように電流が流れ，当該段の入力電圧が LC フィルタに印加される形となる。一方，ローサイドスイッチがオンの状態では，図 2(b)に赤線で示すように電流が流れ，当該段のバッテリは出力側への電圧印加は行われない。

三段構成のバッテリシステムを想定し，各段に 16 V のバッテリを接続した合計 48 V の構成から，出力電圧とし

©2026 IEE Japan



(a) (b)

図 2 (a) ハイサイドオン時の電流経路，(b) ローサイドオン時の電流経路

Fig.2. (a) Current path with the high-side switch on state, (b) current path with the low-side switch on state

て 40 V が要求される場合を考える。このとき，最下段および中段のハーフブリッジは常時オン状態（図 2(a)）とし，最上段のハーフブリッジをデューティ比 50 % でスイッチングさせることで出力電圧を調整する。このように，本構成では格段のバッテリモジュールを常時オン，常時オフ，PWM 制御を使い分けることで，所望の出力電圧を得ることが可能である。

３．素子印加電圧低減によるスイッチング損失低減の検証

図 3 に LTspice を用いたダブルパルス試験のシミュレーションにより測定した入力電圧（ドレイン-ソース間電圧）に対するスイッチング損失の変化を示す。本シミュレーションでは，スイッチング素子として耐圧 100 V，定格電流 80 A の Si-MOSFET（モデル：RX3P07BBHC16）を使用した。この結果をもとに，提案 DC/DC コンバータシステムによる耐圧分散効果を評価する。従来の双方向チョッパ回路では，スイッチング素子のドレイン-ソース間電圧は 48V となり，スイッチング素子一つ当たりのターンオン損失およびターンオフ損失の合計は 10.73 µJ である。一方，提案 DC/DC コンバータシステムで 2 段構成とした場合では各素子に印加される電圧は 24 V となり，スイッチング損失は 5.30 µJ へと低減される。これは一段構成と比較して約 5.43 µJ，約 50.6 %の損失低減に相当する。さらに提案システムにおいて三段構成とした場合，各素子のドレイン-ソース間電圧は 16 V となり，スイッチング損失は 3.45 µJ まで低減される。このとき，一段構成比で約 7.28 µJ，約 67.8 %の損失低減が期待できる。

これらの結果より，多段化による耐圧分散は，各スイッチング素子におけるスイッチング損失の低減に有効であることが確認された。さらに，一部のモジュールでは常時オン・常時オフを切り替えるため，スイッチングを行わないモジュールではスイッチング損失が発生しない。したがって，回路全体の高効率化が期待できる。

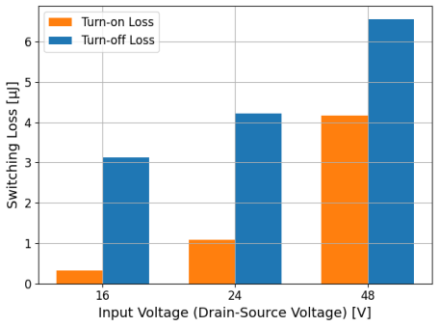


図 3 ダブルパルス試験における入力電圧（ドレインソース間電圧）に対するスイッチング損失

Fig.3. Switching Loss versus Input Voltage (Drain–Source Voltage) in Double Pulse Test

４．まとめと今後の課題

本稿では MMC 技術に基づいた DC/DC コンバータシステムの損失分析を行った。シミュレーション結果より，素子印加電圧の抑制によりスイッチング損失が減少することを確認した。また，低耐圧素子の適用により導通損失の低減も期待できる。またシミュレーションの結果から，損失特性の観点から，提案 DC/DC コンバータの有効性を示すことができた。

今後は，シミュレーションによる検討に加え，実機を用いた比較検証を行う予定である。また，効率評価に加えて，熱特性およびノイズ特性の観点からも評価を行い，提案回路の有効性を総合的に検討していく。

謝辞

本研究は経済産業省成長型中小企業等研究開発支援事業 JPJ005698 の助成を受けたものである。

文献

(1) Abildgaard, et al.: "Modelling and control of the modular multilevel converter (MMC)," *Energy procedia* 20 (2012), pp227-236, 2012.

(2) Guo, Jing, et al.: "Improved method for MOSFET voltage rise-time and fall-time estimation in inverter switching loss calculation," 2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). IEEE, pp.1-6, 2015.

(3) Deboy, G., et al.: "A new generation of high voltage MOSFETs breaks the limit line of silicon,", *International Electron Devices Meeting 1998. Technical Digest (Cat. No. 98CH36217)*. IEEE, pp.683-685, 1998.

©2026 IEE Japan

MMC-HVDC 変換器向け群間補償制御を用いたソーティング方式の検討

山本　周平*，田中　美和子，梶山　拓也，山中　大輔（三菱電機株式会社）

Investigation of a Sorting Method using a Compensational Control between Groups for MMC-HVDC Converters.

Shuhei Yamamoto, Miwako Tanaka, Takuya Kajiyama, Daisuke Yamanaka (Mitsubishi Electric Corporation)

１．まえがき

高圧直流送電（HVDC）用途のモジュラーマルチレベル変換器（MMC-HVDC 変換器）は，サブモジュール（SM）を多段直列接続した交直変換器である。MMC-HVDC 変換器の変調方式は複数提案されている中で，ソーティング方式がある(1)。ソーティング方式の特徴として，スイッチング損失の低減に有利であることが報告されている(2)(3)。一方，ソーティング方式は，各 SM の情報を集約して制御することになるが，SM の数が多くなると，制御装置の通信ポートや処理量が増大する。

本稿では，制御装置あたりの負荷低減を目的に，アーム内の SM を複数の群にグループ化し，群単位に設けた制御装置でソーティング処理を実行する方式をシミュレーションにより確認し，結果を報告する。

２．MMC-HVDC 変換器の仕様と提案方式

＜2・1＞MMC-HVDC 変換器と装置構成　　図 1 に MMC-HVDC 変換器の構成を示す。各アームの SM を 2 つの群（図 1 の Group）に分け，制御する。

図 2 に MMC-HVDC 変換器のアーム単位での制御装置の構成を示す。各群の制御装置（図 2 の Group Controller）は，＜2・2＞で説明するソーティング方式適用の制御系（図 2 の Sorting Control）と，＜2・3＞で説明する群間補償の制御系（図 2 の Compensational Control）から構成される。変換器制御装置（図 2 の Converter Controller）から生成されたアーム変調指令値（図 2 のK_{ref}）と，キャパシタ電圧指令値（図 2 のV_{cref}），アーム電流（図 2 のI_{p1}），各群を構成する n 個の SM のキャパシタ電圧の値（図 2 の$V_{p1}1(i)$と$V_{p1}2(i)$）に基づいて，群単位で SM の挿入とバイパスを選択する。

＜2・2＞ソーティングアルゴリズム　　本稿のアルゴリズムは，キャリア比較ソーティング方式とする(4)(5)。この方式は，アーム変調指令値の位相シフトキャリア比較によって挿入 SM の個数を決定し，ソーティングアルゴリズムによってスイッチングする SM を選択する。なお，キャリア波の数は，SM 数と同数とし，各キャリア波の位相差は，1 アームで均等となる設定とする。挿入 SM の個数とアーム電流の符号に応じて，SM が挿入またはバイパスされる。

＜2・3＞群間補償制御　　アーム内の SM を複数の群にグループ化し，各群単位でソーティング処理を行わせる場合，群間のエネルギーバランスが課題となる。

本稿では，群同士で通信せずに，群間のエネルギーバランスを補償するための群間補償制御を提案する。図 3 に群間補償制御のブロック図を示す。群間補償制御は，群を構成する n 個のキャパシタ電圧値（図 3 の$V_{p1}1(i)$）から演算された値（図 3 のV_{group1}）を，キャパシタ電圧指令値（図 3 のV_{cref}）に追従させるように，アーム変調指令値（図 3 のK_{ref}）を加算補正する。補償されたアーム変調指令値（図 3 のK_{ref}'）

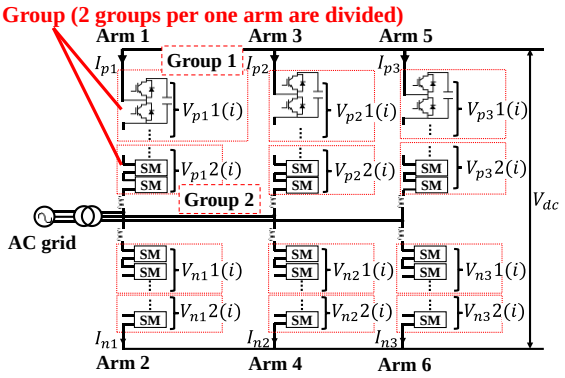


図 1　MMC-HVDC 変換器の構成

Fig. 1.　Structure of the MMC-HVDC converter

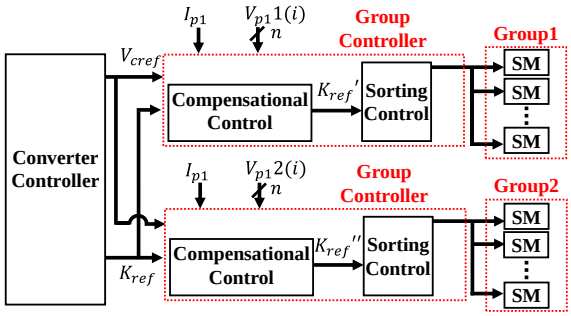


図 2　アーム単位での制御装置の構成

Fig. 2.　Structure of the controller per 1 arm

©2026 IEE Japan

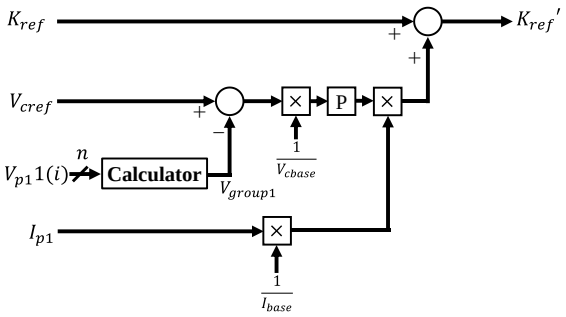


図 3　群間補償制御のブロック図
Fig. 3.　Block diagram of Compensational Control

に基づいて，挿入 SM の個数を決定し，同一アームの各群のエネルギーをバランスさせる。なお，図 3 のI_{p1}は，アーム電流であり，V_{cbase}は，キャパシタ電圧の定格電圧であり，I_{base}は，定格直流電流である。

３．シミュレーション検証

図 1 と図 2 に示す構成において，定格出力で運転した場合のシミュレーションを行った。シミュレーションでは，1 アームを構成する SM を Group A と Group B の 2 つの群に分け，各群のキャパシタ電圧のばらつきを確認した。

図 4 に，群間補償制御を適用しなかった場合のシミュレーション結果として，代表アームにおける各群のキャパシタ電圧を示す。図 4 より，群単位でソーティング処理を行った場合，各群のキャパシタ電圧に差異が生じることが確認された。群単位でのソーティング処理では，群ごとにスイッチング状態が決定されるため，各群の電力に差異が発生することが要因として考えられる。

図 5 に，群間補償制御を適用した場合のシミュレーション結果を示す。図 5 より，群間補償制御を適用しない場合と比較して，群間補償制御を適用することで，各群のキャパシタ電圧の偏差が抑制されていることが確認できる。これは，群間補償制御によって，各群のアーム変調指令値を補正することで，スイッチング状態のずれにより発生する，各群の電力偏差を補正できたことが要因として考えられる。

４．まとめ

本稿では，MMC-HVDC 変換器の各アーム内の SM を複数の群に分け，群単位でソーティング処理を行うことを提案した。追加制御なしで本方式を適用した場合，群間のキャパシタ電圧のばらつきが発生することをシミュレーションにより確認した。キャパシタ電圧のアンバランスが大きいと，残留高調波の増大やキャパシタ電圧が許容範囲から逸脱して変換器停止の恐れがある。

この課題に対して，群間補償制御を提案し，その有効性をシミュレーションで検証した。その結果，群間補償制御を適用することで，群間のキャパシタ電圧のアンバランスを解消できることが確認された。

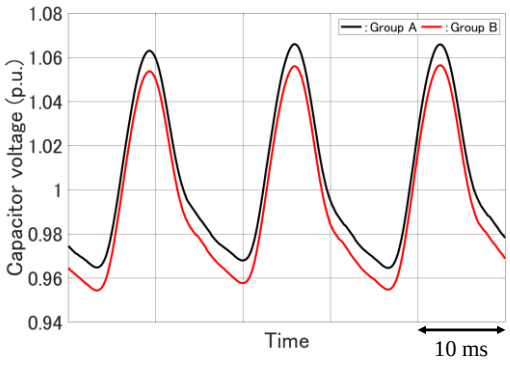


図 4　群間補償制御なし時のシミュレーション波形
Fig. 4.　Not Applying Compensational Control, Simulation Waveforms

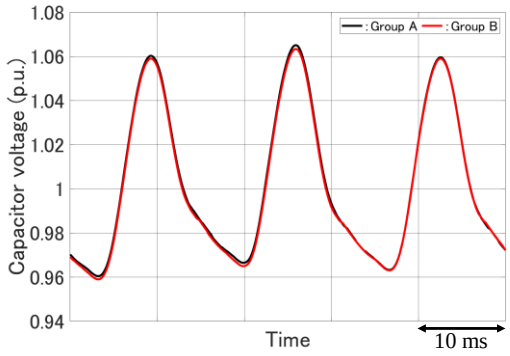


図 5　群間補償制御適用時のシミュレーション波形
Fig. 5.　Applying Compensational Control, Simulation Waveforms

以上より，群単位でソーティング処理を行う方式においても，群間補償制御を適用することで，各群のキャパシタ電圧をバランスさせながら安定運転が可能であることを確認した。

文　献

(1) A. Lesnicar and R. Marquardt; 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, pp. 6 pp. Vol.3-, (2003)
(2) A. Hassanpoor, S. Norrga and A. Nami; 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, pp.1558-1563, (2015)
(3) A. Dudin, A. Bissal, I. Colak and W. Ali; 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.3996-4002, (2018)
(4) A. Hassanpoor, S. Norrga, H. -P. Nee and L. Ängquist; IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp.388-393, (2012)
(5) 田中美和子・中村文則:令和 5 年電気学会全国大会,pp.49-50, (2023)

©2026 IEE Japan

単一デルタブリッジセル変換器を用いた直流/三相変換器における直流電源と静電エネルギーを併用した疑似慣性制御

鹿志村　尚弥*, 鈴木　温也 (東京科学大学), 萩原　誠 (北海道大学)

Virtual Inertia Control of DC/3ϕ Converter Using Single-Delta Bridge-Cell Converter Utilizing DC Source and Electrostatic Energy

Naoya Kashimura*,　Atsuya Suzuki (Instituite of Scinence Tokyo),　Makoto Hagiwara (Hokkaido University)

1.　まえがき

著者らは, 単一デルタブリッジセル(SDBC: Single-Delta Bridge-Cell)変換器[1]と単相高周波変圧器を結合した直流/三相変換器(以下, 提案変換器)を検討している[2]。提案変換器は, 単相変換器の直流側電源を供給源として, SDBC 変換器の定格正相無効電力に対して最大 37 %の有効電力を定常的に制御できる点に特長がある。本論文では, SDBC 変換器の各セル直流コンデンサの静電エネルギー放出を併用することで, 過渡的に上記の有効電力定格を超過する有効電力供給を実現することを検討する。

2.　回路構成と動作原理

Fig. 1 に, SDBC 変換器と単相高周波変圧器を結合した直流/三相変換器の回路構成を示す。提案変換器は, 単相高周波 PWM 変換器, 単相高周波変圧器, および SDBC 変換器より構成する。SDBC 変換器の各クラスタは, カスケード接続したブリッジセル(単相フルブリッジ PWM 変換器)より構成し, クラスタ毎のブリッジセル数はNとする。3 等分割された高周波変圧器二次巻線を介して, 各クラスタをデルタ結線する。高周波変圧器の動作周波数は, SDBC 変換器の電圧・電流定格を超過しない条件下で最大の有効電力制御を実現するため, 系統周波数の 3 倍(150 Hz)としている。高周波変圧器一次巻線は, インダクタL_{con}を介して単相高周波 PWM 変換器に接続する。一方, デルタ結線された各クラスタは, 連系インダクタL_{ac}を介して系統連系点(PCC: Point of Common Coupling)に接続する。系統インピーダンスL_{g}の左側が無限大母線電圧に相当する。

3.　制御法

提案変換器の制御は, SDBC 変換器の制御と単相高周波変換器の制御に大別できる。

〈3･1〉SDBC 変換器の制御　Fig. 2 に SDBC 変換器の瞬時有効電力・無効電力制御のブロック線図を示す。ただし, p^*, q^*は SDBC 変換器から系統への瞬時有効･無効電力の指令値を表す。一般的な非干渉制御により各クラスタ電圧の正相電圧指令値$v^*_{\mathrm{uv_p}}$, $v^*_{\mathrm{vw_p}}$, $v^*_{\mathrm{wu_p}}$を算出する。

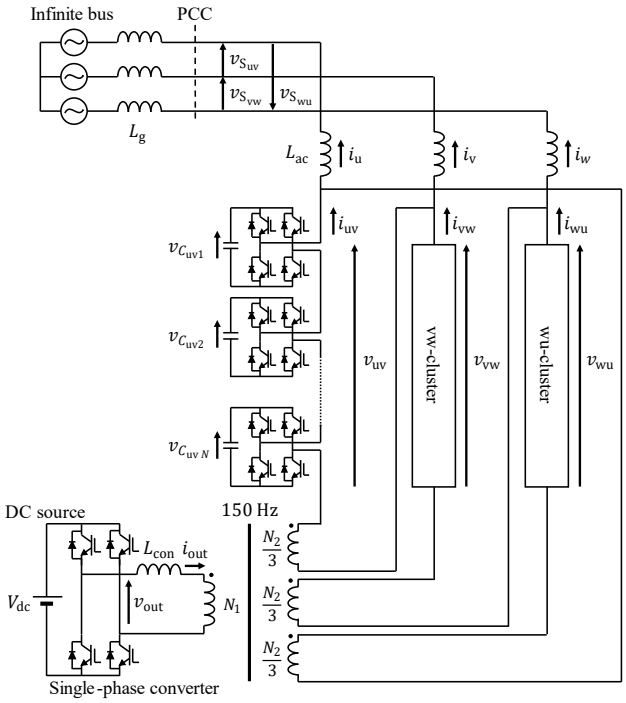


図 1 直流/三相変換器の回路構成
Fig. 1.　Circuit configuration of a DC/3ϕ converter combining the SDBC converter with a single-phase converter via a single-phase medium-frequency transformer.

〈3･2〉単相高周波変換器の制御　単相高周波変換器の制御法は基本的には文献(2)と同様であるが, 一次電流指令値i^*_{out}の生成法が異なる。Fig. 3 に単相変換器の有効電力制御のブロック線図を示す。一次電流指令値i^*_{out}は, 単相変換器直流側から SDBC 変換器への伝送電力指令値p^*_{inv}に基づき生成される。伝送電力指令値p^*_{inv}は, 変換器出力電力指令値p^*と直流コンデンサ電圧一括制御項の和として算出される。ただし, 提案変換器には変圧器を介した電力伝送能力の制約(定格無効電力の 37 %)が存在するため, p^*_{inv}にはリミッタ処理を施し, その制限値内でi^*_{out}を生成する。

©2026 IEE Japan

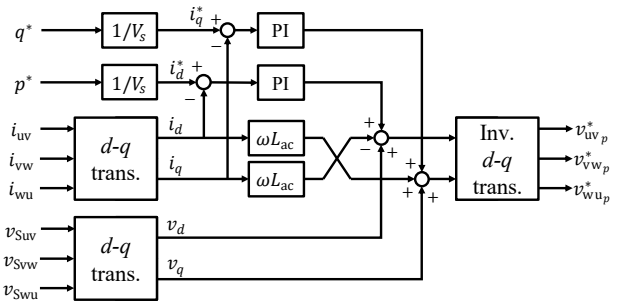


図 2 SDBC 変換器の瞬時有効電力・無効電力制御
Fig. 2. Block diagram of instantaneous active and reactive power control.

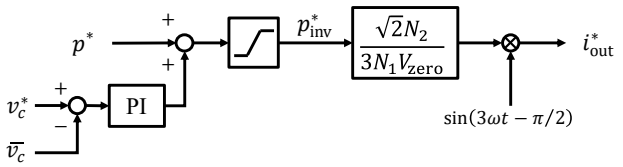


図 3 単相変換器の有効電力制御
Fig. 3. Block diagram of active power control of the single-phase converter.

〈3･3〉電力指令値生成法　電力指令値p^*は次式で与える。

$$p^* = p_0^* + D(\omega_n - \omega) + 2H\frac{d}{dt}(\omega_n - \omega) \qquad (1)$$

ただし，p_0^*は定常時における瞬時有効電力指令値(フィードフォワード制御項に相当)であり，D，$2H$はそれぞれ模擬したいダンピング定数と慣性定数を表す。

〈3･4〉提案変換器の慣性応答　上記制御法は，直流コンデンサ電圧の一時的な変動を許容することで，提案変換器の電力伝送の制約を過渡的に超過する出力電力を実現し，より大きな慣性を供給可能とする。慣性応答後は速やかに直流コンデンサ電圧を回復することで，SDBC 変換器が本来有する無効電力補償能力を損なうことなく，電力系統の周波数安定化と電圧維持の両者に寄与する。

4.　シミュレーション結果

〈4･1〉条件　Table 1 に，シミュレーションに用いた 100 V, 5 kVA ミニモデルの回路定数を示す。定常時の定格有効電力は$P_{\mathrm{rated}} = 1.85$ kW(定格無効電力$Q_{\mathrm{rated}} = 5$ kvar の 37 %）である。疑似慣性制御の制御定数は$2H = 4$ s，$D = 10$ とした。解析には電力系統瞬時値解析プログラム PSCAD/EMTDC を使用した。

〈4･2〉系統周波数変動時の応答　Fig. 4 に，無限大母線電圧の周波数を 50 Hz から 49.2 Hz まで 0.2 秒間でランプ状に低下させた場合のシミュレーション波形を示す。ただし，$p_0^* = q_0^* = 0$とした。fは PLL により検出される PCC における周波数を表す。p_{inv}は単相変換器直流側から SDBC 変換器へ，pは SDBC 変換器から系統へ供給される有効電力を表し，いずれも供給方向を正とする。各セル直流コンデンサ電圧v_{Coi} $(o \in \{\mathrm{uv}, \mathrm{vw}, \mathrm{wu}\},\ i \in \{1 \ldots 6\})$は計 18 個の直流コンデンサ電圧をすべて描写している。i_{out}は変圧器一次側電流，i_{u}，i_{v}，i_{w}は系統電流，i_{uv}，i_{vw}，i_{wu}はクラスタ電流を表す。

表 1 シミュレーションモデルの回路定数
Table 1. Specifications of the simulation model.

Nominal line-to-line voltage	V_S	100 V
Nominal line frequency	$\omega_n/2\pi$	50 Hz
Grid inductor	L_g	1.0 mH
Bridge-cell count	N	6
DC capacitor	C	47 mF
DC-capacitor voltage	V_C	28 V
AC-link inductor	L_{ac}	0.3 mH
Turns ratio	N_2/N_1	1
DC voltage	V_{dc}	200 V
Transformer frequency	$\omega_{Trans}/2\pi$	150 Hz
Inverter-side inductor	L_{con}	1.8 mH

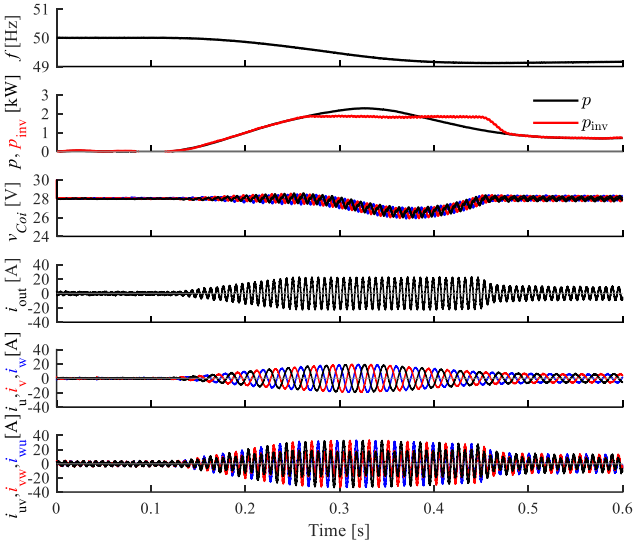


図 4 周波数低下時のシミュレーション波形
Fig. 4. Simulation waveforms during frequency drop.

周波数低下直後，疑似慣性制御によりpおよびp_{inv}は共に急峻に増加する。一方，p_{inv}は Fig. 3 の電力リミッタにより 1.85 kW に制限されるのに対し，pは上記を上回る2.3 kWに達する。v_{Coi}の波形が示すように，本電力差分は各セル直流コンデンサの静電エネルギー放出によって供給された。一次電流i_{out}，系統電流i_{u}，i_{v}，i_{w}に着目すると，それぞれ定格電流(15.4 A, 28.9 A)の範囲内に適切に制御されている。直流コンデンサ電圧に着目すると，$p > p_{\mathrm{inv}}$の期間に放電し，$p < p_{\mathrm{inv}}$の期間に充電する。最終的にコンデンサ電圧が定格値へ回復するとp_{inv}とpは一致する。クラスタ電流i_{uv}，i_{vw}，i_{wu}は 50 Hz 成分と 150 Hz 成分で構成され，定格電流(16.7 A)を瞬時的に超過する。定格電流超過を防止するためには，Fig. 3 の電力リミッタ値を適切に選定する必要がある。

謝　辞　本研究の一部はパワーアカデミー研究助成により実施されたものである。

文　献

(1) 萩原誠・前田亮・赤木泰文：「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC-SDBC) の STATCOM への応用–有効電力・逆相無効電力制御」，電学論 D, 131, 12, pp. 1433–1441 (2011-12)
(2) 鈴木温也・中村優飛・萩原誠：「単一デルタブリッジセルを用いた直流/三相変換器の逆相無効電力制御と有効電力制御」，電気学会半導体電力変換研究会 No. 45-67, pp. 123-128, (2023-10)

©2026 IEE Japan

Verification of Three-phase PV Inverter Using Multiple Full-bridge Converters and Shunt Capacitors

Jiancheng Tong*, Mamoru Nakahira (Institute of Science Tokyo)
and Makoto Hagiwara (Hokkaido University)

1. Introduction

A three-phase PV inverter using multiple bidirectional choppers and passive filter was proposed in [1] for three-phase four-wire systems with a nominal line-to-line voltage of 380 V. By using zero-sequence current, the inverter widens the MPPT voltage range compared with the topology in [2]. However, a passive filter should be equipped with a bulky zero-sequence inductor in addition to three shunt capacitors to prevent the third-order frequency current from flowing into the grid. To remove the zero-sequence inductor from the circuit, this paper replaces the choppers with full-bridge converters. It is shown that no third-order frequency current flows into the grid even when the zero-sequence inductor is removed using the inherent nature of full-bridge converters that can produce bipolar voltage.

2. Circuit Configuration and Principles of Operation

<2.1> *Circuit configuration*

Fig. 1 illustrates the circuit configuration of the proposed three-phase PV inverter for three-phase four-wire systems. The inverter consists of the main converters and auxiliary converters. The Y-connected shunt capacitors are connected in parallel with the grid and the neutral point of this Y-connected capacitors is connected to the negative terminal of the DC input voltage. As a result, the zero-sequence current can flow through the capacitors and this current does not affect to the grid current. In Fig. 1, E denotes the DC input voltage corresponding to the PV-array voltage, v_{Mu} is the u-phase main converter voltage, v_{Au} is the u-phase auxiliary converter voltage, $v_{\mathrm{Cu}i}$ $(i\colon 1,2)$ is the u-phase DC-capacitor voltage, and v_{Su} is the u-phase grid voltage, respectively. Meanwhile, i_{x}, i_{cx}, i_{n}, i_{gx} $(\mathrm{x}\colon \mathrm{u},\mathrm{v},\mathrm{w})$ denote the converter current, filter capacitor current, neutral current corresponding to the zero-sequence current, and grid current, respectively.

<2.2> *Principles of Operation*

In Fig. 1, the u-phase grid voltage is expressed as

$$v_{\mathrm{Su}} = \sqrt{2}V_{\mathrm{S}} \sin\theta \tag{1}$$

where V_{S} is the rms value and $\theta = \omega t = 2\pi \times 50 \times t$. The following relationship should hold in the inverter presented in [2].

$$\frac{\sqrt{2}\pi}{2} V_{\mathrm{S}} \le E \tag{2}$$

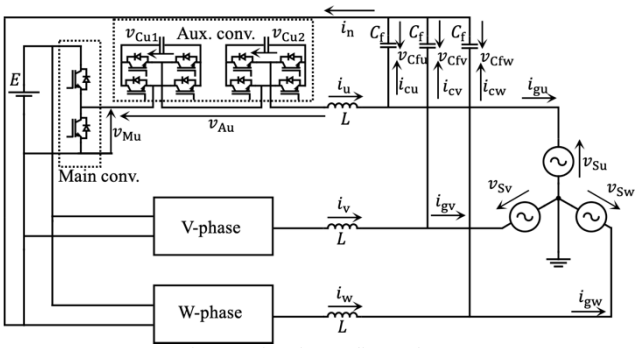


Fig. 1. Circuit configuration.

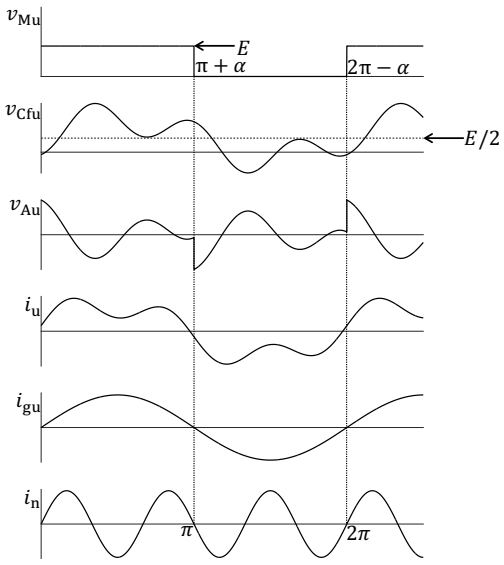


Fig. 2. Ideal u-phase waveforms of Fig. 1 where $\alpha = 0°$.

To further reduce the DC input voltage, this paper utilizes the zero-sequence third-order frequency current. In Fig. 1, v_{Mu} is given by

$$v_{\mathrm{Mu}} = \begin{cases} E, & (0 \le \theta \le \pi + \alpha,\ 2\pi - \alpha \le \theta \le 2\pi) \\ 0, & (\pi + \alpha \le \theta \le 2\pi - \alpha) \end{cases} \tag{3}$$

where α is the turn-on (turn-off) angle satisfying $0 \le \alpha \le \pi/2$. Using Fourier series expansion, (3) can be rewritten as follows.

$$v_{\mathrm{Mu}} = \frac{\pi+\alpha}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{(2n-1)\pi} \cos(2\mathrm{n}-1)\alpha \cdot \sin(2\mathrm{n}-1)\theta \tag{4}$$

Let the 50-Hz fundamental frequency and the 150-Hz third-order frequency components of v_{Mu} be $(v_{\mathrm{Mu}})_{50\mathrm{Hz}}$ and $(v_{\mathrm{Mu}})_{150\mathrm{Hz}}$, respectively. They are given by

$$(v_{\mathrm{Mu}})_{50\mathrm{Hz}} = \frac{2}{\pi} E \cos\alpha \sin\theta \tag{5}$$

©2026 IEE Japan

$$(v_{\mathrm{Mu}})_{150\mathrm{Hz}} = \frac{2}{3\pi} E \cos 3\alpha \sin 3\theta \quad (6)$$

From (5) and (6), α is set to zero in order to maximize both the fundamental and third-order voltage components. Fig. 2 shows the ideal waveforms considering no switching-ripple components where $\alpha = 0°$. In Fig. 2, i_{u} is controlled as follows:

$$i_{\mathrm{u}} = \sqrt{2} I_{50\mathrm{Hz}} \sin\theta \pm \sqrt{2} I_{150\mathrm{Hz}} \sin 3\theta + \sqrt{2}\omega C_{\mathrm{f}} V_{\mathrm{S}} \cos\theta \quad (7)$$

where $I_{50\mathrm{Hz}}$ and $I_{150\mathrm{Hz}}$ are the rms values of the fundamental and the third-order frequency currents, respectively. The polarity of the 150-Hz component changes according to the value of E. On the other hand, the u-phase filter current, i_{cu}, is given by

$$i_{\mathrm{cu}} = \pm\sqrt{2} I_{150\mathrm{Hz}} \sin 3\theta + \sqrt{2}\omega C_{\mathrm{f}} V_{\mathrm{S}} \cos\theta \quad (8)$$

The first term on the right-hand side in (8) corresponds to the zero-sequence component. Since the zero-sequence current is identical in all three phases, i_{n} is calculated as follows:

$$i_{\mathrm{n}} = \pm 3\sqrt{2} I_{150\mathrm{Hz}} \sin 3\theta \quad (9)$$

Meanwhile, since the zero-sequence inductor is removed from the circuit, the voltage reference of auxiliary converter v_{Au}^{*} in [1] must be modified to ensure that no third-order frequency current flows into the grid. Furthermore, to minimize the v_{Au}^{*}, the DC component in v_{Mu} is eliminated from v_{Au}^{*}, yielding:

$$v_{\mathrm{Au}}^{*} = v_{\mathrm{Mu}} - v_{\mathrm{Su}} - v_{\mathrm{Com}} - \frac{E}{2} \quad (10)$$

where v_{Com} denotes the zero-sequence voltage, which is obtained as follows.

$$v_{\mathrm{Com}} = \pm\frac{1}{C_{\mathrm{f}}} \cdot \int \sqrt{2} I_{150\mathrm{Hz}} \sin 3\theta \, dt \quad (11)$$

In (11), C_{f} is designed to be small to suppress the leading current component corresponding to the second term of (8). (10) and (11) indicate that the auxiliary converters must be capable of generating negative output voltages. Meanwhile, the following relationship should hold in the auxiliary converter for achieving power balance.

$$\int_0^{2\pi} v_{\mathrm{Au}}^{*} \cdot i_{\mathrm{u}} \, d\theta = 0 \quad (12)$$

From (1), (3)-(7) and (9)-(12), I_{n}, which is the rms value of i_{n}, is given by as follow.

$$I_{\mathrm{n}} = 3 I_{150\mathrm{Hz}} = 3 \frac{\left| V_{\mathrm{S}} - \frac{\sqrt{2}}{\pi} E \right|}{\frac{\sqrt{2}}{3\pi} E} I_{50\mathrm{Hz}} \quad (13)$$

3. Simulation

Table 1 summarizes the simulation parameters. The switching frequency of the main converters is 50 Hz, while that of the bridge-cells used in the auxiliary converters is 10.8 kHz, respectively. For the PV inverter presented in [2] should satisfy $E \geq 489$ V, which can be obtained by substituting $V_{\mathrm{S}} = 220$ V into (2). In contrast, by utilizing the third-order frequency current, the proposed PV inverter can operate under $E < 489$ V. Fig. 3 shows the simulated waveforms when $E = 440$ V (Fig. 3(a)) and a comparison result of I_{n} between theory and simulation (Fig. 3(b)). v_{Mu} is a 50 Hz square waveform while v_{Au} is a 5-level waveform. No overmodulation can be observed from the waveform of v_{Au}. i_{u} contains both 50 Hz and 150 Hz components. i_{cu} contains a leading 50 Hz current and a 150 Hz component, with the latter being dominant. Since the 150-Hz component flows into the filter capacitor, no 150 Hz component is observed in i_{gu}. The DC component of the filter capacitor is 220 V, which is equal to that of the main converter. The capacitor voltage is regulated at 325 V without steady-state error. Since losses are neglected in the simulation, the theoretical and simulation results of I_{n} agree well with each other.

Table. 1. Simulation parameters.

Active power	P	50 kW
DC input voltage	E	440-520 V
Grid voltage	V_{S}	220 V
Grid current	$I_{50\mathrm{Hz}}$	76 A
Capacitors (LC filter)	C_{f}	100 μF
Inductors (converter)	L	0.2 mH
DC-capacitor voltage	V_{c}	325 V
Cell capacitors	C	10 mF

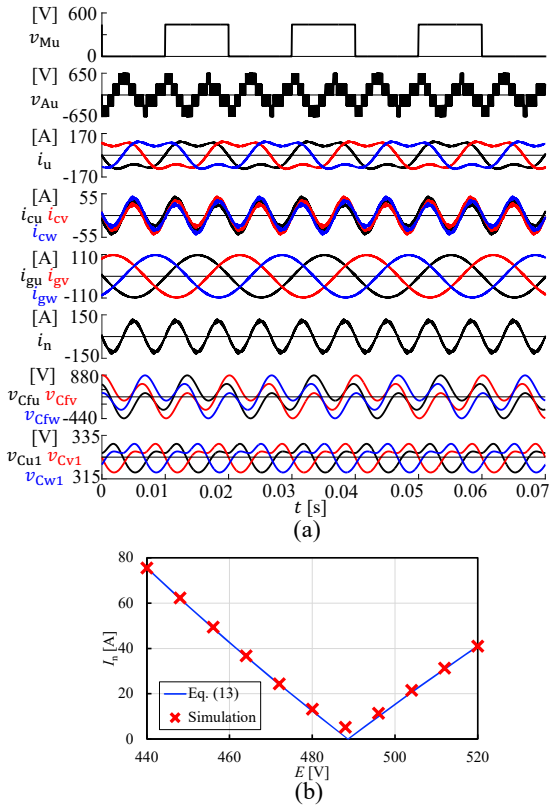


Fig. 3. Simulation waveform.

Reference

[1] J. TONG, M. Nakahira and M. Hagiwara: “Performance of Three-phase PV Inverter Using Multiple Choppers and Passive Filter Under Wide Voltage Ranges”, 2025 IEE-Japan Industry Application Society Conference, No.1-1, pp. 23-28, (2025).

[2] 山田遼，萩原誠：「複数の双方向チョッパを使用したトランスレス三相 PV インバータの動作検証」， 電気学会論文誌 D, Vol. 139, No. 8, pp. 751-760, 2019.

©2026 IEE Japan

カスケードＨブリッジを用いた高周波絶縁型 マルチポート SR-SAB DC-DC コンバータの基本動作

藤江　啓伍*，武道　宏平，石川　裕記（岐阜大学）

Basic Operation of a High-Frequency Isolated Multi-Port SR-SAB DC-DC Converter Using a Cascaded H-Bridge

Keigo Fujie, Kohei Budo, Hiroki Ishikawa (Gifu University)

１．まえがき

近年，環境問題への対策として，電気自動車(EV)の利用が進んでいる。EV のバッテリ充電器として高周波絶縁型 DC-DC コンバータが用いられる(1)。その一種として単方向絶縁型 Secondary-Resonant Single-Active-Bridge DC-DC コンバータ(SR-SAB コンバータ)が提案されている(2)。SR-SAB コンバータは，トランス二次側をダイオードと共振キャパシタで構成している。入出力電圧が等しい場合には，LC 共振によりトランス電流波形が台形波となることで，トランス電流のピーク値を抑制でき，さらに，トランスにおいて高い総合力率での動作が可能であるという特徴がある。しかし，入出力電圧が等しくない場合には，台形波のトランス電流を実現できず，出力電圧変動時に課題がある。

本論文では，出力電圧変化に対応することを目的とした，カスケードＨブリッジを用いたマルチポート SR-SAB コンバータを提案し，基本動作を明らかにする。

２．カスケード H ブリッジを用いたマルチポート SR-SAB コンバータの基本動作

Fig.1 は，カスケードＨブリッジを用いたマルチポート SR-SAB コンバータである。提案回路の高周波トランス Tr_1，Tr_2それぞれの一次側は，直流電源V_{in1}，V_{in2}と H ブリッジ回路で構成される。提案回路の二次側はダイオード整流回路と共振キャパシタC_{r}を用いた回路構成となっている。提案回路のトランス電圧v_1は，二つの H ブリッジ回路の出力電圧v_{11}，v_{12}の和の電圧となるので，トランス電圧v_1を，入力電圧V_{in1}，V_{in2}を用いたマルチレベル波形に制御できる。出力直流電圧V_{out}の変化に対して，適切なトランス電圧v_1の電圧レベルを選択することで，出力直流電圧V_{out}変化時における低損失化を実現できる。

Fig.2 は，提案回路において出力直流電圧V_{out}と入力電圧V_{in1}が等しい状態の波形である。トランスの励磁電流は，トランス電流i_{11}，i_{12}，i_2に対して十分小さく，無視して考えているので，$i_{11}=i_{12}=i_2$としている。トランス電圧v_1は，$\pm(V_{\mathrm{in1}}+V_{\mathrm{in2}})$，$\pm V_{\mathrm{in1}}$の 4 レベル波形が得られている。トランス電圧$v_1=V_{\mathrm{in1}}+V_{\mathrm{in2}}$とする最大電圧期間$T_{\mathrm{x}}$を発生させることで，二次電圧$v_2$とトランス電圧$v_1$との電圧差により，トランス電流$i_2$を$-I_{\mathrm{m}}$から$+I_{\mathrm{m}}$まで増加させている。

最大電圧期間T_{x}が終了後，トランス電圧v_1を$V_{\mathrm{in1}}(=V_{\mathrm{out}})$に制御して，二次電圧$v_2$の波高値$V_{\mathrm{out}}$との電圧差がゼロとなるため，トランス電流$i_2$は波高値$I_{\mathrm{m}}$で一定となる。このように，トランス電圧$v_1$を$\pm(V_{\mathrm{in1}}+V_{\mathrm{in2}})$，$\pm V_{\mathrm{in1}}$の 4 値を用いて，トランス電流$i_2$を台形波に制御できる。

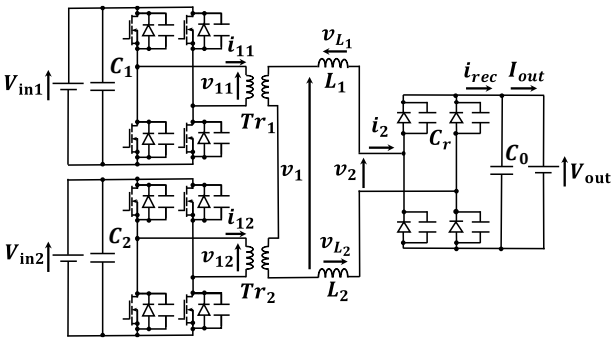


Fig.1. Proposed SR-SAB converter using a cascaded H-bridge.

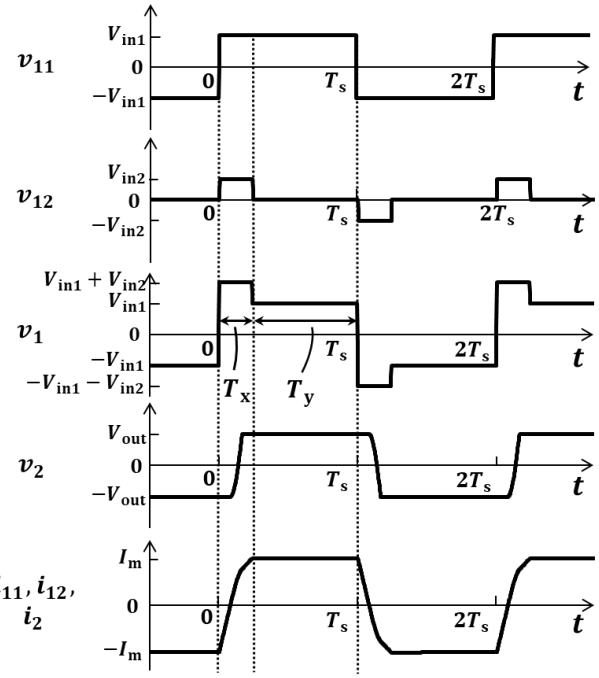


Fig.2. Operating waveforms of the proposed circuit.

©2026 IEE Japan

Table 1. Transformer voltages based on output voltage.

Output voltage V_{out}	Transformer voltage level in T_{x}	Transformer voltage level in T_{y}
$V_{\mathrm{in1}}+V_{\mathrm{in2}}$	$\pm(V_{\mathrm{in1}}+V_{\mathrm{in2}})$	$\pm(V_{\mathrm{in1}}+V_{\mathrm{in2}})$
V_{in1}		$\pm V_{\mathrm{in1}}$
V_{in2}		$\pm V_{\mathrm{in2}}$
$\lvert V_{\mathrm{in1}}-V_{\mathrm{in2}}\rvert$		$\pm\lvert V_{\mathrm{in1}}-V_{\mathrm{in2}}\rvert$

Table 2. Experimental conditions.

Rated output power P_{out}	3.1 kW
Input voltages $V_{\mathrm{in1}}/V_{\mathrm{in2}}$	150 V/100 V
Output voltage V_{out}	250 V,150 V,100 V,50 V
Switching frequency f_{s}	20 kHz
Leakage inductance L_1+L_2	56 μH
Input/output capacitors C_1, C_2, C_0	1200 μF
Resonant capacitor C_{r}	47 nF

提案回路の出力電流I_{out}は，スイッチング半周期$T_{\mathrm{s}}(=1/2f_{\mathrm{s}})$を用いて，次式のように$T_{\mathrm{x}}$の関数として表される。

$$I_{\mathrm{out}}=\frac{1}{T_{\mathrm{s}}}\left\{\frac{L_1+L_2}{2(V_{\mathrm{in1}}+V_{\mathrm{in2}}+V_{\mathrm{out}})}I_{\mathrm{m}}^2+T_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{m}}-\frac{V_{\mathrm{in1}}+V_{\mathrm{in2}}-V_{\mathrm{out}}}{2(L_1+L_2)}(T_{\mathrm{x}}^2-t_2^2)-2\sqrt{\frac{C_{\mathrm{r}}}{L_1+L_2}(V_{\mathrm{in1}}+V_{\mathrm{in2}})V_{\mathrm{out}}}t_2\right\} \quad (1)$$

なお，I_{m}はトランス電流i_2の波高値，t_2は共振のモードの終了時刻であり，どちらもT_{x}の関数である。

Table 1 に，出力直流電圧V_{out}に対するトランス電圧v_1の電圧レベルの選択を示す。最大電圧期間T_{x}において，トランス電流i_2を増加させるために最大電圧レベル$V_{\mathrm{in1}}+V_{\mathrm{in2}}$を用いる。最小電圧期間$T_{\mathrm{y}}$では，トランス電流$i_2$を一定にするように出力直流電圧$V_{\mathrm{out}}$と等しい電圧レベルを用いる。Table 1 に基づいて，トランス電流i_2を台形波にできる。

３．実験による検証

Table 2 に実験条件を示す。本実験では，入力電圧$V_{\mathrm{in1}}=150[\mathrm{V}]$，$V_{\mathrm{in2}}=100[\mathrm{V}]$とする。出力直流電圧$V_{\mathrm{out}}=250$，150，100，50[V]に対して，提案する理論の妥当性を確認した。

Fig.3 に$V_{\mathrm{out}}=150[\mathrm{V}]$の場合の実験結果を示す。トランス電圧$v_1$は，一次電圧$v_{11}$，$v_{12}$の測定値を足し合わせて得ている。波形は理論通りの波形が得られた。$V_{\mathrm{out}}=250$，100，50[V]においても，理論通りの波形を確認している。

Fig.4 に各出力直流電圧V_{out}に対する出力電流I_{out}の実験結果を示す。各出力直流電圧V_{out}において出力電流$I_{\mathrm{out}}=12.5[\mathrm{A}]$となるように，(1)式を用いて最大電圧期間$T_{\mathrm{x}}$を定めて実験を行ったところ，いずれの出力直流電圧$V_{\mathrm{out}}$においても(1)式に基づいた結果が得られた。

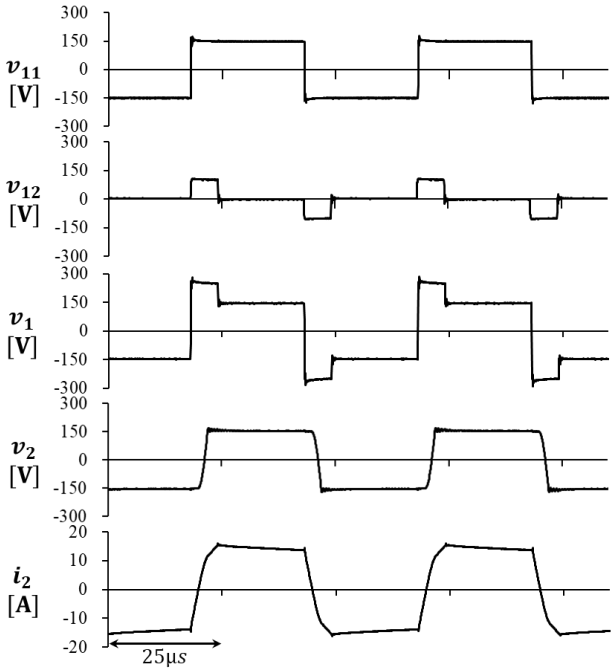


Fig.3. Experimental waveforms of the proposed circuit ($V_{\mathrm{out}}=150[\mathrm{V}]$).

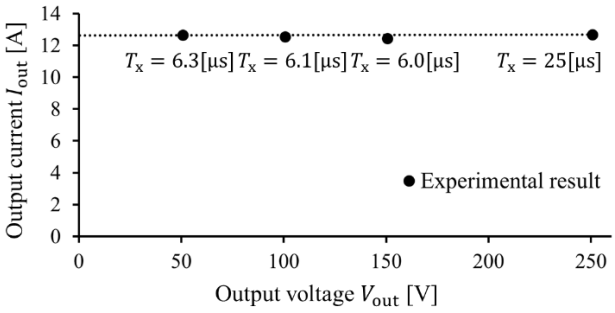


Fig.4. Experimental results for the output current at each voltage of the proposed circuit.

４．あとがき

本論文では，カスケードＨブリッジを用いたマルチポートSR-SABコンバータを提案した。提案回路では，出力電圧が変化した場合にも台形波のトランス電流を実現できる。また，提案回路の有効性を実験により確認した。

本論文における理論の一部は，Altair PSIMを用いて検討した。本研究の一部は，JSPS KAKENHI Grant Number JP24K22952 の助成を受けた。関係各位に謝意を示す。

文　献

(1)R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan and M. H. Kheraluwala:"A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, no. 1, pp. 63-73 (1991)
(2)武道 宏平，竹下 隆晴，単相絶縁型 SR-SAB DC-DC コンバータの動作理論と特性の比較，電気学会論文誌 D(産業応用部門誌)，143 巻，10 号，p.652-664 (2023)

©2026 IEE Japan

一線共通デュアルインバータの過変調領域での零相交流電流抑制変調法

遠藤　工*，芳賀　仁（静岡大学），荒木　雄志（サンデン株式会社）
水越　彰仁（木更津工業高等専門学校）

Modulation Method for Suppressing Zero-Sequence AC Current
in Negative-Point-Connected Dual Inverter under Overmodulation
Takumi Endo, Hitoshi Haga (Shizuoka University), Yushi Araki (Sanden Corporation)
Akihito Mizukoshi (National Institute of Technology, Kisarazu College)

１．はじめに

電気自動車やハイブリッド車に用いられるPMSM用の電力変換システムには，高出力化と高効率化が求められている[1]。電源共通や一線共通デュアルインバータでは，過変調になると一次側と二次側の中性点に差ができるため大きな零相交流電流が流れてしまう。本稿では，一線共通デュアルインバータを用いたPMSM駆動において，過変調領域で非線形 SVM を適用することにより零相交流電流を抑制し，高出力高効率運転を実現する変調法を提案する。

２．回路構成

図 1 に一線共通デュアルインバータの回路構成を示す。一次側は直流電源，二次側はコンデンサが接続されている。また，下側の一線が共通になっていて，そこに零相電流が流れることで二次側からも有効電力を送ることができる[2]。

３．零相交流電流を抑制する提案法

一次側および二次側を逆相の正弦波で駆動し，SVMにより瞬時零相電圧を抑制する変調を示す。図 2 に相対変換における αβ 平面上の空間ベクトルを示す。右図はセクター0のときである。v_{ref}がセクター0 にあるときの正弦波 SVM の条件式を(1)式に示す。ただし，以下で示すベクトルは大きさである。一つ目はベクトルの大きさの合計が$2/3V_{dc1}$であることを表し，二つ目は瞬時的な中性点電位変動が常に零であることを表す。v_{ref}はv_αとv_βのベクトルの足し算で表されるが，v_1~v_6までを使って半分のv_αとv_βを表したのが三つ目と四つ目の条件式である。

$$\begin{cases} v_1+v_2+v_3+v_4+v_5+v_6=\dfrac{2}{3}V_{dc1} \\ v_1-v_2+v_3-v_4+v_5-v_6=0 \\ v_1+\dfrac{1}{2}v_2-\dfrac{1}{2}v_3-v_4-\dfrac{1}{2}v_5+\dfrac{1}{2}v_6=\dfrac{1}{2}v_\alpha \\ \dfrac{\sqrt{3}}{2}v_2+\dfrac{\sqrt{3}}{2}v_3-\dfrac{\sqrt{3}}{2}v_5-\dfrac{\sqrt{3}}{2}v_6=\dfrac{1}{2}v_\beta \\ v_4=v_5=0 \end{cases} \quad \cdots\cdots (1)$$

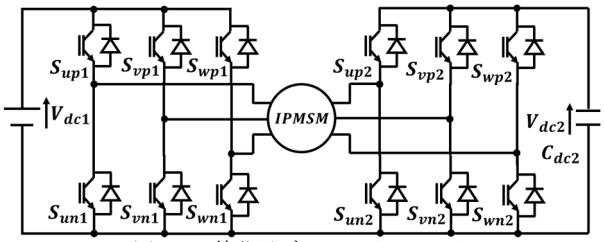


図 1　一線共通デュアルインバータ
Fig.1. Negative-point-connected dual inverter

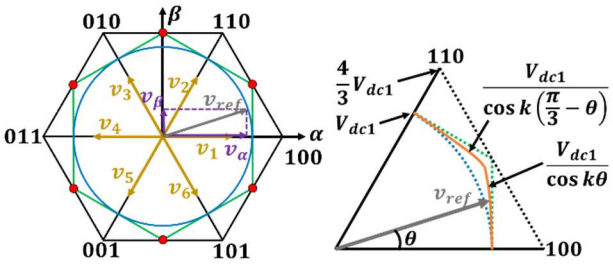


図 2　αβ 平面上の空間ベクトル
Fig.2. Space vector in the αβ frame

(1)式の連立方程式を解き，一次側の逆位相である二次側の分まで示すと(2)式になる。

$$\begin{cases} v_{11}=v_{24}=\dfrac{1}{3}v_\alpha \\ v_{12}=v_{25}=\dfrac{1}{6}v_\alpha+\dfrac{1}{2\sqrt{3}}v_\beta \\ v_{13}=v_{26}=\dfrac{1}{3}V_{dc1}-\dfrac{1}{3}v_\alpha \\ v_{16}=v_{23}=\dfrac{1}{3}V_{dc1}-\dfrac{1}{6}v_\alpha-\dfrac{1}{2\sqrt{3}}v_\beta \\ v_{14}=v_{15}=v_{21}=v_{22}=0 \end{cases} \quad \cdots\cdots (2)$$

ここで，瞬時的な零相電圧を発生させないためには一次側と二次側のベクトルの奇偶が一致している必要がある。よって，一次側でv_{11}，v_{13}出力時は二次側でv_{23}，v_{25}を，一次側でv_{12}，v_{16}出力時は二次側でv_{24}，v_{26}を出力する。それにより一線共通では零相交流電流の抑制が可能である。

©2026 IEE Japan

４．過変調領域で電圧振幅と電気角速度の非線形化

図 2 の青い円が変調率$M=1$のときである。また，(2)式の適用限界範囲は数学的に緑の六角形である。つまり，その範囲内であれば(2)式の適用により零相交流電流を抑制可能である。$0 \le \theta \le \pi/6$のときを例に過変調領域での変調法を説明する。提案法には2段階あり，$1 \le M \le 1.049$の範囲では電圧振幅を非線形化する変調法を用いる。(3)式に従い，振幅を決定する。$0 \le k \le 1$であり，$k=0$のときには青い円になり，$k=1$のときは緑の六角形になる。指令値に対応するkはフーリエ級数展開の基本波成分を数値積分することによって求められる。

$$v_{ref} = \frac{V_{dc1}}{\cos k\theta} \quad \cdots\cdots (3)$$

次に$1.049 \le M \le 1.103$では電圧振幅とともに電気角速度を非線形化する。(4)，(5)式に従い，電圧振幅と電気角を決定する。$0 \le l \le 1$であり，$l=0$のときには$\theta' = \omega t$になり，$l=1$のときは$\theta' = \pi/6$になる。lが1に近づくにつれてθ'は$\pi/6$への漸近的収束がより顕著になり，最終的に常に$\pi/6$になる。全体で見れば，図 2 の赤点を飛び飛びに選ぶことになる。

$$v_{ref} = \frac{V_{dc1}}{\cos \theta'} \quad \cdots\cdots (4)$$

$$\theta' = \frac{\pi}{6}\left[l + (1-l)\left(\frac{6\theta}{\pi}\right)^{(1-l)}\right] \quad \cdots\cdots (5)$$

５．シミュレーション

表 1 にシミュレーションパラメータを示し，図 3 に制御ブロック図を示す。また，図 4 には$M=1.049$のとき，図 5 には$M=1.103$のときのシミュレーション波形を示す。(a)～(e)にはそれぞれ提案法の一次側変調率，二次側変調率，三相電流，一次側と二次側電圧，零相電流を示し，(f)には過変調で制御する従来法の零相電流を示す。

表 1　シミュレーションパラメータ
Table 1. Simulation parameters

secondary capacitor C_{dc2}	108 μF	leakage inductance l_a	1.51 mH
winding resistance R_a	1.69 Ω	permanent magnet flux Φ_a	0.145 Wb
d-axis inductance L_d	12.7 mH	number of pole pairs	3
q-axis inductance L_q	19.1 mH	carrier frequency	20 kHz

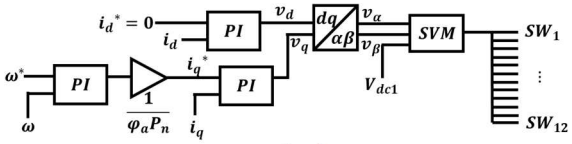


図 3　制御ブロック図
Fig.3. Control block diagram

６．おわりに

過変調領域において，零相電流を抑制可能な六角形領域内で，電圧振幅および電気角速度を非線形に変化させることにより，peak-to-peak で最大 3.5 A の零相交流電流を 0.5 A に抑制できることを示した。

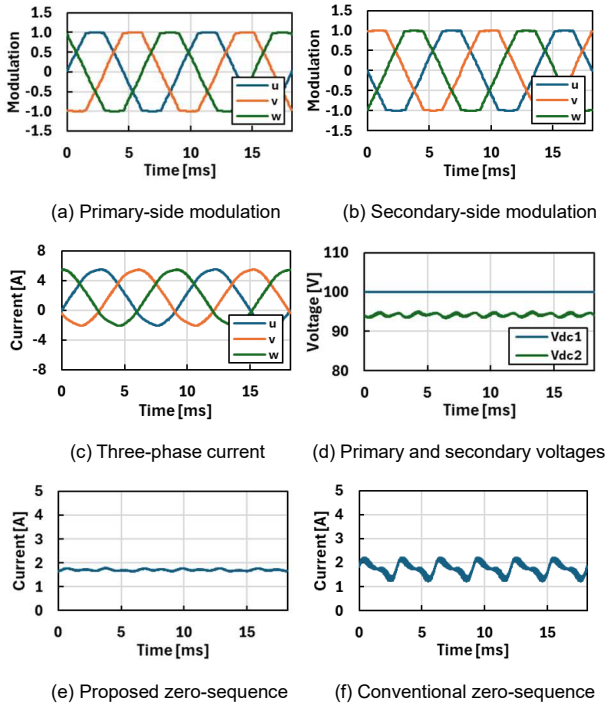


図 4　シミュレーション結果 (M=1.049, 2200rpm, 2Nm)
Fig.4. Simulation results(M = 1.049, 2200 rpm, 2 Nm)

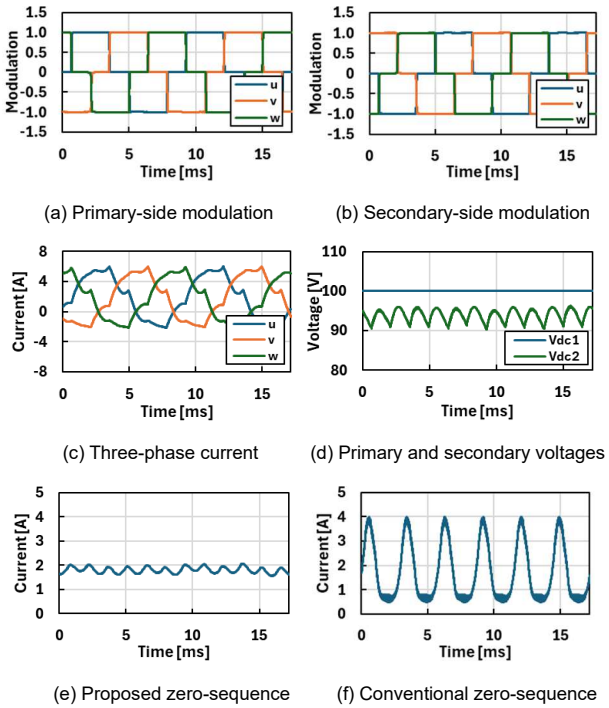


図 5　シミュレーション結果(M=1.103, 2320rpm, 2Nm)
Fig.5. Simulation results (M = 1.103, 2320 rpm, 2 Nm)

文　献

(1) 大畑潤, 他, 電気学会全国大会, 4-059, pp.102-103 (2023)

(2) 水越彰仁, 他, SPC/MD 合同研究会, MD24018 (2024)

©2026 IEE Japan

電解コンデンサレスインバータの出力電圧飽和低減のためのモータ電流制御法

鷹巣　康太郎*，芳賀　仁（静岡大学）

Motor Current Control Method to Mitigate Output Voltage Saturation in Electrolytic Capacitor-Less Inverter

Kotaro Takasu, Hitoshi Haga (Shizuoka University)

1. はじめに

近年，ルームエアコン用モータドライブとして，図 1 に示す電解コンデンサレスインバータが用いられている[(1)-(2)]。本方式はダイオード整流，小容量フィルムコンデンサ，3 相インバータで構成され，IPMSM の q 軸電流を電源周波数の 2 倍で脈動させることでモータ駆動と電源高調波抑制を両立する。しかし，DC リンク電圧が全波整流状の波形となるため，DC リンク電圧の瞬時値が低い区間でインバータ出力電圧が飽和状態に達しやすい。そのため，出力電圧飽和によるモータ出力の制限が課題である。本稿では，q 軸電流に電源周波数の整数倍次数の高調波を重畳し，電源高調波抑制と出力電圧飽和低減を両立する電流制御手法を提案する。

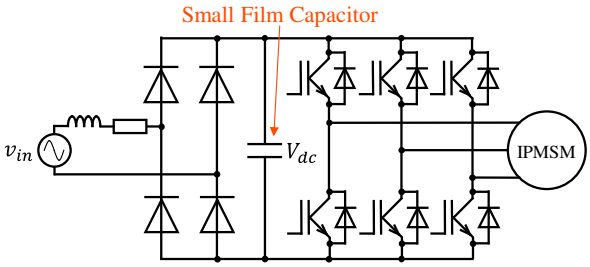


図 1　電解コンデンサレスインバータ

2. 提案制御手法

＜2・1＞q 軸電流高調波重畳　　図 2 に dq 軸電流指令値波形に対するインバータ出力電圧ベクトルノルムの関係を示す。電解コンデンサレスインバータの PFC 動作では，q 軸電流に時間変化項が含まれるため dq 軸電圧は電源位相に同期して変化し，DC リンク電圧低下時には出力電圧の飽和によって電源高調波増加を招く。提案制御手法では，電源周波数の整数倍次数の高調波を重畳し，出力電圧ベクトルノルムのピークを電圧余裕のある区間へシフトすることで出力電圧の飽和を低減する。高調波成分は以下の式に基づき重畳する。

$$i_q^* = I_q^*\{1 - \cos(2\omega_{in}t + b_1) + \sum_{n=2} a_n \cos(2n\omega_{in}t + b_n)\} \quad \cdots\cdots (1)$$

ただし，a_n，b_nはそれぞれn次成分の振幅，位相差である。

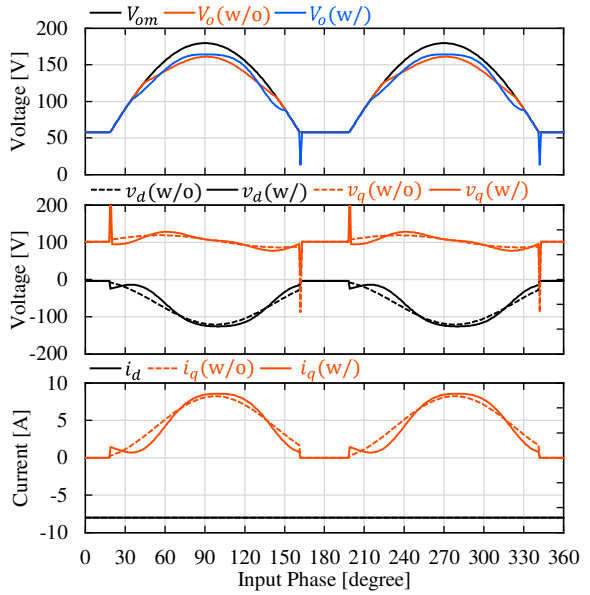


図 2　dq 軸電流指令値波形に対するインバータ出力電圧ベクトルノルムの関係

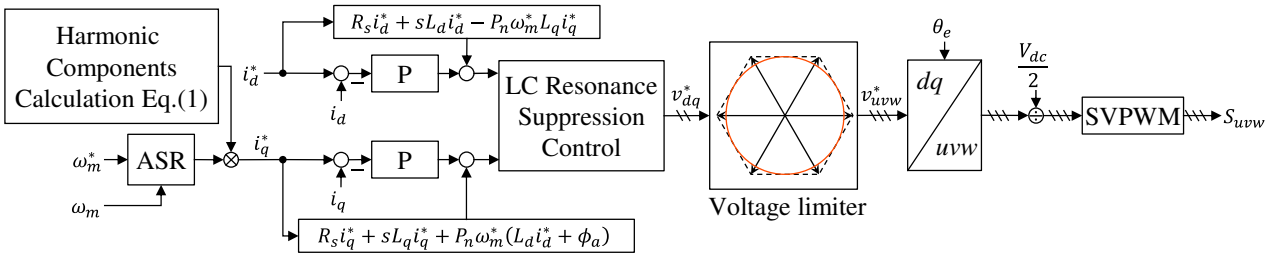
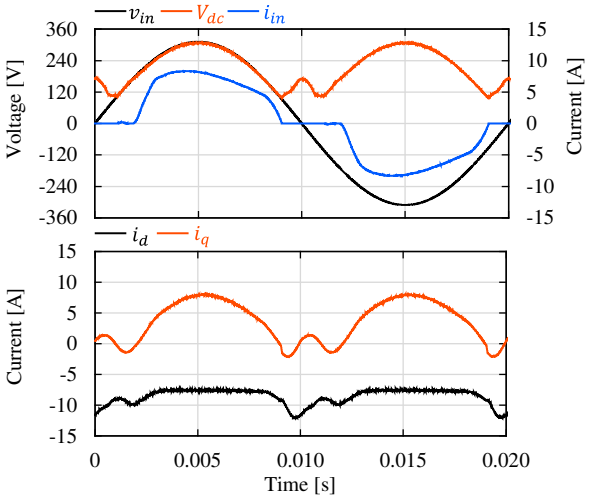
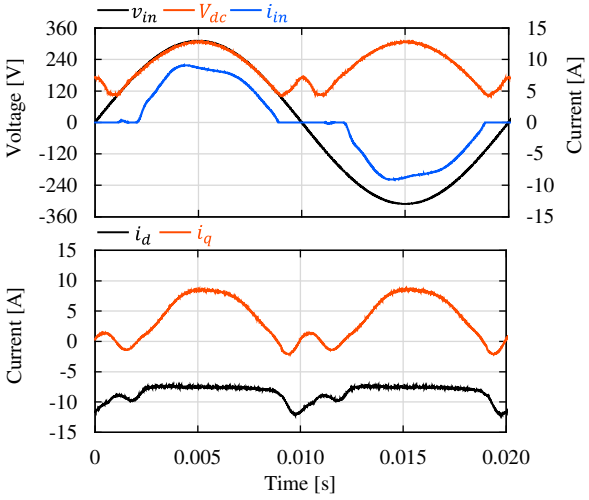


図 3　提案する制御ブロック図

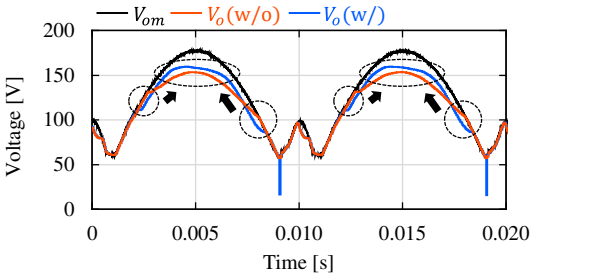
©2026 IEE Japan



(a)　従来手法



(b)　提案手法(高調波重畳時)



(c)　高調波非重畳時・重畳時の出力電圧ベクトルノルム

図４ シミュレーション結果

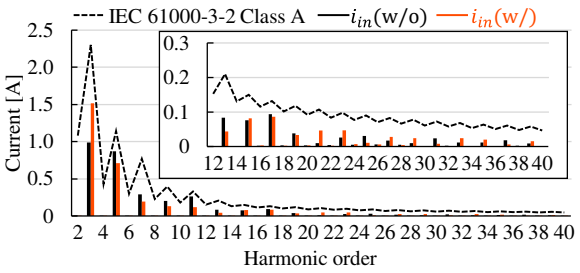


図５　電源電流の高調波解析結果

表１　回路および制御パラメータ

AC power suply	v_{in}, ω_{in}	220 Vrms, 314 rad/s
Line impedance	R_{in}, L_{in}	0.5 Ω, 0.4 mH
Sampling frequency	f_c	20 kHz
DC-link capacitor	C_{dc}	20 μF
ACR bandwidth	ω_c	3140 rad/s
ASR bandwidth	ω_s	31.4 rad/s
Fundamental component parameters	b_1	-20 degree
2nd harmonic component parameters	a_2, b_2	0.250, -40 degree
3rd harmonic component parameters	a_3, b_3	0.167, -60 degree

3.　シミュレーション結果

＜3･1＞ シミュレーション条件　提案制御手法の有効性を確認するため，シミュレーション検証を行った。図 3，表 1 にそれぞれ制御ブロック図，回路および制御パラメータを示す。本論文では高調波重畳の有無による出力電圧拡大効果を比較するため，制御系は全て図 3 の構成を用いた。

＜3･2＞ シミュレーション結果　図 4 に高調波非重畳時，重畳時のシミュレーション結果をそれぞれ示す。モータ動作点は速度 7000 rpm，負荷トルク 1.5 Nm であり，d 軸電流指令値は-8.00 A である。各波形はそれぞれ電源電圧と入力電流，DC リンク電圧，dq 軸電流，出力電圧ベクトルノルムを示す。図 4(c)より，破線部のように，q 軸電流に高調波を重畳することによって電圧ピークが余裕のある区間へシフトされ，インバータ出力電圧の飽和が低減されていることがわかる。入力力率はそれぞれ 0.963，0.948 であり，モータ電流実効値はそれぞれ 7.023 A，7.027 A であった。入力力率低下の原因は，モータ電流に(1)式に示す高調波成分を重畳したことと考える。図 5 に電源電流の高調波解析結果を示す。高調波を重畳したことにより 150 Hz 成分が 0.527 A 増加しているが，IEC 61000-3-2 Class A の規制値は満足している。提案制御手法により，インバータ出力電圧の飽和状態が改善できたため，モータの出力範囲拡大に活用することができる。

4.　まとめ

本稿では，電解コンデンサレスインバータの電源高調波抑制と出力電圧飽和低減を両立する電流制御手法を提案した。シミュレーションにより，提案制御手法によって弱め磁束電流を増加させることなく電源高調波抑制と出力電圧飽和低減の両立を確認した。

文　献

(1)　芳賀，他，“電解コンデンサレス高力率単相ダイオード整流回路を持つインバータによる IPM モータの一駆動法，” 電気学会論文誌D，vol. 124, no. 5, pp. 479-485, (2004).

(2)　N. Hayashi, *et al.*, “Inverter Air Conditioner Promotion by Developing a High Power Density Motor Drive System,” *in IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 12, no. 6, pp. 1025-1033, (2023).

©2026 IEE Japan

１シャント抵抗を用いたＶ結線インバータの三相交流電流検出法

関原　柊斗*，芳賀　仁（静岡大学），添田　拓巳（東京科学大学）

Three-Phase AC Current Detection Method for V-Connected Inverters Using One Shunt Resistor

Shuto Sekihara, Hitoshi Haga(Shizuoka University), Takumi Soeda (Institute of Science Tokyo)

１．はじめに

現在，空調機器においては実省エネ性を表す指標としてAPF(Annual Performance Factor)が用いられている。APF 改善にはモータが低速度，軽負荷領域での効率改善が有効である。本稿では，導通損失を 2/3 にできる V 結線インバータに着目して 1 シャント抵抗を用いた三相交流電流検出のための空間ベクトル変調法を検討する。

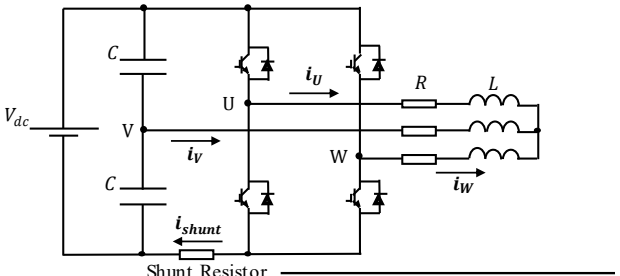
２．Ｖ結線インバータの空間ベクトルパルス幅変調方式を用いた制御方法

図 1 に出力側に RL 負荷を接続した V 結線インバータの回路図を示す。電圧型三相インバータとの相違点は V 相を DC リンクキャパシタの中性点に接続している点である。そのためスイッチングパターンは 4 パターンになる。表 1 は DC リンク電圧V_{dc}としたときの各スイッチングパターンによる線間電圧を示す。図 2 は各スイッチングパターンにおける出力電圧ベクトルを空間ベクトル上に表したものを示す[1]。ここで解析の簡略化を目的として，回転行列によりベクトルを時計周り方向に 60° 回転させた垂直・水平軸上で取り扱う。

図 3 は 1 キャリア周期における任意の出力ベクトルに対する各スイッチングパターンの必要時間長を時間軸上に表したものを示す。V 結線インバータの特徴として，ゼロ電圧ベクトルがないことと，2 軸の長さが異なることの 2 点がある。したがって，任意の出力電圧ベクトルの各軸成分をついて，逆ベクトルを用いた相殺により任意の出力電圧を生成する。また，短軸と長軸の長さの比率が$\sqrt{3}:1$であるため，スイッチング$(1,1)$と$(0,0)$の時間長と，スイッチング$(1,0)$と$(0,1)$の時間長の比率を，2 軸の長さの比率の逆数である$1:\sqrt{3}$とする。以上の 2 点を踏まえて任意の出力電圧ベクトルに対する U 相と W 相それぞれのデューティ比を算出する。

表 1　各スイッチングパターンにおける線間電圧
Table 1　Line to Line Voltage at each Switching Pattern

Switch	v_{UV}	v_{VW}	v_{WU}
(0, 0)	$-2/V_{dc}$	$2/V_{dc}$	0
(0, 1)	$-2/V_{dc}$	$-2/V_{dc}$	V_{dc}
(1, 0)	$2/V_{dc}$	$2/V_{dc}$	$-V_{dc}$
(1, 1)	$2/V_{dc}$	$-2/V_{dc}$	0



DC-Link Supply Voltage	100 V
DC-Link Capacitor	2200uF
Electrical Angular Frequency	75 Hz
d-Axis Current Reference	0 A
q-Axis Current Reference	1.0 A
RL Load Resistance	12.6 Ω
RL Load Inductor	7.5 mH
Carrier Frequency	10 kHz

図 1　V 結線インバータ回路図
Fig.1　Circuit of V-connection Inverter

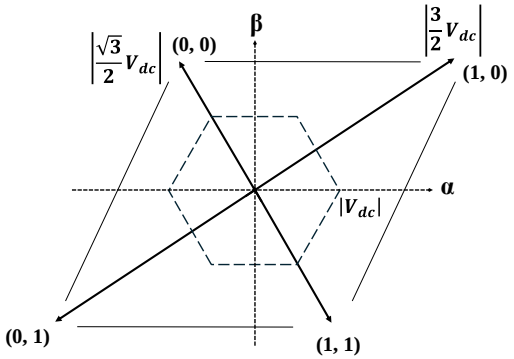


図 2　V 結線インバータの空間ベクトル
Fig.2　Space Vector of V-connection Inverter

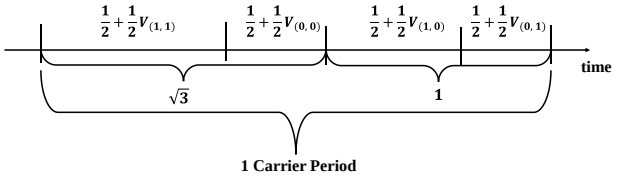


図 3　出力電圧に対するスイッチング時間長
Fig.3　Switching Time Length of Output Voltage

©2026 IEE Japan

３．シャント抵抗を用いた三相交流電流検出法

＜3・1＞従来の空間ベクトル変調による電流検出　本稿では図 1 に示すように下アームと DC リンクキャパシタ間にシャント抵抗を配置して電流検出する(2)。シャント抵抗に含まれる電流情報は 4 通りのスイッチングパターンによって異なる。表 2 は各スイッチングパターンにおける電流情報を示す。

＜3・2＞提案する反転キャリアによる電流検出　図 4 は U 相と W 相の変調に用いるキャリア波が同位相の場合と，逆位相の場合での U 相レグと W 相レグのスイッチング動作を示す。従来の手法では U 相と W 相のキャリアが同位相であるためにスイッチング(1, 1)の時間長が 1 キャリア周期に対して大半を占める。しかし，U 相と W 相のキャリア波を逆位相とすることで，スイッチングパターン(1, 1)の時間長が短くなり，検出不可領域の低減を実現できる。

＜3・3＞実機検証　実機は V 結線インバータに RL 負荷を接続して，1 シャント抵抗の配置位置の電流を電流プローブを用いて直接測定することで行った。

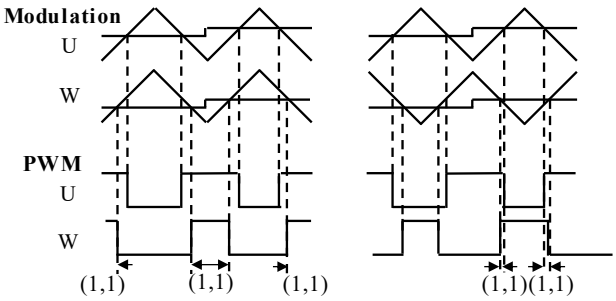
図 5(a)に従来手法，図 5(b)に提案手法を用いたときの観測波形を示す。それぞれ上段が U 相と V 相のスイッチング波形S_U, S_W，下段が各相電流の絶対値$|i_U|$, $|i_V|$, $|i_W|$と検出電流の絶対値$|i_{shunt}|$を表す。本観測波形は従来手法において検出不可領域が最も長くなる電気角 300° 付近の波形である。検出電流は，両手法ともに表 2 に示したとおりに各スイッチングパターンにおいて検出電流が切り替わっていることが確認できる。図 5(a)の従来手法では 1 キャリア周期 100 us に対し，検出不可領域が 72.8 us と大きく占めていることが確認できる。一方，図 5(b)の提案手法では，1 キャリア周期 100 us に対し，検出不可領域が 27 us であった。また，基本波周期に対して検出不可領域は，従来手法では 61.1%，提案手法では 40.2%であった。提案手法により直流バス電流に三相交流情報を含む期間が大幅に増加することが確認できた。

４．おわりに

本稿では，V 結線インバータにおける 1 シャント抵抗電流検出法における検出不可領域の低減を目的として，反転キャリアを用いた実機検証を実施した。検出不可領域の低減により，より高精度な電流検出が可能であることが確認できた。今後は，提案法を用いたモータの電流制御を実施する。

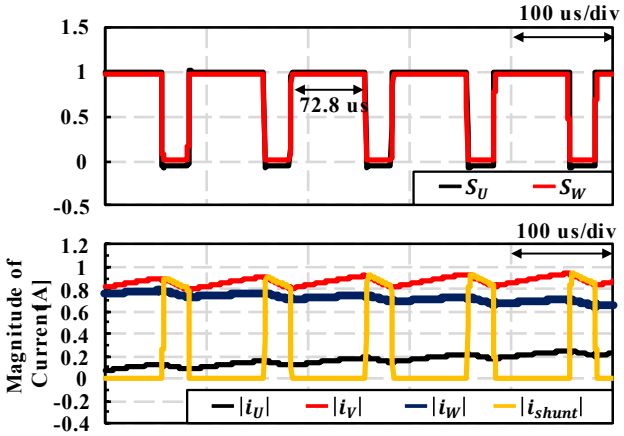
表 2　検出電流
Table 2　Detected Current

Switch	i_{shunt}
(0, 0)	i_V
(0, 1)	$-i_U$
(1, 0)	$-i_W$
(1, 1)	Undetectable

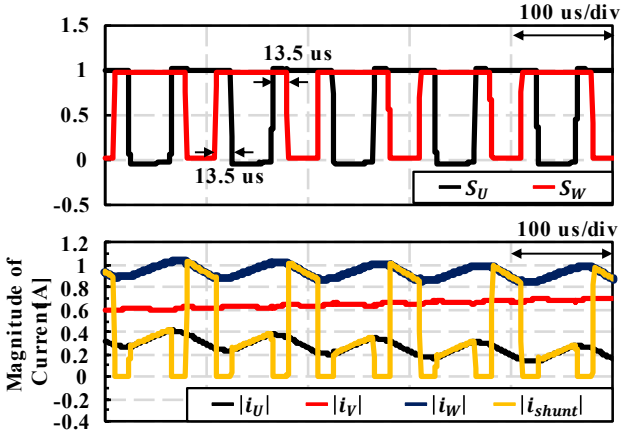


(a)Non-Inverting Carrier　(b)Inverting Carrier

図 4　スイッチング波形
Fig.4　Switching Waveform



(a)　Non-Inverting Carrier



(b)　Inverting Carrier

図 5　実機検証結果
Fig.5　The Results of Experiment

文　献

(1)　伊東淳一・Huynh Dang Minh・佐藤大介・加藤康司：平 28 D 部門大会，No.12
(2)　福本哲哉・渡邊幸恵・濱根洋人・林洋一：電学論 D, 2007, 127 巻 2 号

©2026 IEE Japan

Improvement of Output Voltage Asymmetry in Three-Phase Inverter without DC-Link Capacitor

H. Inoue*, H. Ushiba, M. Minami (Kindai University), A. Castellazzi (Kyoto University of Advanced Science)

1. Introduction

Conventional motor drive inverters require a DC–DC boost converter and a large DC-link capacitor. However, DC-link capacitors suffer from inherent drawbacks, such as a limited lifetime and large volume.

In previous studies, a floating-output series-interleaved boost-only GaN Y-inverter has been proposed. By employing a Y-connected inverter topology, this approach achieves a three-phase sinusoidal output without the use of a DC-link capacitor [(1)].

In this study, the configuration of the Y-inverter is further extended, and a three-phase inverter capable of a high boost ratio and multi-source input operation is proposed [(2)~(4)]. During the course of this research, it has been observed that the output voltage waveform of the proposed inverter exhibits asymmetry, in which the positive and negative voltage amplitudes do not match [(4)].

This paper clarifies that input voltage ripple is the primary cause of the output voltage asymmetry and presents a method for improving this issue.

2. Circuit Configuration and operation

Fig. 1 shows the DC-link electrolytic capacitor-less three-phase inverter circuit investigated in this study. The output voltage of each phase is defined by the following equation[(4)], where i = 1, 2, 3:

$$v_{\mathrm{out},i} = 2V_{\mathrm{offset}} - V_{\mathrm{in}} + 2V_{\mathrm{amp}} \sin\left(\omega t - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right)$$

In this circuit, the three phases are connected in a Y configuration, and the line-to-line voltages are used as the final outputs of the three-phase inverter. Accordingly, the line-to-line output voltages are expressed as follows:

$$v_{\mathrm{out},12} = v_{\mathrm{out},1} - v_{\mathrm{out},2} = 2\sqrt{3}\,V_{\mathrm{amp}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$
$$v_{\mathrm{out},23} = v_{\mathrm{out},2} - v_{\mathrm{out},3} = 2\sqrt{3}\,V_{\mathrm{amp}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$
$$v_{\mathrm{out},31} = v_{\mathrm{out},3} - v_{\mathrm{out},1} = 2\sqrt{3}\,V_{\mathrm{amp}} \sin\left(\omega t + \frac{7\pi}{6}\right)$$

Here, the circuit parameters are set as follows: $V_{\mathrm{amp}} = 40$ V, $f_{\mathrm{ac}} = 50$ Hz, $f_{\mathrm{sw}} = 200$ kHz, $t_{\mathrm{dead}} = 100$ ns, $C_{\mathrm{in},i} = 4.4\ \mu$F, $L_{\mathrm{H},i} = L_{\mathrm{L},i} = 22\ \mu$H, $C_{\mathrm{H},i} = C_{\mathrm{L},i} = 0.3\ \mu$F, and $C_{\mathrm{in},i} = 0.4\ \mu$F. In addition, the input filter parameters are $L_{\mathrm{F}} = 6$ mH and $C_{\mathrm{F}} = 4700\ \mu$F.

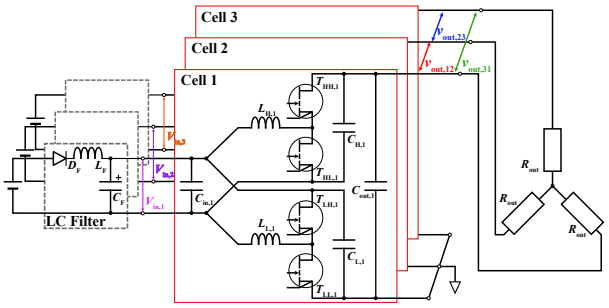


Fig. 1: Proposed three-phase inverter

3. Output Voltage Asymmetry

In the experimental prototype, it was confirmed that as the input current increases, the negative-side amplitude of the output voltage waveform decreases, resulting in waveform asymmetry[(4)].

Next, focusing on the input voltage, it is observed that the input voltage exhibits temporal ripple. During three-phase operation, the inverter draws current from the input side; therefore, voltage ripple is considered to occur across the LC filter inserted on the input side.

The influence of input voltage ripple on the output voltage is examined analytically using equations. By defining the DC component of the input voltage as V_{DC} and the AC (ripple) component as $v_{\mathrm{AC},i}$, the input voltage of each phase can be expressed as follows:

$$V_{\mathrm{in},i} = V_{\mathrm{DC}} + v_{\mathrm{AC},i}$$

Under these conditions, the output voltage of each phase, taking the input voltage ripple into account, is expressed by the following equation:

$$v_{\mathrm{out},i} = 2V_{\mathrm{offset}} - V_{\mathrm{DC}} + 2V_{\mathrm{amp}} \sin\left(\omega t - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right) - v_{\mathrm{AC},i}$$

Therefore, the line-to-line output voltage can be expressed as follows:

$$v_{\mathrm{out},12} = 2\sqrt{3}\,V_{\mathrm{amp}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - v_{\mathrm{AC},1} + v_{\mathrm{AC},2}$$
$$v_{\mathrm{out},23} = 2\sqrt{3}\,V_{\mathrm{amp}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - v_{\mathrm{AC},2} + v_{\mathrm{AC},3}$$
$$v_{\mathrm{out},31} = 2\sqrt{3}\,V_{\mathrm{amp}} \sin\left(\omega t + \frac{7\pi}{6}\right) - v_{\mathrm{AC},3} + v_{\mathrm{AC},1}$$

From these equations, it can be seen that the AC component of the input voltage is superimposed on the line-to-line output voltage, thereby causing asymmetry in

©2026 IEE Japan

the output voltage waveform.

Therefore, to improve the asymmetry of the output voltage waveform, it is necessary to reduce the input voltage ripple. To reduce the input voltage ripple, two methods were investigated in this study. The first method is to increase the capacitance of the input filter. The second method is to remove the LC filter by using a bidirectional power supply.

4. Numerical Analysis

Based on the above considerations, simulations were conducted in this study. Fig. 2 shows the results obtained under the same conditions as those of the experimental setup ($C_{\mathrm{F}} = 4700\mu\mathrm{F}$). Fig. 3 shows the results when the input filter capacitance is increased ($C_{\mathrm{F}} = 10000\mu\mathrm{F}$). Fig. 4 shows the results obtained when the input filter is removed and a bidirectional power supply is used. In all figures, the upper waveforms represent the input voltage, and the lower waveforms represent the line-to-line output voltage.

From these results, it is confirmed that increasing the input filter capacitance suppresses the input voltage fluctuation and improves the asymmetry of the line-to-line output voltage waveform. Furthermore, when a bidirectional power supply is used, no input voltage fluctuation occurs, and the output voltage waveform asymmetry is completely eliminated.

From the above results, it can be concluded that input voltage fluctuation is the primary cause of the output voltage waveform asymmetry. In addition, this asymmetry can be suppressed either by increasing the input filter capacitance or by using a bidirectional power supply. Therefore, when a unidirectional power supply is employed, a large input capacitor is required. On the other hand, the proposed inverter exhibits high compatibility with regenerative power sources, such as batteries.

4. Conclusion

In this study, a method for improving output voltage asymmetry was investigated, and the corresponding simulation results were presented. In future work, experimental verification of the effectiveness of the proposed method will be conducted using an experimental prototype with both purely resistive and motor loads.

Reference

(1) M. Antivachis, N. Kleynhans, and J. W. Kolar, ”Three-phase sinusoidal output buck-boost GaN Y-inverter for advanced variable speed AC drives”, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, (2020).

(2) Y. Endo, H. J. Jaber, M. Minami, and A. Castellazzi, ”Floating output series interleaved boost-only GaN Y-Inverter”, Proceedings of ICEMS2022.

(3) T. Kamahara, H. Ushiba, M. Minami, and A. Castellazzi, ”High Boost-Ratio Multi-Source Inverter Based on Sinusoidally-Modulated Floating-Output Series-Interleaved GaN Converter”, 13th IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (2024).

(4) H. Inoue, H. Ushiba, M. Minami, and A. Castellazzi, ”Demonstration of Multi-source Three-phase Inverter without DC-link Electrolytic Capacitor”, IEE-Japan Industry Applications Society Conference (2025).

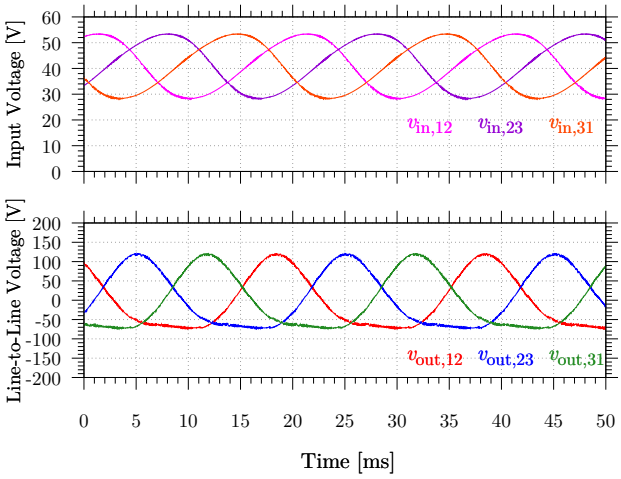


Fig. 2: Simulated input voltage and output line-to-line voltage at $C_{\mathrm{F}} = 4700\mu\mathrm{F}$

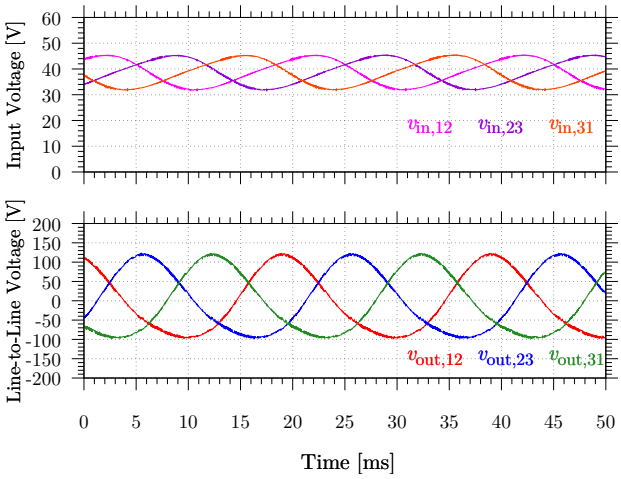


Fig. 3: Simulated input voltage and output line-to-line voltage at $C_{\mathrm{F}} = 10000\mu\mathrm{F}$

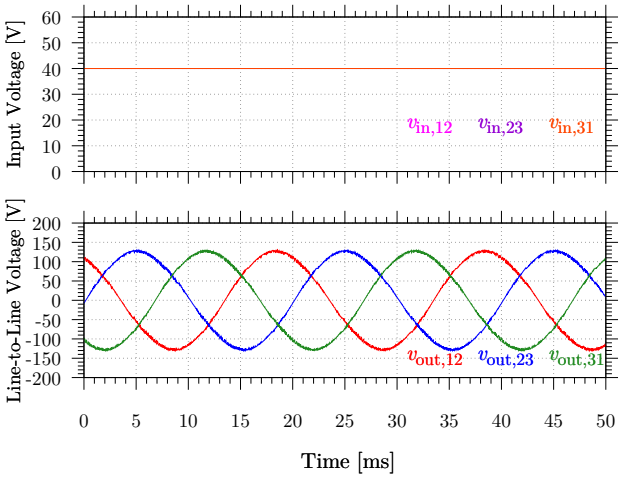


Fig. 4: Simulated input voltage and output line-to-line voltage when bidirectional power supplys are used

©2026 IEE Japan

SRM駆動用非対称HブリッジコンバータにおけるレベルシフトPWMと位相シフトPWMの特性比較

金子　真治*，河原崎　慶太郎，星　伸一 (東京理科大学)

Comparison of Level-Shifted and Phase-Shifted PWM Schemes for Asymmetric H-Bridge Converter in Switched Reluctance Motor Drives

Shinji Kaneko, Keitaro Kawarazaki, Nobukazu Hoshi (Tokyo University of Science)

1. 序　論

近年，スイッチトリラクタンスモータ（Switched Reluctance Motor: SRM）への電流ベクトル制御の適用が進められている [1] [2]。SRM の駆動回路には Fig. 1 に示す非対称 H ブリッジコンバータ（Asymmetric H-Bridge Converter: AHBC）が広く用いられており，その PWM 方式としてレベルシフト PWM（Level-Shifted PWM: LS-PWM）および位相シフト PWM（Phase-Shifted PWM: PS-PWM）が採用されている。しかし，両方式の実機比較は，著者らの知る限り十分には行われていない。

本研究では，電流ベクトル制御を適用した SRM に対して LS-PWM および PS-PWM を実装し，力行時における両方式の特性の違いを実機検証により明らかにする。

2. AHBC のパルス幅変調（PWM）

本章では，電流ベクトル制御下での PWM について述べる。SRM の電圧方程式は次式で与えられる。

$$v_x = R_\mathrm{a} i_x + \frac{d}{dt}\left(L_x i_x\right) \qquad (1)$$

ただし，$x = \mathrm{u}, \mathrm{v}, \mathrm{w}$ は相を表す添字であり，v_x [V] は巻線電圧，R_a [Ω] は巻線抵抗，i_x [A] は巻線電流，L_x [H] は自己インダクタンスである。AHBC では，i_x は常に非負である。また，本稿では v_x は平均的に正のオフセットを有するものとして扱う。ここで，変調波 m_x も電気角一周期の平均では正のオフセットを持つものとする。Fig. 2 に，LS-PWM および PS-PWM 適用時の変調波，キャリア波およびスイッチング信号の関係を示す。同図において，S_{x1}，S_{x2} はスイッチング信号（ON = 1，OFF = 0）であり，CW_1，CW_2 はそれぞれ S_{x1}，S_{x2} 生成に用いるキャリア波，T_c はキャリア周期 [s] である。

〈2･1〉 レベルシフト PWM（LS-PWM）　Fig. 2(a) に示すように，LS-PWM では $\mathrm{CW}_1, \mathrm{CW}_2$ を電圧レベル方向にシフトして配置する。$|m_x| < 1$ かつ $m_x \neq 0$ の場合，キャリア周期内で各相のスイッチング回数は合計 2 回である。また，前述のとおり m_x は電気角一周期平均で正側に偏るため，S_{x1} のスイッチング回数が相対的に増加し，スイッチング損失が S_{x1} へ偏る傾向を示す。ここで，零電圧モードは状態 $\{\mathrm{S}_{x1}, \mathrm{S}_{x2}\} = \{1, 0\}$ のときにのみ出現する。このとき，電流は S_{x2} および D_{x1} を導通するため，零電圧モード時の導通は下アーム側に集中し，導通損失は S_{x2} と D_{x1} に偏る傾向を示す。

〈2･2〉 位相シフト PWM（PS-PWM）　Fig. 2(b) に示すように，PS-PWM では $\mathrm{CW}_1, \mathrm{CW}_2$ を 180° 位相シフトさせて配置する。$|m_x| < 1$ かつ $m_x \neq 0$ の場合，キャリア周期内で各相のスイッチング回数は合計 4 回である。ここで，零電圧モードは状態 $\{\mathrm{S}_{x1}, \mathrm{S}_{x2}\} = \{1, 0\}$ および $\{0, 1\}$ の 2 通りで出現し，キャリア周期内で同時間ずつ発生する。このとき，零電圧時の導通経路は S_{x1} および D_{x2} を通る経路と，S_{x2} および D_{x1} を通る経路の双方に分散するため，導通損失は上下アーム素子間で比較的平準化される傾向を示す。さらに，PS-PWM ではキャリア周期内で電圧パルスが分割されるため，電流のスイッチング高調波の主成分はキャリア周波数の偶数倍近傍に現れる。

3. 実機を用いた比較評価

LS-PWM および PS-PWM を適用した電流ベクトル制御 SRM の特性を比較評価する。実験条件は，直流電圧 200 V，回転数 2000 min^{-1}，キャリア周波数 10 kHz，制御周波数 20 kHz である。実験システムは文献 (2) と同一

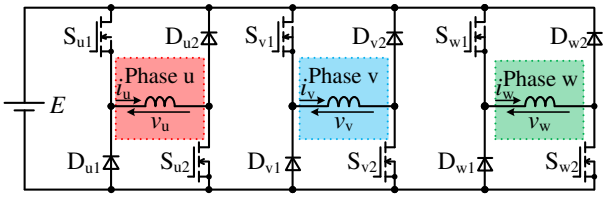
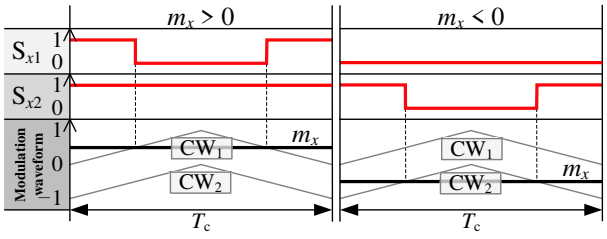
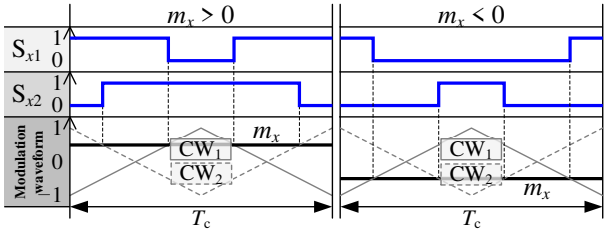


Fig. 1.　Asymmetric H-bridge converter.



(a) Level-shift PWM (LS-PWM)



(b) Phase-shift PWM (PS-PWM)

Fig. 2.　Relationship between modulation waveforms, carriers, and switching signals.

©2026 IEE Japan

である。供試機は 12-8 極，定格出力 2 kW である。

〈3･1〉 電流特性 Fig. 3 にトルク指令値 2.0 Nm における u 相巻線電流の FFT 解析結果を示す。LS-PWM ではキャリア周波数 10 kHz およびその整数倍成分が顕著に現れている。一方，PS-PWM ではキャリア周波数の偶数倍近傍にピークが現れ，奇数倍成分は抑制されている。また，偶数倍近傍の成分は LS-PWM より PS-PWM で増加している。これは PS-PWM がキャリア周期内で電圧パルスを分割することに対応している。また，PS-PWM は LS-PWM と比較して電流実効値を 0.31 A，高調波歪み率を 2.81 %ポイント低減した。

〈3･2〉 素子損失分布と温度分布 実機では導通損失とスイッチング損失の分離が困難であるため，*MATLAB/Simulink*，*PLECS* および *JMAG-RT* モデルを用いた連成シミュレーションを実施した。Fig. 4 にトルク指令値 2.0 Nm における u 相素子損失の内訳を示す。LS-PWM では一部素子に損失が偏在し，PS-PWM では損失分布が相対的に平準化される。この傾向は，2 章で述べた零電圧モードの出現状態の違いと整合する。なお，総スイッチング損失はスイッチング回数が少ない LS-PWM が低くなる。

次に，上記の損失偏在が実機の温度分布として現れることを確認するため，トルク指令値 2.0 Nm で 20 分間連続運転を行い，赤外線サーモグラフィカメラ（*HM-TP21S-7QF/W-M11*）により熱画像を取得した。Fig. 5 に u 相素子の熱画像を示す。LS-PWM では D_{u1} の温度が他素子に比べて約 12 °C 程度高く，温度上昇が特定素子に集中している。一方，PS-PWM では S_{u1}，D_{u1}，D_{u2}，S_{u2} が概ね 64～67 °C に分布し，温度上昇の偏在が緩和されている。以上より，PS-PWM は素子損失分布を平準化し，熱的負荷の均等化に寄与することが確認できた。

〈3･3〉 効率特性 Fig. 6 に，トルク指令値を 0.4 Nm から 2.0 Nm まで 0.2 Nm 刻みで変化させたときのコンバータ効率およびモータ効率を示す。トルク指令値 2.0 Nm において，コンバータ効率は LS-PWM が PS-PWM より 0.78 %ポイント高い。これは，LS-PWM ではスイッチング回数が相対的に少なく，スイッチング損失が低減されるためである。一方，モータ効率は PS-PWM が LS-PWM より 0.64 %ポイント高い。これは Fig. 3 に示したように，PS-PWM では電流実効値が低減し，モータ銅損が減少するためである。

4. 結　論

本研究では，電流ベクトル制御により非対称 H ブリッジコンバータで駆動された SRM を対象として，力行時における LS-PWM および PS-PWM の特性を実機により比較評価した。その結果，LS-PWM はスイッチング回数が少ないためコンバータ効率に優れる一方で，PS-PWM は電流実効値の低減によりモータ効率が高く，さらに素子損失および温度上昇の偏在を緩和できることを明らかにした。

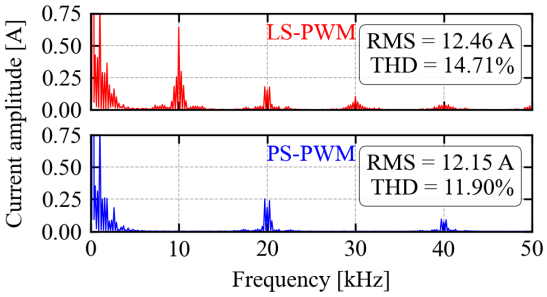


Fig. 3. FFT analysis results of u-phase current.

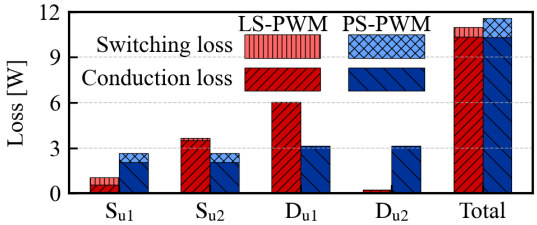
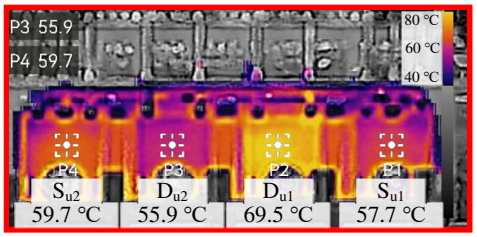
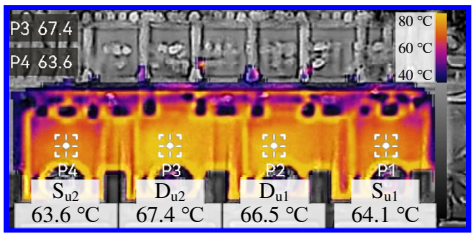


Fig. 4. Loss breakdown of u-phase devices.



(a) Level-shift PWM (LS-PWM)



(b) Phase-shift PWM (PS-PWM)

Fig. 5. Thermographic images of u-phase devices.

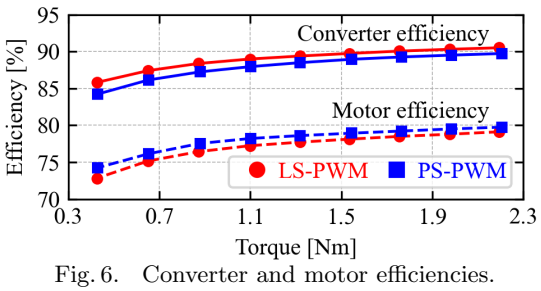


Fig. 6. Converter and motor efficiencies.

文　献

（1） 中尾矩也・赤津観：「PWM 方式を用いたスイッチトリラクタンスモータの制御電圧源ベクトル制御」，電気学会論文誌 D（産業応用部門誌），Vol. 135， No. 10，pp. 999-1008 (2015).

（2） K. Kawarazaki and N. Hoshi, “Expansion of Switched Reluctance Motor Driving Range by Flux-weakening Control under Current Vector Control,” *2024 13th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Nagasaki, Japan, 2024, pp. 1336–1341.

©2026 IEE Japan

機電一体形ドライブシステムの低背化に向けた MLCC アレイの設計とリプル低減効果の実機検証

向山　純平*，青山　真大（静岡理工科大学）

Design of MLCC Arrays for Low-profile Integrated Motor Drives and Experimental Verification of Ripple Suppression

Jumpei Mukaiyama*, Masahiro Aoyama (Shizuoka Institute of Science and Technology)

１．まえがき

近年，輸送機器分野における MaaS（Mobility as a Service）の進展に伴い，電動アシスト自転車や電動キックボードといったマイクロモビリティの重要性が高まっている．これらの移動体では搭載スペースが限られるため，電動パワートレインには極限までの小型・軽量化および高効率化が要求される。そのため，現在はモータとインバータを物理的に統合した機電一体ユニット（e-Axle）が技術的主流となりつつある[1),(2)]。これに加え，近年のプリント基板（PCB）製造技術の進歩は目覚ましく，厚銅箔の精密エッチングや多層化技術により，PCB 上での大電流駆動が可能となってきた。この技術革新を背景に，コイルを基板パターンで形成する「PCB モータ」の開発が海外を中心に盛んに行われている[(3)]。しかしながら，既存の研究事例の多くはアキシャルフラックス構造に留まっており，インバータ回路との完全な統合まで踏み込んだ事例は少ない[(3)]。

本研究ではドライブ回路とモータコイルが同一基板で形成された機能統合化技術の確立を目的として，ラジアルフラックス形分布巻ステータのコイルエンド部分を PCB 化した「PCB コイルエンドモータ」[(4)]や，Fig. 1 の機電一体システムの要素技術となる環状ドライブ回路（Fig. 2）の研究を進めてきた[(5)]。

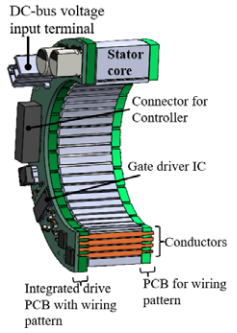


Fig. 1. Proposed integrated drive type PCB coil-end motor.



Fig. 2. Prototyped ring-type inverter.

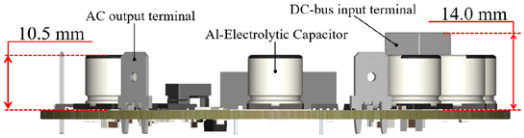
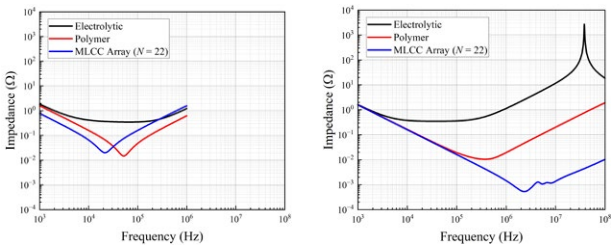


Fig. 3 Vertical-view of prototyped ring-type inverter.

Table 1. Specifications of capacitors used in the experiment.

Type	Part No.	Effective Capacity (μF)	ESR (mΩ)
Al-Electrolytic	AEK1010101M063R	100	336
Conductive Polymer	50PFV100M10X10.5	100	17.3
MLCC (Ref.)	GRM32EC72A106KE05K	4.46	16.8



(a) Measured results at 1.0 V DC bias　(b) Simulation results at 29.7 V DC bias

Fig. 4 Impedance-*vs.*-frequency characteristics of DC-bus capacitors.

本稿では，システムの低背化に向けた DC バスコンデンサの MLCC（Multi-layer Ceramic Capacitor）化の設計と DC バスのリプル電圧を実機評価した結果を報告する。

２．MLCC アレイの設計

Fig. 3 の従来試作基板をみると電源や負荷に接続される端子を除いて，DC バス電圧 V_{dc} の平滑用コンデンサが最も高さがあり，システム低背化の障壁となっていることが確認できる。そこで，MLCC の低高性と低 *ESR* 特性を生かした小容量化に着目した。リプル電圧の主成分がキャリア周波数 F_C に起因していると仮定して，F_C = 10 kHz，V_{dc} = 29.7 V の印加条件にて検討した MLCC と，比較対象の汎用アルミニウム電解コンデンサ（以下，電解コンデンサ），導電性ポリマーコンデンサ（以下，高分子コンデンサ）の諸元を Table 1 に示す。ここで，MLCC は定格容量 10 μF に対して，DC バイアス特性により 55.4 %の容量低下が確認できる。

実装面積の最小化を目的に，低容量かつ高性能な平滑コンデンサを実現するため，高分子コンデンサと同等のリプ

©2026 IEE Japan

Table 2. Comparison of DC-bus voltage ripple under various operating conditions.

Case	Carrier frequency (kHz)	Drive frequency (Hz)	DC-bus Voltage ripple (V)				
			Electrolytic	Polymer	MLCC (N = 22)	MLCC (N = 18)	MLCC (N = 14)
1	10	20	1.30	1.12	1.03	1.13	1.21
2	10	500	1.36	1.20	1.17	1.21	1.31
3	30	20	1.20	1.06	0.970	1.02	1.05
4	30	500	1.24	1.14	1.10	1.12	1.13

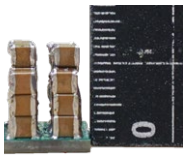


Fig. 5. Fabricated MLCC array board.

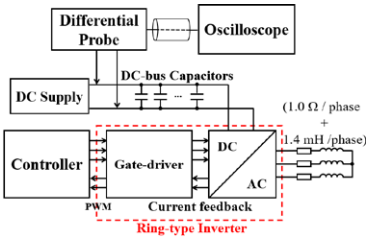
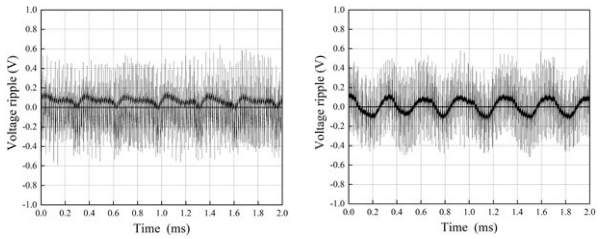


Fig. 6. Experimental setup.



(a) Electrolytic (b) MLCC Array (N = 14)

Fig. 7. Comparison of DC-bus voltage ripple waveforms.

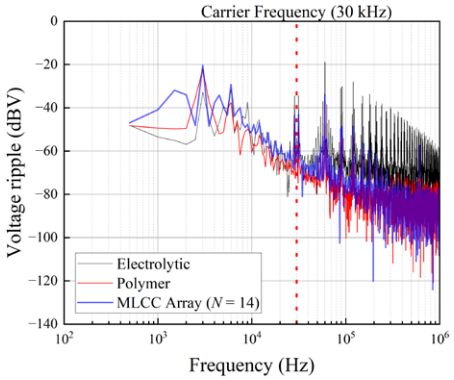


Fig. 8. FFT analysis results of the DC-bus voltage waveforms.

ル抑制効果を得られるようにインピーダンスが一致するMLCC の並列数 N を決定した。その結果，F_C = 10 kHz において N = 22 が算出された。Fig. 4 にインピーダンスアナライザ（IM3570）による周波数インピーダンス特性の実測と，LTspice を用いた解析の結果を示す。実測は機器の制約のため DC バイアス特性を考慮できていない点と，測定用に電極に取り付けた配線の寄生インダクタンスと配線抵抗により特性の劣化がみられる。しかし，解析結果では設計周波数における高分子コンデンサとのインピーダンスの良好な一致と，優れた高周波特性が確認できる。

３．DC バス電圧リプルの評価

実機評価は，Fig. 2 の環状ドライブ回路の電解コンデンサ部分を高分子コンデンサ，または MLCC アレイに置換した際の DC バスのリプル電圧を測定して実施した。試作した MLCC アレイ基板を Fig. 5 に示す。低 ESR を実現しながら容量も削減可能なことを確かめるため，N = 18, 14 でも評価を行った。評価環境を Fig. 6 に示す。負荷は一相あたり，1.0 Ωのホーロ抵抗と約 1.4 mH のインダクタで構成された RL 直列負荷を用い，通電電流値は 5 A_{rms} とした。リプル電圧の測定にはコモンモードノイズの影響を排除するため差動プローブを用いた。

Table 2 の測定結果より，F_C = 10 kHz においては N = 18 で高分子コンデンサと同等のリプル電圧が測定され，18 % の容量低減が可能であるとわかった。F_C = 30 kHz では N = 14 でリプル電圧の一致がみられ 36 %の容量低減が可能という結果が得られた。Fig. 7 に F_C = 30 kHz での電解コンデンサと MLCC アレイ（N = 22）の電圧リプル波形を示す．電解コンデンサでは 0.4 V 程度のスパイク状のリプルが断続的に生じていて，高周波が多く含まれていることがわかる。続いて，Fig. 8 に同条件において周波数解析した結果を示す。MLCC アレイでは容量を削減しながらもキャリア周波数の整数倍のリプル成分を含む高周波のリプルが抑制されていることが確認できる。

４．まとめ

本稿では，環状ドライブ回路における DC バスコンデンサの置換検証により MLCC アレイの優位性を実証した。今後は，本研究結果を反映した薄型の環状ドライブ回路の設計及び製作を進め，モータとドライブ回路の完全な統合化に尽力する所存である。

文　献

(1) 関・杉坂：「FF1 モータハイブリッドトランスミッションの開発」，アイシンテクニカルレビュー, Vol. 24, pp. 10-13 (2020).
(2) 加計：「機電一体形電動車用コンポーネントの開発」，明電舎時報，Vol. 367, No. 2, pp. 28-31 (2020).
(3) S. Neethu, S. P. Nikam, S. Singh, S. Pal, A. K. Wankhede and B. G. Fernandes, "High-Speed Coreless Axial-Flux Permanent-Magnet Motor with Printed Circuit Board Winding," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 2, pp. 1954-1962, March-April 2019
(4) 青山・向山：「多層パターンコイル技術を用いた PCB コイルエンド形分布巻 PM モータの提案と評価」，電学論 D, Vol. 145, No. 7, pp. 534-545 (2025).
(5) 向山・青山：「モータドライブシステムの統合を目的とした多層環状ドライブ回路の試作と実機基礎検証」，電気学会 SPC/MD 合同研究会資料，MD-25-100 (2025)

©2026 IEE Japan

非線形容量コンデンサを用いた 任意の DC バイアス特性の設計とフィルタ回路への応用

武井　航輝*, 名取　賢二, 佐藤　之彦（千葉大学）

Design of arbitrary DC bias characteristics using nonlinear-capacitance capacitors and its applications to filter circuit

Koki Takei, Kenji Natori, Yukihiko Sato (Chiba University)

１．はじめに

電力変換回路のさらなる小型化・高効率化のため,低ESRなどの利点を有する積層セラミックコンデンサ（MLCC）が注目されている[1]。しかし,高誘電率系の MLCC には,DC バイアスによって静電容量が低下する性質を有するものが多く,回路設計において注意を要する場合がある。そのような中,DC バイアスにより静電容量が増加する特性を持つ MLCC が開発されている[2]。

本論文では,積層セラミックコンデンサ（MLCC）の DC バイアス特性に着目し,静電容量が電圧印加により増加する MLCC と減少する MLCC を組み合わせることで,任意の DC バイアス特性を設計する。また,設計したコンデンサをフィルタに適用し,設計された DC バイアス特性によるフィルタ特性への影響について検討を行う。

２．非線形コンデンサを用いた並列コンデンサ

本章では，高誘電率系 MLCC でよくみられる DC バイアスにより静電容量が減少する特性を持つ MLCC と図 1 のように増加する特性を持つ MLCC を並列に接続し,任意の DC バイアス特性を有する並列コンデンサを設計する。DC バイアス特性の柔軟な設計が可能になると，さまざまな用途に合わせて適切な回路設計が可能になる。

バイアス特性の設計について検討し,単独 MLCC では実現困難な電圧特性である図 2 に示すような閾値（200 V）までは静電容量が一定であり,閾値を超えると増加する DC バイアス特性を有する並列コンデンサを設計した。

設計した MLCC の特性を実機実験により検証する。並列コンデンサ(920nF)に対して表 1 に示す条件で実験を行う。実験回路では並列 MLCC に電圧源を直列に接続し,並列 MLCC にオフセット＋三角波交流を印加する。静電容量の瞬時値の求め方を(1)式に示す。

$$C(t) = i(t)\frac{dt}{dv} \tag{1}$$

実験結果を図 2 に示す。まず，周波数による電圧特性の違いはほぼないことが確認できる。また，すべての周波数

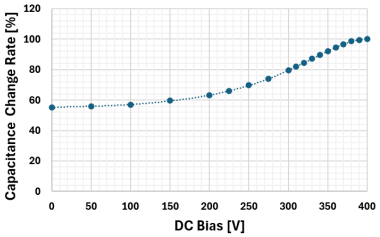


図 1 DC バイアスによる静電容量の増加
Fig.1. Increase in capacitance due to DC bias

表 1　特性評価のための実験条件
Table 1. Experimental conditions for characterization

Designed MLCC parameters	Threshold: 200V 920nF
Power supply voltage (DC) [V]	0-260
Power supply voltage (AC) [$V_{p\text{-}p}$]	20
Frequency [Hz]	50-5k

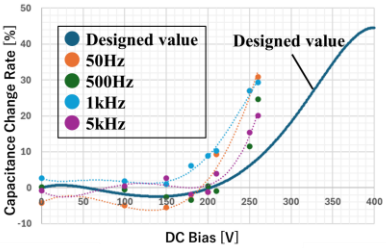


図 2 並列コンデンサの DC バイアス特性（測定結果）
Fig.2. Measured DC bias characteristics of parallel-connected capacitors
*Capacitance Change Ratio は,公称値 920nF からの変化率

の場合において 200V 未満の入力オフセットに対して,静電容量変化率は 10%以下に収まった。一方閾値である 200V を超える入力では,ばらつきはあるものの静電容量が増加していることを確認できた。そのため,設計通りの特性を示していると考えられる。

©2026 IEE Japan

３．設計した MLCC を利用した RC フィルタ

本章では,設計した MLCC の有用性を検討するため,基本的な回路構成である RC フィルタを用いる。図 3 に, 検証に利用する RC フィルタの回路構成を示す。図中のコンデンサは,図 2 に示す電圧依存特性を有する並列接続により設計された MLCC である。本章では,まず RC フィルタの基本動作原理について説明し,実機実験による検証結果を示す。

<閾値未満の入力電圧の場合>

入力電圧が閾値よりも低い場合,一次 RC ローパスフィルタとして動作する。このとき,カットオフ周波数 f_cは次式で表される。

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{2}$$

(2)式に従い,カットオフ周波数より高い周波数成分が減衰される。

<閾値以上の入力電圧の場合>

入力電圧が閾値を超えると,図 2 に示す電圧依存特性により,並列 MLCC の静電容量が増加する。その結果,(2)式よりカットオフ周波数が低下し,高周波成分の減衰量が大きくなる。これにより,200V を超えた場合電圧振幅がさらに抑制される。

設計したコンデンサによる影響を検証するため,図 3 に示す回路を用い,表 2 に示す条件において DC バイアス特性をもたないフィルムコンデンサと比較して実機実験を行った。なお,回路に使用した MLCC は図 2 の特性を有する素子である。実験により得られた結果を図 4 および図 5 に示す。図 4 は入力電圧を 100 V とした場合の測定結果である。周波数を変化させた場合においても, フィルムコンデンサと設計 MLCC を用いた場合の出力波形はほぼ一致していた。これは,入力電圧が閾値未満であるため,設計 MLCC の静電容量がほとんど変化せず,単純な RC ローパスフィルタとして動作したためであると考えられる。一方,図 5 は入力電圧 300 V の正弦波で周波数を変化させた場合の測定結果を示している。入力周波数が 1 kHz 以下の範囲では, フィルムコンデンサおよび設計 MLCC のいずれを用いた場合においても,出力に顕著な差は見られなかった。しかし,入力周波数が 1.2 kHz および 1.5 kHz の場合には,設計 MLCC を用いた回路の出力電圧が, フィルムコンデンサを用いた場合と比較して 15 V 程度低下することが確認された。これは,先に示した動作原理のとおり,入力電圧が閾値を超えたことにより設計 MLCC の静電容量が増加し,その結果,(2)式に示したカットオフ周波数が低下したため,高周波成分がより大きく減衰し,電圧が抑制されたためであると考えられる。

４．まとめ

本論文では,電圧に対して非線形に静電容量が増加する MLCC を用いて新たな電圧特性を持つ並列コンデンサを設計した。また,設計した並列コンデンサを用いて RC フィルタ回路において実験を行い,検証した。その結果,印加電圧が閾値以下の場合は通常のローパスフィルタの特性を示し,閾値を超えた場合にはより大きい電圧の減衰効果を示すことがわかった。

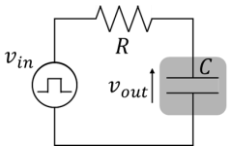
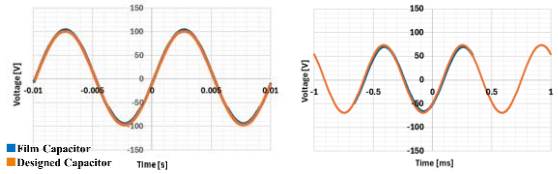


図 3 フィルタ回路
Fig.3. Filter Circuit

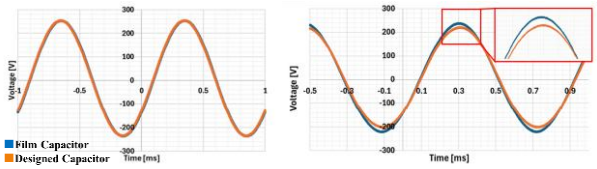
表 2　フィルタ評価の実験条件
Table 2. Experimental conditions for filter evaluation

Capacitor capacitances	1μF: Film/920nF: MLCC
Resistance value [Ω]	120
Power supply voltage (AC)[V]	100/300
Initial Cutoff Frequency [Hz]	1.33k(Film)/1.44k(MLCC)
Frequency [Hz]	100Hz/1k/1.2k/1.5k



(a)　(b)

図 4 100 V 入力に対するフィルタ出力（閾値電圧未満）
Fig.4. Filter output for 100 V input voltage
(lower than threshold value: 200 V) (a): 100Hz (b): 1.5kHz



(a)　(b)

図 5 300 V 入力に対するフィルタ出力（閾値電圧以上）
Fig.5. Filter output for 300 V input voltage
(higher than threshold value: 200 V) (a): 100Hz (b): 1.2kHz

謝　辞

本研究は,文部科学省 革新的パワーエレクトロニクス創出基盤技術研究開発事業 JPJ009777 の助成を受けたものです。

文　献

(1) Shiqi Chen, et al. Journal of Materials Science: Materials in Electronics, Vol.36, No.1, pp.1–25, 2025
(2) T. Uohashi, et al. Applied Physics Letters, Vol.124, (18), 182901, 29 ,2024

©2026 IEE Japan

DC リンクキャパシタモニタリングにおける 非整数次リプル電圧の FFT 解析精度向上の一検討

熊橋　双弥 *，長谷川　一徳（九州工業大学），藤本　和樹，大山　裕二（東洋電機製造）

Astudy on accuracy improvement of FFT analysis for non-integer ripple voltage of a DC-link capacitor in condition monitoring

Narabi Kumahashi, Kazunori Hasegawa (Kyushu Institute of Technology) , Kazuki Fujimoto, Yuji Ohyama (Toyo Denki Seizo K.K.)

1. まえがき

筆者らは先に，インバータにおける DC リンクキャパシタ電流センサレスコンディションモニタリングを提案した[(1)(2)]。この手法は，DC リンクキャパシタ電圧に FFT（fast Fourier transform）を適用することで，インバータまたは電源側に接続された整流器に起因する周波数成分を抽出し，等価直列抵抗（ESR）とキャパシタンスを算出できる点に特長がある。実用上は，DC リンクキャパシタ電圧のサンプリングは有限であるため，モニタリング対象の周波数成分が FFT の基本周波数の非整数倍となり，精度の低下を招くおそれがある[(3)]。

本論文では，DC リンクキャパシタのコンディションモニタリングにおける精度向上手法を提案する。FFT 解析に 3 つの補正手法を導入し，非整数次の周波数成分においても周波数および振幅値の誤差率を低減する。200V 実験システムを用いて提案法のコンディションモニタリングへの有効性を確認する。

2. 実験システム構成

＜ 2・1 ＞ インバータシステム構成　　図 1に本論文で対象とするインバータシステムの回路図を示す。電源側には 6 パルスダイオード整流器を使用しており，電源周波数の 6n 倍のリプル電圧が直流側に生じる。2 レベル PWM インバータは誘導電動機 (IM) を駆動し，負荷機として同期発電機 (G) をカップリングしている。整流器と DC リンクキャパシタの間には力率改善 DC インダクタ L_{dc} を接続している。

＜ 2・2 ＞ コンディションモニタリング　　図 2に DC リンクキャパシタ電流センサレスコンディションモニタリングのブロック図を示す。360 Hz 成分および 720 Hz 成分を用いて, DC リンクキャパシタのキャパシタンスと ESR を算出する[(1)(2)]。

＜ 2・3 ＞ 測定条件　　DC リンク電圧波形は, DC ブロックフィルタを介した後，サンプリング周波数 1 MHz で得られたデータに対して FFT 周波数分解能 25 Hz の FFT 解析および後述の補正処理を適用する。

＜ 2・4 ＞ 評価対象周波数成分　　本論文ではコンディションモニタリングに用いる，360 Hz 成分および 720 Hz 成分のリプル電圧を評価対象とする。振幅評価には，FFT 基本周波数が 10 Hz の条件における補正を行わない FFT 解析結果を基準値として用いる。

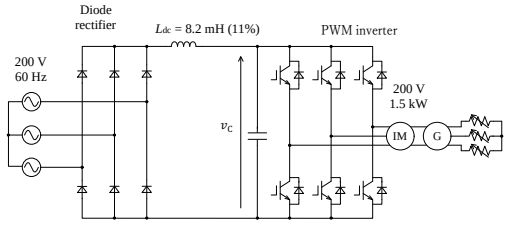


図 1　DC インダクタ，ダイオード整流器を備えた三相 PWM インバータ実験システム

Fig. 1. Three-phase PWM inverter laboratory system with a six-pulse diode rectifier DC inductor

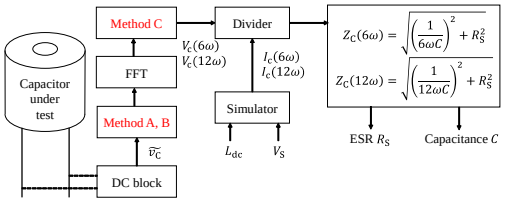
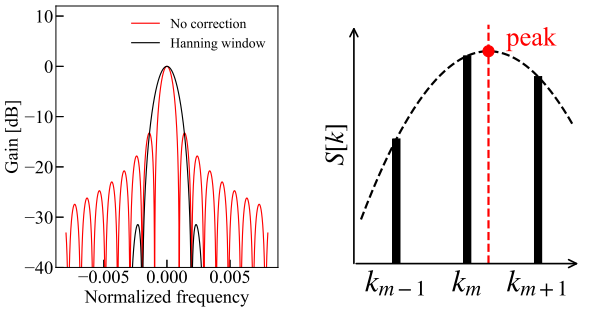


図 2　コンディションモニタリングのブロック図

Fig. 2. Block diagram of the condition monitoring system



(a) Frequency response of the Hanning window　　(b) Conceptual diagram parabolic interpolation

図 3　FFT 補正手法の概要図

Fig. 3. Conceptual diagrams of FFT correction methods

3. FFT 解析精度向上提案法

有限長の離散信号に FFT 解析を適用すると, その周波数分解能 Δf は次式で与えられる。

$$\Delta f = f_s / N \tag{1}$$

ここで, f_s はサンプリング周波数, N は FFT 点数である。信号中の周波数成分が FFT 周波数分解能の非整数倍である場合, 周波数および振幅に推定誤差が生じる。この誤差の低

©2026 IEE Japan

減を目的として, 以下の 3 種類の FFT 補正手法を導入する。

＜ 3・1 ＞ ハニング窓　　ハニング窓は窓関数の一つであり，入力信号に乗算することで区間端の不連続性を緩和し，スペクトルリーケージの低減に用いられる[3]。図 3(a) にハニング窓の周波数特性と，窓関数を乗算しない場合の周波数特性を示す。横軸はサンプリング周波数に対する比率で表しており，入力信号の周波数成分を 0 とした場合，周波数スペクトル上におけるリーゲージを定量的に示している。また，窓関数を乗算するとスペクトル振幅は窓関数の平均値に依存して減衰するため，補正係数を用いて振幅補正を行う必要がある。

＜ 3・2 ＞ 零詰め処理　　零詰め処理（zero padding）は, 時間波形データにおいて，取得するサンプル列の後ろに値が零のデータをを付加することで FFT 点数を見かけ上増加させ, 周波数軸を細分化する手法である。ただし，零詰め処理はスペクトルの内挿に相当する処理であり，新たな周波数情報を付加するものではない。

＜ 3・3 ＞ 放物線補間　　図 3(b) に放物線補間による FFT ピークの概念図を示す。FFT 解析により得られるスペクトル標本から，連続周波数軸上におけるピーク位置を近似的に推定する手法を FFT ピーク補間と呼ぶ。本論文では，最大ピークを与える周波数ビンとその前後二点の振幅値を用い，振幅スペクトルを放物線で近似する放物線補間を適用する。この手法により，FFT の周波数分解能に直接拘束されない周波数推定が実現される [4]。

4. 実験結果

＜ 4・1 ＞ 周波数および振幅の推定結果　　図 4に実測した DC リンクキャパシタの電圧波形を, 図 5 に 360 Hz 成分と 720 Hz 成分について周波数および振幅の推定結果を示す。ここで, 補正を行わない FFT 解析結果を N/A とし FFT 補正手法として, 3 節で述べた 3 つの手法を次のとおり定義する。

- A : ハニング窓
- B : 零詰め処理
- C : 放物線補間

これらを複数適用した場合は AB，AC，BC，ABC と表す。また，図 5 中の黒破線は評価指標の基準値を示す。各補正手法の適用後の結果では，周波数または振幅で基準値との差は低減した。特にハニング窓，零詰め処理，放物線補間を併用した場合（ABC），周波数においても振幅においても誤差は最小であった。

＜ 4・2 ＞ コンディションモニタリング結果　　表 1に補正を行わない FFT 解析結果と，ハニング窓，零詰め処理，放物線補間を併用した FFT 解析結果（ABC）を用いて算出した DC リンクキャパシタのキャパシタンスおよび ESR の結果を示す。ここで，被測定キャパシタを予め LCR メータで測定した値を併記している。補正を行うことでキャパシタンスと ESR の双方のモニタリング結果の精度が向上し，提案法の有効性を確認した。

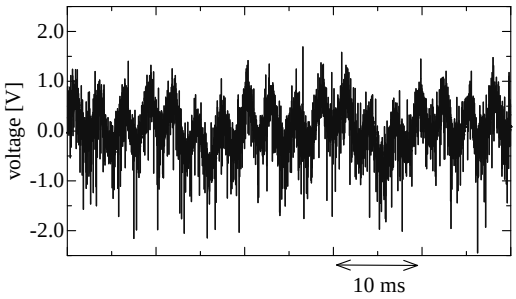


図 4　DC リンクキャパシタ電圧波形
Fig. 4. Voltage waveform of the DC-link capacitor

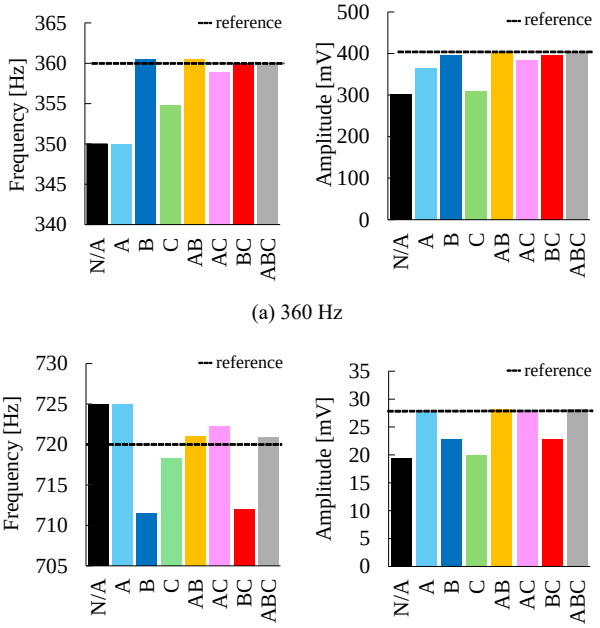


図 5　周波数および振幅の推定結果
Fig. 5. Frequency and amplitude estimation results

表 1　モニタリング結果
Table 1. Condition monitoring results

Method	LCR meter	N/A	ABC
Capacitance [μF]	897	1494	956
ESR [mΩ]	36	162	104

文　　献

(1) K. Hasegawa et al. In: *IEEJ Journal of Industry Applications* 12.3 (May 2023), pp. 548–554.

(2) K. Hasegawa et al. In: *IEEJ Journal of Industry Applications* 15.3 (2025). to be published in May 2025.

(3) P. Stoica and R. Moses. *Spectral Analysis of Signals*. Prentice Hall, 2005.

(4) M. Gasior and J. L. Gonzalez. Tech. rep. AB-Note 2004-02. CERN, 2004.

©2026 IEE Japan

大電流化対応可能なコンデンサの ESL キャンセル構造の提案と初期検証

山下　翔大*，野村　勝也（関西学院大学）
千頭和　周平，増澤　高志（三菱重工業）

Proposal and Early Verification of an ESL-Cancellation Structure Suitable for High-Current Applications

Shota Yamashita, Katsuya Nomura (Kwansei Gakuin University)
Shuhei Chizuwa, Takashi Masuzawa (Mitsubishi Heavy Industries)

１．序論

電力変換器の動作に伴い発生する電磁ノイズは，他の機器に干渉して誤動作を引き起こす懸念があるため，規格が定められている。規格適合のためには一般的にノイズフィルタが用いられ，コンデンサはその主要部品であるが，高周波では，等価直列インダクタンス (Equivalent series inductance : ESL) により，大きく性能が劣化することが知られている。そこで ESL を低減する手法として，ESL キャンセル方式が提案されてきた。その方式は磁気結合巻線を用いるもの[1]と，2 個のコンデンサを用いて対称格子型回路を構成するもの[2]に大別できる。しかし，両方式とも主経路にループを設ける必要があるため，大電流化への対応が困難であった。そこで本稿では大電流に対応可能な構造を提案し，その有効性を実験で検証する。

２．原理

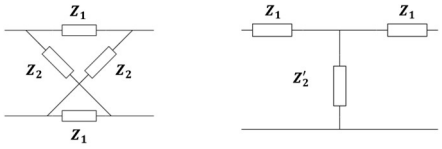
提案方式は図 1 (a)に示す対称格子型回路を用いた従来方式[2]を拡張したものである。この対称格子型回路は，二端子対回路としては図 1 (b)の T 型回路と等価であり，以下の T 型回路のシャント経路のインピーダンス式(1)に現れる $-Z_1/2$ を用いることで ESL キャンセルを可能とする。

$$Z_2' = (Z_2 - Z_1)/2 \qquad (1)$$

この負のインピーダンスは対称格子型回路の上下のZ_1が等しくないときにも以下の通り得られる。

$$Z_2' = (Z_2^2 - Z_{1a}Z_{1b})/(Z_{1a} + Z_{1b} + 2Z_2) \qquad (2)$$

ここで，Z_{1a}とZ_{1b}はそれぞれ図 1 (a)の上方と下方のインピーダンスである。よって$Z_2^2 = Z_{1a}Z_{1b}$とすれば ESL キャンセルを実現できる。通常は$Z_2 > Z_1$であるため，文献[2]ではZ_1を大きくするためにループを使用しているが，大電流化が制約される。そこで本提案方式では 2 つのバイパス経路の電流を逆向きにしてインダクタンスを低減してZ_2を減らす。



(a)対称格子型回路　(b)T 型等価回路

図 1　回路図
Fig.1. Circuit schematic

３．実験

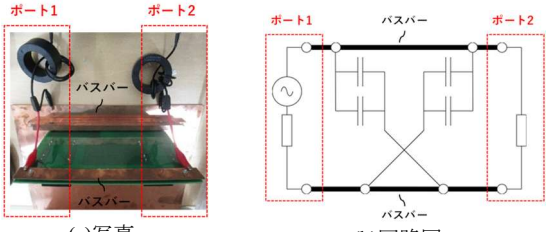
従来型の Y コン基板と，ESL キャンセルを適用した 2 種類の Y コン基板（以降，提案小型と提案大型とよぶ）を作製した。本研究では，KEMET 社製フィルムコンデンサ C4AUJBW5250M3JJ （定格:700 V, 25 uF）を用いた。それぞれの基板写真を図 2 に示す。2 種類とも GND 側に長穴を設け，GND 間隔を調整することで，図 1 (a)の下方のZ_1（つまりZ_{1b}）の ESL を調整できるよう設計した。従来基板のサイズは 120 mm×140.5 mm, 提案小型基板は 198 mm×107.5 mm, 提案大型基板は縦横 215 mm×155 mm である。

測定時の写真と回路図を図 3 に示す。基板の上下にバスバーを設け，ベクトルネットワークアナライザ Bode100 を用いて 2 ポート測定を実施し，S_{21}を評価した。



(a)従来型　(b)提案小型　(c)提案大型

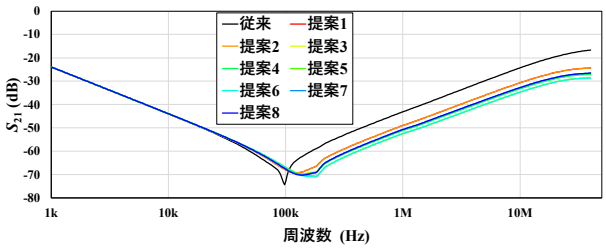
図 2　検討対象の基板
Fig.2. Target PCBs



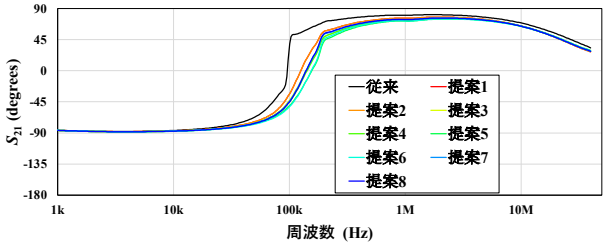
(a)写真　(b)回路図

図 3 測定構成
Fig.3. Measurement setup

©2026 IEE Japan

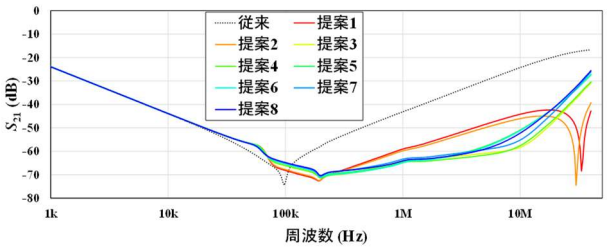


(a)絶対値

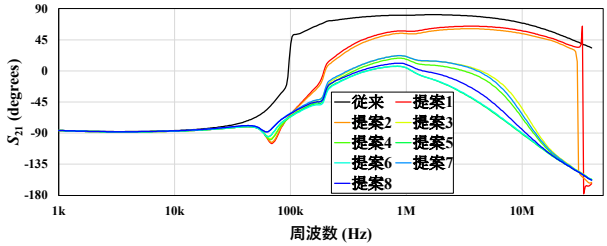


(b)位相

図 4　S_{21}の測定結果（小型基板）
Fig.4. Measured results of S_{21} (small board)



(a)絶対値



(b)位相

図 5　S_{21}の測定結果（大型基板）
Fig.5. Measured results of S_{21} (large board)

図 4 に従来基板と提案小型基板のS_{21}の測定結果を示す。なお凡例において，提案基板では GND 間隔に応じた数字を記載しており，提案 1 が最も GND 間隔が狭く提案 8 が最も広い。いずれの結果でも共振周波数（従来基板で 100 kHz，提案基板で 200 kHz 付近）以下では傾きが-20 dB/decで位相が$-90°$の容量性が見られるが，共振周波数以上では ESL の影響によって傾きが$+20$ dB/decで位相が$90°$付近の誘導性が見られる。高域での特性は提案基板の方がS_{21}が低く優れており，また最善の特性は提案 6 の場合であった。これは ESL キャンセルが有効に機能しており，また最善の場合よりも間隔が狭いと ESL キャンセルが不十分，逆に間隔が広いと ESL キャンセルが過剰となるためであると推測される。

次に図 5 に従来基板と提案大型基板のS_{21}の測定結果を示す。図 5 (a)を見ると，いずれの結果でも共振周波数（提案基板で 200 kHz 付近）以上で提案基板の方がS_{21}が非常に低く優れており，大幅な ESL キャンセル効果を確認することができる。そのうち提案 1 と提案 2 では，200 kHz から 10 MHz までの帯域で，従来基板と同様に$+20$ dB/decの傾きを示し，位相も$45°$以上であることから ESL キャンセルが不十分で誘導性が支配的になっていることがわかる。一方，提案 3 から提案 8 では特性が大きく異なり，200 kHz から 10 MHz までの帯域で，およそ$+10$ dB/decの傾きを示す。この特性は文献[3]のものと類似しており，ESL キャンセルが十分で，代わりに表皮効果の影響で周波数の平方根に比例する ESR が支配的となっていると推測される。また 10 MHz 以降の帯域では急激に特性が悪化しているが，これは入出力端子間の寄生容量による影響であると解釈できる[4]。

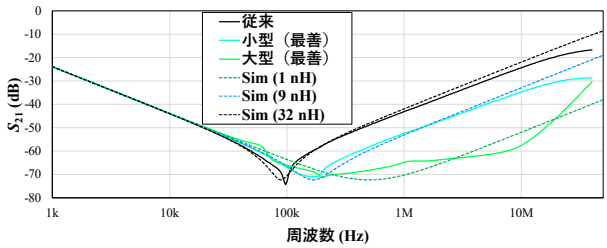


図 6　S_{21}の測定結果とシミュレーション結果
Fig.6. Measured and simulated results of S_{21}

図 6 に 2 種類の提案基板における最善の特性と従来基板の特性を示す。なお回路シミュレーションによりコンデンサを RLC 直列回路としてモデル化し，ESL を掃引した結果も併記している。従来基板では，ESL は 32 nH 程度であるのに対し，提案小型基板では，9 nH 程度まで低減された。さらに提案大型基板は極めて良好な特性を示し，10 MHz においては ESL が 1 nH の場合を上回る特性が得られた。今後は 2 種類の提案基板で特性が大きく異なった理由を電磁界解析などを用いて解明する予定である。

文　献

[1]T.C. Neugebauer et al.:IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 40, No. 2, pp.483–491 (2004)

[2]S.Wang et al.:IEEE Trans Power Electron., Vol. 21, No. 4, pp.1125~1132 (2006)

[3]S. Yoneda et al.:IEEE EMC+SIPI, pp.17-21 (2017)

[4]小林玲仁・米田論：令 5 電気学会全大，33 (2023)

©2026 IEE Japan

感度解析によるノイズフィルタ構成部品のインピーダンス支配要因の可視化

岡田　総真*，野村　勝也（関西学院大学）

Visualization of Dominant Factor of Impedance Using Sensitivity Analysis to Components of Noise Filter

Soma Okada, Katsuya Nomura (Kwansei Gakuin University)

１．はじめに

現在の EMC 設計では，電磁界シミュレーションを活用することが一般的である。しかし，性能を予測できてもノイズの伝搬経路を直接把握することはできず，支配的な寄生成分を特定するには試行錯誤が必要となるという課題がある。そこで，感度解析によるノイズ伝搬経路可視化の研究が行われている[1]。本研究ではその一環として，これまで行われていなかったインピーダンスに対する感度解析を行う。具体的には，ノイズフィルタの主要な構成部品であるコモンモードチョークコイル（以降，CMC）と Y コンデンサのコモンモード（以降，CM）におけるインピーダンスに対して感度解析を行うことで，比透磁率や比誘電率が影響する部分を可視化する。

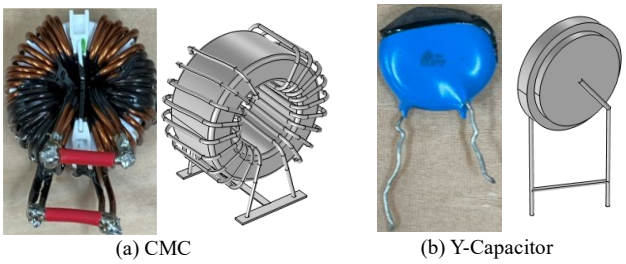
２．方法

〈2・1〉感度解析の概要　感度解析とは，比透磁率や比誘電率といった物性値の変化量に対する性能の変化量，すなわち感度を求めるための解析である。より具体的には有限要素法用メッシュの全要素で感度を計算する。対象とする性能をインピーダンスとすることで，部品のインピーダンスに支配的に影響する部分を可視化することができると考えられる。対象モデルのインピーダンスを Z，i 番目のメッシュ要素の体積，比透磁率，比誘電率をそれぞれ V_i，μ_{r_i}，ε_{r_i} とすると，インピーダンス比透磁率感度 s_{μ_i} は式(1)で，インピーダンス比誘電率感度 s_{ε_i} は式(2)でそれぞれ表すことができる。

$$s_{\mu_i} = \frac{1}{V_i}\frac{|Z|}{\delta\mu_{r_i}} \tag{1}$$

$$s_{\varepsilon_i} = \frac{1}{V_i}\frac{|Z|}{\delta\varepsilon_{r_i}} \tag{2}$$

比透磁率感度 s_{μ_i} の大きさにより磁界結合の大きさを，比誘電率感度 s_{ε_i} の大きさにより電界結合の大きさをそれぞれ可視化することができる。



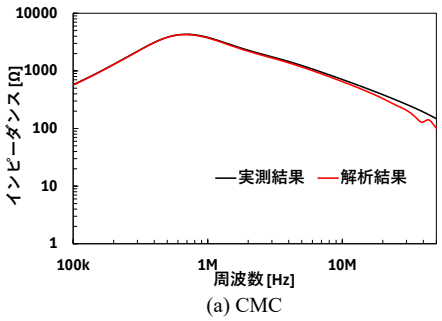
(a) CMC　(b) Y-Capacitor

図 1　構成部品の実物と解析モデル
Fig.1. Actual components and analysis models

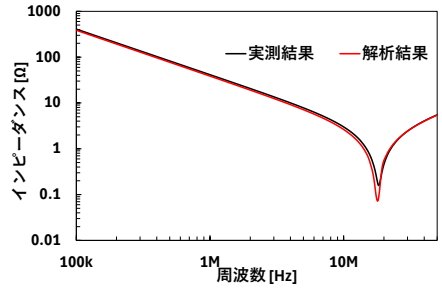
〈2・2〉対象構造と解析モデル　図 1 に CMC と Y コンデンサそれぞれの実物と解析モデルを示す。これらの構成部品は，電源ライン用ノイズフィルタ（TDK ラムダ製 RSHN-2020）に搭載されていたものである。3D モデル作成には Fusion，電磁界解析には COMSOL Multiphysics をそれぞれ使用し，CM 特性解析用のモデルを作成した。ただし，CMC のモデルにおいて，巻線のターン数を忠実に再現するのが計算負荷上困難であったため，実物と比較してターン数を半分とし，インピーダンスへの影響を補正するため磁性体コア部の比透磁率を 4 倍にした。Y コンデンサモデルにおいては，誘電体の寸法や厚みをおおまかに設定した後，実測結果に合うように誘電体の比誘電率や極板の導電率を調整しフィッティングを行った。これらの電磁界解析用モデルを使用し，比透磁率と比誘電率それぞれの変化に対するインピーダンスの感度を感度解析で求めた。

３．結果・考察

〈3・1〉インピーダンス特性　図 2 に CMC と Y コンデンサそれぞれのインピーダンス実測結果と解析結果を示す。どちらも実測結果と解析結果が実用的な範囲で一致しており，両モデルは妥当なものであると言える。



(a) CMC



(b) Y-Capacitor

図 2　インピーダンス実測結果と解析結果
Fig.2. Measured and analyzed impedances

©2026 IEE Japan

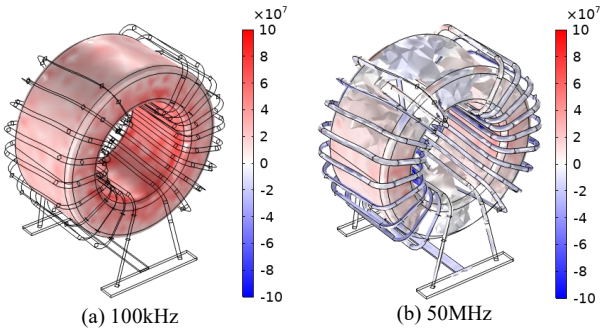


図 3 CMC 比透磁率感度解析結果
Fig.3. Sensitivity to relative permeability in CMC

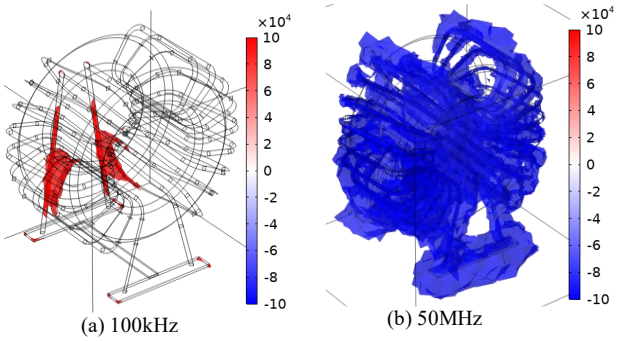


図 4 CMC 比誘電率感度解析結果
Fig.4. Sensitivity to relative permittivity in CMC

〈3・2〉CMC 感度解析結果　CMC モデルを対象に，図 2(a)より支配的な要因が異なる 100kHz と 50MHz の 2 点において，感度解析を行った。図 3 に比透磁率感度を，図 4 に比誘電率感度をそれぞれ示す。ただし，感度の絶対値が一定値以上の部分のみ可視化しており，図 3 では1×10^7以上，図 4 では1×10^5以上としている。

結果をみると，L 成分が支配的である 100kHz 時では，図 3(a)の通り CMC の磁性体コア部の比透磁率感度が高くなっている一方，図 4(a)では比誘電率感度の高い場所は少ない。これは，CMC のインピーダンスは低周波帯では磁性体コア部の比透磁率に依存し，比誘電率にはほとんど依存しないという性質を可視化できたと解釈できる。一方で，C 成分が支配的である 50MHz 時においては，図 3(b)では 100kHz 時ほどの比透磁率感度の高さは見られず，図 4(b)では比誘電率感度が負の方向に高い領域が内側の巻線間に多く見られる。これは，高周波帯では巻線間の比誘電率が上がることで，巻線間容量が上昇して，CMC のインピーダンスが下がると説明でき，巻線間容量の原因となる領域を可視化できたと解釈できる。

〈3・3〉Y コンデンサ感度解析結果　Y コンデンサモデルを対象に，図 2(b)より CMC モデルと同様に 100kHz と 50MHz の 2 点において，感度解析を行った。図 5 に比透磁率感度を，図 6 に比誘電率感度をそれぞれ示す。また，CMC モデルと同様に感度の絶対値が一定値以上の部分のみ可視化しており，図 5 では1×10^6以上，図 6 では1×10^9以上としている。

結果を見ると，C 成分が支配的である 100kHz 時においては，図 6(a)の通り主に Y コンデンサの誘電体部付近において比誘電率感度が負の方向に高い領域が多く見られる一方で，図 5(a)では比透磁率感度はどの場所も低い状態となっている。これは，Y コンデンサのインピーダンスは低周波帯では比誘電率が上がるほど小さくなり，比透磁率にはほとんど依存しない性質を可視化できたと解釈できる。一方で，L 成分が支配的となる 50MHz 時においては，図 6(b)の通り比誘電率感度の絶対値の高い場所はほとんど消失する一方で，図 5(b)ではリード線やその周辺の比透磁率感度が高くなっている。これは，高周波帯での Y コンデンサのインピーダンスは，リード線部の ESL による L 成分が支配的となることから，ESL に寄与する磁束が存在する領域を可視化できたと解釈できる。

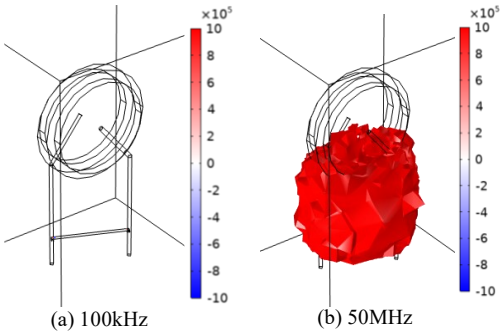


図 5 Y コンデンサ比透磁率感度解析結果
Fig.5. Sensitivity to relative permeability in Y-Capacitor

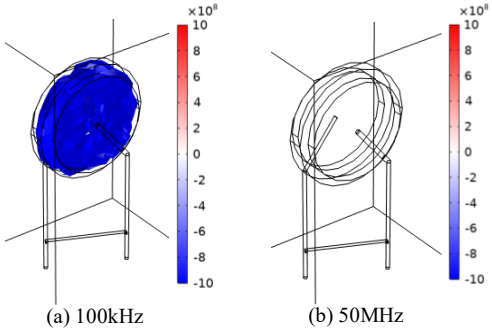


図 6 Y コンデンサ比誘電率感度解析結果
Fig.6. Sensitivity to relative permittivity in Y-Capacitor

４．まとめ

本研究では，ノイズフィルタの主要部品である CMC と Y コンデンサに対し比透磁率と比誘電率の 2 種類の物性値を用いてインピーダンスに対する感度解析を行った。まず，それぞれの部品のインピーダンス測定結果を再現できる電磁界解析モデルを作成した。続いて，作成したモデルに対し，感度解析をインピーダンスの支配要因が異なる 2 種類の周波数で行ったところ，それぞれの物性値において，100kHz では磁性体コア部や誘電体部におけるインピーダンス依存性を示す領域を，50MHz では巻線間容量やリード線周りの ESL の影響を示す領域を可視化することができた。今後は作成した部品のモデルを用いて，実在するノイズフィルタ全体のモデルを作成し，支配的なノイズ伝搬経路を可視化するために感度解析を行う予定である。

文　献

(1) K. Nomura: “Magnetic Coupling Visualization Using Sensitivity to Magnetic Permeability”, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, Vol.66, No1, pp.324~327 (2024)

©2026 IEE Japan

DAB コンバータ用変圧器の巻き方検討

学生員 片山　准一朗* 正員 中田　篤史* 正員 元谷　卓** 上級会員 鳥井　昭宏**

Winding configuration of transformer for DAB converter

Jyunichiro Katayama*, Atsushi Nakata*, Suguru Mototani**, Akihiro Torii**

キーワード：DAB コンバータ，変圧器，漏れインダクタンス，巻線の巻き方

Keywords：DAB converter, Transformer, Leakage Inductance, Winding configuration

１．まえがき

近年，変圧器を用いた絶縁型コンバータの研究が盛んである[(1)]。著者らは変圧器の巻線の巻き方について検討している[(2)(3)]。LLC コンバータと DAB コンバータでは漏れインダクタンスと励磁インダクタンスの割合が重要[(1)(2)(3)]であり，漏れインダクタンスが小さい場合は別途インダクタが必要となる。著者らは LLC 用の外鉄形[(2)]，DAB コンバータ用の内鉄形[(3)]の巻線の巻き方を工夫することで漏れインダクタンスを増やす方法について検討してきた。本稿では，スーパーコア(R)の鉄心を用いて変圧器を製作して巻き方を変え，短絡解放試験にて漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを測定した。

２．実験方法

Fig.1 にコアの外観図を示す。スーパーコア(R)を用い，巻き線には KIV1.25mm^2 を用いた。コアは中心で切断されており，ステンレスバンドで固定した。巻線の巻き方は Fig.2 に示す。黄色が一次側，青色が二次側を示している。(a)は従来からある巻き方，(b)は 1,2 次分離巻，(c)は 1,2 次を上下(U,L)に分離して半々に巻いた。スイッチング周波数は 20kHz とし短絡開放試験にはバイポーラ電源を用い，1 次側，2 次側とも 40V，5A のものを想定した。巻き線は 1 次 2 次とも 15 回巻きとし，線の上に重ねはしないが，線と線の間は密着させてそろえて巻いた。

３．実験結果

Fig.3 に変圧器等価回路を示し，Table 1 に実験結果を示す。Table 1 の(a), (b), (c)は Fig.2 の(a), (b), (c)と一致する。(a)は一般的な変圧器の巻き方で，磁束が漏れにくい巻き方であり，漏れインダクタンスも 2.8 μH と非常に小さくなった。(b)は著者らが以前発表した[(3)]巻き方で，励磁インダクタンスも漏れインダクタンスも大きくでき，励磁インダクタンスが大きく無負荷時の電流を抑制でき，漏れインダクタンスも大きくできるため別途インダクタを必要としない。著者らの予想では，ギャップを設けておらず A_L 値が同じであれば開放試験の結果(L_l+L_m)はほぼ同じとなると考えていた。しかし，(c)の実験においては非常に小さな励磁インダクタンスとなった。反対側のコアに巻線を巻くために空中配線したことが原因と思われるが，予想外であった。

４．まとめ

DAB コンバータでは，変圧器とは別にインダクタが必要な場合もあるが，変圧器に大きな漏れインダクタンスを持たせることが可能であれば，その方が望ましい。また無負荷動作を考慮すると，励磁インダクタンスは大きい方が望ましい。コイルの巻き方を工夫することで，変圧器の漏れインダクタンスおよび励磁インダクタンスが大きく変化することを実験によって明らかにした。

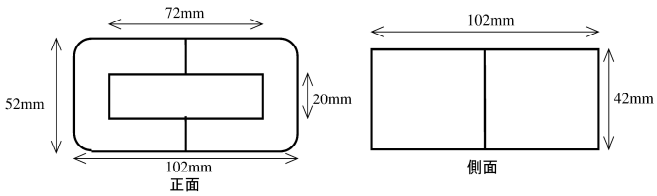
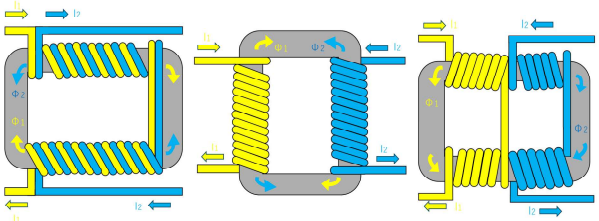


Fig.1. External view of the core.



(a) Conventional type (b) 1,2 separated type (c) U,L separated type

Fig.2. Winding configuration.

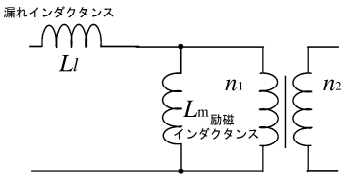


Fig.3. Transformer Equivalent Circuit.

Table 1. Experimental Results.

	(a)	(b)	(c)
L_l [μH]	2.80	50.6	34.0
L_m [μH]	575	677	298

文　献

(1) 平地克也「ＤＣ／ＤＣコンバータの基礎から応用まで」，電気学会 (2018 年 1 月)

(2) 戸倉洸陽，中田篤史，鳥井昭宏，元谷卓「高周波変圧器のボビン形状による特性」，電気学会全国大会，4-054，(2025 年 3 月)

(3) 片山准一朗，中田篤史，元谷卓，鳥井昭宏「DAB コンバータ用変圧器の検討」，産業応用部門大会，Y-87，(2025 年 8 月)

*静岡理工科大学
〒437-8555　袋井市豊沢 2200-2
**愛知工業大学
〒470-0392　豊田市八草町八千草 1247

©2026 IEE Japan

磁気回路モデルを用いた 48-1 V TriMagiC Converter™ 向け統合トランス設計

野崎　凌汰*，増田　樹，Choi Sihoon，米澤　遊，今岡　淳，山本　真義（名古屋大学）
亀田　克哉，藤本　三直（株式会社ダイヤメット）

Integrated Transformer Design for a 48-1 V TriMagiC Converter™ Based on a Magnetic Circuit Model

Ryota Nozaki, Itsuki Masuda, Choi Sihoon, Yu Yonezawa, Jun Imaoka, Masayoshi Yamamoto (Nagoya University),
Katsuya Kameda, Mitsunao Fujimoto (Diamet Corporation)

1. はじめに

近年，AI や高度な情報処理によるデータセンターの需要増加に伴い，高効率・高電力密度な電源システムが求められている。これに対し，Point of Load (PoL) コンバータにおける 48V から 1V への一段による変換の実現は，変換段数削減による損失低減および高電力密度化の観点から有効である[1]。本稿では，この 48-1V 変換に対するアプリケーションとして TriMagiC Converter™ (TMC)に着目する。図 1 に示すように，TMC はフェーズシフトフルブリッジコンバータにおける出力インダクタを 2 つのメイントランスに一体化した構成であり，従来課題であった軽負荷時の ZVS を容易にするとともに，磁気部品削減による回路の小型化が可能である[2]。しかしながら，PoL コンバータに求められる厳しい実装スペース条件に対しては，2 つのメイントランスを個別に実装する構成が制約となる。そこで本研究では，従来は個別に実装されていた 2 つのメイントランスを統合するための設計手法を提案し，TMC の 48-1 V PoL コンバータへの適用可能性をシミュレーションにて検証した。

2. 統合トランスの設計手法

図 2 (a)に提案する統合トランスの構造を示す。2 つのメイントランスを EIE コアの 1 セットに統合することで，磁気部品の小型化を図っている。本節では，提案する統合トランスの設計手法について述べる。

＜2・1＞巻き数 n　トランスの巻き数は，TMC の定常動作における入出力電圧関係式に基づいて決定する。設計仕様を満たすように値を算出し，実装性を考慮して整数値として決定する。

＜2・2＞インダクタンス　提案トランスは ZVS 達成に寄与するだけでなくチョークインダクタとしての働きも持つため，必要なインダクタンス値は出力電流リプルの許容値および ZVS 条件から決定する。各動作モードにおける二次側電流変化を基に励磁インダクタンスの条件を導出し，併せて漏れインダクタンスが ZVS 条件を満たすことを確認する。

＜2・3＞コア形状　提案トランスのコアには低透磁率の磁性材料を前提としており，ギャップを設けない構造のため，インダクタンス調整はコア形状および磁路構成によって行う必要がある。そこで，以下の手順によりコア形状を決定する。

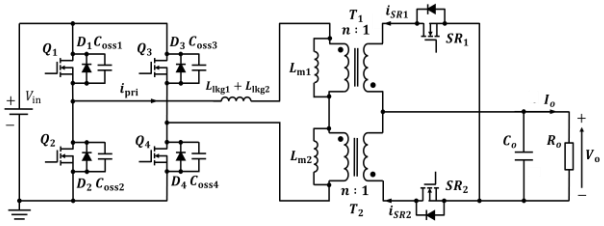
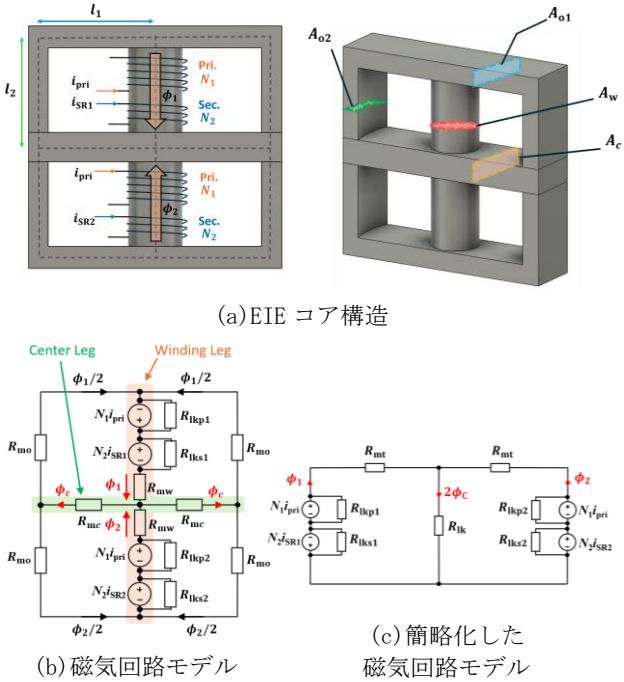


図 1 TriMagiC Converter™ の回路構成

Fig.1. Circuit configuration of TriMagiC Converter™



(a)EIE コア構造

(b) 磁気回路モデル

(c) 簡略化した磁気回路モデル

図 2 提案トランス構造および磁気回路モデル

Fig.2. Proposed transformer structure and magnetic circuit

©2026 IEE Japan

表１　統合トランスを適用した TriMagiC Converter™ の回路要件およびトランス設計仕様

Table 1. Circuit and transformer specifications of the integrated TriMagiC Converter™

Item	Symbol	Value/component
Input voltage	V_{in}	48 V
Output power	P_o	165 W
Output voltage	V_o	1.1 V
Output current	I_o	150 A
Switching frequency	f_s	500 kHz
Magnetic core material	—	MBS-RA71
Relative permeability	μ_r	40
Magnetizing inductance	L_{m1}, L_{m2}	6.67 μH
Number of turns	N_1	14
	N_2	1
Magnetic path length	l_1	13 mm
	l_2	12 mm
Core cross-sectional area	A_w	28.3 mm^2
	A_c	22.4 mm^2
	A_{o1}	16.8 mm^2
	A_{o2}	13.1 mm^2
Max magnetic flux density (calculated)	B_{max}	0.14 T (winding leg) 0.021 T (center leg)

(1)　図 2(b)のように、統合トランス構造を等価な磁気回路として表現する。さらに構造の対称性を利用することで図 2(c)に示すように磁気回路を簡略化し，各脚の磁束の理論式を導出する。あわせて，各インダクタンスと各磁気抵抗との関係式を導出する。

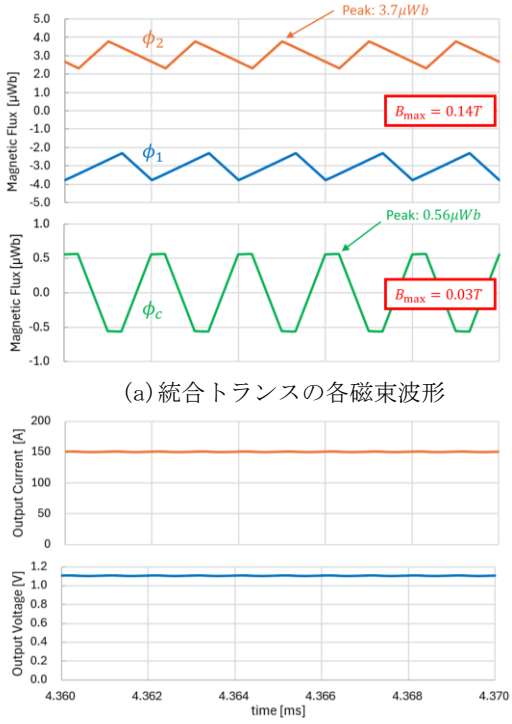
(2)　(1)で得られた関係式を用いて，＜2・2＞で決定したインダクタンス値を満たすように各磁気抵抗の目標値を設定する。これに合わせて用いるコアの磁路長，断面積を調整する。

(3)　磁束の理論式をもとに，定常状態における DC 電流成分によって生じる DC 磁束を見積もる。提案構造では，2 つのメイントランスに流れる電流が互いに逆向きのバイアスを持つ DC 磁束を発生させるため，中央脚では磁束が相殺される。この構造により，ギャップを設けることなく磁気飽和の抑制が可能である。

(4)　同様に，磁束の理論式をもとに各動作モードにおける電流変化量を用いて AC 磁束成分（磁束変化の振幅）を算出する。

(5)　(3) および (4) で得られた DC・AC 磁束成分を合わせ，各脚における最大磁束を求める。(2)で調整したコア形状に対して，各脚の最大磁束密度が磁性材料の最大磁束密度を超えないことを確認する。

以上により，所望のインダクタンス値をコア形状によって実現しつつ，磁気飽和を考慮したトランス設計を行う。



(a) 統合トランスの各磁束波形

(b) 回路動作波形

図３　統合トランスを適用したシミュレーション結果：

Fig.3. Simulation results with the integrated transformer

3.　シミュレーション検証結果

回路シミュレータ（PLECS 4.9.6）を用い，設計した統合トランスを適用した TMC に対して，電気回路と磁気回路を組み合わせた連成シミュレーションを行った。表 1 に回路要件および統合トランスの設計値を示す。図 3 (a)に示すように、シミュレーションにより得られた最大磁束密度は理論式から算出した値とほぼ一致している。また，使用した磁性材料 MBS-RA71 の最大磁束密度 1.0T 未満であることから，磁気飽和に至らないことも確認できる。加えて，図 3(b)より出力についても回路要件を満たす結果が得られた。

4.　結論

本論文では，48-1V PoL 向け TriMagiC Converter™ における統合トランスの設計手法を示した。磁気回路モデルを用いた理論解析に基づき，出力 165W を想定したトランス設計を行い，電気回路および磁気回路を組み合わせた連成シミュレーションにより提案手法の妥当性を確認した。

今後は，設計した統合トランスに対して有限要素解析を実施し，実機による動作検証を行う予定である。

文　　献

[1]　J. Liang et al.: CPSS Trans. Power Electron., vol. 7, pp. 283–299 (2022)

[2]　G. -B. Koo et al.: IEEE Trans. Power Electron., vol.19, pp.411-419 (2004)

©2026 IEE Japan

スリット構造による高周波変圧器用 導電性シールドの渦電流損失低減に関する検討

Muhammad Muaz Hafizi Bin Alias*，米富　律騎，日下　佳祐（長岡技術科学大学）

Verification of Eddy Current Loss Reduction in Conductive Shield using Slit-Structure Shield in High-Frequency Transformer

Muhammad Muaz Hafizi Bin Alias, Ritsuki Yonetomi, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

１．はじめに

近年，データセンタや大規模ビルの受電設備として，商用トランスに対して小型化が可能な高周波変圧器を有するSolid State Transformer (SST)の検討が進められている。6.6 kV 以上の系統に直接接続される SST においては，系統への落雷により発生する雷サージの影響を受ける可能性がある。雷サージは変圧器の絶縁破壊や低電圧回路に損傷を引き起こすため，適切な保護が不可欠である。

上記の課題に対し，商用変圧器においては一次側と二次側の間に導電性シールドを配置することで雷サージの保護性能を実現している。また，高周波変圧器においても導電性シールドによる保護性能の改善が検討されている[1]。しかしながら，高周波変圧器ではシールド内で渦電流が発生するため，変圧器のシステム効率が低下する問題がある。そこで本研究では，スリット構造を導電性シールドに適用することで渦電流損失の低減が可能であることを電磁界解析により明らかにしたので報告する。

２．スリット構造を適用したシールド構造

Fig. 1 に外鉄形高周波変圧器の断面図を示す。本変圧器を 6.6 kV 系統に接続される SST に接続する場合，一次側巻線には対地電圧基準で 6.6 kV の電圧が印加される。一方，二次側巻線は接地電位であるため，変圧器の一次側と二次側の間に強電界が発生する。

雷サージが発生した際，一次巻線には過渡的に過電圧が印加されることから，エポキシモールドによる絶縁を施したうえで，導電性材料をモールドの表面に塗布する。これにより，導電性材料をシールドとすることで雷サージに対する保護性能を向上する。しかし，シールドは磁束変化する領域に配置されており，シールドに渦電流が誘導されるため，シールド内で渦電流損失が生じる。

本稿ではシールドで生じる渦電流損失を低減するため，スリット構造をシールド上に設けることで渦電流の損失を低減することを検討する[2]。スリット構造は導電性シールドに対し狭小な開口部を設ける構造である。シールドでは，磁束の時間変化により渦電流の閉ループ経路が発生する。スリット構造を導入することで，誘導される渦電流の閉ル

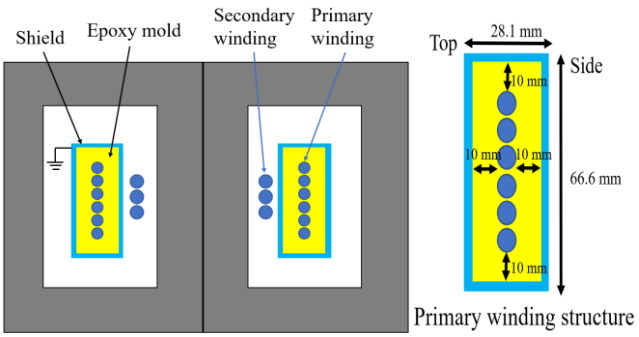
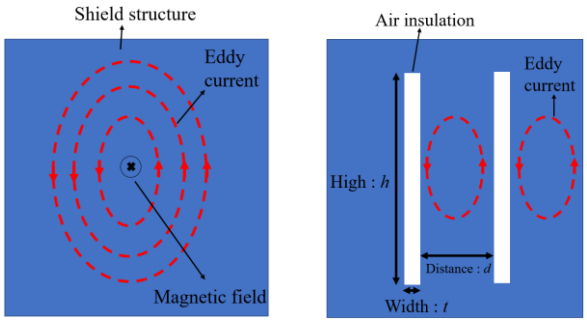


図 1　高周波変圧器のシールド構造
Fig. 1.　Shield structure in high-frequency transformer.

表 1　スリット構造のパラメータ
Table 1. Parameters of slit structure.

Model	Slit Position	High h [mm]	Width t [mm]
1	Side	60	2
	Top/bottom	20	
2	Side	60	3
	Top/bottom	20	
3	Side	60	4
	Top/bottom	20	
4	Side	40	4
	Top/bottom	20	
5	Side	20	4
	Top/bottom	20	
6	Without Slits		



(a) Without slit　(b) With slit

図 2　スリットシールド構造
Fig. 2.　Slits shield structure.

©2026 IEE Japan

ープ経路が分断する。これにより，渦電流ループ面積が小さくするため，渦電流損失の低減が可能となる。

Fig. 2 にスリット構造を示す。本検討では，矩形状のスリット構造を用いて，スリットの高さ *h*，幅 *t* をシールド損失が最小となるよう設計する。Fig. 1 に示す一次巻線の絶縁構造では，シールドの上下面の高さは 28.1 mm，側面の高さは 66.6 mm である。このシールド表面に対して形状の異なるスリットを導入する。

Table 1 に解析モデルの構造差異を示す。モデル 1 からモデル 3 はスリット高さを最大長とした上で，スリット幅 *t* を変化させる。一方，モデル 4 とモデル 5 はスリット幅 *t* を一定したうえで側面のスリット高さ *h* を変化させる。但し，スリット幅 5mm 以上に設定した場合には，巻線間の絶縁破壊が発生したため，スリット幅は 4mm 以下とした。

３．電磁界解析によるシールド渦電流損失の検証

シールド渦電流損失の低減効果を検証するため，電磁界解析ソフト（JMAG）によるシールド渦電流損失の評価を行った。解析モデルは比較のため Table 1 で示したスリット構造を適用したシールド構造と，スリットなしのシールド構造を用意した。なお，変圧器の駆動周波数は 30 kHz，一次電流 65 A, 二次電流 130 A の 41.7 kVA の変圧器を想定した。

Fig. 3 にシールドにおける渦電流損失の解析結果を示す。スリットを設けないモデル 6 のシールド渦電流損失は 510 W である。また，スリットを設けるモデル 3 は最小の渦電流損失を示し，スリットなしと比較して 73%低減できることが確認できる。スリット面積は大きいほど，渦電流損失が低減が可能であるが，スリット面積が大きすぎると，絶縁破壊が発生する。そのため，今回のスリット形状ではスリット幅が 4 mm が上限となる。

Fig. 4 に比較のためスリットあり及びスリットなしのジュール損失密度の解析結果を示す。スリット構造を適用しない場合，導電性シールドには一様な電流が通流し渦電流損失が生じる。一方スリット構造を適用した場合には，スリット間が渦電流を低減するため，電流の集中は導電性シールド材の端部のみとなる。これにより，スリット構造の適用によりシールド渦電流損失が低減可能であることを確認した。

4. まとめ

本研究では，シールドに対してスリット構造を適用した場合の渦電流損失低減効果について，電磁界解析により検証した。検証の結果，スリット構造を設けたモデル 3 により渦電流損失が 73%低減できることを確認した。

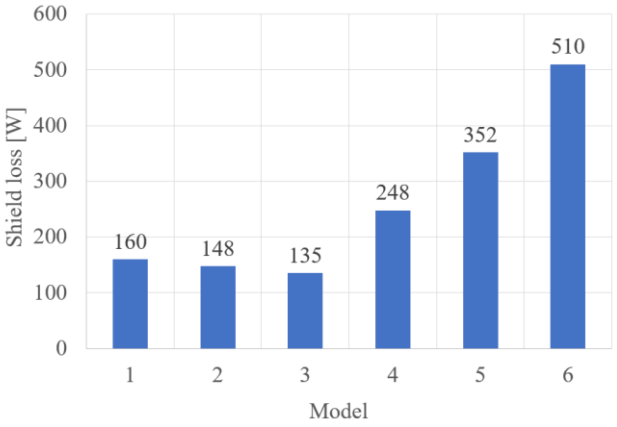
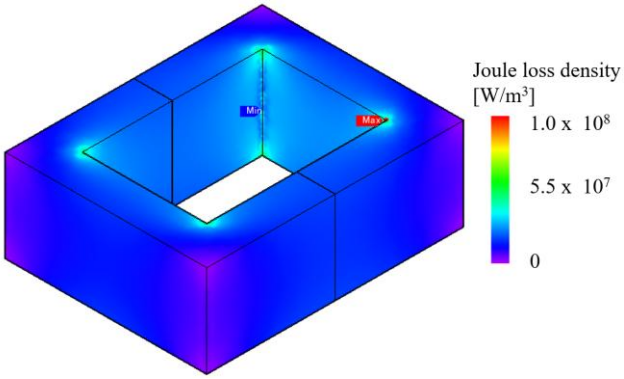
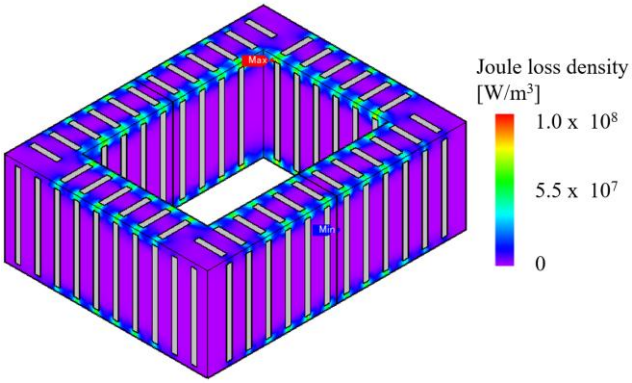


図 3 シールド損失のシミュレーション結果
Fig. 3. Simulation result of shield loss.



(a) Without slits



(b) With slits (model 3)

図 4 スリットありとスリットなしのジュール損失密度の比較
Fig. 4. Comparison of joule loss density between with slits structure and without slits structure.

文　献

(1) Z.Li, E. Hsieh, Q.Li, and F.C.Lee: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 38, No. 8, (2023).

(2) Jo, Lee, Pyo, Jung, Kim, Kim: Actuators, Vol. 12, No. 451, (2023).

©2026 IEE Japan

Coupling Coefficient Evaluation Based on Voltage Ratio at Current Zero Crossing

Yedong Wang*, Ryohei Okada, Keiji Wada (Tokyo Metropolitan University)

1. Introduction

In power electronics systems, accurate evaluation of the coupling coefficient between coupled coils is essential for both optimal control and design. In general, the coupling coefficient can be measured using the open–short method [1]. In this method, the coupling coefficient is easily obtained from the ratio of the inductances measured with one of the coupled coils under open- and short-circuit conditions. However, this method inherently includes the effects of voltage drops caused by winding resistance and parasitic inductance [2], and these effects may become significant depending on the application and operating region.

Therefore, this paper proposes a coupling coefficient measurement method, which is based on the primary-to-secondary voltage ratio at the instantaneous current zero crossing. With this proposed method, measurement errors caused by the voltage drops can be fundamentally eliminated. In addition, by applying the proposed method, physical connection changes such as open- or short-circuiting are no longer required, suggesting the potential for real-time in-situ measurement of the coupling coefficient in dynamic applications where the relative position of coupled coils varies. This paper focuses on the frequency characteristics of the coupling coefficient and verifies the effectiveness of the proposed method by comparing measurements obtained using the traditional and proposed methods.

2. Traditional/Proposed Measurement Principles

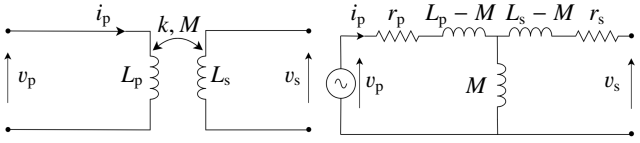
〈2•1〉 Traditional Open-Short Method Fig. 1 shows the model of the coupled coils and the corresponding T-type equivalent circuit. When the secondary side is open-circuited, the inductance observed from the primary side, denoted as L_{open}, is given by

$$L_{\mathrm{open}} = L_{\mathrm{p}}, \tag{1}$$

where L_{p} is the inductance of primary side. When the secondary side is short-circuited, the inductance observed from the primary side, denoted as L_{short}, can be expressed as

$$L_{\mathrm{short}} = L_{\mathrm{p}} - \frac{\omega^2 M^2 L_{\mathrm{s}}}{r_{\mathrm{s}}^2 + (\omega L_{\mathrm{s}})^2}, \tag{2}$$

where L_{s} is the inductance of secondary side, M denotes the mutual inductance between the coupling coils and r_{s} is the equivalent series resistance (ESR). Here, the quality factor of L_{s} is defined as $Q_{\mathrm{s}} = \omega L_{\mathrm{s}}/r_{\mathrm{s}}$, and the coupling coefficient k between L_{p} and L_{s} is given by



(a) Coupling coils. (b) T-type equivalent circuit.

Fig. 1: Equivalent circuit model of the coupled coils.

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{\mathrm{short}}}{L_{\mathrm{open}}}} \sqrt{\frac{1}{1 + 1/Q_{\mathrm{s}}^2}} \tag{3}$$

From the above equation, it can be seen that the effect of the voltage drop caused by r_{s} is negligible when $1/Q_{\mathrm{s}}^2 \gg 1$. However, this effect may become significant depending on the application or operating region, particularly when the voltage drop is large.

〈2•2〉 Zero-Current Voltage-Ratio Method The coupling coefficient is calculated using the primary- and secondary-side voltages at the instant when the instantaneous current becomes zero. Therefore, the influence of voltage drops caused by ESRs of the coils can be neglected in principle. For simplicity, this paper proposes the method where the secondary side is open-circuited.

Fig. 2 shows the voltage and current waveforms of each component under this condition. Assuming that the current i_{p} flowing through L_{p} satisfies $i_{\mathrm{p}}(t_0) = 0$, the voltages applied to L_p and L_s, denoted as $v_{\mathrm{p}}(t_0)$ and $v_{\mathrm{s}}(t_0)$, respectively, are given by

$$\begin{aligned} v_{\mathrm{p}}(t_0) &= L_{\mathrm{p}} \frac{di_{\mathrm{p}}(t_0)}{dt}, \\ v_{\mathrm{s}}(t_0) &= M \frac{di_{\mathrm{p}}(t_0)}{dt}. \end{aligned} \tag{4}$$

From the above equations, the coupling coefficient k can be expressed as

$$k = \frac{v_{\mathrm{s}}(t_0)}{v_{\mathrm{p}}(t_0)} \sqrt{\frac{L_{\mathrm{p}}}{L_{\mathrm{s}}}}. \tag{5}$$

It can be seen that the coupling coefficient can be measured independently of the coil ESRs.

3. Experimental Results

The measurement methods are compared under different quality factor Q_{s} conditions, and it is demonstrated that the proposed method can suppress measurement errors caused by voltage drops. Fig. 3 shows the measured results of the coupling coefficient. A core C055076A2 manufactured by *MAGNETICS* was used with a turn ratio of 1:1 between the primary and secondary coils. Fig.

©2026 IEE Japan

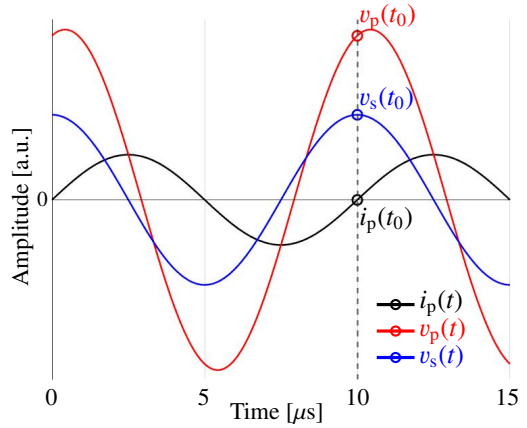
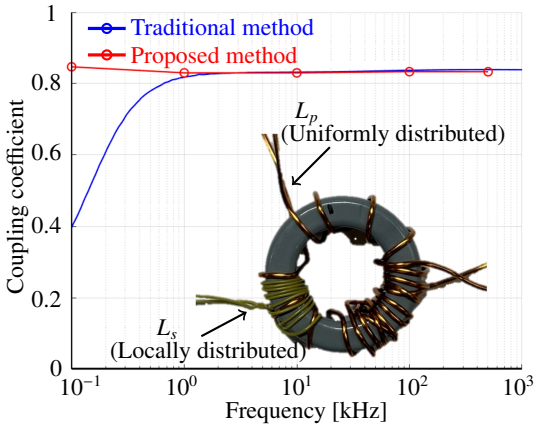
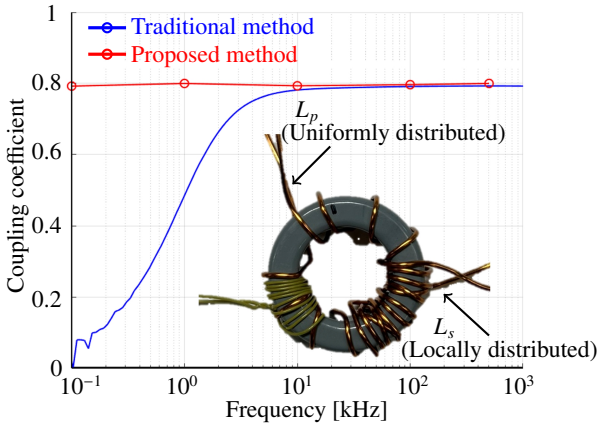


Fig. 2: Representative waveforms under the open-circuit condition of the secondary-side coil.



(a) Q_s = 5.3 at 1 kHz.



(b) Q_s = 0.77 at 1 kHz.

Fig. 3: Measured coupling coefficients obtained using the traditional/proposed methods.

3(a) shows the results obtained when the primary and secondary coils have the same wire diameter (Q_s = 5.3 at 1 kHz), whereas Fig. 3(b) shows the results obtained when the secondary coil has a smaller wire diameter than that of the primary coil (Q_s = 0.77 at 1 kHz).

In Fig. 3, in both conditions, the quality factor Q_s of the secondary-side coil significantly decreases as the frequency decreases. As a result, the condition $1/Q_s^2 \gg 1$ in (3) is no longer satisfied, and the coupling coefficient measured using the traditional open–short method decreases substantially. Since the coupling coefficient is inherently independent of frequency, these results indicate that the traditional method fails to accurately measure the coupling coefficient. In particular, as shown in Fig. 3(b), under the condition where the winding diameter is smaller and Q_s is further reduced, the traditional method cannot accurately measure the coupling coefficient even in the mid-frequency range of approximately 1 kHz. This issue poses a critical challenge for power electronics systems operating in the low- to mid-frequency range, which is typical of high-power applications.

In contrast, the zero-current voltage-ratio method yields a constant coupling coefficient regardless of frequency under both conditions. These experimental results are consistent with the theoretical trends, thereby demonstrating the effectiveness of the proposed method.

4. Conclusion

This paper proposed a coupling coefficient measurement method, referred to as the zero-current voltage-ratio method, in which the influence of voltage drops caused by the coil ESR and related factors can be neglected. Experimental results demonstrated that, in the frequency range below several kHz, where the quality factor significantly decreases, the conventional open-short method fails to measure the coupling coefficient, whereas the method enables stable measurement.

References

(1) Japanese Industrial Standards Committee: “C 5321:1997,” JIS C 5321, Japan, 1997.

(2) J. G. Hayes, N. O’Donovan, M. G. Egan, and T. O’Donnell :“Inductance characterization of high-leakage transformers,”Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2003), Vol. 2, pp. 1150–1156, 2003.

©2026 IEE Japan

鉄損に起因する磁束密度制約を考慮したDAB/LLCコンバータ用磁性材料の基礎検討

岡田　涼平*,　和田　圭二（東京都立大学）

A Fundamental Study on Magnetic Materials for DAB/LLC Converters Considering Flux Density Constraints Arising from Core Loss

Ryohei OKADA, Keiji WADA (Tokyo Metropolitan University)

1. 研究背景

Mn–Zn フェライトはパワーエレクトロニクスにおいて広く使用されてきた。一方，Fe 基ナノクリスタルは高い飽和磁束密度と高透磁率であり，小型コアで大きな電力伝送を可能とすることから今後の適用範囲拡大が注目されている。これまでに多様な高周波トランスの設計手法が報告されているが[(1)(2)]，適切な磁性材料・デバイスを体系的に選定する手法については，十分に議論されていない。また，コンバータ方式によってトランスの励磁方法は大きく異なるため，適切な磁性材料も異なる。

本論文では，Fig. 1 に示す DAB コンバータおよび LLC コンバータに用いられる高周波トランスを対象とし，磁性材料の選定手法を提案する。主要な材料パラメータとして，透磁率，飽和磁束密度，および鉄損に着目する。特に，透磁率および鉄損はいずれも強い周波数依存性を有しており，その特性は材料ごとに大きく異なる。そこで本論文では，フェライト材料（PC40@*TDK*）およびナノ結晶材料（FINEMET:FT-3M@*Proterial*）を対象として，実測された磁気特性データに基づき，励磁電流，損失，および体積の観点から評価を行う。

2. 磁性材料特性の解析方法

本論文では，飽和に加え損失による磁束密度の制限を考慮し，コアの最小体積を解析し，適切な磁性材料を評価する。Fig. 2 にその解析モデル及びフローを示す。下記にその詳細を示す。

〈2･1〉 コア形状の設定　はじめに，コア形状を設定する。本解析では Fig. 2(a) の正方形コアをモデルとする。また，断面積 A_e [m^2] をスイープ値とし，コアの窓面積 A_w は $A_\mathrm{w} = 4A_\mathrm{e}$ 一定としている。

〈2･2〉 制限磁束密度の解析　制限磁束密度 B_limit は，$B_\mathrm{limit} = \min(B_\mathrm{s},\ B_\mathrm{loss})$ で定義され，飽和磁束密度 B_s および損失限界となる磁束密度 B_loss で制限される。本稿では，コア損失 P_i [W] の上限を 300 mW/cm^3 としている。P_i は次式でモデル化できるため，B_loss を逆算できる。

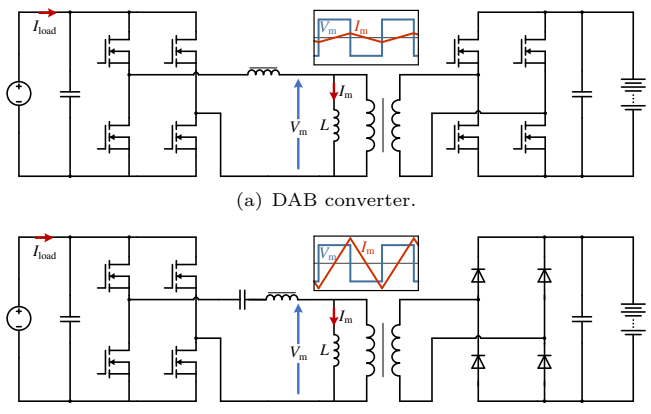
$$P_\mathrm{i} = K_1 f^\alpha B_\mathrm{loss}^\beta + K_2 f^2 B_\mathrm{loss}^2 \qquad (1)$$

K_1，K_2，α 及び β は，実測により得られたスタインメッツ係数である。

〈2･3〉 巻数および最大磁束密度の解析　巻数 N は次式で表すことができる。

$$N = \sqrt{L_\mathrm{m} l_\mathrm{e} / (\mu_0 \mu'(f) A_\mathrm{e})} \qquad (2)$$

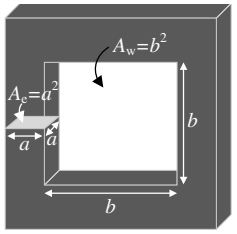
ここで，L_m は励磁インダクタンス，μ' は複素透磁率，μ_0 は真空の透磁率，l_e [m] はコアの実効磁路長を表す。この



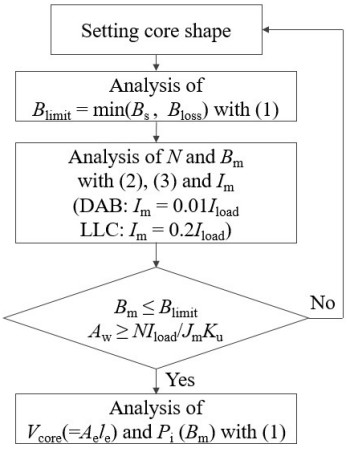
(a) DAB converter.

(b) LLC converter.

Fig. 1.　Target converters of this paper.



(a) Core model.



(b) Analysis flowchart.

Fig. 2.　Analysis procedure for evaluating core volume and core loss.

©2026 IEE Japan

とき，最大磁束密度 B_m は次式で計算できる。

$$B_\mathrm{m} = \mu_0 \mu' N \sqrt{2} I_\mathrm{m} / l_\mathrm{e} \qquad (3)$$

I_m は励磁電流の実効値を表す。LLC コンバータは，周波数制御により電力を調整するため，動作領域に依ってはDABコンバータよりも大きな励磁電流が流れる。本論文では，負荷電流 I_load に対する励磁電流の比を用いてこの状態を模擬する。DAB コンバータに対しては $I_\mathrm{m} = 0.01 I_\mathrm{load}$，LLC コンバータに対しては $I_\mathrm{m} = 0.2 I_\mathrm{load}$ と定義し，解析を行う。

〈2･4〉 損失及び最小体積の決定 $B_\mathrm{m} \leq B_\mathrm{limit}$ かつ $A_\mathrm{w} \geq N I_\mathrm{load} / (J_\mathrm{m} K_\mathrm{u})$ を満たせば，コア体積 V_core $(= A_\mathrm{e} l_\mathrm{e})$ とコアロス P_i (B_m) を式 (1) に基づいて計算する。ここで，J_m [A/m^3] は一次巻線の電流密度であり，K_u はコアの窓面積に対する一次巻線の占積率を表している。

3. DAB/LLC コンバータに適した材料の考察

Fig. 3(a) に，制限磁束密度 B_limit 及び異なる励磁条件における磁束密度 B_m の解析結果を示す。黒点線は両材料の B_limit を示しており，励磁電流が小さい（$I_\mathrm{m}/I_\mathrm{load} = 0.01$）ときは B_m が B_limit に届いていないが，励磁電流が大きい（$I_\mathrm{m}/I_\mathrm{load} = 0.2$）ときは B_m が B_limit と一致している。Fig. 3(a) より，Ferrite は 10 kHz 付近から B_limit が飽和磁束密度 $B_\mathrm{s} = 0.5$ T を下回って低下している。一方，FINEMET は，B_limit が 3 kHz 付近から $B_\mathrm{s} = 1.2$ T を下回り始め，さらに 60 kHz 以上の高周波数領域では Ferrite の B_limit を下回る。これらの結果は，高周波領域においては，磁束密度が飽和ではなく，鉄損によって制約されることを示している。したがって，高い飽和磁束密度を有する材料であっても，高周波動作時において必ずしもコア体積の低減に有利であるとは限らない。

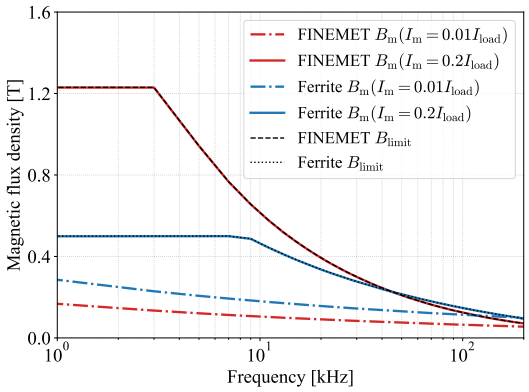
次に，Fig. 3(b) に，異なる励磁条件における最小体積の解析結果を示す。$I_\mathrm{m}/I_\mathrm{load} = 0.01$ の条件では，Ferrite を用いた場合に最小のコア体積が得られている。Fig. 3(a) から分かるように，本条件では両材料ともに磁束密度 B_m は飽和や損失による制約を受けていない。このため，高透磁率を有する Ferrite を用いることで，最小のコア体積が実現される。一方で，$I_\mathrm{m}/I_\mathrm{load}$ が増加すると，FINEMET のコア体積は Ferrite よりも小さくなっている。Fig. 3(a) に示したように，励磁電流が大きいとき，最大磁束密度 B_m は飽和や損失によって制約される。したがって，励磁電流が大きく流れる LLC コンバータに対しては，高い飽和磁束密度と低鉄損を両立する FINEMET が，最小のコア体積を実現する材料となりうる。

4. 結　論

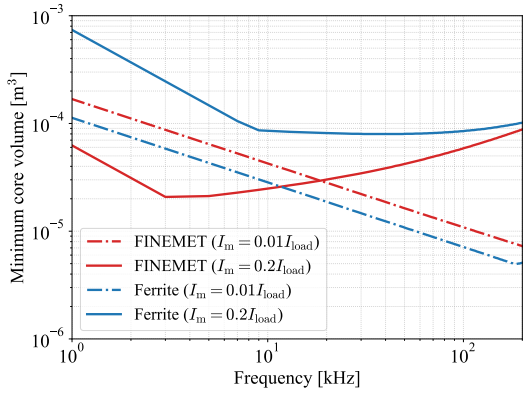
本論文では，磁性材料特性の実測データに基づき，励磁電流，鉄損及びコア体積の観点から，DAB コンバータおよび LLC コンバータに適した磁性材料・デバイスを選定する一指針を提案した。本解析では，DAB コンバータに対しては高透磁率な Ferrite が体積削減の観点で有利であり，励磁電流が大きい LLC コンバータに対しては高い飽和磁束密度と低鉄損を両立する FINEMET が適することがわかった。

Table 1. Circuit parameters and measured values.

Magnetizing voltage V_m	360 V
Load current I_load	2.8 A
Current density J_m	3.0 A/mm^2
Window fill factor K_u	0.3
Complex permeability μ' (100 kHz)	1140 (FINEMET)
Complex permeability μ' (100 kHz)	2299 (Ferrite)
Saturation flux density B_s	1.2 T (FINEMET)
Saturation flux density B_s	0.5 T (Ferrite)
$K_1 = 10.7$, $K_1 = 9.3 \times 10^{-4}$, $\alpha = 1.2$, $\beta = 2.1$ (FINEMET)	
$K_1 = 390.7$, $K_1 = 4.3 \times 10^{-4}$, $\alpha = 1.0$, $\beta = 2.8$ (Ferrite)	



(a) Limited and maximum flux densities.



(b) Core volume.

Fig. 3. Analytical results for flux density and core volume.

文　献

（1） Z. Guo, R. Yu, W. Xu, X. Feng and A. Q. Huang:“Design and Optimization of a 200-kW Medium-Frequency Transformer for Medium-Voltage SiC PV Inverters”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.36, No.9, pp.10548–10560(2021)
（2） N. Owada and K. Akatsu:“Design and Material Choice of High Frequency Transformers for Solid State Transformer”, *Proc. ICRERA 2024*, pp.1526–1531(2024)

©2026 IEE Japan

均質化 FEM と寄生成分回路の連成解析によるインダクタの共振現象解析

徃藏　銀之介*，坂井　拓斗，佐藤　佑樹，松本　洋和（青山学院大学）

Resonant Analysis of Inductors by Coupled Analysis with Homogenized FEM and Parasitic Circuits

Ginnosuke Okura, Takuto Sakai, Yuki Sato, Hirokazu Matsumoto (Aoyama Gakuin University)

１．はじめに

近年、回路の高周波化が進んでおり、磁気部品の高周波特性解析が重要となっている。特に、磁気部品の共振はシステム側へ影響を与えることがあるため、その推定は非常に重要である。高周波特性解析手法として Full-wave 有限要素法(FEM)が挙げられるが、微細なメッシュ分割が必要となり、解析時間の長大化が課題となっている。そこで本研究では均質化 FEM と寄生成分回路の連成解析法[1]を用いて磁気部品の共振解析を行なった。

２．解析手法

本手法では、均質化 FEM と寄生成分を模擬した回路の連成解析により高周波特性解析を実現する。本手法を模擬した等価回路図を Fig.1 に示す。磁気部品のコイルの各ターンにおける自己インダクタンス L_i やコイル間の相互インダクタンス M_{ij}、コイル抵抗 R_i、さらにコイル間の寄生キャパシタンス C_{ij} や寄生抵抗 R_{cij} を構造的に表した回路である。本手法では、準静電界解析により C_{ij}, R_{cij} を事前に算出する。その後、それらの値で構成した等価回路を L_i, M_{ij}, R_i を評価可能な均質化 FEM と強連成することで高周波特性の解析を行う。なお、コイル領域において均質化有限要素解析を使用するため、コイル領域に微細なメッシュは不要となる。

３．解析結果

Fig. 2 に本研究で解析した磁気部品とそのパラメータを示す。14 ターンの PCB コイルと EI コア(N87)で構成されている。インピーダンスの周波数特性については、Vector Network Analyzer による測定結果と広帯域にわたって良好に一致していることが確認された。Fig.4 に、本モデルの第一直列共振点である 21.9 MHz の電流分布を示す。図中の番号は 14 ターンの各コイルを示しており、各矢印はコイル間を流れる電流を示している。これより、コイル 2-13, 3-12, 4-11, 5-10, 6-9 間で大きな電流が流れていることが確認でき、これらは PCB 中を流れる変位電流と推察できる。また、4−11 間を介して、2 つの大きな電流ループを形成していることが確認できる。Fig. 5 に XX'面の磁束密度分布を示すが、これらの電流ループにより伴う磁束が発生

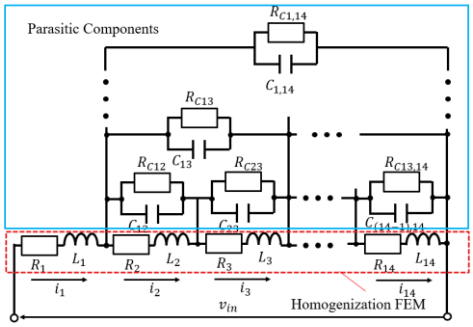


Fig.1 Coil equivalent circuit

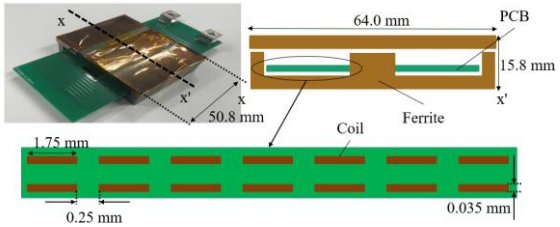


Fig.2 14 Turns PCB coil-based inductor

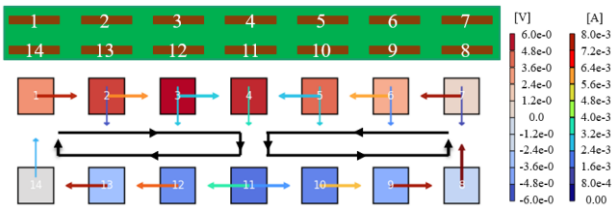


Fig.3 Current distribution

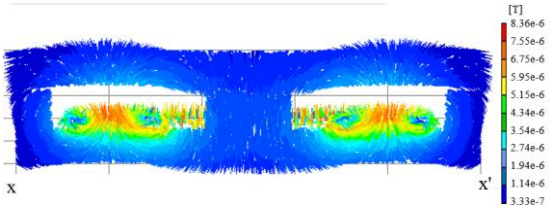


Fig.4 Magnetic flux density distribution

していることが確認できる。本手法により、その他の共振点においても同様に電流分布および磁束分布の解析が可能であることから、高周波領域における磁気部品の動作理解と最適設計に有効な手段となると考えられる。

文　献

(1) 佐藤，大友，五十嵐:「均質化と回路解析を併用したパワエレ用磁気部品の高周波有限要素解析」，電気学会静止器回転機合同研究会, SA-25-095, RM-25-107, 2025.

©2026 IEE Japan

差動接続切替を用いた相互誘導コイルの過渡エネルギー再分配特性

吉田　義昭*（広島工業大学）

Transient Energy Redistribution Characteristics of Mutually Coupled Coils Using Differential Switching

Yoshiaki Yoshida (Hiroshima Institute of Technology)

１．はじめに

電力変換回路において，コイルは磁気エネルギーの蓄積および放出を担う基本要素である。特に相互誘導コイル系では，スイッチングに伴う過渡状態において，定常状態とは異なる磁気エネルギーの再分配が生じる可能性がある。

著者らはこれまで，相互誘導コイルを差動接続に切替えた時に生じる過渡状態のエネルギー再分配特性を検討してきた[1]。本研究では，二次側にコンデンサを付加した相互誘導コイルを対象に，LC 共振を考慮した差動接続切替時の過渡エネルギー再分配特性を検討する。

本報告では，主として LTspice を用いた回路シミュレーションによりエネルギー再分配特性の解析を行う。あわせてコイル 1 の電圧・電流波形の実測から得られる電力波形を示すことで，解析結果の妥当性を確認する。

２．回路構成と解析方法

図 1 にシミュレーションに用いた回路構成を示す。電圧，電流の符号は，矢印の向きを正と定義する。切替スイッチ S_1, S_2 は理想スイッチとする。コイル L_1, L_2 の鉄損抵抗（R_{m1}, R_{m2}）は線形であると仮定した。また，抵抗 r_1，r_2 はコイルの巻線抵抗（r_1’，r_2’）と外部抵抗（R_1，R_2）を含む。また，コンデンサ C_2 の誘電損は無視した。

図 2 に実験回路の外観を示す。S_1 は P チャネル MOSFET（2SJ410）を用いた。S_2 は N チャネル MOSFET（TK20A60U）を用いた。L_1，L_2 の鉄心はフェライトコア（N30，B64290L0084X830）である。単安定マルチバイブレータ（一定時間 t_A の信号を発生）の出力信号 Q, $\overline{Q}$ とバイポーラトランジスタ（2SC1815）でゲート駆動回路を構成し，S_1 と S_2 の ON-OFF を交互に行う。表 1 に回路条件を示した。

回路の動作手順は以下のとおりである。最初に，S_2 を OFF し，S_1 を ON（導通時間 $t_A = 143$ μs）して，L_1 に通電する（$0 \le t \le t_A$）。次に，S_1 を OFF すると同時に S_2 を ON し，L_1 と L_2 を差動接続に切り替える（$t_A < t \le t_{end}$）。

シミュレーションは，時間刻み 10 ns で t_{end}（＝1 ms）まで計算し，L_1，L_2，C_2 の電圧・電流の瞬時値を求める。瞬時電力を時間積分して各素子のエネルギーを算出する。切替直前の各素子のエネルギーを W_{L1A}，W_{L2A}，W_{C2A} とし，その合計を W_A とする。切替後（$t_A < t \le t_{end}$）の各素子のエネルギーを W_{L1}，W_{L2}，W_{C2} とする。このとき，切替によるコイルのエネルギーの再分配効率 η を次式で定義する。

$$\eta = -\frac{W_{L1A} + W_{L1}}{W_A} = \frac{W_{L2A} + W_{L2}}{W_A} \qquad (1)$$

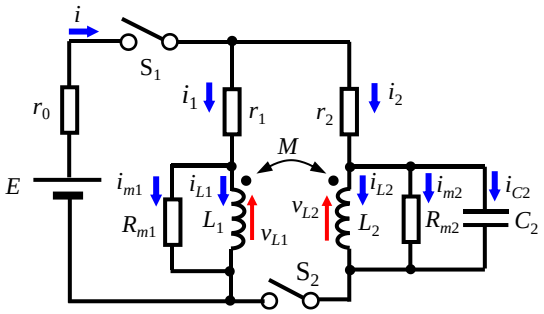


図 1　回路構成（シミュレーション用）

Fig. 1.　Circuit configuration for simulation

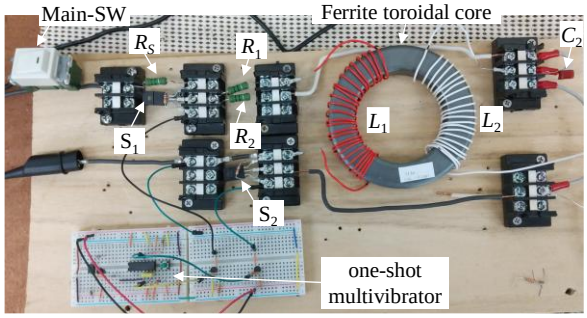


図 2　実験回路の外観

Fig. 2.　Photograph of experimental circuit

表 1　回路条件

Table 1.　Circuit conditions

Simulation		Experiment	
E	6 V		
r_0	6.6 Ω	R_S	1 Ω
r_1, r_2	1.1 Ω	R_1, R_2	1 Ω
L_1	3.2 mH (N_1 = 25 turns)		
L_2	2.248 mH (N_2 = 21 turns)		
$k = M/\sqrt{L_1 L_2}$	0.992		
R_{m1}, R_{m2}	2.4 kΩ	-	
C_2	1 μF		

©2026 IEE Japan

ここで定義した再分配効率は，切替前に系に蓄積されたエネルギーを基準として，切替によりコイル間で生じた正味のエネルギー移動量を規格化した指標である。

３．シミュレーション結果

図 3 は，シミュレーションで得られた電圧，電流および電力の瞬時波形である。S_1 を ON した直後に，0.4 A をピークとする突入電流が発生し電圧は急変する。これは，C_2 に突入電流が流れるためである。突入電流が発生した後は，L_1 の電流はゆるやかに増加する。

差動接続に切り替えると，電圧，電流ともに一旦大きく振動し，その後，減衰振動する。電流ピークの大きさは切替前よりも大きな値を示す。電圧は負方向に大きなピークを示す。これは，回路の合成インダクタンスの低下と C_2 の影響によると考えられる。差動接続のためコイルの電流（i_{L1} と i_{L2}）は互いにほぼ逆相関係にある。一方，コイルの電圧（v_{L1} と v_{L2}）はほぼ同相関係にある。このため，コイル 1 の電力の符号は負であり（蓄積したエネルギーを放出する），L_2 の電力の符号は正である（エネルギーを受け取る）。

表 2 にエネルギーの再分配特性を示す。切替前後で全体のエネルギーは変わらないが，再分配効率は，η = 493% (= 417.5 μJ/84.65 μJ)と大きな値を示す。これはコイル間で過渡的に大きなエネルギーの移動が発生したことを示唆する。

４．実験結果および考察

差動接続切替時の過渡挙動を確認するため，図 2 に示した実験回路を用いて簡易な実験を行った。実験では，コイル 1 の両端電圧および電流波形を測定した。図 4 に，差動接続切替時におけるコイル 1 の電圧，電流および電力波形を示す。切替後，電圧と電流の位相関係が変化し，電力の符号が反転することで，コイル 1 からエネルギーが過渡的に大きく移動する挙動が確認された。この挙動は，図 3 のシミュレーション結果と概ね一致する。以上より，本研究の回路モデルとシミュレーション結果は，差動接続切替時の過渡エネルギーの再分配挙動を適切に表現していると考えられる。再分配効率算出のための詳細な測定は今後の課題である。

５．まとめ

本研究では，二次側にコンデンサを付加した相互誘導コイルを対象に，差動接続切替時の過渡エネルギー再分配特性を検討した。LTspice を用いた回路シミュレーションにより，再分配効率が大きくなる条件が示された。さらに，実測波形との比較により，シミュレーション結果の妥当性を確認した。詳細な測定と解析は今後の課題である。

本研究の一部は，公益財団法人津川モーター研究財団の研究助成によって行われました。

文　献

(1) Y. Yoshida et al. : IEEJ-JIA, Vol. 14, No. 6, pp. 888-901 (2025)

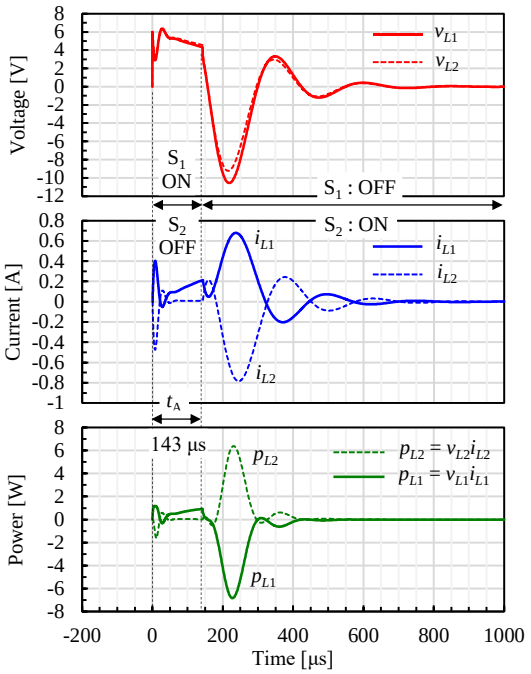


図 3　電圧・電流・電力の波形（シミュレーション値）
Fig. 3.　Waveforms of voltage, current and power by simulation

表 2　エネルギー再分配特性（シミュレーション値）
Table 2.　Energy redistribution characteristics by simulation

	S_1 ON & S_2 OFF ($0 \le t \le t_A$)		S_1 OFF & S_2 ON ($t_A < t \le t_{end}$)		Sum
L_1	W_{L1A}	85.71 μJ	W_{L1}	-503.2 μJ	-417.5 μJ
L_2	W_{L2A}	-7.544 μJ	W_{L2}	425.0 μJ	417.5 μJ
C_2	W_{C2A}	6.480 μJ	W_{C2}	-6.478 μJ	0.002 μJ
Sum	W_A	84.65 μJ	W	-84.64 μJ	0.0088 μJ

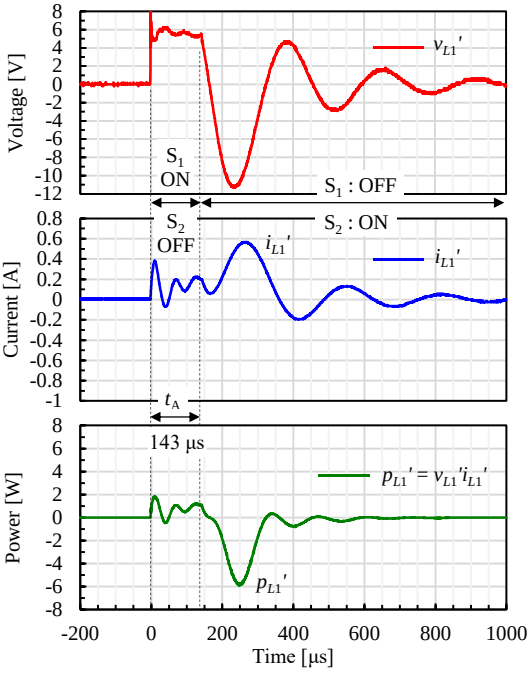


図 4　電圧・電流・電力の波形（実測値）
Fig. 4.　Measured waveforms of voltage, current and power

©2026 IEE Japan

交流通電損失を低減するリッツ線の試作と評価

井上　良太*，巴山　脩，下出　恒志，植田　浩史，金　錫範（岡山大学）

Development and Performance Evaluation of Litz Wires for Reducing AC Transport Current Loss

Ryota Inoue, Syu Hayama, Koshi Shimode, Hiroshi Ueda, SeokBeom Kim (Okayama University)

１．まえがき

近年，急速充電可能な非接触給電システムの実現に向けて，低損失なリッツ線が求められている。その一方で，リッツ線は線材メーカーのノウハウで製作されるため，低損失なリッツ線の導体構造が不明確であった。そこで本研究では，全素線の軌跡を考慮したリッツ線の等価回路モデル(1)に着目し，低損失なリッツ線の開発を進めている。これまでに，リッツ線の導体構造の違いが交流抵抗に与える影響について検討し，交流通電損失を低減するリッツ線の設計指針を提案した(2)-(3)。その一方で，提案する設計指針の有効性に関して，実験的な検証が不十分であった。そこで本発表では，提案する設計指針に従ってリッツ線を試作し，その交流通電損失特性を評価した。

２．提案するリッツ線の導体構造

提案するリッツ線の設計指針の概要は以下の通りである。

・複数段のサブケーブルで構成する。また，特に 1 次サブケーブルを構成する銅素線の本数を減らす。
・最終次サブケーブルの撚り向きは，最終次以外のサブケーブルと逆向きにする。

本検討では，提案する設計指針に従い，100 kHz で 10 A 通電を目標とするリッツ線を試作した。図 1 および表 1 に，試作したリッツ線と市販リッツ線の外観および導体構造を示す。ここで，リッツ線の撚り方の違いが交流抵抗に与える影響を明確にするため，試作したリッツ線と市販リッツ線における素線径および素線本数（導体断面積）は，概ね同様とした。なお，各リッツ線の交流抵抗は，インピーダンスアナライザ（E4990A）を用いて測定した。

３．結果および考察

図 2 に，試作したリッツ線および市販リッツ線の規格化抵抗（R_{ac}/R_{dc}）の実験結果と等価回路モデルによる計算結果の比較を示す。また，100 kHz 時における試作したリッツ線線の規格化電流分布（$|I_{ac}|/|I_{dc}|$）の計算結果を示す。ここで，R_{ac} は交流抵抗，R_{dc} は直流抵抗，I_{ac} は交流電流，I_{dc} は直流電流である。図 2 より，試作したリッツ線の規格化抵抗は，設計値の 100 kHz 付近の周波数領域において，直流抵抗に近い値を示した。これは，提案する設計指針に従ってリッツ線を設計することで，試作したリッツ線内部の電流分布が均一となり（図 2 右），交流抵抗を大幅に抑制したためと考えられる。その一方で，市販リッツ線の規格化抵抗は，周波数の増加と共に増加した。これは，特に 1 次サブケーブルを構成する銅素線の本数が多く，リッツ線内部の電流分布が不均一となるためと考えられる。

以上より，提案する設計指針に従って試作したリッツ線は，市販リッツ線に比べて低損失となることがわかった。したがって，提案する設計指針は，リッツ線の低損失化に有効であることを明らかにした。



(a)　Proposed Litz wire　　(b)　Commercial Litz wire

Fig. 1. Photographs of Litz wires.

Table 1.　Conductor structure of the Litz wires

Litz Wire Type	Proposed Litz wire	Commercial Litz wire
Number of strands N (N_1×N_2×N_3×N_4×N_5)	1024 (4×4×4×4×4)	1000 (40×5×5)
Strand diameter D_s (mm)	0.05	
Twist direction	S / S / S / S / Z	S / S / S
Twist pitch length (mm) (P_1 / P_2 / P_3 / P_4 / P_5)	3 / 6 / 10 / 24 / 24	Unknown
Conductor length l (m)	1.0	

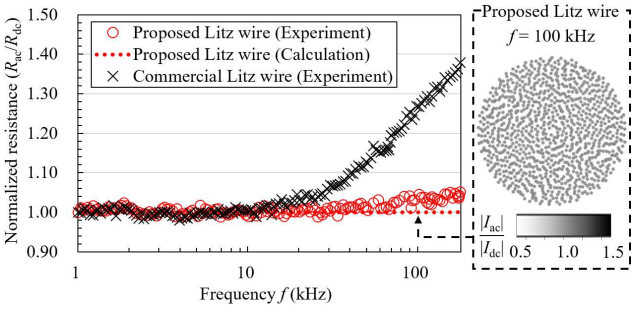


Fig. 2. Experimental and calculated results of the normalized resistance (R_{ac}/R_{dc}) in the Litz wires as a function of frequency f, and calculated results of the normalized current distribution ($|I_{ac}|/|I_{dc}|$) of all strands in the proposed Litz wire.

文　献

(1) 阿部吉三 他：2024 年電気学会産業応用部門大会，1-109 (2024)
(2) R. Inoue et al.：Energy Conversion Conference and Expo 2024, 10.1109/ECCE55643.2024.10861866 (2024)
(3) 井上良太 他：2025 年電気学会産業応用部門大会，1-114 (2025)

©2026 IEE Japan

基板の回路パターンが電流アンバランスに与える影響の実験的検証

藤岡　祐希*，野村　勝也　(関西学院大学)
澤田　高志，只野　博，塩﨑 宏司　(名古屋大学)

Experimental Verification of Effect of Circuit Pattern on Current Imbalance in Circuit Board

Yuki Fujioka, Katsuya Nomura (Kwansei Gakuin University),
Takashi Sawada, Hiroshi Tadano, Koji Shiozaki (Nagoya University)

１．まえがき

EV などの大電力を扱う回路では半導体デバイスが並列に接続されるが，各デバイスで流れる電流が異なる電流アンバランスが生じることがある。そのため特定のデバイスに集中して電流が流れることで偏った負荷がかかり，デバイスの寿命を縮めてしまう。そこで回路パターンが電流アンバランスに与える影響を実験により検証する。

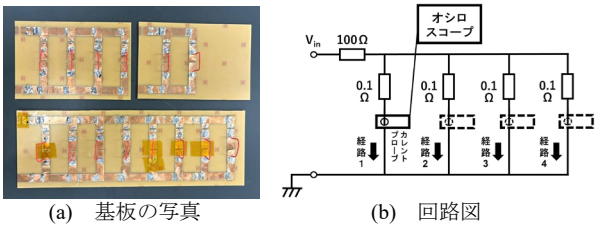
２．方法

図 1(a) に作製した基板を示す。2・4・8 並列の 3 種類の回路を，片面銅張基板の紙フェノール面に，幅 10mm の銅テープを貼付して作製した。なお 3 つ基板で，上下の経路の間隔は 75mm，各経路の間隔は 35mm で統一し，上下の経路は銅面に接続した。また，銅テープを切り取り，直列に約 100Ω（499Ωを 5 並列）のチップ抵抗を接続し，各経路に半導体デバイスの on 抵抗に見立てた 0.1Ω のチップ抵抗を接続した。さらにカレントプローブでの電流測定用ワイヤを各経路に設けた。

図 1(b) に 4 並列での回路図を示す(2･8 並列でも同様)。電源について，直流では安定化電源を用いて$V_{in} = 10$Vと設定し，交流ではファンクションジェネレータで$V_{pp} = 10$Vの正弦波を生成し，周波数を変更して実験を行った。なお，電流測定際は 1 本のカレントプローブを取り換え行った。

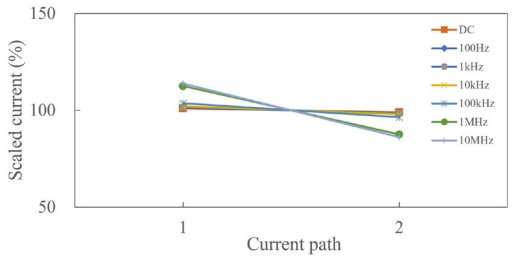
３．結果

図 2 に電流アンバランスの測定結果を示す。なお，横軸は測定した電流の経路，縦軸は電流平均値を 100%として百分率に換算した値を用いた。これらを比較すると，並列数に関係なく電源に近い経路に電流が集中しており，これは電源に近いと経路長が短く，銅テープによる抵抗値が小さいためと考えられる。また，DC では 100Hz と比べても電流アンバランスは概ね改善され，交流では周波数が上昇すると，特に 10kHz から 1MHz の間で電流アンバランスが悪化している。これは回路に寄生抵抗や寄生インダクタンスが存在しており，分流の比率が変わるためと考えられる。さらに，並列数が増加すると，特に電源に近い経路で電流アンバランスが悪化する。これは経路が増えると，電源から遠く電流が流れにくい経路の数が増えるため，電流の平均値が下がり，相対的な電流が大きくなったためと考えられる。

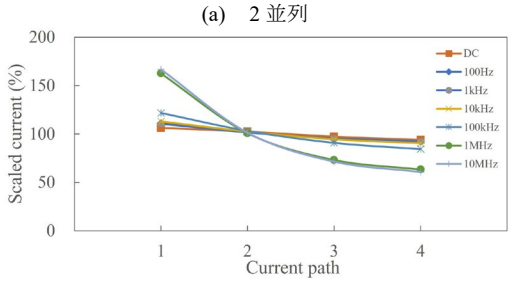


(a)　基板の写真　　(b)　回路図

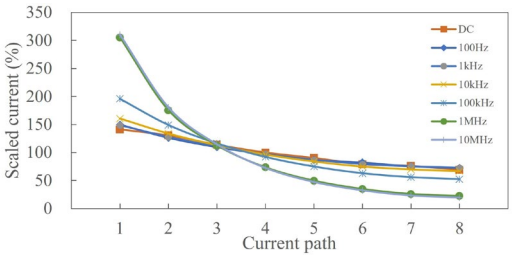
図 1 実験で使用した基板と回路図
Fig.1. Circuit board and diagram used in experiment



(a)　2 並列



(b)　4 並列



(c)　8 並列

図 2 電流アンバランスの測定結果
Fig.2. Measured results of current imbalance

©2026 IEE Japan

絶縁型負荷非依存 E² 級 DC-DC コンバータにおけるトランス設計

大里　辰希*，松野　祐樹，菊池　祐介(兵庫県立大学)

Transformer design for isolated load-independent class-E² DC–DC converter

Tatsuki Osato, Yuki Matsuno, Yusuke Kikuchi (University of Hyogo)

１．研究背景と目的

E² 級 DC-DC コンバータはインバータ部および整流部において，ソフトスイッチングを達成するため，MHz 帯の動作周波数においても高い電力変換効率を実現する．一方で，負荷変動に大きく依存し，定格負荷から変動が起きると最適状態から外れ，回路性能が著しく低下する．そのため，一般的に出力電圧を一定に保つための制御回路を実装することが多い．

このような背景の中，DC-DC コンバータ向けの技術として，負荷変動に対して一定の出力電圧と零電圧スイッチング(Zero Voltage Switching：ZVS)条件を同時に実現する負荷非依存動作が注目されている．負荷非依存動作を有する E² 級 DC-DC コンバータを設計する上で，文献(1)では，負荷非依存 E 級同期整流器に必要な入力電流源の条件が解析的に明らかにされており，整流器の等価抵抗に一定の電圧がかかる入力電流源が必要である．この条件を満たす電流源として負荷非依存 E 級インバータが挙げられる．負荷非依存 E 級インバータは負荷変動に対して出力電圧が一定かつ ZVS 条件を達成する．この負荷非依存 E 級インバータと負荷非依存 E 級同期整流器を組み合わせることで，負荷抵抗の変動に依存せず，一定の出力電圧と ZVS 条件を満足する E² 級 DC-DC コンバータが設計できる．文献(2)では，負荷非依存動作を適用した E² 級 DC-DC コンバータが提案されている．しかし，時比率の制御のみでは，昇降圧できる範囲には限界がある．また，非絶縁型であるため，安全性についても考慮する必要がある．

本論文では，負荷非依存 E 級インバータと負荷非依存 E 級同期整流器から構成される負荷非依存 E² 級 DC-DC コンバータにトランスを実装した絶縁型負荷非依存 E² 級 DC-DC コンバータの設計法を提案する．提案される絶縁型負荷非依存 E² 級 DC-DC コンバータでは，与えられた条件を用いることで，負荷非依存動作を実現する．シミュレーション結果より負荷変動に対して，一定の出力電圧と ZVS 条件を達成できることを確認し，設計法の妥当性を示す．

２．E² 級 DC-DC コンバータのトランス設計

負荷非依存 E² 級 DC-DC コンバータにトランスを実装する場合，インバータ部と同期整流部の間に磁気結合素子が挿入されるため，巻数比が負荷非依存動作に与える影響を考慮する必要がある．負荷非依存 E 級インバータは負荷変動に対して出力電圧が一定となる特性を有し，この電圧はトランスを介して巻数比に応じて二次側に伝達される。したがって，巻数比を適切に設計することで，同期整流器側に必要な等価入力条件を満足させることができる．その結果，トランスを介した場合においても，負荷非依存 E 級同期整流器の共振条件が維持され，負荷変動に対して ZVS 条件および一定の出力電圧を同時に達成する絶縁型負荷非依存 E² 級 DC-DC コンバータが実現できる．

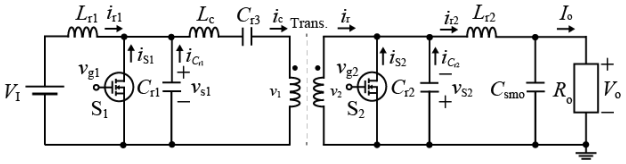


図 1 絶縁型負荷非依存 E² 級 DC-DC コンバータの回路図
Fig.1. Circuit topology of isolated load-independent class-E² DC-DC converter

３．まとめ

本研究では，負荷非依存 E 級インバータと負荷非依存 E 級同期整流器から構成される絶縁型負荷非依存 E² 級 DC-DC コンバータの設計を行った．インバータと整流部の間にトランスを実装することで，設計の自由度が大幅に向上できる．シミュレーション結果より負荷変動に対して，一定の出力電圧と ZVS 条件を達成できることを確認し，設計法の妥当性を示した．

文　献

(1) 大里辰希，アスヤ，魏秀欣，朱聞起，グエンキエン，関屋大雄：電子情報通信学会通信ソサイエティ和文論文誌，vol.J104-B, no.2, Feb. 2021.

(2) 大里辰希，菊池祐介：電気学会 産業応用部門大会，vol. 5-26, pp.169-174, Aug. 2024.

©2026 IEE Japan

三相 DAB コンバータにおける 動作条件に着目したトランス設計法

大野　貴志*，渡辺　大貴，伊東　淳一（長岡技術科学大学）

Parameter Design Method of a Three-Phase DAB Converter Focused on Transformer Volume Reduction

Takashi Ohno, Hiroki Watanabe, and Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

１．はじめに

近年，AI サーバーやクラウドサービスの普及に伴い，データセンターの大規模化が急速に進んでおり，これに対応する電源装置にも大容量化が求められている。特に大規模設備においては体積削減が重要な課題の一つである。

上記の電源には絶縁型 DC-DC コンバータが採用されており，体積削減には高効率化や受動素子の設計が重要となる。中でも高周波トランスやインダクタはパワー密度に大きく影響する素子であるが従来の設計法では損失解析に基づいて巻数比やインダクタンスを決定している[1]。しかし損失はスイッチングデバイスの導通損失とスイッチング損失の割合や磁気部品の鉄損と銅損の割合などが材料特性や素子構造に強く依存するため，同一パラメータにおいても必ずしも最適ではなく，普遍的な設計が困難である。

本論文では，三相 DAB コンバータにおいて高周波トランス体積を最小化するためのパラメータ設計法を提案する。提案する設計法では，回路の動作特性を考慮することでトランス巻数比および直列インダクタンスを体系的に設計できる。エリアプロダクトに基づく評価により，トランス体積を 5.3%低減できることを確認した。

２．回路構成

図 1 に三相 DAB コンバータの回路図を示す。本回路は高周波三相インバータと三つの単相トランスで構成される。トランスの結線方式については Y-Y 結線とし，励磁インダクタンスは L_{dab} と比較して十分に大きくなるように設計する。制御方式はスイッチングデバイスの Duty 比を 0.5 とし，ブリッジ間の位相のみを調整する Single Phase Shift (SPS)制御を採用する。

３．設計手法

＜3・1＞エリアプロダクト(AP)法　　本論文ではトランスを AP 法[2]により設計する。ファラデーの法則および，巻線の電流密度および占積率の関係から三相 DAB コンバータの AP は(1)式で表される。

$$AP_{Tr} = \frac{k_w V_o \left(N_{tr} I_u + I_r \right)}{9 B_{\max} J_{\max} f_s} \quad \cdots\cdots (1)$$

ここで，k_w は巻き線係数(=3)，V_o は出力電圧，N_{tr} はトランス巻数比(n_1/n_2)，I_u は u 相電流の実効値，I_r は r 相電流実効値，B_{max} は設計上の最大磁束密度(=0.1 T)，J_{max} は設計上の最大電流密度(=4 A/mm^2)，f_s はスイッチング周波数である。

また，トランス体積と AP の関係は(2)式で表される。

$$Vol = k_{geom} \left(AP_{tr} \right)^{0.75} \quad \cdots\cdots (2)$$

ここで，k_{geom} はコアの構造係数である。構造係数は選定するコア形状に左右されるが，本論文では AP の設計に主眼を置いているため，具体的な数値について言及はしないが，体積比較の際は k_{geom} が同一と仮定して取り扱う。

＜3・2＞パラメータ設計　　図 2 にパラメータ設計フロー

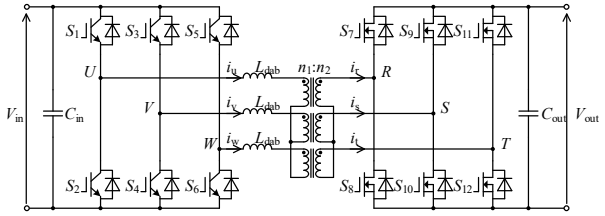


Fig. 1 Circuit configuration of the three-phase DAB converter.

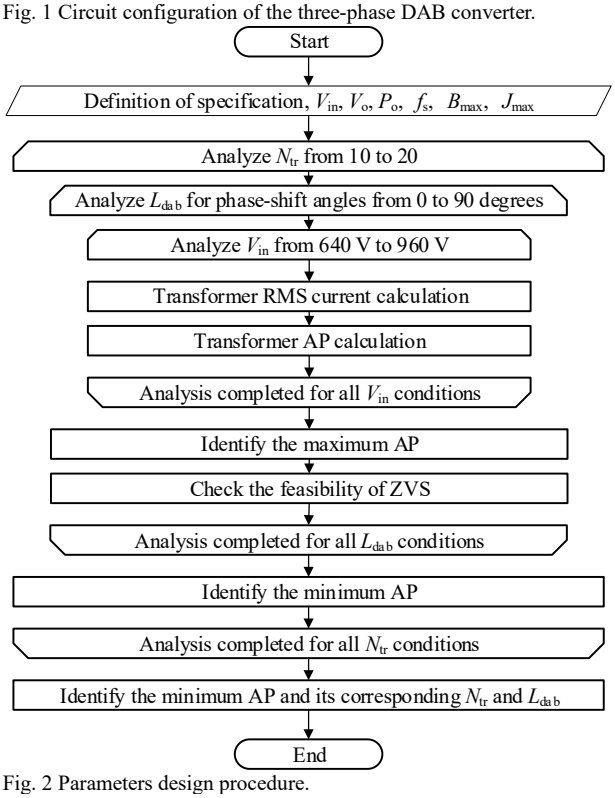


Fig. 2 Parameters design procedure.

©2026 IEE Japan

を示す。本設計法は，トランス巻数比および直列インダクタンスを設計変数とし，トランス体積の指標である AP を評価指標として最適化を行う。はじめにトランス巻数比(N_{tr}=10~20)を設定し，ブリッジ間位相差が理論上最大電力となる 90 度までの範囲で直列インダクタンスを与える。次に，入力電圧 640~960 V における AP を算出し，その最大値を抽出する。これが，それぞれの巻数比およびインダクタンス値に対応した AP 値となる。この手順を巻数比 10~20 およびそれぞれのインダクタンス値に対して繰り返し，得られた AP 値を比較することで最適なトランス巻数比とインダクタンス値の組合せを得る。なお，直列インダクタンス値が小さく一部の動作点が ZVS 条件を逸脱する場合は，該当する設計パラメータを評価対象から除外している。

図3に直列インダクタンスを変化させた際の AP 特性を示す。特性の実線は ZVS 条件を満たす点であり，入力電圧範囲内のいずれかで ZVS 条件を満たさない場合は破線で示している。ZVS 条件を考慮しない場合，巻数比 12，直列インダクタンス 59.1 μH において AP が最小となった。また，ZVS 条件を考慮すると，巻き数比 15，直列インダクタンス 68.2 μH において AP が最小となった。ここで，ノミナル電圧で電圧比がおよそ 1:1 となる巻数比 17 の場合と比較すると，巻き数比 15 で設計することで AP は 3189 cm^4 から 2965 cm^4 へと約 7%低減し，(2)式より体積は約 5.3%低減可能と見積もられる。

図 4 にそれぞれの設計パラメータ(トランス巻数比とインダクタンス値の組合せ)における定格電力動作点と ZVS 境界の関係を示す。青線は入力電圧 860 V 以上の電圧条件でハードスイッチング(HSW)となるが，AP は最小となる設計点である。赤線は定格電力時に全電圧条件で ZVS が成立し，かつ AP が最小となる設計パラメータの動作点である。緑線はノミナル電圧 (V_{in}: 800 V, V_o: 48 V)において電圧比が 1 に最も近い巻数比 17 での AP 値の最小条件である。

＜3・3＞半導体損失解析　　図 5 に巻数比 12，15，17 における損失解析結果を示す。損失解析には，一次側に三菱電機製 IGBT モジュール CM150DY-34T (1700 V, 150 A)，二次側に MOSFET モジュール FM600TU-07A (75 V, 300 A)を用いた。なお，二次側 MOSFET は各相 6 並列構成とした。損失解析の結果，ノミナル電圧条件においては巻き数比 17 が最も損失が小さく，2.2 kW となった。

ZVS 条件を考慮していない巻数比 12 の条件では，V_{in} = 860 V 以降において二次側デバイスがハードスイッチングとなり，スイッチング損失が増大する。その結果，最大損失は V_{in} = 960 V 時の 3.1 kW となった。また，ノミナル電圧条件で最も低損失となった巻数比 17 の条件では，低入力電圧側で損失が増大し，最大損失は V_{in} = 640 V 時の 3.3 kW となった。これに対し，ZVS 条件を考慮し，かつ AP が最小となる巻数比 15 の条件では，最大損失は V_{in} = 640 V 時の

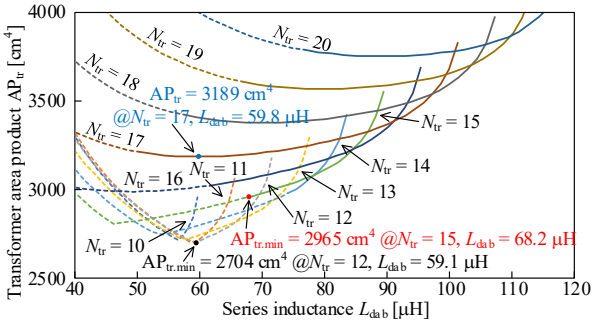


Fig. 3 Area product for each transformer turns ratio and inductance

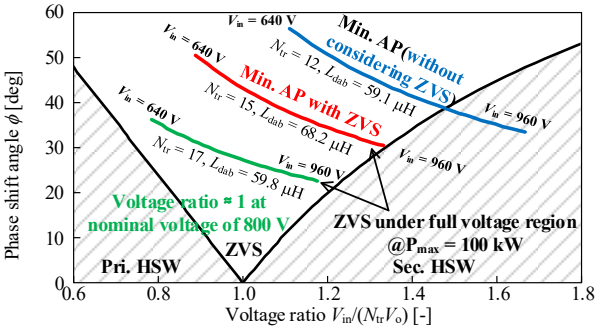


Fig. 4 Relationship between rated power operating points and ZVS boundaries for each designed parameter

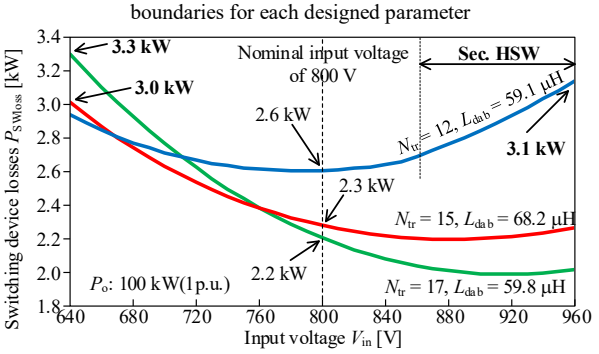


Fig. 5 Semiconductor loss analysis results under different transformer turns ratios of 12, 15, and 17.

3.0 kW となり，検討した条件の中で最も小さい値となった。以上より，本提案の設計手法を用いることで，トランス体積の低減に加え，スイッチングデバイスの最大損失を抑制でき，冷却器の小型化も期待できることが示された。

本論文では，三相 DAB コンバータにおいてトランス体積削減を目的としたパラメータ設計手法を提案した。ZVS を考慮した AP 最小化によりトランスの小型化に加えて，冷却器小型化の可能性を示した。今後は，理論の妥当性を実機により検証する予定である。

文　献

(1)H. Choi, et al., IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 68, no. 3, pp. 1828-1840. (2021)
(2)T. Ohno, et al., 2025IFEEC., pp. 208-213. (2025)

©2026 IEE Japan

負荷の誘導成分で電圧制御を行う 非共振形 AC-AC コンバータの動作検証

河原林 拓勇 *, 米田 昇平 （東京海洋大学）

Experimental Verification of a Non-Resonant AC–AC Converter Using Load Inductance for Voltage Control

Takuo Kawarabayashi, Shohei Komeda (Tokyo University of Marine Science and Technology)

1 まえがき

誘導加熱は，加熱コイルを介して電気エネルギーを熱エネルギーに変換する技術である。一般的には，負荷である加熱コイルの誘導成分を除去するために，共振コンデンサを用いて共振形とする。一方で，加熱コイルの誘導成分により電圧制御を行う非共振形も検討されている [1, 2, 3]。文献 [3] では，交流直接変換かつ非共振動作を実現する回路方式が提案されているが，電圧制御についての実験による評価が十分でない。

本論文では，負荷の誘導成分で電圧制御を行う非共振形 AC-AC コンバータ [3] に対して，その電圧制御を実験により検証する。以下では，回路構成と電圧制御の特性を述べ，100 V, 1 kW の実験回路により，スイッチのデューティ比によるフィルタコンデンサの電圧制御および電力の制御について確認する。

2 実験回路

図 1 に実験回路の構成を，表 1 に回路定数を示す。実験回路は，商用周波数の交流電源に 2 つのハーフブリッジの出力端子をそれぞれ接続し，各ハーフブリッジの正側端子間に誘導加熱負荷を接続した構成である [3]。この回路は，共振コンデンサを持たず，スイッチのデューティ比と加熱コイル（負荷）の誘導成分によりハーフブリッジのフィルタキャパシタ電圧を制御する。その結果，負荷に流れる電流の振幅（加熱コイルの電流リプル）も増加し，電力を制御できる。このとき，商用周波数の交流を直接高周波の交流に直接変換しつつ，電源電流も正弦波にできる。

3 電圧制御とその特性

実験回路は，加熱コイル（負荷）の誘導成分を用いて，ハーフブリッジのフィルタコンデンサの電圧を制御する。電源電圧 v_s の極性が正 ($v_\mathrm{s} > 0$) の時，デューティ比に応じた電圧が下側ハーフブリッジのフィルタコンデンサ電圧 v_c2 に現れる。ここで，回路の抵抗成分を無視すると，v_c2 は昇圧チョッパの出力コンデンサと同様に考えることができ，

$$v_\mathrm{c2} = \frac{1}{1-d} v_\mathrm{s} \quad (v_\mathrm{s} > 0) \tag{1}$$

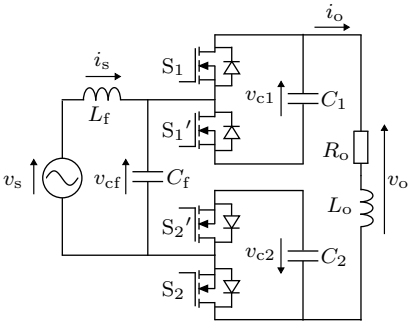


図 1 実験回路の構成 [3]

Fig. 1. Configuration of Experimental circuit.

表 1 実験における回路定数

Fig. 1. Circuit parameters in the experiment.

AC line voltage	V_s	100 V
AC line frequency	f_s	50 Hz
AC line rated power	P	1 kW
Inductor of ac-line filter	L_f	300 μH
Capacitor of ac-line filter	C_f	4.0 μF
Filter capacitor of half bridge	C_1, C_2	4.0 μF
Inductance of the work coil	L_o	24 μH
Equivalent resistance of the load	R_o	1.6 Ω
Switching frequency	f_sw	34 kHz

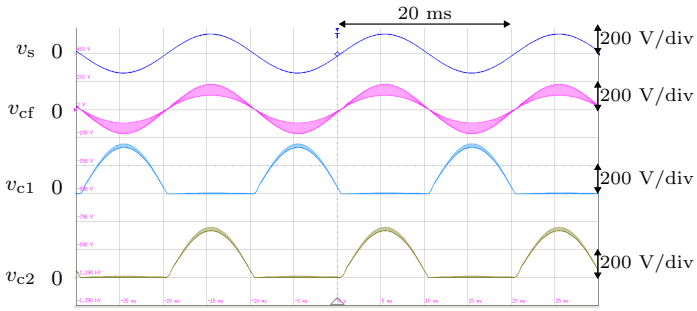
と表せる [3]。ただし，d はスイッチ S_2 のデューティ比である。電源電圧 v_s の極性が負 ($v_\mathrm{s} < 0$) の時は，スイッチ S_1 のデューティ比に応じた電圧が上側ハーフブリッジのフィルタコンデンサ電圧 v_c1 に現れる。このとき，加熱に寄与するのは加熱コイル電流の交流成分であるが，これは昇圧チョッパにおけるインダクタ電流のリプル成分と考えることができる。したがって，加熱コイルに流れる電流のリプル Δi_o は，

$$\Delta i_\mathrm{o} = \frac{|v_\mathrm{S}|}{L_\mathrm{o}} \frac{d}{f_\mathrm{sw}} \tag{2}$$

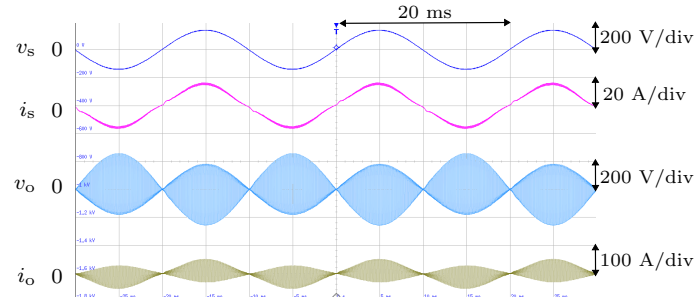
と表せる。ここで，f_sw はスイッチング周波数である。しかしながら，(1), (2) 式は，回路の抵抗成分を無視した場合に有効なものであり，本論文で検討する非共振形誘導加熱にはそのまま適用できない。文献 [3] ではシミュレーションにより，フィルムコンデンサ電圧が (1) 式より低くなることが示されている。

本論文では，負荷に含まれる抵抗成分がフィルムコンデンサ電圧の昇圧動作に与える影響について，実験的に検討する。表 1 の回路定数より，実験に用いる加熱コイルの時

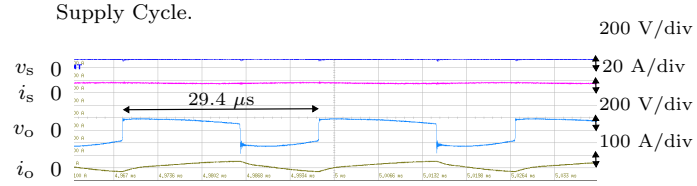
©2026 IEE Japan



(a) Input and Capacitor Voltages over Power Supply Cycle.



(b) Input and Output Voltages and Currents over Power Supply Cycle.



(c) Input and Output Voltages and Currents over Switching Cycle.

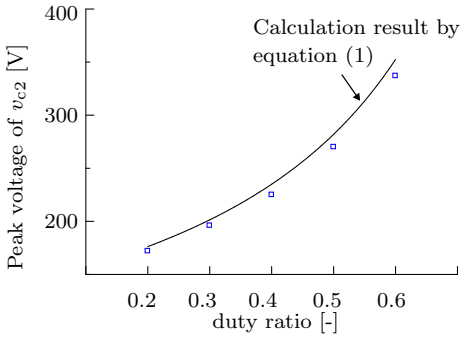
図 2　デューティ比 $d = 0.6$ とした場合の実験結果
Fig. 2.　Experimental result when duty is 50%.

定数は 15 μs である。スイッチング周波数を 34 kHz としているので，デューティ比 0.5 の際はスイッチのオン時間と時定数がほぼ等しくなる。したがって，スイッチング周期内では RL の過渡現象の影響が現れ，特に，負荷に含まれる抵抗成分がフィルムコンデンサ電圧の昇圧動作の減衰要素としては働くため，実際のフィルムコンデンサ電圧は (1) 式より低く，リプル電流も (2) 式より小さくなる。

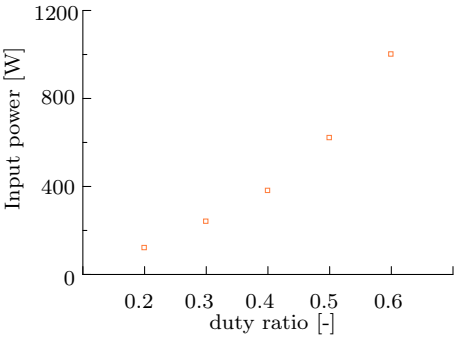
4　実験結果

図 2 にデューティ比 0.6 の場合の実験波形を示す。このとき，交流電圧は 100 V，入力電力は 1.0 kW である。

まず図 2(a) を見ると，電源電圧 v_s の極性に応じて，昇圧された電圧が現れるキャパシタが入れ替わっている。このとき，v_s のピーク値が 141 V であるのに対し，v_{c2} のピーク電圧は 340 V となっており，昇圧されている。ただし，(1) 式から求まる値は 352 V であるので，実験結果は (1) 式より低い。次に図 2(b) を見ると，電源電流 i_s の力率は 0.99 以上，総合歪み率（THD）は 6.9%であった。最後に図 2(c) を見ると，電源電圧のピーク付近における加熱コイル電流のリプルは約 81 A であった。(2) 式から求まる値は 103 A であるので，実験結果は (2) 式より小さい。



(a) Relationship between duty and v_{c2}.



(b) Relationship between duty and input power.

図 3　フィルタコンデンサ電圧 v_{c2} と入力電力の実測結果
Fig. 3.　Measured peak value of filter capacitor voltage v_{c2} and input power

図 3 はデューティ比を 0.6~0.2 まで制御した際のフィルタコンデンサ電圧 v_{c2} のピーク値と入力電力の実測結果である。図 3(a) では，理想的なコンデンサ電圧として (1) 式の計算結果を実線で示している。実測結果は理論値より 10% 程度低くなっている。しかしながら，フィルムコンデンサは概ね理想的な理論値に沿っており，電力も図 3(b) の様に，1~0.1 kW で制御できている。

5　まとめ

本論文では，負荷の誘導成分負荷の誘導成分で電圧制御を行う非共振形 AC-AC コンバータの動作を 100 V, 1 kW の実験回路により検証した。その結果，フィルタコンデンサ電圧は抵抗成分を無視した理想的な電圧より若干低い電圧に制御でき，デューティ比を 0.6~0.2 に調整することで，電力が 1.0~0.1 kW に制御できることを確認した。

文　献

[1] H. Sugimura, *et al*, “Commercial utility frequency AC to high frequency AC soft switching power conversion circuit with non smoothing DC link for IH dual packs heater,” IECON 2004, pp. 1155-1160 Vol. 2(2004)

[2] H. Sarnago *et al*, “Buck-Boost Inverter for Improved Power Conversion in Induction Heating Applications,” IECON 2024, pp. 1-4(2024)

[3] 河原林・米田:「負荷の誘導成分による昇圧機能を有した非共振形 AC-AC コンバータ」, 電学研資, SPC-25-225/HCA-25-037/VT-25-057, pp. 19–24(2025)

©2026 IEE Japan

DBD 負荷における MHz 帯高電圧電源回路の設計

大和 樹弥*，橋本 寛人（兵庫県立大学），奥田 貴史，
中村 孝(ネクスファイ・テクノロジー)，菊池 祐介，大里 辰希（兵庫県立大学）

Design of MHz-Range High-Voltage Power Supply for DBD Load

Mikiya Yamato*, Hiroto Hashimoto (University of Hyogo), Takafumi Okuda,
Takashi Nakamura (NexFi Technology Inc.), Yusuke Kikuchi, Tatsuki Osato (University of Hyogo)

１．研究背景と目的

現在，表面加工や成膜において，大気圧低温プラズマの利用が注目されている．大気圧低温プラズマの発生方法の１つとして誘電体バリア放電（DBD：Dielectric Barrier Discharge）がある．DBD の動作周波数が数百 kHz 程度になると，電圧の極性反転時にプラズマが発生し，高周波にするほどプラズマ発生率が向上する(1)．一方，動作周波数の上昇に伴い，スイッチのターンオン・ターンオフ時に生じるスイッチング損失が増加するという課題がある．

Ｅ級インバータは，ソフトスイッチング技術であるゼロ電圧スイッチング（ZVS : Zero Voltage Switching）を実現するため，スイッチング損失を大幅に低減でき，MHz 帯においても高い電力変換効率を達成できる．一方で，DBD 負荷は放電の有無に応じてインピーダンスが大きく変化する非線形・非定常な特性を持つ．放電していない時は容量性負荷として振る舞い，放電時は急峻な電流経路が形成され，等価インピーダンスが一時的に大きく低下する．このとき，負荷は *RC* 並列接続となる．このような急激な負荷変動に対しても，ZVS 動作を維持し安定して動作できる高周波インバータ電源が求められている．

本研究では，負荷変動に対して ZVS 動作を維持できる負荷非依存Ｅ級インバータに着目し，DBD 負荷用高電圧電源回路の設計および製作する．

２．設計

負荷非依存Ｅ級インバータの回路図を図１に示す．L_f と C_s は共振構造を有し，負荷非依存動作の条件となる組み合わせを厳選する．出力端の直列共振フィルタ L_a と C は，電力変換効率向上と出力電圧の振幅確保を両立している．さらに，この直列共振フィルタの負荷品質係数 Q は，周波数ずれの耐性と負荷変動に対する動作安定性のバランスを考慮し，設計を行う．

次に，負荷整合部の設計である．DBD の容量成分 C_{load} に対してインダクタ L_{load} を付加し，直列共振させる手法をとる．これにより，特定の動作周波数において負荷側を純抵抗とみなすことができ，前述の負荷非依存条件の設計を適用したまま，容量性負荷である DBD 負荷への対応を実現する．

本研究では，定常特性に加えて DBD 負荷特有の過渡応答要求を考慮する．DBD の確実な放電開始には出力電圧の立ち上がり，バースト運転での連続動作を実現するために電圧印加から定常状態へ到達する速やかな整定時間が求められる．

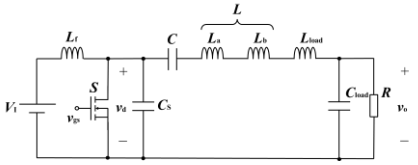


図１　負荷非依存Ｅ級インバータの回路図

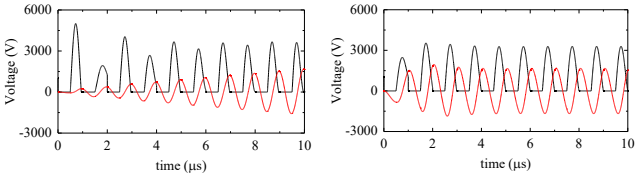


図２　シミュレーション電圧波形(左)調整前，(右)調整後

従来のＥ級インバータ設計では定常状態のみが議論されてきたが，L_f を決定する設計パラメータ R'，および L を決定する負荷品質係数 Q，L_{load} を決定する Q_{load} が過渡特性に支配的な影響を与えることを明らかにした．図 2 にシミュレーション波形が示す．図 2 (a)が調整前，図 2 (b)が調整後である．Q 値の調整により過渡状態のスイッチ電圧および出力電圧波形は大きく変化する．したがって，これらのパラメータが過渡応答に与える影響を考慮し，振幅 3 kV，動作周波数 1 MHz の正弦波パルス出力の高電圧出力を達成する．また，定常状態において ZVS を達成する回路定数を導出し，DBD 負荷用高電圧電源回路の設計を行う．

３．まとめ

DBD 負荷用の高電圧電源回路の設計に負荷非依存動作を適用し，負荷変動に対して ZVS 条件を達成した．今後の課題として，導出したパラメータを用いた実験環境を整え，バースト運転での連続運転を実現する．

文　献

(1)岩蕗寛康・民田太一郎・岩田明彦，誘電体バリア放電用高周波インバータの PDM 制御法，電気学会論文誌 D，Vol.140, No.3，pp.194-201 (2019)

©2026 IEE Japan

モデルマッチング問題に基づく仮想インピーダンス回路の広帯域化

山下　一祥*，大畠　慶太，日下　佳祐，渡辺　大貴，伊東　淳一（長岡技術科学大学）

Broadband control method for virtual impedance circuits based on the model-matching problem

Kazutada Yamashita, Keita Ohata, Keisuke Kusaka, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

１．まえがき

仮想インピーダンス回路（以下仮想 Z 回路）は任意のリアクタンスの挙動を模擬する回路である。

本論文では，仮想 Z 回路の広帯域化を目的として，入力電圧外乱を積極的に活用することを特徴とした，状態フィードバックと前置フィードフォワードゲインを併用した制御法を提案する。提案制御法の適用の結果，従来制御と比べて 20%の広帯域化をシミュレーションにより確認したので報告する。

２．回路構成と制御設計

＜2･1＞回路構成　　図 1 に仮想 Z を実現する回路を示す。L_f 及び C_f からなる LC フィルタ，内部リアクトル L，フルブリッジインバータ，及びバスのコンデンサ C_{bus} で構成される。入力電圧 V_{in} に応じて，フルブリッジインバータで入力電流 I_{in} の制御を行う。

制御対象の連続時間系における状態方程式及び出力方程式はそれぞれ(1)式，(2)式にて示される。

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{cont}=\mathbf{A}\mathbf{x}_{cont}+\mathbf{b}u+\mathbf{b}_{dist}w \quad \cdots\cdots(1)$$

$$y=\mathbf{c}\mathbf{x}_{cont} \quad \cdots\cdots(2)$$

ここで状態量 $\boldsymbol{x}_{cont}$，入力 u，外乱 w，出力 y は(3)式である。

$$\mathbf{x}_{cont}=\begin{bmatrix}V_C & I_{in} & I_L\end{bmatrix}^{\mathrm{T}},u=V_{conv},w=V_{in},y=I_{in} \quad \cdots\cdots(3)$$

また状態遷移行列 $\boldsymbol{A}$，入力ベクトル $\boldsymbol{b}$，$\boldsymbol{b}_{dist}$，出力ベクトル $\boldsymbol{c}$ は(4)式の通りである。

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix}0 & \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f}\\ -\frac{1}{L_f} & 0 & 0\\ \frac{1}{L} & 0 & 0\end{bmatrix},\mathbf{b}=\begin{bmatrix}0\\0\\-\frac{1}{L}\end{bmatrix},\mathbf{b}_{dist}=\begin{bmatrix}0\\\frac{1}{L_f}\\0\end{bmatrix},\mathbf{c}=\begin{bmatrix}0 & 1 & 0\end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(4)$$

(4)式で与えられる連続時間制御対象を(5)式に基づいてマルチレート離散化[1]する。

$$\mathbf{A}_{proto}=e^{\mathbf{A}T},\mathbf{b}_{base}=\int_0^T e^{\mathbf{A}\tau}\mathbf{b}d\tau,\mathbf{b}_{sup}=\int_0^{\frac{1}{2}T} e^{\mathbf{A}\tau}\mathbf{b}d\tau,\mathbf{b}_{proto}=\int_0^T e^{\mathbf{A}\tau}\mathbf{b}_{dist}d\tau \quad .(5)$$

(5)式に演算時間遅れを考慮すると(6)式となる。

$$\mathbf{A}_{\mathrm{D}}=\begin{bmatrix}\mathbf{A}_{proto} & \mathbf{b}_{base} & \mathbf{b}_{sup}\\ \mathbf{0}_{2\times3} & \mathbf{0}_{2\times1} & \mathbf{0}_{2\times1}\end{bmatrix},\mathbf{B}_{\mathrm{D}}=\begin{bmatrix}\mathbf{0}_{3\times2}\\ \mathbf{I}_{2\times2}\end{bmatrix},\mathbf{b}_w=\begin{bmatrix}\mathbf{b}_{proto}\\ \mathbf{0}_{2\times1}\end{bmatrix},\mathbf{c}_{\mathrm{D}}=\begin{bmatrix}\mathbf{c} & \mathbf{0}_{1\times2}\end{bmatrix},\mathbf{x}=\begin{bmatrix}\mathbf{x}_{cont}\\ \mathbf{u}[k-1]\end{bmatrix} \quad (6)$$

(6)式を用いた離散時間状態方程式を制御対象とする。

＜2･2＞制御設計　　図 2 に状態 FB に基づくモデルマッチングを示す。FB 係数ベクトル $\boldsymbol{F}$ 及び前置ゲイン $\boldsymbol{G}$ を定め，外乱 w から出力 y までの極および零点を指定する。特に多入力系においては，極の指定のための FB 係数ベクトルは一意に定まらない。そこで，この自由度を零点の指定に利用する。本構成の場合相対次数が 1 であることから，積分特性を実現するためには 1 つの極を積分器の極 z=1+j0 に置き，他の極と零点を重ねて配置すればよい。ここで，積分器の極のみを露呈させるよりも，2 つの極を積分器の極 z=1+j0 及び z=0+j0 に，1 つの零点を z=0.333+j0 にそれぞれ配置する方がより平坦な位相特性を実現できる。その他の極と零点は重ねて配置し余剰なモードを相殺する。これにより位相特性が最大限に平坦化され仮想 Z 回路が広帯域化する。

状態 FB 適用後の状態遷移行列 $\boldsymbol{A}_{mod}$ は(7)式による。

$$\mathbf{A}_{mod}=\mathbf{A}_{\mathrm{D}}-\mathbf{B}_{\mathrm{D}}\mathbf{F} \quad \cdots\cdots(7)$$

外乱 w の状態量への寄与は前置ゲイン $\boldsymbol{G}$ により(8)式に従う。

$$\mathbf{b}_{mod}=\mathbf{b}_w+\mathbf{B}_{\mathrm{D}}\mathbf{G} \quad \cdots\cdots(8)$$

(8)式より，入力ベクトル $\boldsymbol{b}_{mod}$ が $\boldsymbol{G}$ により変更可能であり，零点の指定の自由度が増加している。さらに，$\boldsymbol{G}$ を変更することで模擬するインダクタンス値 $L_{emu.}$を変更できる。ここで，システム行列 $\boldsymbol{R}$ を(9)式で定義する。

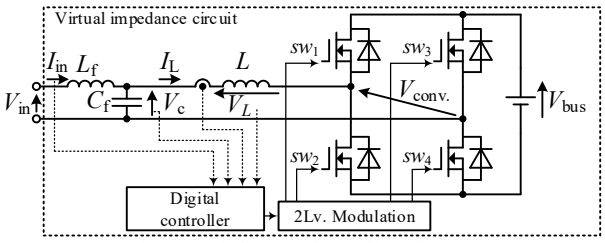


Fig.1. Circuit diagram of virtual impedance.

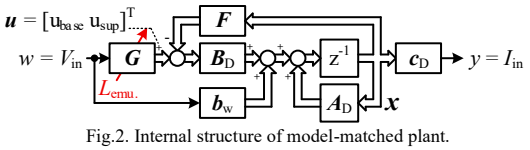


Fig.2. Internal structure of model-matched plant.

©2026 IEE Japan

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix} z\mathbf{I}-\mathbf{A}_{\mathrm{mod}} & -\mathbf{b}_{\mathrm{mod}} \\ \mathbf{c}_{\mathrm{D}} & 0 \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(9)$$

外乱 w から出力 y までの零点は，システム行列 $\boldsymbol{R}$ を特異にする複素数 z である。

今回は仮想インピーダンスで積分特性を模擬するため，安定性を考慮し，所望の極を満たす解を探索して零点を指定する。ここで，$\boldsymbol{A}_{\mathrm{mod}}$ の固有値 λ_i に対して(10)式が成立する。

$$\left(\lambda_i\mathbf{I}-\mathbf{A}_{\mathrm{D}}+\mathbf{B}_{\mathrm{D}}\mathbf{F}\right)\mathbf{v}_i=\mathbf{0} \quad \cdots\cdots(10)$$

(10)式において，$\boldsymbol{v}_i$ は λ_i に対応する固有ベクトルである。さらに，本稿で数値最適化に用いる任意パラメータを $\boldsymbol{q}_i$ とし，(11)式で定義する。

$$\mathbf{q}_i=-\mathbf{F}\mathbf{v}_i \quad \cdots\cdots(11)$$

(10)式と(11)式より，(12)式を得る。

$$\mathbf{v}_i=\left(\lambda_i\mathbf{I}-\mathbf{A}_{\mathrm{D}}\right)^{-1}\mathbf{B}_{\mathrm{D}}\mathbf{q}_i \quad \cdots\cdots(12)$$

行列 $\boldsymbol{Q}$ 及び $\boldsymbol{P}$ を(13)式にて定める。

$$\mathbf{Q}=\left[\mathbf{q}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{q}_n\right],\mathbf{P}=\left[\mathbf{p}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{p}_n\right] \quad \cdots\cdots(13)$$

以上より，FB 係数ベクトル $\boldsymbol{F}$ は(14)式にて与えられる。

$$\mathbf{F}=-\mathbf{Q}\mathbf{P}^{-1} \quad \cdots\cdots(14)$$

前述の z=0.333+j0 と，単位円の範囲内で極と同一の零点位置を与え，任意パラメータ $\boldsymbol{Q}$ 及び前置ゲイン $\boldsymbol{G}$ を調整する。

３．シミュレーション結果

表 1 に本稿において適用した回路パラメータを示す。(4)式の係数行列等は本パラメータを用いて算定する。

図 3 に極及び零点の位置を示す。前述の手順により FB 係数ベクトル $\boldsymbol{F}$ 及び前置ゲイン $\boldsymbol{G}$ を定め，全ての極と零点を安定領域内に配置した。

図 4 に提案制御による仮想 Z 動作波形を示す。模擬インダクタンスは 600 μH，入力周波数は 3.0 kHz（f_{sw} 比 0.3 倍）とした。本条件において仮想 Z 回路に 283 V_{pp}（100 V_{rms}）の入力電圧 V_{in} を印加したところ，入力電流 I_{in} は 24.9 A_{pp}，V_{in} と I_{in} の位相差は 91.6deg となった。仮想 Z 回路の模擬インピーダンスは-0.317+j11.4Ωであり，リアクタンス成分をインダクタンスに換算すると 605 μH である。以上より，99.2%の精度で所望のインダクタンスを模擬できている。

図 5 に V_{in} から I_{in} までの周波数特性を示す。ここで，文献(2)で示される不安定零点を持つ系に有効な零位相誤差追従制御（以下 ZPETC）と比較すると，高周波域での位相の遅れが大幅に抑制されることが確認できる。また，f_{sw} 比 0.1 倍の点における位相誤差は ZPETC では 91deg であるのに対し，提案法では 12deg であり位相の遅れが 86.8%抑制されている。

図 6 に ZPETC と提案法におけるインピーダンスの模擬誤差[3]の比較を示す。本指標を用いることで，利得と位相の両方を加味した帯域を比較できる。従来法では f_{sw} 比 0.030 倍で 100%に達するのに対し，提案法では 0.036 倍である。以上より，提案制御の適用により仮想 Z 回路の帯域が 20%広帯域化した。今後は任意のリアクタンスの模擬に向けたゲイン設計法について検討を行う。

Table 1 Circuit parameters

	Symbol	Value
Rated input voltage	V_{in}	100 V_{rms}
Rated DC bus voltage	V_{bus}*	300 V
Switching frequency	f_{sw}	10 kHz
Control period	T	100 μs
Modulating inductance	L	591 μH
Filter inductance	L_f	650 μH
Filter capacitance	C_f	100 μF

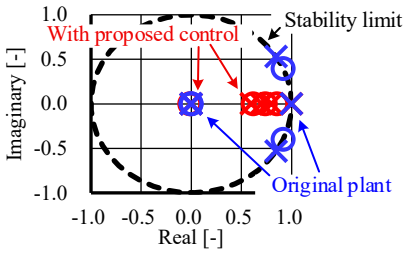


Fig.3. Position of poles and zeros of the system.

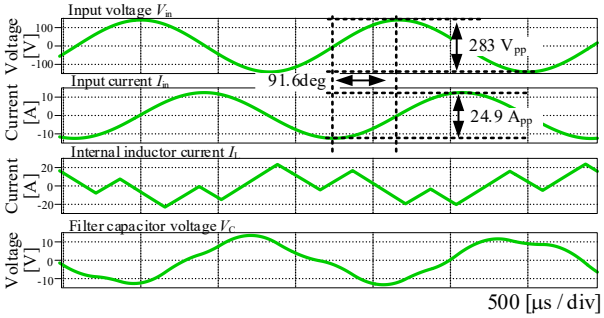


Fig.4. Operation waveform of virtual impedance.

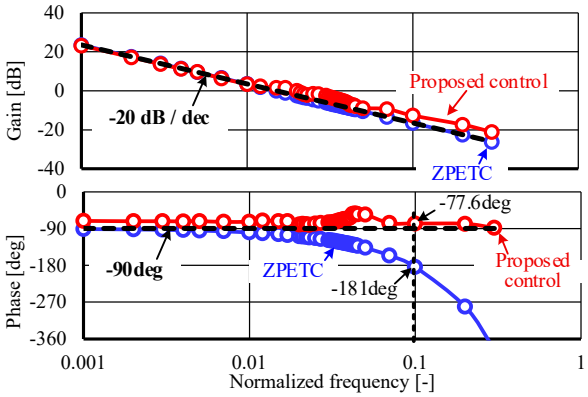


Fig.5. Comparison of zero phase error tracking control and the proposed control.

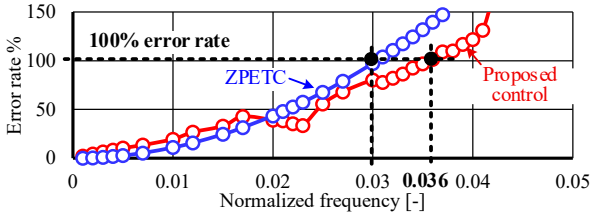


Fig.6. Comparison of the emulation accuracy.

文　献

(1) 舟橋,山川. 計測自動制御学会論文集 31 巻 2 号 pp.161-167 (1995)
(2) TOMIZUKA M..Trans. ASME, Jounal of Dynamic Systems, Measurement, and Control", 1987,109, pp.65-68
(3) 山下 他: SPC 北九州. SPC-24-213. (2024)

©2026 IEE Japan

コモンモード電流を用いた電力供給システムにおけるＹコンデンサ接続によるデバイス特性への影響評価

中垣　拓海*，西川　滉大，渡辺　大貴，伊東　淳一（長岡技術科学大学），
桐淵　岳（オムロン株式会社）

Evaluation of the Effects of Y-Capacitor Connection on Device Characteristics in a Power Supply System Using Common-Mode Current

Takumi Nakagaki, Kodai Nishikawa, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology),
Takeshi Kiribuchi (OMRON Corporation)

１．はじめに

近年，精密な制御が可能なサーボドライブシステムは，ファクトリーオートメーションへの適用が拡大しており[1]，また使用されるモータにはエンコーダが必要不可欠である。しかし，その駆動用電力は長距離配線を介して供給されるのが一般的であるため，配線の煩雑化や配線長の増加に伴うコスト増加が課題となる[2]。

そこで著者らは，コモンモード電流抑制を目的として使用される零相リアクトルを用いたエンコーダ給電システムを提案している[3]。本システムでは，モータ入力端に零相リアクトルを挿入し，追加巻線を施すことでコモンモード電流を利用したエンコーダ駆動電力供給を実現し，配線長を大幅に短縮することが可能となる。しかし，エンコーダへ供給電力が不足する条件への対応が困難となる課題がある。

そこで本論文では，モータ入力端へ更にＹコンデンサを追加で接続したエンコーダ給電システムを提案する。提案法では，Ｙコンデンサによりコモンモード電流を増加させ，エンコーダへの出力電力を増加させる。ただし，コモンモード電流の増加はインバータにおける損失増加などの悪影響が懸念される。よって，Ｙ コンデンサ接続による出力増加特性とインバータ損失に及ぼす影響を実験的に評価し，提案法の有効性を確認したため報告する。

２．コモンモード電流を利用したエンコーダ給電システム

図 1 に特性評価に用いた提案法の構成図を示す。提案法では，モータ入力端に零相リアクトルとＹコンデンサを挿入し，Ｙ コンデンサにより増加させたコモンモード電流を零相リアクトルの追加巻線を介してエンコーダへの給電に利用する。ここで，特性評価における電源の影響を除去するため，電源とインバータの間に疑似電源回路網（LISN）を接続する。また，本論文では基礎検討として，エンコーダおよびエンコーダ前段のダイオード整流回路を単純な負荷抵抗に置き換え，負荷抵抗に供給される電力をエンコーダへの出力電力として評価する。

表 1 に本論文で使用したインバータ，零相リアクトルおよびモータのパラメータを示す。本論文ではDC電圧を282-Vとし，誘導電動機を正弦波 PWM 法により周波数 50 Hz で無負荷駆動した条件でのエンコーダ出力およびインバータ

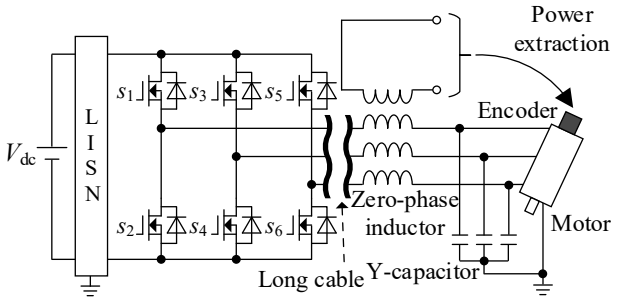


Fig. 1. Configuration of the proposed encoder power supply system using common-mode current via zero-phase reactor with Y-capacitors.

Table 1. Parameters of the experimental circuit.

Parameters	Symbol	Value	
Inverter input voltage	V_{dc}	282	V
Inverter output frequency	f	50	Hz
Modulation index (SinPWM)	M	1.0	-
Switching frequency	f_{sw}	20	kHz
Device output capacitance	C_{oss}	180	pF
Load resistance	R_L	40	Ω
AL value@100kHz	AL	15.2	μH/turn^2
Effective cross-section of the core	A_e	213.8	mm^2
Length of the magnetic path	l_e	300.8	mm
Number of turns on the primary-side	N_1	1	turn
Number of turns on the secondary-side	N_2	1	turn
Rated power of induction motor	P_n	3.7	kW
Rated current of induction motor	I_n	15	A
Rated voltage of induction motor	V_n	200	V
No-load current of induction motor	I_0	1.67	A

©2026 IEE Japan

損失特性を評価する。またエンコーダ側負荷抵抗は本評価構成において Y コンデンサ非接続時での出力電力最大条件となる 40 Ωと設定する。

３．実験結果

図 2 に Y コンデンサの容量に対するエンコーダ側負荷抵抗への出力電力特性を示す。本論文では Y コンデンサ容量はスイッチングデバイスの出力容量に対して規格化して示す。図 2 より，Y コンデンサ容量の増加に伴う出力電力の増加特性が確認できる。また，出力電力特性は Y コンデンサ容量に対して線形となることが確認できる。この要因は，エンコーダ側負荷抵抗へ供給されるコモンモード電流に対するコモンモードインピーダンスにおいてキャパシタンス成分が支配的であることだと考えられる。エンコーダへ所望電力を出力するために必要な Y コンデンサ容量は，Y コンデンサ容量に対する出力増加特性の傾きを求めることで設計できると考えられる。

図 3 に Y コンデンサの有無による U 相上アームスイッチングデバイスの DS 間電圧および電流波形比較を示す。ここで, 波形は U 相電圧指令の位相が約 40 度付近となる点で取得した。図 3(a),(b)に示す電流波形では，スイッチングデバイスのターンオン/オフ動作に伴い，ドレイン電流に脈動が確認できる。また，ターンオン時およびターンオフ時のドレイン電流ピーク値はそれぞれ Y コンデンサ非接続時では 0.67 A，0.41 A であり，Y コンデンサ接続時(3.0 nF)では 0.66-A，0.84 A とそれぞれ 1.5%の減少と 104.9%の増加を確認した。また，Y コンデンサ接続時では電流脈動の持続時間も伸びているため，デバイスへの電流ストレスは Y コンデンサの容量増加に伴い増加するとみられる。

図 4 に Y コンデンサ容量に対するドレイン電流のピーク値特性を示す。ここで，ドレイン電流ピーク値は U 相上側ターンオフ時の値としている。図 4 より，Y コンデンサ容量に対するピーク値増加特性は図 2 の線形な出力増加特性に対してより緩やかに増加していることが確認できる。これは，零相リアクトルの漏れインダクタンス等によりピーク値増加が抑制されている影響であると推測される。結果，出力容量の 16.7 倍（3.0 nF）の Y コンデンサを接続した場合では，出力電力が 13.9 倍に増加するのに対し，ドレイン電流ピーク値は 1.24 倍の増加である。よって，Y コンデンサの追加による影響は出力増加に大きく寄与し，デバイスへの電流ストレス増加への影響は限定的と推測される。

図 5 に Y コンデンサ容量に対するインバータ損失特性を示す。図 5 より，Y コンデンサ容量の増加に対して，インバータ損失は 7.5 W 前後で推移することが確認できる。これは，Y コンデンサ接続によるドレイン電流の増加量が，誘導電動機の無負荷電流に対して小さいことが要因として考えられる。また, インバータ損失特性の変動は測定精度によるものだと考えられる。以上より，Y コンデンサ接続によりエンコーダへの出力電力は大きく増強される一方で，ドレイン電流およびインバータ損失への影響は小さく，提案法の有効性が明らかとなった。今後は，Y コンデンサ接続が雑音端子電圧に及ぼす影響の評価を行い，更なる有効性の検証を実施する予定である。

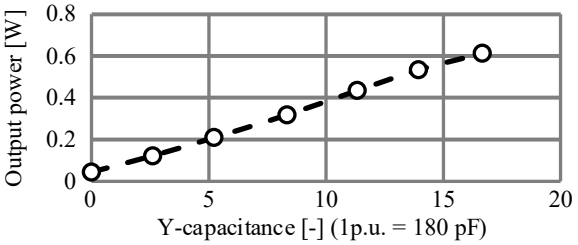
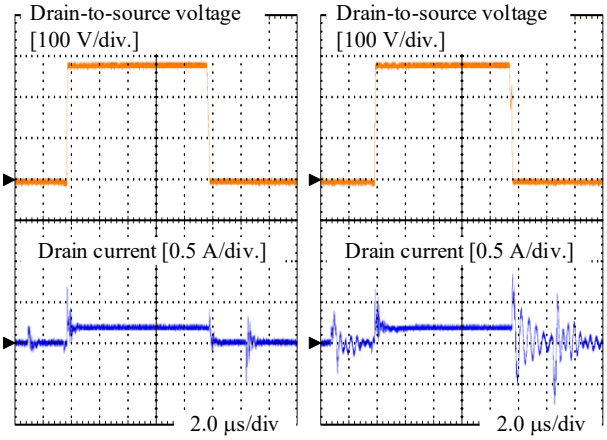


Fig. 2. Encoder-side output power characteristics versus Y-capacitance.



(a) without Y-capacitor (b) with Y-capacitor (3.0 nF)

Fig. 3. Voltage and current waveforms of the upper switch in the U-phase.

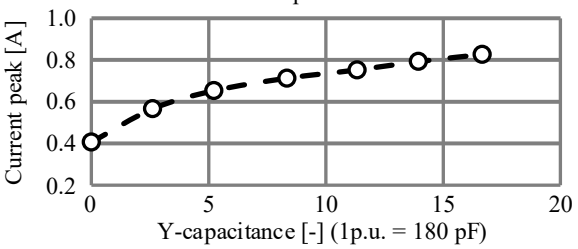


Fig. 4. Upper-switch current peak at turn-off in the U-phase versus Y-capacitance.

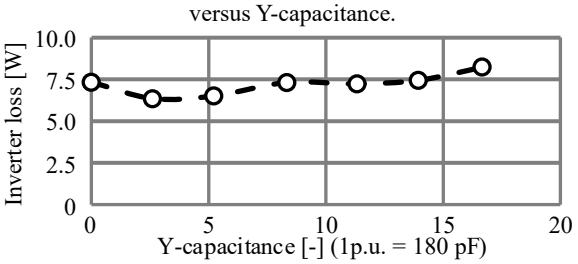


Fig. 5. Inverter loss characteristics versus Y-capacitance.

文　献
(1)森本　他，平成 29 年産業応用部門大会，pp.[Ⅲ-51]-[Ⅲ-56](2017)
(2)桐淵　他，電学論 D，Vol.140，No.3，pp.184-193 (2020)
(3)中垣　他，SPC-25-164, MD-25-080 (2025)

©2026 IEE Japan

BCP 対応ハイブリッド EV チャージャ（1）

平沼　標雅*，藤田　侑葵子，東又　格，五来　一樹
（（株）日立インダストリアルプロダクツ）

Hybrid EV Charger equipped with BCP Operation capabilities (1)

Hyoga Hiranuma, Yukiko Fujita, Itaru Higashimata, Kazuki Gorai (Hitachi Industrial Products, Ltd.)

１．まえがき

当社では系統停電といった非常時に事業所などへの給電を可能とする，BCP（Business Continuity Plan）対応機能付き EV チャージャを開発している。開発中の EV チャージャは，系統に接続する交流-直流（AC/DC）変換器と，(1) 太陽光パネル（PV），(2) 電気自動車（EV），(3)定置型蓄電池の 3 種類の電源を充放電または放電制御するための直流-直流（DC/DC）変換器を個別に持つハイブリッド電源システムである。

各種電源に対応した DC/DC 変換器の高効率化および停電時に安定した電力供給を実現する変換器制御が重要である。本稿では BCP 対応ハイブリッド EV チャージャの開発内容について報告する。

２．BCP 対応ハイブリッド EV チャージャ

＜2・1＞BCP 対応ハイブリッド EV チャージャの構成

開発中の EV チャージャの構成を図 1 に示す。また，その仕様を表 1 に示す。容量 30kVA の AC/DC 変換器に対して，容量 10kW の DC/DC 変換器を直流部に 3 台接続する構成とした。

各 DC/DC 変換器には，PV，EV，定置型蓄電池をそれぞれ接続可能な構成とし，それぞれに対応するインターフェースを備える。系統連系用の出力端子とは別に系統異常時に自立運転用の交流電圧を出力する出力端子を設け，30kVA の電力を供給できる構成とした。系統連系運転時には，エネルギーマネジメントシステム（EMS）との組み合わせによって，ピークカットなどのエネルギーマネジメントを実現できるようにしている。速やかで容易なマネジメント構築のために，EMS との間の通信には，ECHONET Lite 規格に準拠した通信プロトコルを採用している。

＜2・2＞BCP 対応ハイブリッド EV チャージャ用変換器

PV, EV, 定置型蓄電池の各電源の電圧に幅広く対応させ，高効率化を実現するために，PV 用，EV 用，定置型蓄電池用の各 DC/DC 変換器は，高周波絶縁トランスと SiC-MOSFET を用いた Dual Active Bridge（DAB）型変換器で構成した。DAB 型 DC/DC 変換器の容量は 10kW で，双方向の電力融通が可能である。

DAB 型変換器のスイッチング制御は，幅広い直流入力電圧範囲で高効率を実現するための高効率スイッチング制御方式を採用している(1)(2)。

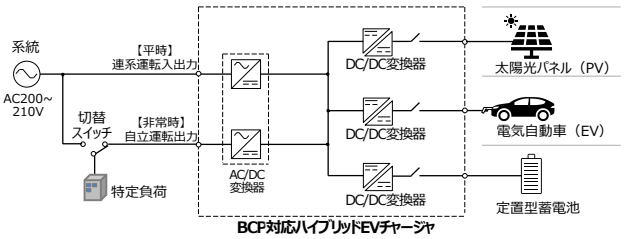


図 1 BCP 対応ハイブリッド EV チャージャ構成
Fig.1. Configuration of Hybrid EV Charger.

表 1　BCP 対応ハイブリッド EV チャージャ仕様
Table1. Specifications.

定格出力	交流側	通常：30kVA
		自立：30kVA/27kW
	直流側	10kW×3 入力
定格電圧	3 相 200V	
動作温度	-10～+40℃	
設置場所	屋外	

AC/DC 変換器は, 高効率化のため SiC-MOSFET を適用し，連系用の AC/DC 変換器と自立用の AC/DC 変換器の計 2 台で構成した。系統異常時には自立運転用の AC/DC 変換器から，交流側の特定負荷へ直流側電力を使用して電力を供給する構成とした。

３．結論

本稿では，各種電源の幅広い電圧範囲で高効率を実現するように DAB 型 DC/DC 変換器に高効率スイッチング方式を採用した BCP 対応ハイブリッド EV チャージャのシステムについて報告する。

文　献

(1)K. Furukawa: ECCE Europe (Birmingham, 2025, pp. 1-6)

(2)五来一樹:2024 年電気学会産業応用部門大会, No. 1-86

©2026 IEE Japan

BCP 対応ハイブリッド EV チャージャ（2）

藤田　侑葵子*，平沼　標雅，東又　格，五来　一樹
（（株）日立インダストリアルプロダクツ）

Hybrid EV Charger equipped with BCP Operation capabilities (2)

Yukiko Fujita, Hyoga Hiranuma, Itaru Higashimata, Kazuki Gorai (Hitachi Industrial Products, Ltd.)

１．まえがき

当社では系統停電といった非常時に事業所などへの給電を可能とする、BCP（Business Continuity Plan）対応機能付き EV チャージャを開発している。開発中の EV チャージャは、系統に接続する交流-直流（AC/DC）変換器と、(1) 太陽光パネル（PV）、(2) 電気自動車（EV）、(3)定置型蓄電池の３種類の電源を充放電または放電制御するための直流-直流（DC/DC）変換器を個別に持つハイブリッド電源システムである。

各種電源に対応した DC/DC 変換器の高効率化および停電時に安定した電力供給を実現する変換器制御が重要である。本稿では BCP 対応ハイブリッド EV チャージャの開発内容について報告する。

２．BCP 対応ハイブリッド EV チャージャ

＜2・1＞BCP 対応ハイブリッド EV チャージャの構成

図１は開発中の EV チャージャの構成を示す。また表１は仕様を示す。容量 30kVA の AC/DC 変換器に対して、容量 10kW の DC/DC 変換器を直流部に 3 台接続する構成とした。DC/DC 変換器は、高周波絶縁トランスと SiC-MOSFET を用いた Dual Active Bridge（DAB）変換器で構成した[(1)(2)]。

各 DC/DC 変換器には、PV、EV、定置型蓄電池をそれぞれ接続可能な構成とし、それぞれに対応するインターフェースを備える。系統連系用の出力端子とは別に系統異常時に自立運転用の交流電圧を出力する端子をもたせ、30kVA の電力を供給できる構成とした。

系統連系運転時には、エネルギーマネジメントシステム（EMS）との組み合わせによって、ピークカットなどのエネルギーマネジメントを実現できるようにしている。速やかで容易なマネジメント構築のために、EMS との間の通信には、ECHONET Lite を採用している。

＜2・2＞BCP 対応ハイブリッド EV チャージャの制御

PV 用の DC/DC 変換器は、パネルの最大電力で動作させるため最大電力点追従制御と出力制限値を EMS から設定できる構成としている。

EV 用の DC/DC 変換器は CHAdeMO V2H プロトコルに従って得られた車両に関する情報とシステム状態から算出される充放電指令値を EMS から受けて DC/DC 変換器を制御して EV を充放電する。

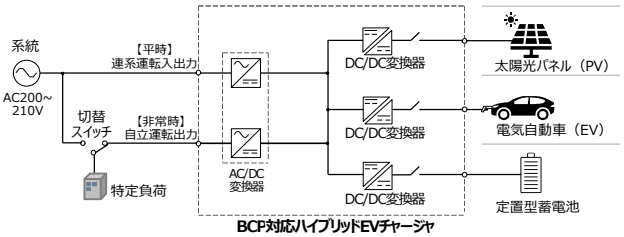


図 1 BCP 対応ハイブリッド EV チャージャ構成
Fig.1. Configuration of Hybrid EV Charger.

表１　BCP 対応ハイブリッド EV チャージャ仕様

Table1. Specifications.

定格出力	交流側	通常：30kVA
		自立：30kVA/27kW
	直流側	10kW×3 入力
定格電圧	3 相 200V	
動作温度	-10～+40℃	
設置場所	屋外	

定置型蓄電池用の DC/DC 変換器はシステム状態（PV 状態、EV 状態）から EMS で計算される充放電指令を受けて DC/DC 変換器を制御して蓄電池を充放電する。

AC/DC 変換器は、DC/DC 変換器 3 台が必要とする電力を系統から融通する連系運転機能と、系統異常時には自立運転用の AC/DC 変換器から、交流側の特定負荷へ直流側電力を使用して電力を供給する自立運転機能をもつ。

３．まとめ

本稿では、BCP 対応ハイブリッド EV チャージャの自立運転制御について報告する。開発した EV チャージャは、自立運転時の直流負荷急変、交流負荷急変時にも安定して交流電圧出力、電力供給が可能なように制御を構成した。

文　献

(1)K. Furukawa: ECCE Europe (Birmingham, 2025, pp. 1-6)

(2)五来一樹:2024 年電気学会産業応用部門大会,No.1-86

©2026 IEE Japan

系統短絡事故時における高圧側コンデンサ電圧維持を目的としたSolid-State Transformerの運転手法

長井 陽人*，萬年 智介　（宇都宮大学）

Control Method for Maintaining the High-Voltage-Side Capacitor Voltage in Solid-State Transformers Under Grid Short-Circuit Faults

Haruto Nagai, Tomoyuki Mannen (Utsunomiya University)

１．まえがき

再生可能エネルギーの大量導入が進む中，配電系統において，逆潮流による電圧上昇や周波数変動など種々の問題が顕在化している。これに対して，従来の柱上変圧器をSolid State Transformer（SST）に置き換え，有効・無効電力を系統に適宜注入することにより，これらの課題を解決する手法が検討されている。(1) これに伴いSSTには系統事故が生じても運転停止せず動作を続ける Fault-Ride-Though (FRT)性能が要求されている。本論文では，配電系統における二相短絡事故時のSSTの運転手法を提案し，FRT性能を確認したので報告する。

２．回路構成

図１に SST の回路構成を示す。本論文の SST は高圧AC-DC 変換にカスケードフルブリッジを，絶縁 DC-DC 変換に Dual Active Bridge (DAB)を，DC-低圧 AC 変換に三相インバータを採用した。カスケードフルブリッジ回路はΔ結線で接続されており，各相線間５段のマルチレベル変換器として動作する。各段のフルブリッジセル直流側には高圧コンデンサを介してDABが接続されており，変圧器の高圧側と低圧側それぞれのフルブリッジ回路の位相差を変化させることで伝送電力の向きと大きさを制御できる。特に本論文では単相回路の電源2倍周波数の電力脈動をDABが低圧側に伝送することによってコンデンサの小型化を実現している。(2)また，DAB の低圧側は 5 セル×3 相の計 15 セルが低圧コンデンサを介して並列接続された低圧直流リンクがあり，蓄電池やエネルギー貯蔵システムとSSTを容易に接続が可能となる。その結果，SST は有効電力の制御や，再生可能エネルギー出力の変動抑制が可能となる。

３．系統事故時の運転手法

配電系統において事故が生じると系統電圧が急変するため，系統連系動作をしているSSTは過電流や過放電となり運転継続が難しい。特に二相短絡事故は，系統電圧の電位が急変するため高圧側コンデンサの過充電となる場合があり，最悪の場合，機器が損傷する。したがって，事故時において高圧側のコンデンサが劇的に充放電しないよう制御する必要がある。

ここでは，高圧側コンデンサで過電圧が検出されると事故と判断し，コンデンサに流出入するエネルギー収支をゼロとする事故時の制御法へ切り替える。線間各相ごとに高圧側コンデンサ 5 セルの平均電圧を計算し，電圧指令値2500 V との偏差が小さくなるようにDAB の伝送電力を直接制御する。この時，セル間の電圧ばらつきの影響がなく電力制御を実現できる。これにより，コンデンサ電圧が上昇した際には DAB の伝送電力を増加させ，減少した際には伝送電力を減少させることによって，交流電圧が変動した際においても高圧側コンデンサの電圧安定が可能となる。各相ごとに DAB の伝送電力を制御することによって，事故時においても高圧 AC-DC 変換器の入出力電力が一致するよう制御することができるため，SST の FRT 性能が向上する。

４．シミュレーション結果

提案手法の有効性を確認するため，PLECS を用いた回路シミュレーションを行った。シミュレーション回路構成は図 1，そのパラメータは表 1 に示す。ここでは，配電系統を想定した高圧側交流回路においてv相とw相を短絡することにより，二相短絡事故を発生させSSTのFRT性能を検証した。

図 2 および図 3 に二相短絡事故時のシミュレーション結果を示す。図 2 は従来の制御法を適用した場合で，事故が発生しても特別な制御を行わず通常運転を継続した場合である。v 相のコンデンサ電圧が事故発生直後に急激に低下し，0 V 付近で電圧が維持される。事故発生後の各部波形に着目すると，系統側線間電圧，系統電流，およびDABコンバータのインダクタ電流のいずれにおいても不安定な振動が生じている。この状態では，電圧情報に基づく制御が成立せず，その後の制御継続が困難となるため，結果として回路全体の不安定化や暴走につながる。これに対して図 3 は，

©2026 IEE Japan

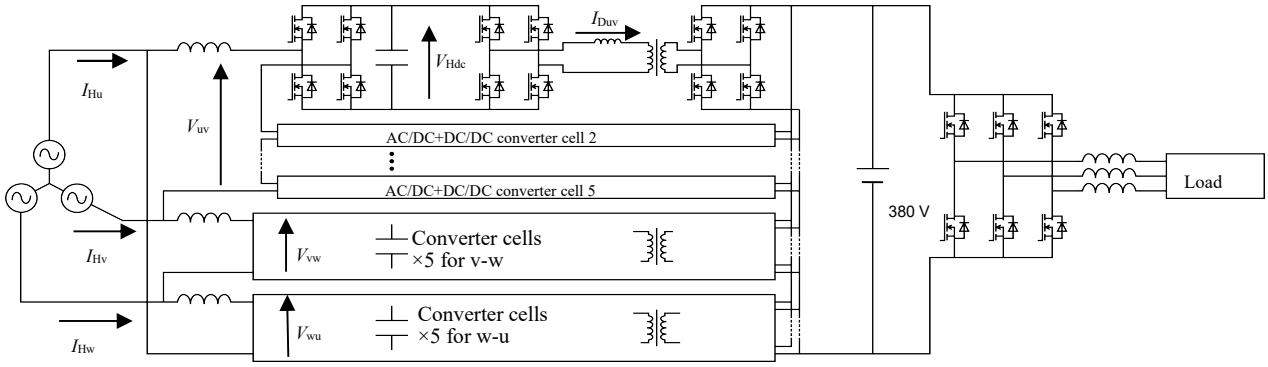


図１　SST の回路構成

Fig. 1　Circuit configuration of the solid-state transformer (SST)

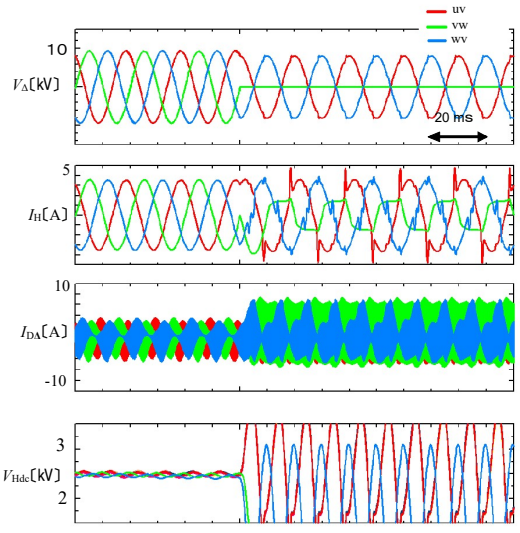


図２　提案制御を適用しない場合の二相短絡シミュレーション波形

Fig. 2　Two-phase short-circuit fault simulation waveforms operating without the proposed method.

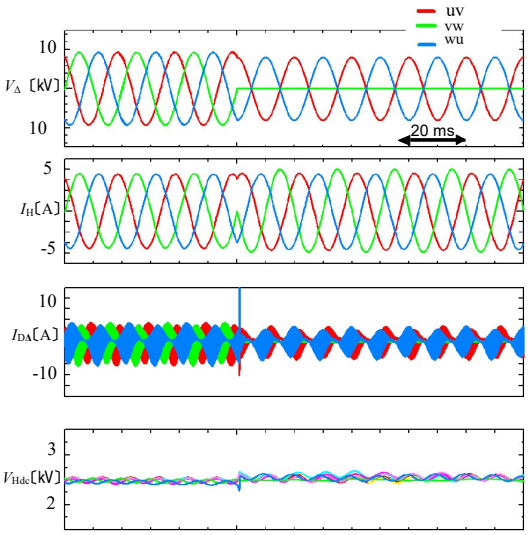


図３　提案制御を適用した場合の二相短絡シミュレーション波形

Fig. 3　Two-phase short-circuit fault simulation waveforms operating with the proposed method.

本論文で提案した事故時の制御法を適用した場合である。事故発生時に提案する制御手法を適用することで，高圧側コンデンサ電圧の急峻な変動を効果的に抑制できた。このとき，系統側線間電圧，系統電流，および DAB コンバータのインダクタ電流のいずれも定格範囲内に収まっており，発散することなく運転継続できた。提案制御を適用することにより，二相短絡事故時においても，高圧側コンデンサのエネルギーバランスが適切に維持され，SST が安定に動作可能であることを確認した。

5.むすび

本論文では，SST における系統短絡事故時の運転制御手法を提案した。従来の制御法を適用した場合，系統短絡事故時には運転継続が困難となる課題があった。これに対して提案手法は，事故発生時においても電圧低下や過電圧を引き起こすことなく運転を継続が可能となる。提案手法の有効性を，シミュレーションにより検証した。その結果，系統短絡事故発生時においても高圧側コンデンサ電圧の変動が抑制され，各部電流が定格範囲内に維持されることを確認した。以上により，提案手法は SST の FRT 性能向上に有効であり，配電網のレジリエンス向上が期待される。

6. 謝辞

本研究は，文部科学省 革新的パワーエレクトロニクス創出基盤技術研究開発事業 JPJ009777 の助成を受けたものです。

Table 1　Simulation parameters

Voltage of ac mains (Line-to-line)	6.6 kV
Frequency of ac mains	50 Hz
Switching Frequency	20 kHz
High-voltage-side AC Inductor	50 mH
High-voltage-side DC Capacitor	2 μF (H=1.88 ms)
DAB Leakage Inductance	100 μH
Rated Power	3.3 kVA/cell

文　献

(1) X. She, A. Q. Huang and R. Burgos, “Review of Solid-State Trans former Technologies and Their Application in Power Distribution Sys tems,” in IEEE JESTPE , vol. 1, no. 3, pp. 186-198, 2013.
(2) F. Xiao, C. Tu, Q. Ge, K. Zhou, Q. Guo and Z. Lan, “Ripple Voltage Suppression and Control Strategy for CHB-Based Solid-State Transformer,” in IEEE JESTPE , vol. 9, no. 1, pp. 1104-1118, 2021.

©2026 IEE Japan

PSO を用いた風力発電用インバータの制御パラメータ最適化に関する検討

張 宇騁 *, 馬場 旬平, 界 波（東京大学）

Optimization of controller parameters for the inverter in wind plant using PSO algorithm

Yucheng Zhang*, Jumpei Baba, Bo Jie(The University of Tokyo)

1. はじめに

カーボンニュートラルの実現に向け，風力発電の導入が急速に進んでいる。風力発電の出力は, 風速に依存するため不安定である。安定的に効率良く発電をするために，風力で発電された交流電力を整流器で一度直流に変換し，さらにインバータで再度交流に変換して系統に連系する Type 4 型の発電システムが多く導入されている。Type 4 風力発電設備のような電力変換器を用いて連系する電源をインバータ電源 (Inverter Based Resource, IBR) と呼ぶ。

IBR は，従来の同期発電機のような物理的な回転慣性を持たないため，系統擾乱に対する応答がインバータの制御アルゴリズムに完全に依存するという特徴を持つ。特に System Strength(SS) が弱い、高い送電線インピーダンスを持つ系統に対して，IBR の出力安定性はインバータ側の制御システムの制御パラメータに依存することになる。

しかし，IBR の制御システムは複雑で非線形性を有している，従来の伝達関数に基く線形解析法での安定性評価が困難になる。そこで本稿では，解析モデルの複雑性に左右されず，広範な探索空間から多目的かつ非線形な最適解を探索できる粒子群最適化 (Particle Swarm Optimization, PSO)[1] を適用し、制御のパラメータの最適化を行う手法を検討する。

2. インバータ制御システム

本稿では，有効・無効電力制御 (PQ 制御) を行う風力発電機一台と無限大母線との連系系統を対象とする（図 1)。IBR の定格電力は $300kW$ とし，定格電圧を $690V$，定格容量 $350kW$ の変圧器を通じて，$110V$ の無限大母線と連系する。

系統連系変換器では，MPPT（風力発電機の最大電力点追跡）を実装している [2]。

インバータ側では，系統への注入電流を dq 変換し，d 軸電流による有効電力制御および q 軸電流による無効電力制御を行うことで，電力の入力と出力のバランスを維持している。d 軸電流の指令値は，直流リンク電圧 V_{dc} の目標値 1800V と実測値の偏差を用いた PI 制御により生成される。これにより，直流電圧の一定制御を実現している。なお，本検討において IBR の無効電力出力は考慮しないため，q 軸電流指令値は 0 としている。また，d 軸および q 軸の電流制御で非干渉制御系を実装している，各軸電流を独立して PI 制御を行い，高精度な制御を実現している。

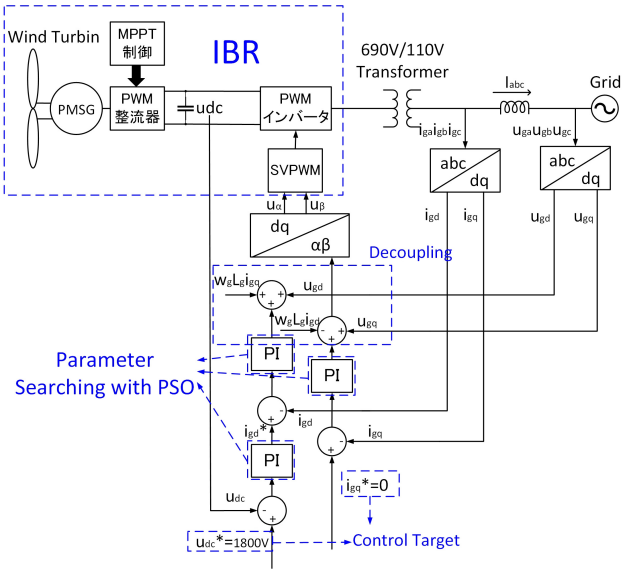


図 1 系統回路とインバータ制御システム

Fig. 1. System circuit and inverter Control System

3. 粒子群最適化アルゴリズム

本稿では，PSO を用いて V_{dc} 制御（K_{pv}, K_{iv}）および電流制御（K_{pc}, K_{ic}）の計 4 つのパラメータを最適化する。この四つのパラメータの解の候補は粒子（Particle）を組成し，各粒子は探索空間において現在位置 X と速度 V を持つ。速度の更新式を (1)(2) に示す：

$$V_{new} = \omega V_{old} + c_1 r_1 (p_{best} - X) + c_2 r_2 (g_{best} - X) \quad (1)$$

$$X_{new} = X + V_{new} \quad (2)$$

ここで，ω は慣性重みであり，探索範囲を徐々に絞り込むため，0.9 から 0.2 まで減少させる。c_1, c_2 は加速係数，r_1, r_2 は進化のランダム性を示すための $[1, 2]$ の乱数である。また，p_{Best} は粒子自身の過去の最良位置，g_{Best} は群全体での過去の最良位置を示す。V_{new} は更新後の速度，X_{new} は更新後の粒子の位置である。

目的関数（ペナルティ関数）を (3)(4) に示す：

$$P = \mathrm{RMS}(i_{gd_error}) + \mathrm{RMS}(i_{gq_error}) + \mathrm{RMS}(u_{dc_error}) \quad (3)$$

©2026 IEE Japan

$$\mathrm{RMS}(x) = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i^2} \tag{4}$$

ここで，$i_{gd_error}, i_{gq_error}, i_{dc_error}$ は制御対象 i_{gd}, i_{gq}, u_{dc} の実測値と目標指令値 $i_{gd}^*, i_{gq}^*, u_{dc}^*$ との誤差であり，その誤差の離散化された時間積分で RMS 値が計算される。

最適化のフローを図 2 に示す。初期化後，シミュレーションを実行して目的関数を計算し，p_{best} および g_{best} を順次更新する。最大反復回数に達するか，目的関数が十分に小さくなった時点で終了判定を行い，最適な制御パラメータを出力する。

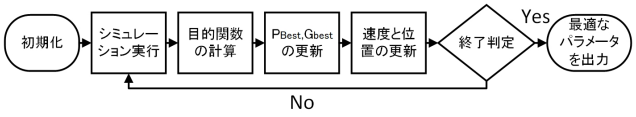


図 2 PSO のフロー

Fig. 2. The flow chart of PSO algorithm

4. シミュレーション条件及び事故想定

本稿では，図 1 のシステムの電圧回復能力および安定性を評価するため，以下に示す 2 段階のシミュレーションを実施した (図 3)。電力系統の System Strength は SCR(Short Circuit Ratio, 短絡比) により定義される。SCR は無限大母線と Bus #2 間の線路リアクタンス X_{12} に反比例するため、X_{12} は系統の強弱を決めるパラメータになる。

まず，短絡事故に対する系統の電圧回復能力を検証するため，$SCR = 5$ のやや弱い系統から $SCR = 2$ の弱い系統までに対し時刻 $t = 3$ s において Bus #2 で継続時間 0.08 s の三相地絡短路事故を発生させる。次に，負荷投入に対する電圧安定化能力を検証するため，時刻 $t = 5$ s において 10 kW から 50 kW の負荷を系統に投入する。bus#2 での電圧変動を基に，大擾乱および小擾乱の双方に対する制御系の応答性と系統の電圧安定性を評価する。

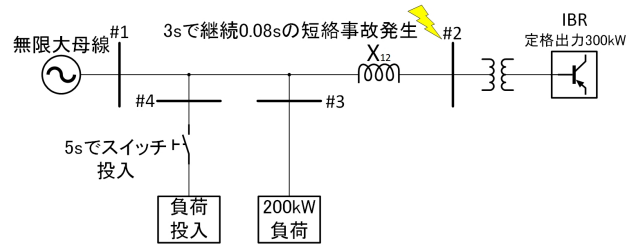


図 3 事故想定

Fig. 3. Fault scenarios

5. 結果

PSO による最適化結果を図 4 に示す。この結果より得られた PI パラメータを制御系統に実装する。$SCR = 5, 3, 2$ の系統にて短絡事故を発生させた場合における bus#2 での電圧変動と $SCR = 2$ の時に 10kW, 20kW, 50kW の負荷を入れる場合における bus#2 での電圧変動を図 5 に示す。

シミュレーション結果により、ほとんどのケースにおいて母線電圧は安定な状態へ復帰することが確認できた。しかし、弱い系統（$SCR = 2$）の条件下において 50 kW の大規模な負荷を投入した場合、電圧は安定限界を超え、定常状態への復帰が困難となる結果が得られた。このような極端な条件下でシステムの安定性を維持するためには、外部の電圧補償デバイスの導入、あるいはさらなる上位系での協調制御が必要不可欠であると考えられる。

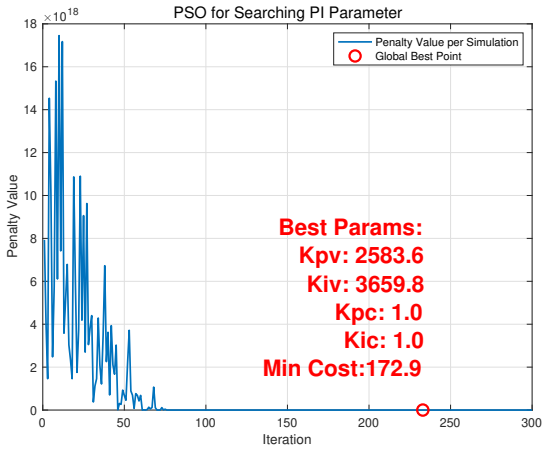


図 4 PSO の最適化結果

Fig. 4. PSO Optimazaton result for PI parameter

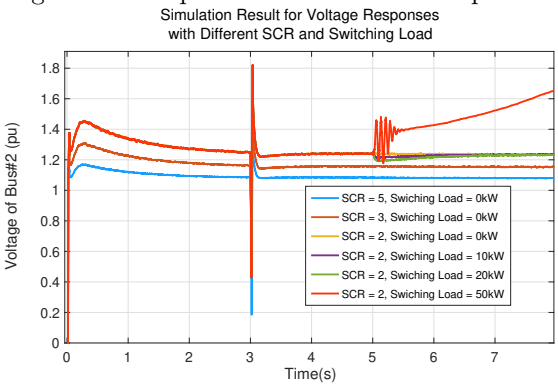


図 5 短路事故と負荷投入における Bus #2 の電圧応答

Fig. 5.Voltage responses at Bus #2 during fault and different switching load

6. まとめ

本研究では,PSO アルゴリズムを用いて風力発電用インバータの制御パラメータを最適化し, 異なる SCR および負荷変動条件下における IBR が連系している母線での電圧安定性を検証した。今後の展望として，同期調相機 (Synchronous Condenser) や他の電圧補償機器を系統に導入し，極めて脆弱な系統環境下においても安定した運転を維持できる制御手法の確立を目指す。

文　献

(1) M. I. Solihin, L. F. Tack, and M. L. Kean: Int. J. Adv. Sci. Eng. Inf. Technol., 1, No. 4, 458–461 (2011)

(2) A. Chahbi, et al.: ”A comprehensive approach to wind turbine optimization integrating MPPT and speed control”, 6th Int. Symp. Adv. Electr. Commun. Technol., IEEE (2024)

©2026 IEE Japan

太陽光発電の出力抑制時における低電圧側動作点を用いた調整力供出制御に関する検討

秋元　理*，吉井　剣，馬場　旬平（東京大学）

Study on Reserve Power Provision Using a Low-Voltage Operating Point Under PV Curtailment

Satoru Akimoto, Tsurugi Yoshii, Jumpei Baba (The University of Tokyo)

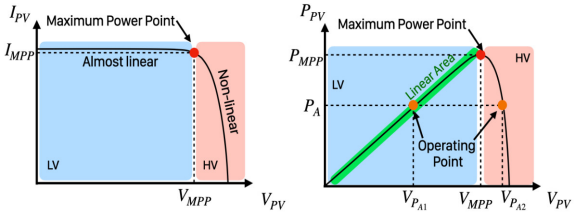
１．はじめに

世界的に太陽光発電(Photovoltaic, PV)に代表される変動性再生可能エネルギー電源(Variable Renewable Energy, VRE)の導入が加速している。特に国内での PV の導入は約 15 年前から急激に増加している[1]。この流れは VRE のようなインバータ電源(Inverter Based Resources, IBR)による既存の火力発電や水力発電等の代替に繋がり，それらの電源が担ってきた極短期から短期の周波数変動に対して発電機慣性やガバナフリー制御によって供出される一次調整力の不足が懸念されている。調整力の不足は，周波数変動の拡大や大規模停電の要因となる。

また，発電量が需要を超える昼間時間帯において出力制御の発令が増加し，VRE の設備利用率が低下しつつある。

本研究室では，昼間の出力制御が常態化する将来を想定し，VRE に余剰の発電量を調整力として供出させることで上記課題の改善に貢献が可能であると考えてきた[2]。

本研究では PV を系統に連系する装置であるパワーコンディショナ(Power Conditioning System, PCS)による一次調整力供出を想定し，その際により安定した制御を行える PV の利用方式について，国内における実際の周波数変動データを用いたシミュレーションによって検討した。



(a)電流-電圧(I-V)曲線　(b)電力-電圧(P-V)曲線

(a)Current-Voltage(I-V)Curve　(b)Power-Voltage(P-V)Curve

図 1．一般的な太陽電池の特性

Fig1. General Solar Cell Characteristics

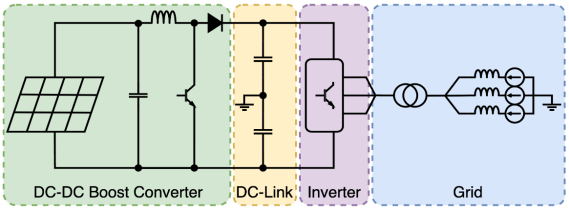


図 2．単段昇圧型 PCS モデルの構成

Fig2. Configuration of a Single-Stage Boost PCS Model

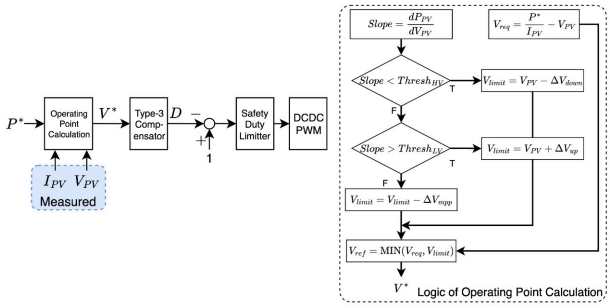


図 3．DC-DC コンバータ制御の概要

Fig3. Overview of the DC-DC Converter Control

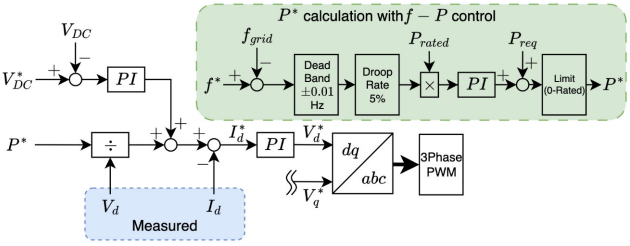


図 4．インバータ制御の概要

Fig4. Overview of the Inverter Control

２．太陽光発電における低電圧側動作点の利点

一般的な PV の特性を図 1 に示す．PV は端子電圧の増加に伴って，自身が持つ PN 接合による寄生ダイオードの順方向電流が増加することで，図 1(a)の *I-V* 曲線のように定電流源から定電圧源へと切替わるような特性を示す。よって図 1(b)の *P-V* 曲線上で電力 P_A ($0 < P_A < P_{MPP}$)を得られる動作点は最大電力点を境として高電圧側 (High Voltage Operating Point, HVOP)と低電圧側 (Low Voltage Operating Point, LVOP)の 2 つ生じる。

通常 PCS の DC-DC コンバータ制御では電流が少なく低損失の HVOP を用いるが，*P-V* 特性の強い非線形性や傾きにより簡素な制御では安定しない場合がある。一方 LVOP では *P-V* 間にほぼ線形関係を見出せ，傾きも緩やかなため，簡素な制御でも高速に安定な出力制御が可能である[3]。

３．太陽光発電による一次調整力供出の PCS 制御手法

図 2 に本研究で用いる PCS の構成を示す。太陽電池，昇圧 DC-DC コンバータ（以下コンバータ），DC リンクコンデンサおよび系統連系インバータによる単段昇圧構成とした。制御系の概要を図 3,4 に示す。コンバータ部は平常時出力 P_{req} に周波数比例制御量を加えた出力指令値 P^*を PV の *P-V*

©2026 IEE Japan

表１ PCS モデルおよびシミュレーションの条件
Table1. PCS model and simulation setup

PV,インバータ定格出力	150	[kW]
PV 開放電圧	560	[V]
日射	1000	[W/m2]
PV 温度	25	[℃]
DCDC スイッチング周波数	10	[kHz]
インバータ スイッチング周波数	4.05	[kHz]
シミュレーションステップ	5	[us]
調定率	5	[%]
周波数不感帯閾値	±0.01	[Hz]

特性に応じて動作点電圧へ変換した後，Type-3 補償器を通じてデューティ比を制御する構成とした。インバータ部は周波数応動に主眼を置くとともに制御系の応答性向上を狙い前述の P^*に加え，コンバータ部を安定させるため DC リンク電圧維持制御を追加して実装した。

４．シミュレーション

3 章で構築した制御系を PSCAD（Ver. 5.0.1）に実装して検証を行った。まず，LVOP と HVOP を用いた PCS モデルの周波数応答制御を停止した上で，出力指令値 P^*として 40kW から 120kW のステップ変化を与え，インバータ出力の応答を評価した。次に周波数応答制御を有効にし，周波数変動への応動評価として，出力指令 40kW 運転時に実際の周波数変動を与えて解析を行った。周波数変動データは 2021 年 2 月 13 日の福島県沖地震に伴って火力発電所が解列した際のものである [(4)]。なお，本事例の発生は PV 出力がない夜間であるが，周波数変動に対する PV 応答の評価に主眼を置くため，一定の日射と発電可能電力内での調整力供出を仮定した。ほか各条件を表 1 に示す。

５．検討結果および考察

出力指令値 P^*のステップ変化に対するインバータ出力の応答特性の比較を図 5 に示す。なお，インバータ出力波形にはスイッチングによる高周波成分が重畳するため，前後各 4 ミリ秒窓の移動平均を適用し，有効電力の追従挙動のみに着目して評価を行った。

図 5 より，LVOP では約 30 ミリ秒で臨界制動となるのに対し，HVOP では臨界制動の実現が難しい上，低出力時の追従性の低下が見られる。これは HVOP の P-V 特性の非線形性に加えて電圧源的動作が本研究で用いた，P^*を I_{PV} で除して V 指令を得る PCS の制御を不安定化させたと考える。

次に，LVOP を用いた PCS の周波数応動を図 6 に示す。PCS 出力は周波数変動に安定して追従している。周波数は最低で 48.47Hz まで下落し，設計調定率によれば 131kW 程度を出力することとなるが，図 6 では 120kW 程度となった。これは周波数に関する制御の積分ゲインをシステム安定のためやや低く設定していたことによるものと考えられる。

一方 HVOP では，P ステップ試験と同様に P-V 特性の非線形性と電圧源的特性が PCS の P 演算へ影響したものと考えられるが，動作が不安定となり周波数変動に対する追従挙動に至らなかった。以上より，本研究で構築した簡素な制御系においては，LVOP を用いた一次調整力供出制御は十分可能であるが，HVOP では安定した制御の実現に至らず，LVOP と比較して高度な制御の必要性が示唆される。

６．結論および今後の展望・課題

本稿では，周波数変動事例に対する解析において PV の LVOP を用いる場合，簡素な PV 制御であっても周波数変動に対する有効電力の安定追従が可能であり，PV による調整力供出制御において LVOP が有利であることを示した。

今後は，調整力供出に関する制度要件に基づいた評価や，VRE 比率が高い将来の電源構成下での調整力供出の検討，PV の出力推定を含めた制御手法の高度化に取り組みたい。

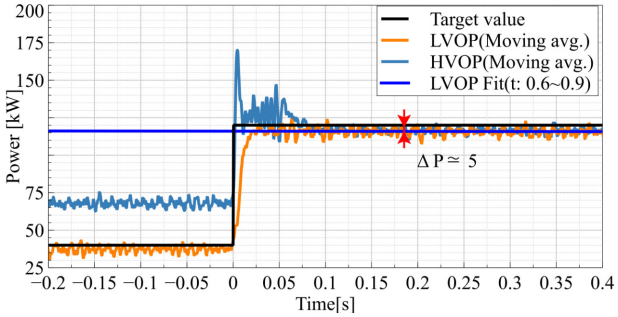


図 5．構築した制御系における P ステップ追従
Fig5. P-step Response Using the Implemented Control

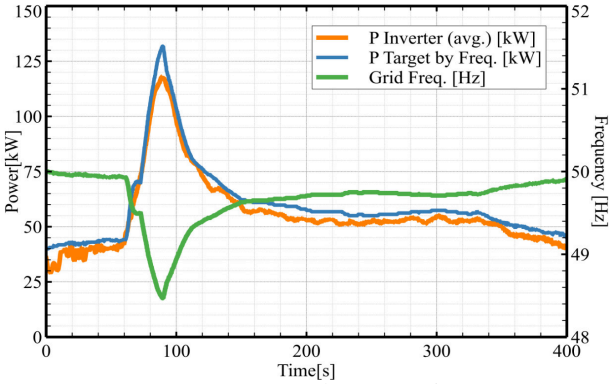


図 6．LVOP を用いた制御による周波数応動
Fig6. Frequency response with LVOP operation

文　献

(1) 資源エネルギー庁．今後の再生可能エネルギー政策について．p.4, (2024)

(2) 長坂英朗，吉井 剣，松田響生，鈴木裕一，馬場旬平，簑津真一郎，柴田龍一．クラスタリング手法を用いた太陽光発電の出力抑制時低電圧側動作点における発電可能電力推定手法の検討．令和 6 年電気学会全国大会論文集, 6-138, (2024).

(3) 鈴木裕一，秋元理，吉井剣，馬場旬平．太陽電池の低電圧側動作点及び高電圧側動作点における指令値追従性の実機検証．令和 7 年電気学会全国大会論文集, 6-158, (2025).

(4) ふるた技工所．https://www.ftechworks.mydns.jp/power-line/freq/2021/02/13/230002.log.gz . (2025 年 12 月 10 日参照)

©2026 IEE Japan

SiC デバイスを適用した高効率 PV-PCS の開発

森崎 光貴*，藤井 隆司，関 航佑（株式会社ＴＭＥＩＣ）

Development of a High-Efficiency Photovoltaic Power Conditioning System Based on SiC Devices

Kohki Morisaki, Takashi Fujii, Kohsuke Seki (TMEIC Corporation)

１．はじめに

カーボンニュートラルの達成に向けた第 7 次エネルギー基本計画により，再生可能エネルギーの主力電源化として太陽光発電市場の拡大が予想されている。設備の老朽化に伴うリプレイスやリパワリング，FIT 制度の改正に伴う自家消費型の普及拡大なども進み，市場はさらに成長する見込みである。

また，日本国内では高い耐環境性能を持つ小型のパワーコンディショナ(以下，PCS)が市場から求められている。更にシステムコスト低減の観点から高電圧化のニーズも高まってきており，PCS においても対応が求められている。

本論文では，国内市場向けに開発した 1500Vdc 対応の屋外型太陽光発電用 PCS[1] について報告する。本開発機は，SiC デバイス適用による高効率化に加え，冷却を含めた構造の最適化により低騒音化と高い耐環境性能を達成している。



図1　1500V-125kW-PCS 外観
Fig.1　1500V-125kW-PCS Outline view

２．装置概要

PCS の外観，回路構成及び定格仕様を図 1,2 及び表 1 に示す。主要構成要素を密閉筐体内に配置し，重塩害環境下においても耐環境性能を確保した。加えて，回路構成の最適化による部品点数の削減を通じて，故障発生リスクを低減し，システム全体の信頼性向上を図った。

スイッチング素子に SiC デバイスを適用し，高キャリア周波数化によるフィルタ回路の小型化とスイッチング損失の低減を実現した。その結果，最高効率 99.2%という高効率運転を達成している。さらに，冷却構造の最適化と設置環境を考慮した設計により，最大 58dB の低騒音化を実現した。

表1 定格仕様
Table1 Rated Specifications

項目	仕様
定格電力	125kW / 125kVA
直流電圧範囲	875Vdc － 1500Vdc
定格交流電圧	600Vac
定格出力電流	120A
騒音仕様	58dB/1m 地点
外形	H1100mm×W678mm×D393mm

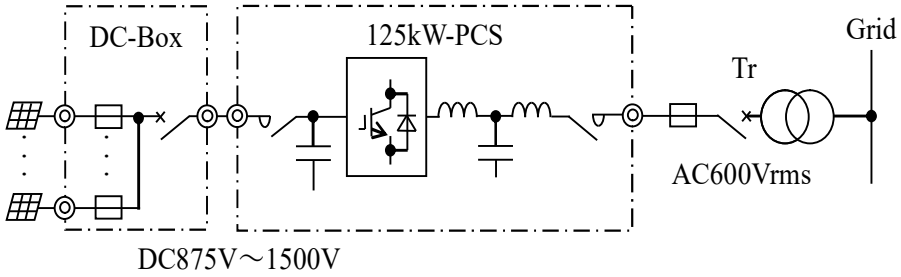


図 2　125kW-PCS 回路構成
Fig. 2　Schematic diagram of 125kW-PCS.

©2026 IEE Japan

３．評価結果

図 3 に DC1500V-125kVA の PCS における 875Vdc 時の装置効率の測定結果を示す。最高効率は 99.2%であり，広範囲で 99%以上の高効率を維持しており日射量の変化によらず安定した高効率な電力変換が可能である。

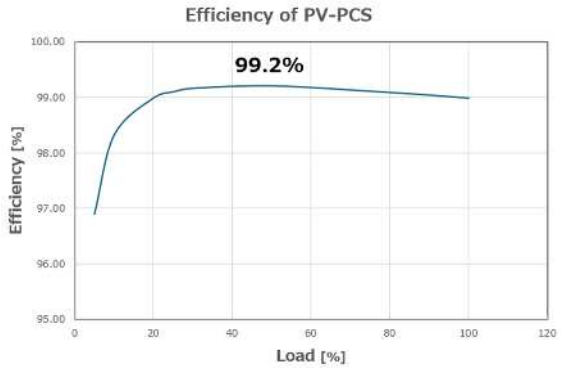


図 3　効率特性
Fig. 3　Efficiency characteristics

図 4,5 に系統連系機能試験[2]における LVRT 機能試験の結果を示す。系統事故等による瞬間的な停電および復電の模擬に対して，過渡電流などの擾乱がなく安定した運転の継続が可能であることを確認した。

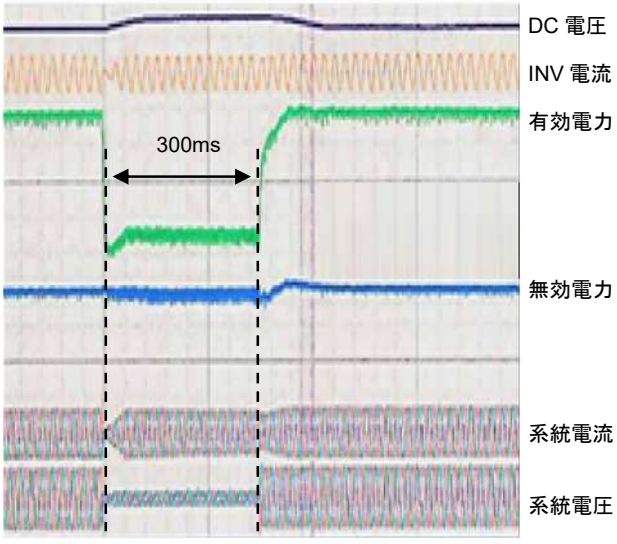


図 4 20% LVRT 機能試験
Fig.4 20% LVRT Function Test

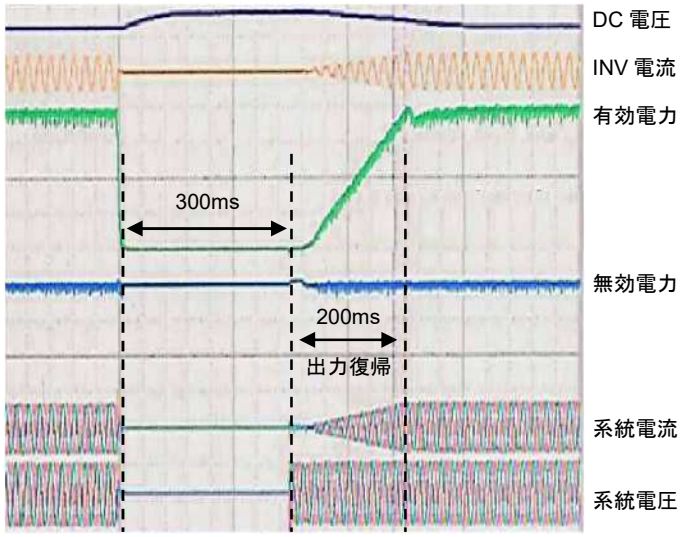


図 5 0% LVRT 機能試験
Fig.5 0% LVRT Function Test

４．まとめ

本論文では 1500Vdc 系の太陽光発電システムに適用する太陽光発電用 PCS について報告した。SiC デバイスの適用により最高効率 99.2%を実現した。

今後も SiC デバイスを活用した高効率の PCS を開発し，カーボンニュートラルの達成に向け貢献していく予定である。

文　献

[1] TMEIC Corporation, “Launch of ‘SOLAR WARE 125JRN,’ a Small-Capacity Power Conditioner for Photovoltaic Power Generation Systems.”
[2]The Institute of Electrical Engineers of Japan, Grid Interconnection Technical Committee,
“Grid Interconnection Code (JEAC 9701-2024).”

©2026 IEE Japan

中容量向け小型・高効率無停電電源装置の開発

加納　真理*，百地　伸行（TMEIC）

Compact and High-Efficiency Uninterruptible Power System
for Medium- Capacity Applications

Masamichi Kano, Nobuyuki Momochi (TMEIC Corporation)

１．まえがき

無停電電源装置（UPS）は、さまざまな情報機器の電源の信頼性を高めるために不可欠な装置であり、幅広い用途で使用されている。近年、地球環境問題への関心の高まりにより、より高効率かつコンパクトな UPS への市場ニーズが増している。本論文では、三相三線負荷向けに設計された高信頼・高効率なモジュール冗長型 UPS のシステム構成と試験結果を示す。IEC 62040-3 ed 3.0（2021）に基づく重み付け効率で 96.8%の高効率を達成しているほか、モジュール冗長構成により給電信頼性を向上させている。

２．システム構成

開発した UPS のシステム構成を図 1、UPS の外観を図 2 に、定格仕様を表 1 に示す。UPS は常時インバータ給電形の UPS モジュールと、UPS 出力を商用電源に切り換えるバイパスモジュールで構成する。高い給電信頼性を確保するため、バイパスモジュールの切換制御回路と UPS モジュールの制御回路を電気的かつ機能的に分離し、給電動作の信頼性を向上させている。各 UPS モジュールは独立した制御装置を備えており、モジュール個別の制御によって最大 6 台まで同時運転が可能である。また 1 台が故障しても他のモジュールが電力供給を継続することで、給電信頼性を向上させる。さらに、負荷への給電中に UPS モジュールの交換や追加を速やかに実施可能な構造としており、MTTR（平均修復時間：Mean Time To Repair）を短縮することで、給電信頼性、メンテナンス性、容量拡張性を向上させている。

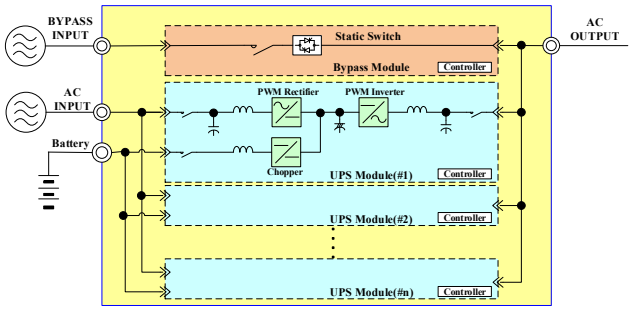


図 1 UPS のシステム構成
Fig.1. System configuration of UPS

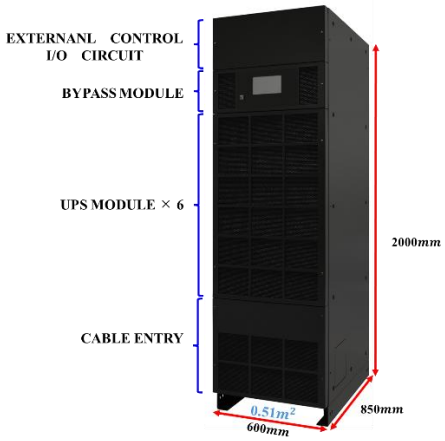


図 2 UPS の外観
Fig.2. UPS overview

表 1 UPS の定格仕様
Table.1. Rated specification of UPS

AC Input	Rated Voltage	480Vac, 3Ph
	Frequency	60Hz ± 10%
	Power Factor (100% of linear load)	> 0.99
	Input current distortion (100% of load)	< 3%
AC Output	Rated Voltage	480Vac, 3Ph
	Rated Output kVA	40/80/120/160/200
	Power Factor	1.0
	Nominal output frequency	60Hz
	Voltage Regulation	± 1%
	Efficiency	Up to 97%
Number of UPS modules		Up to 6

UPS モジュールの容量は 40 kVA で、IGBT を用いた PWM 整流器、PWM インバータ、バッテリ充放電用の双方向チョッパで構成する。高効率化のため、コンバータとインバータには 3 レベル方式を採用した。これにより、従来の 2 レベル方式と比較して素子印加電圧を半減し、スイッチング損失を大幅に低減できる。3 レベル方式の採用により入出力フィルタを小型化しているほか、部品配置と冷却設計の最適化により、200 kVA UPS でフットプリント 0.51 m² を達成し、同クラスで最小レベルの設置面積を実現している。

©2026 IEE Japan

３．評価結果

図 3 に試験回路構成を示す。評価は UPS モジュール 5 台の運転状態で実施した。図 4 に UPS の AC-AC 変換効率特性を示す。本システムは最高効率 97.0%以上を達成しており、中容量 480 V システムとして最高水準の性能を示す。各 UPS モジュールには負荷条件に応じて冷却性能を調整するファンスピード制御機能を搭載しており、軽負荷時の効率を向上させる。この機能により IEC 62040-3 ed 3.0（2021）に基づく重み付け効率で 96.8%を達成しており、広い負荷範囲で高効率を維持できる。

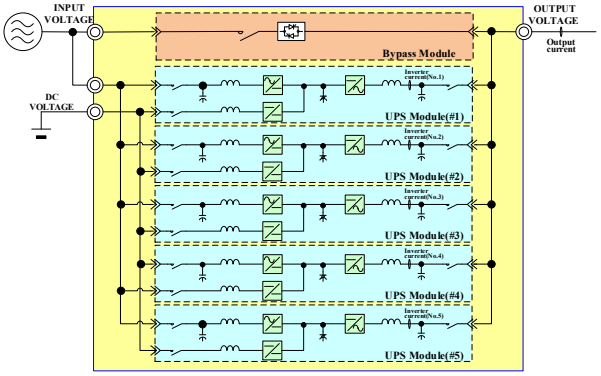


図 3 試験回路構成
Fig.3. Configuration of test circuit

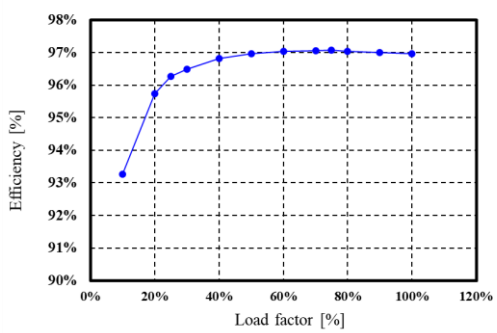


図 4 AC-AC 変換効率特性(200kVA UPS)
Fig.4. AC-AC efficiency characteristics of 200kVA UPS

図 5 に入力電源の停電が発生した際の入出力電圧波形を示す。入力電源が遮断された場合でも出力電圧は安定しており、UPS が途切れない安定した電力供給を実現することを確認した。

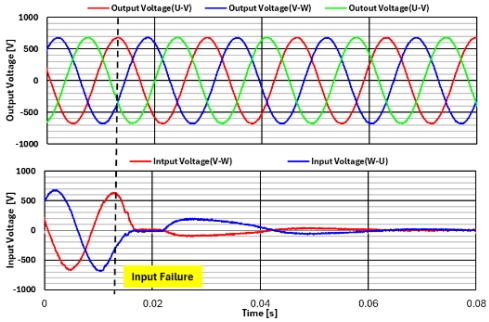


図 5 入力電源停電時の電圧波形
Fig.5. Voltage waveforms at utility power outage

図 6 に 160kVA(80%)負荷においてモジュール 5 台運転状態から UPS モジュール No.1 に模擬故障を発生させた際の電圧・電流波形を示す。模擬故障発生時、No.1 モジュールのみがシステムから切り離されたが、他のモジュールは運転を継続し、各モジュールが負荷電流を均等に分担している。また出力電圧および電流に乱れはなく、負荷装置に安定した電力供給が継続されることを確認した。

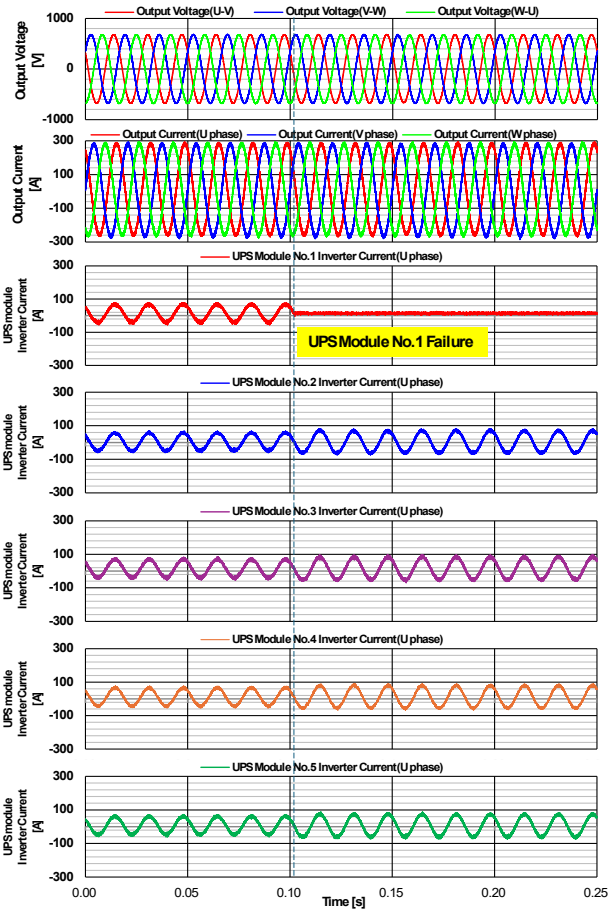


図 6 UPS モジュール No.1 模擬故障時の波形
Fig.6. Waveforms during simulated failure of UPS module No. 1

４．まとめ

本論文では、40 kVA の UPS モジュールを複数個使用して 200 kVA の UPS システムを構築し、その電力供給動作の評価結果を示した。本システムは通常運転時に最高 97%以上、IEC 62040-3 ed 3.0（2021）に基づく重み付け効率で 96.8%の高効率を達成した。また、UPS モジュールの故障時においても負荷を均等に分担し、安定した電力供給を継続できることを確認した。

文　献

(1) T. LEE, M. Kinoshita and K. Sanada, "High-efficiency large-capacity uninterruptible power supply for 3-phase 4-wire power system" in Proc. of IEEE IPEMC, pp. 1-6, 2012.

©2026 IEE Japan

1 石共振形高周波インバータを用いた 低インダクタンスワイヤレス送電システムの比較

松本　洋和*　（青山学院大学）関沢　康史（株式会社レゾンテック）

Comparison Between Low-Inductance Wireless Power Transfer System with Half-Resonant Inverters

Hirokazu Matsumoto* (Aoyama Gakuin University)　Yasushi Sekizawa (Raisontech inc.)

キーワード：1 石共振形高周波インバータ，ワイヤレス送電
Keywords：Half-resonant inverters, wireless power transfer (WPT)

1.　はじめに

数 10～1000kHz をターゲットとするワイヤレス電力システムではフルブリッジインバータが多く使用されている。一方，近年になってより構成がシンプルな 1 石共振形インバータを使った研究・開発例が増加している[1]。

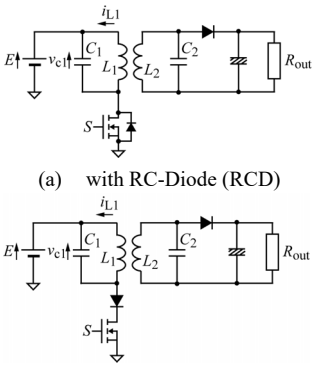
本研究では Fig.1 に示す 1 石共振形インバータの(a)逆導通デバイス式(以降 RCD とする)と(b)逆阻止デバイス式(以降 RBD とする) [2]について、回路シミュレーションを用いて各種特性比較を行う。

2.　解析方法

基本パラメータは L_1=8.16uH, L_2=8.98uH, r_1=40.59mΩ, r_2=41.85mΩであり、各種デバイスは D1: MBR30200FCT, D2: TSP15H200S, S: IXFP36N20X3 とした。Table I に解析パラメータを示す。共振周波数 f_t と f_r は C_1 と C_2 の静電容量決定に使用する。コイル L_2 のインダクタンスは Mg 倍することで変更する。Mg は送/受電コイルの巻線抵抗や相互インダクタンスにも作用する。Duty cycle D は、それぞれの回路であらかじめ動作に適した範囲を見当づけて設定した。

3.　解析結果

Fig.2 に RBD の E=24V 時において k 及び R_{out} が変動する中で 50W 送電が可能な条件がありかつ最も高い平均効率が得られる時の結果(D=0.225, T=6.0μs, Mg=1.0, f_t=350 kHz, f_r=350kHz)を示す。k = 0.4 にて R_{out} に関わらず 90%以上の高い効率となり，18W の電力が R_{out}=20 Ω で得られている。



(a)　with RC-Diode (RCD)

(b)　with RB-Diode (RBD)

Fig.1　Half-resonant inverters

4.　まとめ

本稿ではページの都合上RBDの結果のみの掲載となったが発表では RCD の結果も示し、両者を比較する予定である。

参考文献

[1]　特許 7141156,　特許 7626512：「チューニング調整回路を有するワイヤレス給電システム」
[2]　大森・他:「誘導加熱用 1 石 共振形高周波インバータの回路トポロジーと特性評価」,電学論 D, vol. 117, no. 2, pp. 150-159.

Table I　PARAMETERS IN ANALYSIS

Parameters	Levels
Coupling coefficient, k	0.05, 0.10, 0.15, 0.20, 0.25, 0.30, 0.35, 0.40, 0.45, 0.50
R_{out} [Ω]	20, 30, 40, 50
E [V]	24, 36
Duty cycle of S, D	0.450, 0.475, 0.500, 0.525, 0.550 for RCD 0.150, 0.175, 0.200, 0.225, 0.250 for RBD
Cycle period of S, T[μs]	3.0, 4.0, 5.0, 6.0
L_2 magnification, Mg	0.5, 1.0, 1.5, 2.0
Resonant frequency of transmitter, f_t [kHz]	230, 260, 290, 320, 350
Resonant frequency of receiver, f_r [kHz]	150, 200, 250, 250, 300, 350

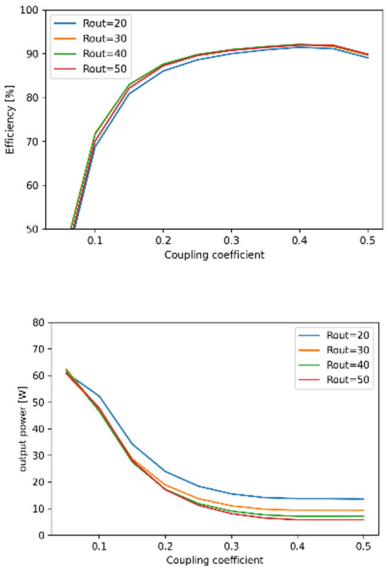


Fig.2 Results of RBD

©2026 IEE Japan

高調波重畳により受電側整流器起因の高調波を低減するワイヤレス給電用電源の開発

野本　俊作*，日下　佳祐（長岡技術科学大学）

A Development of a Power Supply for Wireless Power Transfer that Reduces Harmonics Originating from the Receiver-Side Rectifier by Harmonic Superposition

Shunsaku Nomoto, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

１．はじめに

筆者らはこれまでワイヤレス給電（WPT）システムにおける高調波漏えい磁界を抑制するために，WPT システムの送受電両側にフライングキャパシタ形線形増幅回路（FCLA）を適用する手法を提案してきた(1)。本手法により，コイルに印加される電圧波形を正弦波状にすることで電流高調波の大幅な低減効果が得られたが，受電側にダイオードブリッジ整流器を用いる場合，その動作による高調波が高調波漏えい磁界低減の妨げとなっていた。そこで，本論文では FCLA 出力に高調波を重畳させることで整流器動作に起因した高調波をキャンセルする手法について報告する。

２．電流高調波のキャンセル手法

＜2･1＞送受電コイルにおける高調波電流　　図 1 に FCLA を電源に持つ WPT システムを示す。FCLA はフライングキャパシタの電圧バランスを維持できていれば，正弦波でなくとも任意波形の電圧 v_1 を高効率に出力することができる。また，SS 型 WPT システムにおける受電側ダイオードブリッジの入力電圧 v_2 は正弦波状の電流が通流した場合，矩形波となる。したがって，図 1 のシステムは図 2 に示すような等価回路で表せる。この等価回路に基づいて送受電両側の電流高調波を低減するために FCLA が出力するべき電圧を導出する。図 2 より，送受電電流は(1)式となる。ここで，複素数 $K(=K_r+jK_i)$を用いて $v_1=Kv_2$ とおいた。

$$\begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_{1p}Z_{2p}+\omega_p^2M^2} \begin{bmatrix} Z_{2p} & -j\omega_pM \\ j\omega_pM & -Z_{1p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Kv_{2p} \\ v_{2p} \end{bmatrix} \tag{1}$$

各変数の添え字 p は高調波の次数を表し，Z_{ip} (i=1,2)は

$$Z_{ip} = R_i + jX_{ip} = R_i + j\left(\omega_pL_i - \frac{1}{\omega_pC_i}\right) \tag{2}$$

である。ここで，(3)式に示す目的関数を導入し，(4)式を満たす K を求めることで，任意の電流高調波を最小とすることが可能な FCLA 出力高調波電圧を求める。(1－3)式より，(4)式を満たす K は(5)式となる。

$$J_{(K)} = \left|i_{1p}\right|^2 + \left|i_{2p}\right|^2 \tag{3}$$

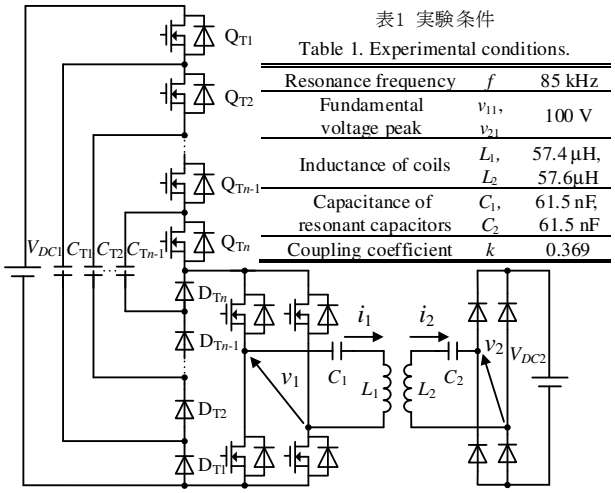


表1 実験条件
Table 1. Experimental conditions.

Resonance frequency	f	85 kHz
Fundamental voltage peak	v_{11}, v_{21}	100 V
Inductance of coils	L_1, L_2	57.4 μH, 57.6μH
Capacitance of resonant capacitors	C_1, C_2	61.5 nF, 61.5 nF
Coupling coefficient	k	0.369

図 1 送電側に FCLA を適用した WPT システム
Fig. 1. The WPT system with a FCLA.

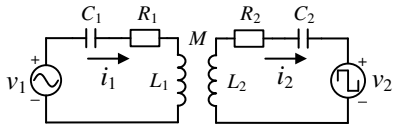


図 2 FCLA を有する WPT システムの等価回路
Fig. 2. An equivalent circuit of the WPT system with FCLA.

$$\frac{\partial J_{(K_r,K_i)}}{\partial K_r} = 0, \quad \frac{\partial J_{(K_r,K_i)}}{\partial K_i} = 0 \tag{4}$$

$$K = K_r + jK_i = \frac{\omega_pM\left(X_{1p}+X_{2p}\right)}{R_2^2+X_{2p}^2+\omega_p^2M^2} + j\frac{\omega_pM\left(R_2-R_1\right)}{R_2^2+X_{2p}^2+\omega_p^2M^2} \tag{5}$$

ここで，内部抵抗はリアクタンス成分と比較して無視できるほど小さいとすれば

$$K \approx \frac{\omega_pM\left(X_{1p}+X_{2p}\right)}{X_{2p}^2+\omega_p^2M^2} \tag{6}$$

と近似できる。したがって，任意の電流高調波を低減するために FCLA が出力するべき電圧は

$$v_{1p} = Kv_{2p} \approx \frac{\omega_pM\left(X_{1p}+X_{2p}\right)}{X_{2p}^2+\omega_p^2M^2}v_{2p} \tag{7}$$

©2026 IEE Japan

となり，受電側電圧と同位相の電圧高調波を FCLA 出力に重畳すればよいことがわかる。ただし，共振状態において受電側電圧位相は送電側電圧よりも 90° 進み位相となる(2)。

＜2・2＞シミュレーションによる理論検証　前節の理論を検証するためにいくつかの結合係数における高調波低減効果をシミュレーションにより確認した。ここで，送受電側の電圧振幅の基本波成分の最大値が 100 V となるようにし，コイルのインダクタンスおよび共振キャパシタの値は表中の共振周波数 85 kHz および出力電力 1.0 kW を満たすように各結合係数の条件で調整した。

図 3 に矩形波，正弦波および(7)式にしたがって送電側電源に 3,5,7,9,11 次高調波を重畳させ，電力伝送を行った際の 11 次までの電流全高調波歪み率 THD_{11}

$$\mathrm{THD}_{11}=\frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{11} I_n^2}}{I_1}\times 100 \qquad (8)$$

を示す。ここで，I_n は n 次の電流高調波成分実効値である。結合係数が高くなるほど，送受電間の高調波が相互に伝達しやすくなるので電流高調波は大きくなるが，高調波を重畳させることで正弦波電圧を印加した場合よりも電流高調波を抑制できることが確認できる。

３．実機検証

表 1 に実験条件を示す。高調波重畳の効果を検証するために矩形波電圧および正弦波電圧で電力伝送した場合との電流高調波成分の比較を行った。ここでは，シミュレーション時と同様に基本波に 3,5,7,9,11 次高調波を FCLA 出力に重畳させた。図 4 に WPT システムの動作波形を示す。高調波重畳よって，送受電側電流のひずみが低減されることが確認できる。図 5, 6 に送受電側電流の高調波解析結果を示す。高調波重畳により，一部高調波成分は増加しているが，これは FCLA 出力電圧波形にみられる振動が原因だと考えられる。しかし，送受電側ともにほとんどの奇数次高調波成分を低減しており，特に矩形波伝送時と比較して電流 THD を送電側は 4.6 pt.，受電側は 2.0 pt.改善した。

4. まとめ

本論文では本論文では送電側のみに FCLA を適用し，FCLA 出力に高調波を重畳させることで整流器動作に起因した高調波をキャンセルする手法について検討し，実機検証を行った。実機試験の結果，矩形波で電力伝送を行った場合と比較して正弦波出力に高調波を重畳させることで電流 THD を送電側は 4.6 pt.，受電側は 2.0 pt.低減した。

謝辞

この成果は，国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構（NEDO）の助成事業（JPNP20004）の結果得られたものである。

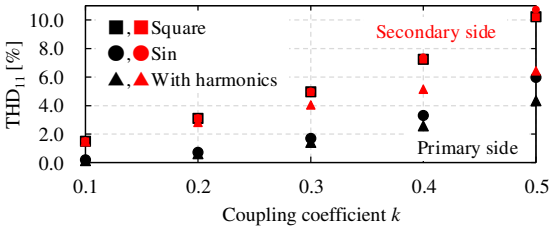


図 3 送受電側電流 THD と結合係数の関係

Fig. 3. Relationships between current THD and coupling coefficient.

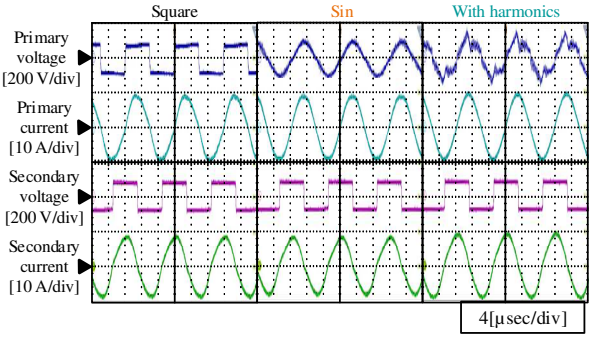


図 4 ワイヤレス給電システム動作波形

Fig. 4. Operating waveforms of the WPT systems.

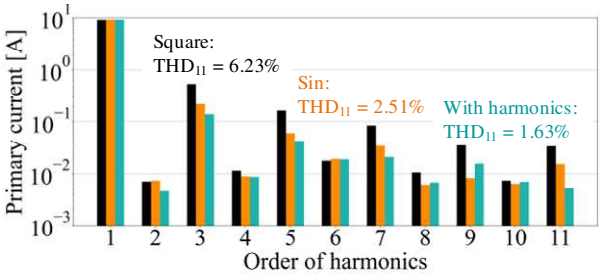


図 5 送電側電流の高調波成分

Fig. 5. Harmonic components of the transmitter side's current.

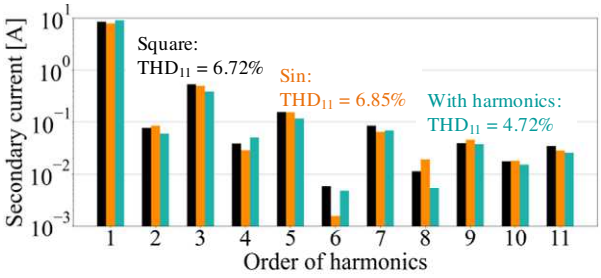


図 6 受電側電流の高調波成分

Fig. 6. Harmonic components of the receiver side's current.

文　献

(1)野本 他:2025 年 D 部門大会, Vol. 1, No. 1-25, 113-116 (2025)

(2)永井 他：電気学会論文誌 D, Vol. 142, No. 5, 385-392 (2022)

©2026 IEE Japan

電界結合型非接触給電向け 20kW 級 6 倍電流整流回路の実験的検証

増田　樹*，今岡　淳，山本　真義（名古屋大学）
増田　満（富士山 GX ホールディングス）

Experimental Verification of a 20-kW Current Multiplier Rectifier for Capacitive Power Transfer Systems

Itsuki Masuda, Jun Imaoka, Masayoshi Yamamoto (Nagoya University), Mitsuru Masuda (Mt. Fuji GX Holdings Inc.)

１．はじめに

近年非接触給電の分野では，磁界結合型に代わる伝送方法として，電界結合型が注目を浴びている[1]。この方式はカプラにアルミ等の金属板のみを使用するため，システムとして安価・軽量になりやすい利点を持つ。しかしながら，研究事例が少なく，カプラ構成や回路構成をはじめとする周辺要素技術の検討が不十分である。そこで本研究では 20kW 級システムの構築を目標に，周辺要素技術の検討を進めている。本報告では，電界結合型向けの複数倍電流整流回路について実験的な検証結果について報告する。

２．複数倍電流整流回路と実験結果

電界結合型は伝送方式の性質上，カプラ特性が高電圧・高インピーダンスになる傾向がある。そのため，これらの特性に合わせたインバータや整流回路が必要なる。本研究では高インピーダンス入力に有利な倍電流整流回路に着目した[2]。図 1 に試作した 6 倍電流整流回路を示す。本整流回路は高調波抑制用の直列共振回路と整流ダイオード，チョークインダクタから構成される。なお，本回路は出力側を 400V バッテリ，入力側を 50Ω に想定し設計している。また，入力側の電源系は 50Ω を使用しており，整流回路入力の定在波比を確認することにより，整流回路の入力インピーダンスを評価する。

図 2 に入力電力を 1kW から 20kW まで変化させた際の変換効率と反射特性を示す。なお，AC 部の入力電力と反射電力は方向性結合器（T051-7366A）を用いて測定した。図 2(a)より，4kW 以上の入力電力において 94%以上の変換効率が得られた。6%程度の損失要因は主に共振用インダクタやチョークコイルであり，それぞれ 10 分間の駆動で約 80 度程度の発熱を確認している。また図 2(b)より，最大出力の 20kW において約 1.2 の定在波比を実現している。

３．まとめ

本研究では電界結合型向けの 6 倍電流整流回路を試作し，大電力・高周波領域における有効性を確認した。整流回路の効率は 94%となり，20kW 出力時において 1.2 程度の定在波比を実現した。今後詳細な損失分析や熱特性についての調査やカプラを接続した際の特性についても評価を進める予定である。

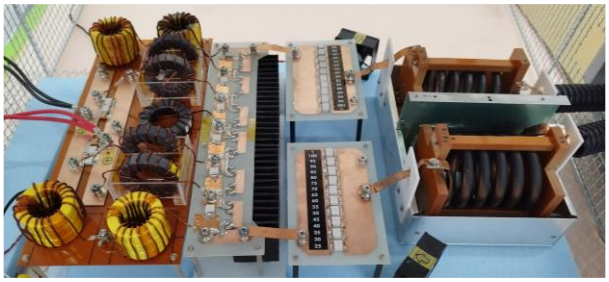


図１　6 倍電流整流回路の実機
Fig. 1. Prototype of the 6x current rectifier circuit

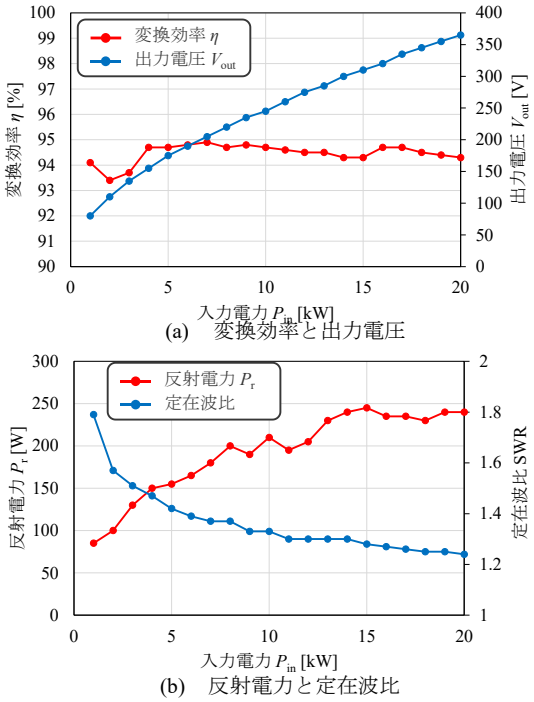


図２　20kW 整流回路の実験結果
Fig. 2. Experimental results of the 20-kW rectifier

文　献

(1)　D. Etta et al.: 2025 IEEE ECCE, pp.1-7. (2025)

(2)　Y. Mizutani et al: IEICE Tran. Electron, J106-C, No.1, pp10-19. (2023)

©2026 IEE Japan

等価回路モデルに基づく MHz 帯非接触給電向け 送電側インバータ並列運転用電流バランサ設計法

山口　正通*，西川　滉大，渡辺　大貴，伊東　淳一(長岡技術科学大学)

Design Method of Current Balancer for Parallel Operated Inverter in MHz-Band WPT Systems

Masamichi Yamaguchi, Kodai Nishikawa, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

１．はじめに

近年，伝送コイル小型化の観点から MHz 帯を適用した非接触給電(Wireless Power Transfer: WPT)システムが盛んに検討されているが，主回路に高速スイッチング可能な GaN デバイスを用いる必要があり，電流容量の制約により単機あたりの出力が制限される。そこで筆者らは，トランスを用いて主回路並列運転時の横流抑制を実現する電流バランサを提案[(1)-(2)]しているものの，所要の横流抑制量に基づくトランス励磁インダクタンスの設計法はこれまで確立していない。

そこで本論文では，MHz 帯インバータ並列運転用バランサに適用する励磁インダクタンスの設計法を提案する。提案設計法に基づく試作バランサを用いて，6.78 MHz での 3.3 -kW 出力時の電流バランス効果を確認したため報告する。

２．並列運転用電流バランサ

＜2・1＞提案回路構成と特徴　　図 1 に，提案バランサを適用したインバータ 2 並列接続の回路構成を示す。提案バランサは，2 台の電流バランス用トランスと 2 つのインピーダンス整合用インダクタ L_{ext} により構成される。各インバータは 6.78 MHz を基本波周波数として方形波運転される。ここで，インバータ出力電圧 $\boldsymbol{v}_{inv1}$ と $\boldsymbol{v}_{inv2}$ は同一の電圧実効値 V_{rms} であり，かつ位相差ϕを有するものとする。また，2 台のトランスの乗数は同一と仮定する。

各インバータ出力端にそれぞれ直列にインダクタ L_{ext} が挿入されることで，トランスに加えてインダクタ L_{ext} も横流抑制に寄与する。また，トランスの漏れインダクタンスは L_{ext} に対し直列に挿入されるため，所望のインピーダンス整合に必要な整合用インダクタ L_{ext} をトランスの漏れインダクタンス分低減可能な構成である。トランス後段には，インピーダンス整合用キャパシタ C_{ext} と WPT システムの伝送コイルから二次側の特性を模擬する共振負荷が接続される。

＜2・2＞電流バランサ等価回路モデル　　図 2 に，電流バランサの等価回路モデルを示す。2 並列運転用電流バランサにおけるトランス 1 次側及び 2 次側巻線の巻数比は，文献(1)より次式で導出される。

$$\frac{N_1}{N_2}=2 \quad \cdots\cdots(1)^{(1)}$$

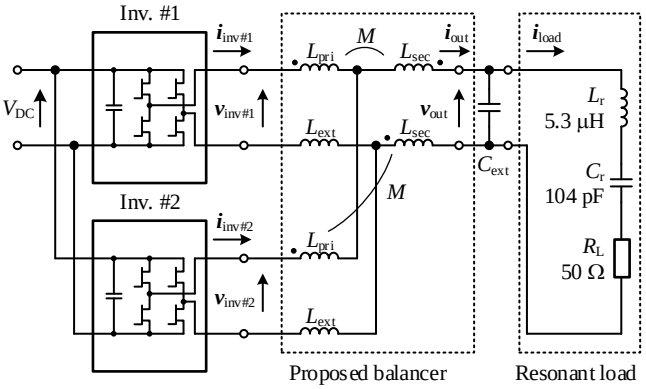


Fig. 1. Configuration of the proposed balancer.

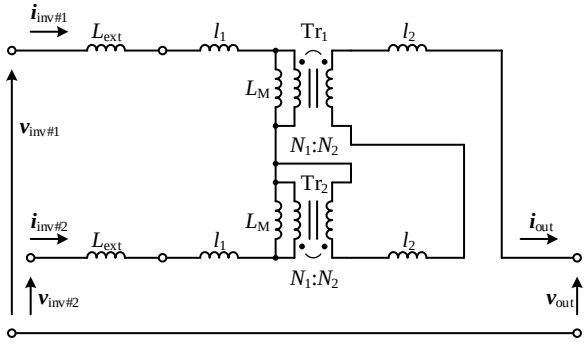


Fig. 2. Equivalent balancer model.

また，トランス 1 次側及び 2 次側の漏れインダクタンスをそれぞれ l_1，l_2，励磁インダクタンスを L_M で表す。励磁インダクタンス L_M と漏れインダクタンス l_1 の関係は，結合係数 k を用いて次式で表される。

$$l_1=\left(\frac{1}{k}-1\right)L_M \quad \cdots\cdots(2)$$

ここで，所望のインピーダンス整合に必要なキャパシタ C_{ext} 及びインダクタ L_{ext} は，1 次側巻線の漏れインダクタンス l_1 を用いて文献(2)より以下に導出される。

$$C_{ext}=\frac{1}{\omega R_L}\sqrt{\frac{R_L}{r_{inv}}-1} \quad \cdots\cdots(3)^{(2)}$$

$$L_{ext}=\frac{2C_{ext}R_L{}^2}{1+\left(\omega C_{ext}R_L\right)^2}+\frac{x_{inv}}{\omega}-2l_1 \quad \cdots\cdots(4)^{(2)}$$

r_{inv} と x_{inv} はインバータ出力インピーダンスの実部と虚部，R_L は負荷抵抗である。(4)式より，トランス 1 次側の漏れイ

©2026 IEE Japan

ンダクタンス l_1 が整合に必要なインダクタンス L_{ext} に影響することがわかる。また，各電流は次式で表される。

$$|\dot{\boldsymbol{i}}_{out}| = \frac{V_{rms}}{\sqrt{{R_{out}}^2 + \left\{X_{out} + \omega\left(\frac{L_{ext}}{2} + l_1\right)\right\}^2}} \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad \cdots\cdots (5)^{(2)}$$

$$|\dot{\boldsymbol{i}}_{inv\#1}| = \sqrt{(A+B)^2 + C^2} \quad \cdots\cdots (6)^{(2)}$$

$$|\dot{\boldsymbol{i}}_{inv\#2}| = \sqrt{(A-B)^2 + C^2} \quad \cdots\cdots (7)^{(2)}$$

$$B = \frac{1}{\omega\left(L_{ext} + l_1 + \frac{L_M}{2}\right)} V_{rms} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad \cdots\cdots (8)$$

ここで，V_{rms} は電圧実効値，ϕ は各インバータ出力電圧の位相差，R_{out} と X_{out} はそれぞれバランサ出力端に接続されるインピーダンスの実部と虚部である。各電流の差異は(8)式に示す B 項であり，整合用のインダクタンス L_{ext} が横流量に影響する。ここで，横流抑制の指標として出力電流 $\dot{\boldsymbol{i}}_{out}$ に対する各電流の差の割合を電流アンバランス率 a とし，次式で定義する。

$$a = \frac{|\dot{\boldsymbol{i}}_{inv1}| - |\dot{\boldsymbol{i}}_{inv2}|}{|\dot{\boldsymbol{i}}_{out}|} \times 100 \quad \cdots\cdots (9)^{(2)}$$

ここで，各出力電流の A 項及び C 項は文献(2)にて導出された式を使用し，電流アンバランス率を算出する。

＜2・3＞乗数設計法　　図 3 に，提案設計法のフローチャートと本稿で適用した設計条件を示す。提案構成ではトランスの漏れインダクタンス l_1 が整合乗数に影響する他，整合用インダクタンス L_{ext} も横流に影響する。そのため，初期値として励磁インダクタンス L_M を 0 μH と設定し，整合乗数及び電流アンバランス率 a の初期値を算出する。電流アンバランス率が所望の設計値となるまで励磁インダクタンス L_M を増加させ，設計値を満たした際の励磁インダクタンス L_M を及び整合乗数を設計値として採用する。表 1 に，提案設計法と本稿での設計条件に基づく設計例を示す。

３．実機検証

図 4 に，提案設計法を適用した設計例に基づく試作バランサを適用した 6.78 MHz におけるインバータ 2 並列運転結果を示す。図 4(a)は各出力電圧間に位相差を設けない場合の結果であり，取得波形より概算した出力電力はインバータ#1 が 1.64 kW，インバータ#2 が 1.74 kW である。入力側にて測定した直流側入力電力は 3.92 kW であり，2 台を合わせた変換器効率は 86.2 %である。図 4(b)は出力電圧位相差ϕを 5%と設定した場合の結果であり，取得波形より算出した各電流の実効値は $i_{inv\#1}$ が 8.1 A，$i_{inv\#2}$ が 8.3 A，i_{out} が 19.5 A である。ここで，(9)式の定義に基づく電流アンバランス率は 2.1%であり，設計例の算出において設定した電流アンバランス率を満たす。今後，さらなる大容量化に向けたバランサの損失解析と構造検討を行う。

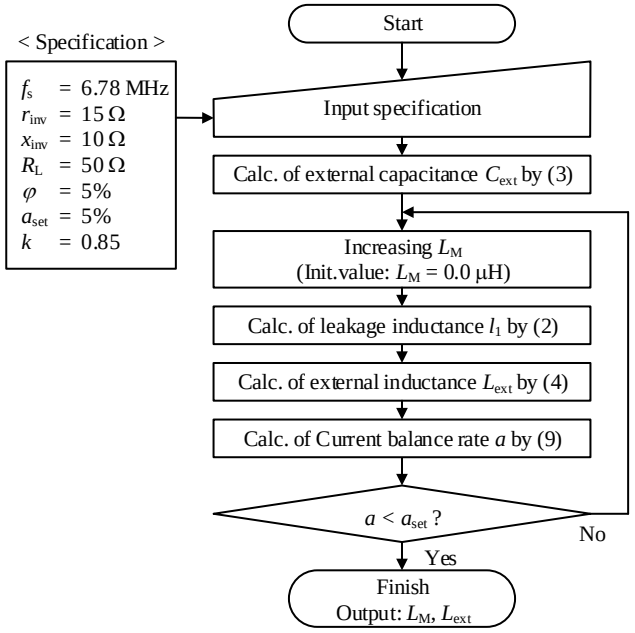
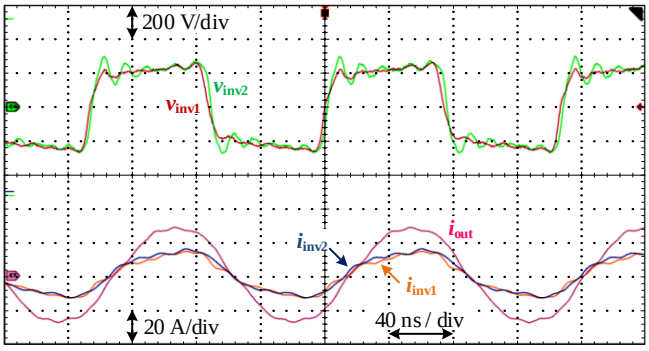


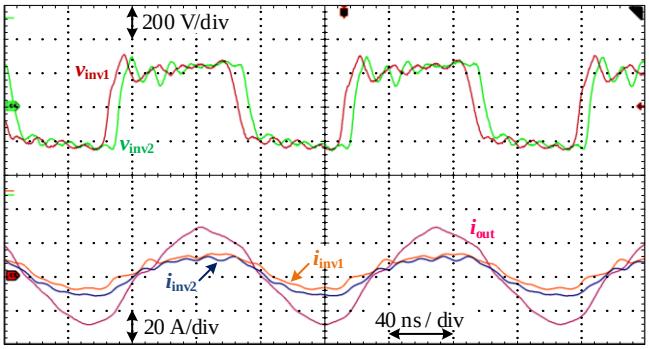
Fig. 3. Proposed flowchart of parameter design.

Table I. Circuit parameters based on proposed flowchart.

Magnetizing inductance	L_M	1.7 μH
Inductance of primary side	L_{ext}	0.47 μH
Inductance of secondary side	C_{ext}	1.12 nF



(a) without voltage phase difference (ϕ = 0%).



(b) with voltage phase difference (ϕ = 5%).

Fig. 4. Experimental result with prototype balancer (V_{DC}: 250 V).

文　献

(1)　M.Yamaguchi et al., EPE'22 ECCE Europe, pp.1-9(2022)
(2)　M.Yamaguchi et al., ICRERA2025, pp.1180-1184(2025)

©2026 IEE Japan

パリティ時間対称理論を用いた ワイヤレス給電における双方向電力伝送

荒谷　崚太*　（立命館大学），清水　悠生　（MotorAI），川畑　良尚（立命館大学）

Bidirectional Wireless Power Transfer with PT-Symmetry Theory

Ryota Aratani (Ritsumeikan University), Yuki Shimizu (MotorAI), Yoshitaka Kawabata (Ritsumeikan University)

１．まえがき

電気自動車や産業用ロボットなどの動体へのワイヤレス電力伝送(Wireless Power Transfer : WPT)では，結合係数の変化に応じて出力電力が一定とならないという問題がある。この問題に対して文献[1]において，本研究で用いるS－LCL型WPTシステムにパリティ時間(PT)対称理論を導入し周波数制御を用いることで，高効率でロバスト性の高い電力伝送ができることが示されている。しかし，先行研究では，受電側を等価負荷抵抗としているため，片方向の電力伝送のみの検討であった。ところが，近年の環境問題を考えると電力の有効な活用は必須であるため，WPTにおいても双方向の電力伝送が求められる。そこで，本稿では，PT対称理論を用いた周波数制御をDAB型DC/DCコンバータを用いることで，ロバスト性が高いWPTシステムにおいて双方向電力伝送の実現を目指す。

２．シミュレーション検討

本稿で用いるシミュレーションパラメータを表 1，シミュレーション構成図を図 1 に示す。ここで，文献[2]のRLSを用いた結合係数推定手法により結合係数の推定を行い，文献[1]で示されるように結合係数に応じて PT 周波数を算出している。周波数制御は送電側の信号波の周波数を変更することにより，受電側の直流電流の制御を行っている。ここで，L_1,L_2 はワイヤレスコイルの自己インダクタンス，C_1,C_2 は共振コンデンサ，L_b は外付けインダクタンス，V_{dc},V_{R_L} は電源電圧，u_1,u_2 は交流電圧を表す。電力伝送はA側とB側の信号波に図1の位相差 θ を設けることで行っている。A側からB側に電力伝送を行う場合を力行時、B側からA側に電力伝送を行う場合を回生時とする。シミュレーションはPLECSを用いた。

＜3・1＞電力逆転試験　　はじめに，結合係数が 0.6，指令値はそれぞれ 5A，位相差を 30° とし，　5 秒後に力行から回生に電力を逆転させる試験を行った。受電側の直流電流を図 2 に示す。力行，回生のどちらにおいても受電側直流電流を 5A に制御することができた。力行時は 1.07A のオーバーシュートが確認でき，収束時間は 0.7 秒である。力行時から回生時に変わるときは 2.13A のアンダーシュートが確認でき，収束時間は 2.5 秒である。効率は力行時が 94.05%，回生時が 94.09%であった。そのため，始動時に比べて力行から回生に切り替わるときの方が，オーバーシュートが大

表 1　シミュレーションパラメータ

Table 1 Simulation parameters

Item [unit]	Value
A-side DC power supply V_{dc}[V]	200
B-side DC power supply V_{R_L}[V]	200
A-side wireless coil self-inductance L_1[μH]	579.5
B-side wireless coil self-inductance L_2[μH]	120
A-side resonance capacitor C_1[μF]	0.77458
B-side resonance capacitor C_2[μF]	3.7408
External inductance L_b[μH]	300

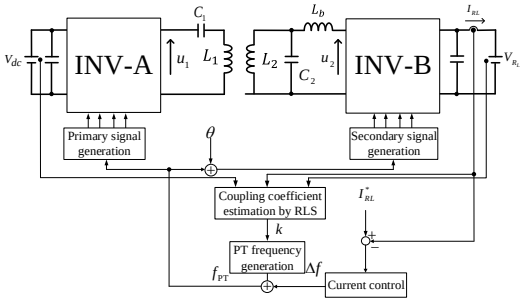
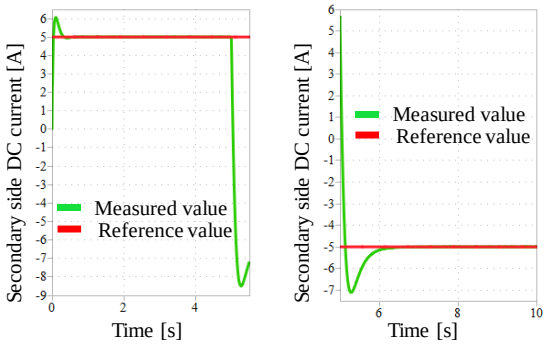


図 1　制御構成図

Fig. 1　Control system configuration diagram.



(a)　力行時　　(b)　回生時

図 2　電力逆転試験の受電側直流電流

Fig. 2　Receiving-side DC current in the power reversal test.

©2026 IEE Japan

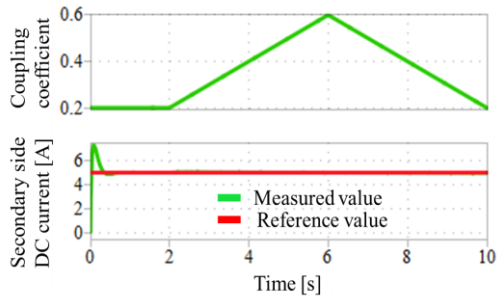


図３ 結合係数可変試験の受電側直流電流
Fig. 3 Receiving-side DC current in the variable coupling coefficient test.

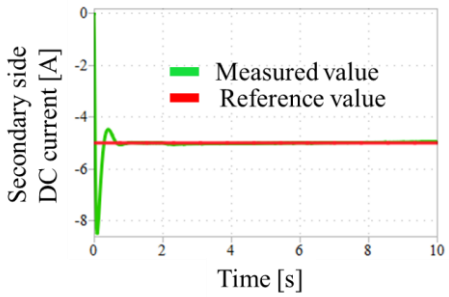


図４ 回生時の結合係数可変試験の受電側直流電流
Fig. 4 Receiving-side DC current in the variable coupling coefficient test. during regeneration

きく収束時間もかかることがわかる。つまり，高効率に双方向電力伝送が可能であることがわかる。

＜3・2＞結合係数可変試験　次に，DAB 型 DC/DC コンバータを用いた回路において力行時の結合係数可変試験を行った。結合係数の変化と B 側直流電流の変化を図 3 に示す。ここで，指令値は 5A，位相差は 30° である。結合係数に対して B 側直流電流が一定であるため，出力電力を一定とできる。効率は結合係数が 0.2 のときで 90.4%である。次に，回生時の結合係数可変試験を行った。結合係数の変化は図 3 と同じである。二次側電流の向きは A 側から B 側に流れる向きを正としているため，回生時の指令値は-5A である。回生時においても結合係数の可変に対して受電側の直流電流を一定に制御することができた。効率は結合係数が 0.2 のときで 90.3%である。そのため，DAB 型を用いても PT 対称理論を用いた周波数制御により，高効率でロバスト性の高い電力伝送が力行時と回生時どちらでも可能である。

A 側と B 側の位相差の違いによる効率を表 2，図 5 に示す。位相差によって効率は変化し，結合係数が 0.2 のときには位相差が 70° の場合が最高効率となり，結合係数が 0.6 のときには位相差が 30° の場合が最高効率となる。結合係数の変化に対して効率の変化が最も小さくなる位相差は 70° であった。B 側インバータをダイオード整流に置き換え，電源を等価負荷とした場合の同条件の周波数制御での A 側交流電圧(u_1)と B 側交流電圧(u_2)の位相差が 71.07° である。そのため，A 側インバータと B 側インバータの信号の位相差が PT 対称理論を用いた周波数制御のナチュラルな電圧位相差のとき，効率が高くロバスト性が高いことがわかる。つまり，インバータ間の位相差は片側が等価負荷の場合の交流電圧の位相差とすることが最も良いことがわかる。

３．まとめ

本システムの PT 対称理論を用いた周波数制御において DAB 型 DC/DC コンバータを用いることにより，双方向の電力伝送を可能とすることができた。力行時の結合係数可変試験においても結合係数の変化に対して高いロバスト性を示すことができた。A 側インバータと B 側インバータの信号の位相差は片側インバータ時の電圧位相差と合わせることで，高効率でロバスト性が高い電力伝送が可能となることがわかった。

表２ 位相差と結合係数における効率
Table 2 Efficiency in relation to phase difference and coupling coefficient.

		Phase difference [°]					
		30	40	50	60	70	80
Coupling coefficient	0.2	88.4	89.7	90.2	90.3	90.4	90.0
	0.3	91.7	92.2	92.5	92.4	92.4	92.1
	0.4	93.3	93.4	93.3	93.4	93.2	93.1
	0.5	93.8	93.9	93.9	93.8	93.6	93.5
	0.6	94.1	94.1	94.0	94.0	93.9	93.7

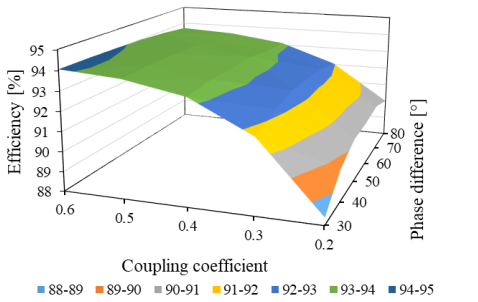


図５ 位相差と結合係数における効率の 3D グラフ
Fig. 5 3D graph of efficiency in relation to phase difference and coupling coefficient.

文　献

[1] R. Aratani, Y. Shimizu and Y. Kawabata, “Frequency Control of S-LCL Wireless Power Transfer Using Parity-Time Symmetry Theory” in The 51st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2025), (2025).
[2] H. Sugihara, Y. Shimizu and Y. Kawabata, “Coupling Coefficient Estimation Method for SP-Type Wireless Power Transfer System,” in 27th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2024-Fukuoka), Fukuoka, Japan, QS4J-6(2024).

©2026 IEE Japan

走行中ワイヤレス給電向け電力脈動補償回路の基礎検討

佐藤 隆之介 *, 米田 昇平（東京海洋大学)
髙橋 理玖，太田 涼介 （東京都立大学）

Basic Study of a Power Ripple Compensation Circuit for Dynamic Wireless Power Transfer

Ryunosuke Sato, Shohei Komeda (Tokyo University of Marine Science and Technology),
Riku Takahashi, Ryosuke Ota (Tokyo Metropolitan University)

1 まえがき

電気自動車向け走行中ワイヤレス給電が検討されている。文献 [1] では，受電電力の脈動を低減するために，受電回路の直流出力に追加のチョッパ回路を設け，電力脈動を補償する手法が検討されている。

本論文では，電力脈動補償回路の小型化のために，受電回路の高周波リンクに直列に挿入可能な補償回路 [2] の適用を検討する。これにより，追加のリアクトルの除去を図る。以下では，検討するシステムの構成と動作原理を述べ，回路シミュレーション（PLECS）により動作を確認する。

2 シミュレーション回路

図 1 に回路構成を，表 1 にその回路定数を示す。ただし，紙面の都合上ワイヤレス給電部の回路定数は文献 [1] を参照されたい。受電側にはハーフブリッジからなる直列形電力脈動補償回路が挿入されている。脈動する受電電力は，ワイヤレス給電回路の入力電圧を 100 Hz で脈動する全波整流波形とすることで模擬する。

3 動作原理

本論文では基礎検討として，出力電圧に基準を設け，出力電圧がその電圧以上であれば補償回路を充電，基準電圧以下であれば補償回路を放電というシーケンスにて，受電回路の情報のみで補償回路を動作させる。このとき，電流の極性に応じて補償回路のハーフブリッジの上側スイッチをオンとすることで，バッファコンデンサを充放電する。

4 シミュレーション結果

図 2 にシミュレーション結果を示す。今回は出力電圧 v_{dc} が 150 V 以下のときに補償回路が放電，それ以上の際は充電となるように制御した。図 2(a) は脈動補償なしで，ハーフブリッジの下側スイッチを常時オンとし，補償回路をバイパスしている。出力電圧 v_{dc} は 0~177 V で変動する全波整流波形となっている。図 2(b) は脈動補償ありで，バッファコンデンサ電圧 v_{buf} が 30~237 V で変動することで，電力脈動の一部が吸収でき，出力電圧 v_{dc} の変動が 48~173 V に減少した。

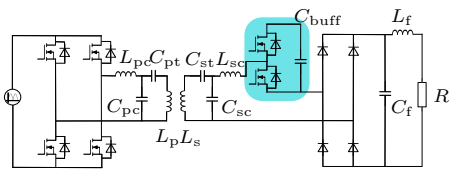
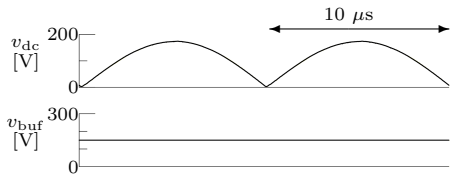


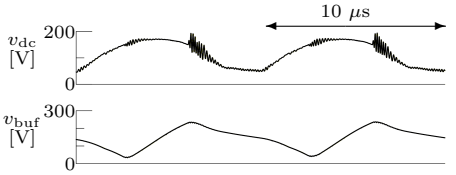
図 1 シミュレーション回路
Fig. 1. Simulation circuit.

表 1 シミュレーションにおける回路定数
Table 1. Circuit parameters for simulation.

Peak value of input voltage	V_{m}	$100\sqrt{2}$ V
Capacitor of active buffer	C_{buff}	400 μF
Output filter	L_{f}, C_{f}	30 μH, 30 μF
Output resistance	R	3 Ω



(a) Without compensation.



(b) With compensation.

図 2 電力脈動補償のシミュレーション結果
Fig. 2. Simulation waveforms of power decoupling.

5 まとめ

本論文では，走行中ワイヤレス給電向けに，受電回路の高周波リンクに直列に挿入可能な補償回路の適用を検討した。シミュレーションにより，受電回路の情報のみで電力脈動が部分的に吸収できることを確認した。今後は詳細な制御則を検討し，検証実験を行う予定である。なお，本研究はパワーアカデミーの研究助成を受けたものであり，関係者に謝意を表します。

文 献

[1] 髙橋・太田・米田, 2025 年電学全大（第 4 分冊）, pp.155-156(2025)
[2] B.J.Pierquet and D.J.Perreault,*IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 28, No. 10,pp.4603-4611(2013)

©2026 IEE Japan

２層受電コイルにおける回転型走行中ワイヤレス電力伝送実験システム用送受電コイル形状の検討

田中　悠介*,　佐藤　大記（東京電機大学）

Study on Transmitter and Receiver Coil Geometry for Rotating Dynamic Wireless Power Transfer Experimental System with a Two-Layer Receiver Coil

Yusuke TANAKA, Daiki SATOU (Tokyo Denki University)

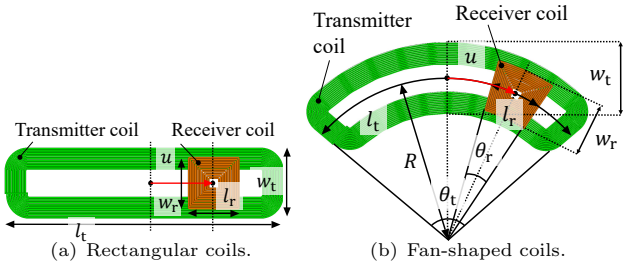
1. はじめに

近年，カーボンニュートラルの実現に向けて電気自動車（EV: Electric Vehicle）の普及が推進されている。しかし，EV は航続距離，充電時間，車両価格に課題があり，爆発的な普及には至っていない。そこで，これらの課題を解決する技術として，走行中の EV に対して道路から給電する走行中ワイヤレス電力伝送（DWPT: Dynamic Wireless Power Transfer）が注目されている [1]。しかしながら，実際の EV を用いた DWPT の実験 [2] では，一定の条件下で繰り返し実験を行うことが困難である。このような背景から，DWPT の実験を一定条件で実施可能な回転型 DWPT 実験システムが提案されている [3]。しかし，回転型 DWPT 実験システムに適した送受電コイル（以下，扇形コイル）の設計手法については十分に検討されていない。そこで，著者らはこれまでに，文献 (5) で使用されている単層長方形コイルを対象として，扇形コイルの長さ，幅，巻数，および巻線に囲まれた面積を単層長方形コイルと一致させることで，両者の結合係数特性が概ね一致することを示した [4]。しかしながら，DWPT 用コイルは現時点で明確な設計規格が存在せず，文献ごとに寸法や層数，巻数などの設計条件が異なる。特に，受電コイルは車載を前提とするため設置スペースに制限があり，自己インダクタンスを確保する手段として垂直方向に 2 層で構成されたコイルが検討されている [6]。しかし，2 層受電コイルは新たに層間距離が設計パラメータとして加わるため，単層長方形コイルの設計方針がそのまま適用することはできない。

本稿では，2 層受電コイルを適用した DWPT 用コイルの結合係数特性を再現可能な，扇形コイル形状について検討する。

2. 送受電コイルのパラメータ

Fig. 1(a) に文献 (6) の DWPT 用コイル（以下，長方形コイル），Fig. 1(b) に扇形コイル，Fig. 2 に 2 層受電コイルの側面図，Table 1 に各パラメータをそれぞれ示す。長方形コイルは文献 (6) と同条件で作成し，長方形受電コイルの層間距離は 1.0 mm とした。一方で，扇形コイルは文献 (4) と同様に長さ l_t，l_r，幅 r_t，r_r，巻線に囲まれた



(a) Rectangular coils.　(b) Fan-shaped coils.

Fig. 1. Rectangular and fan-shaped coil schematic.



(a) Rectangular coils.　(b) Fan-shaped coils.

Fig. 2. Rectangular and fan-shaped receiver coil side view.

Table 1. Parameters of transmitter and receiver coils.

	Transmitter coil	Receiver coil
Length $l_\mathrm{t}, l_\mathrm{r}$	1000 mm	185 mm
Width $w_\mathrm{t}, w_\mathrm{r}$	250 mm	185 mm
Area $S_\mathrm{t}, S_\mathrm{r}$	250, 000 mm^2	34225 mm^2
Interlayer distance d_r	–	1.0-3.0 mm
Number of turns $N_\mathrm{t}, N_\mathrm{r}$	13	12.5 × 2
Center angle $\theta_\mathrm{t}, \theta_\mathrm{r}$	20-220 deg	3.7-40.7 deg

面積 S_t，S_r，および巻数 N_t，N_r を長方形コイルと一致させた。このとき，扇形受電コイルの層間距離 d_r・扇形送電コイルの中心角 θ_t・回転半径 R は設計上の変数となる。扇形送電コイルの中心角 θ_t と回転半径 R の関係式は (1) 式で表せる。

$$R = \frac{180 l_\mathrm{t}}{\pi \theta_\mathrm{t}} \quad \cdots\cdots (1)$$

(1) 式より，θ_t を大きくすることで R が小さくなり，実験システムの小型化が可能となる。本稿では，θ_t を 20〜220 deg の範囲で 20 deg 刻みで変化させるとともに，層扇形受電コイルの層間距離 d_r を 1.0〜3.0 mm の範囲で 1.0 mm 刻みで変化させた。

3. 解析結果

本章では，扇形受電コイルの層間距離 d_r に着目し，自己インダクタンスおよび結合係数特性についてムラタソフトウェア社の *Femtet* を用いて電磁界解析を行う。解析条

©2026 IEE Japan

件は，文献 (6) に従い，送受電コイル間距離を 70 mm，電流の周波数を 85 kHz，送受電コイルの入力電流をそれぞれ 12.5 A，12 A とした。

〈3･1〉 自己インダクタンスの解析 回転型 DWPT 実験システムで得られた解析結果を，実際の DWPT システムにおける結果として等価的に評価するためには，送受電コイルの自己インダクタンスを一致させる必要がある。そこで本節では，d_r を変数として自己インダクタンスを比較し，長方形受電コイルと同様の自己インダクタンスが得られる層間距離条件を決定する。

Fig. 5 に d_r を 1.0〜3.0 mm とした場合における長方形受電コイルに対する自己インダクタンスの絶対誤差率（$MAPE$: Mean Absolute Percentage Error）を示す。Fig. 5 より，d_r が大きくなるにつれて $MAPE$ が増加する傾向が確認できる。これは，d_r が大きくなることで 1 層目と 2 層目間の相互インダクタンスが小さくなり，受電コイル全体の自己インダクタンスが低下するためである。また，全ての中心角 θ_t において，d_r を長方形受電コイルと同様の 1.0 mm とした場合に $MAPE$ が最小となった。

〈3･2〉 結合係数特性の比較 本節では，送受電コイル間の相対位置を変化させた際の結合係数特性について解析を行う。なお，前節にて $MAPE$ が最小となった $d_\mathrm{r} = 1.0$ mm とした。解析範囲は，長方形コイルにおいて非結合状態から結合状態を経て，再び非結合状態に戻る −1500〜1500 mm とし，解析点数 n は 121 とした。

Fig. 4 に解析結果を示す。いずれの中心角 θ_t においても，受電コイル位置が −500〜500 mm の領域では長方形コイルと扇形コイルの結合係数特性が一致している。一方，中心角 θ_t を大きくするに従って，受電コイルの位置が −500 mm 以下ならびに 500 mm 以上の領域における結合係数特性が変化することが分かった。これは，(1) 式より中心角 θ_t を大きくするほど回転半径 R が小さくなり，送受電コイル間の結合係数が切れにくくなるためである。次に，正規化二乗平均平方根誤差率 ($NRMSE$: Normalized Root Mean Squared Percentage Error) を用いて，扇形コイルの結合係数特性の再現性を定量的に評価する。評価は，結合係数 k が 0.01 以上となる −500〜500 mm におけるデータを対象とした。$NRMSE$ は長方形コイルの結合係数 y_i と扇形コイルの結合係数 $\hat{y}_i$，長方形コイルの結合係数の最大値 $y_{i\max}$，解析点数 n を用いて (2) 式で定義される。

$$NRMSE\,[\%] = \frac{\sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(y_i - \hat{y}_i)^2}}{y_{i\max}} \times 100 \quad \cdot (2)$$

Fig. 5 に，算出した $NRMSE$ を示す。Fig. 5 より，全ての中心角 θ_t において $NRMSE$ が 1.5% 以下となった。

4. ま と め

本稿では，2 層受電コイルを適用した DWPT 用コイルの結合係数特性を再現可能な，扇形コイル形状について電磁界解析を用いて検討した。その結果，扇形コイルの長さ・幅・巻線に囲まれた面積・巻数に加えて，層間距離を長方形コイルと一致させることで，受電コイルが 2 層で構成されている DWPT 用コイルと同様の自己インダクタンスと結合係数特性が得られることを明らかにした。

今後，これらの結果を踏まえて扇形コイルの設計指針構築を目指す。

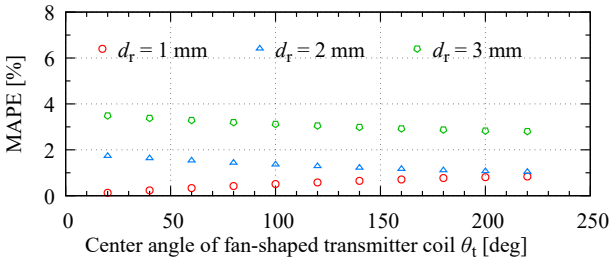


Fig. 3. MAPE of self-inductance with respect to the center angle.

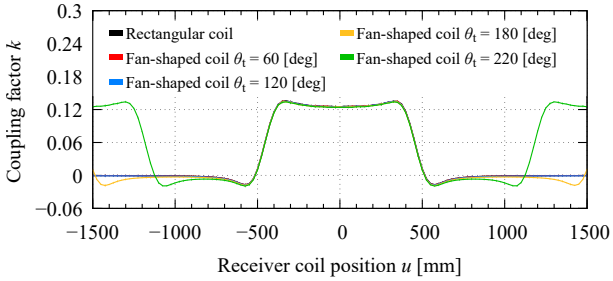


Fig. 4. Analysis results for coupling factor with respect to coil position.

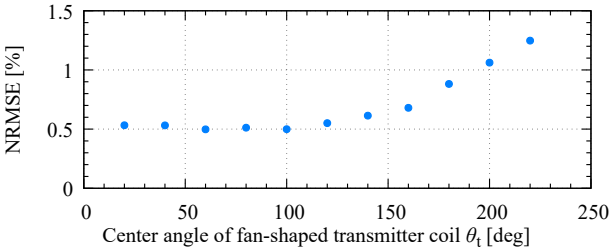


Fig. 5. NRMSE of coupling factor with respect to the center angle.

文 献

（1） Ahmed A. S. Mohamed et al.: *Energies*, Vol.15, No.15, 5613, (2022).
（2） M. Maemura et al.: *Proc. 2020 PELS WoW*, pp.50–55, (2020).
（3） T. Hatano et al.: *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, doi:10.1109/OJVT.2025.3647943, (2025).
（4） 田中悠介，他: 令和 7 年電気学会産業応用部門大会, Y-100, (2025).
（5） Z. Deng et al.: *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Vol.11, No.1, pp.2133–2145, (2025).
（6） H. Sumiya et al.: *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol.142, No.7, pp.516–525, (2022).

©2026 IEE Japan

電気自動車の走行中ワイヤレス給電のための送受電コイル間の結合係数計測方法の提案

花房　一義*，大矢根　蒼，清水　修，藤本　博志（東京大学）

Proposal of a Measurement Method for the Coupling Coefficient Between Transmitting and Receiving Coils in Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicles

Kazuyoshi Hanabusa, Aoi Oyane, Osamu Shimizu, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

１．まえがき

地球温暖化対策として，二酸化炭素排出量が少ない電気自動車の普及が期待されている。近年，電気自動車の航続距離を延ばすため大容量バッテリが搭載されているが，バッテリ製造の際に二酸化炭素が排出されるので，大容量バッテリを搭載することは，二酸化炭素排出量の削減量を減少させる。このような状況の中，大容量バッテリを搭載する必要がない走行中ワイヤレス給電（Dynamic Wireless Power Transfer: DWPT）が注目されている。

筆者らは，磁界共振結合方式の DWPT を研究しており，国内初の公道での実証実験を 2023 年に開始した(1)。DWPT は，道路に埋設した送電コイルと車両に搭載した受電コイルとの位置関係が常に変化するので，結合係数 k も変化する。k の変化によって，送電電流や受電電流，伝送電力が変化するので，実証実験において，コイルの位置関係による k の変化を把握することは重要である。

k を計測する方法として，一方のコイルを開放および短絡して，もう一方のコイルのインダクタンスより k を計測する「開放短絡法」が一般的であるが，道路に埋設した送電コイルに共振コンデンサも一緒に埋設している場合があり，このような場合は開放短絡法が使えない。

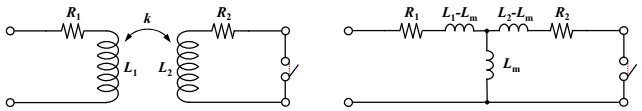
道路に埋設した送電コイルに共振コンデンサも一緒に埋設されている場合の k を計測する方法として，筆者らは，共振コンデンサが接続されていない受電コイルを開放および短絡して送電コイルの共振周波数より k を計測する方法を考案した(1)。ここでは，この方法を「開放短絡片側共振周波数法」と呼ぶ。

しかし，受電コイルの共振コンデンサも脱着困難な場合は，この方法も使えない。そこで，筆者らはさらに送電コイルと受電コイルの両方に共振コンデンサが接続されていても k を計測することが可能な方法として「開放短絡両側共振周波数法」を考案した。

ここでは，共振器は送電側と受電側がともに直列共振器で構成される S-S 方式について，k の計測について「開放短絡法」と「開放短絡片側共振周波数法」，そして「開放短絡両側共振周波数法」について説明する。

２．従来の開放短絡法

開放短絡法での送電コイルと受電コイルの回路およびその等価回路を Fig.1 に示す。



(a) Tx coil and Rx coil circuit.　　(b) Equivalent circuit.

Fig. 1.　Circuit of Conventional Open/Short Method.

計測方法は，以下のとおりである。

(2-1) 受電コイルの端子間を開放し，送電コイルの端子間のインダクタンス $L_{1\,\mathrm{Open}}$ を測定する。

(2-2) 次に受電コイルの端子間を短絡し，送電コイルの端子間のインダクタンス $L_{1\,\mathrm{Short}}$ を測定する。

(2-3) 上記で測定した値を，以下の式(1)に代入して結合係数 $k_{\mathrm{R=0}}$ を求める。

$$k_{\mathrm{R=0}} = \sqrt{1 - \frac{L_{1\,\mathrm{Short}}}{L_{1\,\mathrm{Open}}}} \quad \cdots\cdots (1)$$

式(1)は送電コイルの抵抗 R_1 や受電コイルの抵抗 R_2 がゼロとして導出した式である。実際には，R_1 や R_2 はゼロでないので，$k_{\mathrm{R=0}}$ と，実際の k との関係は次式で示せる。

$$k_{\mathrm{R=0}} = k\sqrt{\frac{1}{1+\left(\frac{R_2}{\omega L_2}\right)^2}} \quad \cdots\cdots (2)$$

式(2)より，R_1 の影響はないことがわかる。一方，R_2 の影響はあり，k より小さな値で計測してしまう。ただし、以下の条件であれば影響は無視でき，$k_{\mathrm{R=0}}=k$ とみなせる。

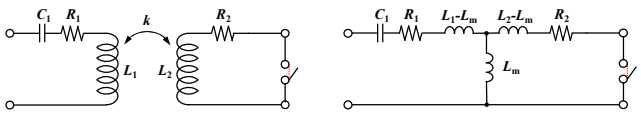
$$R_2 \ll \omega L_2 \quad \cdots\cdots (3)$$

３．提案法

〈3･1〉　開放短絡片側共振周波数法

開放短絡片側共振周波数法での送電コイルと受電コイルの回路およびその等価回路を Fig.2 に示す。

©2026 IEE Japan



(a) Tx coil and Rx coil circuit. (b) Equivalent circuit.

Fig. 2. Circuit of Previously Proposed Open/Short One-Side Resonance Frequency Method.

計測方法は，以下のとおりである。

(3-1-1) 受電コイルの端子間を開放し，送電コイルの端子間の共振周波数 $f_{1\,\mathrm{Open}}$ を測定する。

(3-1-2) 次に受電コイルの端子間を短絡し，送電コイルの端子間の共振周波数 $f_{1\,\mathrm{Short}}$ を測定する。

(3-1-3) 上記で測定した値を，以下の式に代入して結合係数 $k_{R=0}$ を求める。

$$k_{\mathrm{R=0}} = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{1\,\mathrm{Open}}}{f_{1\,\mathrm{Short}}}\right)^2} \quad \cdots\cdots (4)$$

式(4)も式(1)と同様に抵抗 R_1 や抵抗 R_2 はゼロとして導出している。R_1=R_2=0 のとき，$f_{1\,\mathrm{Open}}$, $f_{1\,\mathrm{Short}}$ は式(5)，式(6)として示され，ここから式(4)が導出できる。

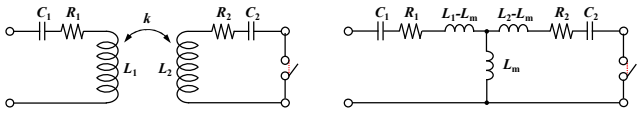
$$f_{1\,\mathrm{Open}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad \cdots\cdots (5)$$

$$f_{1\,\mathrm{Short}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(1 - {k_{\mathrm{R=0}}}^2\right) L_1 C_1}} \quad \cdots\cdots (6)$$

開放短絡法と同様に開放短絡片側共振周波数法も，R_1 の影響はないが，R_2 の影響はある。しかし、式(3)を満足すれば R_2 の影響は無視でき，$k_{R=0}$=k とみなせる。

〈3･2〉 開放短絡両側共振周波数法

開放短絡両側共振周波数法での送電コイルと受電コイルの回路およびその等価回路を Fig.3 に示す。



(a) Tx coil and Rx coil circuit. (b) Equivalent circuit.

Fig. 3. Circuit of Proposed Open/Short Bose-Side Resonance Frequency Method.

計測方法は，以下のとおりである。

(3-2-1) 受電コイルの端子間を開放し，送電コイルの端子間の共振周波数 $f_{1\,\mathrm{Open}}$ を測定する。

(3-2-2) 次に受電コイルの端子間を短絡し，送電コイルの端子間の共振周波数 $f_{1\,\mathrm{Short}}$ を測定する。

(3-2-3) 今度は送電コイルの端子間を開放して，受電コイルの端子間の共振周波数 $f_{2\,\mathrm{Open}}$ と R_2 を測定する。ここでは，一番低い共振周波数を測定する。

(3-2-4) 上記で測定した値を，以下の式(7)或いは式(8)のいずれかに代入し k を求める。なお，本方式は予め L_2 或いは C_2 を測定しておく必要がある。

$$k = \sqrt{\alpha\left\{\beta + \frac{1}{{f_{1\,Shor}}^2 - {f_{2\,Open}}^2}\left(\frac{R_2}{2\pi L_2}\right)^2\right\}} \quad \cdots\cdots (7)$$

$$k = \sqrt{\alpha\left\{\beta + \frac{{f_{2\,Open}}^4}{{f_{1\,Short}}^2 - {f_{2\,Open}}^2}(2\pi R_2 C_2)^2\right\}} \quad \cdots\cdots (8)$$

ここで α と β は以下である。

$$\alpha = 1 - \frac{{f_{1\,\mathrm{Open}}}^2}{{f_{1\,\mathrm{Short}}}^2}, \qquad \beta = 1 - \frac{{f_{2\,\mathrm{Open}}}^2}{{f_{1\,\mathrm{Short}}}^2} \quad \cdots\cdots (9)$$

L_2 の値は送電コイルとの位置関係で変化しうるので，送電コイルとの位置関係で変化しない C_2 を用いて k を求める方が望ましい。また，本方式は R_2 を測定し k の算出に使用しており，開放短絡法や開放短絡片側共振周波数法と違い R_2 による影響はない。式(7)～式(9)は，受電コイル端子間を短絡した際の送電コイル端子間のリアクタンスを求め，そのリアクタンスがゼロに等しいことから導出できる。

４．まとめ

DWPT の送電コイルは道路に埋設しており共振コンデンサを取り外せない場合がある。また，受電コイルの共振コンデンサも実験車両に搭載されており簡単に取り外せないことがある。このような場合でも結合係数を計測できる開放短絡両側共振周波数法を提案した。提案手法の特徴は下記のとおりである。

① 道路に埋設した送電コイルの結合係数の計測が可能。
② 受電コイルを搭載した車両を使って結合係数の計測が可能。
③ DWPT 実証実験の状態で，コイルを脱着する必要がなく結合係数を直接計測が可能。
④ 受電コイルの R_2 に影響されない計測が可能。

５．謝辞

本研究は，JST 未来社会創造事業（JPMJMI21E2）の支援を受けたことを付記する。

文　献

(1) 大矢根 蒼、花房一義、清水 修、藤本博志：電気自動車の走行中ワイヤレス給電における日本初の公道実証実験からの知見，電気学会論文誌D, 146 巻 4 号, 2026 年

©2026 IEE Japan

局所的な誘導加熱を目的とした共振回路及び加熱コイルの検討

堀家　一倫*，林　雅美，民田　太一郎(大阪電気通信大学)

Preliminary Study on Resonant Circuit and Heating Coil for Localized Induction Heating of I.E.E JAPAN

Kazutomo Horike*,Masami Hayashi,Taichiro Tamida (Osaka Electro-Communication University)

１．まえがき

誘導加熱は高速かつ非接触で加熱することができ、IH クッキングヒータをはじめ産業的にも広く利用されている。比較的局所的な加熱が可能な技術であるが、さらに局所的なエネルギー投入を可能にし、同時にエネルギー投入をパルス的にして、空間的、時間的なエネルギー密度を高めることができれば、誘導加熱のさらなる用途の拡大、たとえば金属の切断や除去加工が可能になる可能性がある。

本発表では局所的な誘導加熱を実現するための技術として、交流電力をパルス的に投入するための「高速立ち上がりバースト共振回路」と、渦電流を局所的に流すための「両すり鉢型コイル」の研究について報告する。

２．高速立ち上がりバースト共振回路

共振回路をバースト駆動する場合、共振回路では回路にエネルギーを蓄えるのに時間がかかるため、共振電流の立ち上がりに時間がかかる。この問題を解決する回路を図 1 に示す。R、C_P、L_Pで並列回路が構成されている。L_{in}は限流リアクトルである。共振回路ではL_PとC_Pにエネルギーを蓄積するのに時間がかかるため、共振電流の立ち上がりが遅くなる。バーストで駆動した場合にその立ち上がりから強い電流を流すために、この回路では共振回路の外部にキャパシタ C_bとインダクタおよびスイッチを設け、C_bにあらかじめ電荷を蓄積しておき、バーストパルスの立ち上がりに合わせてスイッチを ON にして C_bの電荷を C_Pに移行する。図２にバースト立ち上がり部分の電流電圧波形を示す。尚、バーストパルスの立下り時は、再度スイッチを ON にして C_bへエネルギーを回収している。

この回路を用いることで、共振回路をバースト駆動した場合に、その立ち上がりから大電流を流してパルス的かつ高効率なエネルギー投入を実現することが可能になる。

３．両すり鉢型コイルの提案

大電流を流すために銅板でエッジワイズ型のコイルを構成する。局所的な誘導加熱を行うためにはコイルの間隔を狭くする必要があるが、電流近接効果を避けるため、コイル内側は狭く、コイルの外側は間隔を広くすることを考えた。これを両すり鉢型コイル（図３）として提案する。この両すり鉢型コイルに加熱対象としてステンレスパイプ（SUS304、外径＝φ**10**、肉厚=**0.5**[**mm**]）を挿入した上で、11.1[**A**]の電流を流し加熱試験を行ったところ、自然空冷で 120 秒程度加熱した定常状態で、28.0[℃]の温度上昇を確認した（図 4)。電流が 28.8[**A**]である場合の同条件下での温度上昇は 104.9[℃]であった。

4.まとめ

今回の発表では、高速立ち上がりバースト共振回路を用いて立ち上がりの速い矩形波的な共振電流を流す技術と、渦電流を局所的に集中させる両すり鉢型コイルの試作と加熱試験について報告した。今後は回路の大電流化と加熱特性の定量的な評価を行い、本技術を応用した金属の加工などの可能性を検討していく予定である。

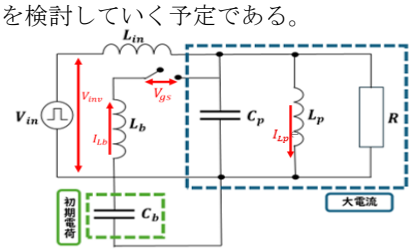


図 1. 高速立ち上がりバースト共振回路

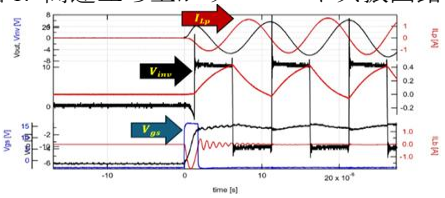


図 2. 高速立ち上がりバースト波形

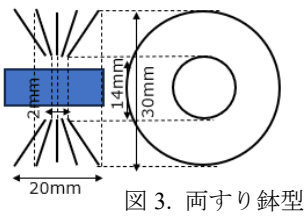


図 3. 両すり鉢型コイル断面図 (左)

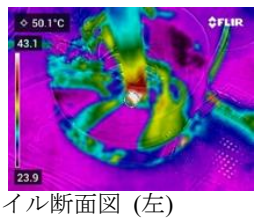


図 4. 誘導加熱後温度分布図 (右)

文　献

(1) 林雅美、民田太一郎「高速立ち上がりバーストパルス共振回路の設計と実証」パワーエレクトロニクス学会 JIPE-49-42(2023)

(2)青柳 翔，甲斐 祐一郎「誘導加熱を用いた鉄心材料の局所加熱法の検討」2019 年電気・情報関係学会九州支部連合大会 講演論文集，No. 480,(2019)

©2026 IEE Japan

PT 対称性を応用した非接触給電のコイルの位置ずれ時における供給電力分布の評価

山本　優太*，元谷　卓，鳥井　昭宏，道木 加絵（愛知工業大学）

Evaluation of Power Transfer Performance Under Coil Misalignment in Wireless Power Transfer Using Parity–Time Symmetry

Yuta Yamamoto, Suguru Mototani, Akihiro Torii, Kae Doki
(Aichi Institute of Technology)

１．まえがき

我々は、3 自由度位置決めを行う小型移動ロボットの開発をしてきた(1)。圧電素子の伸縮と電磁石の磁性床面との吸着により、μm 単位の微小変位を得ることが可能である。しかし、電力ケーブルの配線張力や剛性により目標軌道と差異が生じる場合がある。小型移動ロボットは積載量に制限があり、大容量バッテリーの搭載はできない。そのため、非接触給電によって小型移動ロボットを動作させ、これらの問題の解決を図る。

本稿では一次側コイルを図２に示すような四角型コイルを採用し、図２にように二次側コイルを動かし、プロット点ごとの電力を測定した。一次側コイルを設置した時にデッドスペースをより削減するために、本稿では１次側コイルに四角型コイルを採用した。

２．回路構成、実験条件

Fig.1 に非接触給電回路、SP 型の磁界共振結合方式を採用した。負荷抵抗R_Lは小型移動ロボット全体のインピーダンスと仮定した 100Ω抵抗を使用している。Fig.2 のように一次側コイルの内径半径は 75mm、二次側コイルの外形半径は 40mm の構成になっている。電源を入れ 10 分経過してから丸形二次側コイルを図２のように、赤点プロットを 5mm 間隔で左上から下方向に移動させ、負荷抵抗R_Lに供給される電力をプロット点ごとに測定する。

3. 実験結果

Fig.3 に、5mm 間隔で二次側コイルを移動させたときのプロット点ごとの電力Wの分布を示す。消費電力は 8.56±0.543W となった。これは先行研究(2)の二次側コイルを中心に固定し、長時間動作をした時の電力 8.08±0.11W と比較すると変動率は 6.34%となり安定しているとは言えない結果となった。

4. まとめ

本稿では、小型移動ロボットへの PT 対称を応用した非接触給電を目的とした回路での、一次側コイルを四角型にした時の丸形二次側コイルの移動による供給電力分布を測定した。一次側コイルに四角型コイルを採用し、丸形二次側コイルを移動した場合、移動しない時と比べて電力の変動は大きい結果となり、安定していない結果となった。

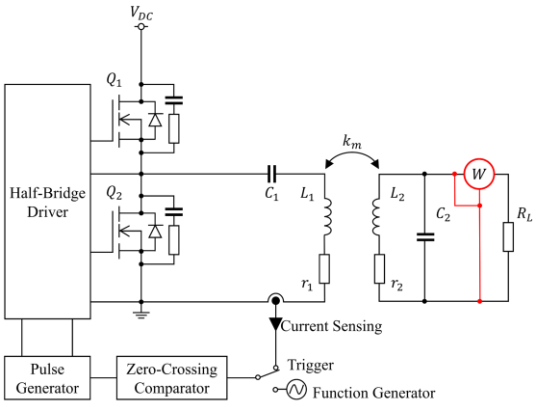


図１　非接触給電回路
Fig. 1. Wireless Power Transfer Circuit

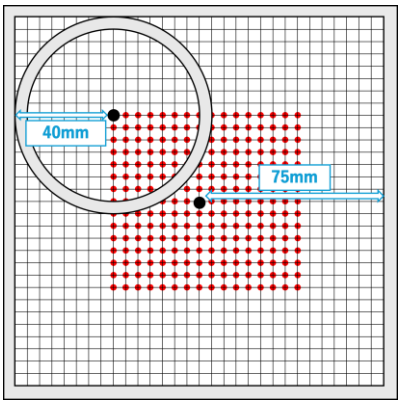


図２　二次側コイルの移動方法
Fig. 2. Method for Moving the Secondary

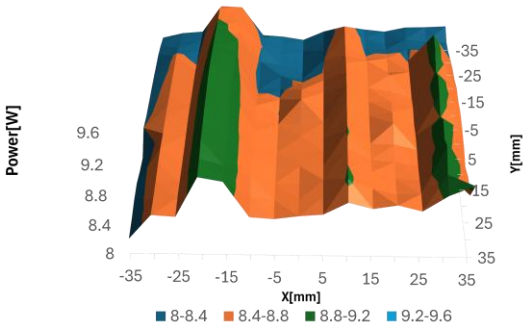


図３ 四角形コイル内の供給電力分布
Fig. 3. Distribution of supplied power within a square coil

(1) 鳥井 他：電学論 C, Vol. 137, No. 12, pp. 1600-1606, 2017
(2) 藤城 他：第 34 回 MAGDA コンファレンス, 2025. 11, OS9-5

©2026 IEE Japan

回転による出力変動を抑制可能な三相非接触給電コイル構造

吉田　秀人*，吉野　浩行（三菱電機株式会社）

Three-phase wireless power transfer coil structure capable of suppressing output fluctuations due to rotation

Hidehito Yoshida, Hiroyuki Yoshino (Mitsubishi Electric Corporation)

１．まえがき

非接触給電技術は有線接続が困難な状況に対して有用な技術であり，一例として回転運動する負荷への適用が考えられる。回転体負荷への給電においてはスリップリングと呼ばれる接触式の手法も存在するが，摩耗劣化や摩耗粉の発生が課題となり適用範囲が限定される。一方で非接触給電は上記課題を解決できるため，より広い範囲に適用可能である。また，近年では電力密度の向上を目的とした多相構成の非接触給電に関する研究開発が報告されている[1] [2]。

本稿では，回転体負荷を対象に三相回路に適用する非接触給電コイルの構造を提案する。

２．システム構成とコイル構造

図 1 に想定する給電システム構成を示す。回転軸を中心として周囲に非接触給電コイルが配置されたシステムを想定しており，一方のコイルから他方のコイルに給電する。

図 2 に提案する非接触給電コイル構造と相互インダクタンス特性を示す。図 2（a）は送電コイル，図 2（b）は受電コイルの構造であり，いずれも 3 つのバイポーラコイル巻線により構成され，同一模様の巻線同士は電気的に接続される。3 つの巻線はそれぞれ三相回路の各相に対応する。図 2（c）は受電コイルの一つの巻線に対する送電コイルの各巻線との相互インダクタンス特性であり，横軸に示す回転角度の変動に対して正弦波特性となることがわかる。

３．相互インダクタンス特性と給電特性

図 3 は異なる相互インダクタンス変動特性を有するコイルにおける非接触給電システムの出力電圧シミュレーション波形を示す。出力は整流後に 1 uF のコンデンサにより高周波成分を除去している。回転状態を模擬して相互インダクタンスを周波数 100 Hz で変動させており，変動特性は図 3（a）では三角波特性，図 3（b）では提案コイルの特性と同様の正弦波特性とした。図 3（a）の出力電圧には相互インダクタンスの変動に起因した低周波成分が含まれるのに対し，図 3 (b) の波形は安定した直流電圧が得られている。

以上より，提案形状の三相コイルにより電力密度を向上しながら相互インダクタンス変動を正弦波特性とすることで，回転時の出力変動を抑制可能であることを示した。

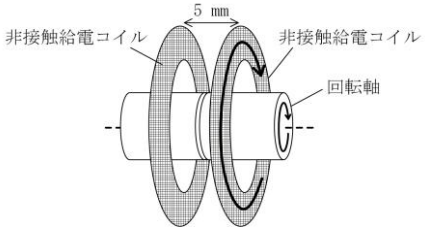


図 1 システム構成
Fig. 1 System configuration

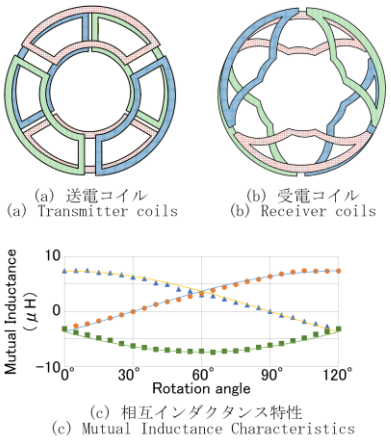


図 2 提案コイル構造と回転時の相互インダクタンス特性
Fig. 2 Proposed coil structures

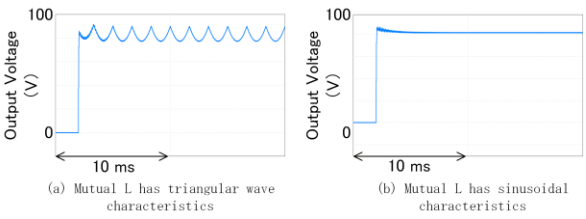


図 3 インダクタンス変動時の出力電圧波形
Fig. 3 Output voltage with mutual inductance variation.

文　献

(1) E. Aydin et al., *ECCE*, Phoenix, AZ, US, pp. 7453-7455 (2024)

(2) E. Asa et al., in *IEEE TTE*, vol. 11, no. 2, pp. 6700-6718 (2025)

©2026 IEE Japan

セル電圧均等化回路を統合したワイヤレス電力伝送システムの走行中給電時における動作検証

久保　紫遠*,　佐藤　大記（東京電機大学）

Verification of Dynamic Charging Operation of Integrated Wireless Power Transfer System with Cell Voltage Equalizer

Shion KUBO, Daiki SATOU (Tokyo Denki University)

1. はじめに

近年，電気自動車（EV: Electric Vehicle）の普及促進に向け，航続距離の拡大および充電時間短縮を目的として走行中ワイヤレス電力伝送（DWPT: Dynamic Wireless Power Transfer）が注目されている [1]。一方，DWPT では急速かつ断続的にバッテリへの充電が行われるため，各バッテリセルの個体差に起因するセル電圧のばらつきが蓄積しやすく，これにより利用可能容量の低下やセル劣化の加速が懸念されている [2]。

この課題に対して，バッテリマネジメントシステムの一機能であるセル電圧均等化回路を WPT システムに統合した統合型 WPT システムが提案されている [3]~[8]。筆者らもこれまでに，Fig. 1 に示す，WPT システムの受電側コンバータにセル電圧均等化回路を統合した統合型 WPT システム（以下，提案回路）を提案し，結合係数が変動しない停車中ワイヤレス電力伝送（SWPT: Static Wireless Power Transfer）環境下での有用性を確認している [9]。一方，結合係数が動的に変動する DWPT 環境下においては伝送電力も動的に変動するが，伝送電力の変動に対する提案回路の動作特性は未だ明らかになっていない。

そこで本稿では，結合係数が動的に変動する DWPT 環境を模擬した条件下における提案回路の動作特性について，シミュレーションにより検証する。

2. 提案回路の概要

提案回路は，WPT システムにおける受電側コンバータの片レグに直列共振形多段倍電圧整流回路 [10] を統合した構成である。なお，本稿では WPT システムの共振回路として Double-Sided LCC 方式を用いたが，他の方式でも動作可能である。

本構成では，受電側コンバータの片レグで生成される矩形波電圧を，直列共振形多段倍電圧整流回路の交流励磁源として利用することにより，WPT による電力伝送とセル電圧均等化を同時に実現する。具体的には，WPT システムにより直列接続されたバッテリセル全体への主充電を行うとともに，コンバータの片レグにより生成される矩形波交流電圧を用いて直列共振形多段倍電圧整流回路を駆動することで，セル間電圧差に応じた均等化動作を同時に達成する。なお，Fig. 1 はバッテリモジュールが 4 セル直列接続（$V_{\mathrm{B1-B4}}$）の場合を示している。

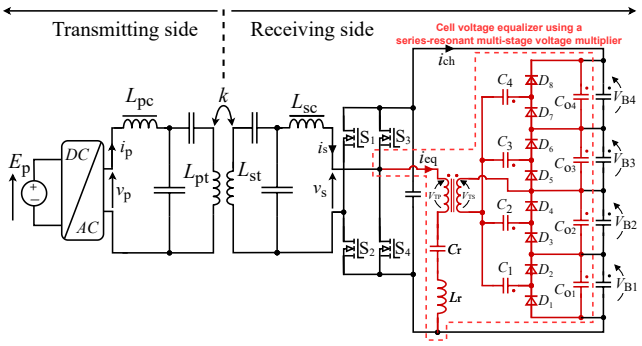


Fig. 1. Schematic diagram of the proposed WPT system integrated the cell voltage equalizer.

3. シミュレーション条件および検証結果

本章では，送受電コイル間の結合係数 k が動的に変動する DWPT 環境下における提案回路の動作特性について，Alter 社の *PSIM* を用いて検証する。

〈3･1〉 シミュレーション条件　DWPT 環境下の結合係数変動については，今後の実機検証を想定し，文献 (11) の回転型 DWPT 実験システムにおける結合係数特性を用いた。同実験システムは，受電コイルを回転移動させることで直線走行時と同等の結合係数変動を省スペースに再現するものである。回転型 DWPT 実験システムにおいて，受電コイルを 1 回転させた際の結合係数特性を Fig. 2 に示す。本稿では，Fig. 2 の結合係数変動が 1 秒間に 1 回繰り返される条件で，60 秒間の DWPT 環境を模擬してシミュレーションを行った。

電力伝送条件については，バッテリ充電電流 i_{ch} の最大値が 1 A となるように設定した。また，バッテリモジュールには静電容量 10 F，定格電圧 3.0 V の電気二重層キャパシタセルを 4 直列接続したもの（最大 12 V）を用いた。なお，各セルの初期電圧は 0.1～0.4 V の範囲で 0.1 V 刻みのばらつきを与えている。また，送電側直流電源電圧 E_{p}

©2026 IEE Japan

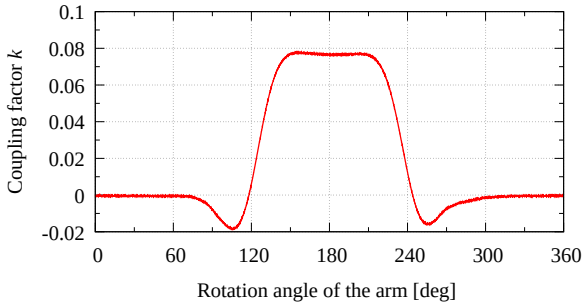


Fig. 2. Coupling factor k characteristics in a rotating DWPT system.

Table 1. Circuit parameters in the simulation.

Parameter	Value
Primary DC voltage E_{p}	12.0 V
Switching frequency f_0	85 kHz
Compensation inductors L_{pc} and L_{sc}	16.1 µH, 11.3 µH
Transmission coils L_{pt}, L_{st}	191 µH, 93 µH
Resonant inductor in the balancing circuit L_{r}	116.1 µH
Transformer leakage inductance L_{leak}	0.3 µH
Resonant capacitor in the balancing circuit C_{r}	32.9 nF
Forward voltage of each diode $V_{\mathrm{D1-D8}}$	0.274 V
Energy transfer capacitors C_{1-4}	37 µF
Smoothing capacitors $C_{\mathrm{o1-o4}}$	100 µF

はバッテリモジュールの最大電圧と一致するよう 12 V に設定した。シミュレーションにおける各回路パラメータを Table 1 に示す。

〈3･2〉 シミュレーション結果 各セル電圧 $V_{\mathrm{B1-B4}}$，バッテリ充電電流 i_{ch}，均等化電流 i_{eq}，送受電コイル間の結合係数 k および各セル電圧の標準偏差の推移をそれぞれ Fig. 3 に示す。

i_{ch} の波形に着目すると，k が上昇するタイミングで上昇していることから，DWPT によって電力伝送されていることが分かる。さらに，k が高い区間および低い区間のいずれにおいても，i_{eq} が同様に流れ続けていることから，k の変動によらず均等化動作が行われていることが確認できる。また，各セル電圧の標準偏差も時間とともに減少し，最終的に 10 mV 以下の十分に低い値まで低減した。

以上の結果から，提案回路は DWPT 環境下を模擬した結合係数変動時においても，電力伝送とセル電圧均等化を同時に達成可能であることを確認した。

4. ま と め

本稿では，結合係数が変動する DWPT 環境下における提案回路の動作特性をシミュレーションにより検証した。その結果，提案回路は DWPT 環境下においても，WPT による電力伝送と同時にセル電圧均等化を実現可能であることを示した。

今後，回転型 DWPT 実験システムを用いて検証を行う。

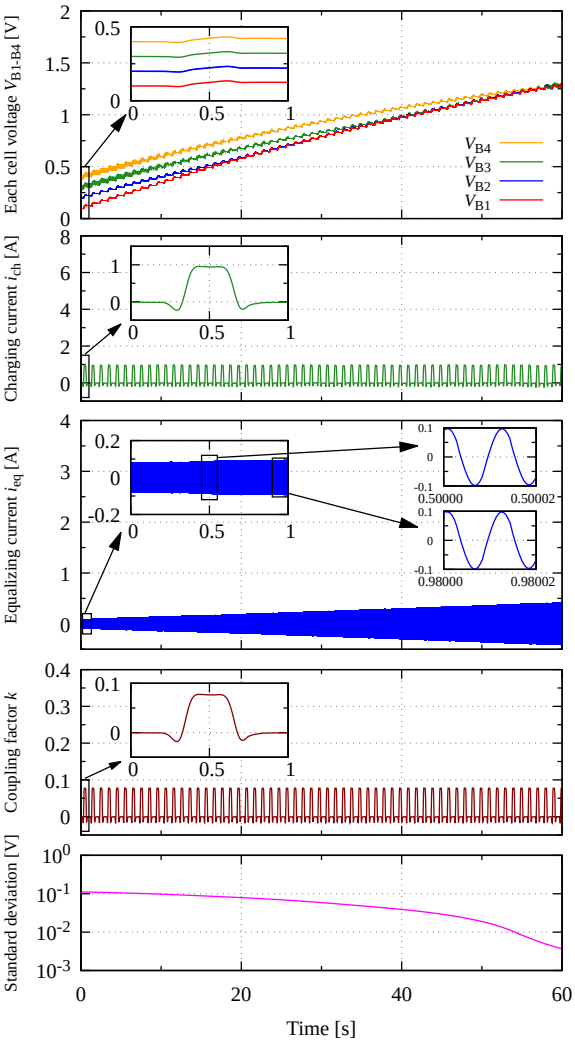


Fig. 3. Simulation results of each cell voltage $V_{\mathrm{B1-B4}}$, charging current i_{ch}, equalization current i_{eq}, coupling factor k, and standard deviation of $V_{\mathrm{B1-B4}}$.

文 献

（1） A. Chandra et al.: *IEEE 3rd International Conference on STPEC*, pp.744–750, (2023).
（2） Qu et al.: *J.Energy Storage*, Vol.52, 104811, (2022).
（3） L. Liu et al.: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol.13, No.1, pp.1339–1348, (2025).
（4） M. Fu et al.: *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol.65, No.7, pp.5487–5496, (2018).
（5） J. Sun et al.: *J. Energy Strage*, Vol.55, 105741, (2022).
（6） P. Zhang et al.: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.38, No.11, pp.13374–13383, (2023).
（7） P. Zhang et al.: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.71, No.1, pp.493–503(2024).
（8） M. Liu et al.: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.33, No.5, pp.4135–4144(2018).
（9） 久保 他: 2025 年電学産応, Y-67, (2025).
（10） M. Uno et al.: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.30, No.6, pp.3077–3090, (2015).
（11） T. Hatano et al.: *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, pp.1–11, (2025).

©2026 IEE Japan

ワイヤレス給電回路を活用した水中金属探知の基礎検討

松本 有和 *, 林 博文，石井 亮，森戸 誠，米田 昇平 （東京海洋大学）

Basic Study of Underwater Metal Detection Utilizing Wireless Power Transfer Circuits

Yuwa Matsumoto, Bowen Lin, Makoto Ishii, Makoto Morito,
Shohei Komeda (Tokyo University of Marine Science and Technology)

1 まえがき

海底資源の調査や水中設備の点検に水中探査機が活用されている。特に，水中探査機を用いた金属探知技術は海底ケーブルや水中構造物の点検に利用できる [1]。また，近年では水中探査機の充電にワイヤレス給電技術を適用する研究が盛んに行われている [2]。

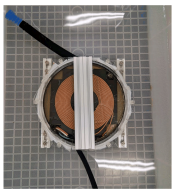
本論文では，ワイヤレス給電技術を適用することで水中探査機から水中機器へ電力の供給を想定したシステムの付加価値として，金属探知機能を検討する。これは水中探査機に搭載したワイヤレス給電用の送電回路をそのまま用いる点に特長があり，直流電流の変化を利用して金属の有無が検知できる。以下では，検討システムの構成および動作原理について述べ，塩水中での模擬実験により，金属の有無が検知可能であることを確認する。

2 実験回路

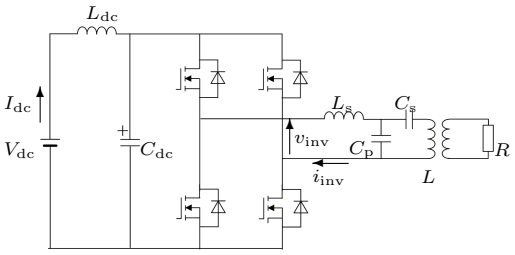
図 1 に塩水につけたコイルと金属の様子をの写真および実験回路図を示す。前提として，実験回路は水中探査機から水中機器へ電力が供給可能なワイヤレス給電回路をそのまま利用している。ただし，受電回路は無く，送電回路より金属の有無を検討する。ワイヤレス給電回路には，ダブルサイド LCC 方式 [3] を採用している。

コイルの直径は 130 mm であり，コイルの裏面にはフェライトコアを敷いている。実験では，図 1(a) の写真のように，長さ 200 mm，幅 20 mm の金属（アルミフレーム）を 2 本設置する。このとき，コイルと金属間のギャップは 5 mm としている。その結果，実験回路としては，図 1(b) のように検出対象の金属の抵抗成分 R のみが受電側に存在するが，アルミフレームであるため，その抵抗値 R は小さいと考えられる。

表 1 に実験に使用する回路定数を示す。遠隔操作型の水中探査機で一般的に利用される 24 V を直流電源としている。共振回路の定数は，送電回路と同一の受電回路によりワイヤレス給電を実施する際に，25 kHz 程度で共振周波数となるように選定している。受電コイルが送電コイルの直上に密接して存在する場合，受電コイル側のフェライトコアの影響を受け，送電コイルの自己インダクタンスは 47.8 μH となる。一方で，受電コイルが無い場合，送電コイルの自己インダクタンスは 42.7 μH に低下する。さらに，図 1(a) の写真のように金属を設置した場合，金属内に誘導される渦電流による磁束の打ち消しにより，送電コイルの自己インダクタンスは 36.3 μH にまで低下する。



(a) Coil with metal



(b) Experimental circuit.

図 1 実験装置

Fig. 1. Experimentalsetup.

表 1 実験における回路定数

Fig. 1. Circuit parameters in the experiment.

DC-power source voltage	V_{dc}	24 V
DC inductor	L_{dc}	20 μH
DC capacitor	C_{dc}	660 μF
Compensation inductor	L_S	18 μH
Parallel-compensation capacitor	C_P	2 μF
Series-compensation capacitor	C_S	1.4 μF
Self-inductance of Tx coil with Rx coil	L	47.8 μH
Self-inductance of Tx coil without Rx coil	L'	42.7 μH
Self-inductance of Tx coil with metal	L''	36.3 μH
Operation frequency	f_{sw}	26 kHz

3 金属探知の原理

図 2 に, 検出対象の金属が無く，送電コイルが単独で存在する場合のインバータ出力電流 i_{inv} の周波数特性を示す。これは，各周波数における実効値とインバータ出力電圧 v_{inv} に対する位相差を LT spice でシミュレーションしたものである。

送電コイル単独の場合，コイルの自己インダクタンスは 42.7 μH に低下しており，共振周波数は 27 kHz に上昇している。ただし，この共振周波数において共振回路の入力インピーダンスは最大であるので，電流実効値は最小とな

©2026 IEE Japan

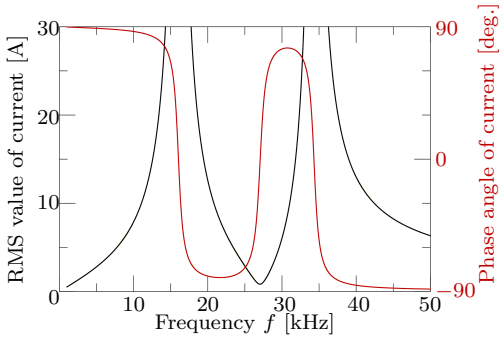


図 2　金属無し時のインバータ出力電流 i_{inv} の実効値と位相

Fig. 2. RMS value and phase angle of i_{inv} without metal.

り 1 A 以下である。つまり，送電コイルのみの状況でインバータを 27 kHz でスイッチング動作している場合，インバータや送電コイルなどの抵抗成分で消費される僅かな電力のみが直流電流として存在する。

次に，送電コイル上に金属を設置した場合，金属に誘導される渦電流により金属は加熱される。したがって，インバータの入力である直流電流は金属が無い場合に比べ増加する。この直流電流の増加を比較することで，金属の有無の検出が可能となる。

4　実験結果

図 3 に，受電コイルを用いてワイヤレス給電をしている際の実験波形を示す。ここでは，インバータ電流が遅れ位相となるように共振周波数より若干高い 29 kHz で動作させている。インバータ出力電流 i_{inv} は電圧に対して僅かに遅れ位相で正弦波状に流れており，実験回路はワイヤレス給電ができている。

図 4 に金属検知の実験波形を示す。ここでは，海水模擬のために塩分濃度 3.4% の塩水にコイルと金属（アルミフレーム）をつけて実験している。また，図 2 を参考に，動作周波数を 26 kHz とすることで，インバータは遅れ力率動作となる。

図 4(a) は金属が無く，送電コイル単独の場合の動作波形である。インバータ出力電流 i_{inv} は歪み波となっているが遅れ力率で動作している。このとき i_{inv} の実効値は 2.0 A であった。また，直流電流であるインバータ入力電流 I_{dc} は 0.9 A であり，直流電圧を考慮すると，金属が無い無負荷状態であっても約 20 W がインバータやコイルで消費されている。

図 4(b) はコイルの上に 5 mm のギャップを設けて金属を設置した場合の動作波形である。この場合もインバータ出力電流 i_{inv} は歪み波となっているが遅れ力率で動作しており，実効値は 3.5 A に増加した。加えて，インバータ入力電流 I_{dc} も 1.2 A に増加した。したがって，実験に用いたワイヤレス給電回路により，そのインバータ入力電流の増加から金属の有無の検知は可能であると考えられる。

ただし，金属の有無による I_{dc} の増加の程度は，コイルと金属のギャップや金属の形状に依存する。例えば，ギャップを 20 mm に広げた場合の I_{dc} は 1.0 A で，金属が無い場合に比べて 0.1 A 増加したのみである。したがって，金属の検出感度などは今後詳細に検討する必要がある。

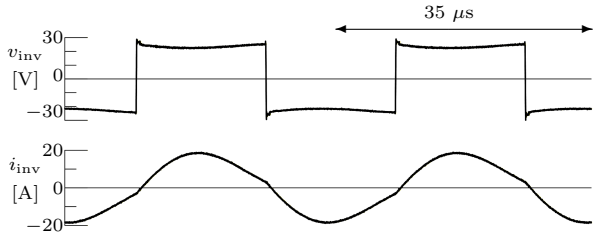
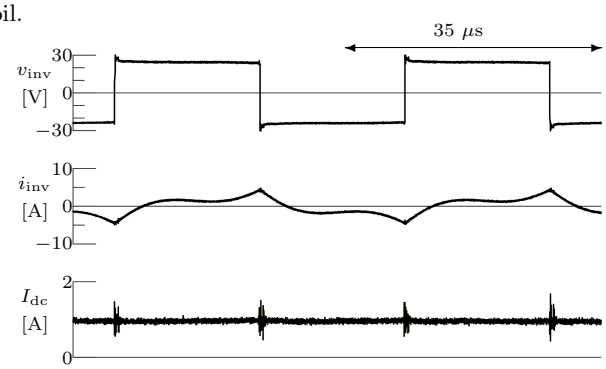
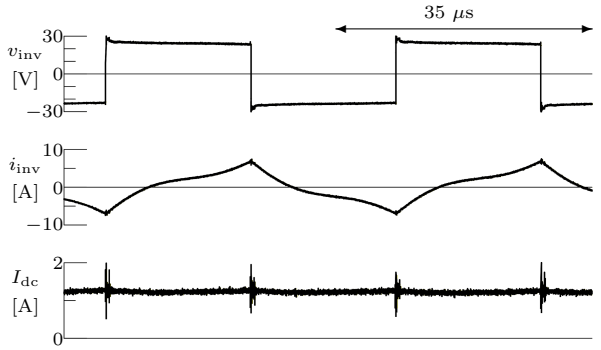


図 3　受電コイルがある場合のインバータの電圧と電流波形

Fig. 3. Voltage and current waveforms of inverter with Rx coil.



(a) Without metal.



(b) With metal.

図 4　金属探知時の実験波形

Fig. 4. Experimental waveforms of metal detection.

5　まとめ

本論文では，ワイヤレス給電回路を活用した水中金属探知の基礎検討として，金属の有無によるインバータの入力電流の変化を実験的に検討した。その結果，ダブルサイド LCC 方式のワイヤレス給電の送電回路をそのまま用い，検出対象の金属がある場合には，インバータの入力電流が増加することを確認した。

文　献

[1] 岩本喜直：「第 7 章海洋とセンサ」, 電氣學會雜誌, Vol. 102, No. 5, pp. 425–427(1982)

[2] C. R. Teeneti, *et al*, “Review of Wireless Charging Systems for Autonomous Underwater Vehicles,” *IEEE Jour. of Oceanic Engineering*, vol. 46, no. 1, pp. 68–87(2021)

[3] S. Li, *et al*, “A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer,” *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*,vol. 64, no. 6, pp. 2261-2273(2015)

©2026 IEE Japan

電気自動車用ワイヤレス給電システムにおける送受電コイル電流の振幅・位相調整に基づく漏洩磁束低減手法

谷口　悠河*，石原　將貴(岡山大学)，梅谷　和弘(九州大学)，平木　英治(岡山大学)

Amplitude and Phase Control of Coil Currents for Leakage Magnetic Field Reduction in EV Wireless Power Transfer Systems

Yuga Taniguchi, Masataka Ishihara (Okayama University), Kazuhiro Umetani (Kyushu University), Eiji Hiraki (Okayama University)

1. 序論

近年，EV への急速充電ニーズから給電システムの高出力化が求められる一方，人体や電子機器へ悪影響を及ぼす漏洩磁束が課題となっている．国際規格 SAE J2954 等による制限値を満たすため，効果的な漏洩磁束低減法が必要不可欠である．先行研究では回路パラメータの調整による漏洩磁束の低減手法が検討されている．これらの手法はフェライトコアと同時に用いられており，先行研究[1]では，LCC 方式における補償インダクタンスの調整によって，送受電器間の電流比を調節し，サイズが大きく漏洩磁束に大きな影響を与える送電側の磁束を低減している．先行研究[2]では，SS 方式における共振コンデンサの調整によって送受電コイルの電流位相を調整し，発生する磁束を逆位相にすることで漏洩磁束を低減している．そこで，本研究では，先行研究を踏まえて SS 方式における回路パラメータ調整による漏洩磁束低減効果をさらに高めることを目的としている．SS 方式では，負荷抵抗の調整により，送受電間コイルの電流比を調整することができる．負荷抵抗と共振コンデンサの設計により，影響の大きい送電コイルの磁束を抑制しつつ，送受電コイル間の磁束相殺効果を活用した時の漏洩磁束低減を調査する．

2. 漏洩磁束分析，低減手法

本章では磁界共鳴型ワイヤレス給電回路を用いた給電時に大きな漏洩磁束が発生する箇所を電磁界シミュレーションによって特定する．図 1 に磁界共鳴型ワイヤレス給電 SS 方式の回路図を示す．図 1 の回路では動作周波数数f_oに対して以下式(1)を満たすように共振コンデンサを決める

$$2\pi f_o = \frac{1}{\sqrt{L_t C_t}} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

以下，シミュレーションに与えた条件を記載する．動作周波数f_o=85kHz，入力電圧V_{in}=273V．受電電力P_{out}=11kW，送電側コイル自己インダクタンスL_t =43.5μH，送電側共振コンデンサC_t =80.7nF，送電側寄生抵抗r_t=0.082Ω，相互インダクタンスM=6.41μH，受電側コイル自己インダクタンスL_r=42.7μH，受電側共振コンデンサC_r =82.1nF，受電側寄生抵抗r_r=0.102Ω，負荷抵抗R_L =3.67Ω，エアギャップ 150mm．また，SAE J2954 によると，車両外周である領域 2 の漏洩磁束を暴露制限である 27μT 以下に抑制することが必要である．図 2(b)に SAE J2954 に示された 11kW/Z2 クラスの送受電 EV ワイヤレス給電のシミュレーションモデルを示す．モデルは送信コイルと受信コイルで構成されており，コイルの裏側には，フェライトとアルミニウム製バックプレードが装着されており．受電コイル側には，加えてアルミニウムシールドが装着されている．シミュレーションは JMAG-

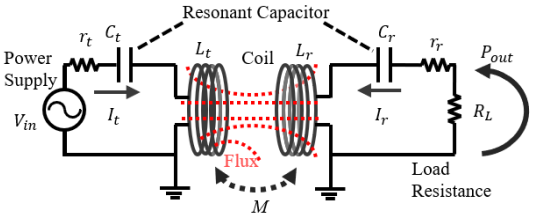


図 1 磁界共鳴型ワイヤレス給電の回路図
Fig1 Circuit diagram of magnetic resonant power transfer

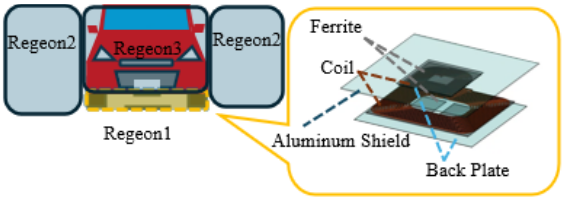


図 2 (a)漏洩磁束測定領域 (b)シミュレーションモデル
Fig2 (a)Leakage flux measurement area (b)Simulation model

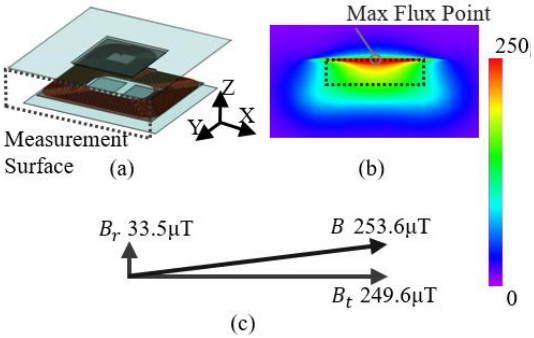


図 3 (a)漏洩磁束測定面 (b)磁束密度コンター (c)フェーザ図
Fig3 (a)Measurement surface (b)Flux contor plot (c)Flux phasor

©2026 IEE Japan

Designer24.2 で実行され，対象境界をシミュレーション領域(3.85m×3.85m×3.85m)の外側に適用した．領域 2 で最大の漏洩磁束が存在する平面と，同平面の漏洩磁束のコンター図と最大点でのフェーザ図を 3(a)～(c)に示す．図 3(a)は，アルミシールドを含む平面を示しており，アルミシールド付近で漏洩磁束が大きいことがわかる．(c)より漏洩磁束の実部が大きいことがわかる．

ここで，任意点での磁束密度は，送電側と受電側が作る磁束密度の和で表されるベクトルであり，以下のように表される．

$$\vec{B} = \vec{B_t} + \vec{B_r} \tag{2}$$

B_tは送電器が発生させる磁束密度であり B_r は受電器が発生させた磁束密度である．ここでB_t, B_rはコイル巻数，サイズ，形状，位置に依存する空間ベクトルP_t，P_rと送電側と受電側に流れる電流I_t, I_rを用いて

$$B_t = P_t I_t \tag{3}$$

$$B_r = P_r I_r \tag{4}$$

と表すことができる．空間ベクトルP_t，P_rは有限要素法を用いて計算が可能であり，一般的にはサイズの大きい送電コイル側が大きく，$P_t > P_r$である．ここで送受電コイルに流れる電流について考えると，図 1 の回路方程式をより

$$\frac{I_r}{I_t} = \frac{-\omega M\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right) + j\omega M(R_L + r_r)}{(R_L + r_r)^2 + \left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right)^2} \tag{5}$$

$$\left|\frac{I_r}{I_t}\right| = \frac{\omega M}{\sqrt{(R_L + r_r)^2 + \left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right)^2}} \tag{6}$$

式(1)を式(5)に適用することで，受電側電流が送電に対して$\frac{\pi}{2}$進んでいることがわかる．これと式(2)～(4)より，磁束の実部成分が送電側による磁束，虚部成分が受電器側による磁束であることがわかる．以上より，送電側の磁束を小さくした上でI_tとI_rを逆位相にして発生する磁束同士を打ち消し合わせることが有効であると考えられる．式(5)の分子より，C_rの設計によってI_t, I_rの位相差の調節が可能であり，逆位相の電流を流して送受電器コイル間で磁束間の打ち消しが可能である．式(6)分母よりR_Lの設計によってI_t, I_rの振幅の比率を調節が可能であり，大きな漏洩磁束を発生させている電流の低減が可能である．以上よりC_r, R_Lの設計によって漏洩磁束を調節できる．ただし，漏洩磁束低減のために振幅，位相を変化させるとコイル銅損が増加し効率が悪化するため，出力電力 11kW の条件で効率最大時から，損失の増加した時に何%の漏洩磁束を低減可能か試算した．結果を図 4 に示す．図 4 について，縦軸低減効果が 0%の時は効率最大であり，そこから損失が大きくなるにつれて磁束の低減効果も大きくなっていることがわかる．

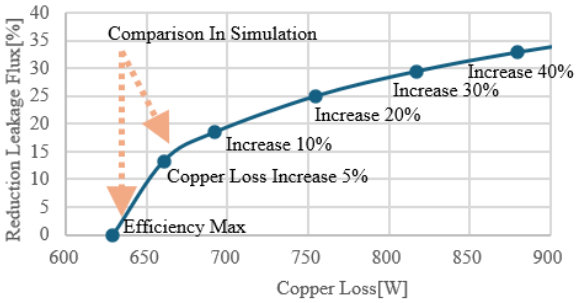


図 4 銅損の増加に対する漏洩磁束低減効果
Fig4 Increase in copper loss vs Reduction of leakage flux

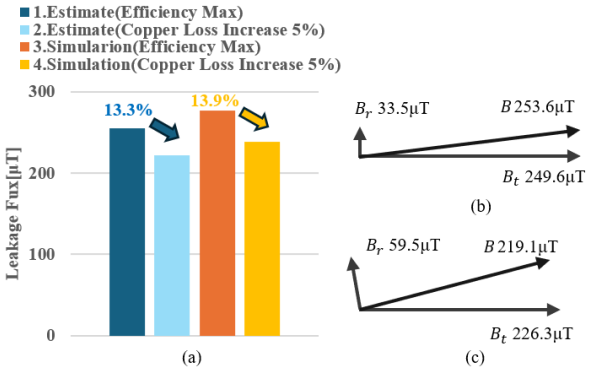


図 5 (a)試算とシミュレーションの比較
(b)3 の磁束フェーザ図 (c)4 の磁束フェーザ図
Fig5 (a)Evaluate method by simulation
(b)Phasor of 3 (c)Phasor of 4

3．シミュレーションによる低減効果の評価

図 4 に示す条件時のC_t, C_r, R_Lを変化させ JMAG によるシミュレーションで低減効果の評価を行った．解析結果を図 5(a)～(c)に示す．図 5(a)よりシミュレーションにおいても，試算に近い割合で漏洩磁束を低減することができていることがわかり，(b)(c)から送電側依存の磁束の低減と，送受電コイル間で磁束の打ち消しが起こっていることがわかる．

4．まとめ

本稿では，送受電コイルに流れる電流の振幅と位相を調整することによる漏洩磁界低減効果を，電磁界シミュレーションと等価回路モデル解析により検証した。その結果，追加損失に起因する温度上昇を許容できるように熱設計できる条件下では，本手法が漏洩磁界低減に有効である可能性が示された。今後は，実機を用いた検証を進める．

文　献

(1) S. Woo, Y. Shin, S. Huh, H. Lee and S. Ahn, "Determination of Optimal Current Phase Difference between Transmitter and Receiver Coils for Minimizing Leakage Magnetic Field in Wireless Power Transfer Systems," 2024 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity (EMC+SIPI), pp. 450-454, Oct. 2024.
(2) T. Campi, S. Cruciani, F. Maradei and M. Feliziani, "Near-Field Reduction in a Wireless Power Transfer System Using LCC Compensation," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 59, no. 2, pp. 686-694, April. 2017.

©2026 IEE Japan

ワイヤレス給電方式水中コネクタの基礎検討

中尾 熙 *, 米田 昇平 （東京海洋大学）

Basic Study of an Underwater Connector Based on Wireless Power Transfer

Hiromu Nakao, Shohei Komeda (Tokyo University of Marine Science and Technology)

1 まえがき

水中機器や防水が必要な箇所でのケーブルの接続には，金属部の露出を防ぐために防水のコネクタが必要となる。ただし，経年劣化などにより，感電や漏電のリスクがある。これに対しワイヤレス給電技術は，金属部の物理的接触無しで電力の伝送が可能であるため，水回りの電子機器の給電に適用されている。

本論文では，ワイヤレス給電技術の活用した水中コネクタの基礎検討として，ソレノイド型コイルによる電力伝送を検討する。これは，送受電コイル間で同軸のソレノイド型コイルとすることで，コネクタ形状を確保しつつ高い結合度合いを実現する点に特長がある。以下では，検討するワイヤレス給電の回路構成およびソレノイド型コイルの形状について説明し，48 V, 100 W の試作回路により電力伝送を確認する。

2 実験回路

図 1 に実験回路を，表 1 に回路定数を示す。水中コネクタの意図しない緩みや外れの安全性の担保のために，送電側には並列共振のワイヤレス給電回路を適用する [1]。これにより，コネクタが緩んだ場合であっても送受電回路には過電流や過電圧が生じない。また，小型化のために 1 石形のインバータとする。このときインバータは 85 kHz で動作するものとする。

例えば，小型な遠隔操作型の無人潜水機（ROV）は 24 V のバッテリで駆動することが多い。ただし，本論文では少し大型の ROV にも適用できることを目的として 48 V を直流電圧とし，出力側にも 48 V が得られるように回路定数を選定している。また，基礎実験として，伝送電力は 100 W としている。

3 ソレノイド型送受電コイル

図 2 と 3 に，試作した送受電ソレノイドコイルの写真を示す。送電側のソレノイドコイルは直径 10 mm のフェライトコアに直接リッツ線を巻き付け，長さ 64 mm のソレノイドコイルとしている。受電側ソレノイドコイルは直径 30 mm，長さ 58 mm の空芯ソレノイドコイルとしている。このとき，受電側コイルの直径は，送電側のソレノイドコイルを余裕をもって挿入できるように考慮して決定している。これにより，受電側ソレノイドコイルも送電側ソレノイドコイルのフェライトコアを共有できる。その結果，受電側ソレノイドコイルが空芯の際のインダクタンスは 4.5 μH であるが，送電側ソレノイドコイルが挿入されている際の受電側ソレノイドコイルのインダクタンスは 15.7 μH に増加する。加えて，同軸のソレノイドコイルとしていることで，送充電間で高い結合を実現できる。

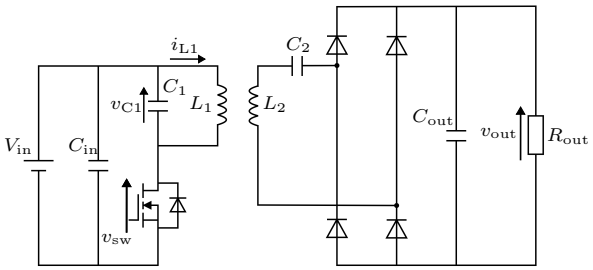


図 1 実験回路

Fig. 1. Experimental circuit.

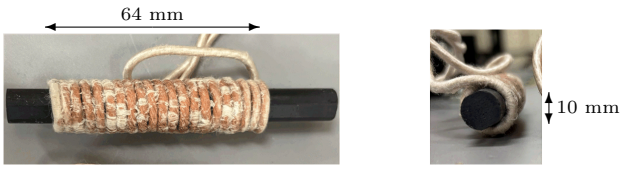
表 1 実験における回路定数

Fig. 1. Circuit parameters in the experiment.

Input dc voltage	V_{in}	48 V
Input dc capacitor	C_{in}	10 μF
Transfer coil (Tx coil)	L_1	25.3 μH
Parallel resonant capacitor	C_1	0.1 μF
Receiver coil (Rx coil)	L_2	15.7 μH
Series resonant capacitor	C_2	1 μF
Output dc capacitor	C_{out}	3.6 mF
Output dc resistance	R_{out}	20 Ω
Switching frequency	f_{sw}	85 kHz

また，ソレノイドコイルとすることで，巻き数によりコイルのインダクタンスを調整する場合，コイルの長さを変えることになる。これは，ワイヤレス給電で広く用いられる平面状のコイルより，ソレノイドコイルの方がケーブル端に接続するコネクタの形状との親和性が高いと考えれる。

図 4 に電力伝送用に結合させた際の送受電コイルの写真を示す。実際の接続の際には，まず送受電コイルそれぞれ

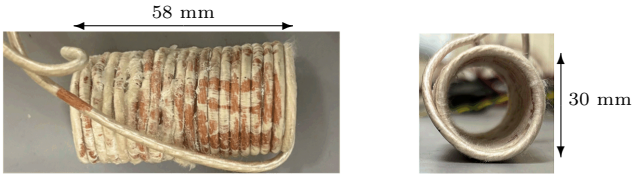


(a) Top view. (b) Side view.

図 2 送電側ソレノイドコイルの写真

Fig. 2. Pictures of transfer coil (Tx coil).

©2026 IEE Japan



(a) Top view. (b) Side view.

図 3 受電側ソレノイドコイルの写真

Fig. 3. Pictures of receiver coil (Rx coil).



(a) At $k = 0.76$ (b) At $k = 0.04$

図 4 電力伝送用に結合させた送受電コイルの写真

Fig. 4. Picture of Tx and Rx coils for power transfer.

をケース内に格納することで防水機能を確保する。その上で，そのケース同士をコネクタのオスとメスの様に接続すればよい。

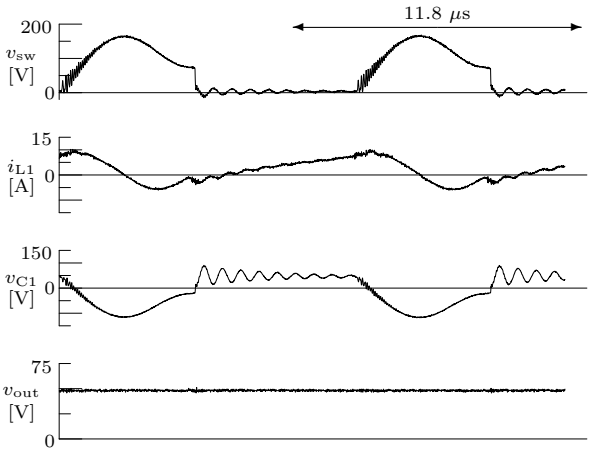
図 4(a) は電力伝送を行う際の状態であり，送受電コイル間の結合係数 k は $k = 0.76$ である。一方で図 4(b) の状態では，コネクタを抜いた状態を模擬しており，$k = 0.04$ である。

4 実験結果

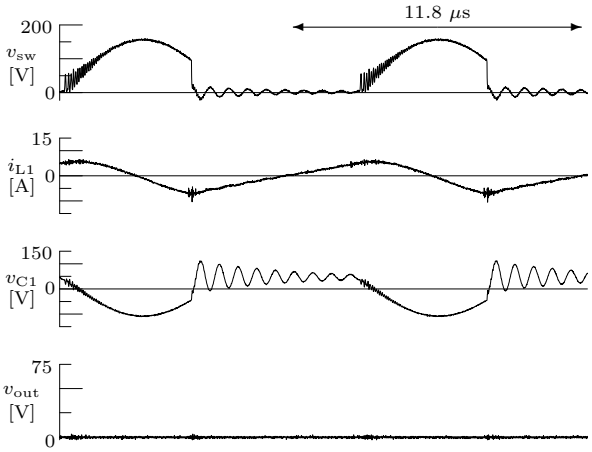
図 5 に実験波形を示す。ここでは，48 V の直流電を入力に，20 Ω の抵抗を出力に接続している。また，一石形インバータのスイッチのデューティ比は 0.55 と設定している。

図 5(a) は図 4(a) の状態における実験波形である。一石形インバータのスイッチのドレイン・ソース間電圧 v_{sw} は 180 V 程度の最大値となっている。また，送電側ソレノイドコイル電流 i_{L} は最大値 9 A 程度，実効値 4.9 A であった。並列共振コンデンサ電圧 v_{C1} は最大値 110 V 程度，実効値 64 V であった。このとき，出力電圧 v_{out} は 48 V を得ている。ただし，v_{sw} や v_{C1} を見ると自明であるが，スイッチは零電圧スイッチングが実現できていない。今後，回路定数の再設計による調整が必要である。

図 5(b) は図 4(b) の状態における実験波形である。スイッチのドレイン・ソース間電圧 v_{sw} は 160 V 程度の最大値となっている。また，送電側ソレノイドコイル電流 i_{L} は最大値 8 A 程度，実効値 3.9 A であった。並列共振コンデンサ電圧 v_{C1} は最大値 110 V 程度，実効値 64 V であった。このとき，出力電圧 v_{out} は 0 V となり，受電側電力を受け取っていない。ただし，送電側はコイルとコンデンサが並列に接続されているため，受電コイルが無い（無負荷の）場合であっても送電コイルには 3.9 A の電流が流れている。また，実験では，送電コイルを抜いていく過程においても送受電コイルともに過電圧や過電流が生じていないことを確認している。



(a) At $k = 0.76$



(b) At $k = 0.04$

図 5 実験波形

Fig. 5. Experimental waveforms.

5 まとめ

本論文では，ワイヤレス給電技術の活用した水中コネクタの基礎検討として，ソレノイド型コイルによる電力伝送を検討した。これは，送受電コイルに同軸のソレノイド型コイルを用いている点に特長がある。試作した実験回路により，48 V, 100 W の電力伝送を確認した。

今後は直流用コネクタのみではなく，商用周波数の交流に接続可能なワイヤレス給電コネクタも検討する予定である。なお，本研究は一般財団法人鶴見奨学研究助成財団の研究助成を受けたものであり，関係者に謝意を表します。

文 献

[1] 田中淳・大森英樹・三島 智和：「フィードバック制御不要 AGV 向け走行中ワイヤレス給電システム」，電気学会論文誌 D（産業応用部門誌），Vol. 144, No. 10, pp. 699-709(2024)

©2026 IEE Japan

受電側情報を必要としない AGV 用 ワイヤレス給電システム向け送電側電力制御

土居　智輝*，日下　佳祐（長岡技術科学大学）

Power Control on the Transmitter-Side of a Wireless Power Transfer System for AGVs Without Receiver-Side Information

Tomoki Doi, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

１．はじめに

無人搬送車（AGV）へのワイヤレス給電（WPT）においては，結合係数や負荷が変動した場合でも受電側の要求電力を精度よく供給する技術が不可欠である。従来，受電側にハーフアクティブ整流器（HAR）を設けて通信レスで電力制御を行う手法が提案されているが[1]，受電側に追加回路を要する。これにより受電側の構成が複雑になるという課題があった。

そこで本研究では，受電側に追加回路を必要とせず，送電側の情報のみに基づいて電力を制御する手法を提案する。本制御手法についてシミュレーションによる検証を行い，広範なパラメータ変動下でも良好な追従性能を確認したため報告する。

２．送電側電力制御

図 1 に S/S 補償方式を採用した電磁誘導に基づくワイヤレス給電システムを示す。本制御手法では，送電したい電力に応じて，送電側電流の振幅を制御する。また，送電電力はインバータレグ間の位相シフト量を変化させることにより調整する。ここで，送受電コイルの自己インダクタンスは L_1，L_2，共振補償コンデンサは C_1，C_2 である。また，結合係数は k，整流器と負荷抵抗を交流換算した等価負荷は R_L，送受電コイルの等価直列抵抗（ESR）はそれぞれ r_1，r_2 である。S/S 補償方式において，共振角周波数を ω，送電側および受電側のリアクタンスをそれぞれ X_1，X_2 とすると，力率 $\cos\phi$ は以下の式で表される。

$$\cos\phi = \frac{r_1 + \dfrac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 (r_2 + R_L)}{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2}}{\sqrt{\left(r_1 + \dfrac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 (r_2 + R_L)}{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2}\right)^2 + \left(X_1 - \dfrac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 X_2}{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2}\right)^2}} \quad (1)$$

上式より共振条件下（X_1=X_2=0）では，力率は常に 1 となる。すなわち，力率は結合係数に依存しない。

図 2 にインバータの出力電圧と送電側電流，位相シフト量αの関係を示す。なお，αが0の時に出力電圧が最大となるよう，位相シフト量を定義した。結合によらず力率が 1 で

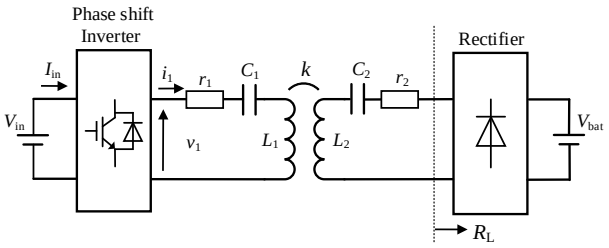


図 1 システム構成

Fig. 1. Circuit configuration.

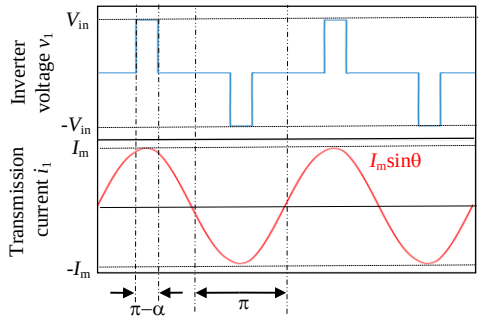


図 2 位相シフトインバータの出力電圧・電流の関係

Fig. 2. Output voltage and current of phase-shift inverter.

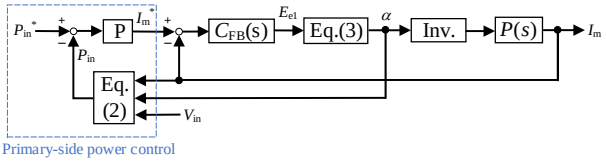


図 3 制御ブロック図

Fig. 3. Control block diagram.

あることより，送電側電流を $i_1 = I_m\sin\theta$ と表すと，送電側電力 P_{in} は以下のように計算できる。

$$P_{in} = \frac{1}{\pi}\int_{\frac{\alpha}{2}}^{\pi-\frac{\alpha}{2}} V_{in} I_m \sin\theta d\theta = \frac{2V_{in}I_m}{\pi}\left(\cos\frac{\alpha}{2}\right) \quad (2)$$

入力電圧 V_{in} は一定値であり，位相シフト量はコントローラで算出した値を用いて計算できることから，送電側電力

©2026 IEE Japan

の算出には送電側電流の波高値のみを検出すればよいことが分かる。

図 3 に提案する送電側電力制御のブロック図を示す。送電側電流包絡線制御(2)に電力制御を追加した構成をとる。(2)式より算出した P_{in} と電力指令値 P_{in}^*を比較し，P 制御によって送電側電流振幅の指令値 I_m*を生成する。

また，送電側電圧の基本波波高値 E_{e1} からαの換算には以下の式を用いる。

$$E_{e1} = \frac{4V_{in}}{\pi}\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \tag{3}$$

送電側電流制御系の設計においては，以下の包絡線モデル(3)に基づき制御を行う。

$$P(s) = \frac{2L_2 s + R_L}{4L_1L_2s^2 + 2L_1R_Ls + L_1L_2\omega^2k^2} \tag{4}$$

３．シミュレーション検証

提案制御法を適用しシミュレーションを行った。表 1 にシミュレーション条件を示す。送電側電流制御の制御器 C_{FB}(s)は極配置法を用いて設計し，支配極が-1000rad/s となるようにした。

＜3･1＞結合係数一定時の電力応答　　図 4 に P_{in}^*に対する P_{in} および受電側平均電力 P_{out} のステップ応答を示す。P_{in} に定常偏差が生じているがこれは P 制御を適用していることに起因するものである。一方，P_{in}^*と P_{out} の間に生じている伝送誤差は，主に ESR で電力消費されることが主因であり，ESR が既知である際には，推定される損失分を電力指令値に加算することで，伝送誤差の低減が見込まれる。

＜3・2＞結合係数可変時の電力応答　　図 5 にシミュレーションに適用する結合係数の時間的変化を示す。移動体である二次側が送電コイル上を等速で移動することを簡易的に再現するため，ガウス分布状に変化させており，最大でノミナル値から 50%変動させる。図 6 に P_{in}*に対する P_{in} および P_{out} の電力応答を示す。P_{in}*と P_{in} を比較すると，結合係数がノミナル値と 50％変動した際の電力誤差は約 2.1W であり，送電側電力を精度よく制御できていることが確認できる。また，P_{in}*と P_{out} を比較すると，結合係数がノミナル値の 50%のときに，受電電力は最大で約 35W の伝送誤差が生じ，結合係数が変動する期間の受電電力の変動は約 20W（約 2%）であった。

４．まとめ

本稿では，受電側の情報を用いない送電側での電力制御手法を提案し，シミュレーションによりその有効性を検証した。本制御手法では，送電側電流の波高値のみを検出すればよく，複雑な制御も必要としないため，実装が容易である。今後は，さらなる伝送電力誤差を低減する手法の検討を行う。

表 1 シミュレーション条件

Table 1. Simulation conditions.

Resonance frequency	f	85 kHz
Input voltage	V_{in}	200 V
Inductance of coils	L_1, L_2	189.71μH
Capacitance of resonant capacitors	C_1, C_2	18.48nF
Equivalent series resistance	r_1, r_2	0.1Ω
Load Resistance	R_L	16.2Ω
Nominal value of Coupling coefficient	k	0.16

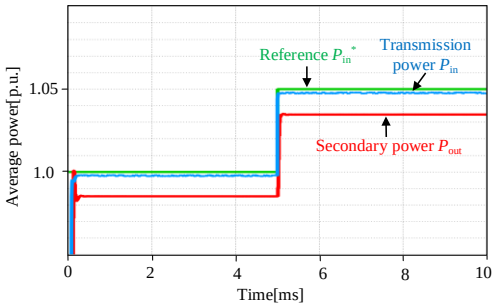


図 4　平均電力のステップ応答

Fig. 4. Step response of average power.

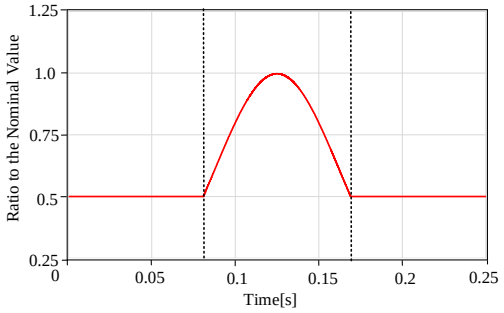


図 5　結合係数の変化

Fig. 5. Coupling coefficient variation.

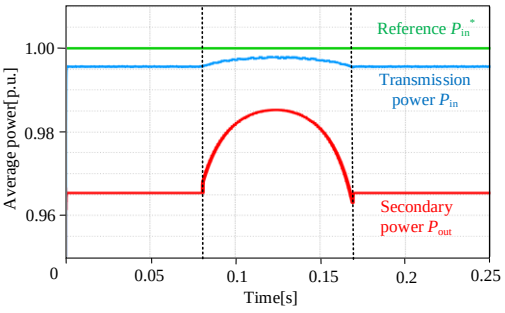


図 6　結合係数可変時の平均電力の応答

Fig. 6. Response of average power when coupling coefficient varies.

文　献

(1)Giorgio Lovinson　他：41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.4825-4829(2015)

(2)時田　他：電気学会論文誌 D, Vol. 140, pp.356-363(2019)

(3)落合　他：半導体電力変換研究会, Vol. 2, pp.7-11(2025)

©2026 IEE Japan

電界共振結合ワイヤレス給電における極板素材の違いが効率特性に与える影響の検討

東川　ひより*，畑　勝裕 (芝浦工業大学)

Effect of Plate Material Differences on Efficiency Characteristics in Capacitive Wireless Power Transfer with Resonance Coupling

Hiyori Tokawa, Katsuhiro Hata (Shibaura Institute of Technology)

１．まえがき

磁界結合方式（Inductive Power Transfer: IPT）と電界結合方式（Capacitive Power Transfer: CPT）はワイヤレス給電を実現するための二つの効果的な方法である。IPT は送受電コイル間の磁界を利用し，一般に広く使われているが，重量が増えやすい，周囲の金属に影響を受けやすい，大型化しやすいといった課題がある。これに対して CPT は送受電カプラに用いる極板間の電界を利用し，薄型・軽量・金属の影響が小さいという特徴を持ち，軽さが求められる用途で注目が高まっている。

CPT システムに用いる送受電カプラは銅やアルミなどの金属板が一般に使用されるが，極板素材の違いが電気的特性や給電性能に与える影響はこれまで十分に検討されていない。そのため，本稿では CPT システムにおける極板素材の違いが効率特性に与える影響を実験的に検討する。

２．電界共振結合によるワイヤレス給電

本研究では 4 枚の極板および補償回路を用いて電界共振結合による CPT システムを構成する。まず，送受電カプラの基本構造を Fig. 1 に示す。送受電カプラの各容量は Fig. 2 に示す π 型等価回路で記述でき[1]，送電側の自己容量 C_{in1}，受電側の自己容量 C_{in2}，送受電間の相互容量 C_{m} は Fig. 1 に示す各容量を用いて(1)–(3)式で表せる。

$$C_{\mathrm{in1}} = C_{12} + \frac{(C_{13}+C_{14})(C_{23}+C_{24})}{C_{13}+C_{14}+C_{23}+C_{24}} \tag{1}$$

$$C_{\mathrm{in2}} = C_{34} + \frac{(C_{13}+C_{14})(C_{23}+C_{24})}{C_{13}+C_{14}+C_{23}+C_{24}} \tag{2}$$

$$C_{\mathrm{m}} = \frac{(C_{13}C_{24})-(C_{14}+C_{23})}{C_{13}+C_{14}+C_{23}+C_{24}} \tag{3}$$

次に，電界共振結合に用いる補償回路を設計する。外部補償キャパシタ C_{ex1}, C_{ex2} および補償インダクタ L_1, L_2 を用いて S-S 方式の電界共振結合 CPT システムを構成する。ここで，送受電間の結合係数 k および S-S 方式の共振条件を満たす各補償インダクタは(4)–(6)式で与えられる[2]。C_1, C_2 は自己容量と外部容量による合成容量を示す。

$$k = \frac{C_{\mathrm{m}}}{\sqrt{C_1 C_2}} \tag{4}$$

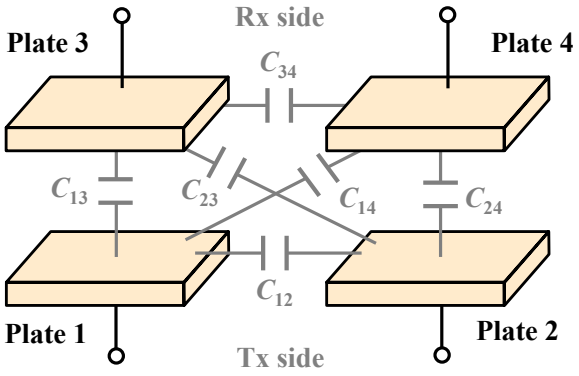


Fig. 1　Typical structure of CPT couplers

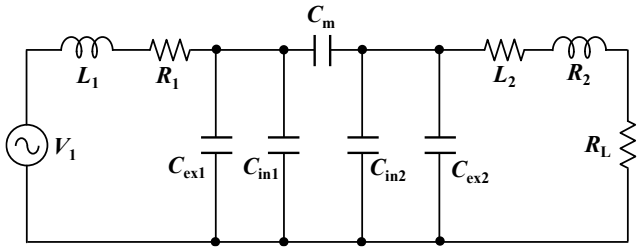


Fig. 2　Equivalent circuit of CPT system with resonance coupling

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C_1 (1-k^2)} \tag{5}$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_2 (1-k^2)} \tag{6}$$

３．実験条件

実験に使用した極板の仕様を Table 1 に示す。極板素材の影響を検討するため，銅(Cu)，アルミ(Al)，ステンレス(SUS)，導電性ゴム(Conductive rubber)の 4 通りを使用し，各極板の縦幅 l_1，横幅 l_2，面積 S，厚み t のほか，送電側および受電側の極板間距離 w，上下の極板間距離（伝送距離）g を一定とした。

実験時の測定風景を Fig. 3 に示す。電源端と負荷端に電圧プローブおよび電流センサを接続し，パワーアナライザ（HIOKI, PW8001）を用いて伝送効率 η を測定した。電源はファンクションジェネレータ（Tektronix, AFG102）とバイポーラ電源（NF corporation, HSA42014）を組み合わせ，交流

©2026 IEE Japan

Table 1　Plate size and configuration parameters

l_1 [mm]	l_2 [mm]	S [m^2]	t [mm]	w [mm]	g [mm]
300	300	0.09	2	100	30

Table 2　Experimental conditions

Parameter	Value
Supply voltage V_1	2 V
Self capacitance C_{in1} / C_{in2}	19 pF / 19 pF
External capacitance C_{ex1} / C_{ex2}	330 pF / 330 pF
Coupling capacitance C_m	14 pF
Coupling coefficient k	0.04
Resonant inductance L_1 / L_2	435 μH / 431 μH
Internal resistance R_1 / R_2	813 mΩ / 750 mΩ
Quality factor Q_1 / Q_2	60 / 59
Load resistance R_L	20–500 Ω

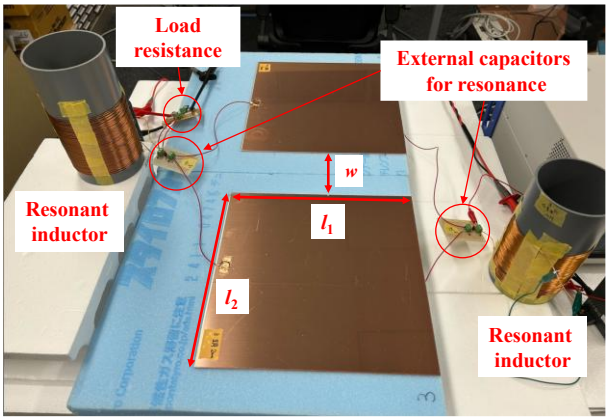


Fig. 3　Experimental equipment of CPT system

電源とし，振幅 2 V の正弦波電圧を電界共振結合 CPT システムに印加した。

各容量および結合係数 k は(1)–(4)式を用いて取得したところ，すべての極板素材で同等の値が得られたため，外部補償キャパシタ C_{ex1}, C_{ex2} および補償インダクタ L_1, L_2 は同一のものを使用した。なお，補償インダクタの内部抵抗 R_1, R_2 および Q 値 Q_1, Q_2 は Table 2 に示す通りである。負荷抵抗 R_L は無誘導抵抗を使用し，20–500 Ω の範囲における伝送効率の特性を確認した。

4．実験結果

複数の極板素材を試した際の負荷抵抗に対する伝送効率特性を Fig. 4 に示す。動作周波数は Table 2 の条件において，最も大きな出力電力が得られる条件とし,Table 3 に示す値を用いた。いずれの素材においても最大効率が得られる最適負荷抵抗は 100 Ω 程度であったが，高負荷抵抗の領域では Cu，Al，SUS，導電性ゴムの順に伝送効率が高く，極板素材による性能差が確認された。Cu および Al では 90%以上の

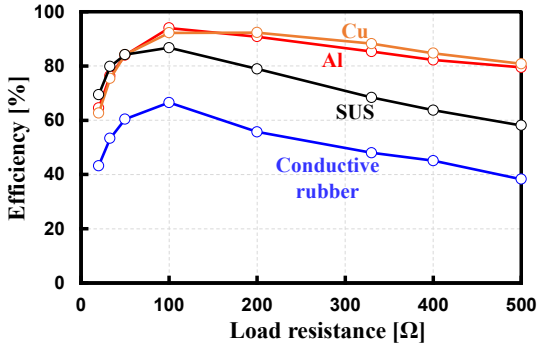


Fig. 4　Measured efficiency vs. load characteristics

Table 3　Plate details

Material	Type	Operating frequency	Electrical resistivity
Copper (Cu)	C1100	391 kHz	1.55×10^{-8} Ω·m
Aluminum (Al)	A1050	388 kHz	2.5×10^{-8} Ω·m
Stainless steel (SUS)	SUS304-2B	384 kHz	7.1×10^{-7} Ω·m
Conductive rubber	JIS K 6380 AAD6463	408 kHz	1–10 Ω·m

高効率が得られたが，SUS では最大効率が約 85%，導電性ゴムでは約 65%と大きく低下した。また，高負荷抵抗の領域では SUS および導電性ゴムにおいて負荷抵抗の増加に対する効率低下が顕著となり，Cu および Al との差が拡大する傾向が見られた。

Table 3 に示す各素材の電気抵抗率から極板素材の違いによる影響を考察する。電気抵抗率が低い Cu および Al では，広範囲にわたって高効率が得られるのに対し，電気抵抗率が高い SUS および導電性ゴムでは効率低下が顕在化することが分かる。これは，極板素材の電気抵抗率が等価直列抵抗に反映され，各極板での損失が増大したためと考えられる。しかし，電気抵抗率が 1–10 Ω·m と高い導電性ゴムであっても電力伝送を実現できるため，設計条件を最適化することで軽量かつ柔軟性が求められる用途での適用が期待できる。

5．まとめ

本稿では，CPT における極板素材の違いが効率特性に与える影響を検討するため，4 種類の極板を用いて負荷抵抗を変化させた際の効率特性を測定した。実験結果より，電気抵抗率が低い Cu，Al では広い負荷範囲で高効率が得られた。一方，電気抵抗率が高い SUS，導電性ゴムでは効率低下が顕著であり，電気抵抗率が損失増大に直結することを明らかにした。今後は，極板の形状や厚み，配置条件といった他の要因についても検討を進める。

文　献

(1)　T. Imura, et. al., *IEEJ of Industry Applications,* Vol. 10, No. 3, pp. 339–347 (2021)
(2)　H. Zhang, et. al., *IEEE Trans. Power Electron.* Vol. 31, No. 12, pp. 8541–8551 (2016)

©2026 IEE Japan

非接触給電システムにおける一次ループ劣化診断方法の検討

五十川　直隆*，中山　遼，木内　健人，小山　友一，玉井　陽一郎（東海旅客鉄道株式会社）

Evaluation of Digradation Diagnosis of Primary Loop Used in SCMaglev's Wireless Power Transfer System

Naotaka Ikagawa*, Ryo Nakayama, Kento Kiuchi, Tomokazu Koyama, Yoichiro Tamai (Central Japan Railway Company)

１．まえがき

近年検討されている非接触給電技術は，超電導リニアにおいては車上へ給電する方法として採用されている。一般的な電線の劣化診断方法である絶縁抵抗測定や漏れ電流測定は，超電導リニアにおける非接触給電システムの一次ループにて用いられている直列コンデンサを含む共振回路の場合，コンデンサが充電されると地絡の有無に関わらず絶縁抵抗が大きくなり正常と判断されてしまうため，同じ手段を用いることは難しい。本研究では，直流電圧印加時の過渡状態に違いが現れるという仮説を立て，その波形の解析による劣化診断方法の適用可否について実設備を模擬した試験回路による実測にて調査したうえで，劣化診断方法としての有効性を検証した。

２．実測・解析環境

＜2・1＞非接触給電システムにおける回路構成　　超電導リニアにて用いられている非接触給電システムの概要を図 1 に示す(1)。

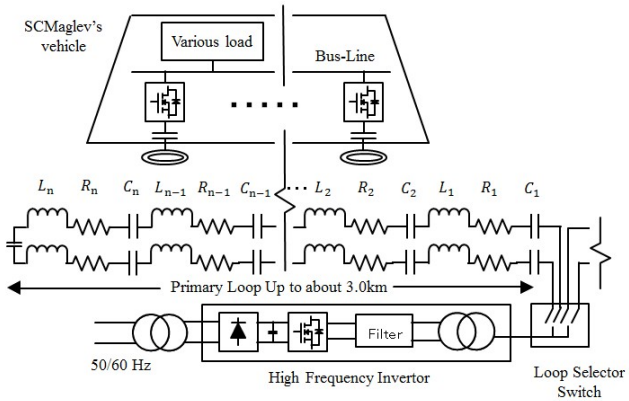


図 1　超電導リニアにおける非接触給電システムの概要

Fig. 1　Overview of SCMaglev's wireless power transfer system

上記の一次ループ回路は，配線の抵抗，インダクタンス，コンデンサが一定間隔で配置されている共振回路である。

＜2・2＞試験回路を用いた測定試験　　本研究にて用いた試験回路の等価回路を図 2 に示す。

回路の始端に絶縁抵抗計（内部抵抗 R_m）を取り付け，終端は開放状態としたうえで，電圧波形測定用のメモリハイコーダを始端および終端にそれぞれ設置し，直流電源 500 V を印加した際の入力波形 V_{in} と出力波形 V_{out} を測定する回路となっている。尚，インダクタンス L_n についてはコンデンサ成分に対して十分に小さいこと，および抵抗 R_n についても微小であることから V_{out} に影響しないことをシミュレーションによって確認しているため，図 2 では省略している。今回は，地点 a，b，c のいずれかにて地絡抵抗 R_g を接続し，地絡を模擬した状態での実測結果についても実施した。

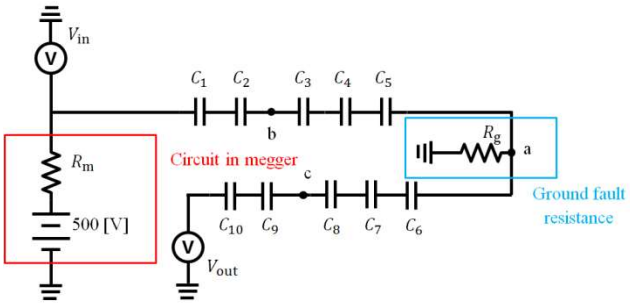


図 2　等価回路

Fig. 2　Equivalent circuit

３．実測・解析結果

＜3・1＞健全，完全地絡，抵抗地絡の比較　　一次ループの劣化状態について，健全時，地点 a における R_g＝10 kΩ での地絡時の V_{out} の実測結果を図 3 に示す。

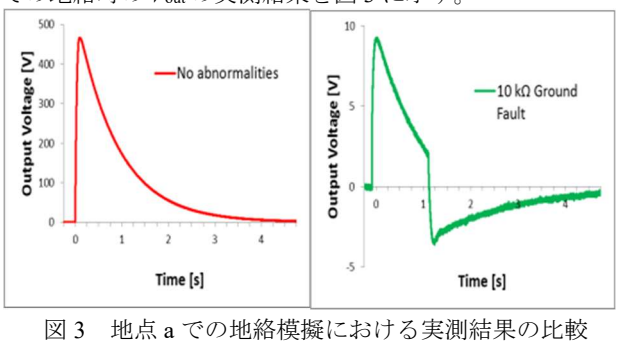


図 3　地点 a での地絡模擬における実測結果の比較

Fig. 3　Comparison of measurement results in simulated ground fault at point A in Fig. 2

健全時は瞬時に 500 V 付近まで立ち上がった後に 0 V へ収束するように減衰するのに対し，10 kΩ 抵抗地絡時は，瞬時の立ち上がりから減衰した後に，一定地点で更に負へ立

©2026 IEE Japan

下り，そこから 0 V へ収束していることが分かる。

R_g＝10 kΩ での実測における抵抗地絡時の V_{in} と V_{out} の比較結果を図 4 に示す。

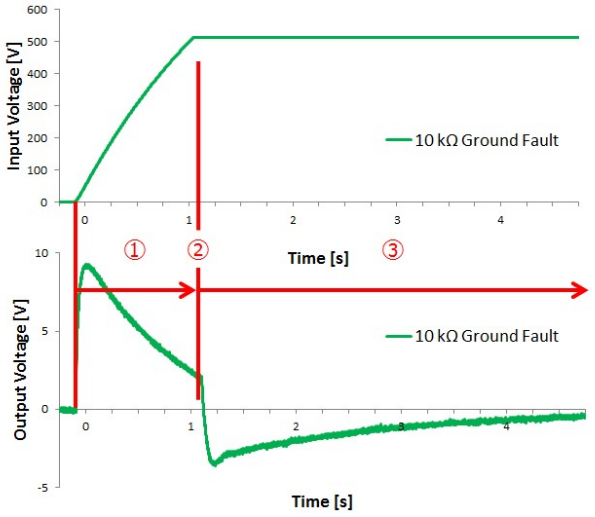


図 4　入出力電圧波形

Fig. 4　Input/Output voltage waveform

V_{in} が 500 V の直流源になるまでの区間①について，V_{out} は瞬時の立ち上がりから減衰している。また，②にて発生した V_{out} の負への立下りについては，V_{in} が 500 V に達し安定した時点で発生していることが分かる。

まず，①の V_{in} の印加開始によって直列コンデンサが充電される。続いて，②の時点にて V_{in} が一定電圧となり，コンデンサに電流が流れなくなるため，出力端の電位 V_{out} が瞬時的に 0 V となる。同時に，地絡点 a－出力端 V_{out} 間のコンデンサが，地絡点 a に向かって放電を始める。これによって，出力端での電流の向きが逆転するため，V_{out} は負となる。そして，③の V_{in} が一定での出力区間にて，地絡点 a－出力端間の一次ループと地絡抵抗の直列回路で放電が進み，V_{out} は 0 V へ収束する。以上より，V_{out} の波形を解析することで RC 回路の充放電の推移を確認できると考えられる。

＜3・2＞地絡箇所の変化　　地絡点が異なる際の V_{out} の変化を確認する。地点 a より入力側の地点 b，地点 a より出力側の地点 c にて抵抗地絡が発生した際の V_{out} を図 5 に示す。

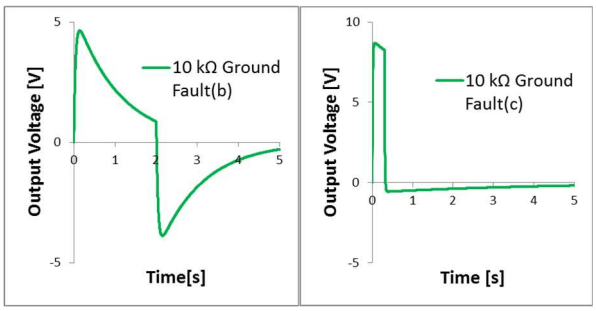


図 5　シミュレーション結果（地絡箇所の変化）

Fig. 5　Difference in output voltage transition due to ground fault points

これを図 3 と比較すると，V_{out} が負へ立ち下がるまでの時間が，a より入力端と近いほど長くなっていることが分かる。入力端―地絡点間の合成静電容量 C_x は式(1)にて表される。

$$C_x = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{C_i}} \tag{1}$$

ここで，n は地絡点までのコンデンサ数となるため，地絡点が入力端から近いほど n が小さくなり，伴って C_x は大きくなる。これによって入力端―地絡点間の時定数 RC_x が大きくなるため，V_{in} が直流電圧源となるまでの時間も長くなることが考えられる。

＜3・3＞地絡抵抗値の変化　　地絡抵抗 R_g が異なる場合の V_{out} の変化を確認する。地絡点 a における R＝1 kΩ，100 kΩ での地絡時の V_{out} を図 6 に示す。

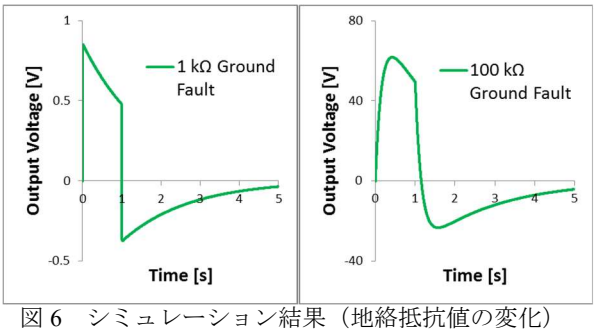


図 6　シミュレーション結果（地絡抵抗値の変化）

Fig. 6　Difference in output voltage transition due to ground fault resistance

図 6 と図 3 を比較すると，R_g の増減に伴って V_{out} の波高値も増減していることが分かる。V_{in} を印加した直後の出力端における瞬時電圧 V_{out} は，V_{in}，R_g，絶縁抵抗計の内部抵抗 R_m を用いて以下の式で表される。

$$V_{out} = \frac{R_g}{R_m + R_g} V_{in} \tag{2}$$

式(2)より，R_g が増減すると V_{out} も増減することが分かる。

4．まとめ

本稿では，共振回路を含む一次ループの健全性を確認する手法として，直流電圧印加時の出力波形を解析する手法を提案し，実測回路により手法の妥当性を確認した。また，地絡箇所および地絡抵抗値の変化によって発生する出力波形の変化についても確認した。

出力波形 V_{out} を解析することで，波高値を用いた地絡抵抗値の推定や，時定数 RC_x を用いた地絡点の特定が可能であると考えられる。

文　献

(1)　山本圭介,榎本淳，古賀俊作、北野淳一:「大容量の誘導集電システムについて令和 2 年電気学会全国大会」,5-161,pp.2(2021)

©2026 IEE Japan

PHEV 電動駆動系システムの伝導ノイズシミュレーションモデルの提案

栗原　拓斗*，野村　昂生，服部　佳晋，小島　崇（大同大学）

Proposal of a Conducted Noise Simulation Model for PHEV Electric Drivetrain Systems

Takuto Kurihara, Kosei Nomura, Yoshiyuki Hattori, Takashi Kojima (Daido University)

１．まえがき

HEV (Hybrid Electric Vehicle) や PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicle) などの電動車の普及が加速している。これらに搭載されている DC-DC コンバータ（以下，DDC）やインバータ（以下，INV）などの電力変換器は，高電圧・大電流でスイッチングするため，これらから発生する電磁ノイズ抑制技術は極めて重要である。筆者らは，これまで市販 PHEV[(1)] の電動駆動系システムを対象とし，図 1 に示す EMI 解析に特化したベンチを構築してきた。また，Power Control Unit (PCU) に搭載の DDC や INV を動作させた場合のコモンモードノイズ電流の分配比率と伝搬経路を明らかにしてきた[(2)(3)]。

本稿では，対象システムの伝導ノイズ電流解析の一環として，最もノイズ電流が大きくなるモータ用 INV（以下，M-INV）と昇圧 DDC を動作させた場合に各部位に流れるコモンモードノイズ電流の分配比率を再現できるシミュレーションモデルを提案する。

２．シミュレーションモデルの作成手順

シミュレーションモデルは以下の手順で作成した。まず，図 1 で示したベンチを，①トランスアクスル，②高電圧電池，③PCU，④モータ三相線 (MG2)，発電機三相線 (MG1)，PN 線 (PN)，⑤トランスアクスル GND 線 (M-GND)，PCU GND 線 (P-GND)，高電圧電池 GND 線 (B-GND)，GND プレーンの 5 つのブロックに分割した。①～④のブロックでは，各端子と筐体間，各端子間などのインピーダンス測定を行い，その結果から等価回路と回路定数を求めた。⑤は後述のようにインピーダンス測定が困難なため，電磁界シミュレーションを用いて等価回路と回路定数を求めた。その後，すべてのブロックの回路を集約し，図 1 の MG2 線の伝導ノイズが実測値に合うようにノイズ源を設定し，シミュレーションを行った。したがって，本シミュレーションでは，MG2 から流れ出るノイズ電流が各部位に分配されるノイズ電流を求める。以下にその内容を述べる。

<2・1>①～④のインピーダンス測定とモデル化

①トランスアクスル　トランスアクスルは，モータと発電機から成る。作成する回路はコモンモード等価回路である。そこで，モータ，発電機それぞれの三相の芯線を銅テープで短絡し，これら芯線と筐体間のインピーダンスをインピーダンスアナライザで測定した。測定周波数は 100 k～10 MHz である。測定したインピーダンス特性は複雑であり，等価回路化は難しいため，測定結果を R と jX の周波数特性のテーブルに変換し，モデル化した。

②高電圧電池　電池の PN 間の直流をカットし，交流的に短絡するコンデンサを挿入して，PN と筐体間のインピーダンスを測定し，等価回路を求めた。

③PCU　PCU は図 2 の構成となっており，PCU の外部には，ⓐPN，ⓑMG2，ⓒMG1，ⓓ筐体の 4 か所が接続される。コモンモードを対象とするため，ⓐからⓒは，それぞれ図 2 に示すように芯線を銅テープで短絡した。ⓐからⓓの 4 つの端子間のインピーダンス測定を行い，PCU 内部の等価回路と回路定数を求めた。

④モータ，発電機三相線 (MG2, MG1) および PN 線

MG2，MG1 線は，芯線の自己インダクタンス L_1，シール

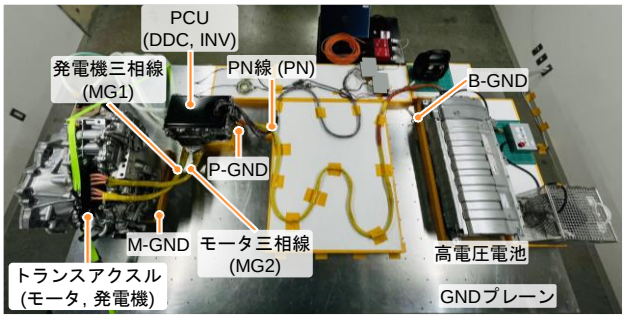


図 1　PHEV 電動駆動系システムの EMI 解析ベンチ
Fig. 1　Bench for EMI Analysis of PHEV Electric Drive Systems.

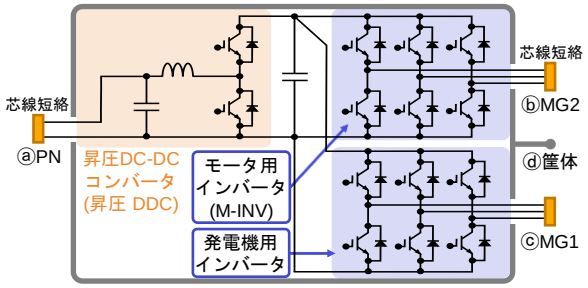
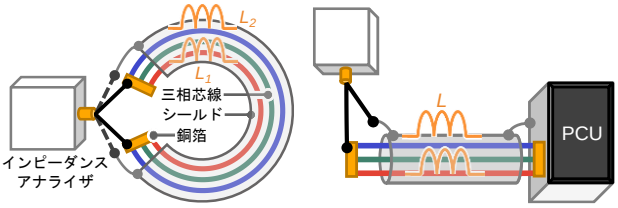


図 2　PCU の内部構成とインピーダンス測定端子
Fig.2　Internal configuration and impedance measurement terminals of the PCU.

©2026 IEE Japan



(a) 芯線の L_1 測定
Measurement of the core cable (L_1).

(b) 芯線とシールド間のインダクタンス L の測定
Measurement of L.

図 3 三相線のインピーダンス測定
Fig.3 Impedance measurement of three-phase cable.

ドの自己インダクタンス L_2，芯線とシールド間の相互インダクタンス M を求めた。L_1 は図 3 (a) に示すように三相線の両端を短絡し，この端子間のインピーダンス測定から求めた。L_2 は，図 3 (a) でシールド両端間のインピーダンス測定から求めた。また，M は，図 3 (b) に示すように三相線の一端を PCU で短絡し，もう一端の芯線とシールド間のインダクタンス L を測定し，式 (1) より求めた。

$$M = (L - L_1 - L_2) / 2 \quad (1)$$

PN 線も同様の手法により L_1，L_2，M を求めた。

<2・2>⑤のモデル化 各機器の GND 線は約 12 cm と短く，GND プレーンの接続端子間は数十 cm 以上と長いため，形状を保持したまま精度よくインピーダンスを測定することが困難である。そこで，電磁界シミュレータ (Ansys Q3D Extractor) を用いて形状を模擬し，等価回路を求めた。

<2・3>ノイズ電流のシミュレーションモデル 2・1 および 2・2 で求めた各ブロックの等価回路を接続し，作成したシミュレーション回路を図 4 に示す。シミュレータには Ansys Twin Builder を用いた。ノイズ源は，実測で最もノイズが大きい M-INV に電圧源として置いた。M-INV に比べノイズが小さい昇圧 DDC にはノイズ源を置かなかった。今回，図 4 の MG2 から流れ出たコモンモードノイズ電流が，各部位に分配される比率をシミュレーションするため，MG2 の配線を流れるノイズ電流を実測値に合うように，ノイズ源の電圧振幅の周波数依存性を調整した。

3．シミュレーションと実測の比較

ベンチ各部位のコモンモードノイズ電流の実測結果と，シミュレーション結果の比較を図 5 に示す。ノイズ電流の測定箇所は，図 1 中の MG2，MG1，M-GND，P-GND，B-GND，PN の 6 箇所であり，図 4 では，青の円弧の箇所になる。なお，実測，シミュレーションとも M-GND と P-GND，B-GND と PN は波形が重なっていることに注意されたい。

MG2 から流れ出たノイズ電流は，ほとんどが MG1 を流れ，残りが M-GND に流れる。また，M-GND のほとんどが P-GND を通って流れ，ごく一部が B-GND，PN 線を通って戻る。図 5 (a)，(b) の比較から，今回のモデルでは，ノイズ電流の大きい MG1，M-GND，P-GND のノイズレベルや周波依存性はほぼ再現できたが，ノイズ電流の小さい B-GND

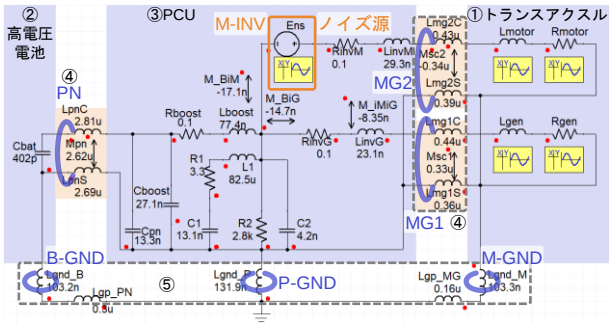
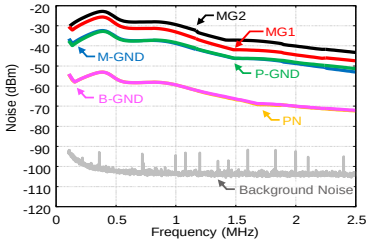
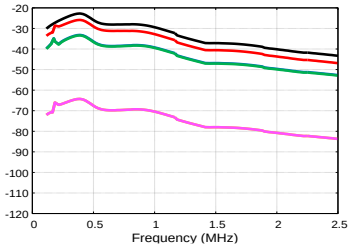


図 4 M-INV と昇圧 DDC 動作時のコモンモードノイズ電流のシミュレーションモデル
Fig. 4 Simulation model for common mode noise current during M-INV and boost DDC operation.



(a) 実測結果
Measurement results



(b) シミュレーション結果
Simulation results

図 5 M-INV と昇圧 DDC 動作時の各箇所のノイズ電流
Fig. 5 Common mode noise currents at each measurement point during boost DDC and M-INV operation.

と PN は実測よりも約 10 dB 低い結果となった。

4．まとめ

本稿では，M-INV と昇圧 DDC 動作時に各部位に流れるコモンモードノイズ電流の分配比率を表現できるシミュレーションモデルを提案した。その結果，ノイズ電流の大きい箇所の分配を定量的に再現できることを示した。今後は，PCU 内部，三相線と PN 線のモデルを見直し，シミュレーションモデルの精度を高める予定である。

本研究は，名古屋工業大学産学連携「車載システム EMC コンソーシアム」の一環で行われた。

文 献

(1) https://global.toyota/jp/newsroom/toyota/38869540.html.
(2) 栗原拓斗ほか，2025 年電気学会産業応用部門大会，Y-66
(3) 栗原拓斗ほか，令和 7 年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会，C5-3

©2026 IEE Japan

トランスレス UPS におけるコモンモード電圧と循環電流の解析

加藤　康司*，五十嵐　寿勝(株式会社 GS ユアサ)

Analysis of common mode voltage and circulating current of transformer less UPS

Koji Kato, Hisakatsu Igarashi (GS Yuasa International Ltd.)

１．はじめに

経済活動や日常生活の重要な基盤インフラの電源には無停電電源装置（UPS）が広く用いられている。従来は負荷との絶縁のために UPS にトランスを内蔵していたが，小型・高効率化，コストダウンのためにトランスレス UPS も製品化されている(1)。しかしトランスレス UPS は，コンバータ-インバータ間のコモンモード電位差により EMI フィルタを経由して高周波循環電流が流れる問題がある。また，伝導ノイズは UPS - 対地間のコモンモード電圧変動に大きく影響を受ける。

本稿ではトランスレス UPS におけるコモンモード電圧変動と循環電流の関係について解析を行ったので報告する。

２．回路構成及び循環電流経路

図 1 にトランスレス常時インバータ方式 UPS の回路構成を示す。EMI 対策のために入力部と出力部に EMI フィルタを設けて Y コンデンサで接地している。そのためインバータとコンバータ間のコモンモード電圧の差によって，EMI フィルタの Y コンデンサを経由して循環電流が流れる。一方で，UPS - 対地間のコモンモード電圧はインバータとコンバータのコモンモード電圧の和となる。

３．コモンモード電位変動解析結果

図 2 および 3 に数値計算結果を示す。直流電圧 400V，スイッチング周波数 20kHz の場合にコンバータとインバータ電圧指令の位相差を 0~360°まで変化させ，それぞれのキャリアを 0~180°までに変化させた結果である。なお，本計算では理想状態としてデッドタイムや浮遊容量などは考慮していない。

コンバータとインバータが同一電圧振幅かつ位相差が 0°，120°，240° およびキャリア位相が 0° の時にインバータとコンバータの電圧振幅と位相が完全に一致するためコモン電位差が最小となる。一方，60°，180°，300° およびキャリア位相 180° で位相が反転するため，コモンモード電圧が打ち消され対地間のコモンモード電圧変動が最小となる。本解析より，循環電流と UPS のコモンモード電圧変動はトレードオフの関係にあることがわかる。循環電流とコモンモード電位変動の最適化は今後の課題である。

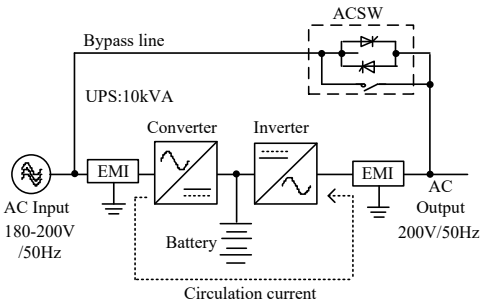


Fig.1. On-line type UPS without transformer

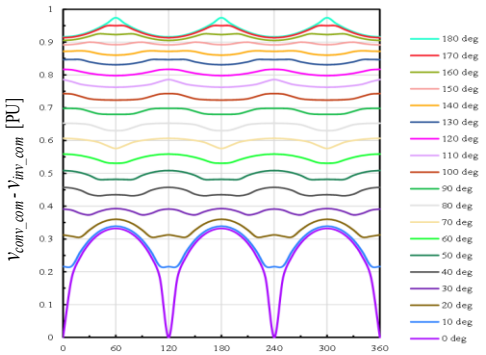


Fig.2. Common mode voltage difference of converter and inverter

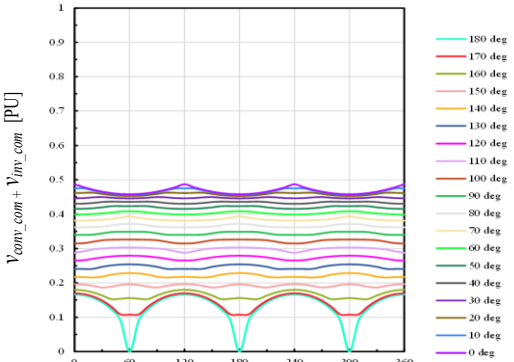


Fig.3. UPS common mode voltage analysis

文　献

(1) GS ユアサ：「UPS（無停電電源装置） INDEX」，HP

(2) 加藤他：SPC/MD 合同研究会，SPC24-160 MD24-106，2024

©2026 IEE Japan

三相インバータにおける寄生容量構成変更による インピーダンスバランス法によるノイズ低減 ～等価インピーダンス考慮の影響～

中山　駿*，野村　勝也（関西学院大学）

Investigation on noise reduction of impedance balancing method
by changing parasitic capacitance configuration in three-phase inverter
～Effect of considering equivalent impedance ～

Shun Nakayama, Katsuya Nomura (Kwansei Gakuin University)

１．まえがき

電動モータを制御するための三相インバータは広く利用されているが，スイッチングにより生じるコモンモード(CM)ノイズは，各機器の寄生容量を介してグラウンドを経由し大きなループを描くため，電磁障害などの問題を引き起こしやすく対策が必要である。従来はノイズフィルタ追加することなどで対策するがコストの増加が問題となる。そこでこれまで寄生容量構成を変更することによるインピーダンスバランス法を用いたノイズ低減法を提案した[(1),(2)]。その中で提案法適用によるノイズ低減量の理論式を示していたが，従来は CM 等価回路のインピーダンスバランスが改善されることによる等価電圧源への影響のみしか考慮していなかった。一方で，インピーダンスバランスを調整することで，CM 等価インピーダンスが変化し，CM ノイズに影響を与える。よって，提案法の低減効果を示すにはインピーダンスバランス改善による影響と CM 等価インピーダンス変化による影響を考慮する必要がある。そこで本報告では，これらの影響を考慮した提案法のノイズ低減効果の理論式を示し，その正当性をシミュレーションで確認する。

２．原理

＜2・1＞等価 CM 電圧源の変化による影響　図 1 に提案回路を示す。この回路では通常回路に対し，各相の中点をヒートシンクに短絡し，さらにヒートシンクと CM グラウンド間に追加寄生容量を設けている。CM 等価回路は図 2 に示すブリッジ回路で表すことができる。このブリッジ部をテブナンの等価回路で表すことを考えると，図 2(a)より従来回路の等価電圧源の振幅（つまり CM ノイズ電圧 V_{E}）は次式で表せられる。ここで，点 A と点 0，点 B と点 0 間の電圧をそれぞれV_{A0}とV_{B0}とする。

$$V_{\mathrm{E}} = V_{\mathrm{B0}} - V_{\mathrm{A0}} \tag{1}$$

ブリッジ回路は 2 つの分圧回路として解釈することができるから，

$$V_{\mathrm{A0}} = \frac{C_{\mathrm{o}}}{3(C_{\mathrm{p}}+C_{\mathrm{n}}+C_{\mathrm{o}})+C_{\mathrm{b}}} V_{\mathrm{inv}} \tag{2}$$

$$V_{\mathrm{B0}} = \frac{1}{3} V_{\mathrm{inv}} \tag{3}$$

よって，(1)，(2)，(3) の式より，V_{E}は以下のように導出できる。ここで,電源側インピーダンスZ_{b}は CM グラウンド-電源間の寄生容量C_{b}で表されるものとしている。

$$V_{\mathrm{E}} = V_{\mathrm{B0}} - V_{\mathrm{A0}} = \frac{3(C_{\mathrm{p}}+C_{\mathrm{n}})+C_{\mathrm{b}}}{3\{3(C_{\mathrm{p}}+C_{\mathrm{n}}+C_{\mathrm{o}})+C_{\mathrm{b}}\}} V_{\mathrm{inv}} \tag{4}$$

図 2(b)より提案回路においても同様に考えることができ，ノイズ電圧 V_{E}'は次式で表される。

$$V_{\mathrm{E}}' = \frac{C_{\mathrm{b}}}{3(3C_{\mathrm{gnd}}+C_{\mathrm{b}})} V_{\mathrm{inv}} \tag{5}$$

＜2・2＞等価 CM インピーダンスの変化による影響　図 2 の回路をテブナンの定理により簡略化すると図 3 に示す回路で表すことができる。ここでZ_{INV}は図 2 の電圧源V_{INV}を短絡したときの 2 点 A-C0 間のインピーダンス，Z_{Load} は 2 点 C0-B 間のインピーダンスを示している。Z_{m}は負荷の中性点と対地間のインピーダンスを示している。図 2 より，Z_{INV}はインバータの寄生容量とC_{b}の並列インピーダンス，Z_{Load}は負荷Z_{L}の並列インピーダンスとなる。Z_{L}を図 4 に示す RLC 回路で表されるとし，Z_{m}を容量 C_{m} によるインピーダンスであるとすると，従来回路，提案回路における，CM インピーダンスZ_{CM}，Z_{CM}'は次式で表される。

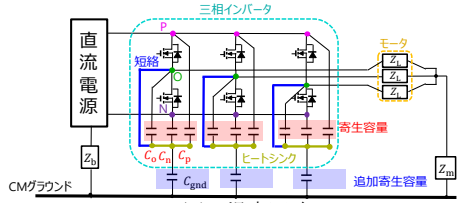
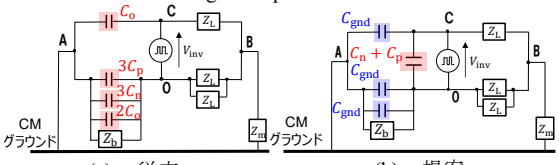


図 1 提案回路
Fig.1. Proposed circuit



(a)　従来　　(b)　提案

図 2 CM 等価回路
Fig.2. CM equivalent circuit

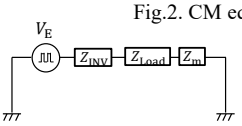


図 3 簡略化回路
Fig.3. Simplified circuit

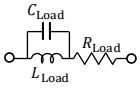


図 4 負荷
Fig.4. Load

©2026 IEE Japan

$$Z_{CM} = Z_I + Z_{Load} + Z_m = \frac{R_{Load}}{3} + j\left\{\frac{\omega L_{Load}}{3(1-\omega^2 L_{Load}C_{Load})} - \frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{C_I} + \frac{1}{C_m}\right)\right\} \quad (6)$$

$$Z_{CM}' = Z_I' + Z_{Load} + Z_m = \frac{R_{Load}}{3} + j\left\{\frac{\omega L_{Load}}{3(1-\omega^2 L_{Load}C_{Load})} - \frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{C_I'} + \frac{1}{C_m}\right)\right\} \quad (7)$$

今回の提案法による CM ノイズ低減効果を示すには，等価 CM 電圧源の変化による影響と，等価 CM インピーダンスの変化による影響を考慮する必要がある。よって，提案法によるノイズ低減効果は以下の式で表される。

$$\Delta I\mathrm{dB} = 20\log_{10}\frac{V_E}{Z_{CM}} - 20\log_{10}\frac{V_E'}{Z_{CM}'} = 20\log_{10}\left[\frac{\{3(C_p+C_n)+C_b\}(3C_{gnd}+C_b)}{\{3(C_p+C_n+C_o)+C_b\}C_b}\sqrt{\frac{\left(\frac{R_{Load}}{3}\right)^2+(X')^2}{\left(\frac{R_{Load}}{3}\right)^2+(X)^2}}\right] \quad (8)$$

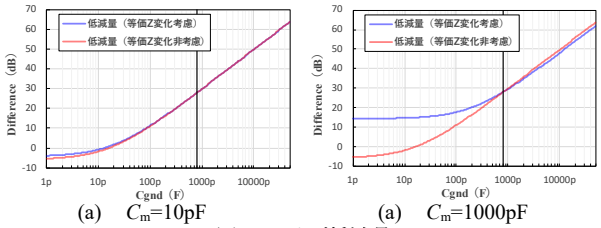
$$X = \frac{R_{Load}}{3} + j\left\{\frac{\omega L_{Load}}{3(1-\omega^2 L_{Load}C_{Load})} - \frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{C_I} + \frac{1}{C_m}\right)\right\} \quad (9)$$

$$X' = \frac{R_{Load}}{3} + j\left\{\frac{\omega L_{Load}}{3(1-\omega^2 L_{Load}C_{Load})} - \frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{C_I'} + \frac{1}{C_m}\right)\right\} \quad (10)$$

３．検討

＜3・1＞理論値　式(8)に示されるノイズ低減式より，ノイズ低減量はC_{gnd}，C_{Load}，L_{Load}，R_{Load}，C_m，C_o，C_p，C_n，C_bによって定まる。このうちC_{gnd}は提案法の追加寄生容量であり自由に調整できる。$C_m = 10\mathrm{p}, 1000\mathrm{pF}$での$C_{gnd}$とノイズ低減量の関係を図 5 に示す。ここで，$C_{Load}$，$L_{Load}$，$R_{Load}$，$C_m$，$C_o$，$C_p$，$C_n$，$C_b$はそれぞれ 500pF, 1mH, 100mΩ, 400pF, 200pF, 200pF, 50pF とし，周波数は 1MHz とした。図 5 を見ると，$C_m = 10\mathrm{p}, 1000\mathrm{pF}$のどちらにおいても，$C_{gnd} = 800\mathrm{pF}$では CM インピーダンス変化を考慮することにより低減効果は変化しないが，$C_{gnd} > 800\mathrm{pF}$では減少し，$C_{gnd} < 800\mathrm{pF}$ では逆に増加している。これは$C_{gnd} = 800\mathrm{pF}$のとき，$C_{INV} = 3(C_o + C_p + C_n) + C_b = 2450\mathrm{pF}$となり，$C_{INV}' = 3C_{gnd} + C_b = 2450\mathrm{pF}$となることから，$C_{INV} = C_{INV}'$となり，等価 CM インピーダンス変化が影響しないためである。一方で，$C_{gnd} \neq 800\mathrm{pF}$では，$C_{INV} \neq C_{INV}'$となり，等価 CM インピーダンスが変化する。$C_{INV}$と$C_{INV}'$の大小関係より，ノイズ低減効果の増減を説明できる。なお，等価 CM インピーダンス変化による影響は，$C_m = 1000\mathrm{pF}$の方が強く出ている。図 3 より，等価 CM インピーダンスはZ_{INV}とZ_{Load}とZ_mの直列インピーダンスとみることができる。よって，C_mが大きいときはZ_mが小さくなり，Z_{INV}の変化が等価 CM インピーダンス全体に与える影響が大きくなる。そのため，$C_m = 1000\mathrm{pF}$のときの方が，CM インピーダンス変化を考慮したときの低減量への影響が大きくなったと考えられる。

＜3・2＞シミュレーション　前節で示したノイズ低減量の妥当性を確認するために LTspice を用いた回路シミュレーションを行った。C_mは 1000pF，C_{gnd}は 1p, 10p, 100p, 1000p, 10000pF と変更し，C_{Load}，L_{Load}，R_{Load}，C_o，C_p，C_n，C_bは前節と同様に設定した。コモンモード電流のスペクトルを包絡線と併せて図 6 にそれぞれ示す。これらの包絡線の差分をとり算出したノイズ低減効果ΔIdBを図 7 に示す。周波数 1MHz のときの低減効果を見ると，等価 CM インピーダンス変化を考慮していない理論値と計算値とではすべてのC_{gnd}で乖離が発生している。一方で，等価 CM インピーダンス変化を考慮した理論値は，$C_{gnd} = 10000\mathrm{pF}$のときに乖離がみられるが，その他の容量では概ね計算値と整合している。$C_{gnd} = 10000\mathrm{pF}$ のときに乖離がみられるのは，インバータの寄生容量変化による LC 共振周波数の変化による影響によるものと考えられる。



(a) C_m=10pF　(a) C_m=1000pF

図 5 ノイズ低減量
Fig.5. Noise reduction amount

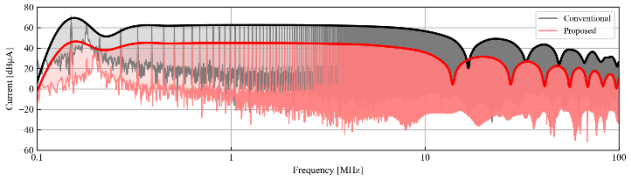


図 6 コモンモード電流スペクトル
Fig.6. Common mode current spectrum

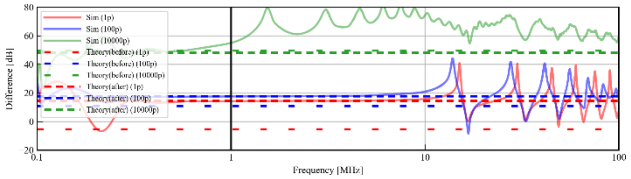


図 7 ノイズ低減効果
Fig.7. Noise reduction effect

４．まとめ

本稿では，インピーダンスバランス法による等価 CM 電圧源の変化による影響と，等価 CM インピーダンスの変化による影響を考慮して，提案法によるノイズ低減効果を導出した。シミュレーションにより，導出した低減効果と概ね一致する結果が得られ，導出した低減効果の正当性を確認した。

謝辞　本研究はローム株式会社のご協力のもと実施しました。

文　献

(1) 中山，野村，三相インバータにおける寄生容量構成変更によるインピーダンスバランス法を用いたコモンモードノイズ低減の検討, EMCJ/IEE-SPC, 2025
(2) 中山，野村，三相インバータ回路における寄生容量構成変更によるインピーダンスバランス法のノイズ低減効果に関する検討，IEEJ/IAS (D) Conference, 2025

©2026 IEE Japan

２レベルインバータにおける パッシブコモンノイズキャンセラのコアの 最大磁束密度計算手法の一検討

五味 将大*，野武 幸輝，三井 晃司　（株式会社ＩＨＩ）

Design Method for the Maximum Magnetic Flux Density in Passive Common Noise Canceller for Two-Level Inverters

Masahiro Gomi, Koki Notake, Koji Mitsui (IHI Corporation)

１．はじめに

電圧形インバータのコモンモード（以下，CM）ノイズを低減する研究が報告されている。特に，パッシブコモンノイズキャンセラ（以下，PCC）は，CM ノイズ発生の原因である CM 電圧を根本的に除去する機能をもつ効果的な CM ノイズフィルタとして提案されている(1)。

従来の PCC 磁性コアの最大磁束密度計算手法では，インバータのスイッチング周波数成分のみを考慮していたが(1)，インバータの動作条件によっては，計算値以上に磁束密度が大きくなり磁気飽和が起きる可能性があった。本稿では，2 レベルインバータに適用する PCC 磁性コアの最大磁束密度の計算手法を提案する。提案する計算手法は，スイッチング周波数成分（以下，f_{sw} 成分）の磁束に加えて，基本波周波数成分（以下，f_{out1} 成分）の磁束と，電圧利用率向上のための 3 次高調波重畳による周波数成分（以下，f_{out3} 成分）の磁束を合計した最大磁束密度を計算する。提案手法と従来手法による計算値，および 2 レベルインバータと PCC 回路のシミュレーションによる解析値を比較し，提案手法の有効性を確認する。

２．PCC の磁性コアの最大磁束密度の計算手法

＜2・1＞PCC の回路構成　　図 1 に，3 相 2 レベル電圧形インバータを用いたモータドライブシステムに PCC を追加した回路構成を示す。PCC は，インバータ DC 側に接続された Y コンデンサと 3 組の CM トランスで構成される。CM トランスの巻数比は，$N:N:N:3N$ である。

PCC 補償巻線に印可される相電圧の周波数成分について，CM トランスの磁性コアと補償巻線によるインダクタンス L_{comp}，および Y コンデンサの静電容量 C_r によって決まるカットオフ周波数よりも高い f_{sw} の周波数成分は，補償巻線に印可される。それに対してカットオフ周波数よりも低い f_{out1} 成分および f_{out3} 成分は Y キャパシタに印可されると仮定する。この仮定に基づいて，CM トランスの磁性コアの鎖交磁束は，相電圧のそれぞれの周波数成分によって発生する磁束の合計として計算できる。

＜2・2＞従来手法　　f_{sw} 成分の鎖交磁束が最大となるのは，スイッチングの duty 比が 0.5 のときである。最大鎖交磁束 Φ_{max_fsw} は，インバータ出力相電圧の時間積分から導出され，インバータ DC 電源電圧を V_{dc} とすると(1)式となる(1)。

$$\Phi_{max_fsw} = \int_0^{\frac{1}{4f_{sw}}} \frac{V_{dc}}{2} dt = \frac{V_{dc}}{8f_{sw}} \tag{1}$$

最大鎖交磁束 Φ_{max_fsw} を，磁性コアの有効断面積 A_e，および補償巻線の巻数 $3N$ で除することで，f_{sw} 成分の相電圧によって発生する最大磁束密度 B_{max_fsw} は(2)式となる。

$$B_{\max_fsw} = \frac{V_{dc}}{24NA_ef_{sw}} \tag{2}$$

＜2・3＞提案手法　　f_{out1} 成分と f_{out3} 成分の相電圧によって発生する最大磁束密度 B_{max_fout} を導出する。まず，補償巻線電流 i_{comp} のうち，f_{out1} 成分の電流 i_{comp_fout1} は，Y キャパシタの静電容量 C_r とその電圧 v_{cr} 用いて(3)式となる。

$$i_{comp_fout1} = 2C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} \tag{3}$$

電流 i_{comp_fout1} の最大値 $I_{comp_fout1(max)}$は，i_{comp_fout1} の極大値を求めることで導出でき，(4)式となる。このとき m は最大変調率である。

$$I_{comp_fout1(max)} = 2\pi f_{out1}C_rV_{dc}m \tag{4}$$

次に，f_{out3} の周波数は f_{out1} の 3 倍であり，f_{out3} の波高値は f_{out1} の 1/6 倍である。(4)式と同じ計算により，補償巻線に流れる f_{out3} 成分の電流の最大値 $I_{comp_fout1(max)}$ は(5)式となる。

$$I_{comp_fout3(max)} = \pi f_{out1}C_rV_{dc}m \tag{5}$$

(4)式と(5)式を合計し，磁性コアの有効断面積 A_e，および補償巻線の巻数 $3N$ で除することで，f_{out1} 成分と f_{out3} 成分の補

©2026 IEE Japan

償巻線電流によって励磁される最大磁束密度 B_{max_fout} は(6)式となる。

$$B_{max_fout} = \frac{\pi f_{out1} C_r L_{comp} m V_{dc}}{N A_e} \quad (6)$$

2 レベルインバータでは，duty 比が 0.5 となるタイミングでキャパシタ電圧の傾き dv_{cr}/dt も最大となるため，(2)式と(6)式は同時に最大値となる。よって各周波数成分の合計最大磁束密度 B_{max} は，(2)式と(6)式の和より，(7)式となる。

$$B_{max} = \frac{V_{dc}}{24 N A_e f_{sw}} + \frac{\pi f_{out} C_r L_{comp} m V_{dc}}{N A_e} \quad (7)$$

３．シミュレーション検証

＜3・1＞シミュレーション条件　　提案手法の有効性を確認するため，図 1 の構成でシミュレーションを実施した。表 1 にシミュレーションに用いたパラメータを示す。制御方式は相電圧指令値に 3 次高調波を重畳する PWM 制御である。従来手法の f_{sw} 成分のみを考慮した磁束密度と，提案手法の f_{out1} および f_{out3} 成分も考慮した磁束密度を，シミュレーションによる PCC の U 相コアの磁束密度と比較した。

＜3･2＞検証結果　　図2はシミュレーション結果である。Y キャパシタ電圧 v_{cr} にはカットオフ周波数以下の f_{out1} 成分と f_{out3} 成分が印可されており，提案手法の仮定の妥当性が示された。また補償巻線電圧 v_{comp} の duty 比が 0.5 になると同時に Y キャパシタ電圧の傾き dv_{cr}/dt が最大になることから，提案手法で最大磁束密度を(2)式と(6)式の和として計算することの妥当性が示された。磁束密度の解析結果には複数の周波数成分が含まれているため，f_{out} 成分の磁束密度を抽出するために LPF を適用した波形を図 2 の破線で示す。

表 2 は，従来手法と提案手法による磁束密度の計算値，および図 2 シミュレーション結果の矢印の箇所で取得した B_{max_fsw}，B_{max_fout} および B_{max} の値である。表 2 より，提案手法で計算した磁束密度とシミュレーション結果が近いことから提案手法の妥当性が確認できた。また提案手法で計算した B_{max} は，シミュレーション結果に対して 25 [mT] 小さい値となった。この差は f_{out} 成分の計算値とシミュレーション結果の差に相当する。これは，カットオフ周波数以下の磁束密度の周波数成分の中に，提案手法の計算式では未考慮の周波数成分が存在することを示唆している。

４．結論

本稿では，2 レベルインバータ駆動における PCC コアの最大磁束密度の計算手法を提案し，シミュレーションと比較することで提案手法の有効性を確認した。

これにより，最大磁束密度の計算精度が向上するため，磁気飽和を発生させないためのコアの有効断面積を適切な値に設計することが可能となる。

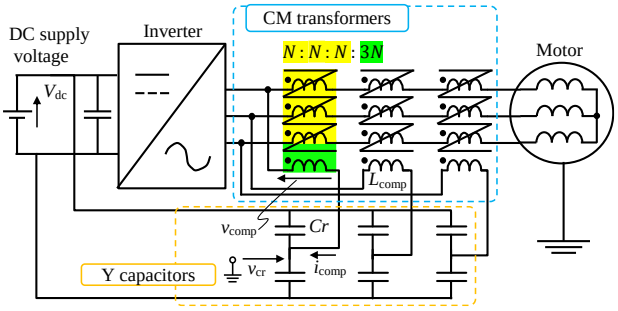


図 1 PCC の回路構成
Fig.1. Configuration of PCC circuit diagram.

表 1 インバータと PCC 回路のパラメータ
Table 1.　Parameters of the inverter and the PCC circuit.

Parameter	Symbol	Value	unit
Switching frequency	f_{sw}	20	kHz
Output fundamental frequency	f_{out1}	400	Hz
Maximum modulation reference	m	0.80	-
Compensating winding inductance	L_{comp}	30	mH
Y capacitance	Cr	47	nF
Winding turns	N	1	-

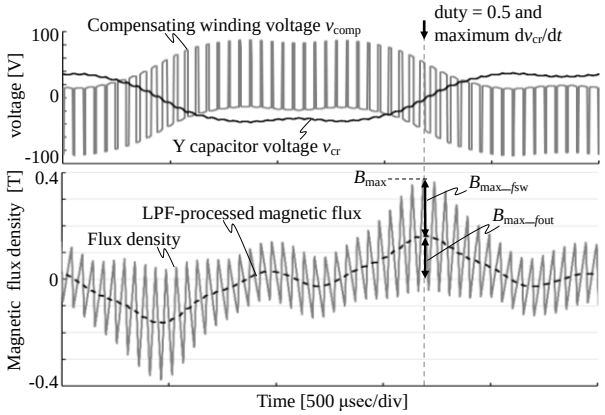


図 2 シミュレーションによる解析結果
Fig.2. Simulation results.

表 2 最大磁束密度の計算値と解析値の比較
Table 2. Comparison of calculated and simulated values of maximum magnetic flux density.

		B_{max_fsw}	B_{max_fout}	B_{max}
Calculation	Conventional	209 [mT]		208 [mT]
	Proposed	209 [mT]	142 [mT]	351 [mT]
Simulation		209 [mT]	167 [mT]	376 [mT]

文献

(1) 小原峻介，川田悠人，小笠原悟司，折川幸司:「インバータが発生するコモンモード電圧を相殺可能なパッシブコモンノイズキャンセラ」，産業応用部門大会，Vol.142，No.11，pp.825—834 (2022)

©2026 IEE Japan

キャリア周波数のステップ切替時における パッシブコモンノイズキャンセラの過渡特性

周　金星*[1]，折川　幸司[2]（[1]北海道大学　[2]北海道科学大学）

Transient Behavior of a Passive Common-Noise Canceller under Step Changes in Carrier Frequency

Jinxing Zhou[1], Koji Orikawa[2] ([1]Hokkaido University, [2]Hokkaido University of Science)

１．まえがき

電圧形インバータを用いた交流モータ駆動システムが広く用いられている。電圧形インバータに使用される半導体スイッチのスイッチングに伴いコモンモード(Common Mode：CM)電圧が発生し，電磁妨害(Electromagnetic Interference：EMI)やモータ軸電圧に起因するベアリング電食が問題となっている。そのため，CM 電圧を抑制する様々な対策が提案されている。その 1 つの手法として，コモンノイズキャンセラが提案されている[1,2]。文献(2)では，受動部品のみで構成するパッシブコモンノイズキャンセラ(Passive Common-noise Canceller：PCC)の 1 つとして，インバータ直流側に CM トランスを配置する PCC(DC-PCC)が報告されている。これまでに，DC-PCC の定常動作については報告されているが，同期 PWM 制御におけるパルス数切替などによりキャリア周波数がステップ的に切り替わる際の DC-PCC の過渡特性については，著者らの知る限り検証されていない。本論文では，キャリア周波数のステップ切替時における DC-PCC の過渡特性が CM 電圧および軸電圧の抑制性能に与える影響を実験的に検証したので報告する。

２．インバータ直流側に配置する PCC（DC-PCC）

＜2・1＞DC-PCC の回路構成と定常動作　　図 1 に，電圧形三相インバータを用いたモータ駆動システムに，文献(2)で提案されている DC-PCC を適用した場合の構成を示す。PCC は，CM トランスと Y コンデンサからなる 1 組の回路を 3 組構成し，CM トランスの励磁インダクタンスと Y コンデンサによりハイパスフィルタを構成する。そのカットオフ周波数をモータ基本周波数とキャリア周波数の間に設定することで，定常状態において CM トランスの補償巻線には相電圧のキャリア周波数以上のみの成分が印加され，キャリア周波数以上の高帯域の CM 電圧をキャンセルする。

＜2・2＞キャリア周波数のステップ切替時の DC-PCC の過渡特性　　CM トランスのコア磁束密度は鎖交磁束が最大となるときに最大となり，最大鎖交磁束は相電圧のデューティ 50%時における電圧時間積で決定される。したがって，同一制御下では，スイッチング周期が最長の最小キャリア周波数においてコアが定常的に磁気飽和しないよう設計する。一方，キャリア周波数がステップ的に低下すると，切替直前の磁束状態を保持したまま電圧時間積が増加するため，過渡的に鎖交磁束が増大し，設計上の最大磁束密度を超えて磁気飽和が生じる恐れがある。

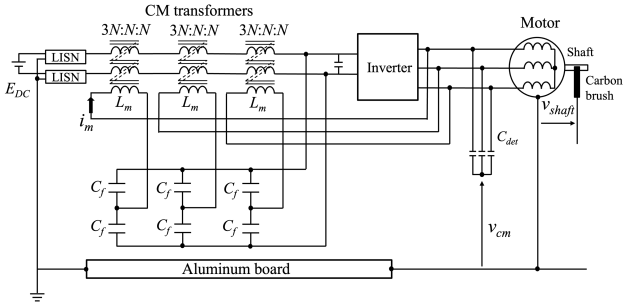


図 1 DC-PCC を適用した
三相電圧形インバータによるモータ駆動システムの構成
Fig.1. Configuration of a three-phase voltage-source inverter–driven motor system with DC-PCC

表 1 実験条件および DC-PCC の設計パラメータ
Table 1. Experimental conditions and design parameters for DC-PCC

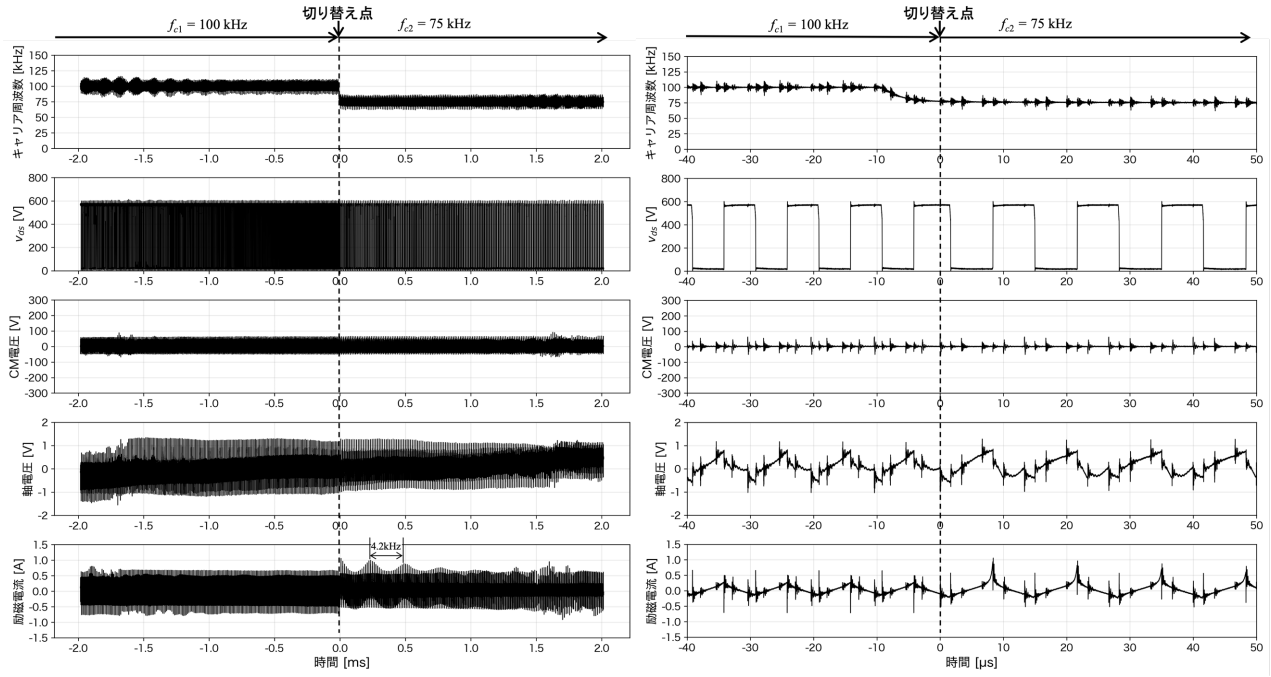
Item	Symbol	Value
DC link voltage	E_{DC}	565 V
Carrier frequency 1	f_{c1}	100 kHz
Carrier frequency 2	f_{c2}	75 kHz
Motor fundamental frequency	f_{out}	50 Hz
Magnetic core material	-	Mn-Zn 79 (Fair-Rite)
Magnetizing inductance	L_m	2.42 mH
Y capacitor	C_f	0.3 μF
Cutoff frequency of high-pass filter	f_{cutoff}	4.2 kHz
Saturated magnetic flux density	B_{sat}	0.46 T at 25°C
Maximum magnetic flux density at f_{c1}	$B_{fc1\text{-}max}$	0.22 T
Maximum magnetic flux density at f_{c2}	$B_{fc2\text{-}max}$	0.29 T

３．キャリア周波数ステップ切替動作の実機検証

＜3・1＞実験環境と実験条件　　実験環境は前述の図 1 に示す通りである。インバータ出力部に小容量のコンデンサ C_{det} を接続し，キャンセル後のモータ側 CM 電圧 v_{cm} を測定する。モータは無負荷運転とする。また，カーボンブラシでモータフレームとモータ軸間の軸電圧 v_{shaft} を測定する。

表 1 に，実験条件および DC-PCC の設計パラメータを示す。インバータのキャリア周波数は $f_{c1}=100$ kHz および $f_{c2}=75$ kHz とし，モータ基本周波数は $f_{out}=50$ Hz である。CM トランスのコアには，Fair-Rite 社製の Mn-Zn 79材（型番：5979002701）を使用し，飽和磁束密度は $B_{sat}=0.46$ T である。

©2026 IEE Japan



(a) Overall waveforms　　(b) Enlarged waveforms

図 2 キャリア周波数のステップ切替時における DC-PCC を適用した三相インバータモータ駆動システムの動作波形
Fig. 2. Operation waveforms of a three-phase inverter–driven motor system with DC-PCC under step changes in carrier frequency

これに対して, 最大磁束密度は 100 kHz 時に $B_{fc1\text{-}max}$ = 0.22 T, 75 kHz 時に $B_{fc2\text{-}max}$ = 0.29 T である。本実験では，キャリア周波数がステップ的に低下する際に磁束密度が $B_{fc2\text{-}max}$ を過渡的に超えて磁気飽和が生じる条件下での DC-PCC の動作を検証する。CM トランスの巻数比は 42：14 であり，励磁インダクタンスの設計値はL_m = 2.42 mH である。ハイパスフィルタのカットオフ周波数はモータ基本周波数とキャリア周波数の間のf_{cutoff} = 4.2 kHz とした。また，事前実験に基づき，CM トランスは強制空冷により冷却した。

インバータの制御には三角波比較方式 PWM を用い，変調率 0.6 一定で, 正弦波電圧指令値のゼロクロスにてキャリア周波数を 100 kHz から 75 kHz にステップ的に低下させた。

＜3・2＞実験結果　　図 2(a)に，モータ駆動中にキャリア周波数をステップ的に低下させた場合の全体波形を示す。図2(b)に，図 2(a)の拡大波形を示す。実際のキャリア周波数はステップ的に低下しているが，図 2 最上部のキャリア周波数は制御装置内のキャリア周波数指令値を DA 変換した後の信号であり, DA 変換出力部のローパスフィルタの影響により応答が遅れている。また，図 2 上から 2 段目はインバータのドレイン-ソース間電圧である。実験結果より，キャリア周波数のステップ切替時に CM 電圧および軸電圧にサージ電圧や振動は確認されなかった。一方，図2(b)より，励磁電流はキャリア周波数の切替後にピーク値付近で急増し，過渡的に磁気飽和が生じることを確認した。さらに，図2(a)の全体波形より, 励磁電流はキャリア周波数の切替直後に減衰振動している。この減衰振動の周波数は, ハイパスフィルタのカットオフ周波数と一致する。以上より, 相電圧の電圧時間積の急増およびハイパスフィルタの影響により, CM トランスの磁束密度が振動し，その結果，CM トランスが一時的に磁気飽和することがわかった。それにもかかわらず，DC-PCC は定常時と同様の CM 電圧および軸電圧の抑制性能を維持する。これは，CM トランスが磁気飽和時でも空芯トランスとして動作するためであると推察される。

４．まとめ

本論文では，DC-PCC を適用したインバータのキャリア周波数をステップ的に切り替えた際の CM 電圧およびモータ軸電圧の抑制性能を実機検証した。キャリア周波数の切替時の CM 電圧および軸電圧は，定常時と同様に抑制されることを確認した。本研究成果は, 国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構（NEDO）の委託業務「モーターの超高回転化による自動車用電動駆動システムの省資源化（JPNP14004）」に基づき，自動車用動力伝達技術研究組合（TRAMI）からの再委託業務の結果得られたものである。さらに，本研究は，JST 次世代研究者挑戦的研究プログラム JPMJSP2119 の支援も受けている。

文　献

(1)小原 他：電学論 D，Vol. 142, No. 11，pp. 825-834 (2022)

(2)田邊 他：電学論 D，Vol. 144, No. 11，pp. 782-789 (2024)

©2026 IEE Japan

高耐圧 N-ch MOSFET を用いた A 級アンプ方式のアクティブ EMI フィルタのシミュレーション検証

南　和希*，寺田　陽，吉野　浩行（三菱電機）

Simulation of an Active EMI Filter Using a Class A Amplifier with a High-Voltage N-ch MOSFET

Kazuki Minami*, Minami Terada, Hiroyuki Yoshino (Mitsubishi Electric Corporation)

キーワード：EMC，ノイズフィルタ，アクティブ EMI フィルタ，A 級アンプ，漏洩電流，伝導ノイズ
Keywords：EMC, Noise filter, Active EMI filter, Class A amplifier, Leak current, Conducted emission

1.　はじめに

電気用品安全法において、インバータのスイッチングに起因するコモンノイズ電流が、漏洩電流の規格適合において課題となる場合がある(1)。これに対し、ノイズ電流を検出して補償電流により相殺する動作を行うアクティブ EMI フィルタが効果的である。従来、増幅素子に高耐圧コンプリメンタリトランジスタを用いた例があるが、近年調達が困難である。また、B 級アンプ方式のためベースエミッタ閾値電圧以下の信号では動作せず一定量のノイズ残存が考えられる(1)。

本論文では、増幅素子に調達性の良い高耐圧 N-ch MOSFET を用い、かつノイズ量に関わらず減衰可能な A 級アンプ方式のアクティブ EMI フィルタを提案し、シミュレーション（LTspice）におけるノイズ低減結果を報告する。

2.　提案方式アクティブ EMI フィルタ

図 1 の提案方式は、コモンモードトランスを用いた検出部（Detector）でノイズ電流を検出し、オペアンプ（OPamp）を用いたエラーアンプ部（Error amplifier）では所望の減衰特性を得るために一巡伝達関数を調整する。高耐圧 N-ch MOSFET を用いた A 級アンプ方式のパワーアンプ部（Power amplifier）は電力増幅を行い、コンデンサを用いた注入部（Injector）を介して補償電流を接地線に注入する。最後に、系統電源（Grid）、検出部および電源部（Power Supply）を流れる補償電流により、系統電源に流出するノイズ電流を低減する。提案方式は、パワーアンプ部のバイアス損失低減のために、不要な高周波数成分を補償しないように設計した。

3.　シミュレーション検証

＜3.1＞条件　系統電源は単相二線 100 V、インバータキャリア周波数は数 kHz、モータ対地容量は約 1 nF とした。

＜3.2＞結果　図 2 にシミュレーション結果を示す。狙いの数 kHz 成分について、エラーアンプ部のオペアンプ電源をオフからオンとすることで、設計定数における理論減衰量 12.4dB に対し、12.1dB 低減を確認した。

4.　まとめ

高耐圧 N-ch MOSFET を用いた A 級アンプ方式のアクティブ EMI フィルタを提案した。そして、シミュレーションにおいて理論減衰量通りのノイズ低減量を確認し、技術的な実現目途を得た。

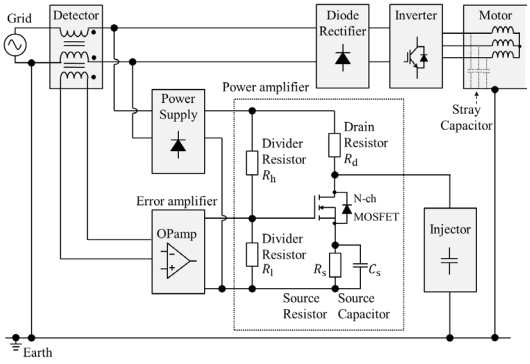


Fig. 1. Proposed circuit configuration

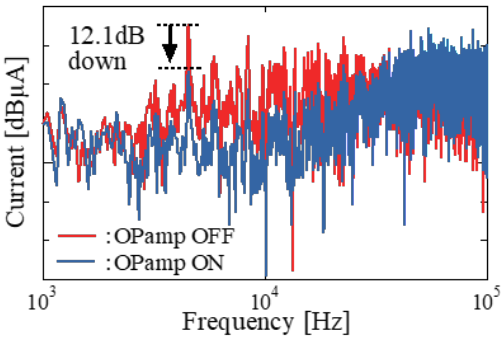


Fig. 2. Simulation result of grid common-mode current

参　考　文　献

(1)　小形秋弘,高橋勲：「高周波インバータのスイッチングノイズ除去用アクティブ EMI フィルタ」，電気学会全国大会(1997 年)

©2026 IEE Japan

モータ駆動システムにおけるマイクロサージに起因したコモンモード電流の抑制方法の検討

桑島　遼輝*，安住　壮紀，常盤　豪(東芝)

An Investigation of a Suppression Method for Common Mode Current with Micro Surges in a Motor Drive System

Haruki Kuwajima*, Takenori Yasuzumi, Tsuyoshi Tokiwa (Toshiba Corp.)

１．はじめに

近年のパワーデバイスの高速動作化によるマイクロサージの増加が懸念されている(1)。このマイクロサージに起因してシステムから漏洩するコモンモード(CM)電流が，同じ系統に接続された他の装置の誤動作を引き起こす可能性がある。本稿は，モータ駆動システムの CM 電流の抑制方法を検討した結果を報告する。

２．マイクロサージに起因するモータの CM 電流の抑制

図 1 に検討したモータ駆動システムの構成を示す。本システムはインバータと 0.75 kW 級の三相モータを 5 m の三相四線式のケーブルで繋いで構成した。図 2 にケーブルとモータのインピーダンスの測定結果を示す。同図はケーブルの特性インピーダンスで正規化した。緑線は CM，紫線はノーマルモード(NM)におけるモータのインピーダンスである。青線は CM におけるケーブルのインピーダンスであり，NM の場合と一致する。一般的に電流値はインピーダンスに反比例するため，CM 電流はケーブルの L とモータの C の直列共振周波数f_{CM}において極大となり，並列共振周波数において極小となる。マイクロサージは，周波数f_{NM}で示される，NM におけるケーブルのLとモータのCの直列共振で生じる(2)。このマイクロサージに伴って CM の電位が変動することで CM 電流が増大する。橙線はアース線を 1 m 延長した際の CM におけるケーブルのインピーダンスである。f_{NM}で並列共振するように長さを調整することでマイクロサージに起因する CM 電流を抑制できる。

図 3 にピーク値で正規化した CM 電流の(a)時間特性，(b)周波数特性の測定結果を示す。(a)にはインバータ電圧で正規化したモータ接続端電圧も図示した。青線より，CM 電流はマイクロサージ発生時に生じ，(b)よりf_{CM}，f_{NM}の成分を含むことがわかる。一方でアース線を延長すると，f_{NM}の成分を抑制できるためピーク値を 32%低減できる。図 4 に延長したアース線の長さに対する電流のピーク値とf_{CM}，f_{NM}における電流の振幅を示す。プロットが測定結果，点線が回路シミュレーション結果である。アース線を長くすることでピーク値を低減できるが，ある長さで極小値を取る。これはf_{NM}の成分を低減できる一方で，ケーブル長に応じてf_{CM}の成分が大きくなるためである。以上より，f_{NM}における CM のインピーダンスが高くなるようにアース線の長さを調整することで，マイクロサージに起因する CM 電流を抑制できることがわかった。

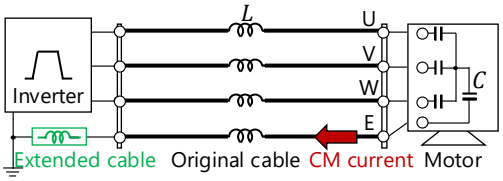


図 1.　モータ駆動システムの構成.

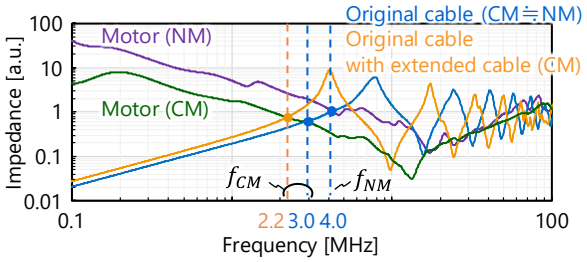
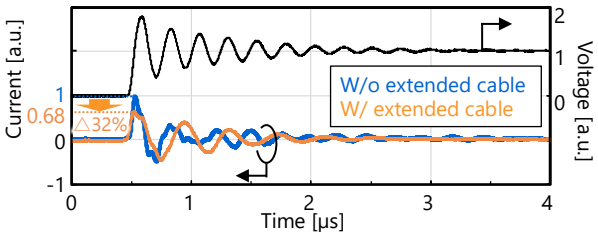
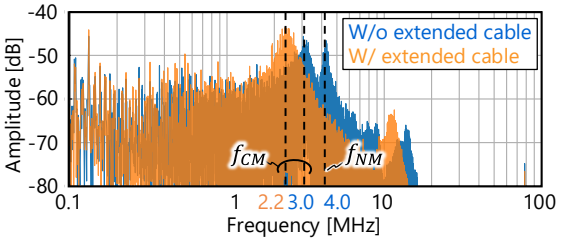


図 2.　インピーダンスの測定結果.



(a)　時間特性



(b)　周波数特性

図 3.　CM 電流の測定結果.

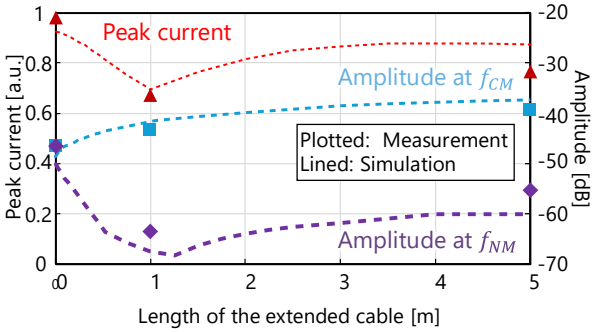


図 4.　延長したアース線の長さに対する電流のピーク値及びf_{CM}，f_{NM}における電流の振幅.

文　献

(1) 松村 他：電学論(D), vol. 129, no. 8, pp. 844-851, Aug. 2009.
(2) 桑島 他：信学技報, vol. 115, EMCJ2021-67, pp. 34-39, Jan. 2022.

©2026 IEE Japan

磁気シールドのトポロジー最適化における基礎検討

上馬 健翔[1, *]，山﨑 慎太郎[2]，　野村 勝也[1]（[1]関西学院大学，　[2]早稲田大学）

Fundamental Study on Topology Optimization of Magnetic Shielding

Kento Joba, Shintaro Yamasaki, Katsuya Nomura ([1]Kwansei Gakuin University, [2]Waseda University)

１．はじめに

磁気シールド構造の設計において，磁場分布を効果的に制御するための形状最適化は重要な課題であり，近年はトポロジー最適化を用いた設計手法が提案されている。

これまでに磁気シールド構造に対するトポロジー最適化は，線形磁性材料を仮定したモデルに基づき検討されてきた[(1)]。一方で非線形磁性材料を考慮した解析例も報告されているが[(2), (3)]，線形磁性材料モデルとのトポロジー最適化の差異に着目した検討は行われていない。

そこで，本研究では磁気シールドを最適化するにあたって，シールド材料を線形磁性材料と非線形磁性材料とで変更した場合における構造の変化とシールド性能を比較する。加えて使用する材料の面積分率の制約条件や初期構造の影響についても確認する。

２．問題設定および解析手法

図 1 は文献(2)の磁気シールドモデルをベースとしたモデルである。解析領域の下辺と左辺に反対称境界を設定した 1/4 モデルであり，境界線の反対側ではコイルの電流は逆向きとなる。コイルに対して直流電流を紙面と垂直な方向に流した際に，ターゲット領域に生じる磁場を低減するために，網掛けの設計領域での磁性体シールド構造を最適化する。磁場解析では磁気ベクトルポテンシャル A を未知数とするベクトルポテンシャル法（A 法）により定式化し，有限要素法で離散化して解く。トポロジー最適化には密度法を用いる。具体的には設計変数を材料密度 ρ，目的関数をシールド内部のターゲット領域での磁気エネルギーの積分値 E_{mag} とする。最適化の際には，設計領域において材料が占める割合である面積分率 F_{A} を，密度を積分することで計算し，その値に上限を設ける。また初期構造は一様な初期密度 ρ_0 とし，ρ_0 を変化させて検討する。密度 ρ と比透磁率 μ_{r} の関係は以下の式(1)で表される。

$$\mu_{\mathrm{r}} = {\mu_{\mathrm{m}}}^{\rho^p} \cdot {\mu_{\mathrm{a}}}^{(1-\rho)^p} \qquad (1)$$

ここで μ_{m} は磁性体の比透磁率，μ_{a} は空気の比透磁率である。また p はペナルティパラメータであり，今回は 5 とする。磁性体は線形材料と非線形材料の 2 種類で検討する。線形材料の比透磁率 μ_{m} は 4000 とする。一方，非線形材料の B-H 曲線は図 2 のものを用いる。これは計算に用いたソフト COMSOL Multiphysics での材料 Soft Iron の特性である。

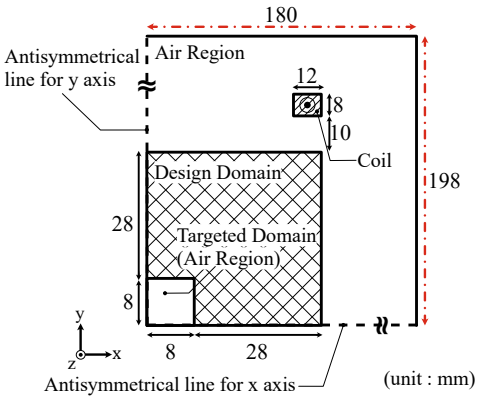


図 1. 解析対象の 2 次元磁気シールドモデル

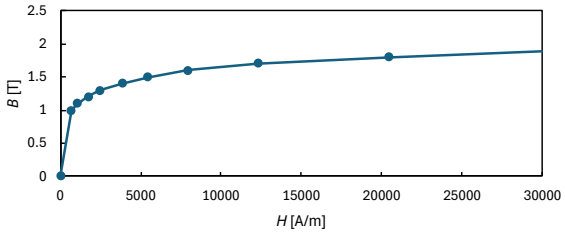


図 2. Soft Iron の B-H 曲線

３．解析結果と検討

まず材料非線形性の考慮が最適化結果に与える影響を調べるために，線形材料と非線形材料のそれぞれで，コイルの電流値を変更して最適化を行った。図 3 に最適化で得られた密度 ρ の分布を，図 4 に比透磁率 μ_{r} の分布をそれぞれ示す。なお図 4 では電流 I が 1.0×10^6 で非線形材料の結果のみカラーバーの最大値が 9.66 である。線形材料ではすべての構造が同じであり，また電流量が 1500 以下では線形材料と非線形材料の結果の差異は小さかったが，電流が大きくなるほど非線形材料の構造が大きく変化した。非線形材料の結果においても層を成すように構造が変化し，各層が分離せず接続していた。しかし，本解析ではシールドに接続制約を設けていない。それゆえ，各層が接続させることが E_{mag} の低減に貢献するものと考えられる。図 4 の比透磁率に注目すると大電流の場合に非線形材料の比透磁率が著しく低下していた。これらの結果から磁性材料に磁気飽和が生じたため構造が変化したといえる。

次に面積分率の上限値の影響を確認するために，電流 I を 1500 A で固定して線形材料で最適化を行った。図 5 に得

©2026 IEE Japan

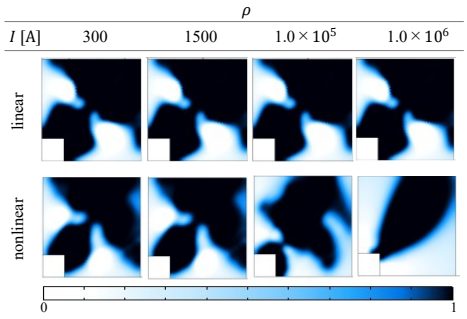


図 3. 非線形性と密度分布の関係性

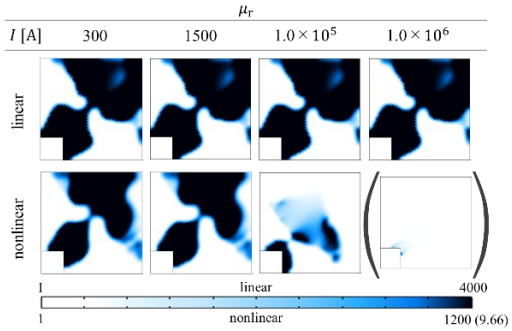


図 4. 非線形性と比透磁率の関係性

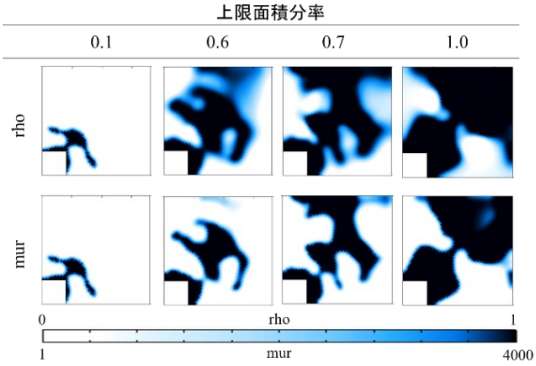


図 5. 上限面積分率と構造の関係性

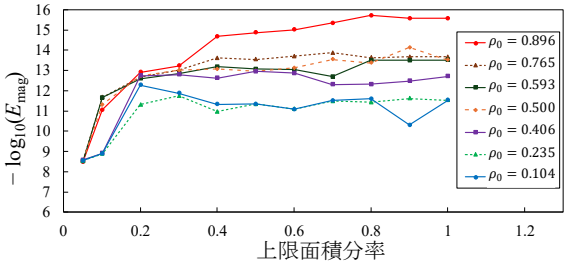


図 6. 上限面積分率とシールド性能の関係性

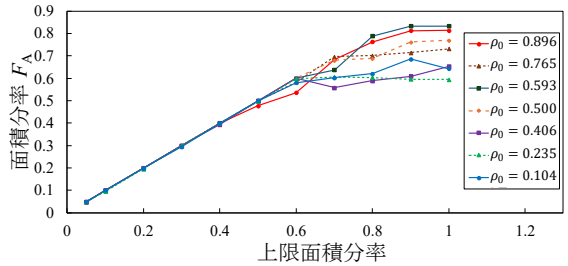


図 7. 上限面積分率と構造の面積分率 F_A の関係性

られた密度分布と比透磁率分布を示す。いずれの上限面積分率でも図 3 と同様の多層構造が見られた。なお，上限面積分率を 1 に設定した場合でも，最適化後の構造は磁性材料のみでなく空気の領域を含んだ。すなわち設計領域内を磁性材料で完全に充填しないほうが E_{mag} が小さくなった。

また，上限面積分率とシールド性能の関係性を図 6 に，上限面積分率と構造の面積分率 F_A の関係性を図 7 に示した。なお初期構造の影響を確認するため，初期密度 ρ_0 を掃引して初期構造依存性を確認した。図 6 から F_A が 0.4 以下の場合は F_A に対して線形にシールド性能が向上するが，それ以上では面積の増加に対する性能向上の度合いが小さくなった。また，初期構造が最適化後の性能に与える影響は大きく，図 6 から ρ_0 が大きいほど，つまり初期構造が磁性材料に近いほど性能が高くなる傾向を確認した。これは図 7 のように，初期密度 ρ_0 が大きいほど F_A が大きく多くの材料を使う傾向があることから説明できる。

4．まとめ

本稿では 2 次元の磁気シールド設計問題を対象に，材料非線形性，上限面積分率，初期構造での密度が，密度法によるトポロジー最適化の結果に与える影響を確認した。まず，線形材料では比透磁率が一定であり，電流値を変えても最適化後の構造は同一であった。一方，非線形材料でも磁気飽和に至らない電流では比透磁率の変化が小さく，最適構造はほぼ一定であった。しかし，大電流条件では磁気飽和により比透磁率が低下し，磁束を導きにくくなることでシールド効果が著しく低下するため，最適構造が飽和のない場合と比べて大きく変化した。また上限面積分率を変化させた場合においても最適化によって多層構造が得られ，各層は接続制約を与えずとも接続しているという特徴があった。加えて上限面積分率を 1 としても，材料で設計領域が満たされることはなかった。

また初期構造に依存して最適化後の構造で使用される面積分率 F_A が変化した。 F_A が 0.4 以下の場合， F_A の増加分シールド性能が増加したが，0.4 以上ではシールド性能の増加が鈍化し一定に近づいた。初期構造の密度が大きい方が導出される構造のシールド性能が大きい傾向があった。

文　献

(1) Kanae Oda et al.: IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 57, No. 7, pp.1-5 (2024)

(2) Rie Isshiki et al.: COMPEL, Vol. 41, No. 6, pp. 2109–2119 (2022)

(3) 岡本 吉史ら: 日本機械学会 [No.16-20] 第 12 回最適化シンポジウム， pp. 2206–2209. (2016)

©2026 IEE Japan

AI エージェント駆動による電力変換器制御の自律的設計フレームワーク

小高 渉*，太田 涼介，和田 圭二 (東京都立大学)

An AI-Agent-Driven Autonomous Framework for the Design of Power Converter Control

Wataru Kodaka, Ryosuke Ota, Keiji Wada (Tokyo Metropolitan University)

1. まえがき

生成 AI（Artificial Intelligence）の急速な発展により，生成 AI をパワーエレクトロニクス回路の設計に応用することへの期待が高まっている[(1)-(3)]。 著者らは先に生成 AI による降圧チョッパ回路の負荷電流 PI 制御のゲイン自動調整法を提案した[(4)]。しかしこの手法では，生成 AI は PI ゲイン調整のみを行うため，設計者が設計要件や前提とする制御法を能動的に設定する必要があった。

本論文では生成 AI のエージェントを用いて自律的に電力変換器の制御系を設計するフレームワークを提案する。提案法により，電力変換器モデルとエージェントのツールを用意するだけで，生成 AI が自律的に制御対象の解析，設計条件の設定，複数の制御法の比較，制御系のコード実装を一括して実行する。提案法は Matlab Simlink の電力変換器モデルに対して，制御ブロックの Matlab 言語コードを自動生成する。エージェントは複数のタスクを分担して行い，ループ継続の可否を決定するエージェントに監督される。 フルブリッジインバータに対して提案手法を適用したテストにより，生成 AI が自律的に電力変換器の制御法を設計可能であることを確認したため報告する。

2. 設計対象モデル

図 1 は設計対象とする Matlab Simulink の RL 負荷電流フィードバック制御のフルブリッジインバータ回路である。表 1 はこの回路のパラメータである。図中の Matlab ファンクションブロックは Matlab 言語で定義される制御ブロックであり，AI エージェントはこのブロックの制御コードを設計する。 このブロックの入力は電流指令値i_{ref}と負荷電流i_{load}であり，出力はインバータのゲート信号である。AI エージェントは電流フィードバック系とスイッチングパターン生成器を設計して，この制御ブロックに実装する。

3. AI エージェント

AI エージェントシステムは Python の langchian ライブラリを用いて構築した。AI エージェントはプロンプトを入力されると推論を行い，推論結果をレスポンス文に出力する。提案システムではエージェントに Python で定義した関数を使用させる“function calling”機能を用いる。 この機能を用いることでエージェントは推論中に下記を実行することができる。

- 図 1 のシステム構成を xml 形式で読み取る。
- 表 1 のパラメータ値を読み取る。
- その時点での Matlab ファンクションブロックの内容を読み取る。
- 指定したコードを Matlab ファンクションブロックに書き込む。
- その時点での Matlab ファンクションブロックの内容で 4 A から 5 A に変化するステップ，ランプ応答の Simlink シミュレーションを実行する。

上記の応答シミュレーションでの戻り値は，時系列数値データではなく，シミュレーション結果の立ち上がり時間，オーバーシュート，IAE (Integral of Absolute Error)などの指標値とした。

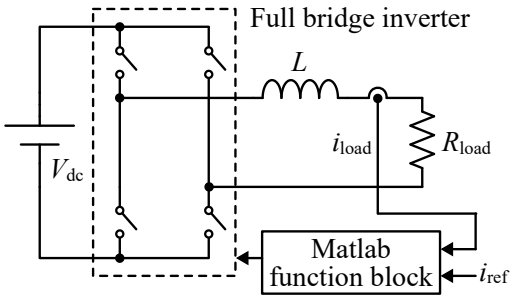


図 1 設計対象の Matlab Simulink モデル
Fig. 1. Design target Matlab Simulink model.

4. 制御設計エージェントシステム

このシステムでは 6 つの AI エージェントを用いる。 図 2 は提案する制御設計 AI エージェントシステムである。 AI

表 1 Simulink モデルパラメータ
Table 1. Parameters of the simulink model.

Paramters	Values
Input DC voltage	48 V
Load inductance	1.0 mH
Load resistance	6.8 Ω
Simulation time step	1.0 μs

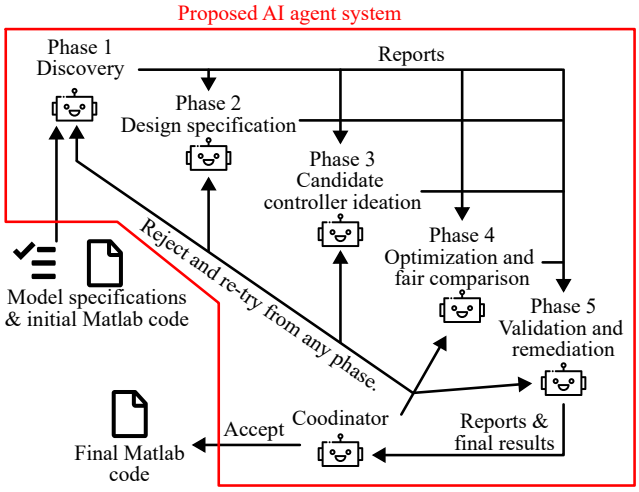


図 2 制御系設計 AI エージェントシステム
Fig. 2. Control system design AI agent system.

©2026 IEE Japan

表 2 Phase~3 エージェントが検討した制御法
Table 2. Control method reveiwed by Phase 3 AI agent.

Rank	Controller	Comment
1	Finite-set Model Predictive Control (FS-MPC)	Expected the largest drop in IAE/ITAE on both “step” and “ramp”, plus reduced current ripple. Worth the coding effort if compute budget allows.
2	Sliding-Mode Control (SMC) + boundary layer	Strong robustness gains, moderate effort, improves overshoot/settling on “step” and adds robustness on “ramp”.
3	PI + feedforward + gain scheduling	Trivial to implement, immediate IAE improvement on “ramp” and overshoot/settling on “step”, but ultimate performance ceiling lower than MPC or SMC.

エージェントはロボット記号で表しており，Phase 1–5, Coodinator という名前のエージェントとしている。

Phase 1 設計対象を解析してモデル化する役割のエージェント。設計対象の仕様と初期制御コードを含むプロンプトを入力として, Simulink モデルの回路構成と Matlab ファンクションブロックの入出力変数を把握する。

Phase 2 設計目標を定める役割のエージェント。Phase 1 の作成したレポートを含むプロンプトを入力として，初期制御法の性能を確認して，検討する制御法の性能目標を定義する。

Phase 3 適用する制御候補を複数提案する役割のエージェント。Phase 1, 2 のレポートを含むプロンプトを入力とする。定義した性能目標を満たす可能性のある制御法を複数提案して，それらの制御法に対して検討の優先順位を決定する。

Phase 4 制御候補を比較する役割のエージェント。Phase 1–3 のレポートを含むプロンプトを入力とする。Phase 3 で示される順位の上位 2，3 個の制御法と初期制御法を Matlab 言語で実装して, Simulink シミュレーションで比較を行う。Phase 2 で定義した性能目標に最も合致する制御法を最終候補として提案する。

Phase 5 最終候補を調整する役割のエージェント。Phase 1–4 のレポートを含むプロンプトを入力とする。Phase 4 で提案された制御法のパラメータ調整や微修正などを行う。最終制御コードを Matlab 言語で実装する。

Coodinator Phase 1–5 のエージェントを監督する役割のエージェント。Phase 1–5 のレポートを含むプロンプトを入力とする。全てのレポートと最終制御コードを確認して, 修正事項やエラーの有無を確認する。コーディネータが再検討を判断した場合，コーディネータが指定したフェーズから再検討を行う。コーディネータが合格を判断した場合，最終制御コードが出力される。

再検討が実施される場合，前の検討内容の全レポートは全てのエージェントに共有される。各エージェントには，システムの前提条件を与える全エージェント共通内容のシステムプロンプトと，エージェントごとの仕事内容を記載した個別のプロンプトを渡す。 各々のエージェントは推論内容をレポートしたレスポンス文を出力して，テキストベースで情報共有する。初期制御法は PWM の PI 制御としている。 エージェントにはこの初期制御法を超える性能とするように指示を与える。

5. テスト結果

Matlab Simulink によるシミュレーションと Python を用いて提案システムのテストを行った。 大規模言語モデルとして OpenAI の o4-mini を用いた。初期制御法の P ゲインを 1.0, I ゲインを 6280.0, スイッチング周波数を 50 kHz とした。このテストで出力された Matlab コードには“first-order sliding-mode control with boundary layer” (SMC)が実装されていた。

表 2 は Phase 3 のエージェントの順位付け結果である。コメントはエージェントによってレポートされた各制御の評価である。AI エージェントシステムはこれらの制御法を比較して SMC を採用した。 図 3 は初期制御法と AI エージェントが最終出力した SMC におけるステップ応答のシミュレーション波形である。AI エージェントが出力した SMC は初期制御法よりも負荷電流i_{load}の応答が早い。

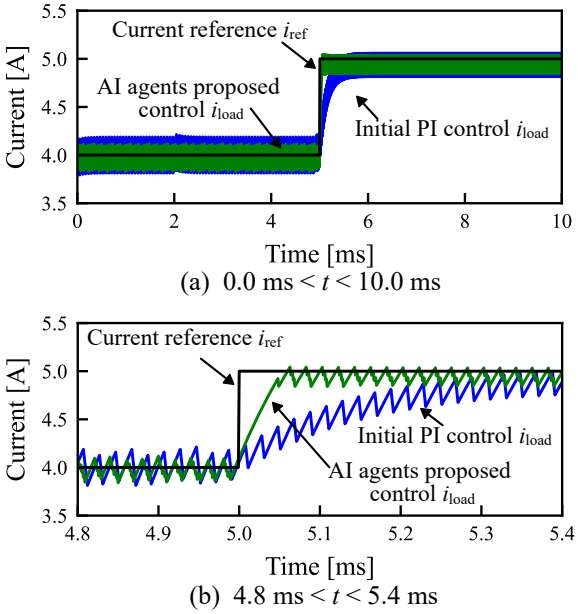


図 3 初期制御法と AI エージェント提案制御法の比較
Fig. 3. Comparison of baseline and AI agent proposed controllers.

6. まとめ

本論文では生成 AI のエージェントを用いて自律的に電力変換器の制御系を設計する手法を提案した。提案法は, 電力変換器モデルとエージェントのツールを用意するだけで, 生成 AI に制御対象の解析, 設計条件の設定, 複数の制御法の比較，最適な制御系の実装を一括して実行させた。 提案手法を適用したテストにより，生成 AI が自律的に電力変換器の制御法を設計可能であることを確認した。

参考文献

(1) F. Lin, X. Li, W. Lei, J. J. Rodriguez-Andina, J. M. Guerrero, C. Wen, X. Zhang, and H. Ma, “PE-GPT: A New Paradigm for Power Electronics Design,”“ *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 72, no. 4, pp.3778–3791, April 2025.
(2) M. Lesk and B. Kernighan, “Circuit-AI: An Advanced Large Language Model (LLM) Based AI-Agent for Bill of Materials (BoM) Optimization, Circuit Simulations & Design”, in *2025 IEEE ECCE*, Philadelphia, 2025, pp. 1-7
(3) 清水悠生 :「生成 AI の概況と家電民生分野への応用」, 2025 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol. 4, no. 2, 4-S1-2, pp. 5–6
(4) 小高渉・和田圭二・太田涼介 :「生成 AI による電力変換器のリアルタイムなフィードバックゲインの調整法」, 2025 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol. 1, no. 94, pp. 377–382

©2026 IEE Japan

三相インバータの電流制御における強化学習の適用と性能評価

小野　拳誠*，椎名　真那人，仙名　大輝，名取　賢二，佐藤　之彦（千葉大学）

Application and Performance Evaluation of Reinforcement Learning for Current Control of Three-Phase Inverters

Kensei Ono, Manato Shiina, Daiki Senna, Kenji Natori, Yukihiko Sato (Chiba University)

１．はじめに

近年，機械学習の一種である強化学習（Reinforcement Learning, RL）は複雑な制御問題や意思決定問題に対する有力な手法として注目され，各分野で研究が行われている。パワーエレクトロニクス分野においても，三相 2 レベルインバータの電圧制御の高性能化[1]や単相 5 レベルインバータの系統連系電流制御[2]などへの適用が試みられているが，汎用的な電力変換器を対象とした設計指針や体系的な性能評価はなお十分とは言えない。そこで本研究では，一般に PI 制御を前提とした三相 2 レベルインバータの電流制御において，強化学習を導入し，その制御性能を評価することを目的とする。

２．強化学習を用いた三相インバータの制御手法

対象とする三相 2 レベルインバータの回路図を図 1 に示す。本研究では，強化学習を用いた電流制御手法として，自由度や担う役割の範囲が異なる 2 つの構成について比較検討する。なお，これら 2 つの構成の比較対象として，従来の dq 座標系での PI 電流制御（以下，従来型 PI）を用いる。この手法では閉ループ系が所望の時定数を有する一次遅れ系となるように PI ゲインを設定しており，時定数τは基本波周波数 $f_{\mathrm{out}} = 50\mathrm{Hz}$ に対して

$$\tau = \frac{1}{20\pi f_{\mathrm{out}}} \tag{1}$$

となるよう設計した。

＜2・1＞強化学習型 PI 補償器　　この手法（以下，強化学習型 PI）では，dq 座標系での電流制御系の PI 補償器において，強化学習により比例ゲイン･積分ゲインを動的に調整する（全体構成を表すブロック線図を図 2 に示す）。この補償器が出力する電圧指令は

$$v_d = K_p^{NN} e_d + K_i^{NN} x_d,\ \ v_q = K_p^{NN} e_q + K_i^{NN} x_q \tag{2}$$

で与えられる。強化学習エージェントの状態は，dq 座標系に変換した負荷電流(i_d, i_q)，電流指令値$(i_{d,\mathrm{ref}}, i_{q,\mathrm{ref}})$，積分項$(x_d, x_q)$，および 1 ステップ前に用いたゲイン$(K_{p,\mathrm{prev}}^{NN}, K_{i,\mathrm{prev}}^{NN})$とする．報酬関数は d 軸および q 軸の電流誤差に基づき，

$$r = -\left(|i_{d,ref} - i_d| + |i_{q,ref} - i_q|\right) \tag{3}$$

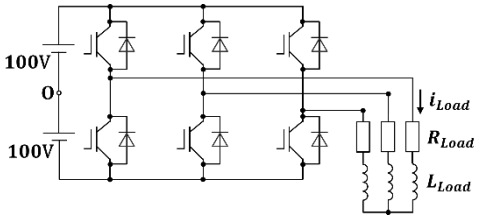


図 1 対象三相 2 レベルインバータの回路図
Fig.1. Circuit Diagram for Target Three-Phase Two-Level Inverter

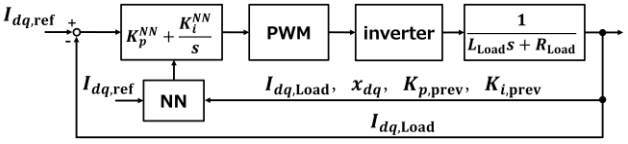


図 2 強化学習型 PI 補償器のブロック線図
Fig.2. Block Diagram of RL-Based PI Compensator

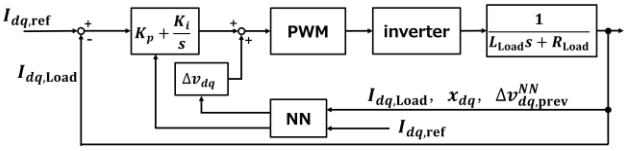


図 3 従来型 PI＋強化学習型バイアス補償器のブロック線図
Fig.3. Block Diagram of PI + RL-Based Bias Compensator

と定義し，d 軸･q 軸電流誤差の最小化を目的とする。

＜2・2＞従来型 PI 補償器＋強化学習型バイアス補償器

この手法（以下，従来型 PI＋バイアス補償）では，dq 座標系での電流制御において，従来型 PI の(1)式と同様の方法で PI ゲインを固定し，それに加えて強化学習によりバイアス項を動的に決定する（全体構成を表すブロック線図を図 3 に示す）。この補償器が出力する電圧指令は

$$v_d = K_p e_d + K_i x_d + \Delta v_d^{NN},\ \ v_q = K_p e_q + K_i x_q + \Delta v_q^{NN} \tag{4}$$

で与えられ，$\Delta v_d^{NN}, \Delta v_q^{NN}$はニューラルネットワークが出力するバイアス項であり，その範囲はそれぞれ$[-40,40]\mathrm{V}, [-5,5]\mathrm{V}$とする。強化学習エージェントの状態は，dq 座標系に変換した負荷電流(i_d, i_q)，電流指令値$(i_{d,\mathrm{ref}}, i_{q,\mathrm{ref}})$，積分項$(x_d, x_q)$，1 ステップ前に出力されたバイアス項$(\Delta v_{d,\mathrm{prev}}^{NN}, \Delta v_{q,\mathrm{prev}}^{NN})$とする。報酬関数は，強化学習型 PI で設定したものと同様に，次のように定義する。

$$r = -\left(|e_d| + |e_q|\right) \tag{5}$$

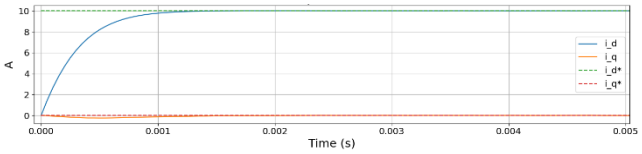
３．シミュレーションによる検証

＜3・1＞通常運転時の電流制御性能　　本章では，表 1 に

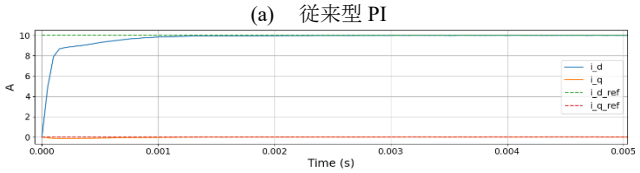
©2026 IEE Japan

表 1 シミュレーションの諸元
Table 1. Simulation Parameters

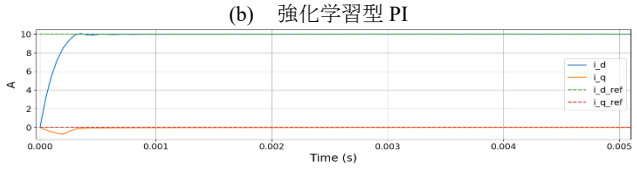
R_{Load}	5.0	Ω
L_{Load}	1.0	mH
基本波周波数	50	Hz
制御周期	50	μs
デッドタイム	2.0	μs



(a) 従来型 PI



(b) 強化学習型 PI



(c) 従来型 PI＋バイアス補償

図 5 各制御手法における dq 軸負荷電流および電流指令の波形
（横軸 0.05s に拡大）
Fig.5. Waveforms of dq-axis load current and current command values for each control method(Horizontal axis enlarged to 0.05s)

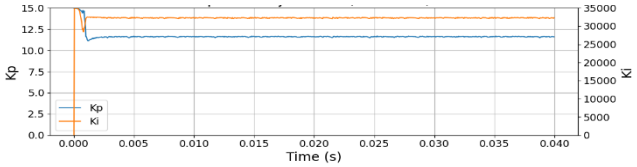


図 6 強化学習型 PI が出力する$K_{p,\mathrm{prev}}^{NN}, K_{i,\mathrm{prev}}^{NN}$の時間推移
Fig.6. Time-varying $K_{p,\mathrm{prev}}^{NN}$ and $K_{i,\mathrm{prev}}^{NN}$ values output by the reinforcement learning-based PI compensator

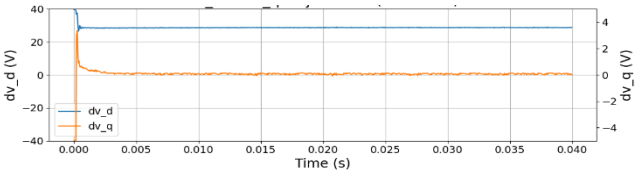
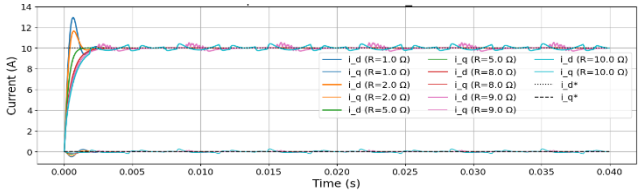
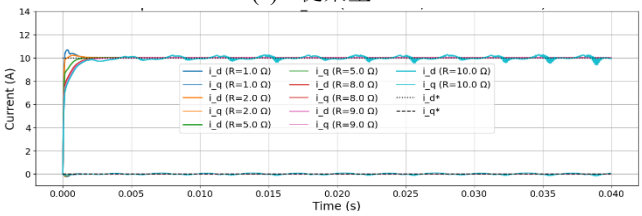


図 7 従来 PI＋バイアス補償が出力する$\Delta v_{d,\mathrm{prev}}^{NN}, \Delta v_{q,\mathrm{prev}}^{NN}$の時間推移
Fig.7. Time evolution of $\Delta v_{d,\mathrm{prev}}^{NN}$ and $\Delta v_{q,\mathrm{prev}}^{NN}$ output by the RL-based PI+ bias compensator

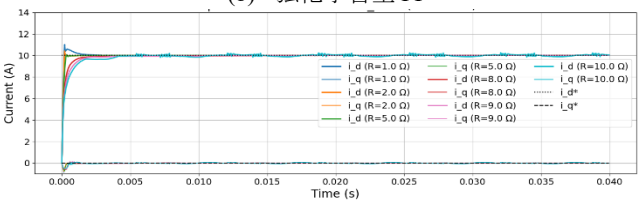
示すシミュレーション条件のもとで，各制御手法の電流制御性能を評価する。横軸を 0.05s に拡大した各制御手法適用時の dq 座標系での負荷電流波形を図 5 に，強化学習型 PI が出力する $K_{p,\mathrm{prev}}^{NN}, K_{i,\mathrm{prev}}^{NN}$，従来型 PI＋バイアス補償が出力する $\Delta v_d^{NN}, \Delta v_q^{NN}$ の時間推移を図 6，図 7 に示す。3 手法を比較すると，いずれの手法も定常状態では指令値に追従していることが分かる。強化学習型 PI はオーバーシュートを抑えつつ整定時間を短縮している。従来型 PI+バイアス補償はさらに応答を高速化できる反面，わずかなオーバーシュートとi_qの振れが生じる傾向にある。



(a) 従来型 PI



(b) 強化学習型 PI



(c) 従来型 PI＋バイアス補償

図 8 各制御手法における dq 軸負荷電流および電流指令の波形
（負荷変動時）
Fig.8. Waveforms of dq-axis load current and current command for each control method (during load variation)

また，図 6 から立ち上げのみゲインを大きくし，その後の定常状態ではほぼ一定値に固定していることが分かる。図 7 からは，バイアス項によって d 軸に一定の正のオフセットと立ち上がり時のブースト電圧，q 軸に過渡時のわずかな補正を与えられていることが分かる。

＜3・2＞負荷抵抗変動時のロバスト性評価　負荷抵抗値に変動があった場合の負荷電流応答を比較し，各制御手法の負荷変動に対するロバスト性を評価する。負荷抵抗の値を[1,2,5,8,9,10]Ωと変動させたときの dq 座標系での負荷電流波形を図 8 に示す。3 手法とも，定常状態では平均的にはおおむね指令値に追従している。従来型 PI では特に高負荷時に，デッドタイムと負荷変動によるモデル化誤差の影響が波形から確認できるのに対し，強化学習を用いた 2 手法は負荷抵抗の変動によらず振動が抑えられている。

4．おわりに

本論文では，強化学習を用いた三相インバータの電流制御手法を 2 種類導入し，従来の dq 座標系での PI 電流制御と比較した。導入した手法はいずれも従来型 PI と同等またはそれ以上の基本追従性能を示した。また，負荷抵抗の値を変動させた場合にも安定した追従特性を維持しており，従来型 PI より高いロバスト性が確認された。

文　献

[1]Yihao Wan; Qianwen Xu; Tomislav Dragicevic, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 5353～5364 (2024)
[2]Azadeh Kermansaravi; Alamera Nouran Alquennah; Aleksandra Lekic; Mohamed Trabelsi; Ali Ghrayeb; Haitham Abu-Rub, IECON 2024-50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, (2025)

©2026 IEE Japan

深層強化学習による動的ゲイン調整型電流制御の検討

仙名　大輝，椎名　真那人，小野 拳誠，名取　賢二，佐藤　之彦（千葉大学）

Study on Dynamic Gain-Adjusted Current Control With Deep Reinforcement Learning
Daiki Senna, Manato Shiina, Kensei Ono, Kenji Natori, Yukihiko Sato (Chiba University)

1.　はじめに

近年，パワーエレクトロニクス分野では深層学習・深層強化学習の制御応用が注目されている。これらは，線形制御では扱いにくい非線形性や動作点依存性をデータ駆動的に補償し得る。一方，電流制御で広く用いられる PI 制御は，直流成分に対して内部モデル原理を満たす一方，正弦波電流指令に対する内部モデルを持たないため，理論的に零位相誤差での追従は不可能である。この問題に対し， PR 制御は正弦波内部モデルを明示的に導入することでこの問題を解決できるが[1]，周波数依存性や設計の煩雑さを伴う。本研究では，ニューラルネットワーク（NN）により電流制御ゲインを状態依存的に動的調整し，指令周波数を明示せずに PI の位相遅れと PR の設計煩雑さの同時回避を目指す。単相フルブリッジインバータを対象に，提案手法の追従特性を PI/PR と比較し，有効性を検討する。

2.　理論

＜2・1＞深層学習を用いた制御の概要

深層学習は，多層 NN により入力と出力の非線形写像を近似する手法である。制御分野では，状態量から制御入力への写像を学習させることで，非線形制御器やゲインスケジューラとして利用される。本研究では，学習アルゴリズムとして既存文献の手法(DDPG)を用いた。[2]

＜2・2＞フルブリッジインバータの電流制御

図 1 に、単相フルブリッジインバータと RL 負荷からなる電流制御系を示す。DC リンク電圧をE_{dc}，出力電流をi_{out}，電流指令をi_{ref}とする。

図 2 (a)および(b)に，電流フィードバック系の代表的なブロック線図を示す。PI 電流制御は DC 成分に対して内部モデル原理を満たす一方，正弦波電流指令に対しては有限な制御帯域に起因する位相遅れが残存する。これに対し，比例共振（PR）制御は基本波周波数において理論的に位相遅れおよび定常誤差を解消できるが，実装上は周波数変動を考慮した帯域設計が必要となる [1]。

3.　提案手法

図 3 に PI 電流制御の構造を保持したまま，比例ゲインK_pおよび積分ゲインK_iを NN で調整する制御システムを示す。

＜3・1＞制御構成

提案手法では，電流制御器のゲインを動的に調整するため， NN を用いて制御系を構成する。時刻 kにおける NN

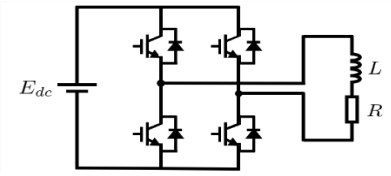


図 1 単相フルブリッジインバータの回路図
Fig.1. Circuit Diagram: Single-Phase Full-Bridge Inverter

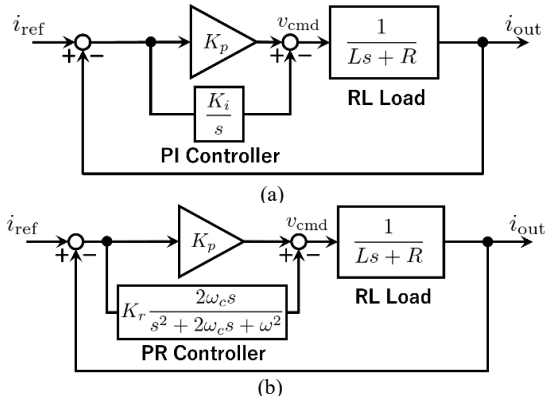


図 2 従来の電流制御系：(a)PI 制御(b)PR 制御
Fig.2. Conventional current control system:
(a)PI controller(b) PR controller

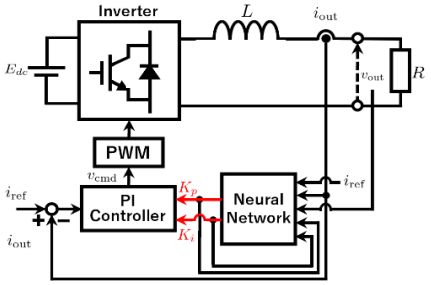


図 3 提案電流制御系
Fig.3. Proposed current control system with neural-network-based dynamic gain scheduling.

の状態ベクトル $\mathbf{s}_k$を (1)式で定義する。

$$\boldsymbol{s}_k = \begin{bmatrix} i_{\mathrm{out},k} & i_{\mathrm{ref},k} & v_{\mathrm{out},k} & K_{p,k} & K_{i,k} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \qquad (1)$$

ここで，$i_{\mathrm{out},k}$は出力電流，$i_{\mathrm{ref},k}$は電流指令値， $v_{\mathrm{out},k}$は出力電圧， $K_{p,k}$，$K_{i,k}$はそれぞれ比例及び積分ゲインである。

NN の行動は $\boldsymbol{s}_k$に基づいた制御ゲインの更新値であり，(2)式と定義する。

$$\mathbf{a}_k = \begin{bmatrix} K_{p,k} & K_{i,k} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, K_{p,k} \in [0, 1000] K_{i,k} \in [0, 5000] \qquad (2)$$

©2026 IEE Japan

ただし，制御ゲインは範囲の制限を設けた。

報酬関数 r_k は電流追従誤差に基づき，(3)式で定義する。

$$r_k = -\left|i_{\mathrm{ref},k} - i_{\mathrm{out},k}\right| \tag{3}$$

4. シミュレーション結果

すべての制御手法において，負荷条件（RL 負荷），直流電圧，制御周期およびスイッチング条件は同一とし，電流指令値および基本波周波数を変化させた場合の電流追従特性を評価した。なお，従来法である PI 制御のゲイン設計では，電流制御系の閉ループ伝達関数に対して極零相殺を行い，一次遅れ系として応答が整形されることを前提としている。

＜4・1＞定常正弦波指令に対する追従特性

図４に，定常正弦波電流指令に対する出力電流波形を示す。PI 制御では，正弦波成分に対する内部モデルを持たないため，明確な位相遅れが生じる。一方，PR 制御では，設計した基本波周波数において位相遅れおよび定常誤差が大きく低減され，正弦波電流に対して良好な追従性を示した。これに対し，提案する NN 制御では，基本波周波数を明示的に与えていないにもかかわらず，PR 制御と同等，あるいはそれ以上の追従性が得られた。

＜4・2＞基本波周波数を変化させた場合の電流追従特性

図５に，基本波周波数を変化させた場合の電流追従特性を示す。PR 制御では，共振周波数付近では良好な追従が得られるものの，設計周波数からのずれに伴い，位相誤差および振幅誤差が増大する傾向が見られた。これは，共振特性に基づく制御構造に起因するものである。

一方，提案する NN 制御では，基本波周波数の変化に対しても安定した追従特性が維持されており，周波数依存性の小さい制御挙動を示した。この結果から，NN 制御器が広い周波数帯域にわたり有効に機能していることが示唆される。

＜4・3＞制御ゲインの時間応答

図６に，提案手法により得られた制御ゲイン K_p，K_i の時間変化を示す。両ゲインは，出力電流の基本波周波数 50Hz と同程度の周期で滑らかに変動しており，基本波周波数が 60Hz の場合でも同様の振る舞いを示す。これは，提案手法が正弦波指令を前提とした固定的な共振構造を持つのではなく，状態に応じたゲイン変調を通じて，正弦波信号に適応的に応答していることを示唆している。

5. 考察・まとめ

正弦波電流指令に対し，PI 制御では内部モデルを持たないため，位相遅れが不可避であることが確認された。一方，PR 制御は内部モデル原理に基づき，特定の基本波周波数において位相遅れおよび定常誤差を理論的に解消できるが，周波数設定やゲイン設計が制御性能に強く依存するという課題を有する。これに対し，提案する NN 制御は，正弦波電流指令に対して高い追従性を示した。これは，NN が PI 制御器のゲインを状態依存的に動的調整することで，正弦波成分に対する補償特性を非線形に形成し，結果として正弦波に対する疑似的な内部モデルを構成しているためと考えられる。すなわち，本手法は，PI 制御の構造的単純性を保持したまま，PR 制御に相当する追従特性をデータ駆動的に実現する制御手法として位置づけられる。

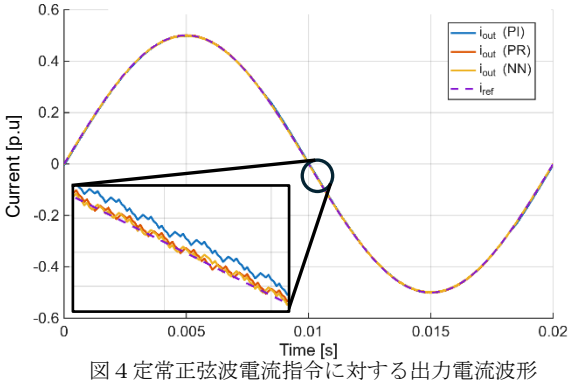


図４定常正弦波電流指令に対する出力電流波形
Fig. 4 . Output current waveform for steady-state sinusoidal current command

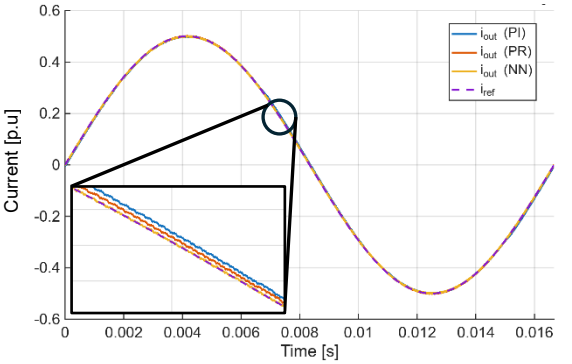


図５基本波周波数を変化させた正弦波電流指令に対する出力電流波形
Fig.5. Output current waveform for sinusoidal current command with varying fundamental frequency

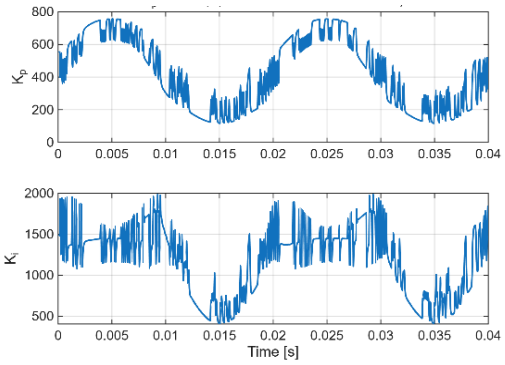


図 6 NN により出力される制御ゲインの時間応答（基本波周波数 50 Hz）
Fig.6. Time response of control gains generated by NN (fundamental frequency: 50 Hz)

文　献

[1] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, IEE Proceedings – Electric Power Applications, 2004.
[2] T.P.Lillicrap,et al, ICLR, 2016.

©2026 IEE Japan

静止形電力変換器制御検証向け リアルタイムシミュレーション技術

小鹿　聡士*，渡部　一喜，吉野　浩行 (三菱電機)

Real Time Simulation Technology for Power Converter Controller

Satoshi Ojika, Kazuyoshi Watabu, Hiroyuki Yoshino (Mitsubishi Electric Corporation)

１．まえがき

リアルタイムシミュレーションとは、物理現象などを実時間で数値計算により計算機上で再現する手法で、HILS (Hardware In the Loop Simulation) と呼ばれるモデルベース開発手法の一つである。電力変換器に適用する場合、図 1 のように製品または試作段階の制御基板から制御信号であるゲート信号を受けて、電気回路（電源・主回路・負荷）モデルの模擬演算を行い、演算結果を制御基板に返すことで実機と同等の検証を行う。実機完成前や実機では実現困難な試験条件であっても制御方式の検証が可能となる。

２．既存技術の課題と提案解決手法

既存のリアルタイムシミュレータではミドルレンジの FPGA (Field Programmable Gate Array) で演算を行っているが回路素子数が増えるほど演算周期が長くなる特性を有する[1,2]。これは固定の演算器でモデルの要素を逐次計算していることに由来すると考えられる。提案手法では、図 2 のように演算周期ごとに全てのモデル要素に対して同時並行で演算を行うことで課題を解決する。抵抗、インダクタ、キャパシタ（R, L, C）から成る受動回路を模擬する場合、L の電流 I_L と C の電圧 V_C を状態変数にとり回路の状態方程式を立式すると、加減算・定数係数と積分のみで表現できハードウェア化しやすい。この場合、図 2 の入力演算は積分の入力を求める演算に、出力演算は積分に対応する。

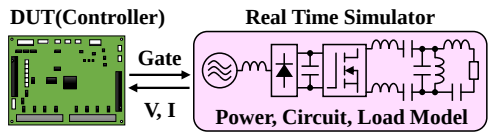


図 1　HILS 方式での検証構成例
Fig.1. An example of HILS configurations

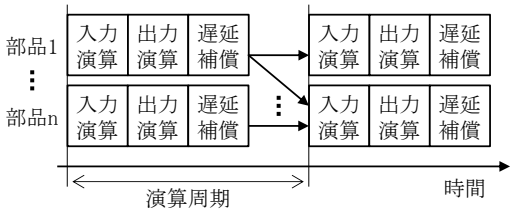


図 2　提案手法の演算タイムチャート
Fig.2. A time chart of the proposed method

提案法では状態方程式を同時並列で演算させることで演算周期の短縮を図るが、各要素は 1 演算周期前の時刻の演算結果を入力値として演算を行うため模擬対象回路には存在しない遅延（むだ時間）が要素ごとに挿入され演算誤差を生ずる。本来はステップ応答が減衰振動となる安定な共振回路でも、位相遅れにより不安定となり演算結果が発散し得る。遅延補償要素はこの 1 演算周期分の遅延を補償するよう構成する。周波数領域では高域で位相を進めることに相当し、今回は一次進み要素（$1+sT$）を用いた。

更に演算を正規化した固定小数で行うことで低コスト FPGA で多数の回路素子を一定の演算周期で精度よく模擬することができる。

３．成果および今後の展望

提案法を Altera 社の低コスト FPGA である Cyclone V および Agilex 3 に実装し、模擬できる回路規模と演算速度を評価した結果を図 3 に示す。既存製品と比較して大幅に低コストなハードウェアで高性能なリアルタイムシミュレーションを実現可能である事を確認した。

今後は提案手法を種々の電力変換器の制御検証に適用することを目指す。

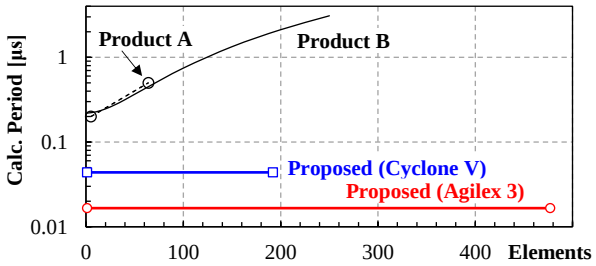


図 3　既存製品と提案法の性能比較
Fig.3. A comparison of conventional and proposed method

文　献

(1) “eHS: The nanosecond power electronics solver whose time has come”, OPAL-RT 社 Website

(2) T. Ould-Bachir, A. Merdassi, S. Cense, H. F. Blanchette and J. Bélanger, "FPGA-based real-time simulation of a PSIM model: An indirect matrix converter case study," IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, Japan, 2015, pp. 3336-3340

©2026 IEE Japan

インダクタレス昇圧型三相インバータを用いたモータ駆動システムの HILS による動作検証

佐藤　駿*，加藤　大貴，西川　滉大，渡辺　大貴，伊東　淳一（長岡技術科学大学）

Operation Verification of Inductor-less Boost-type Three-phase Inverter for Motor-drive System Using HILS

Shun Sato, Hirotaka Kato, Kodai Nishikawa, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

１．はじめに

近年，電気自動車(EV)の普及に伴い，駆動用モータとして誘導電動機(IM)の適用が注目されている[1]。IM は IPMSM と異なりコギングトルクを有さず，高速軽負荷時の損失が小さい。一方，高速域や低力率条件では電圧制限が生じるため，高トルク応答維持のためには DC リンク電圧の昇圧が必要となる[2]。DC リンク部の昇圧機構としては，一般的に昇圧チョッパが採用されているが，大型のインダクタを必要とするため，体積・重量の増加を招く[3]。これに対し，インダクタを用いず，キャパシタを利用した昇圧機構が提案されている[4]。しかし，従来のキャパシタ型昇圧回路は連続的かつ定常的な昇圧動作を実現できないという問題がある。

本論文では，IM の高速運転時などの低力率負荷向けに，小容量キャパシタを用いたインダクタレス昇圧型三相インバータを提案する。提案回路は，通常の三相インバータに対して，スイッチ 2 つと昇圧用の小容量キャパシタのみを追加することで構成される。また，提案回路向けに空間ベクトル変調法およびキャパシタ電圧制御法を構築し，キャパシタ電圧を一定に制御することで連続した昇圧動作を実現する。HILS (Hardware-In-the-Loop Simulation)により，提案回路の変調法および制御法の妥当性を確認したため報告する。

２．提案するインダクタレス昇圧型三相インバータ

図 1 に提案するキャパシタを用いたインダクタレス昇圧インバータの回路構成を示す。提案回路は，通常の三相インバータに対して，昇圧用のスイッチ 2 つと小容量キャパシタを接続する。このスイッチを相補的に動作させることで，インバータの DC リンク電圧を入力電圧 E_{dc} または昇圧したキャパシタ電圧 V_c に切り替えることができる。ここで，キャパシタに発生する電圧リプルはスイッチング成分のみであるため，小容量のキャパシタを適用でき，システムのさらなる小型化が期待できる。

＜2・1＞提案回路向け空間ベクトル変調法

図 2 に提案回路における空間ベクトルを示す。一般的な三相インバータでは 8 つの空間ベクトルが定義される。一方，提案回路では DC リンク電圧を切り替えることで，振幅の異なる 8 つの空間ベクトルが 2 つ定義できるため合計 16 個となる。図中の各空間ベクトルの示す数字は，左から順に sw_{dc}，sw_{up}，sw_{v}，sw_{w} のスイッチングの状態を示している。本論文では，これら空間ベクトルを用いて電圧指令ベクトル $\mathbf{V_{cmd}}$ を変調する。sw_{dc} の状態に着目し，$\mathbf{V_{cmd}}$ の変調に用いる空間ベクトルを 2 つに分解し，一制御周期内における平均を $\mathbf{V_{cmd_dc}}$ および $\mathbf{V_{cmd_c}}$ と定義する。ここで，制御周期内で $\mathbf{V_{cmd_dc}}$ と $\mathbf{V_{cmd_c}}$ をそれぞれ個別に変調しても，その合成ベクトルは $\mathbf{V_{cmd}}$ と一致する。後述するキャパシタ電圧制御を適用するために，$\mathbf{V_{cmd}}$ を $\mathbf{V_{cmd_dc}}$ と $\mathbf{V_{cmd_c}}$ に分解し，2 回の変調を行うことで $\mathbf{V_{cmd}}$ を出力する。

＜2・2＞キャパシタ電圧制御法

提案回路を用いて定常的に昇圧動作を行うためには，昇圧されたキャパシタ電圧 V_c を維持する必要がある。V_c を一定に保つためには，制御一周期内でモータへの電力供給を電源電圧 E_{dc} のみから行い，V_c からの出力電力を平均的にゼロにする必要がある。E_{dc} と V_c からモータに供給される電力は，図 2 に示す $\mathbf{V_{cmd_dc}}$ および $\mathbf{V_{cmd_c}}$ に対するモータ電流 $\mathbf{I_{det}}$ との位相関係によって決定される。そのため $\mathbf{V_{cmd_dc}}$ を $\mathbf{I_{det}}$ と同一方向に，$\mathbf{V_{cmd_c}}$ を $\mathbf{I_{det}}$ と直行する方向に設定することで，理論的には V_c を一定電圧で維持できる。

図 3 にキャパシタ電圧の補償法を示す。実際のシステムではモータの巻線抵抗や変換器損失などの影響によって，

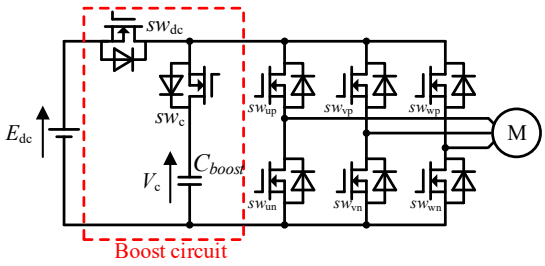


Fig. 1. Proposed inductor-less boost-type three-phase inverter.

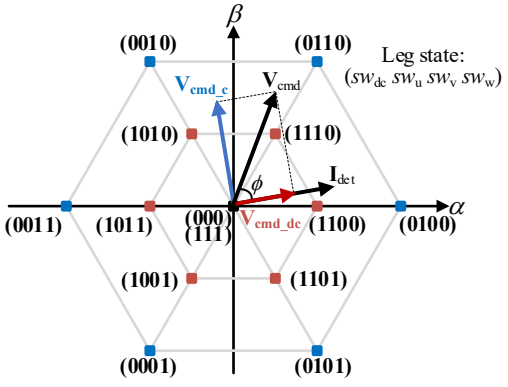


Fig. 2. Defined space vectors in proposed circuit.

©2026 IEE Japan

$\mathbf{V}_{cmd_c}$ と $\mathbf{I}_{det}$ が直行する場合もキャパシタの電圧降下が生じる。そのため，所望のキャパシタ電圧を維持するための電圧レギュレータ(AVR)を導入する。AVR はキャパシタ電流 i_c を制御量とするが，インバータは i_c を直接制御できないため，AVR の出力 i_c をキャパシタ電圧補償ベクトル $\mathbf{V}_{cmp}$ に変換する。$\mathbf{V}_{cmp}$ は $\mathbf{I}_{det}$ と同一方向のベクトルであり，これを $\mathbf{V}_{cmd_c}$ に合成して変調することで，キャパシタがモータに供給する電力を制御できる。AVR の出力 i_c と $\mathbf{V}_{cmp}$ の関係は次式で表される。

$$\mathbf{V}_{cmp} = \frac{2}{3}\frac{V_c i_c}{|\mathbf{I}_{det}|^2}\mathbf{I}_{det} \quad \cdots\cdots(1)$$

ここで，インバータが出力する $\mathbf{V}_{cmd}$ の振幅と位相が $\mathbf{V}_{cmp}$ の導入によって変化しないよう，$\mathbf{V}_{cmd_dc}$ に $\mathbf{V}_{cmp}$ を相殺するベクトルを加える。

図 3 に全体の制御ブロック図を示す。はじめに $\mathbf{I}_{det}$ を用いて $\mathbf{V}_{cmd}$ を $\mathbf{V}_{cmd_dc}$ と $\mathbf{V}_{cmd_c}$ に分離する。次に，AVR で計算した i_c^* を $\mathbf{V}_{cmp}$ に変換し，それから $\mathbf{V}_{cmd_c}$ と $\mathbf{V}_{cmd_dc}$ を補償する。最後に，補償後の $\mathbf{V'}_{cmd_dc}$, $\mathbf{V'}_{cmd_c}$ に基づき SVM でスイッチングパルスを生成する。提案法による SVM では，$\mathbf{V}_{cmd_dc}$，$\mathbf{V}_{cmd_c}$ の順に時分割で変調する。

３．HILS による検証結果

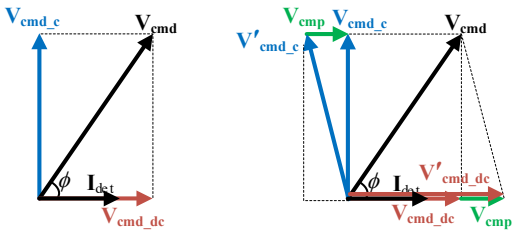
表 1 に検証条件を示す。本論文では，提案回路の検証に HILS(Plexim 社製，RT Box)を利用した。電源電圧 E_{dc} は 150 V，キャパシタ電圧 V_c の指令値は 300 V とした。昇圧キャパシタは，スイッチング成分による電圧リプルが 1%以下となるよう 100 μF とした。IM の駆動にはオープンループで動作可能な V/f 制御を用いた。

図 5 に IM の加減速運転時の動作波形を示す。上段の波形は加減速運転時の全体波形，下段の波形は昇圧/非昇圧動作の切り替え時の拡大波形を示している。ここで，$\mathbf{V}_{cmd}$ における振幅の最終値は $225/\sqrt{3}$ V に設定する。上段の波形より，回転速度がランプ状に増減していることが確認できる。また，下段の波形より，昇圧/非昇圧動作の切り替え前後において線電流は歪みなく，振幅も一定であることが確認できる。さらに，昇圧動作時のキャパシタ電圧は 300 V 一定で安定している。以上の結果から，昇圧動作時において安定したモータ駆動が可能であり，昇圧/非昇圧動作の切り替えがシームレスに行われていることを確認した。

４．まとめ

本論文では，IM の高速運転時などの低力率負荷向けに，小容量キャパシタを用いたインダクタレス昇圧型三相インバータを提案した。HILS を用いた検証により，提案回路の変調法，制御法の妥当性を確認した。今後は実機実験による提案回路の動作確認と，昇圧領域の拡大に関する検討を予定している。

文　献
(1)足利，他.,電学論 D Vol.116, No.3, p. 310-318, (1996)
(2)S. Morimoto et al,IEEE Trans. on IA,Vol.30,No.4,pp.920-926(1994)
(3)石垣，他.,電学論 D Vol.134, No.3, p. 344-349, (2014)
(4)H. Matsumoto et al,IEEE Trans. on TE,Vol.61,No.7,pp.3178-3191(2014)



(a) Without compensation.　(b) With compensation.

Fig. 3. Capacitor voltage compensation method.

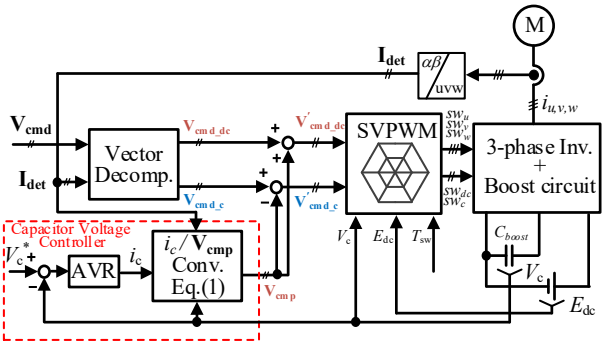


Fig. 4. Control block diagram of proposed circuit.

Table 1. Circuit parameters.

Parameter	Value
Input voltage E_{dc}	150 V
Capacitor voltage command V_c^*	300 V
Control period T_{sw}	250 μs
Boost capacitor C_{boost}	100 μF
Bandwidth of AVR f_{AVR}	50 Hz
Motor rated speed ω_n	1500 r/s
Rated power P_n	3.7 kW
Rated volatge V_n	188 V
Poles peris P_f	2
Primary resistance R_1	0.714 Ω
Mutiual inductanc M	34.3 mH

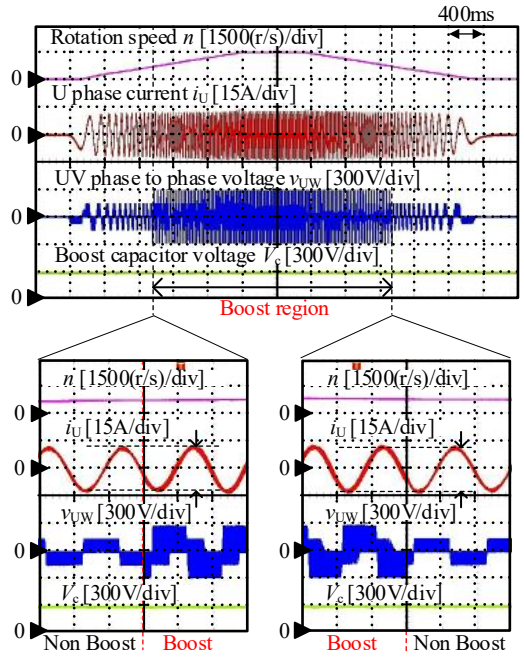


Fig. 5. Waveforms during acceleration and deceleration.

©2026 IEE Japan

HILS による系統連系インバータ実機試験の再現

石丸　哲也（日立製作所）*，渡邉　正将（日立ケーイーシステムズ），
山本　圭介，松永　俊祐（日立産機システム）

Reproduction of actual grid-connected inverter testing using HILS

Tetsuya Ishimaru (Hitachi, Ltd.)*, Masayuki Watanabe (Hitachi KE Systems, Ltd.),
Keisuke Yamamoto, Shunsuke Matsunaga (Hitachi Industrial Equipment Systems Co., Ltd.)

１．まえがき

再生可能エネルギーの普及に伴って系統安定化・保護機能が盛り込まれるなどグリッドコードの要件化が進んでいる[1]。将来の GFM(Grid ForMing)インバータの導入に向けて、太陽光発電や蓄電池に用いられる系統連系インバータはグリッドコードに基づいた多数の認証試験の基準に適合する必要があり、制御ソフトの開発は複雑になってくる。制御ソフトの開発効率化のために実機試験に代わって HILS(Hardware in the Loop Simulation)をより多く活用することが期待されており、そのためには HILS が実機試験の結果をいかに再現するかが課題である。本稿では、OPAL-RT TECHNOLOGIES 社の HILS 装置[2]を用い、系統連系インバータの FRT (Fault-ride-through)実機試験の再現を検討した結果を報告する。

２．HILS システム

使用した HILS 装置は OPAL-RT TECHNOLOGIES 社の OP4510 である。OP4510 は CPU と FPGA を備えており、CPU で MATLAB/Simulink で作成したモデルを、FPGA で OPAL-RT 社の SchematicEditor で作成したモデルを計算する。前者は ARTEMiS ソルバーを使いタイムステップ 50 μs 程度で大規模で自由度の高いモデルをリアルタイムでシミュレーションでき、後者は小規模なモデルに限定されるが eHS ソルバーを使ってタイムステップ 200 ns 程度で高速にリアルタイムシミュレーションできる。

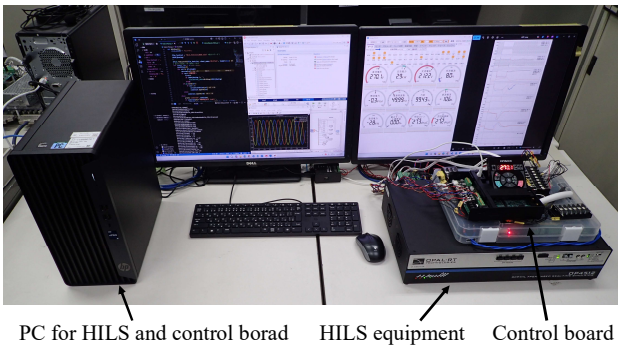


図 1　HILS システムの外観写真
Fig. 1.　Photo of the HILS system.

図 1 に HILS システムの外観写真を示す。HILS のために準備したインターフェース基板を介して HILS 装置と系統連系インバータの制御基板を接続し、インターフェース基板は制御基板に電源を供給する役割も担う。PC は OP4510 と接続してリアルタイムシミュレーションを実行し、加えて制御基板と接続して制御基板の設定・動作確認を行う。

図 2 に HILS 装置で計算するモデルと制御基板との接続を示す。モデル内に設けられたインバータは、直流側に直流電源が、交流側にフィルタ、トランスを介して系統が接続される。モデル内の直流電圧、交流電圧、交流電流を HILS 装置から出力し制御基板へ取り込み、制御基板からは PWM 信号を出力し HILS に入力してモデル内のインバータを駆動する。

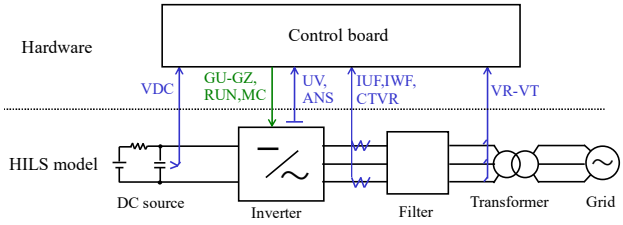


図 2　HILS モデルと制御基板との接続
Fig. 2. Connectiion between HILS model and control board.

３．HILS による実機試験再現の検討

表 1 に、実機試験の再現を検討するために作成した 3 つの HILS モデルの特徴を示す。1 つ目を Duty モデルと呼び、インバータとして Simulink の Controlled voltage source (CVS) を用いる。制御基板の PWM 信号を Duty として HILS に取り込み、Duty から生成した電圧を CVS の出力とする。2 つ目は TSB モデルで、インバータとして Simulink 用に OPAL-RT 社から提供された RTE-Drive 2-Level Time Stamped Bridge ブロック(TSB)を用いる。制御基板の PWM 信号を RTE 信号として HILS に取り込み TSB を駆動する。RTE 信号は、Time と Status から成り、Simulink 計算のタイムステップが PWM 信号の周期より長い場合でも PWM 信号を再現できる OPAL-RT 社の信号方式である。3 つ目は FPGA モデルで、主回路を SchematicEditor で構築し FPGA で高速に計算する。制御基板の PWM 信号を RTE 信号として HILS に

©2026 IEE Japan

取り込み SchematieEditor 内の 3 個の Half bridge converter を駆動する。

Duty モデルと TSB モデルは Simulink のみで構成し、シミュレーションのタイムステップは 50 μs である。FPGA モデルは主回路のみ SchematicEditor で構成し、主回路以外の系統電圧生成部などは Simulink で構成する。タイムステップは FPGA 計算では 200 ns、Simulink では 50 μs となる。

表 1　検討した HILS モデル
Table 1.　Investigated HILS models.

Models	Features	PWM inputs	Tools generating main circuit	Inverter models
Duty model	Generating inverter output voltage from duty.	Duty	Simulink (CPU)	Controlled voltage source 
TSB model	Using TSB block.	RTE signal	Simulink (CPU)	RTE-Drive 2-Level TSB 
FPGA model	Using Schematic Editor.	RTE signal	Schematic Editor (FPGA)	Half Bridge Converter 

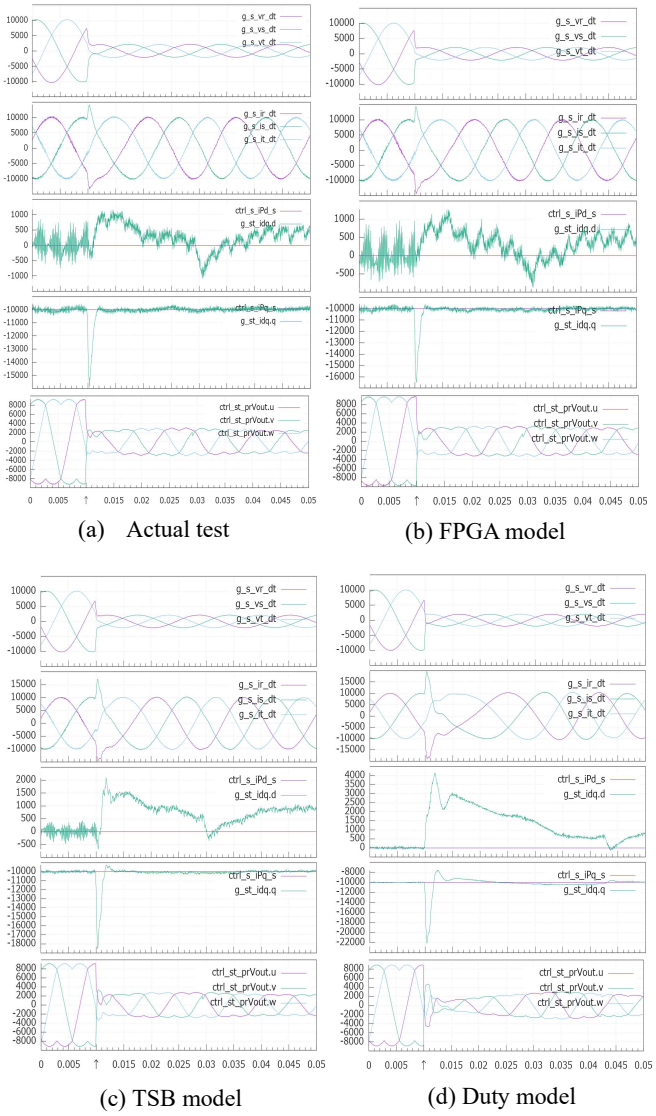
図 3 に FRT 試験の電圧低下時の実機と HILS の波形を示す。 (a)が実機試験、(b)-(d)がそれぞれ FPGA モデル、TSB モデル、Duty モデルを用いた HILS の波形であり、上から交流電圧、交流電流、有効電流、無効電流、PWM 信号である。いずれの波形も制御基板のデータから生成したものである。

図 3 の波形を比較すると、FPGA モデル、TSB モデル、Duty モデルの順に実機試験の波形をより再現できていることが分かる。特に FPGA モデルは、有効電流、無効電流の波形の形、値まで実機試験をほぼそのまま再現できている。高調波についても、有効電流をフーリエ変換すると、実機試験と FPGA モデルとでピークの周波数と振幅ともにほぼ実験結果を再現している。

FPGA モデルが有効電流、無効電流、高調波も含めて実機試験を良く再現できる理由として、PWM 信号を再現できる RTE 信号でスイッチング素子を駆動することに加え、タイムステップが短い FPGA での計算が挙げられる。PWM 信号が HILS 装置に入力されてから HILS の計算が終わるまでの時間は、Simulink を使う Duty モデルと TSB モデルでは 50-100 μs、Schematic Editor を使う FPGA モデルでは 200-400 ns であり、FPGA モデルの計算遅延の短さが良い HILS の実機試験再現を実現したと考えられる。

４．結言

HILS による系統連系インバータの実機試験の再現を検討し、主回路の計算タイムステップが小さい HILS モデルを用いることで実機の FRT 試験の波形を良く再現できることを確認した。このモデルを用いた HILS を実機に代って活用することで制御ソフトの開発効率化が期待できる。



(a)　Actual test　(b) FPGA model

(c) TSB model　(d) Duty model

図 3　FRT 電圧低下時の実機・HILS 波形
（上から交流電圧，交流電流，有効電流，無効電流, PWM 信号）
Fig. 3.　Waveforms during voltage drop in FRT test.

文　献

(1)電力広域的運営推進機関 OCCTO グリッドコード検討会：
https://www.occto.or.jp/iinkai/gridcode/index.html
(2)OPAL-RT TECHNOLOGIES:
https://www.opal-rt.com/industries-and-applications/simulation-and-testing/hardware-in-the-loop/

©2026 IEE Japan

HILS による UPS の動的特性の評価検証

五十嵐　寿勝*，加藤　康司(株式会社 GS ユアサ)

Evaluation of dynamic characteristics of UPS using HILS

Hisakatsu Igarashi, Koji Kato (GS Yuasa International Ltd.)

１．はじめに

無停電電源装置（UPS）などの電源製品では，多機能化や多様なラインナップへの対応により開発ボリュームが増大しており，開発プロセスの効率化が不可欠である。このような中で，設計段階での開発効率向上に寄与する手法として HILS[(1)] (Hardware In the Loop Simulation) が注目されており，自動車業界を中心に導入が進められている。一方で，UPS 開発への HILS の適用事例は未だ少なく，その有用性については十分な検証が行われていない。

著者らはこれまでに HILS を UPS の静的特性評価に適用し，実験結果と同等の特性が得られることを確認した[(2)]。本稿では HILS を UPS の動的特性評価に適用し，HILS 検証の有用性を確認したので報告する。

２．HILS システム構成

図 1 に HILS システムの構成を示す。制御器には実際の UPS の制御基板を用い，制御対象はシミュレータ上で模擬された単相常時インバータ UPS のモデルで構成される。シミュレータは UPS の主回路動作をリアルタイムに模擬し，各部の電圧や電流の A/D 変換信号, および DI 信号を制御基板へフィードバックする。制御基板はシミュレータからの信号に基づいて各変換器の電圧・電流制御やシーケンス制御を演算し，その結果として PWM 信号や DO 信号をシミュレータへ送信する。

３．動的特性の検証

図 2 に HILS と実験結果の出力電圧過渡特性の比較を示す。出力電圧過渡特性は JIS C4411-3:2014 に基づき負荷投入時の電圧偏差を評価したものである。図 2 より，HILS と実験結果が概ね一致することを確認した。

図 3 に HILS による停電シーケンス検証の結果を示す。図 3 は，停電検知時に UPS が通常運転からバックアップ運転へ遷移する際の，各リレーと各変換器の ON/OFF 状態，および各部の電圧・電流波形である。停電検知直後にコンバータと入力リレーを OFF し，バッテリを放電して出力電圧をオンラインに給電継続するという，常時インバータ UPS のシーケンス動作が再現できることを確認した。

以上より，HILS 検証は実験結果と同等の動特性を得ることができ，また，期待したシーケンス動作を再現できることから，UPS 開発における HILS 検証の有用性を確認した。

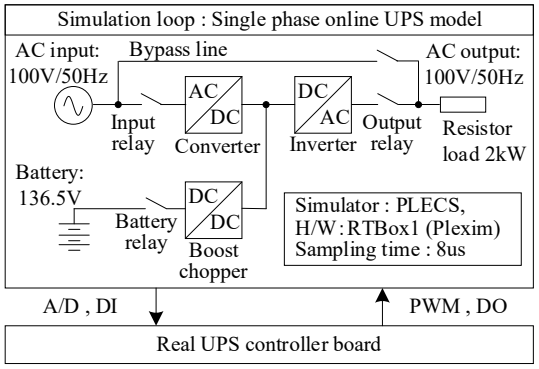


図1 HILSシステム構成
Fig.1. HILS system configuration

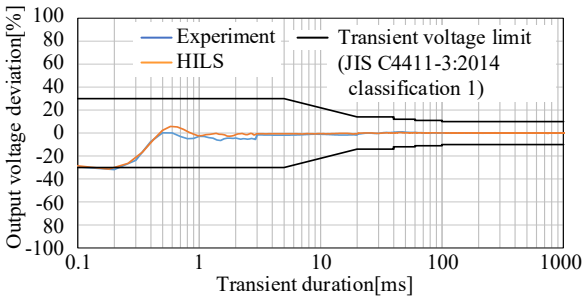


図2 出力電圧過渡特性
Fig.2. Output voltage transient characteristics

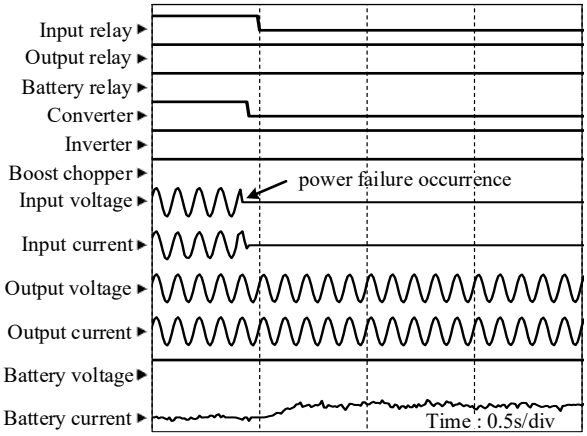


図3 HILSによる停電シーケンス検証
Fig.3. Verification of power failure sequence using HILS

文　献

(1)加藤雄高：電気学会誌 144 (3), 136-139, 2024-03-01

(2)五十嵐寿勝他：令和 7 年電気学会全国大会，4-038

©2026 IEE Japan

複数の評価指標を考慮した初期確率行列設定方法を適用した改良型整数型 Population-Based Incremental Learning による実用的な生産シミュレータを用いた加熱炉の階層的最適生産計画

任海　晟*，福山　良和（明治大学）
高橋　賢二郎，川口　嵩平（三菱電機株式会社）
佐藤　隆臣（三菱電機株式会社，東京大学）

Bilevel Optimal Production Scheduling of Heating Furnaces with a Practical Production Simulator Using Improved Integer Form of Population-Based Incremental Learning with an Initial Probability Matrix Setting Method Considering Multiple Evaluation Metrics

Sei Tomi, Yoshikazu Fukuyama (Meiji University)
Kenjiro Takahashi, Shuhei Kawaguchi (Mitsubishi Electric Co., Ltd),
Takaomi Sato (Mitsubishi Electric Co., Ltd and The University of Tokyo)

１．はじめに

工場の生産計画に関する研究は，納期と環境負荷を考慮したフローショップスケジューリング問題（以下，FSP）などの理想的定式化に基づいて研究が行われてきた(1)。

従来の FSP 等の最適化対象パラメータは，作業順序の１変数のみであるが，実現場では，現場毎に生産割合や生産開始時間などの複数の最適化対象パラメータが存在している。例えば，本論文の対象問題である加熱炉では，生産割合と生産開始時間が最適化対象パラメータとなっており，FSP等では,実現場の最適化対象パラメータを考慮できず，現場に適用できない課題があった。そのため，様々な現場を忠実に再現可能なデジタルツインである環境配慮機能を搭載した生産シミュレータを用いて，シミュレーションを繰り返し行うことで最適化対象パラメータを調整する必要がある。生産シミュレータは，様々な最適化対象パラメータを入力し，出力を得るブラックボックスであり，生産シミュレータを用いた生産計画最適化問題は，ブラックボックス最適化問題として扱う必要がある。ブラックボックス最適化問題に対して,進化計算の有効性が確認されている(2)。

著者らは，ある組立加工系工場のバッチ生産方式の加熱炉を題材に，改良型初期確率行列設定方法とサロゲートモデルによる局所探索を適用した整数型 Population-Based Incremental Learning（以下，整数型 PBIL）を提案し，有効性を確認した(3)。文献(3)では，生産割合最適化において，2つの異なる評価指標に対して，それぞれ別の初期確率行列設定方法を開発し，各評価指標を考慮した生産計画が生成されることを確認した。しかし，両方の評価指標を考慮可能な生産割合の初期確率行列設定方法が開発できていなかったため，解の質の向上の余地があった。

本論文では，複数の評価指標を考慮した初期確率行列設定方法を適用した整数型 PBIL による実用的な生産シミュレータを用いた加熱炉の階層的最適生産計画を提案する。提案法は，複数の評価指標を考慮した生産割合の解が生成可能であり，文献(3)と比較して，より生産コスト削減可能な良質な生産計画が立案可能であることを確認した。

２．対象問題と定式化

＜2・1＞対象問題　　本論文では，組立加工系工場のバッチ生産方式の加熱炉を対象にモデル化を行った。最適化対象パラメータは，生産割合と生産開始時間であり，２つのパラメータを同時最適化する必要がある。本問題は，上位問題が生産割合最適化，下位問題が生産開始時間最適化となる階層的最適化問題（Bilevel Optimization）である(4)。

なお，本論文では，三菱電機が開発した環境配慮可能な生産シミュレータを使用している(5)。

＜2・2＞定式化の概要　　本対象問題は，上位問題と下位問題で定式化が存在している。上位問題は，生産割合を決定変数としている。目的関数は，生産性，エネルギー効率，環境負荷の 3 つの指標から計算される生産コストであり，上位問題の生産割合の解とその解に対する下位問題で決定した最良の生産開始時間から計算される。制約条件は，炉面積制約や納期制約，その他数式化困難な制約があり，ブラックボックスである生産シミュレータ内で表現される。一方で，下位問題は，生産開始時間を決定変数としている。目的関数は，上位問題と同様であるが，上位階層から送ら

©2026 IEE Japan

れてきた固定された生産割合の解と下位問題の生産開始時間の解から計算される。制約条件は，上位問題と同様にブラックボックスである生産シミュレータ内で表現される。なお，上位問題及び下位問題の詳細な定式化については，文献(3)を参照されたい。

３．複数の評価指標を考慮した生産割合最適化の初期解生成方法の提案

＜3・1＞従来の生産割合最適化の初期確率行列設定方法[3]
従来の生産割合最適化の初期確率行列設定方法は，電力消費量のみを考慮して決定した良質な初期解を用いた初期確率行列設定方法（以下，方法①）と，時間帯別電気料金と労務費のみを考慮して決定した良質な初期解を用いた初期確率行列設定方法（以下，方法②）の 2 種類あり，どちらも 1 つの評価指標のみを考慮した初期確率行列設定方法[3]であり，複数の評価指標を考慮できていなかった。そのため，解の質の向上の余地があった。なお，上述の各方法の詳細なアルゴリズムについては，文献(3)を参照されたい。

＜3・2＞提案する複数の評価指標を考慮した初期確率行列設定方法　　本論文では，複数の評価指標を考慮した初期確率行列設定方法を提案する。従来の生産割合最適化の初期確率行列設定方法は，1 つの評価指標をもとに決定した 1 つの初期解の値の確率値を高く設定する方法であったが，提案する方法は，3・1 節で説明した方法①と方法②で得られた両方の良質な初期解を用いて，生産割合最適化の初期確率行列設定を行う。具体的には，方法①と方法②で得られた両方の良質な初期解の値の確率値に該当する整数型 PBIL の初期確率を高く設定する。ここで，方法①と方法②で得られた良質な初期解が同じであった場合，従来の初期確率行列設定方法と同様に，初期解の値に該当する確率値を 0.6 に設定し，その他の値は，0.4 を均等配分する[3]。一方で，方法①と方法②で得られた良質な初期解が異なっていた場合, 2 つの良質な初期解の各解の値に該当する確率値に対し，0.6 を均等配分（0.6÷2 = 0.3）し，その他の値は，0.4 を均等配分する。

４．シミュレーション

＜4・1＞シミュレーション条件　　ある組立加工系工場のバッチ生産方式の加熱炉の 1 日規模の生産計画に対し，提案法と電力消費量のみを考慮した初期確率行列設定方法を用いた方法（以下，比較法 1），時間帯別電気料金・労務費のみを考慮した初期確率行列設定方法を用いた方法（以下，比較法 2）を比較した。以下にパラメータを示す。

(１) 整数型 PBIL のパラメータ　　試行回数：30 回，生産割合最適化：反復回数：10 回，個体数：10，生産開始時間最適化：反復回数：10，個体数：10，学習率：0.1，突然変異確率：0.01，突然変異変異量：0.01

なお，各手法の生産割合最適化初期確率設定値は，3・2 節，生産開始時間最適化初期確率設定値は文献(3)を参照されたい。

(２) 生産計画のパラメータ　　製品種類 : 12 製品, 炉の数 : 4 基

シミュレーションソフトウェアは，gcc ver. 11.3.0 (Intel core i9-14900K(3.20 GHz)で開発した。

＜4・2＞シミュレーション結果　　Table 1 に，提案法の平均目的関数値を 100 とした場合の提案法と各比較法の平均, 最大, 最小目的関数値, 標準偏差及び平均計算時間を示す。表より，提案法の平均目的関数値，最大目的関数値，最小目的関数値は，各比較法と比べて，最も良い値が得られていることが確認できる。特に, 提案法の平均目的関数値は, 比較法 1 と比較して，約 11.02%改善し，比較法 2 と比較して，約 14.58%改善した。このことから，電力消費量と時間帯別電気料金・労務費の両方を考慮した初期確率行列設定方法は，片方しか考慮していない初期確率行列設定方法と比較して，良い解が得られることを確認した。

５．まとめ

本論文では，複数の評価指標を考慮した初期確率行列設定方法を適用した整数型 PBIL を提案した。提案法は，複数の評価指標を考慮した生産割合の解が生成可能であり，従来の 1 つの評価指標のみを考慮した比較法と比較して，より良質な生産計画が立案できることを確認した。

今後は，より生産コスト削減可能な生産計画立案を目的とし，複数の評価指標を考慮したサロゲートモデルを用いた初期確率行列設定方法の適用を行っていく。

Table 1. Average, the maximum, the minimum values and standard deviations of the objective function values, and average calculation time by the proposed method and the comparative methods.

Method	The proposed method	The comparative method 1	The comparative method 2
Ave.	**100**	112.39	117.07
Max.	**111.37**	119.26	128.51
Min.	**90.23**	92.88	105.55
Std.	6.65	4.27	5.30
cal. time[h]	3.12	0.90	3.09

文　献

(１) X. Wu, et al.: “Multi-objective flexible flow shop batch scheduling problem with renewable energy”, International Journal of Automation and Control, Vol. 14, No. 5-6 (2020)
(２) B. Doerr, et al.: Theory of Evolutionary Computation: Recent Developments in Discrete Optimization, Springer (2019)
(３) 任海・福山他 :「サロゲートモデルによる局所探索を適用した整数型 Population-Based Incremental Learning と実用的な生産シミュレータを用いた加熱炉の階層的最適生産計画への改良型初期確率行列設定方法の提案」, 電気学会システム/制御合同研究会，ST-25-063,CT-25-098 (2025)
(４) A. Sinha, et al.: “A Review on Bilevel Optimization: From Classical to Evolutionary Approaches and Applications”, IEEE Transactions on Evolutionary Computation, Vol. 22, No. 2, pp. 276–295 (2018)
(５) 三菱電機株式会社ニュースリリース，https://www.mitsubishielectric.co.jp/news/2019/pdf/1023.pdf

©2026 IEE Japan

実用的な生産シミュレータを用いた部品組立工程を対象とした生産計画最適化へのメタヒューリスティック手法適用比較

田伏　巧樹*，福山　良和（明治大学）
高橋　賢二郎，　川口　嵩平（三菱電機株式会社）
佐藤　隆臣（三菱電機株式会社，東京大学）

A Comparative Study of Metaheuristic Methods for Production Scheduling in Component Assembly Processes Using a Practical Production Simulator

Kouki Tabuse,　Yoshikazu Fukuyama (Meiji University)
Kenjiro Takahashi,　Shuhei Kawaguchi (Mitsubishi Electric Co.，Ltd),
Takaomi Sato (Mitsubishi Electric Co.，Ltd and The University of Tokyo)

１．はじめに

工場の生産計画に関する研究は，ジョブショップスケジューリング問題（以下，JSP）などの理想的定式化に基づいて，納期や環境負荷を考慮した研究が行われてきた(1)。

従来の JSP 等の多くは，最適化対象パラメータを作業順序のみの 1 変数としている。しかしながら，実現場において，最適化パラメータは，現場毎に生産割合や生産順序など複数存在し，生産計画最適化では，これらの複数の最適化パラメータを用いた組合せ最適化問題を解く必要がある。つまり，JSP 等では複数の最適化パラメータを考慮できず，実現場に適用できないという問題があった。

そのため，様々な現場を忠実に再現可能なデジタルツインである環境配慮機能を搭載した生産シミュレータを用いて，シミュレーションを繰り返し行うことで最適化パラメータを調整する必要がある。この生産シミュレータは，様々な最適化パラメータを入力し，生産計画に係る生産コストを出力するブラックボックスであり，生産シミュレータを用いた生産計画最適化問題は，ブラックボックス最適化問題として扱う必要がある。このブラックボックス最適化問題に対しては，メタヒューリスティック手法の有効性が確認されている(2) (3)。

本論文では，実用的な生産シミュレータを用いた，部品組立工程を対象とした生産計画最適化問題に対して，Genetic Algorithm（以下，GA）と整数型 Population-based incremental learning（以下，整数型 PBIL），Reactive Tabu Search（以下，RTS）の 3 手法を適用し，比較検証を行った。検証した結果，整数型 PBIL が 3 つの手法の中で最も安定的に良質な生産計画を立案可能であることを確認した。

２．対象問題と定式化

＜2・1＞対象問題と生産シミュレータ　　本論文では，部品を入力とした並列処理可能な 4 つのラインで個別に処理を行う部品組立工程を対象にモデル化を行った。最適化パラメータは各ラインの部品の生産順序であり，4 つのラインはそれぞれ独立して生産可能なため，各ラインでの部品の生産順序を決定する必要がある。また，各ラインの部品毎の生産数量は予め決まっているものとする。加えて，前後部品毎に段取り替え時間が決まっており，生産順序の組合せによって変動する。なお，本論文では，三菱電機が開発した環境配慮可能な生産シミュレータ(4)を使用している。

＜2・2＞ 定式化

(1) 決定変数　　決定変数は，各ラインの生産順序であり，以下のベクトル$\boldsymbol{X}$で表される。

$$\boldsymbol{X} = \{\boldsymbol{O_1}, \boldsymbol{O_2}, \boldsymbol{O_3}, \boldsymbol{O_4}\}$$

ここで，$\boldsymbol{O_l}$：ラインlの部品の生産順序$O_l = (P_{l1}, \cdots, P_{lN_l})$（$l = 1, \cdots, L$），$P_{li}$：ライン$l$の$i$番目の生産順序の部品，$N_l$：ライン$l$の部品数，$L$：ライン数

(2) 目的関数　　目的関数は，部品在庫数積算値の最小化であり，以下の式で表される

$$min = \sum_{t=0}^{T} Z_t(\boldsymbol{X}) \qquad (1)$$

ここで，T：生産終了時間，Z_t：時間tの在庫数

(3) 制約条件　　代表的な制約条件は，全てのラインで決められた時刻までに，ライン毎の全ての部品の生産を終了しなければならない最終生産終了時間制約であり，以下の式で表される。

$$PET_{lj} \leq T \quad (l = 1, \cdots, L,\ j = 1, \cdots, N_l) \qquad (2)$$

ここで，PET_{lj}：ラインlにおける部品jの生産完了時刻

その他，数式化困難な制約は，ブラックボックスとなる生産シミュレータ内で表現される。

３．各手法の対象問題への適用方法の説明

＜3・1＞ GA の適用方法　　遺伝子の表現方法として順列表現を採用し，各ラインの部品の生産順序を表す整数の順列を個体（解）として定義する。初期個体群（解集合）は，各ラインにおける部品の生産順序をランダムに並び替え，

©2026 IEE Japan

ランダムな整数の順列として生成した解によって構成する。交叉には順序交叉（OX 法）を，突然変異操作には 2 点の順序を入れ替える交換変異を導入する。選択方式は，ランダムに選ばれた候補から最良個体を選ぶトーナメント選択と最良解を保存するエリート選択を併用する。

＜3・2＞ 整数型 PBIL の適用方法　　各ラインにおける生産順序を表す整数の順列を解として定義し，これに対応する確率モデルとして，ラインiの部品jの生産順序を表す確率行列P_{ij}を定義する。初期化においては，全ての順序が等確率で選ばれるよう確率行列の全確率値を均等に設定する。確率行列をもとに解生成が行われ，世代ごとの最良解を用いて確率行列を更新する。また，確率行列の更新後に確率行列に対して，突然変異操作が行われる。

＜3・3＞ RTS の適用方法　　各ラインにおける生産順序を表す整数の順列を解として定義し，初期解は，各ラインにおける部品の生産順序をランダムに並び替え，ランダムな整数の順列を生成することで決定する。近傍生成においては，部品毎の生産順列の順序関係を局所的に入れ替える交換（Swap）操作を採用する。RTS では，探索状況に応じてタブー長を動的に増減させる Reaction 機能に加え，探索が停滞した際に，一定回数ランダムな近傍解を選択することにより探索空間を飛躍させる Escape 機能を導入する。

４．シミュレーション

＜4・1＞ シミュレーション条件　　ある実際の組立加工系工場の連続生産方式の部品組立工程の 1 日規模の生産計画に対し，GA と整数型 PBIL と RTS を適用し，比較を行った。以下に事前シミュレーションで決定したパラメータを示す。

(１) 共通パラメータ
　　試行回数：30 回

(２) GA のパラメータ
　　反復回数：100，個体数：100，交叉確率：0.4，突然変異確率：0.03，エリート保存数：2 個体

(３) 整数型 PBIL のパラメータ
　　反復回数：100，個体数：100，学習率：0.2，突然変異確率：0.05，突然変異量：0.04

(４) RTS のパラメータ
　　近傍の生成数：146 個，タブーリスト長の修正率：0.2，escape の閾値：30
　　目的関数値の評価回数が 10000 回になるように反復回数を調整した

(５) 生産計画のパラメータ
　　ライン数：4 ライン，ライン①の部品数：10 部品，ライン②の部品数：10 部品，ライン③の部品数：8 部品，ライン④の部品数：8 部品

シミュレーションソフトウェアは，Python 3.11.6 (Intel Core i9-14900K (3.20 GHz)) で開発した。

＜4・2＞ シミュレーション結果　　Table 1 に，整数型 PBIL の平均目的関数値を 100 とした場合の GA，整数型 PBIL，RTS の平均・最大・最小目的関数値及び標準偏差値と，各手法の平均計算時間を示す。Table1 より，整数型 PBIL の平均目的関数値，最大目的関数値，標準偏差は，他の 2 つの手法と比べて，最も良い値が得られていることが確認できる。特に，整数型 PBIL の平均目的関数値は，GA と比較して，約 8.70%優位であり，RTS と比較して，約 1.00%優位である。また標準偏差についても，整数型 PBIL は，GA と比較して，約 24.93%優位であり，RTS と比較して，約 37.51%優位である。このことから，部品組立工程を対象とした生産計画最適化において，整数型 PBIL は，他の 2 つの手法と比較して，安定して良い解が得られることを確認した。

５．まとめ

本論文では，実用的な生産シミュレータを用いて，部品組立工程を対象とした生産計画最適化への GA と整数型 PBIL と RTS の適用比較検証を行った。検証した結果，整数型 PBIL が 3 つの手法の中で最も安定的に良質な生産計画が立案可能であることを確認した。

今後は，実現場への適用を想定し，パラメータ設定が生産計画の質に及ぼす影響を明らかにするため，GA，整数型 PBIL，RTS に対して，各種パラメータを変動させて，その平均目的関数値の標準偏差から，ロバスト性を評価していく。

Table 1.　Average, the maximum, the minimum values and standard deviations of the objective function values, and average calculation time by the GA and the Integer Form PBIL and the RTS based methods.

Method	The GA based method	The Integer Form PBIL based method	The RTS based method
Ave.	109.53	**100**	101.01
Max.	112.73	**100.38**	106.83
Min.	104.83	97.80	**97.74**
Std.	1.98	**1.48**	2.37
cal. time[s]	54.78	56.86	53.80

文　献

(1) C. Gahm, et al.: "Energy-efficient scheduling in manufacturing companies: A review and research framework", European Journal of Operational Research, Vol.248, No.3, pp.744-757 (2016)
(2) M. N. Omidvar, et al.: "A Review of Population-Based Metaheuristics for Large-Scale Black-Box Global Optimization—Part I", IEEE Transactions on Evolutionary Computation, Vol.26, No.5, pp. 802-822 (2022)
(3) S. Tomi, et al.: "Bilevel Optimal Production Scheduling of Heating Furnaces with a Practical Production Simulator Using Integer Form of Population-Based Incremental Learning with an Initial Probability Matrix Setting Method and Local search with a Surrogate Model", Proc. of IEEE ICACI2025 (2025)
(4) 三菱電機株式会社ニュースリリース，https://www.mitsubishielectric.co.jp/news/2019/pdf/1023.pdf

©2026 IEE Japan

複数プラントの統合運用最適化への Modified Brain Storm Optimization の適用

田中　嵩人*　　福山　良和（明治大学）
浦部　治貴　　戸村　啓二（JFE エンジニアリング）

Optimal Planning of Multi-Plant Operation by Modified Brain Storm Optimization

Shuto Tanaka, Yoshikazu Fukuyama, (Meiji University)
Haruki Urabe, Keiji Tomura, (JFE Engineering)

１．はじめに

食品廃棄物や下水汚泥などの有機性廃棄物を嫌気性発酵することで、発生したメタンガスを燃料ガスとして有効利用できる(1)。我が国では，COP28 で採択された「2030 年までに発電容量を世界全体で 3 倍にする」という目標に向けて，再エネ比率 36～38%にするという目標を掲げている(2)。廃棄物を原料に生成したメタンガスをガスエンジン発電機の燃料として使用すれば，再生可能エネルギーの１つであるバイオマス発電を実現することができ，上記目標に貢献が可能となる。

実プラントの運転においては，発酵槽内の複雑な微生物反応や，メタン発酵プラントと排水処理プラントとの相互依存性，処理水質・設備能力等の制約を考慮し，排水処理プラントの制約を考慮しながらメタン発酵プラントでできるだけ多くのメタンガスが発生できるように最適な運転計画を立案する必要がある。最適な運転計画を立案するためには，メタン発酵プラント及び，排水処理プラントのシミュレータをブラックボックスとして利用した，ブラックボックス最適化を行う必要がある。ブラックボックス最適化には，各種進化計算の有効性が確認されており，進化計算を適用した最適運転計画手法を確立する必要がある。著者らの知る限り，メタン発酵プラントと排水処理プラントの両方のシミュレータを利用したブラックボックス最適化による最適運用に関する研究は存在しなかった。

本論文では，メタン発酵プラントと排水処理プラントを対象とした統合的な運用最適化を目的として，進化計算手法の一つである Modified Brain Storm Optimization (以下，MBSO) (3)を適用する。提案法の有効性は，メタン発酵モデルおよび排水処理モデルをシミュレータとして用いて，実プラントの運用解の目的関数と最適化によって得られた解の目的関数を比較することで検証する。

２．複数プラントの運用最適化の定式化

＜２・１＞プラントシミュレータ　　本論文では，現実の廃棄物処理プラントをもとに構築されたメタン発酵モデルおよび排水処理モデルをシミュレータとして用いる(4)。本シミュレータは，メタン発酵プラントと排水処理プラントの運転条件を設定でき，原料投入計画と処理条件を入力することで，プラント全体の収益，CO2 排出量を評価・出力することが可能である。

＜２・２＞決定変数　　決定変数は，i種類目の有機廃棄物の１日の投入量$(x_i:\ i=1,\dots,N_T)$とk種類目の曝気設備の１日の曝気風量$(y_k:\ k=1,\dots,N_A)$と総薬品注入量(z)となる。ここで，N_Tは有機廃棄物の種類，N_Aは曝気設備数である。

＜２・３＞目的関数　　以下に，目的関数を示す。

$$\max\left(w_1\times Pro(x_i,y_k,z)-w_2\times \mathrm{CO2}(x_i,y_k,z)-w_3\times Penalty(x_i,y_k,z)\right)\dots..(1)$$

ここで，$Pro(x_i,y_k,z)$：対象期間の全収益，$\mathrm{CO2}(x_i,y_k,z)$：対象期間の全 CO_2排出量，$Penalty(x_i,y_k,z)$：制約違反に対するペナルティ項，w_1,w_2,w_3：重み係数

＜２・４＞制約条件　　制約条件は，原料投入量合計制約や処理水質基準制約などがあり，ブラックボックスであるシミュレータ内で表現されている。

３．複数プラントの MBSO による統合運用最適化

＜3・1＞MBSO の概要　　MBSO (3)は，群知能に基づく進化計算手法である Brain Storm Optimization を改良した最適化アルゴリズムの一種であり，多様な工学的および数理的問題に対して有効性が報告されている。MBSO では，探索の多様性と収束性の両立を図るため，Fig.1 のように各個体に対して乱数に基づく分岐処理を行い，その結果に応じて更新式を選択する仕組みを導入している。以下に，個体を更新する際に適用される式を示す。

$$Y_{id}^{t}=rand(L_d,H_d)\quad(rand(0,1)<P_r)\dots\dots(2)$$

$$Y_{id}^{t}=X_{id}^{t}+rand(0,1)\times(X_{ad}-X_{bd})(rand(0,1)\geq P_r)\dots(3)$$

$$X_{id}^{t}=R\times X_{jd}^{selected1}+(1-R)\times X_{kd}^{selected2}\dots\dots(4)$$

ここで，Y_{id}^{t}：反復回数 t 回目の i 番目の一時的な更新個

©2026 IEE Japan

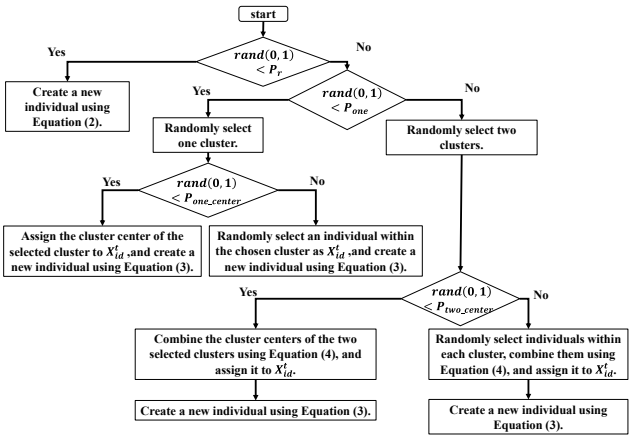


Fig.1 An Individual Generation Algorithm of MBSO

体の決定変数 d の値，$rand(L_d, H_d)$: 個体 i の決定変数 d の最小値L_d，最大値H_d間の一様乱数，P_r : 更新式を選択するパラメータ，X_{id}^t : 反復回数 t 回目の更新前の個体 i の決定変数 d の値，X_{ad}, X_{bd} : 現在の個体の中からランダムに選択された２つの個体の決定変数 d の値，$X_{jd}^{selected1}, X_{kd}^{selected2}$: 現在の個体の中からランダムに選択された２つの個体 j と k の決定変数 d の値か，ランダムに選ばれた２つのクラスタ内のクラスタセンター

＜３・２＞複数プラントの MBSO による統合運用最適化のアルゴリズム

Step. 1　初期個体の生成：一様乱数を用いて N個の初期解を生成する。反復回数を t=1 と設定し，シミュレータを用いて目的関数を計算し，その時点で最良の目的関数値を与える解を最良解とする。

Step. 2　クラスタリング：Simple Grouping Method を適用し，N 個の個体を K 個のクラスタに分割する。各クラスタ内で目的関数値が最も高い値を持つ個体を，そのクラスタセンターとして選定する。

Step. 3　クラスタセンターの変更：$rand(0,1) < P_replace$ が満たされる場合，ランダムに選んだクラスタについて，その中心個体をクラスタ内部の別の個体と入れ替える。

Step.4　候補解の生成：Fig.1 に示す個体生成アルゴリズムに基づいて，新たな候補解を構築する。

Step. 5　選択：生成した一時個体と更新前の個体について目的関数値(3)式を用いて計算し，より良い値を示した個体を次世代に残す。

Step. 6　最良解の更新：全ての個体が更新された後に得られた最良解が，現在の最良解よりも優れていれば，その解で現在の最良解を置き換える。

Step. 7　終了判定：反復回数 t が最大反復回数 T に到達した場合は Step. 8 に進み，到達していない場合は Step. 2 に戻る。

Step. 8　運用解の確定：現在保持している最良解を運用解として出力する。

４．シミュレーション

＜4・1＞シミュレーション条件　　メタン発酵モデルおよび排水処理モデルをシミュレータとして用いて，実プラントの運用解の目的関数と，MBSO による最適化によって得られた解の目的関数を比較検証する。シミュレーション及び，目的関数のパラメータを以下に示す。

$w_1: 0.95$，$w_2: 0.05$，$w_3: 95$

MBSO のパラメータを以下に示す。

個体数:100，反復回数:50，試行回数:30，クラスタ数:4，

$P_r: 0.01, P_{replace}: 0.1, P_{one}: 0.5, P_{one_center}: 0.5, P_{two_center}: 0.5$

＜4・2＞シミュレーション結果　　Table1 に，実プラントの運用解の目的関数値を 100 とした場合の，MBSO による最適化を行った際の目的関数値の平均値，最大値，最小値，標準偏差を示す。

Table 1 より，提案法である MBSO による最適化によって得られた目的関数値の平均値，最大値，最小値が，実プラントの運用解の目的関数値と比較して良質な解が得ていることが確認できた。

5. まとめ

本論文は，メタン発酵プラントと排水処理プラントを対象とした統合的な運用最適化を目的として，進化計算手法の一つである MBSO を適用した。提案法の有効性は，メタン発酵モデルおよび排水処理モデルをシミュレータとして用いて，実プラントの運用解の目的関数と，MBSO による最適化によって得られた解の目的関数を比較することで検証した。

今後は，計算時間短縮のためのサロゲートモデル導入や，より良い解を得るための MBSO の改良や，様々な進化計算手法の適用を行う。

Table 1.　Average, the maximum, the minimum, and a standard deviation of the objective function values by the proposed MBSO based method, normalized based on the actual plant operation.

	Ave.	Max.	Min.	Std.
MBSO	137.037	138.357	134.364	1.620

文　献

(1) 一般社団法人日本有機資源協会:「メタン発酵バイオガス発電に関わる情勢」経産省第88回調達価格等算定委員会 資料 11(2023)

(2) 経済産業省資源エネルギー庁 :「2030 年度におけるエネルギー需給の見通し（関連資料）」第 6 次エネルギー基本計画（令和 3 年 10 月）

(3) Zhi-hui Zhan, Jun Zhang, Yu-hui Shi, and Hai-lin Liu, “A Modified Brain Storm Optimization,” Proc. of IEEE WCCI (2012).

(4) 功刀 亮・河野敬行・戸村啓二 :「データ同化による廃棄物処理プラントのデジタルツイン」, JFE 技報, No.50, pp.8-13（2022）

©2026 IEE Japan

深層学習を用いたサロゲートモデルによる蓄電池最適運転計画

河村　勉*（叡啓大学）

Battery Optimal Operation Planning Using a Deep Learning-Based Surrogate Model

Tsutomu Kawamura (Eikei University of Hiroshima)

１．まえがき

近年，カーボンニュートラルの実現に向けて，ビルや工場などの需要家では，省エネルギーおよび CO_2排出量削減のため蓄電池の導入が進んでいる。また，多数の需要家の調整力を束ねるアグリゲータでは，電力需要や太陽光発電量を予測して，蓄電池などの分散エネルギーリソースの最適運転計画を高速に立案することが求められている。このような運転計画の高速化に向けた従来手法として，畳み込みニューラルネットワーク（CNN）を用いて最適化計算の入出力関係を近似するサロゲートモデルが報告されている[(1)]。本報告では，需要家の蓄電池の最適運転計画を対象に，深層学習の各種手法を活用したサロゲートモデルを用いて，推定精度を比較検証した結果を報告する。

２．深層学習を用いたサロゲートモデル

＜2・1＞解析対象　　太陽光発電(PV)と蓄電池を有する需要家における蓄電池の最適運転計画を対象とする。電力需要は，関東地方の金融・保険業のビルの電力需要データを用いた[(2)]。PV 発電量は，東京気象台における日射量の実績値[(3)]に基づいて想定した。電力価格は，日本卸電力取引所のスポット市場の東京エリアプライス[(4)]を用いた。

＜2・2＞定式化　　サロゲートモデルの教師データを生成するため，蓄電池の最適運転計画を，混合整数線形計画法（MILP）を用いて計算した[(5)]。需要家は，電力需要を賄うため PV 発電を利用し，不足する電力を電力市場から購入する。購入電力料金を最小化するため，蓄電池の最適運転計画問題を以下のように定式化した。

①制御変数

・Pbd(t)：蓄電池の放電，Pbc(t)：蓄電池の充電

②制約条件

・需給バランス：$Ppv(t) + Pbuy(t) \geq Pdmd(t) - Pbd(t) + Pbc(t)$

・蓄電池残量：$S(t) = S(t-1) - Pbd(t)/kbd + kbc\ Pbc(t)$

・購入電力：$0 \leq Pbuy(t) \leq Pc$

・蓄電池の放電：$0 \leq Pbd(t) \leq Pbdmax$

・蓄電池の充電：$0 \leq Pbc(t) \leq Pbcmax$

・蓄電池残量：$0 \leq S(t) \leq Smax$

③目的関数（電力料金の最小化）

・$U = \Sigma t\ Cp(t)\ Pbuy(t)$

ここで，各記号の意味は以下の通りである。

Pdmd：電力需要，Ppv：太陽光発電，Pbuy：購入電力，Pc：契約電力，Pbdmax：放電最大出力，Pbcmax：充電最大出力，kbc：充電効率，kbd：放電効率，Cp：電力価格，t：時刻 (0, 1,…, 23)。

最適化計算の条件を以下に示す。

表 1 最適化計算の条件

Table 1. Conditions for optimization calculations

項目		仕様
蓄電池	容量	400 kWh
	定格放電出力	80kW
	定格充電出力	80kW
	放電効率	0.95(-)
	充電効率	0.95(-)
太陽光発電	定格出力	80kW
購入電力	契約電力	100kW

＜2・3＞サロゲートモデル　　本研究では，蓄電池の最適運転計画を高速に推定するサロゲートモデルとして，MLP（多層パーセプトロン），CNN，LSTM（長短期記憶），双方向 LSTM，Transformer の 5 種類の深層学習モデルを対象とした。各モデルの学習条件（表 2）は共通とし，ネットワーク構造（表 3）の違いによる推定精度を比較した。

表 2 各サロゲートモデルに共通の解析条件

Table 2. Common analysis conditions for surrogate models

項目	仕様
学習期間	2013-02-01～2014-01-24
検証期間	2014-01-25～2014-01-31
入力変数	正味需要（需要 − PV），電力価格，電力価格順位，時刻（sin, cos），曜日，祝日
出力変数	蓄電池充放電電力（-80～80 kW）
時系列長	24 時間（1 日）
入力正規化	Min - Max 正規化
出力正規化	定格出力 Pmax による正規化
損失関数	平均二乗誤差（MSE） ＋ SoC 制約ペナルティ
最適化手法	Adam

©2026 IEE Japan

表３ 各サロゲートモデルのネットワーク構造

Table 3 Network structure of surrogate models

サロゲートモデル	ネットワーク構造
MLP（多層パーセプトロン）	・24 時間の入力系列を Flatten 層で一次元化 ・3 層の全結合層（256→128→64） ・時系列の非線形な入出力関係を学習
CNN（畳み込みニューラルネットワーク）	・時間方向の特徴を CNN により多段階で抽出 ・dilated Conv（dilation = 1, 2, 4）により長時間の時間依存性を考慮 ・再帰構造を用いず全時刻の出力を並列計算
LSTM（長短期記憶）	・過去の情報を保持しつつ逐次処理 ・2 層 LSTM による時系列モデル ・時系列構造を保持したまま各時刻の出力を逐次生成
双方向 LSTM（双方向長短期記憶）	・過去および将来の時間情報を同時に利用 ・2 層双方向 LSTM（128→64）による時系列モデル ・系列全体を参照し，日内パターンを高精度に再現
Transformer（トランスフォーマ）	・自己注意機構により全時刻間の関係を同時に捉える構造 ・2 層 Transformer Encoder（d_model=128，8 heads） ・再帰構造を用いず，全時刻を並列に処理して出力を生成

３．サロゲートモデルによる蓄電池の充放電推定結果

検証期間の代表日（2014-01-31）における蓄電池充放電の最適化計算結果を図１，各サロゲートモデルによる蓄電池充放電の推定結果を図 2，各サロゲートモデルの決定係数 R^2 を表 4 に示す。

表４ 各サロゲートモデルの推定精度

Table 4. Estimation accuracy of surrogate models

モデル	MLP	CNN	LSTM	双方向 LSTM	Transformer
決定係数 R^2	0.588	0.936	0.715	0.957	0.945

蓄電池充放電の最適化計算結果において，早朝の電力価格が低い時間と PV 発電余剰が発生する時間に充電し，電力価格が高い時間に放電することによりコスト最小の運転計画を立案している。

サロゲートモデルによる推定結果において，MLP は時間方向の相互関係を明示的に学習できないため，充放電の推定精度は低い。LSTM は過去の情報を保持しつつ逐次処理を行うため，MLP に比べて推定精度は向上しているが，将来の情報を考慮していないため，早朝の充電の推定精度が低い。CNN，双方向 LSTM，Transformer は，長時間の時間依存性を活用できるため，高精度な推定が可能となったが，これらのモデル間で大きな性能差は確認されなかった。

以上より，時間方向の最適化が必要な蓄電池充放電のサロゲートモデルとしては，CNN，双方向 LSTM，Transformer が有効であることを確認した。今後は，複数日にわたる最適運転計画を対象とし，より長期の時間依存関係を考慮した場合の各モデルの性能差について検討する予定である。

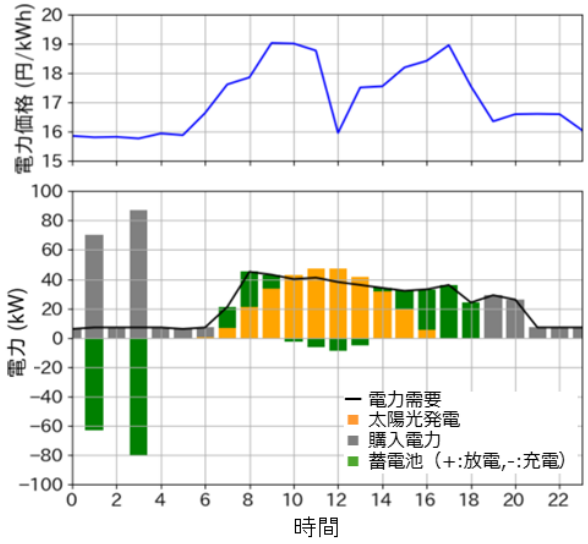


図1 蓄電池充放電の最適化計算結果

Fig. 1. Optimization results of storage battery operation

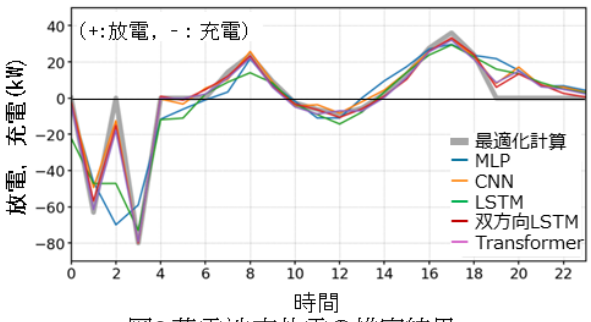


図2 蓄電池充放電の推定結果

Fig. 2. Estimation results of storage battery operation

謝辞

本研究は，日本学術振興会 科学研究費助成事業 基盤研究（C）（課題番号：JP25K07719）の支援を受けて実施された。

文　献

(1) T. Ono, T. Kawamura, and R. Nakamura: IEEJ Trans. Electr. Electron. Eng., vol.16, no.10, pp.1319–1327 (2021)

(2) 一般社団法人 環境共創イニシアチブ：EMS OPENDATA, B11000074.csv

(3) 気象庁：過去の気象データ・ダウンロード

(4) 日本卸電力取引所（JEPX）：スポット市場約定価格

(5) S. D. Mitchell: PuLP: Python Linear Programming Modeler (2020)

©2026 IEE Japan

バッチ予測制御による再エネ併設蓄電池を用いたインバランス抑制手法

丹下　吉雄*，佐藤　智希，神通川　亨（富士電機）

Imbalance Suppression Method Using Battery Equipped with Renewable Energy by Batch Predictive Control

Yoshio Tange, Tomoki Sato, Toru Jintsugawa (Fuji Electric Co., Ltd.)

１．はじめに

電力需給バランスを維持し，系統の安定性を確保するため，計画値同時同量制度（別称インバランス制度）が設けられている。FIP 制度や自己託送，オフサイト PPA に参加する発電事業者は，インバランス料金を負担する義務があり，その料金は通常，各コマ(30min)における調整力の限界的な kWh 価格ないしは需給ひっ迫時補正インバランス料金の高い方によって決まる [1]。

発電事業者の収益向上のためには，インバランスを抑制し，出力抑制も回避することが理想であり，そのために併設蓄電池を活用する方法が採用されている。ただし，蓄電池は充放電のサイクル数の増加に応じて劣化し，蓄電池や PCS の内部損失も充放電量に伴って増加するため，極力無駄な充放電を避けることが望ましい。

本稿では，再エネ併設蓄電池について，再エネの出力変動に対応しつつ，極力無駄な充放電を避けながら，インバランスを抑制する手法を提案する。

２．問題設定と提案手法

＜2・1＞問題設定　　図 1 に問題設定を示す。太陽光パネル（PV）と併設された蓄電池（BT）により，系統に電力が供給される。PV の出力 *PVout* と BT の出力 *BTout*(＋は放電，－は充電)の合計が系統への総出力 *y* となる。

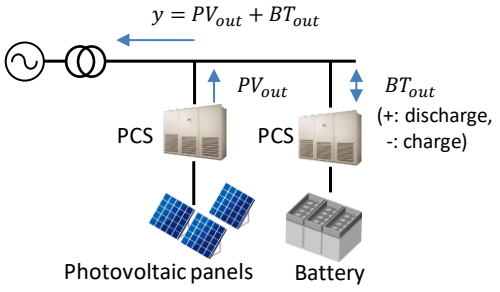


図 1 再エネ併設蓄電池システム
Fig.1. Battery system equipped with renewable energy sources.

図 2 にインバランスの概要を示す。1 コマ(長さ *T*=30min)ごとに予め約定したコマ発電量目標値 *SVint* が計画され，瞬時の有効電力 *y* をコマごとに積算した値 *ytmp* が *SVint* に一致するように BT の充放電が制御される。コマ終了時点で生じる *SVint* と *ytmp* の差 *E* がインバランスであり，その電力量(kWh)に応じたインバランス料金が後に精算され，発電事業者が一般送配電事業者に支払う必要がある。また，インバランス料金の価格はスポット市場価格と 1 時間前市場の平均価格に所定の係数を乗じた値で決まるほか，需給ひっ迫時にはさらに加算された価格が用いられる。

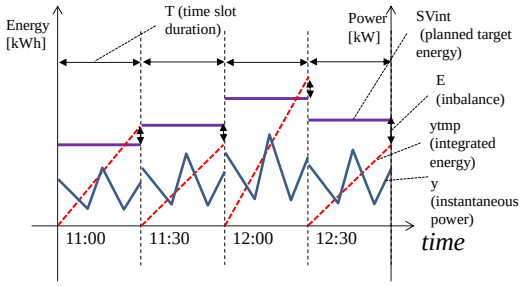


図 2 インバランスの例
Fig.2. Example of imbalance.

蓄電池 BT の制御目的はインバランス *E*(=*SVint-ytmp*)の絶対値をできるだけ 0 に近づけることである。一方，蓄電池の容量や PCS の容量には制約があり，大きな設備を導入すれば設備コスト負担が増加する。また，PCS 定格に対して微小な充放電を繰り返すことは効率が悪く，蓄電池の充放電量が増えすぎると劣化が加速するという課題がある。

よって，限られた蓄電池容量・PCS 容量の範囲で，可能な限りインバランスを抑制しつつ，不必要な充放電量を削減する，という制御が必要になる。

＜2・2＞従来法と提案法　　図 3 に従来法の例を示す。PV 出力と BT 出力の合計値 *y* を *SVint*/*T*（平均電力）と比較し，積分制御によって *BTout* を演算する。ただし，コマ開始ごとに積分項はリセットし，出力の不感帯および上下限制約を意味する DB/Limit を設ける。不感帯は PCS の効率が低下する微小な充放電を避けるために，上下限制約は PCS 容量制約や蓄電池の許容 C レートに対応して設けている。

また，図 4 に提案するバッチ予測制御（Batch Predictive Control）のブロックを示す。図 3 の従来法の制御ブロックをマイナーループとして上位に目標値を設定するためのブロック（Batch Predictive Control）をメジャーループとして

©2026 IEE Japan

設けている。また，ノイズを低減するため制御量に対する低域通過フィルタ *F*(*s*)を追加している。提案法はモデル予測制御の考え方をバッチ単位に援用し，コマ単位での追従性の向上を目的とする。

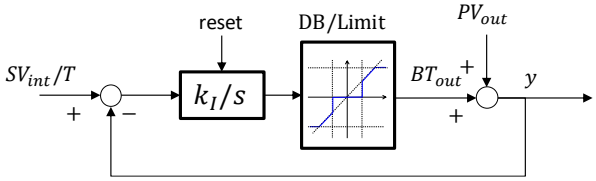


図 3 従来法（I 制御）
Fig.3. Conventional method (I-Control).

発電量目標値 *SVint* と総出力 *y* の直近のコマ開始時点から現時刻 *t* までの積算値との差をコマ終了時点 *Tend* までの残り時間 *Tend-t* で除算した値をマイナーループの目標値として設定することにより，現在までの進捗とバッチ期間（1 コマ期間）の残りに応じて都度適切な目標値を予測し，不必要な充放電を出来るだけ避ける。また，初期および終了間際に目標値が急変動するのを抑制するため，ホールド要素 HLD を加えている。

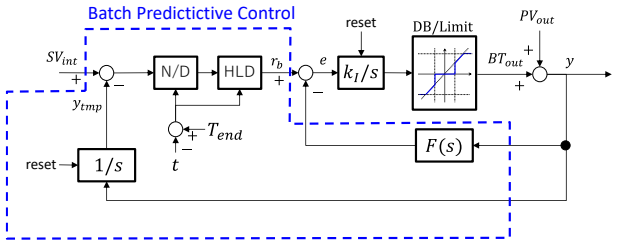


図 4 提案法（バッチ予測制御）
Fig.4. Proposing method (Batch predictive control).

3．シミュレーション結果

シミュレーションによる評価を行った。評価条件として，*PVout* は 10～25[MW]の間で変動する値とした。*BTout* は-7～7[MW]までの上下限制約と，-3～+3[MW]までの不感帯を設定した。従来法（I 制御）と提案法のマイナーループの積分ゲイン *kI* は異なるが，似たような挙動となるように調整した。

図 5 に従来法（I 制御）と提案法の結果を示す。1 段目は *PVout*, *BTout* を，2 段目は充放電に関して，*BUse+*は放電量，*BUse-*は充電量，*BUse* は充放電量を，3 段目は *SVint*, *ytmp* および *BUse* を示す。左は従来法，右は提案法である。

PVout の変動に合わせて，*BTout* は充放電を細かく行っている。*BUse+*はあまり増加していない一方，*BUse-*は段々と積み上がっている。*ytmp* は徐々に増加し，コマ終了時点では *SVint* にほぼ一致している。

表 1 に，無制御・従来制御・提案法での，インバランス量と蓄電池充放電量を比較した結果を示す。無制御(No Ctl)の場合は，*ytmp* は 9.122[MWh]となり目標値 8[MWh]を超過し，インバランスが 1.122[MWh]発生するが，従来法(I-Ctl)では-0.016[MWh]，提案法(BPC)では 0.002[MWh]まで抑制できている。一方，充放電量は従来法では 1.3838[MWh]，提案法では 1.2461[MWh]となっており，提案法の方が約 10%充放電量が少ない。充放電量の内訳をみると，提案法の方が放電を抑制しており，結果として無駄な充放電を削減できていることが分かる。

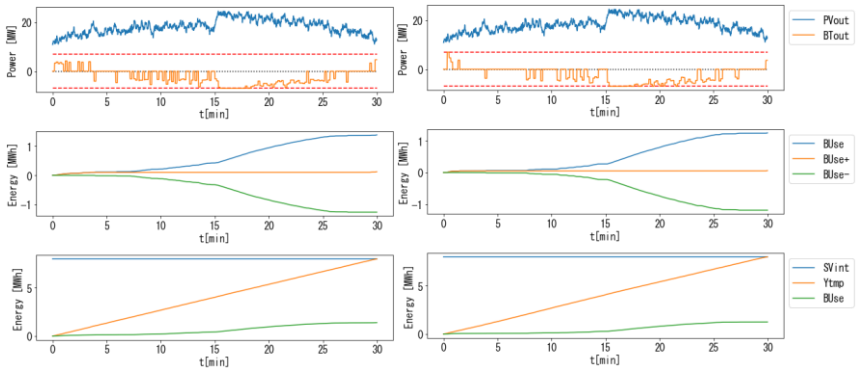
表 1 評価結果
Table 1. Evaluation result.

	Total Gen. [MWh]	Target [MWh]	**Imbalance** [MWh]	**Bat. Use** [MWh]	Bat. Discharge [MWh]	Bat. Charge [MWh]
No Ctl	9.122	8	**1.122**	0	0	0
I-Ctl	7.984	8	-0.016	1.3838	0.1234	1.2604
BPC	7.998	8	**-0.002**	**1.2461**	0.0615	1.1846

なお，従来法（I 制御）の積分ゲイン *kI* を 0.5 倍や 2 倍に変更したところ，インバランス量が悪化したり，充放電量が悪化したりしたため，提案法より改善する傾向とはならなかった。

文　献

(1)電力・ガス取引監視等委員会：インバランス料金制度等について(2022)



(a) conventional method (I-Ctl)　(b) proposing method (BPC)

図 5 シミュレーション結果
Fig.5. Simulation result.

©2026 IEE Japan

需要家電力量データに基づく蓄電池の運転状態推定に関する検討

三浦　輝久*(電力中央研究所)，松田　勝弘（東北電力）

Estimation of Battery Charging and Discharging States Using Residential Energy Data

Teruhisa Miura (Central Research Institute of Electric Power Industry),
Katsuhiro Matsuda (Tohoku Electric Power Co., Inc.)

１．はじめに

再生可能エネルギーの普及に伴い、家庭用蓄電池は自家消費率の向上や需給調整において重要度が高まっている。蓄電池の運転状態（充電・放電・停止）を把握できれば、以下のような多面的な応用が期待できる。

- 系統運用への活用:分散した蓄電池群の充放電挙動を把握することで､配電系統の電圧変動予測や逆潮流抑制に有効である。
- デマンドレスポンス制御:各家庭の蓄電池動作を推定することで､ピークカットおよび需給調整力の適切な制御が可能となる。
- 設備診断・予兆検知：充放電回数の偏りを捉えることで、劣化や故障の兆候を早期に見つけられる。
- 政策・普及効果の評価：地域単位での蓄電池稼働状況を統計的に推定することで､導入効果や普及状況の把握が可能になる。

しかし、従来の研究や実運用では、蓄電池システムから直接出力される制御信号や電力計測データを必要とし、広範囲の家庭へ適用するにはハードルが高かった。

そこで本研究では、既設のスマートメータ等で取得される需要家電力量データ（買電／売電）に気象・カレンダー情報を組み合わせ、追加計測なしで蓄電池の運転状態を推定する手法を検討する。本手法は、外部から取得可能な計測インフラのみを用いるため、非侵襲・低コストに蓄電池の挙動推定を実現でき、分散エネルギーリソース（DER）管理への展開が期待される。

２．先行研究

電力量データを活用した研究は幅広く、需要予測［1］、家電動作検出（NILM）［2］、EV 充電イベント検出［3］など多様な応用が報告されている。また、太陽光発電（PV）に関する Behind-the-Meter（BTM）発電分離では、正味電力量から PV 発電量を推定する手法［4,5］や、蓄電池容量を推定するモデル［6］などが提案されている。

しかし、蓄電池の「充電」「放電」「停止」という 3 状態を分類的に推定する研究は見当たらない。また、EV 充電や家電検出［7］では、特定機器の ON/OFF といった単方向の動作識別が中心であり、双方向に動作する蓄電池の状態分類とは性質が異なる。

以上の背景から、需要家電力量データのみを使い、蓄電池の 3 状態を教師あり学習により分類する手法は新規性が高いと言える。

３．実験方法と結果

＜3・1＞使用データ　　本研究に利用したデータは、6 軒の需要家の消費電力量 30 分値のデータ 1 年分である。

- 目的変数：蓄電池の状態（「充電」、「放電」、「停止」）。充放電量から、目的変数を作成した。各需要家の 1 日ごとの平均充放電量の分布は Fig. 1 の通り。3 状態の分布は､Table 1 の通り。平均値を見ると、毎日同じような動作をしているようにみえるが、実際には日々動作が異なっている。需要家 1 の日々の充放電量を示したのが Fig.2 である。
- 特徴量：消費電力量 30 分値に、その差分と、2 次差分を特徴量として加えた。さらに気温と全天日射量を特徴量とした。また、カレンダー特徴量として、曜日、休平日、時間、午前午後、昼夜を追加した。

＜3・2＞評価方法　　6 軒の実測データを用い、各需要家をテストとして交互に評価する leave-one-out により機械学習手法の性能を評価した。ハイパーパラメータを探索し、最適な結果のみ表示している。性能評価は、正しく分類した事例の割合である精度 (accuracy) で行った。

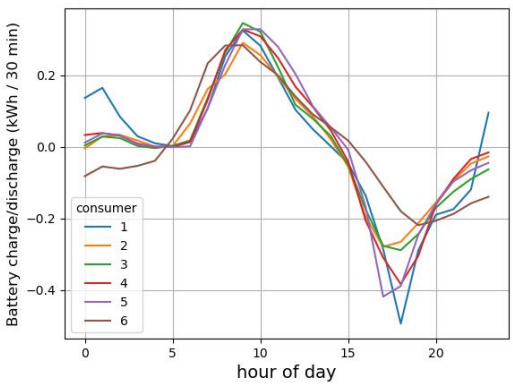


Fig. 1 Mean Usage of each customer's Battery

©2026 IEE Japan

Table 1. Battery State Distribution

Consumer	State (hours)		
	Charging	Discharging	Idle
1	5,236	5,357	6,970
2	4,542	4,718	8,303
3	4,284	4,603	8,676
4	4,592	3,699	9,272
5	4,447	3,890	9,226
6	5,637	7,451	4,475

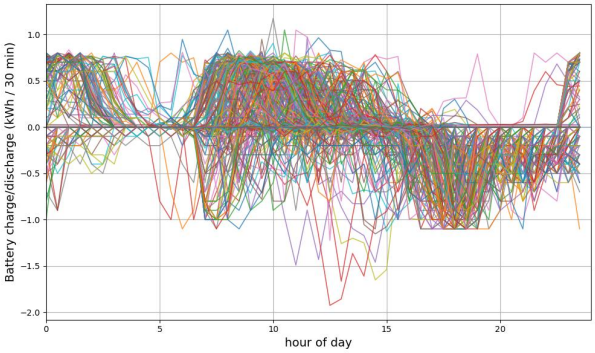


Fig. 2 Daily Usage of Battery of Consumer 1

Table 2 Experimental Results

Model	Accuracy (%)
Light GBM	81.02
XGB	80.98
Random forest	80.70
SVM (RBF)	78.50
KNN	77.52
Logistic Regression	72.67
SVM (linear)	71.74

＜3・3＞比較実験　Table 2 に示すような手法を適用し、精度を比較した。Light GBM が最も精度が高く、81.02%である。ある 1 日の実測と予測の結果を Fig. 3 に示す。

＜3・4＞学習に必要なデータ量　実用上は、6 需要家の蓄電池の利用データを 1 年間収集するのは、負担が大きい。そこで、学習に用いるデータ量と精度の関係を確認した。Fig. 4 に結果を示す。100 回の試行の平均で、エラーバーは標準偏差である。図から、30 日程度のデータがあれば、精度 71%程度で、蓄電池の状態を推定できることがわかる。

４．まとめ

本研究では、電力量データから、蓄電池の運転状態（「充電」「放電」「停止」）を推定する手法を検討した。蓄電池出力や太陽光発電などの個別計測データを利用せず、外部から取得可能な電力量データに加え、気温、全天日射量、カレンダー特徴を用いることで、3 状態分類を実現した。ロジスティック回帰・ランダムフォレスト・SVM といった機械学習手法を比較し、一定の精度で状態推定が可能であることを確認した。

今後は、訓練データの拡充や蓄電池固有の後処理を導入することで推定精度の向上を図る。また、得られた推定結果を地域単位で集約することにより、分散蓄電池群の挙動推定や需給制御計画に展開できる可能性がある。さらに、推定された状態情報をリアルタイム制御システムに統合すれば、需要家群全体の蓄電池運用最適化や配電系統の安定化支援にもつながると考えられる。

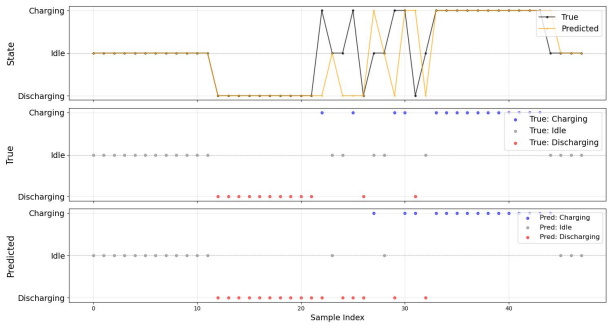


Fig. 3 Predicted Battery States

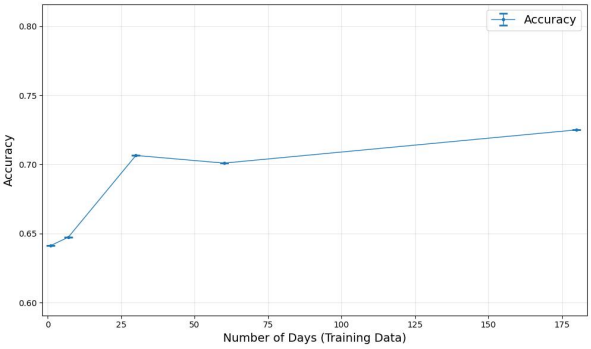


Fig. 4 Learning Curve

(1) P. Ma et al.: Review of Family-Level Short-Term Load Forecasting and Its Application in Household Energy Management System, Energies, 16(15), 2023.

(2) G. Batra et al.: Non-intrusive load monitoring: Review and applications, Energy and Buildings, 2021.

(3) Y. Gao et al.: Inferring EV charging patterns from household electricity data, Applied Energy, 2024.

(4) F. Bu et al.: Detection and estimation of behind-the-meter PV generation from electricity data, Energy & Buildings, 2022.

(5) Y. Chen et al.: A Data-Efficient Approach to Behind-the-Meter Solar Generation Disaggregation, arXiv:2105.08122, 2021.

(6) J. Tang et al.: Residential battery sizing model using net meter energy data, Applied Energy, 2019.

(7) F. Petralia et al.: Appliance detection using very low-frequency electricity data, arXiv:2305.10352, 2023.

©2026 IEE Japan

調整力の区間あたりのΔSOCを日次調整したハイブリッド蓄電システムの寿命均等化法

馬渕　聖也*，芳賀　仁（静岡大学），添田　拓巳(東京科学大学),
辻　晋司（ヤンマーホールディングス株式会社）

Lifetime Equalization Method for a Hybrid Energy Storage Systems
Using Daily Adjustment of ΔSOC per Time interval for Regulation Service

Seiya Mabuchi, Hitoshi Haga (Shizuoka University), Takumi Soeda(Institute of Science Tokyo),
Shinji Tsuji(Yanmar Holdings Co.,Ltd.)

１．はじめに

近年,需要家側エネルギーマネジメントシステム(HEMS)では，太陽光自家消費，ピークカット，および調整力提供など，複数用途に対応可能な蓄電池併設システムへの要求が高まっている。このような用途に対し，エネルギー型電池とパワー型電池を組み合わせたハイブリッド蓄電システム（HESS）は，用途に応じた電池の使い分けが可能な構成として注目されている。太陽光発電併設システムを対象とした先行研究では，ピークカットや出力平準化などの複数用途に対して，リン酸鉄リチウムイオン電池（LFP）とチタン酸リチウムイオン電池（LTO）から構成されるHESSにおいて,出力分割による運用手法が提案されている(1)。一方で，LTO の使用頻度増加に伴う劣化進行の偏りについては十分に議論されていない。一般に，リチウムイオン電池のサイクル劣化は等価フルサイクル数（EFC）で劣化挙動が整理可能であり，DOD 条件による影響は存在するものの，EFC は劣化進行を表す代表的な評価指標として用いられている(2)。以上を踏まえ，本稿ではLFPおよびLTOから構成されるHESSを対象とし，LTOのコマあたりSOC変化量を日次調整することで，電池間のEFC配分を調整し，劣化偏差を抑制する運用手法を提案する。さらに，1年間のシミュレーションにより本手法の有効性を検証する。

２．システム構成と用途別動作

HESSの構成を図1，表1に示す。EOLは各電池のサイクル寿命である。本稿では，1日を30分間隔の時間コマに分割し，各コマにおいて余剰電力の充電，ピークカット，または調整力のいずれの用途に対応するか決定する。どの用途にも対応しないコマでは，以降の運用に備えたSOC調整を行う。この運用方針に基づいた各用途でのLFPとLTOでの充放電動作を次に示す。

＜2・1＞　余剰電力の充電　　余剰電力 $P_{sur}(t)$が発生した場合，LFP は定格出力以下の電力を上限容量に達するまで充電する。一方，LTOは高日射時などに発生するLFPの定格出力超過分の余剰電力を充電する。各電池への充電電力は以下の式で与えられる。

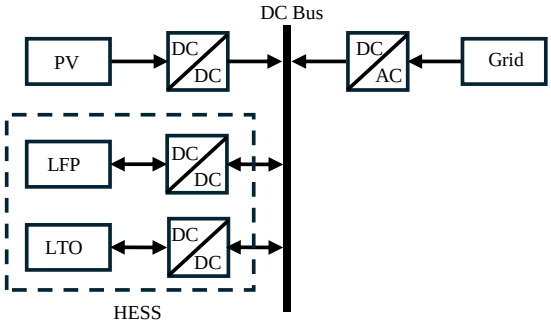


図 1 HESS 構成

Fig.1. System configuration of HESS

表 1　蓄電池諸元

Table1　Battery Parameters

Battery Type	LFP	LTO
Nominal Capacity[kWh]	261	29.8
Nominal Power[kW]	130	106
EOL[times]	5,686	29,880

$$P_{LFP}(t)=\min(P_{sur}(t),P_{LFP_nom}) \quad (1)$$

$$P_{LTO}(t)=\min(P_{sur}(t)-P_{LFP}(t),P_{LTO_nom}) \quad (2)$$

＜2・2＞　ピークカット　　ピークカットでは,各コマに必要な放電電力量を前日に予測し，コマ番号 k に対して必要電力量 $E_{req}(k)$を算出する。各電池の放電電力量は，日次で設定されたLTOのSOC変化量ΔSOC_{ref}に基づき，以下のように決定する。ここでC_{LTO}はLTOの定格容量である。

$$E_{LTO}(k)=\min(E_{req}(k),\ \Delta SOC_{ref}\cdot C_{LTO}) \quad (3)$$

$$E_{LFP}(k)=E_{req}(k)-E_{LTO}(k) \quad (4)$$

＜2・3＞　調整力　　本稿では，調整力指令としてPJM周波数調整市場で用いられるRegDを用いる。RegDは蓄電池

©2026 IEE Japan

の調整力追従評価で広く用いられている[3]。調整力提供時には，コマ k 開始時の LTO の SOC を基準とし，SOC 変動幅が $\Delta SOC_{ref}/2$ に達するまでは LTO が単独で調整力信号に追従する。以下の条件が成立した場合，それ以上 LTO の SOC を変動させないよう，調整力応答を LFP に切り替える。

$$|SOC_{LTO}(k) - SOC_{LTO}(t)| \geqq \Delta SOC_{ref}/2 \quad (5)$$

これにより，LTO における調整力対応時のコマあたり SOC 変動幅を ΔSOC_{ref} 以下に制限する。

３．提案手法

＜3・1＞　残寿命指標　　本稿では，電池の推定残寿命を EFC に基づく指標として以下のように定義する。

$$L = 1 - EFC/EFC_{EOL} \quad (6)$$

ここで，EFC_{EOL} は各電池の寿命到達時の EFC である。L は電池の残寿命を 0~1 で正規化した無次元指標であり，EFC は日次運用により更新される累積値として各日の終了時点の値を前日時点で予測して評価する。

＜3・2＞　ΔSOC_{ref} の日次調整　　LTO の ΔSOC_{ref} は以下の候補集合から日次で選択する。

$$D = \{0.0, 0.1, \cdots, 0.8\} \quad (7)$$

各候補 $d' \in D$ について $\Delta SOC_{ref} = d'$ と仮定し，1 日分の運用を模擬することで，電池間の残寿命差が最小となる ΔSOC_{ref} を決定する。この操作を 365 日繰り返すことで，太陽光発電量や需要，および電池の残寿命状態に応じて ΔSOC_{ref} が動的に選択され，EFC の配分が調整される。

４．シミュレーション結果

季節（春夏秋冬）と天候（晴・曇・雨）を組み合わせた 12 パターンを，晴 6 日，曇 3 日，雨 1 日からなる 10 日周期として構成し，1 分粒度の PV 発電量、需要データを用いて 1 年間のシミュレーションを行った。調整力は 2 秒粒度の RegD 信号で模擬した。提案法では日次で ΔSOC_{ref} を調整する一方，従来法では $\Delta SOC_{ref} = 0.8$ に固定した。

＜4・1＞　代表日の動作　　図 2，3 に秋季の曇天日を例として，24 時間の電池出力および SOC 変動を示す。提案法では最適化された ΔSOC_{ref} により，ピークカットや調整力対応時の LTO の SOC 変動幅が抑制され，LTO に配分される EFC が従来法と比べて低減された。

＜4・2＞　残寿命の推移　　図 4 に 365 日間の各電池の残寿命推移を示す。従来法では LFP への EFC 配分量が少ない日において，LTO の劣化が相対的に進行することで，電池間の残寿命差が拡大している。一方で，提案法では日次で EFC のバランスが調整されることで残寿命差が拡大することなく 1 年間運用される。

５．おわりに

本稿では，LFP と LTO から構成される HESS において，LTO のコマあたり SOC 変化量（ΔSOC_{ref}）を日次調整することで，電池間の残寿命偏差を抑制する手法を提案した。年間シミュレーションの結果より，従来法では 365 日運用時点で 0.07 まで拡大する残寿命偏差が提案法では 3×10^{-5} まで低減されることを確認した。また、これに伴い LTO 電池の残寿命は従来法の 0.888 から提案法では 0.935 へと 0.047 増加した。DOD や C レートなどの劣化特性の詳細な考慮については今後の課題とする。

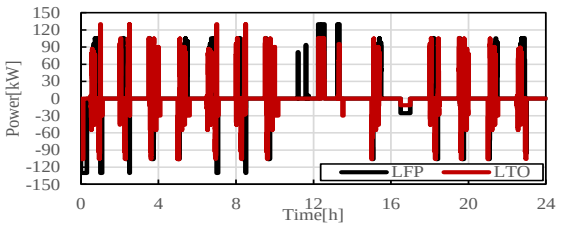


図２　１日の各蓄電池充放電電力（正：充電，負：放電）

Fig.2. Daily charging and discharging power of each battery

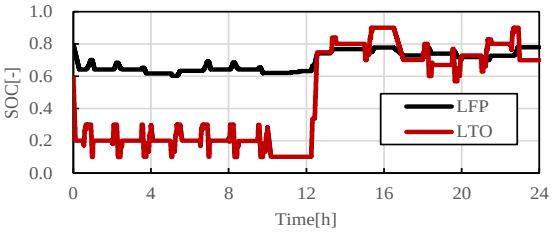
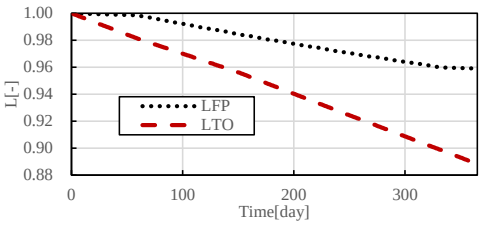
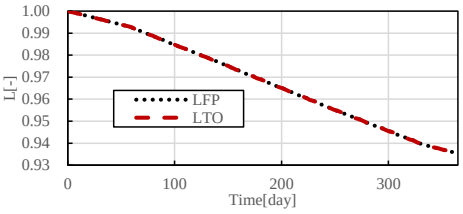


図３　秋季曇天日の各蓄電池 SOC

Fig.3. Daily SOC of each battery



(a)　Conventional Method



(b)　Proposed Method

図４　各蓄電池の残寿命推移

Fig.4. Remaining life transition of each battery

文　献

(1)　M.Wicke et al., IEEE Access, vol. 12 (2024)

(2)　M.Naumann et al., Journal of Power Sources, vol. 451 (2020)

(3)　B.Xu et al., IEEE Trans. Power Systems, vol. 33 (2018)

©2026 IEE Japan

マルチエージェント強化学習による EV群VPPの充放電協調制御

林 弘辰 * (筑波大学)、 Xue Sihui (筑波大学)、 小平　大輔 (筑波大学)

Coordinated Charging and Discharging Control of an EV-Based VPP Using Multi-Agent Reinforcement Learning

Koshin Hayashi* (University of Tsukuba) , Sihui Xue (University of Tsukuba), Daisuke Kodaira (University of Tsukuba)

1　まえがき

バーチャルパワープラント（VPP）の需給調整市場参入では、リソースアグリゲーターが系統運用者から与えられる指令信号に対して、リアルタイムかつ低遅延でリソースを制御し追従する能力が求められる場合がある。一方、電気自動車（EV）を多数束ねた VPP を集中最適化で制御する場合、個別 EV 状態の収集・通信およびオンライン計算がボトルネックとなり、応答レイテンシ制約下では運用が困難になり得る。

一方、Multi-Agent Deep Deterministic Policy Gradient (MADDPG) に代表される MARL（Multi-Agent Reinforcement Learning）は CTDE（Centralized Training and Decentralized Execution）の性質を持ち、実行時に頻繁な全体通信や大規模最適化を要さずに協調方策を実装できる [1]。EV 群制御に MARL を適用した先行研究として、ユーザ側 QoS（充電費用や充電状態（State of Charge: SoC）等）に重点を置くもの [2] や、系統側の指標に重点を置くもの [3] があるが、双方を同一の MARL 枠組みで明示的に最適化・評価する設計は限定的である。

ここで、本稿の貢献は次の 2 点である。(1) 需給調整市場への参加を想定し、低遅延かつスケーラブルな階層型 MADDPG 制御を設計した。(2) 日本の需給調整市場を想定したシミュレーション環境にてケーススタディを行い、指令追従率および出発時 SoC 満足度の両方を評価指標として有効性を検討した。

2　提案手法

<2·1>　制御モデルの全体像　本研究では、VPP を構成する複数の充電ステーションをエージェントとし、各エージェントが配下の複数 EV の充放電出力を決定する階層型の構造を採る。図 1 のように、学習時は全知の critic が actor を評価し actor が方策を更新するため中央集権的である。しかし実行時には、各ステーションは（i）自ステーションに接続中 EV の状態（SoC、残滞在時間、目標 SoC 等）と（ii）市場から与えられる指令信号のみを用いて行動し、中央集権的な critic はこの時利用されていないため、ステーション間の高頻度な個別通信を前提としない。

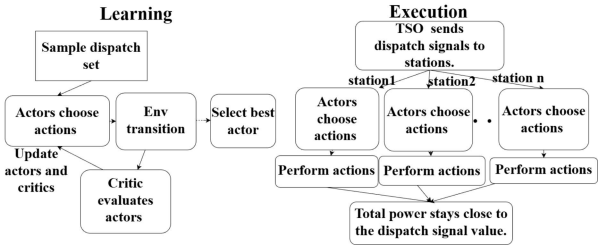


図 1 EV 充放電制御モデルの全体像
Fig. 1. Overview of the EV charging/discharging control model

<2·2>　階層型 MADDPG の実装　本モデルは MADDPG [1] を基礎とするが、Sheikh らの提唱する Decomposed Multi-Agent Deep Deterministic Policy Gradient (DE-MADDPG) [4] を参考に、局所目的達成度を評価するローカル critic と全体目的を評価するグローバル critic を併用する。通常の MADDPG と異なる点は、critic 入力を 2 系統に分解し、ローカル側は局所観測のみに基づく局所方策評価、グローバル側は全体情報に基づく全体方策評価を同時に学習する点である。ここでは $x \in \{\mathrm{L}, \mathrm{G}\}$ を用いてローカル／グローバルを統一的に表す。

ローカル critic は $\zeta^{\mathrm{L}} = (o_i, a_i)$ を入力とし、ステーション i の局所観測 o_i と行動 $a_i = \mu_i(o_i;\theta_i)$ のみから、局所目標に対する方策の価値 $Q^{\mathrm{L}}(\zeta^{\mathrm{L}})$ を推定する。一方、グローバル critic は $\zeta^{\mathrm{G}} = (s, a)$ を入力とし、全体状態 s と joint action $a = (a_1, \ldots, a_N)$ に基づいて、全体目標に対する価値 $Q^{\mathrm{G}}(\zeta^{\mathrm{G}})$ を推定する。報酬設計としては、r^{L} に出発時の目標 SoC 達成度（未達分が大きいほど低評価）を中心に与え、学習を安定化させるために充放電量に比例した整形項を併用する。r^{G} は指令追従を目的として、要求電力と全ステーション合計電力の偏差に基づき、許容帯域内では正の報酬、帯域外では偏差に応じたペナルティを与える。

actor 更新は DE–MADDPG の基本形に従い、ローカル目的とグローバル目的から得られる更新方向を重み w で凸結合する：

$$\theta_i \leftarrow \theta_i + \alpha \nabla_{\theta_i} \Big((1-w) J_i^{\mathrm{L}} + w J_i^{\mathrm{G}} \Big), \qquad 0 \le w \le 1. \quad (1)$$

ここで J_i^{L} と J_i^{G} は、それぞれローカル critic とグローバル critic に基づく（標準的な）方策勾配の目的関数であり、replay buffer $\mathscr{D}$ と target network を用いて学習する。

©2026 IEE Japan

3　ケーススタディ

本研究は、日本の需給調整市場における二次調整力相当の参加を想定し、指令信号が 5 分ごとに到来する離散時間環境（1 ステップ=5 分）で評価する。1 日を 288 ステップとして 1 エピソードを構成し、VPP は 5 ステーション、各 10 台の普通充電器（合計 50 台）からなるものとする。EV 到着時刻は ElaadNL–職場分布 [5]、到着時 SoC は DESL-EPFL の lv3 充電器データセット [6]、目標 SoC・滞在時間は ACN（JPL）[7]（電池容量情報がないため EV 容量を 100kWh と仮定）、ディスパッチ信号は PJM RTO Regulation Signal（2024 年 10 月）[8] を用いた。

本ケーススタディでは、性能指標として（i）Target SoC satisfaction rate、（ii）Dispatch tracking rate を用いる。ここで (i) は、各 EV の出発時刻において SoC が目標値以上であった出発事象の割合として定義する。(ii) は、全ステップの内 VPP 集約出力が指令値の許容帯（日本の市場仕様に従い入札幅 × 0.1 を許容幅とする）内であったステップの割合として算出する。

提案手法は 600 エピソードで学習し，バッチサイズ 1024，割引率 $\gamma = 0.975$ とした。actor/critic の隠れ層サイズはいずれも 256 とした。actor 更新では local/global critic の評価を重み $w = 0.3$ で凸結合して用いた。探索は OU ノイズと ε-greedy を併用し，強度は学習の進行に合わせて減衰させた。

4　結果・考察

学習の進行に伴う性能指標の推移を図 2 に示す。学習の初期段階では両目標が拮抗し、収束近傍では安定して 80 %以上の指令追従が観察された。収束付近 (660) の方策で評価した結果、Target SoC satisfaction rate は 67.1 %、Dispatch tracking rate は 88.5 % であった。これは整形があるものの、密で低分散な報酬を与える global の勾配の方が支配しやすく、疎で遅延のある local は信用割当が難しく学習信号が弱くなるため、結果として global 側に偏ると考えられる。同条件の集中最適化では前述 2 指標とも 100 %を達成することを考えると、本手法は一定の成果を示したが、さらなる改善の余地があると考えられる。

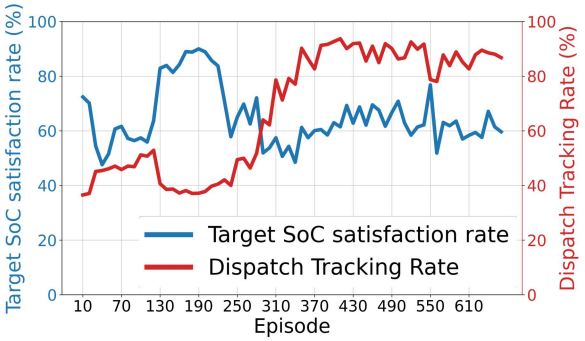


図 2 学習に伴う性能指標の推移
Fig. 2. Performance metrics over training episodes

代表的なテストエピソードにおけるステーション出力を図 3 に示す。ステーション単位の分散実行でありながら、紫の破線により表現される集約出力が、黒の実線で示される系統運用者から与えられる指令信号値に追従する協調挙動が得られていることが確認できる。

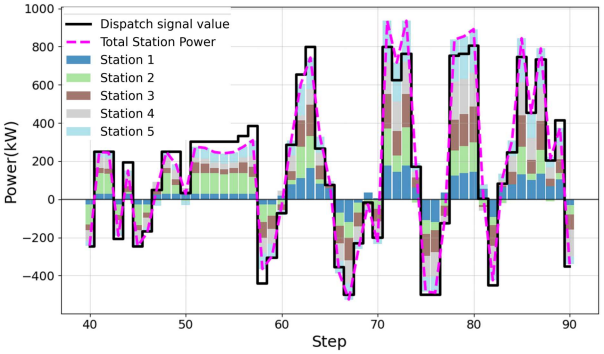


図 3 代表テストにおけるステーション電力
Fig. 3. Station power in a representative test episode

5　まとめ

本稿では、需給調整市場における EV–VPP の低遅延制御を目的として、階層型 MADDPG に基づく制御枠組みを提案した。ユーザ需要（出発時 SoC 確保）と指令追従の二つの目標を、それぞれの評価に基づく方策更新により扱うことで、分散実行下で両目的を同時に扱う構成を示した。シミュレーションでは指令追従が集中最適化に匹敵する一方、ユーザ需要満足率の向上には課題が残った。今後は、報酬設計および学習率・割引率・目的重み係数等のハイパーパラメータ調整により、両目的の達成水準の向上を図るとともに、ユーザ満足率を 100 %に近づけるため、ルールベースの安全層を併用したハイブリッド制御を検討する。具体的には、残時間と現在 SoC から目標 SoC 達成が物理的に困難と判定される場合に限り、actor 出力を上書きして最大充電を指令し、出発直前の未充足を回避する。さらに、EV・充電器の異質性、予測誤差、通信遅延等を含む実環境に近い条件での追加評価と実証が必要である。

文献

[1] Ryan Lowe, Yi Wu, Aviv Tamar, Jean Harb, Pieter Abbeel, and Igor Mordatch. Multi-agent actor-critic for mixed cooperative-competitive environments. In *Advances in Neural Information Processing Systems*, pages 6379–6390, 2017.

[2] Keonwoo Park and Ilkyeong Moon. Multi-agent deep reinforcement learning approach for EV charging scheduling in a smart grid. *Applied Energy*, 328:120111, December 2022.

[3] Peixiao Fan, Jia Hu, Song Ke, Yuxin Wen, Shaobo Yang, and Jun Yang. A frequency–pressure cooperative control strategy of multi-microgrid with an electric–gas system based on MADDPG. *Sustainability*, 14(14):8886, July 2022.

[4] Hassam Ullah Sheikh and Ladislau Bölöni. Multi-agent reinforcement learning for problems with combined individual and team reward, 2020. Preprint (DE-MADDPG).

[5] ElaadNL. Dataset 2: Distribution of arrival times on weekdays (workplace). Technical report, ElaadNL, The Netherlands, 2018. Available via ElaadNL open data platform.

[6] EPFL Distributed Electrical Systems Laboratory (DESL). Level-3 EV charging dataset. Dataset repository, June 2025.

[7] California Institute of Technology. ACN-Data: EV charging dataset. Dataset portal, 2019.

[8] PJM Interconnection, L.L.C. RTO regulation signal data (sample). PJM ancillary services data (sample file), October 2024.

©2026 IEE Japan

データ駆動型アプローチによる中小規模ビル向け電力ディスアグリゲーション手法に関する基礎検討

吉川　敏文*，佐藤　航，小谷　正直，野口　直昭（日立製作所）

A Basic Study on Data-Driven Power Disaggregation for Small and Medium-sized Buildings

Toshifumi Yoshikawa, Wataru Satoh, Masanao Kotani, Naoaki Noguchi (Hitachi, Ltd.)

１．はじめに

近年，脱炭素化への取り組みとして再生可能エネルギーの導入が加速している。これに伴い，気象条件で変動する発電量に対し，電力需給バランスを維持するための需要側リソースによる調整力の確保や，その手段としてのデマンドレスポンス（以下，DR）の活用が重要となっている。

ビル分野は DR の有力なリソースであるが，特にストック数の多い中小規模ビルではその活用が進んでいない。その要因は，中小規模ビルの多くが BEMS（ビルエネルギー管理システム）を導入しておらず，スマートメータ等による「主幹電力」の計測のみに留まっている点にある。主幹電力データは通常 30 分から 1 時間単位の低い時間分解能であり，空調や照明など設備ごとの電力使用の内訳が不明なため，効果的な調整力リソースの特定が困難となっている。

そこで本稿では，中小規模ビルの一般的な計測環境である 30 分～1 時間の主幹電力データと他の多数のビルデータを用いて，設備別電力を推定する電力ディスアグリゲーション手法を検討する。尚，本手法は，ビル群による DR への適用を想定しているため，多数のビルによる平滑化効果が期待でき，ビル単体への推定精度の条件は緩和される。

２．関連研究

電力ディスアグリゲーション（非侵襲型負荷モニタリング）は，主幹電力の計測値から個々の機器の動作や内訳を推定する技術になる。従来は，高周波（kHz～MHz）の波形特徴を用いる手法[1] が主流であったが，近年ではスマートメータ等の低時間分解能データ（30 分～1 時間）に対応した研究も進められている。このような研究として，基底関数モデルに着目した推定手法[2] がある。これは，空調等設備の稼働状態データを組合せるため，中・大規模ビル等への適用が想定される。

これに対し本研究では，中小規模ビルへの適用を想定し，対象ビルの主幹電力データと設備構成の情報のみを用いる。設備内訳が既知のビルデータを蓄積したデータベースを活用し，対象ビルと主幹電力の挙動が類似したビルを選定して推定モデルを作成する手法を検討している。このように，データベース内の大量のビルデータの情報を活用したアプローチになる。

３．提案手法

＜3・1＞手法の概要　　本手法は，「設備構成が同一で，かつ主幹電力の時間的な変動特徴が類似しているビル同士では，その内訳となる設備ごとの電力使用パターンも類似する傾向がある」という仮説に基づいている。

図 1 に提案手法の機能ブロック図を示す。処理は大きく「類似ビルの選定」と「推定モデルによる計算」に分かれる。まず，推定対象ビルと同じ設備構成を持つビルをデータベース（学習対象ビル群）から抽出する。次に，後述する特徴量ベクトルを用いて，主幹電力の挙動が最も近い「類似ビル」を選定する。最後に，選定された類似ビルの主幹電力と設備電力（空調・照明等）の関係性を学習した推定モデルを構築し，これに対象ビルの主幹電力データを入力することで，対象ビルの設備電力を推定する。

＜3・2＞類似ビルの選定と推定モデル　　類似ビル選定の鍵となるのが，ビルの電力消費パターンの特徴を捉える「時間的特徴量ベクトル」になる。これは，月別平均（12 要素），曜日別平均（7 要素），時刻別平均（24 要素），平日/休日別平均（2 要素）の計 45 要素から構成される（図 2 参照）。こ

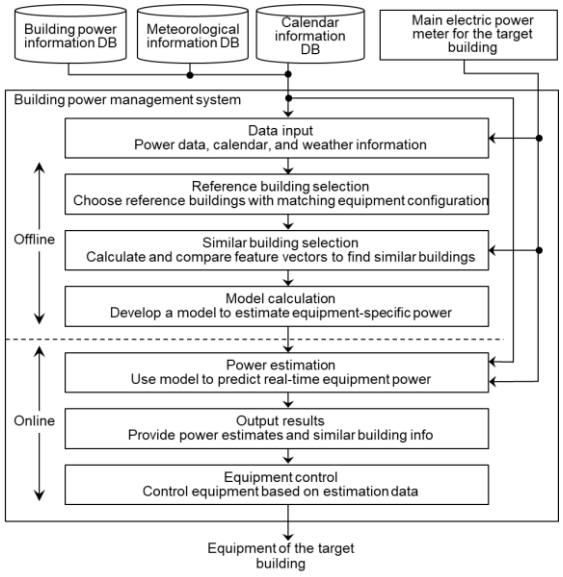


Fig. 1. Functional block diagram of the proposed power disaggregation method

©2026 IEE Japan

れにより，季節変動，曜日による稼働差，日中の活動ピークなどの特徴を包括的に表現する。

類似性の判定には，推定対象ビルと学習対象ビルの特徴量ベクトル間の距離（RMSE）を用いる。各成分（月・曜日・時刻等）の距離を重み付け加算し，類似性指標を算出する。

推定モデルには，勾配ブースティング決定木（GBDT）を適用した。類似ビルの主幹電力，カレンダ情報，気象データ（気温・湿度等）を説明変数，設備電力を目的変数としてモデルを構築し，対象ビルの推定を行う。

４．評価

＜4・1＞評価条件　　提案手法の有効性を検証するため，一般社団法人環境共創イニシアチブ（SII）が公開する「EMS オープンデータ」[3] を用いた評価を行った。

推定対象ビルとして，オフィスビルの特性に近い「金融業・保険業」の事業所（設備：空調・照明）を選定した。学習対象ビル（データベース）には，同データセット内の時間分解能 1 時間のデータを持つ事業所のうち，設備構成や欠損条件を満たす 450 件を使用した。評価期間は 1 年間（365 日×24 時間）とし，推定精度は平均絶対パーセント誤差（MAPE）で評価した。

＜4・2＞類似ビル選定結果　　図 3 に，推定対象ビルの特徴量ベクトルと，提案手法により選定された類似性上位 2 件のビルのベクトルを示す。月別・曜日別・時刻別のいずれの成分においても両者の形状はよく一致しており，主幹電力データの電力消費挙動が近いビルが選定されている。

＜4・3＞推定精度と考察　　図 4 に，空調および照明電力の推定結果（年間平均の時刻別推移）を示す。点線が推定値，実線が実測値になる。両設備ともに日中の電力上昇やピークの傾向を概ね捉えている。

年間の推定誤差（MAPE）は，空調 26.6%，照明 10.0%となった。この結果に基づき，ビル群による DR を想定して群全体での平滑化効果を考慮すると，統計上，ビルが 9 棟以上集まれば群全体での推定誤差は 10%以下まで低減できると試算される。

推定結果と実測の差異を詳細に見ると，冬季の午前中において照明電力の過大推定が見られた。これは，選定された類似ビルが冬季に照明電力が増加する特性を持っていたのに対し，対象ビルは年間を通じて一定であったことによる。これは類似データのみの限界と考えられ，精度向上には，個別の特性反映のための短期実測が有効と考える。

５．おわりに

本稿では，中小規模ビルの調整力創出に向け，低時間分解能の主幹電力データのみを用いた電力ディスアグリゲーション手法を検討した。データベースから類似ビルを選定する手法により，実データの評価にて MAPE 30%以下で，設備ごとの電力使用状況の推定が可能なことを示した。

今後は，推定対象ビルの短期実測データを追加学習させるなど，さらなる精度向上策を検討する。

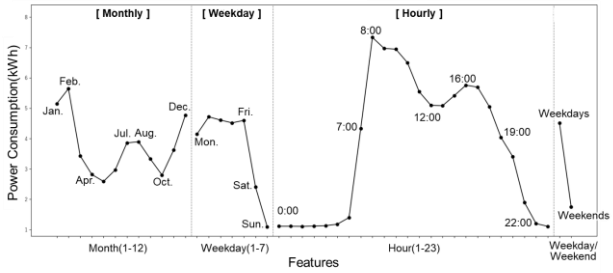


Fig. 2. Temporal feature vector for evaluating similarity of aggregate power consumption

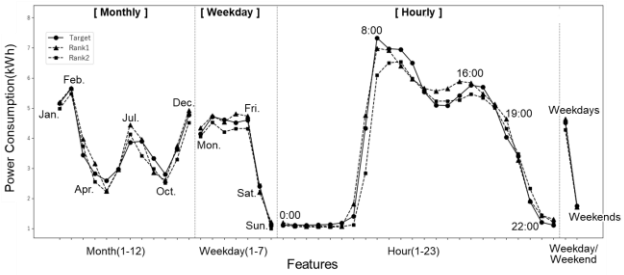


Fig. 3. Selection of similar buildings based on temporal feature vectors (top 2 results)

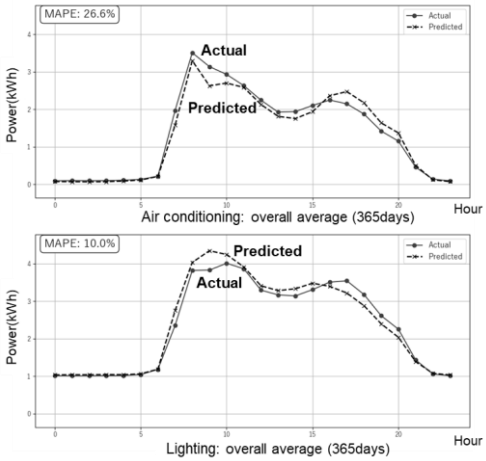


Fig. 4. Comparison of estimated and measured values of equipment power consumption [HVAC and lighting]

謝辞：本研究の評価には，一般社団法人環境共創イニシアチブ提供の「エネマネオープンデータ」を利用しました。貴重なデータを利用させていただき深く感謝いたします。

文　献

(1) G. W. Hart: "Nonintrusive Appliance Load Monitoring," Proc. IEEE, Vol. 80, No. 12, pp. 1870–1891 (1992)
(2) 佐藤冬樹・大谷晋一郎・山口順之：「日周期性を持つ線形基底関数モデルによる非監視設備を含むビルの消費電力内訳推定」，電気学会論文誌 C，Vol.140，No.2，pp.137-144 (2020)
(3) 一般社団法人 環境共創イニシアチブ（SII）：エネマネオープンデータ公開サイト（EMS オープンデータ），https://www.ems-opendata.jp/

©2026 IEE Japan

ブレーキ用ソレノイド電流情報を用いたホイストのブレーキ摩耗検知

出口　見多*，金子　悟，松尾　興祐（日立製作所）

Brake Wear Detection for Hoists using Brake Solenoid Current

Kenta Deguchi, Satoru Kaneko, Kosuke Matsuo (Hitachi, Ltd.)

１．まえがき

ホイストは，製造業や物流業において重量物の搬送に用いられる重要な機械装置であり，その安全性と信頼性は生産性に直結する。特に，ホイストの巻上用モータは吊荷の安定した運搬や保持を担っており，不具合が発生すると重大な事故や設備の停止に直結する。吊荷を所定の位置で保持する際は，巻上用モータの回転軸に直結した電磁ブレーキを動作させて回転軸を物理的にロックして停止させる。ブレーキの点検は，定期的に作業員が分解してブレーキディスクの摩耗量を目視確認する方法が主流であるため，突発的な故障を事前に検知することが困難である。本報告では，ブレーキディスクの摩耗量を常時監視するために，電磁ブレーキを動作させるためのソレノイドの電流情報を用いて摩耗量を検知する方法を検討し，実際に摩耗度合の異なる電磁ブレーキを対象として摩耗検知技術の有効性を確認した結果を報告する。

２．ホイストの構造

Fig. 1 にホイストの構造を示す(1)。ホイストには，巻上用モータと搬送用の横行モータが搭載されている。巻上用モータの回転軸には，ブレーキユニットが接続されており，ブレーキユニット内のソレノイドに通電すると，回転軸に押し当てられているブレーキディスクが引き寄せられて回転軸が自由に回転できる状態（ブレーキ OFF）となる。ソレノイドの電流を遮断すると，ブレーキディスクが回転軸に押し当てられた状態（ブレーキ ON）となる。

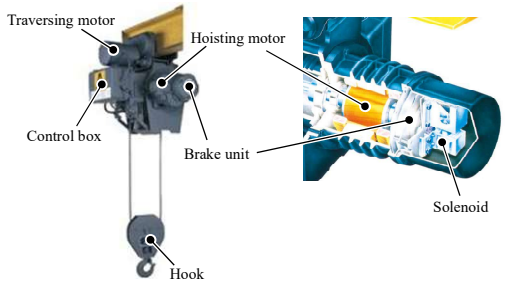


Fig. 1 Structure of hoist(1).

ブレーキの ON 動作と OFF 動作を繰り返すとブレーキディスクが摩耗して，最終的には回転軸に押し当てる力が低下してブレーキが作動しない恐れがある。そこで，ソレノイド電流からブレーキディスクの摩耗量を検知する方法を検討する。

３．ブレーキ摩耗検知の検証結果

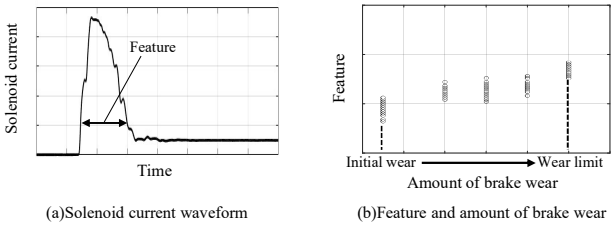
Fig. 2(a)に、ソレノイド電流の時系列データを示す(2)。時系列データは、ソレノイドに流れる交流電流を所定の時間区間で分割し、各区間の標準偏差を算出したものである。同図に示すように，通電開始直後に電流が増加し、その後一定値に収束する特性となる。ブレーキ摩耗検知に用いる特徴量として，電流が増加する時間幅を抽出する。Fig. 2(b)に、特徴量とブレーキディスク摩耗量の相関関係を示す。摩耗量の増加に伴って特徴量も増加する傾向が確認された。

４．まとめ

巻上用モータのブレーキユニット内のソレノイド電流を用いてブレーキディスクの摩耗量を検知する方法を検証した。ソレノイド電流が増加する際の時間幅を特徴量とすることで，ブレーキディスクの摩耗検知に有効であることが確認できた。

文　献

(1)　日立産機システム : https://www.hitachi-ies.co.jp/products/hst/rh/v.htm
(2)　特許公報 :「電動巻上機および電動巻上機の監視方法」，特許 7721393 号(2025)



(a)Solenoid current waveform　(b)Feature and amount of brake wear

Fig. 2 Result of brake wear detection.

©2026 IEE Japan

常設型超音波センサの開発

千林　暁*，小林　宏規，福永　哲也（日新電機株式会社）

Development of permanent type ultrasonic sensor

Satoru Sembayashi, Hiroki Kobayashi, Tetsuya Fukunaga (Nissin Electric Co., Ltd)

１．まえがき

近年、電気保安業界への新規入職者減少が顕著であり、電気保安の省人化に向けた取り組みが経済産業省においても推進されている。具体的には低圧絶縁監視装置の設置などを条件とした電気主任技術者による月次点検の間隔延伸などについて運用が開始されている。

一方、停電点検間隔延伸など更なる省人化に向けては高圧部の絶縁低下リスクを検知する必要がある。今回、常設型超音波センサの開発を開始したので報告する。

２．表面汚損による絶縁低下プロセス

絶縁物表面汚損による絶縁低下プロセスを図１に示す。

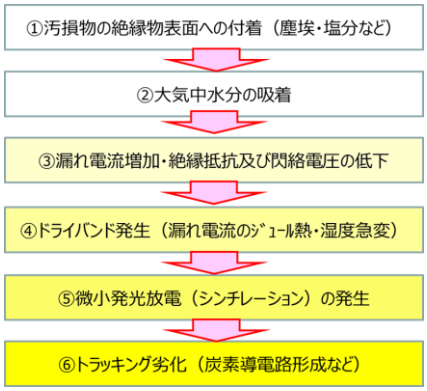


図１　絶縁低下プロセス

Fig.1. Surface insulation deterioration process

図１の①~③の初期プロセスについて塵埃堆積程度と湿度の監視結果からリスク検知を行う取り組みを継続期に進めてきた。(1)今回開発中の超音波センサは、更なる検知精度向上の目的で、絶縁劣化進行プロセスである⑤（微小発光放電により発生する超音波）を検知することを主な目的としている。

３．常設型超音波センサのフィールド試験結果

フィールド試験機の試作を行い、社内配電盤（屋外盤）にてフィールド試験を実施した。本試験機はセンサ本体とセンサヘッドから構成されている。センサ本体にはセンサヘッドが 2 台接続している。

センサヘッドにおいて超音波センサの出力を 40kHz 付近の周波数を選択的に増幅し、ピークホールド処理を実施している。ピークホールド後の信号はセンサ本体に伝送され、センサ本体にて商用周波数と同期性ある信号を選別の上、各ロギング間隔について信号しきい値ごとの信号発生頻度の記録を行っている。図 2 に当社配電盤（屋外盤）の監視事例を示す。12 月 5 日に超音波発生源（VT 劣化品）を一時的に配電盤内に設置した。測定開始後、超音波信号の発生頻度はほぼゼロであるのに対し、超音波発生源の設置に対して発生頻度が顕著に増加していることを確認した。

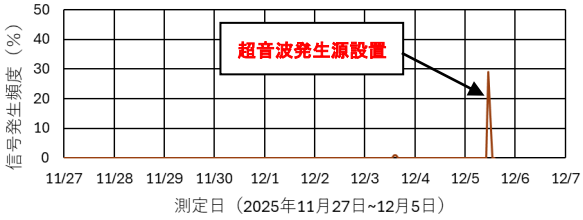


図２　フィールド試験結果

Fig.2. Field test result

本センサの製品化に向けてプロト機の試作を実施した。図３にプロト機写真を示す。



図３常設型超音波センサプロト機

Fig.3. Ultrasonic sensor prototype

４．今後に向けて

本センサの製品開発に向けて、フィールド試験を含むプロト機のチューニングと効果確認を継続していく。

文　献

(1)千林他：「環境センサによる劣化予兆診断事例」
電設技術令和 7 年 9 月号　pp36-43(2025.9)

©2026 IEE Japan

電気設備監視への差圧センサの活用（その２）

小林　宏規*，千林　暁，福永　哲也（日新電機株式会社）
河嶋 俊之（日本ファシリティ・ソリューション株式会社）
小澤 正一（東京電力ホールディングス株式会社）
伊藤　陽人（株式会社関電工）

Utilization of differential pressure sensor for electrical equipment monitoring (part 2)

Hiroki Kobayashi, Satoru Sembayashi, Tetsuya Fukunaga, (Nissin Electric Co., Ltd.)
Toshiyuki Kawashima (Japan Facility Solutions, Inc. (JFS))
Shoichi Ozawa (Tokyo Electric Power Company Holdings, Inc.) Akihito ITO (Kandenko Co., Ltd.)

１．まえがき

受変電設備の中でも PCS 設備は内部発熱量が大きく、冷却ファンによる強制冷却を行うことが一般的であるが、設備内部への塵埃流入が課題となっている。冷却効果の確保と塵埃流入抑制の両立に向けて、高性能給気フィルタの採用と併せて、フィルタの目詰まり監視を目的に差圧センサを活用したトレンド監視を継続している。(1)本稿では、トレンド監視より得られた知見について報告を行う。

２．差圧センサ概要とトレンド監視

PCS 設備に設置した差圧センサを図 1 に示す。



図 1　PCS 設備内に設置した差圧センサ
Fig.1. Differential pressure sensor installed in PCS equipment

差圧センサは熱式流量式のセンシング部を備えており、－19Pa～+133Pa までの測定が可能である。正圧ポートにφ4 ほどのシリコンチューブを接続し、設備外に出すことで PCS 設備内外の差圧測定を実施した。図 2 に 1 年間（2024 年 5 月 28 日~2025 年 6 月 30 日）の差圧トレンドグラフを示す。データのサンプリング周期は 10 分間隔である。

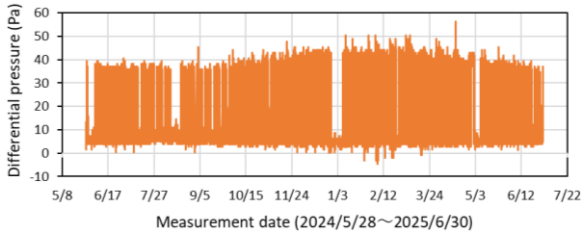


図 2　差圧トレンドグラフ
Fig.2. Differential pressure trend graph

図 2 を見ると、冬場で若干の差圧が上昇する傾向があるが、25 年の 5~6 月は前年の同月とおおむね同程度（約 40Pa）になっていることが分かる。これはすなわち、測定期間内にフィルタの目詰まりは発生していないこと、差圧変動の原因として季節変動（温度変動）の影響があることを示唆している。差圧変動の原因は、温度変動による大気密度の変動と推定している。季節変動影響を補正することで、フィルタ目詰まり監視の精度向上が期待できる。併せて差圧のトレンドについて過渡的に高い差圧が観測されている。本影響も除去することが望ましい。

３．季節変動影響補正と特異点除去処理

季節変動影響補正と特異点除去処理を行った後の差圧トレンドデータを図 3 に示す。季節変動影響について、測定日時から冬季の差圧上昇を抑制する方向で補正を行っている。また、特異点除去処理については現在値～2 日前のセンサ出力（288 点）の上位 15 番目の測定値を代表値としている。フィルタの目詰まり監視に適したトレンドに補正できていることがわかる。

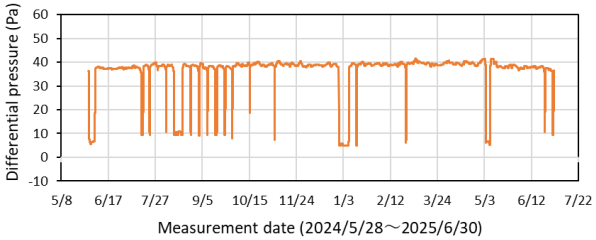


図 3　補正後の差圧トレンドグラフ
Fig.3. Corrected differential pressure trend graph

４．今後に向けて

本センサのフィールド試験を継続し、効果確認を更に継続するとともに製品化開発を進めていく。

文　献

(1)小林他：「電気設備監視への差圧センサの活用」
令和 7 年電気学会全国大会　4-152(2025.3)

©2026 IEE Japan

DER 活用サービス開発実験に於ける 生成 AI の利用報告

馬場　博幸*，今中　政輝（東京大学）

Experimental Report on DER Utilizing Service Development with Using Generation AI

Hiroyuki Baba, Masaki Imanaka (The University of Tokyo)

１．はじめに

再エネ利用拡大に向け，需要側の分散エネルギー資源（以下，DER）の活用が期待されている。しかしながら，DER，特に低圧 DER の活用による調整力供出に伴って DER 所有者が得られる経済的メリットが小さく，魅力あるサービスの開発が進みにくいのも事実である。

一方，生成 AI が世界的に脚光を浴びている。生成 AI に質問を投げかけるとあたかもなんでも答えてくれるように感ずるが，試しに DER 活用サービスの提案要請をプロンプトとして入力しても，既によく知られている内容が返ってくることが多く，画期的なサービス提案を得られるとは限らない。

しかしながら，生成 AI という新しいツールがあるのだから，それを利用して DER 活用サービスを進められないか，という問題意識で数名の協力者とともにトラアイル的な実験をしたので，その様子を報告する。

２．実験の概要

一般論としてサービス開発には，様々なスタイルがあるであると考えるが，ここでは人間によるブレーンストーミングの形態をとることとした。参加者は数名，日ごろから事業者・研究者等として電力・エネルギー，ICT に関わっている者である。ブレーンストーミング中，各参加者は手許に PC を置いて，使い慣れた個別の生成 AI を参加者自身に対する支援用ツールとして使い，参加者がブレーンストーミングで意見や情報を議論するスタイルをとった。各自の生成 AI の使用スキルは初心者レベルから相当高度なレベルの者までまちまちである。

また，ブレーンストーミングは，オンライン会議システムを利用したリモートスタイルとし，パワーポイントに意見を書き込み，サービスイメージを共有できるようにした。

３．サービスイメージの初期値の設定

筆者らの経験では，ブレーンストーミングを開始するにあたり，「低圧 DER 活用サービス」といった漠としたテーマ設定では意見が出にくい。そのため，議論の初期値とも言えるサービスイメージを設定し，それを共有するところからブレーンストーミングを開始した。

低圧 DER 活用による経済的メリットが僅少であることは現段階ではなんともし難い。そこで，いわばこの「小銭」を増やせるサービスとバンドルして一体のサービスを考える，という構造を初期値として設定した。

少額のサービスとしては，ポイントサービスがあるが，中にはそのポイントを運用して増やせるという，いわば「夢」の部分を付加したものがある。初期値としては，そのような構造を参考に議論を進めることとした。

この初期値のイメージを図 1 に示す。なお，本稿では実験に使用した図を論文用に修正したものを提示するため，日本語で書かれている。

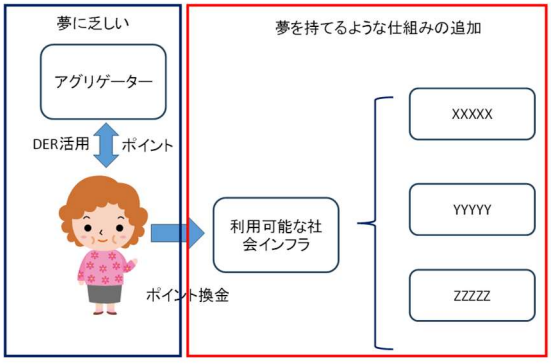


Fig. 1 Scheme as an initial value

４．ブレーンストーミングの実際

ブレーンストーミングは，2025 年 5 月から 8 月にかけて，計 4 回開催した。一回あたりの時間は 1 時間半程度，参加者は筆者らが主宰する需要側電力システム研究会に参加頂いている方で，最大 7 名である。なお，本実験に先立ち，3 名程度による予備実験を数回行って，進め方を把握している。

ブレーンストーミングでは，異分野の取り組みを意識的に調べるようにした結果，少額な価値を運用で増やせそうな既存の仕組みについて多数の意見が出た。一般論として個人が有している情報はあやふやなレベルであることが多いが，それを生成 AI による支援で確実性を増すことが，多くの発言に繋がったのではないかと思料される。

サービスを社会実装するには，当然それらを規制している法令等に配慮しなければならない。参加者は全員が技術

©2026 IEE Japan

者であり，このような事情には詳しくない。規制している法令名などを抽出するにも生成 AI の支援は随分役立った。結果的に具体的な法令名等が共有できた。

当初の初期値とは異なるビジネスモデルとして，グラミン銀行を好事例とする micro finance というスキームも共有された。これは，生成 AI の支援によるものではなく，参加者の経験から出て来たアイデアである。

金融的な機能が存在しそうなことから，DR 用 DER に対する融資や，PPA モデルなどの可能性も共有された。これも，DER 活用を考えてきた参加者個人の経験から出て来たものである。

ポイントには引当金が必要であることや，証券化すべきとの考えも共有された。参加者の中には新興企業で多くのサービス開発に携わった経験者もおり，このような事情の経験があることが発言に繋がった。

さらに，DER 所有者の経済的負担を削減する方策も重要であるとの意見も共有された

環境への貢献度合いなども参加者に見えるようにして，DER 所有者の参加意識を醸成すべきという意見も共有された。DER 活用議論では，ゲーミフィケーション化というキーワードもよく聞かれるが，一連の議論によりそのイメージの解像度はより鮮明になった。

ケータイ事業に於けるポイントの活用例も参考にすべきとの意見も共有され，結果として図 2 のようなスキームを共有した

５．おわりに

顔なじみのメンバーによるという要因もあるであろうが，手許に生成 AI を置いて，その支援を得ながらアイデアを自由に言い合うこの方法によって，ブレーンストーミングは極めてスムーズに進んだと感じており，このスタイルは案外有効なのではないか，と考えている。

もちろん，実験結果＝現実のサービスとなるとは考えてはおらず，また，深掘りにも欠けている。しかし，関係者の個別検討のきっかけにでもなれば幸いである。

謝　辞

本実験は，松村淳様，鵜飼健司様，高田巖様，石田慶樹様，天津孝之様の参加により実施しました。各氏には改めてお礼申し上げます。

文　献

(1) JICA ホームページ，
https://www.jica.go.jp/bangladesh/bangland/cases/case20.html
（2025.11.4 アクセス確認）

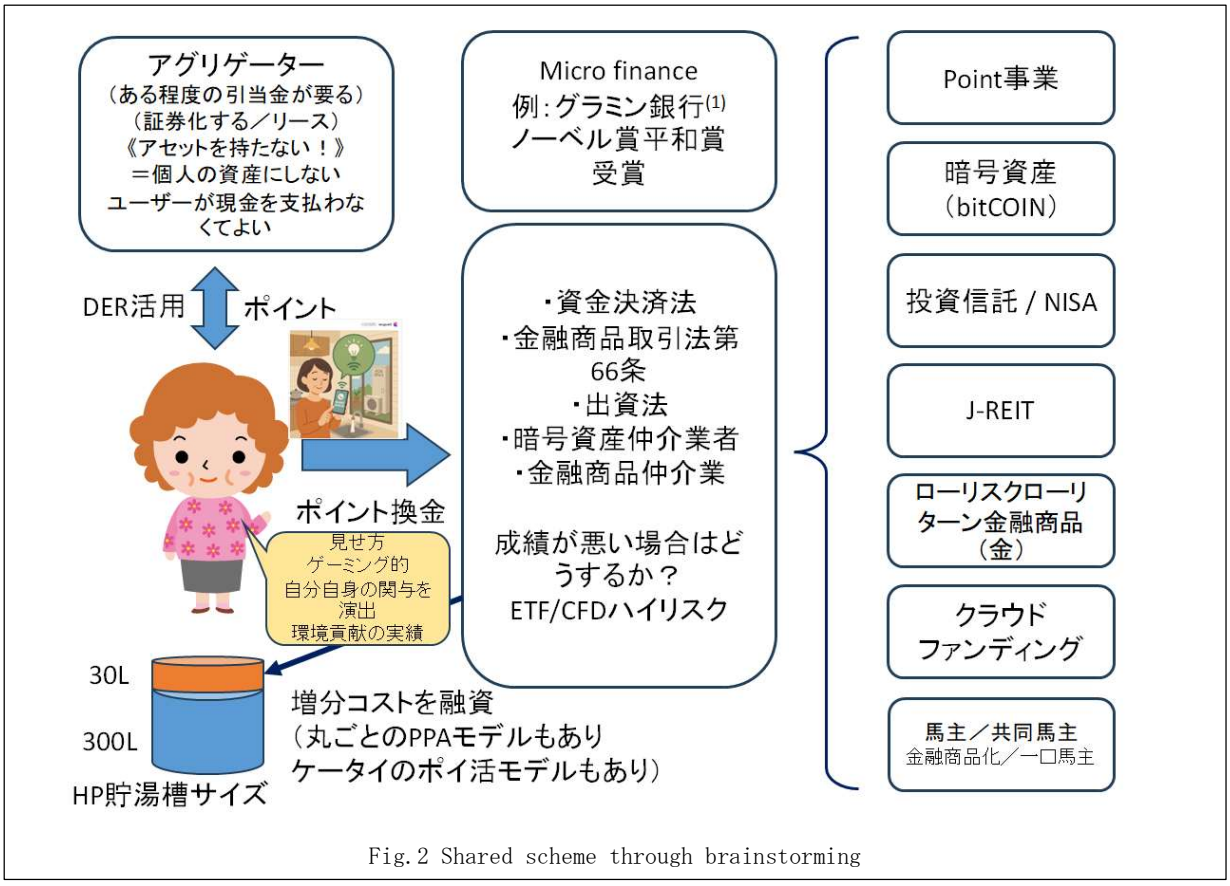


Fig. 2 Shared scheme through brainstorming

©2026 IEE Japan

Society 5.0 for Well-being に向けた PLATEAU と MAS による人流と消費電力の可視化

塩川　雪乃，小林　志遙，長沢　東悟，根本　雄介*（東京工業高等専門学校），
岩尾　徹（東京都市大学）

Visualization of Pedestrian Flow and Power Consumption Using PLATEAU and Multi-Agent Simulation Toward Society 5.0 for Well-being

Yukino Shiokawa, Yukiharu Kobayashi, Togo Nagasawa,
Yusuke Nemoto (National Institute of Technology, Tokyo College), Toru Iwao (Tokyo City University)

１．はじめに

少子高齢化，エネルギー・環境，防災等の社会課題の解決と新たな価値創出を目的として，Society 5.0 が提唱されている。一方で筆者らは，技術実装が先行した場合に，個人や地域の Well-being 向上に向けた論点整理や，施策の影響を関係者が共有や検討するためのプロセス設計が後景化し得る点を課題と捉える。この課題に対しては，前提や仮定を明示した施策や運用シナリオに基づき，影響の見通しを可視化して議論や合意形成と説明責任を支える基盤を整備することが重要である。さらに，人間中心の設計思想に基づく「未来社会のデザイン（Society 6.0）」も提案されており(1)，今後の議論の深化が期待される。以上を背景に本研究では，Society 5.0 for Well-being に向けた検討基盤として，PLATEAU と MAS（マルチエージェントシミュレーション）による人流と消費電力の可視化を行った。

２．計算方法

計算領域は，国土交通省が公開する 3D 都市モデル PLATEAU を用いて構築した。建築物モデル，交通（道路）モデル，地形モデルから八王子駅周辺の都市形状を再現した。各建築物は PLATEAU の商業施設や宿泊施設などの属性情報に基づく建物 ID を付与した。地形モデルから標高分布を取得し，地表勾配を算出して移動環境に反映した。MAS において 500 人の仮想エージェントを設定した。各エージェントには固定の属性プロファイルを付与し，属性に応じて行動開始時刻と入室対象建物を定めた。各エージェントのエネルギー消費は 100 kW として設定した。行動ルールは時間刻みで評価され，ルールベースの意思決定により実装した。

３．結果及び検討

図 1 に，八王子駅周辺の人流と消費電力を示す。ここで，青色から赤色は建物の消費電力であり，黄色プロットはエージェントである。時間の経過に伴い，エージェントは道路ネットワーク上を移動し，一部のエージェントが建築物へ入室した。多くの建物の消費電力は，100 kW であった。これに対して，エージェントが入室した建物の消費電力は，200 kW に増加した。これらの結果から，PLATEAU の建物 ID と MAS を連携させることで，人流と建物の消費電力を可視化できることを確認した。

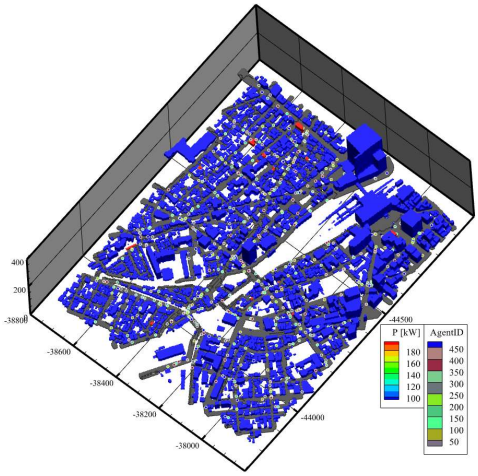


図 1　八王子駅周辺の人流と消費電力
Fig.1. Pedestrian flow and power consumption around Hachioji Station.

４．まとめ

Society 5.0 for Well-being に向けた PLATEAU と MAS による人流と消費電力の可視化を行った。今後は，エージェントの人数や属性を実生活に合わせ，複数の施策や運用シナリオに基づく人流および建築物負荷の見通しを可視化や比較することで，関係者の議論や合意形成と説明責任に寄与する意思決定支援プラットフォームの構築を目指す。

文　献

(1) 岩尾 徹：「直感的 AI と探究科学的アプローチが紡ぐ未来社会のデザイン」， Cybernetics : quarterly report, Vol. 30, No. 4, pp.58-68 (2025)

©2026 IEE Japan

大規模言語モデルを活用した 省エネ業務支援システムの設計と試作

高　明淑*、酒向美帆、岩政幹人（東芝）

Design and Prototype for an Energy-Efficient Operations System Using Large Language Models

Myungsook Ko, Miho Sako, Iwamasa Mikito (Toshiba Corporation)

１．まえがき

日本で 1979 年に制定された省エネルギー法は、エネルギー需給に関する施策の基本を定めている。工場等でエネルギーを使用して事業を行う事業者のうち、事業者全体のエネルギー使用量が原油換算で 1500kl/年度以上の場合は特定事業者等に指定され、中長期的なエネルギー消費原単位の低減、エネルギー利用の管理を行う責任者の指名、管理体制の整備等の義務を負う。本発表では、エネルギー管理の責任者による設備の管理・監視・省エネ業務に着目し、設備の IoT データと大規模言語モデルを活用した業務支援システムを提案する。

２．事業者のエネルギー管理の概要

特定事業者等に指定された事業者は、エネルギー使用の合理化の状況の定期的な評価・報告に加え、エネルギー消費原単位を中長期的に見て年平均 1%以上低減させることが求められる。事業者は、設備運用の現状や消費エネルギーを把握し、設備に関する専門知識を駆使して、改善及び監視等を担うエネルギー管理者、またはエネルギー管理員を指名する。

エネルギー管理者・管理員は、事業所内にある設備の専門家であり、設備に関する知識と経験が豊富にある。一方で、IoT 機器やデータベース操作に不慣れな場合、所望の設備の稼働データを探索したり可視化したりすることが難しい場合や、日々の業務に加えて省エネ業務に時間を割くことが難しい場合がある。そこで、IT 関連技術を持たなくても、DB から設備の稼働データの閲覧や省エネ施策の考案を簡便に実施できるようにするため、大規模言語モデルによるチャットシステムと連携した省エネ業務支援システムを提案する。

３．提案内容

センサーデータ取得を担当する IoT データエージェント、空調などの設備情報とその位置の対応付けを担当する設備エージェント、省エネ施策提案を担当する省エネ施策エージェントと、担当するタスクによって異なるエージェントを構成する。各エージェントに、担当範囲に関する専門知識を与える。例えば、IoT データエージェントには、DB からデータを取得するために必要な関数、関数呼び出しに必要なセンサーID とその意味を表す名称をテキスト形式で与える。動作確認実験では、フロア、ゾーン、機器名称、期間などを自然言語で指定し、質問内容に合った返答が返ってくるかを確認する。

３．結果とまとめ

冬の暖房運転の省エネ施策(省エネ施策エージェント)、特定エリアの CO2 濃度の一定期間のデータの表示(IoT エージェント)など、シンプルで各エージェントが担当する範囲が明確なタスクの場合は、比較的正確な回答が得られることが分かった。また、設備情報とセンサー情報を統合した知識が必要なタスクの場合は、複数エージェントをまたがって回答を得る必要がある。このため、適切なエージェントを選定するコーディネータの役割を持つエージェントを追加したところ、エージェント間で競合が発生し、回答が得られないといった現象が見られ、動作の信頼性に課題があることが分かった。今後は、回答精度及び信頼性の向上のため、センサー情報抽出精度の改善やエージェント設計の見直し等に取り組む。

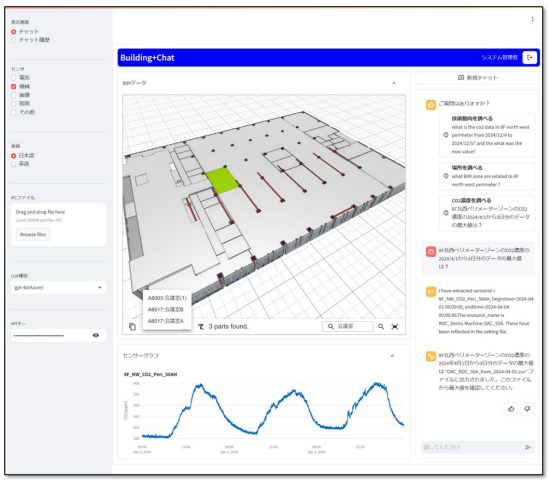


図 1 UI 画面のイメージ
Fig.1.User Interface Image

©2026 IEE Japan

MT 法による異常波及予測の基礎検討

磯貝　海斗*，関　健一，佐野　常世（関電工）

Basic Study on Anomaly Propagation Prediction using the MT Method

Kaito Isogai, Kenichi Seki, Tsuneyo Sano (Kandenko Company, Limited)

１．まえがき

複雑なインフラシステムの保守では、異常の検知のみならず、特定部位の変動が全体へ及ぼす影響の予測が重要である。MT 法（マハラノビス・タグチ・メソッド）(1)は多変量センサデータの実用的な異常検知法として設備状態監視等で広く用いられており、貢献度分析により異常発生後の影響箇所を推定することができる。しかし、異常発生前に仮想的な摂動を与えて波及過程を事前にシミュレーションし、システムの脆弱性を評価する手法は十分に確立されていない。

本稿では、MT 法の精度行列（相関行列の逆行列）に着目する。精度行列は他変数を介さない直接的な依存関係を反映するため、波及経路を推定する感度情報として利用できる可能性がある。この考えに基づき、物理モデルを仮定せずに異常波及を逐次シミュレーションする基礎理論を提案し、疑似データで原理検証を行う。

２．MT 法の概要

MT 法は、正常データ群（単位空間）を基準とし、評価対象との隔たりをマハラノビス距離（MD）で定量化する手法である。MD は次式で定義される。

$$D^2 = (1/k)\, \boldsymbol{z}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{R}^{-1} \boldsymbol{z} \qquad (1)$$

ここで、k は変数数、$\boldsymbol{z}$ は平均と標準偏差で正規化された状態ベクトル、$\boldsymbol{R}$ は相関行列である。正規化により、単位の異なる多変数を同一の尺度で解析可能となる。MT 法は多変数間の相関を考慮するため、個別の閾値判定では困難な相関の崩れを感度良く検知できる特長を持つ。

３．精度行列に基づく波及シミュレーション

本研究では、MT 法を診断ではなく予測に用いる。精度行列 $\boldsymbol{R}^{-1}$ は他変数を介さない変数間の直接的な依存関係を反映するため、特定の変数 i に摂動 δ_i を加えた際の MD の増分 ΔD^2 を次式で推定できる。

$$\Delta D^2 \approx (1/k)\, [2\delta_i (\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{z})_i + \delta_i^2 (\boldsymbol{R}^{-1})_{ii}] \qquad (2)$$

本式により、任意の時刻の状態 $\boldsymbol{z}$ に対する各変数の感度を評価できる。これによりシステムの脆弱箇所や異常の波及経路を、物理モデルなしでシミュレーション可能となる。

４．仮想モデルによる原理検証

理想的な相関構造を持つ疑似データを用い、手法の基本特性を確認した。データは、PV システムの夏季晴天 1 日分（5:00～19:00、1 分刻み）を想定し、日射量 G、モジュール温度 T、電流 I、電圧 V、電力 P の 5 変数で構成した。G→I→P、T→V の物理関係を反映し、わずかな観測ノイズを付加したものを正常データとした。

方法： 正常データから単位空間を構成し、検証データでは電流(I)へ 10%のバイアス誤差を注入した。この際、電力(P)も I に連動して増大するが、この変動が項目別貢献度に与える影響を解析した。

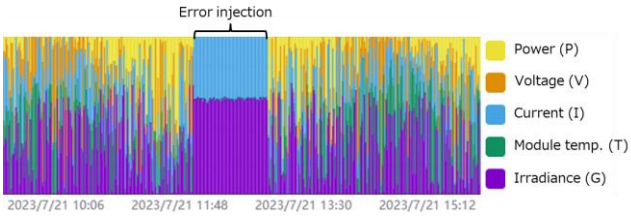


図 1 項目別貢献度の比較（電流誤差注入時）
Fig.1. Item-wise contribution (Current error)

結果：図 1 の通り、誤差を注入した I に加え、操作していない G の貢献度も顕著に増大した。これは式(2)において、物理的相関の強い G-I 間の精度行列成分が、相関の崩壊を敏感に捉えたためである。一方、I と連動して変化した P の貢献度は低値に留まった。これは相関構造が維持される限り異常度は増大しないという本手法の特性を示している。以上より、精度行列に基づく感度解析により、特定の変動が及ぼす波及経路を物理モデルなしで推定できる可能性が示された。複雑なインフラシステムでは全体の物理モデル化が困難だが、本手法は正常データへの誤差注入と波及経路の推定という簡便なアプローチで、保守の優先箇所判断を実現できる可能性がある。

５．結言と今後の展望

本稿では、MT 法の精度行列を用いた異常波及予測の基礎理論を提案し、疑似データでその有効性を確認した。本手法は物理モデル不要な軽量な診断手法として、実用的な波及予測の見通しを与える可能性がある。今後は、本アプローチの適用限界を理論的に明確化するとともに、実稼働データでの検証を進める。

文　献

(1) 鈴木真人：「試して究める！品質工学 MT システム解析法入門」，日刊工業新聞社 (2012)

©2026 IEE Japan

上水道用深井戸水汲上にかかる ポンプ電力のピークシフト（第１報）

平田陽一*（公立諏訪東京理科大学），藤森岳肇（茅野市）

Peak shift of pump power for deep well water lifting for water supply

Youichi Hirata* (Suwa University of Science of Tokyo) and Taketoshi Fujimori (Chino City)

１．はじめに

茅野市の上水道用水源は殆どが湧水や深井戸からの水源である。数ヶ所はボーリングすることにより、深井戸から汲み上げ、上水として利用している。本研究では、ポンプによる汲み上げ電力を要する深井戸水源に着目し、電力ピークをずらすことの可能性を検討した。

２．茅野市の上水道に用する深井戸水源の環境

＜2・1＞上原山を中心とした深井戸水源の環境

上原山第１水源は、深井戸の起点となる場所であり、深井戸から組み上げた水と第２、第３に送る配送水源の、１入力１出力の簡潔な構造のため、まず最初に分析し易いと考え、今回の研究対象とした。

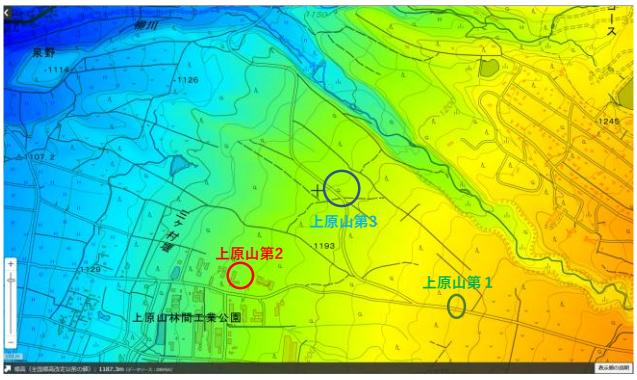


図１　上原山第１～３における深井戸水源の位置関係
Fig.1　Positional relationship of deep well water sources in Ueharayama No. 1 to 3

深井戸水源の状況とその制御について、説明する。深井戸水源を掘り当てた際に、過負荷試験を行っている。つまり、需要となる水を短時間に急激に汲み上げてみる。そこで、あるレベルになると、泥を吸い込んだり、その後汲み上げを止めても水位の回復が遅くなるなど、運用に当たっての限界を探ってあり、その状況に余裕を見た図２に示す吐水量に合わせた汲み上げポンプを使用している。

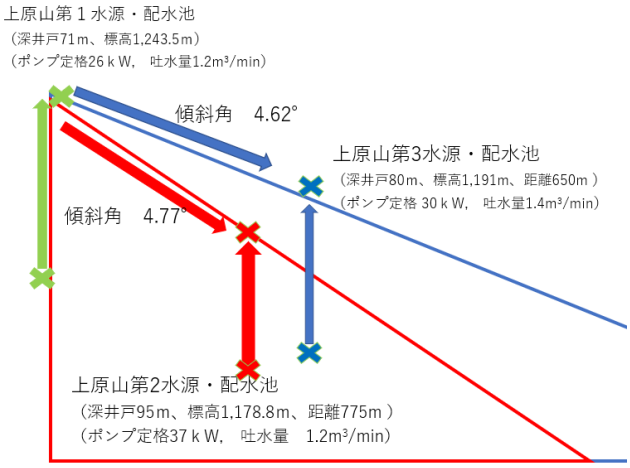


図２　上原山第１～３における深井戸水源の環境
Fig.2 Environment of Deep Well Water Sources in Ueharayama Areas 1 to 3

つまり、市場において電力負荷がかかり、電力料金の上がる時間を避けたいが、現状設定している以上に、あまり強く吸い上げると深井戸に上述のような問題を引き起こすこととなる。

また、図３に示す水位の測定センサは投げ込み式と言って、空気圧と下限の水位との圧力差で水位をセンシングしている。また、図２の水位変動の特性を見ると、3.5～4.0mの間を往復している。4.0mがほぼ貯水槽の天井であり、そこで汲み上げがOffとなり、3.5m が On となる。これについては、また別の２点場所のセンサを用いて、4.0mで汲み上げポンプ off、3.5m で On となるハードシーケンスを用いている。

今回のような、電力需要の時間帯を避けるとなると、ソフトウェアシーケンスを取り入れたシステムにしていかないと、細かな制御が難しいと考えられる。

＜2･2＞電力料金体系

市は旧国営大手の電力会社と買電契約を結んでいる。今回は、需要負荷のかかる時間帯を避けることによる効果の考察であるが、低圧　200V電力料金が固定とのことであった。それで、需要電力に対する時間帯による料金の変動が今後導入されていくことを考え、JPEX からの電力を調達している L 社の電力料金体系を採用することにした。

©2026 IEE Japan

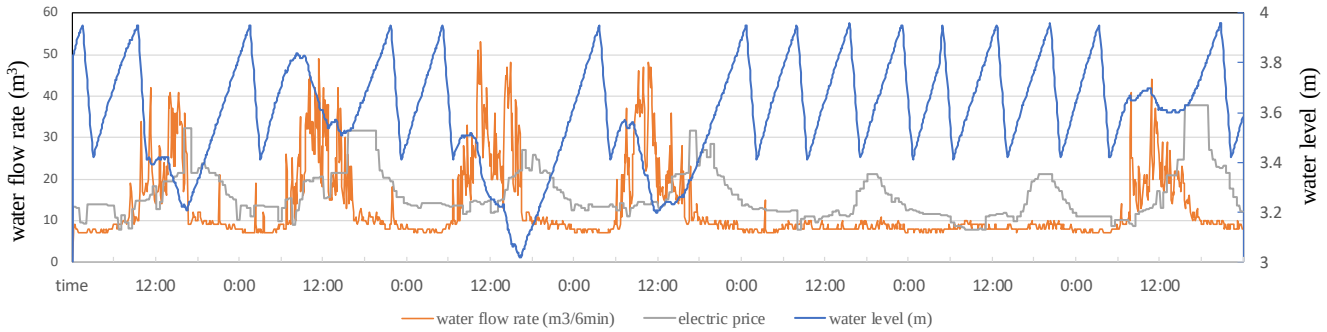


図３　貯水槽における水位レベル、配水流量、電力料金（2025/07/01-07; 火曜日～月曜日）

Fig.3 Water level in the storage tank, distribution flow rate, electricity charges (July 1-7, 2025; Tuesday to Monday)

電力料金単価の算定方法は、JPEX により HP に開示されている、データを用いて、

JEPX エリアプライス÷(1−エリア損失率)×消費税率・・(1)

の値を基本として、これに再エネ賦課金、託送従量料金、サービス料などを加えた額となるようであるが、今回は(1)式だけを用いて、市場の電力需要が高くなり電力料金が上がる時間帯に、ポンプ電源を Off にする時間帯を設定できるかどうか、またそれによる相対差を見ることに注力することとした。

また、時刻に対する汲み上げの傾きが緩やか、または真昼においては水道需要に対する汲み上げが追い付かなくて水位が下がっている様子もウィークデイには見受けられる。

水道需要、電力料金とも年間を通した変動の俯瞰が必要であるが、今回はこの 1w に留めることとした。

3. 7 月の 1w における需要水道供給と電力料金の関係

＜3･1＞時刻に対する

水道需要、貯水槽の水位、電力料金の関係

図2に 2025/07/01～07 の時刻に対する水道需要、貯水槽の水位、電力料金の関係を示した。茅野市は住宅地だけでなく、工業団地も有しており、昼による水道需要が高まっており、土、日曜日には需要が収まっているようである。また、今回はこの 1w であるが、ウィークデイにおける夕方に電力料金が¥30/kWh になる時間帯における増加が顕著である。

＜3･2＞需要電力による電力価格の高い時間を避ける

時刻に対する電力料金の変動傾向を見ると、どの曜日も概ね夕方に高くなる¥30/kWh 以上が出現している。また、水位が 4m からの下落の速度が速く、夕方需要負荷が高い時間を避けても、その直前の夕方の¥20/kWh の電力で深井戸から上水を汲み上げないと、追い付かない傾向が推測される。

＜3･3＞具体的な１日について考察（及びまとめ）

7/4(木)の１日ついて、一番電力料金が増加する時間にポンプを止める時間を持ってくることを、まず想定した。その結果、ポンプを止めた場合に水位の減少が非常に早く、¥20/kWh 以上の時間帯に持ってくるのが、限界であった。約 6h の¥20/kWh 以上の時間帯をポンプを止めることが可能であると推測されたが、その前後において、深井戸から水を汲み上げておくことが必要とされるため、¥30/kWh を何とか避けて、¥20/kWh にすることができると推測された。その結果、ラフな経済計算をすると、

￥¥30/kWh-¥20/kWh×5h×365days＝￥18,250-

となった。もし、下位の第 2、第 3 も同様にシンクロさせることができれば、概ね上記の 3 倍位になると思われる。

￥18,250×3=54,750-

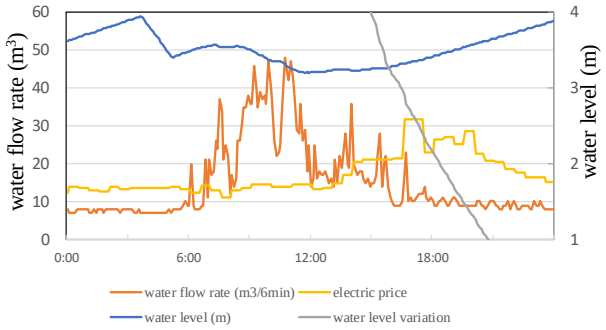


図３　貯水槽における水位レベル、配水流量、電力料金（2025/07/04; 木曜日）

Fig.3 Water level in the storage tank, distribution flow rate, electricity charges (July 4, 2025; Thursdat)

参考文献

1)逼迫時に揚水を優先活用、電気新聞、2025/10/2、https://www.denkishimbun.com/sp/377336
2)国土地理院地図(電子国土 Web)
3)中部電力、タイムプラン（低圧時間帯別料金）https://miraiz.chuden.co.jp/business/electric/menu/smallscale/electric/timeplan/

謝辞

茅野市に、このような長期的なテーマに協力して頂いたことに感謝する。水道設備センサーデータの遠隔監視における藤田エンジニアリング株式会社、小松和則様の尽力によるデータ提供に感謝する。

©2026 IEE Japan

コストマップに基づく MPPI と強化学習を用いた四足歩行ロボットの農地ナビゲーション

上條　種稔*，小山田　智典，村上　力，川合　勇輔（一関工業高等専門学校）

Farmland Navigation of a Quadruped Robot Using Costmap-Based MPPI and Reinforcement Learning

Tanenori Kamijo, Tomonori Oyamada, Riki Murakami, Yusuke Kawai (National Institute of Technology, Ichinoseki College)

１．はじめに

近年、農業分野においては従事者の高齢化や人口減少に伴う労働力不足が深刻な課題として懸念されている。このような背景から、ロボットによる作業代替に関連する研究が国内外で盛んに行われている。特に農地は凹凸や障害物を多く含む不整地環境では、従来の車輪型ロボットでは走行が困難な場合がある。これに対し、四足歩行ロボットは高い踏破性を有し、不整地や障害物環境への適応性に優れることから、その適用に関する研究が活発に進められている。農業分野においても、畑地のように不整地を多く含む環境への応用が期待されている。しかし、四足歩行ロボットによる農作業の代替は依然として発展途上にあり、実環境における有効性や適用可能性については十分な検証がなされていないのが現状である。そのため、移動能力を活かした作業代替技術の確立に対して大きな期待が寄せられている。

本稿では、農業分野における作業代替を目的として、不整地環境における四足歩行ロボットの経路計画から動作生成までの一連の処理をシミュレーションにより検証し、その有効性を確認する。

２．構成要素

＜2・1＞上位コントローラ　　本研究では不整地情報を陽に考慮するため、地形情報をステージコストに組み込み、最適化問題を構成した。不整地環境における地形情報を経路計画に反映するため、位置に依存するコストマップを導入した。環境地形に基づくコストマップ$c(p)$を式(1)により算出し、地形条件を数値として表現する。コストは環境中の各位置pに対して定義され、走行に適した領域では低い値を取り、不整地や走行が困難な領域では高い値をとる。

$$c(p) = \sum_i w_i s_i(p_x, p_y) \tag{1}$$

コストマップ$c(p)$は複数の地形評価項目から構成される。$s_i(p_x, p_y)$は位置pにおける各評価項目の値を表す。本研究では、地形の高さ情報に加え、勾配、曲率、並びに高さの標準偏差を評価項目として用いた。高さは地形の絶対的な位置関係を表す指標であり、環境内における相対的な高低差を反映する。勾配および曲率は、地形の局所的な傾斜や形状の変化を表し、移動時に生じる姿勢変化や不安定性と関連する指標である。高さの標準偏差は、位置pを中心とした 15cm 四方の領域における高さ分布のばらつきを表し、地形の凹凸や不規則性の程度を示す。各評価項目は対応する重み係数w_iによりスケールされ、これらを加算することで地形コストを算出する。このように構成されたコストマップにより、地形の凹凸や不規則性が大きい領域ほど高いコストが割り当てられる。算出したコストマップを用い経路計画を行う。ロボットの経路計画にはモデル予測経路積分制御(MPPI)を用いた[1]。MPPI では複数の候補軌道を確率的にサンプリングし、それぞれに対してコストを評価する。期待コストが最小となる制御入力系列を選択し、経路を生成する。本研究で使用したステージコスト関数を式(2)に示す。

$$J = (x_{ref} - x)^T Q (x_{ref} - x) + u^T R u + c(p) \tag{2}$$

ここでx_{ref}は参照状態、xは現在のタイムステップにおける実状態、uは制御入力を表す。Q及びRはそれぞれ状態誤差及び制御入力に対する重み行列であり、これらに加えて算出したコストマップ項$c(p)$を含めることで、不整地環境を考慮した経路計画が行われるようにした。

＜2・2＞強化学習モデル　　本研究では、四足歩行ロボットの運動生成モデルの学習に強化学習を用いる。方策の評価には Actor-Critic 構造を採用し、最適化手法として Proximal Policy Optimization（PPO）を用いた[2]。実装には、強化学習向けライブラリである RSL-RL を使用した。学習環境における物理シミュレーションには Genesis を用い、Genesis 上で階段や凹凸を含む不整地環境を構成し、実環境に近い地形条件下での学習を行った。報酬関数は、安定した歩行動作および指令追従性を実現することを目的として設計した。具体的には、目標線速度に対する追従誤差および目標角速度に対する追従誤差を評価項目として利用した。また、併せて躯体の高さおよび脚付け根の高さを評価項目として含めることで、過度な沈み込みや不安定な姿勢を抑制した。さらに、動作の滑らかさを確保するため、連続する動作間の変化量を評価する項目を導入した。また、初期姿勢からの過度な姿勢変化を抑制するため、躯体姿勢の変化量に基づく評価

©2026 IEE Japan

項目を設けた。加えて、遊脚期における関節角度に対する制約項を報酬に含めることで、不自然な脚運動の発生を抑制した。

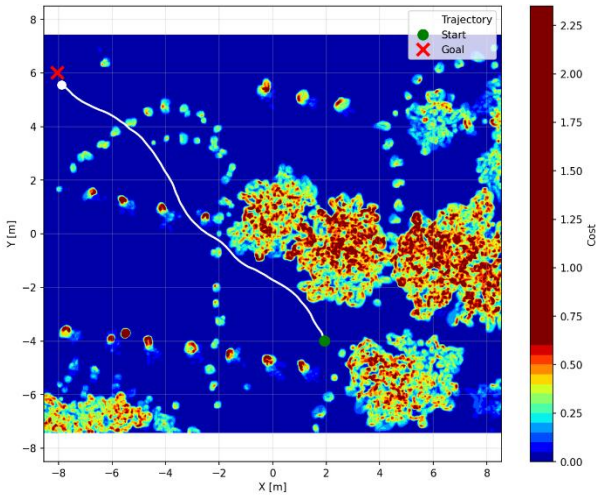


図１コストマップを用いた MPPI に基づくナビゲーションと動作生成結果

Fig.1. MPPI-Based Navigation and Motion Generation Results Using a Cost Map

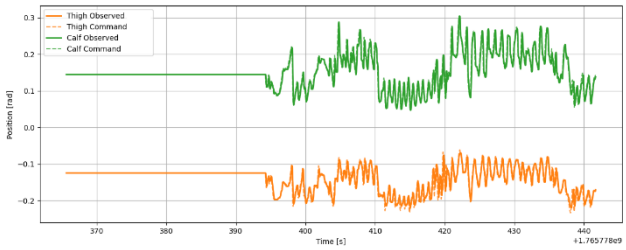


図２アクチュエータの位置制御応答結果

Fig.2. Position Commands and Response Results of the Actuator

３．シミュレーション結果

前節までに述べた上位コントローラおよび強化学習モデルを統合し、シミュレーションによる検証を行った。本研究で用いた実験システムは、経路計画を担う上位コントローラ、学習済み強化学習モデル、およびアクチュエータ制御系から構成される。まず上位コントローラが目標位置をもとに高次の経路指令コマンドを生成する。次に経路指令コマンドが物理シミュレータ上で学習された強化学習モデルに入力され、モデルは各関節の目標角度からなる関節指令値を算出する。最後に算出された指令値が、アクチュエータコントローラに送信され、各関節を駆動させる。これら一連の処理は、ROS（Robot Operating System）を通信基盤として統合されている。

実験システムを用いて、実環境を想定したナビゲーション性能の評価実験を行った。評価には、実際の畑環境を計測して得られた三次元点群データを用い、点群に基づく環境認識から経路計画、ならびに強化学習モデルによる動作生成までを一貫して実施した。ナビゲーションを行った結果を図 1 に示す。ロボットは不整地を含む環境においても経路指令に従い安定して移動しており、経路計画から動作生成までの一連の処理が適切に機能していることが確認された。さらに、ナビゲーション中における一脚分のアクチュエータの位置指令値と実際の応答を図 2 に示す。各関節において指令値に対する応答は良好に追従しており、急激な振動や不安定な挙動は観測されなかった。これにより、上位コントローラおよび強化学習モデルによって生成された関節指令が、実行時においても安定して実現されていることが確認された。

４．おわりに

本稿では、農業分野における作業代替を目的として、不整地環境における四足歩行ロボットの経路計画および動作生成手法を提案し、シミュレーションによる検証を行った。コストマップに基づく上位コントローラと、物理シミュレータ上で学習した強化学習モデルを統合したシステムを構築し、実際の畑環境から取得した点群データを用いてナビゲーションから動作生成までを実験し、有効性を検証した。結果として勾配や凹凸を含む不整地においても安定した移動が可能であり、提案手法が農地環境における四足歩行ロボットの移動に有効であることが確認できた。今後の課題として、実環境における検証を通じた実用性評価に加え、四足それぞれの関節挙動を含む時系列解析を行い、歩容の安定性をより詳細に評価することが挙げられる。

５．謝辞

本研究成果は２０２５年度野崎わかば会によって助成されたものです。

文　献

(1)G. Williams, P. Drews, B. Goldfain, J. M. Rehg and E. A. Theodorou, "Aggressive driving with model predictive path integral control," 2016 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), Stockholm, Sweden, 2016, pp. 1433-1440, doi: 10.1109/ICRA.2016.7487277.

(2)John Schulman, Filip Wolski, Prafulla Dhariwal, Alec Radford, and Oleg Klimov. (2017). Proximal Policy Optimization Algorithms.

©2026 IEE Japan

磁気浮上ゼロパワー制御の積分器付加による性能向上について

浦川　禎之*
（インタラクティブ・コントロール・テクノロジーズ合同会社）

Performance Improvement by Adding an Integrator to Zero-Power Control of Magnetic Levitation

Yoshiyuki Urakawa (Interactive Control Technologies, LLC)

１．はじめに

磁気浮上制御は，磁気軸受け，搬送台車など様々な領域で用いられている。なかでも永久磁石で浮上力を得て電磁石で安定化制御を行う磁気浮上ゼロパワー制御[1]は省電力を実現できることから広く検討されている[2]-[4]。この磁気浮上ゼロパワー制御の性能向上を考えたとき，浮上を保つための外乱に対する剛性の向上，および省電力性の向上のふたつの方向が考えられる。一般に制御器における積分器は外乱特性の向上に結び付くこと，またゼロパワー制御は積分器を用いていることから，さらに積分器を増やすことで剛性および省電力の向上が図れると期待される。そこで磁気浮上ゼロパワー制御器にさらに積分器を付加することで性能向上が図れるかを検討した[5]-[9]。

２．積分器を付加した制御系

従来の磁気浮上ゼロパワー制御系のブロック図を図 1 (a)に示す。点線内が電磁石と永久磁石から成る制御対象である。上部にある磁性体を永久磁石で吸引し，重力を相殺して浮上する磁気浮上系を想定している。平衡点近傍で線形化した。電磁石の電流 i，上部磁性体との距離 z，上部磁性体に対する速度 v を状態とする状態方程式を(1)式に示す。

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} z \\ v \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{1}{M}\frac{\partial f}{\partial z} & 0 & \frac{1}{M}\frac{\partial f}{\partial i} \\ 0 & -\frac{N}{L}\frac{\partial \varphi}{\partial z} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} z \\ v \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} u \qquad (1)$$

ここで M は浮上物全体の質量，R は電磁石のコイルの抵抗，L は同じくインダクタンス，N は巻き数，φ は鎖交磁束，f は電磁石が発生する力とする。図 1 ではこれをブロック図に直して表記している。従来のゼロパワー制御器では電流 i を積分し，これを含む拡大系に対して状態フィードバックを行う。これにより電流が 0 に収束するゼロパワー制御が実現される。

さらに積分器を増やす構成を考える。まずは電流をさらに積分する構成が考えられる。図 1(b)に示す。電流を 2 階積分したものまで含む拡大系を構成して状態フィードバックを行う。本論文では電流 2 階積分方式と呼ぶ。この他に

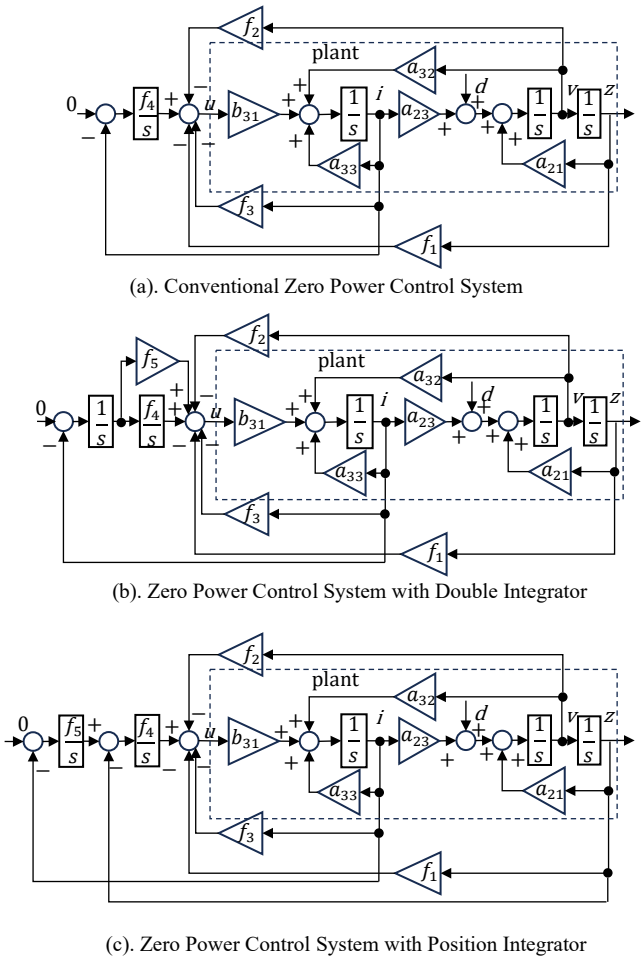


図 1 制御系ブロック図
Fig.1. Block Diagrams of Systems

図 1(c)のように位置ループに新たな積分器を追加して位置サーボ系を構成してゼロパワー制御を行なう構成も考えられる。位置の積分と電流の積分で 2 つ積分器を持つことになる。本論文では位置積分方式と呼ぶ。従来方式を含めた 3 つの構成についてシミュレーションを行い，積分器を増やすことでどのように性能向上が図れるかを確認した。

©2026 IEE Japan

３．ステップ外乱応答の比較

図 1 中の d としてステップ外乱が加わった時の応答をシミュレーションで確認した。制御対象モデルを(2)式に示す。

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} z \\ v \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 315.7 & 0 & -0.214 \\ 0 & 1473.3 & -17191 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} z \\ v \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1719.1 \end{bmatrix} u \quad (2)$$

この制御対象に対して，従来ゼロパワー制御では電流積分器が加わって 4 次系となり，4 つの閉ループ極が[-3, -50, -50, -10000]となるように極配置を行って制御パラメータを設定した。また，電流 2 階積分方式および位置積分方式ではさらに積分器が加わり 5 次系となるので，5 つの閉ループ極が[-3, -3, -50, -50, -10000]となるよう制御パラメータを設定した。実際のパラメータ調整では高域の位相遅れもしくは 2 次共振により高域ゲインが挙げられずに性能限界が決まることが多いので，両者の高域特性が同等になるよう極配置を決定した。

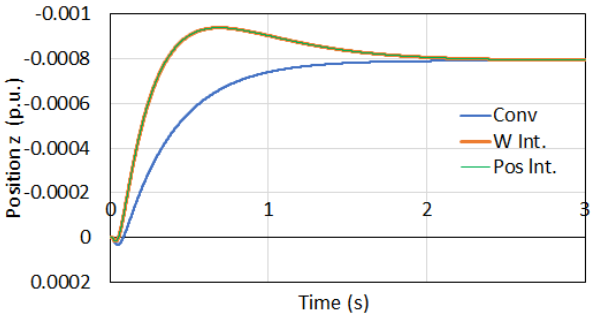
この時のシミュレーション結果を図 2 に示す。図 2(a)に磁性体からの距離 z の外乱応答を示す。磁性体からの距離 z は下方向がプラスとなり，実感と合わないので図 2(a)のグラフでは y 軸を反転して表示する。浮上物に下方向の力が加わることでわずかに下に下がるが電磁石の吸引力で上方に引き上げられ磁性体との距離が小さいところで新たな平衡点に収束する。この時，橙線の電流 2 階積分方式と緑線の位置積分方式は全く同じ軌跡でオーバーシュートしている。青線の従来制御は滑らかに収束している。上部の磁性体との衝突を考えると従来制御の挙動の方が望ましい場合が多いと考えられる。

図 2(b)に電流 i の外乱応答を示す。いずれもゼロパワー制御なので最終的には 0 に収束する。電流に関しても橙線の電流 2 階積分と緑線の位置積分は全く同じ軌跡を描いている。制御器の構成に依らず，同じ特性になっていると思われる。従来制御と比べるとオーバーシュートはあるものの収束は速いので電力としては小さくなると期待される。グラフの 3 秒までの電流の 2 乗積分を比較したところ，従来制御の 67%であった。省電力の効果が期待される。ただし，ステップ外乱のような低周波成分の大きい信号ではなく高域成分の大きい外乱の場合は省電力の効果は小さくなると思われる。外乱の周波数成分に注意する必要がある。

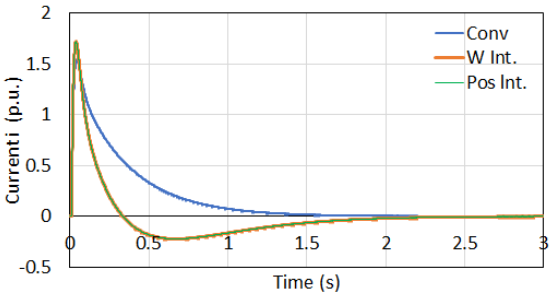
４．まとめ

磁気浮上ゼロパワー制御について，積分器を付加した時の性能向上について検討した。積分器の増やし方について電流をさらに積分する電流 2 階積分方式と位置信号を積分する位置積分方式を，従来のゼロパワー制御とシミュレーションで比較した。電流 2 階積分方式と位置積分方式は同じ特性を示すことが分かった。また位置信号での外乱ステップ応答では電流 2 階積分方式および位置積分方式ではオーバーシュートが見られた。従来制御の方が位置応答としては望ましい場合が多いと予想される。電流信号の外乱ステップ応答に関しては電流 2 階積分方式および位置積分方式は収束が速く，省電力が期待できる。外乱がステップ信号のように低域成分が大きい時は，消費電力が従来の 67%となる省電力化が期待できる。

今後，実験で確認したい。



(a). Position z



(b). Current i

図 2 ステップ外乱応答
Fig.2. Step response for disturbance

文　献

(1)森下明平・小豆沢照男：電気学会論文誌, Vol.108-D, No.5, pp.447～454 (1988)

(2)上條芳武・伊東弘晃・丸山裕：機械学会論文集 C 編, Vol.79, No.8, pp.438～447 (2013)

(3)孫鳳・岡宏一：第 52 回自動制御連合講演会, G5-4 (2009)

(4)石野裕二・水野毅・高崎正也：機械学会論文集 C 編, Vol.75, No.754, pp.229～235 (2009)

(5)中村友一：日本工業大学卒業論文 (2019)

(6)高橋真悟：日本工業大学卒業論文 (2020)

(7)木村仁哉：日本工業大学卒業論文 (2021)

(8)鈴木佑哉：日本工業大学卒業論文 (2025)

(9)松村一平：日本工業大学卒業論文 (2025)

©2026 IEE Japan

波動空間外乱オブザーバの帯域設計による振動制御

松本　麗央*，桂　誠一郎（慶應義塾大学）

Vibration Control by Bandwidth Design of Wave-space Disturbance Observer

Reo Matsumoto and Seiichiro Katsura (Keio University)

１．はじめに

産業システムやロボティクス分野において，高速かつ高効率な動作が求められている。これらの要求を満たすために，柔軟構造物が注目されている。一方で，柔軟構造物は低剛性であるため，性能劣化の要因となる振動を誘発しやすい。この課題に対し，これまで数多くの研究がなされており，そのうちの一つとして波動制御が提案されている(1)。波動制御は，柔軟構造物内の運動を波の伝播として捉える手法である。しかし，実際のシステムに波動制御を適用する際，オブザーバの帯域とゲインの設定により，高周波の振動を励起する可能性がある。そこで，本研究では，スライディングモード制御と波動空間外乱オブザーバを用いた手法を提案し，帯域設計により，高周波振動の抑制を図る。

２．波動制御

波動制御では，柔軟構造物を図 1 のように分布定数系とみなすことで，柔軟構造物内部の運動を波の伝播によるものと考えることができる。このとき，モータ側から負荷側へ伝播する波を進行波 θ_{trv} と定義する。進行波 θ_{trv} は以下のように表される(1)。

$$\theta_{\mathrm{trv}} = \frac{1}{2}\theta_{\mathrm{M}} + \frac{1}{2Zs}\tau_{\mathrm{reac}} \tag{1}$$

θ_{M} はモータの回転角，Z は柔軟構造物の特性インピーダンス，そして，τ_{reac} は反作用トルクを表す。また，s はラプラス演算子を表している。負荷側の回転角 θ_{L} は進行波 θ_{trv} を用いて次のように表すことができる。

$$\theta_{\mathrm{L}} = 2e^{-Ts}\frac{2Z}{J_{\mathrm{L}}s+Z}\theta_{\mathrm{trv}} - \frac{1}{J_{\mathrm{L}}s^2+Zs}\tau_{\mathrm{dis}} \tag{2}$$

J_{L}，τ_{dis} はそれぞれ，負荷側の慣性，負荷側に加わる外乱を表している。(2)より，進行波と負荷側回転角の関係に着目すると，複素平面上において極が左半平面に配置されるため，従来の波動制御では，進行波 θ_{trv} に対して比例微分（Proportional-Derivative; PD）制御を適用することで，振動抑制を実現してきた。このとき，進行波の応答値は進行波の指令値 $\theta_{\mathrm{trv}}^{\mathrm{cmd}}$ を用いて以下のように表すことできる。

$$\theta_{\mathrm{trv}} = \frac{\frac{K_{\mathrm{d}}}{2}s+\frac{K_{\mathrm{p}}}{2}}{s^2+\frac{K_{\mathrm{d}}}{2}s+\frac{K_{\mathrm{p}}}{2}}\theta_{\mathrm{trv}}^{\mathrm{cmd}} + \frac{s^2}{s^2+\frac{K_{\mathrm{d}}}{2}s+\frac{K_{\mathrm{p}}}{2}}\frac{\tau_{\mathrm{reac}}}{2Zs} \tag{3}$$

ここで，K_{p} は比例ゲイン，K_{d} は微分ゲインを表している。

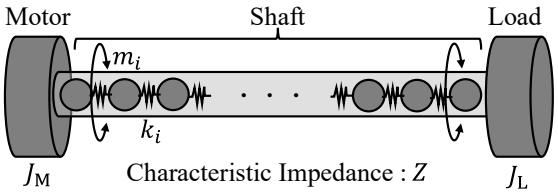


図 1 軸ねじれ系モデル

Fig. 1. Torsional system model.

実際のシステムにおいてトルクセンサを用いない場合，反作用トルク τ_{reac} は反作用トルクオブザーバ（Reaction Torque Observer; RTOB）(2) を用いて推定する必要がある。本研究では，実際の反作用トルク τ_{reac} と，推定値 $\hat{\tau}_{\mathrm{reac}}$ の関係を $\hat{\tau}_{\mathrm{reac}} = \frac{g^{\mathrm{rtob}}}{s+g^{\mathrm{rtob}}}\tau_{\mathrm{reac}}$ とする。ここで，g^{rtob} は RTOB のカットオフ周波数を表す。これを用いて，(3)を以下のように書き直すことができる。

$$\theta_{\mathrm{trv}} = \frac{\frac{K_{\mathrm{d}}}{2}s+\frac{K_{\mathrm{p}}}{2}}{s^2+\frac{K_{\mathrm{d}}}{2}s+\frac{K_{\mathrm{p}}}{2}}\theta_{\mathrm{trv}}^{\mathrm{cmd}} + \frac{s^3+\left(\frac{K_{\mathrm{d}}}{2}+g\right)s^2+\frac{K_{\mathrm{p}}}{2}s}{s^3+\left(\frac{K_{\mathrm{d}}}{2}+g\right)s^2+\left(\frac{K_{\mathrm{d}}}{2}g+\frac{K_{\mathrm{p}}}{2}\right)s+\frac{K_{\mathrm{p}}}{2}g}\frac{\tau_{\mathrm{reac}}}{2Zs} \tag{4}$$

上式より，ラプラス演算子 s に $j\omega$ を代入することで，

$$\omega \geq \sqrt{\frac{-\alpha+\sqrt{\alpha^2+K_{\mathrm{d}}^2K_{\mathrm{p}}^2g^{\mathrm{rtob}}}}{2K_{\mathrm{d}}}} = \omega_{\mathrm{th}} \tag{5}$$

を満たすとき，ゲインが 1 より大きくなることが分かる。ここで，$\alpha = g^{\mathrm{rtob}}\left(K_{\mathrm{p}} - \frac{K_{\mathrm{d}}^2}{4}\right)$ である。RTOB のカットオフ周波数 g^{rtob} を上げることで，ω_{th} を高周波側へ遷移させることが可能であるが，センサノイズや量子化誤差の影響を受けやすくなり，実システムにおいては制約が存在する。

３．提案手法

本研究では，スライディングモード制御と波動空間外乱オブザーバを統合した制御手法を提案する。提案手法のブロック線図を図 2 に示す。図中の SMC はスイディングモードコントローラを表しており，モータの状態変数を所望の切替線に拘束する役割を担う。このときに計算される制御入力 u_{smc} は，次式で与えられる。

$$u_{\mathrm{smc}} = -\frac{s_1}{s_2}\dot{\theta}_{\mathrm{M}} - k_1\mathrm{sgn}(\sigma) - k_2\sigma \tag{6}$$

ここで，σ は $\sigma = s_1\theta_{\mathrm{M}} + s_2\dot{\theta}_{\mathrm{M}}$ として定義される値である。

©2026 IEE Japan

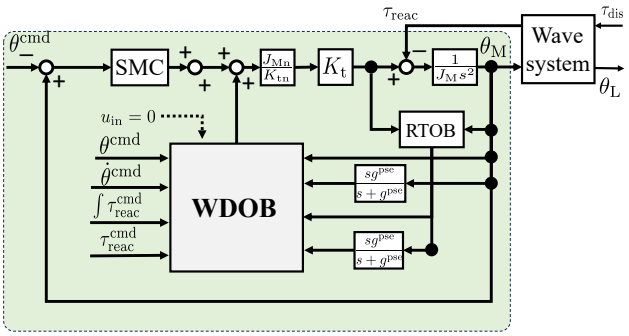


図 2 提案手法のブロック線図

Fig. 2. Block diagram of the proposed method.

定数 s_i および k_i は任意に設定することが可能である。図 2 中の WDOB は波動空間外乱オブザーバ（Wave-space Disturbance Observer; WDOB）[3]を表しており，出力をフィードバックし補償入力として用いることで，所望の帯域内で波動制御を実現することが可能となる。WDOB による補償入力 u_{wdob}は，以下の式で表すことができる。

$$u_{\mathrm{wdob}}=\frac{g^{\mathrm{wdob}}}{s+g^{\mathrm{wdob}}}\{\ddot{e}_{\mathrm{trv}}-(-K_{\mathrm{p}}e_{\mathrm{trv}}-K_{\mathrm{d}}\dot{e}_{\mathrm{trv}})\} \quad (7)$$

ここで，$e_{\mathrm{trv}}=\theta_{\mathrm{trv}}^{\mathrm{res}}-\theta_{\mathrm{trv}}^{\mathrm{cmd}}$ である。最終的な制御入力 u は，

$$u=u_{\mathrm{smc}}+u_{\mathrm{wdob}} \quad (8)$$

となる。

4．シミュレーション

提案手法の有効性を検証するため，数値シミュレーションを実施した。シミュレーションには C 言語を用い，制御対象として図 1 に示す軸ねじれ系モデルを対象とした。シミュレーション条件として$K_{\mathrm{p}}=1000$, $K_{\mathrm{d}}=4\sqrt{K_{\mathrm{p}}}$, $g^{\mathrm{rtob}}=1000$とした。このとき，ω_{th} の値は $\omega_{\mathrm{th}}\simeq 154.27$ であった。

図 3-5 にシミュレーション結果を示す。図 3 は従来の波動制御の結果，図 4 はスライディングモード制御と波動空間外乱オブザーバの統合手法において，$g^{\mathrm{wdob}}=200$ としたときの結果，また，図 5 は同手法において，$g^{\mathrm{wdob}}=150$ とした際の結果を表している。図 3 と図 4 は定常時に高周波振動が生じているが，図 5 より，提案手法では振動が抑制されていることが分かる。これらの結果から，提案手法およびパラメータの有効性が確認できた。

5．おわりに

本研究では，スライディングモード制御と波動空間オブザーバを統合した手法を提案した。波動制御の実装時に問題となる高周波振動を抑制するために，波動空間オブザーバの帯域の設計方法について議論した。シミュレーションの結果より，提案手法の有効性を示した。

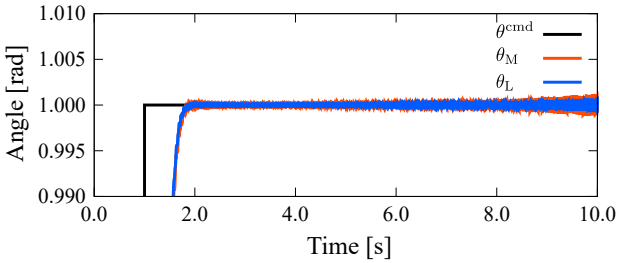


図 3 シミュレーション結果（従来手法）

Fig. 3. Simulation result with the conventional method.

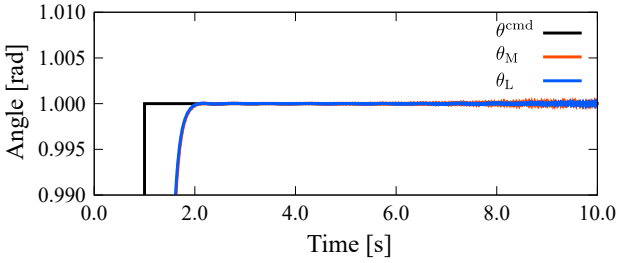


図 4 シミュレーション結果（提案手法，$g^{\mathrm{wdob}}=200$）

Fig. 4. Simulation result with the proposed method ($g^{\mathrm{wdob}}=200$).

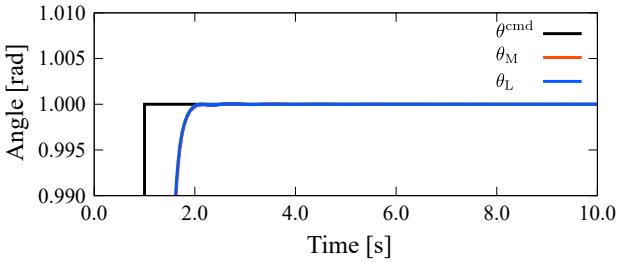


図 5 シミュレーション結果（提案手法，$g^{\mathrm{wdob}}=150$）

Fig. 5. Simulation result with the proposed method ($g^{\mathrm{wdob}}=150$).

謝辞

本研究の一部は，科研費基盤研究(A)(課題番号:24H00321), JST CRONOS(課題番号: JPMJCS24N2)ならびに KISTEC 戦略的研究シーズ育成事業によって行われたことを記し関係各位に謝意を表す。

文　献

(1) K. Shikata and S. Katsura, “Hierarchical control for vibration suppression through decoupling of traveling/reflected waves,” *IECON 2023- 49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1–6, 2023.

(2) K. Ohnishi, M. Shibata, and T. Murakami, “Motion control for advanced mechatronics,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 1, no. 1, pp. 56–67, 1996.

(3) K. Ohishi, K. Ohnishi, and K. Miyachi, “Torque-speed regulation of DCmotor based on load torque estimation,” *JIEE/1983 International Power Electronics Conference, IPEC-TOKYO*, pp. 1209–1218, 1983.

©2026 IEE Japan

杖形歩行支援ロボットの絶対安定化制御

太田　力斗*，藤本　康孝(横浜国立大学)

Global Stabilization Control of a Robotic Cane for Walking Assistance

Rikito Ota, Yasutaka Fujimoto (Yokohama National University)

１．まえがき

世界的な高齢化の進行に伴い、高齢者や障害者の歩行を支援するロボットデバイスの重要性が高まっている。中でも、介助者を必要とせず、使用者が単独で扱える杖形歩行支援ロボットは、日常生活における自立支援の観点から有望である。杖形歩行支援ロボットの中でも、車輪駆動により杖の姿勢を制御する構成は、力学的に車輪型倒立振子としてモデル化できる。このようなモデルに対して、線形制御や非線形制御を用いた安定化手法が提案されてきた。しかし、従来手法の多くは直立近傍の小角度領域での安定化を前提としており、杖が大きく傾いた状態、あるいは床に倒れた状態から直立状態へと立ち上げる「絶対安定化」を扱うことは困難であった。本研究では、車輪型倒立振子モデルで表される杖形歩行支援ロボットに対し、大角度初期条件からの直立化制御を目的として、Interior-Point Differential Dynamic Programming（IPDDP）を用いた制約付き最適制御を適用する。IPDDP により最適軌道を生成し、その後フィードバック制御へ移行する制御構成を提案し、MATLAB シミュレーションにより有効性を検証する。

２．モデルと問題設定

本研究で対象とする杖形歩行支援ロボットは、車輪と振り子（杖）から構成され、車輪の回転により杖の姿勢を制御する。図 1 に示すように，車輪の回転角を θ、杖の傾きを ϕ とする。ここで $\phi = 0$ は杖が直立した状態を表す。

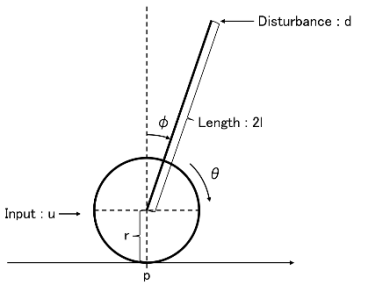


図 1　杖形歩行支援ロボットの車輪型倒立振子モデル
Fig. 1. Wheel-type inverted pendulum model of the cane robot

本研究で用いる運動方程式は以下の通りである。
まず、車輪に関する運動方程式は、

$$h_{11}\ddot{\theta} + h_{12}\ddot{\phi} - ml\sin(\phi)\,r\dot{\phi}^2 = u \quad (1)$$

で与えられる。次に、振り子（杖）に関する運動方程式は、

$$h_{21}\ddot{\theta} + h_{22}\ddot{\phi} - ml\sin(\phi)\,r\dot{\theta}\dot{\phi} - 2ml\sin(\phi)\,r\dot{\phi}^2 - mgl\sin(\phi) = -u + d \quad (2)$$

となる。ただし、

$$h_{11} = \left(\frac{3}{2}M + m\right)r^2 \quad (3)$$

$$h_{12} = h_{21} = h_{11} + ml\cos(\phi)\,r \quad (4)$$

$$h_{22} = h_{11} + 2ml\cos(\phi)\,r + \frac{4}{3}ml^2 \quad (5)$$

ここで、M は車輪の質量、m は杖の質量、r は車輪の半径、l は杖の重心までの距離、u は車輪に加えられる制御入力（モータトルク相当）、d は外乱を表す。

制御目的は、初期状態 ϕ_0 が大きく傾いた状態（例：$\pi/2$、$\pi/3$、$\pi/4$ ）から、最終的に $\phi = 0$ の直立状態へと安定化させることである。また、実機適用を考慮し、入力 u および車輪回転角 θ には上限・下限の不等式制約が存在するものとする。

３．制御手法

本研究では、入力および状態に不等式制約を有する非線形システムに対する最適制御手法として、Interior-Point Differential Dynamic Programming（IPDDP）を用いる。

IPDDP は、DDP に内点法を導入することで、入力および状態に課される不等式制約を陽に扱える最適制御手法であり、制約付き非線形システムに対して有効である。

得られた最適軌道の終端では、直立姿勢近傍における線形近似が妥当となるため、以降は線形フィードバック制御へと切り替える制御構成を採用する。これにより、大角度領域における非線形性と制約を考慮しつつ、直立近傍での安定な姿勢保持を実現する。

４．シミュレーション条件

＜4・1＞モデルパラメータ　　本研究におけるシミュレーションでは、図 1 に示した車輪型倒立振子モデルを用い、表 1 に示す物理パラメータを設定した。車輪の質量 M、杖の質量 m、車輪の半径 r、杖の長さ $2l$ は、実機試作を想定した値を用いている。また、本研究では外乱 d は考慮せず、$d = 0$ とした。

©2026 IEE Japan

表１　車輪型倒立振子モデルの物理パラメータ
Table 1. Physical parameters of the wheel-type inverted pendulum model

車輪の質量	M	1.0 kg
杖の質量	m	0.1 kg
車輪の半径	r	0.0825 m
杖の長さ	$2l$	1.0 m

＜4・2＞初期条件および制約条件　　初期条件として、杖の初期角度 ϕ_0 を $\pi/2$、$\pi/3$、$\pi/4$ [rad] の 3 通りに設定し、大角度初期状態からの直立化性能を評価した。IPDDP における最適化時間は $t_{\max} = 0.270$ s とし、制御入力 u には $-8.36 \le u \le 8.36$ [N·m] のトルク制約を課した。また、杖の可動範囲は $-1.65 \le \phi \le 1.65$ [rad] とした。

５．シミュレーション結果

＜5・1＞杖の傾きの時間応答

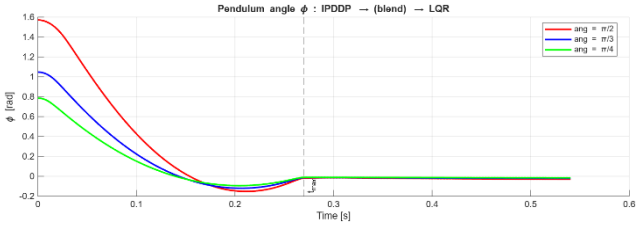


図２　杖角度 ϕ の時間応答
Fig. 2. Time response of pendulum angle ϕ

図 2 に、初期角度 $\phi_0 = \pi/2$、$\pi/3$、$\pi/4$ に対する杖角度 ϕ の時間応答を示す。IPDDP により生成された最適軌道に従って杖は直立近傍まで立ち上がり、その後フィードバック制御へ切り替えることで、安定に直立姿勢が維持されている。破線は IPDDP からフィードバック制御へ切り替える時刻 $t_{\max}$ を示している。

＜5・2＞制御入力の挙動

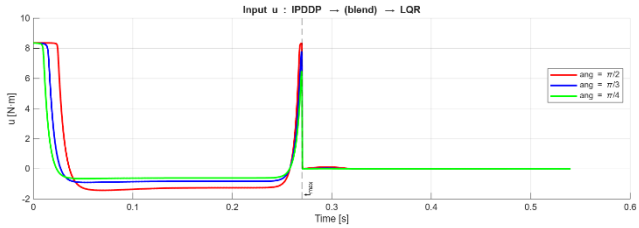


図３　制御入力 u の時間応答（トルク制約下）
Fig. 3. Control input u under torque constraints

図 3 に制御入力 u の時間応答を示す。IPDDP 区間では入力制約を満たしつつ大きなトルクが生成され、立ち上げ動作が実現されている。フィードバック制御へ切り替えた後は、入力が速やかに減衰し、安定化制御へ移行していることが確認できる。

＜5・3＞車輪移動距離と速度

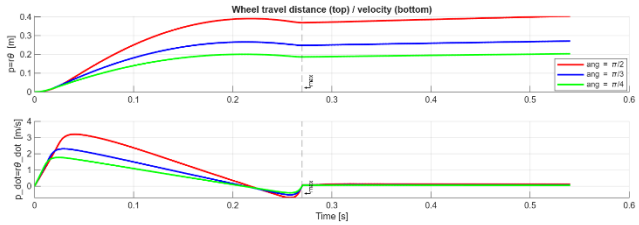


図４　車輪移動距離 $p = r\theta$（上）と移動速度 $\dot{p} = r\dot{\theta}$（下）
Fig. 4. Wheel travel distance $p = r\theta$ (top) and velocity $\dot{p} = r\dot{\theta}$ (bottom)

図 4 に車輪移動距離 $p = r\theta$ と車輪移動速度 $\dot{p} = r\dot{\theta}$ を示す。LQR は車輪の回転角 θ を状態から除外し、$[\dot{\theta}, \phi, \dot{\phi}]$ を用いて設計したため、p は終端で必ずしもゼロに戻らない。一方で、いずれの初期角度においても $\dot{p}$ は $t_{\max}$ 以降に速やかに 0 へ収束しており、直立近傍で安定化が達成されていることが分かる。

６．結論

本研究では、車輪型倒立振子モデルで表される杖形歩行支援ロボットに対し、Interior-Point Differential Dynamic Programming（IPDDP）を用いた絶対安定化制御手法を提案した。提案手法では、大角度初期条件からの立ち上げ動作を IPDDP により最適軌道として生成し、その後、直立姿勢近傍においてフィードバック制御へ切り替える構成を採用した。

MATLAB シミュレーションにより、初期角度 ϕ_0 を $\pi/2$、$\pi/3$、$\pi/4$ [rad] とした場合について検証を行った結果、いずれの条件においても、入力トルク制約および状態制約を満たしながら杖を直立状態へと安定化できることを確認した。また、フィードバック制御への切り替え後には、制御入力が速やかに減衰し、安定な姿勢保持が実現されていることが示された。

以上より、IPDDP とフィードバック制御を組み合わせた本手法は、従来手法では扱いが困難であった大角度初期状態からの立ち上げを可能とする有効な制御構成であると考えられる。今後の課題として、外乱を考慮したロバスト性の検証や、実機実験による有効性の確認が挙げられる。

文　献

(1) A. Pavlov, I. Shames, C. Manzie: “Interior Point Differential Dynamic Programming,” IEEE Trans. Control Systems Technology, Vol.29, No.6, pp.2720-2727 (2021)

©2026 IEE Japan

無脳アプローチに基づく
車輪型ロボットの段差乗り越え性能向上

守屋　宙*，宮原　啓造（関西学院大学）

Improving Step- Climbing Performance of Wheeled Robots Based on the Brainless Approach

Sora Moriya, Keizo Miyahara (Kwansei Gakuin University)

１．まえがき

病院における点滴スタンドの移動負担を軽減するため，自律移動型点滴スタンドの研究[1]が進められている．移動機構にはオムニホイールロボットが有用であるが，段差に弱く，スタックや車体の傾きによる転倒，患者の位置・速度測定の精度の低下が課題となる． そこで本研究では，計算機を用いずロボットと環境間の物理的な相互作用のみで環境適応する「無脳アプローチ[2]」に基づくサスペンション機構を提案する．本機構を導入することで，複雑な情報処理系を用いることなく段差乗り越え性能の向上を目指す．

２．提案手法

＜2・1＞ハードウェア構成　　本研究ではオムニホイールロボットの段差乗り越え性能を向上させるための手法としてプッシュソレノイドを用いたサスペンション機構をロボットに組み込むことを提案する（図 1）．

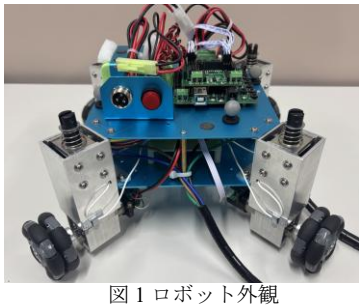


図 1 ロボット外観
Fig.1. Overview of Robot

各プッシュソレノイドに定電流電源を接続し，一定の支持力を発揮させることで車体を持ち上げ保持する．

＜2・2＞動作原理　　動作原理を図 2 に示す．段差衝突によりソレノイドは受動的に収縮する．本研究では収縮に伴い発生力が低下する力―ストローク特性を持つソレノイドを定電流駆動しているため，収縮時には車重が支持力を上回る．これにより収縮状態を維持したまま段差を通過する．

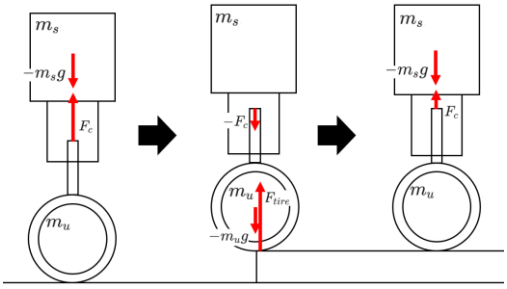
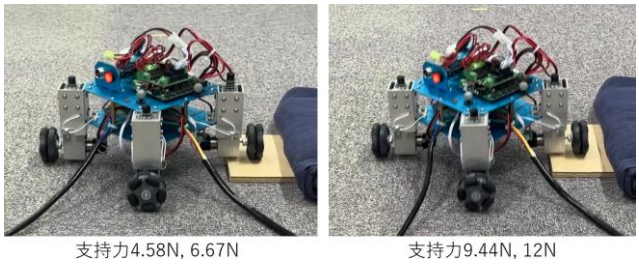


図 2 動作原理
Fig.2. Operating principle

３．実験条件と結果

＜3･1＞実験条件　　地面に固定した高さ 10mm の段差に，一定速度 0.34m/s で直進するロボットの一輪を衝突させる．プッシュソレノイドの支持力は 4.58N, 6.67N, 9.44N,12N（ストローク 10mm 時）とし，各支持力で実験を行う．

＜3・2＞実験結果　　支持力 4.58N, 6.67N では段差との衝突時にソレノイドが押し返され車輪回転軸が上昇し，その状態を維持して段差を通過する挙動が確認された（図 3 左）．通過後は直ちに伸長し，通常走行へ復帰した．一方支持力 9.44N,12N では，段差乗り越え中にソレノイドが縮まずに伸長状態を継続することが確認できた（図 3 右）．両者を比較すると，支持力 4.58N, 6.67N の条件において，段差乗り越え時の車体の傾きが有意に抑制されていることがわかる．



支持力4.58N, 6.67N　　支持力9.44N, 12N

図 3 段差乗り越え時の動的挙動
Fig.3. Dynamic Behavior during Step Climbing

４．むすび

「無脳アプローチ」に基づくサスペンション機構が特定の支持力において段差乗り越え性能を向上させることを示した．今後は，モーションキャプチャシステムを用いて車体挙動を定量的に計測するとともに，異なる段差高さにおける限界性能の検証を進める予定である．

文　献

(1)中谷岳人，宮原啓造“入院患者向け自律移動型点滴スタンドシステムの追跡精度の向上”, ROBOMECH2025, 1A2-I05 (2025)
(2)増田容一“無脳ロボットアプローチ : 全身に埋め込まれた刺激応答デバイスによる運動パターンの創発”，日本ロボット学会誌, Vol. 42, No. 8, pp. 718-724 (2024)

©2026 IEE Japan

時定数可変外乱オブザーバを用いた慣性未知の機械系の運動制御

林　崇*，大盛　秀仁，高山　哲也 (富士電機)

Motion Control of Unknown Inertia System by Disturbance Observer with Variable Time-Constant

Takashi Hayashi, Syuto Ohmori, Tetsuya Takayama (Fuji Electric Co., Ltd.)

１．はじめに

外乱オブザーバを活用したモーション制御法の１つとして、ノミナル慣性による逆モデルを用いて推定した仮想的な外乱トルクを速度制御出力に加算したトルクを印加することによって、制御対象の実慣性がノミナル慣性と異なっていてもノミナル慣性に等しい場合と同様の応答を実現する制御方法が知られている[1]。しかし、実慣性 J とノミナル慣性 J_n との比 J/J_n（本論文ではこの値を慣性比と定義する）が非常に大きい場合にこの方法を用いると、制御不安定になる場合がある。

本発表では、逆モデルとしてノミナル慣性を与えた外乱オブザーバを用いたモーション制御において、慣性比の大きさによっては制御不安定になる要因と、改善策の１つとして外乱オブザーバ内のフィルタ時定数に着目した検討結果を報告する。

２．慣性比による不安定化原因の検討

はじめに、慣性比の大きさによって制御不安定になる原因を検討するため、図 1 に示す簡易的なモデルを用いたシミュレーションで、速度制御した場合の慣性比による振舞の違いを調査した。 (a)は、基本原理を確認することを目的として、推定外乱 T_{Lest} を得る際に速度検出値 v_{det} もその微分値も誤差なく遅れなく使用でき、そのまま速度制御出力 T_0 に加算できると仮定した、理想モデルである。実際の速度制御システムでは、指令に応じたトルクが印加され、それによって変化した速度を検出して取り込むまでに、むだ時間 T_d が存在する。このため T_{Lest} を求める際、トルク信号 T に対しても T_d と同じむだ時間を与えた上で計算する。(b)では、上記むだ時間を考慮した上で、低域通過フィルタ(LPF)を通した上でフィードバックする形にした。

(b)における LPF は時定数 τ=70us の一次遅れ LPF を２段カスケード接続したものであり、むだ時間 T_d は 200us とした。k_{vp}, k_{vi} はそれぞれ 1000rad/s, 250 rad/s に固定した。この条件で速度指令 v_{ref} に最大速度 100rad/s, 加速・減速時間ともに 10ms とする台形加減速パターンを与え、複数の慣性比(J/Jn)で速度制御シミュレーションを実施した。

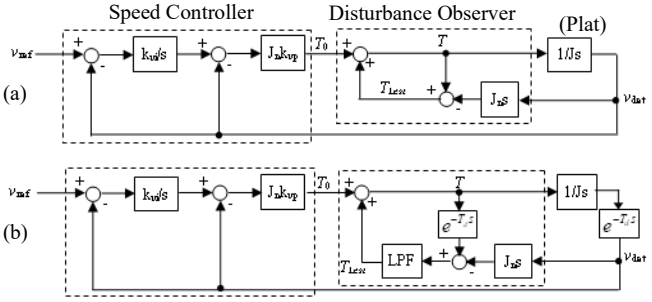


図 1 外乱オブザーバを用いた速度制御モデル

Fig1. Model of Speed Control System using Disturbance Observer

(a)Ideal model without Time Delay, (b) Realistic model with Time Delay

このシミュレーション結果（速度波形）を図 2 の(a), (b)に示す。理想モデル(a)では慣性比によらず制御できているが、(b)では慣性比 10 を超えた程度で制御不能となった。むだ時間や LPF が安定性を悪化させることと、慣性比が大きいほどその影響が大きくなることが、確認された。

３．制御安定化の検討

むだ時間 T_d を短縮することは簡単でないと想定し、それとは別の方法で制御を安定化させる手段について検討した。図 3 に検討した手段の制御ブロックを示す。ここで、むだ時間要素 $\exp(-T_d s)$とその後の LPF とを合わせた演算子を F_{d1} と表すことにする。すると外乱推定値 T_{Lest} は次のように与えられる。

$$T_{Lest} = \left(F_{d2} - \left(J_n/J\right)F_{d1}\right)T \quad (1)$$

これと $T=T_0+T_{Lest}$ より、

$$T = \frac{1}{1-F_{d2}+\left(J_n/J\right)F_{d1}}T_0 \quad (2)$$

$T=(J/J_n)T_0$ となるのが理想的な状態なので、望ましい F_{d2} は次の通りとなる。

$$F_{d2} = 1-\left(J_n/J\right)\left(1-F_{d1}\right) \quad (3)$$

©2026 IEE Japan

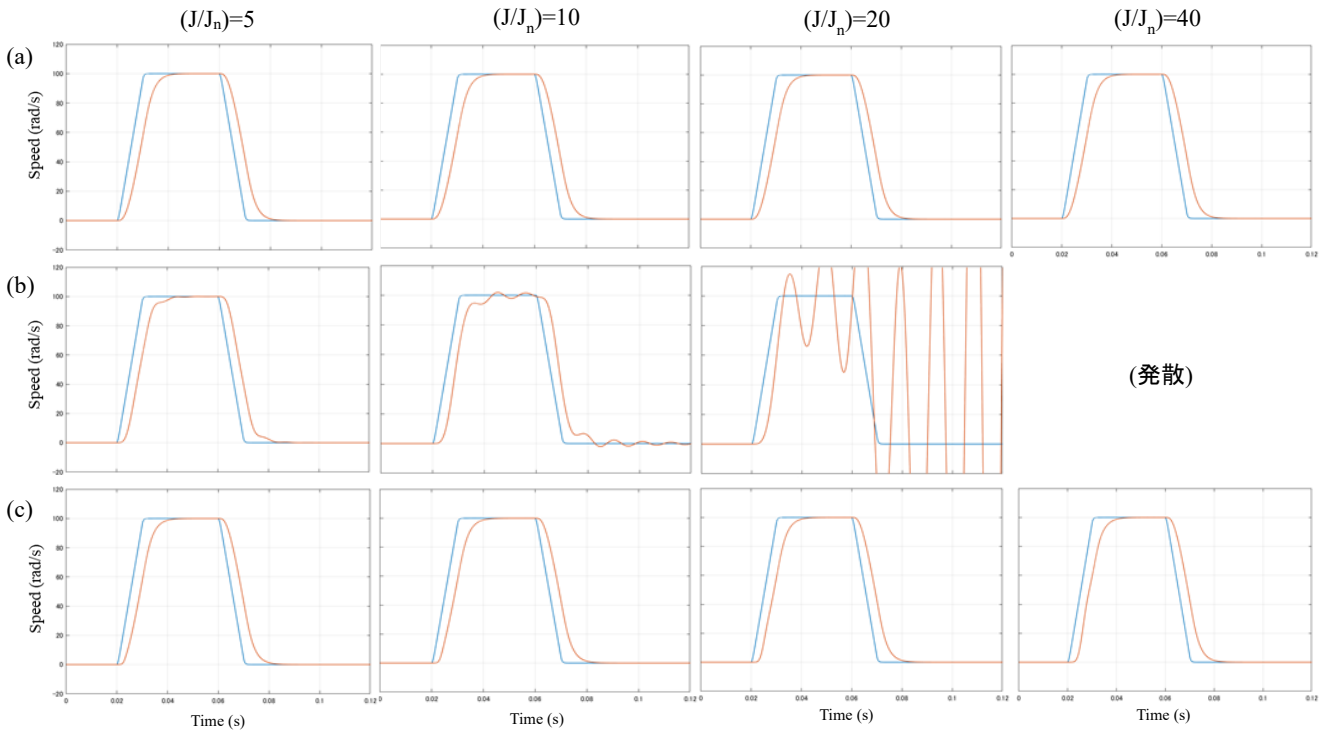


図 2 外乱オブザーバを用いて慣性未知の機械系を速度制御する場合のシミュレーション結果

Fig2. Simulation Result of Speed Control for Unknown Inertia System using Disturbance Observer

(a)Ideal model without Time Delay, (b) Realistic model with Time Delay, (c) Realistic model with Time Delay by means of Fig 3.

この演算は、慣性比に応じて実質的なむだ時間（時定数）を変更する演算とみなすことができる。J/J_n が 1 に近い場合、$F_{d2}=F_{d1}$ となり、この場合は通常の外乱オブザーバと同じ形になる。一方、$J_n<<J$ の場合、F_{d2} は 1(恒等演算子)に近くなる。このように J/J_n に応じてトルク信号側の伝達関数 F_{d2} を調整することによって、広い慣性範囲で安定した制御を実現することを期待できる。

ただし、本制御を使おうとする時点で、正しい慣性比が未知であることが想定されるため、何らかの慣性比推定手段も併せて用意しなければならない。加速または減速中、安定に制御できていれば、T/T_0 から(J/J_n)を推定できると考えられる。そこで、加速中の T および T_0 が十分な大きさとなる期間において、慣性比を推定するようにした。

図 3 のモデルを用いてシミュレーションした結果を図 2(c)に示す。本手法を用いれば、無視できない大きさのむだ時間を有する場合であっても、理想モデル(a)の場合と同様に、広い慣性範囲にわたって良好に制御できるシミュレーション結果が得られた。

今回実施した実験では F_{d2} における(J_n/J)は手動で与えたが、本方式に沿ってこの時定数を与えることによって広範囲の慣性に対して安定に制御できることは、サーボシステムを用いた実験によっても確認できた。

４．まとめ

逆モデルとしてノミナル慣性を与えた外乱オブザーバを用いたモーション制御において、むだ時間や LPF が安定性を悪化させ、慣性比が大きいほどその影響が大きくなること、慣性比に応じて外乱オブザーバ内のフィルタ時定数を変更することによって安定性を改善できることを確認した。

今後、運転中の慣性比推定値を用いてフィルタ時定数を自動更新する場合の実機検証を行う予定である。

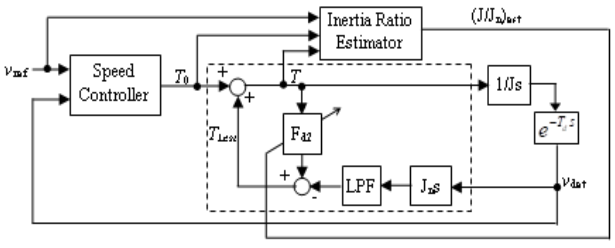


図 3 時定数可変外乱オブザーバを用いた速度制御系

Fig3. Speed Control System using Disturbance Observer with Variable Time Constant

文　献

(1)宮下勉他：電動機のチューニングレス制御 MID-00-25 (2000)

©2026 IEE Japan

加速度センサを用いたインチワーム型多自由度移動機構の位置推定の提案

高山　優斗*，鳥井　昭宏，元谷　卓，道木　加絵（愛知工業大学）

Proposal for Position Estimation of an Inchworm-Type Multi DOF Moving Mechanism Using Accelerometers

Yuto Takayama, Akihiro Torii, Suguru Mototani, Kae Doki (Aichi Institute of Technology)

１．はじめに

筆者らの研究室では，小型生産システムへの応用を目的として，電磁石と圧電素子を用いたインチワーム型移動機構の研究を行っている(1)。本研究では，平面上における移動機構の位置推定をマイクロメートル精度で取得することを目的とする。従来のレーザ変位計は移動や回転により測定が困難となる制約がある。また，カメラを用いた手法も提案されているが，分解能は画素数に依存する(2)。そこで，加速度センサを搭載し，積分による位置推定手法を提案する。

２．加速度センサと移動機構

使用した加速度センサを図 1 に示す。本センサは ADXL1001（Analog Devices）であり、測定範囲±100g、周波数帯域 DC-11kHz（−3dB）、ノイズ密度 30μg/√Hz を有する単軸アナログ出力型 MEMS 加速度センサである。センサを搭載した移動機構を図 2 に示す。圧電素子には AD0505D16F を用い、DC150V 印加時に 17.4μm の伸びを生じる。電磁石には、鉄心入り 400 回巻きコイルを使用した。移動機構は図中左右方向に移動する。

３．実験方法

2 個の加速度センサを両電磁石上部に固定し、インチワーム原理に基づいて移動機構を駆動した。圧電素子には 150V、電磁石には 4.2V の台形波電圧を 10Hz で印加し、立ち上がり時間および立ち下がり時間はともに 1ms とした。取得した加速度データは表計算ソフトを用いて二階積分し、変位を算出した。印加電圧波形が既知であることから、積分区間を圧電素子印加電圧の立ち上がりから 1.670ms まで、立ち下がりから 1.345ms までとした。レーザ変位計を用いて両電磁石の変位を測定した。

４．実験結果

加速度の積分により算出した変位と，レーザ変位計により測定した変位の比較結果を図 3 に示す。図中①は圧電素子印加電圧の立ち上がり時の拡大図，②は立ち下がり時の拡大図を示している。積分によって求めた変位は，レーザ変位計による測定結果と良好に一致することが確認された。入力電圧波形が既知であるため，これに対応した適切な積分区間を設定することで、レーザ変位計を用いた測定結果と提案手法による位置推定が一致した。



図 1 加速度センサ

Fig.1 Accelerometer

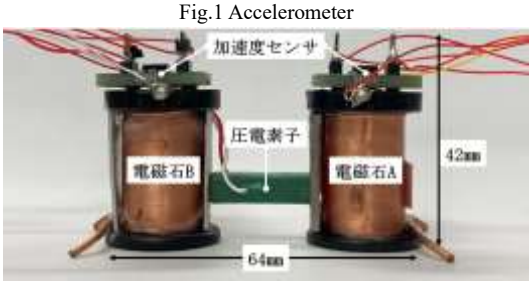


図 2 加速度センサを搭載した移動機構

Fig.2 Movement mechanism equipped with accelerometers

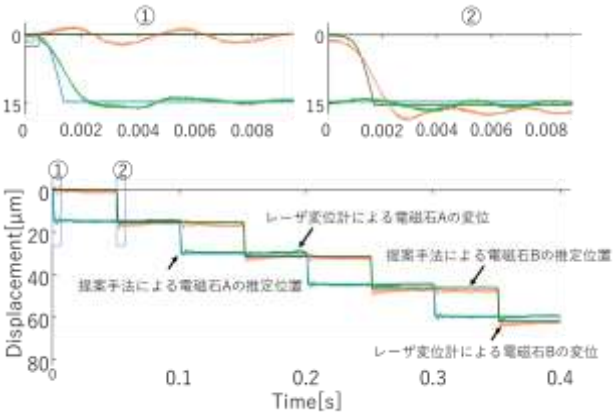


図 3　提案手法による推定変位とレーザ変位計による変位

Fig.3 Estimated displacement using the proposed method and measured displacement using s laser displacement sensor

文　献

(1) H. Takashima et al, euspen's 23rd, June 2023, pp. 313-314
(2) 堤 博貴ほか. 精密工学会秋季大会. 2009, No.C37

©2026 IEE Japan

USPM コントローラを用いた 100 MHz 計時法と 10MHz マルチレイヤーマルチサンプリングデッドビート制御による PMLSM ドライブシステムの基礎実験検証

矢吹　琢磨*，廣惠　大輔（東京電機大学），下野　誠通，河村　篤男（横浜国立大学），横山智紀（東京電機大学）

Fundamental Experiment Verification of PMLSM Drive System Using USPM Controller with 100MHz T-Method and 10MHz Multi-Layer Multi-Sampling Deadbeat Control

Takuma Yabuki, Daisuke Hiroe (Tokyo Denki University), Tomoyuki Shimono,
Atsuo Kawamura(Yokohama National University), Tomoki Yokoyama(Tokyo Denki University)

１．まえがき

近年，半導体製造装置や産業用ロボットなどにおいて，高速かつ高精度なモーション制御が求められている．これまで著者らは，制御器に FPGA を用いた 10 MHz マルチサンプリングデッドビート電流制御を提案し，高い応答とロバスト性の向上を示している[1]. モーション制御において下位である電流制御系の応答が十分に高速化された場合，上位の速度・位置制御の制御性能がボトルネックとなる．それに対し，FPGA の 100 MHz の高周波クロックによる計時法の適用により従来の計数法と比較して速度推定の精度が大幅に上昇したことを報告している[1]. こうした背景のもと，上位の速度制御系に対して 10 MHz マルチサンプリングデッドビート速度制御を適応し，システム全体の高速化を図った．実機検証にて提案手法であるマルチレイヤーマルチサンプリングデッドビート制御に基づく速度および電流の瞬時値制御の有効性を確認したため，報告する．

２．制御システム構成

Fig.1 に本研究で扱う実験システムを示す. 電流制御系は，USPM コントローラがダイレクトにインバータを制御する方式としている．USPM コントローラは，内閣府の戦略的イノベーション創造プログラム(SIP)にて開発され, 50 MHz 高速 AD 変換モジュール，Xillinx 社製 SoC-FPGA を搭載しており，パワーエレクトロニクスおよびモーションコントロール向けの組み込みコントローラとして非常に高い性能を有している[1]．Fig.2 に本研究で提案するマルチレイヤーマルチサンプリングデッドビート制御のブロック図を示す. インバータのキャリア 20 kHz に対して，マイナーループで 10 MHz マルチサンプリングデッドビート電流制御を行う．

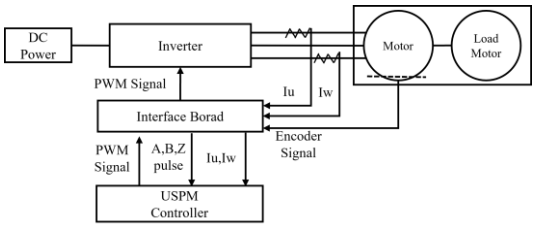


Fig.1 Experimental System Configuration

それに対し，メジャーループである速度制御では，速度演算周波数を設計者が任意に設計したデッドビート速度制御が可能となる．シングルレートデッドビート速度制御（Single Rate Deadbeat Velocity Control : SRDBVC）では，速度演算周波数と電流制御への指令値は同一の周波数となるが，マルチサンプリングデッドビート速度制御（Multi-Sampling Deadbeat Velocity Control : MSDBVC）を適応することで，1 回の速度演算周期に対して 10 MHz の演算を行うことができ，電流制御への指令値更新が 10 MHz で可能となる．速度および位置のフィードバックは FPGA の 100 MHz の高周波クロックを用いた計時法を適応することで，10 MHz での速度推定を可能としている[2].

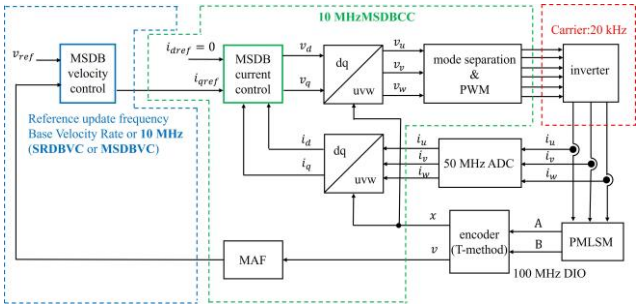


Fig.2　Proposed Multi-Layer Multi-Sampling Deadbeat Control System

©2026 IEE Japan

３．実験

Table.1 Parameters of PMLSM Drive System

Parameter (S120Q model)	Value
D-axis inductance	19.6 mH
Q-axis inductance	19.6 mH
Armature resistance	74.5 Ω
Counter electromotive force	7.5 V/m/s
Polar distance of the stator	24 mm
Inverter voltage	48 V
Mass of the mover	0.19 kg
Damping	0.01 N/m/s
MSDB Current Control	20 kHz / 10 MHz
MSDB Velocity Control	1 kHz / 10 MHz
ILA	10 MHz

Table.1 に本実験で用いるモータのパラメータを示す．計時法の有効性を確認するために，オープンループ駆動時における計時法による速度検出値の ILA(Integrated Logic Analyzer)データの取得を行った．その結果を Fig.3 に示す．Fig.3 において左の図は 10MHz ごとに取得した計時法による速度演算の結果で，右の図はエンコーダの 4 逓倍パルスに対して，100MHz クロックによりカウントした値である．本実験では分解能が 0.1 μm のリニアエンコーダを用いており，エンコーダのスリット幅の不均一性により，このようにカウント値が変動していると考えられる．

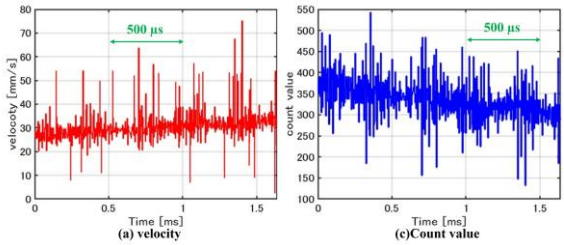


Fig.3　Velocity and Count Value for Open Loop Mode
(Constant PWM modulation)

速度演算の離散モデルを 1kHz とした場合に 10MHzMSDBVC を適応したときの実験結果を Fig.4，Fig.5 に示す．Fig.4 は 10 mm/s の速度ステップ指令を与えた時の速度制御の実験結果で，上から d 軸電流応答，q 軸電流応答，速度応答，位置の結果となっている．Fig.5 は(a)から(d)までそれぞれステップ指令時の速度応答，ステップ指令時の電流応答，定常状態時の速度応答，定常状態時の電流応答の結果となっている．ステップ応答における，インバータの電流マイナー制御はよく指令値に追従しており，ムーバーの速度は 1ms 程度でオーバーシュートなく高速に立ち上がっている．定常状態においても，電流マイナー制御は非常に高速に指令値に追従できており，速度に関しては，速度検出自体にエンコーダ起因の変動成分があるため，10MHz の高速制御を適用することで，指令値を中心とした速度域に制御されていることがわかる．

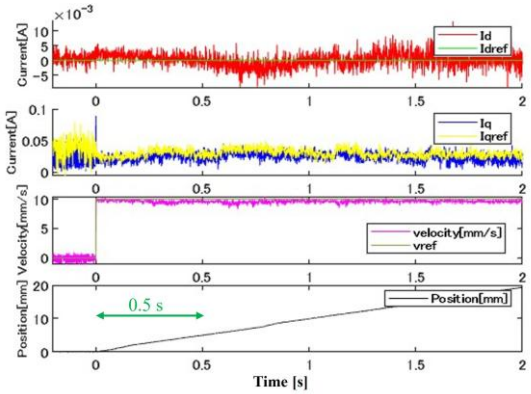


Fig.4　Experimental Results of 10MHzMSDBVC

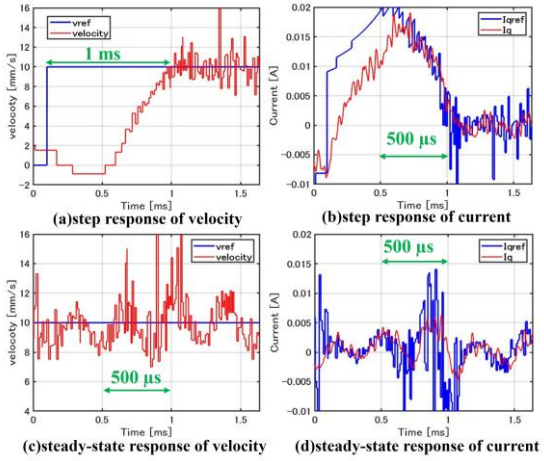


Fig.5　Experimental Results of 10MHzMSDBVC
(ILA 10MHz resolution)

４．結論

実験による検証の結果，USPM コントローラによるマルチレイヤーマルチサンプリングデッドビート制御の有効性を確認することができた．本研究の一部は，内閣府総合科学技術・イノベーション会議の戦略的イノベーション創造プログラム(SIP)第 3 期「スマートエネルギーマネジメントシステムの構築」JPJ012207（研究推進法人：JST）によって実施された．

文　献

(1) 矢吹琢磨，廣惠大輔，濱渦拓海，下野誠通，河村篤男，横山智紀，“マルチレイヤーマルチサンプリングデッドビート制御による PMLSM ドライブシステムの速度制御の一考察”，2025 年産業応用部門大会，徳島（2025）
(2) Daisuke Hiroe, Takuma Yabuki, Takumi Hamauzu, Tomoyuki Shimono, Atsuo Kawamura, Tomoki Yokoyama, “Experimental Verification of 10MHz Multi-Sampling Deadbeat Control for PMLSM Drive System using USPM Controller” ,IEEJ Journal of Industry Applications, DOI:10.1541/ieejjia.20250329

©2026 IEE Japan

超小型モビリティの快適性向上を目的としたアクティブシートサスペンション -モータ導線径と特性を考慮した基礎検討-

内原　理久*，遠藤　文人（福岡工業大学），池田　圭吾（北海道科学大学），
内野　大悟（沼津工業高等専門学校），加藤　太朗（東京工科大学），
加藤　英晃，成田　正敬（東海大学）

Active Seat Suspension for Improving Ride Comfort in Ultra-compact Mobility Vehicle - Fundamental Study Considering Motor Wire Diameter and Characteristics

Riku Uchihara, Ayato Endo (Fukuoka Institute of Technology), Keigo Ikeda (Hokkaido University of Science), Daigo Uchino (National Institute of Technology, Numazu College), Taro Kato (Tokyo University of Technology), Hideaki Kato, Takayoshi Narita (Tokai University)

１．緒言

超小型モビリティは路面形状が起因する振動が発生しやすく，鉛直・ピッチ方向の振動によって乗員の乗り心地が劣化しやすい。そこで，著者らは Fig.1 のような 2 自由度アクティブシートサスペンションによる乗り心地改善を提案している(1)。しかしながら，ピッチ方向の運動も制御することを想定しており，そのモデルは非線形性を有する。また，ボイスコイルモータ（VCM）は電流に比例した推力を発生させるが，その推力定数は駆動部の位置によって変化する。さらに，発熱等を考慮すると VCM に印加できる電圧にも制約があり，乗り心地の改善を実現するためにはこれらの特性を考慮する必要がある。一方，シートサスペンションの制御性能を向上させるためには，VCM の導線径を細くして巻数を増やせば良いが，抵抗値やインダクタンスが大きくなる。これらのことを踏まえ，本報告ではアクティブシートサスペンションの制約を考慮したうえで，VCM の導線径が振動制御に及ぼす影響をシミュレーションから検討した。

２．VCM の導線径が振動特性へ及ぼす影響

モデルの非線形性，VCM の推力変動，電圧制限を考慮した解析モデルを構築し，実車走行時に入力された外乱を用いた解析を行った。本解析では導線径が 0.6, 1.0 mm の VCM を想定した。また，シミュレーションでは座面の鉛直方向変位と速度，ピッチ方向角度と角速度，VCM に流れる電流をフィードバックする最適制御を適用し，鉛直方向変位の重み係数を 10^5，それ以外の重み係数を 10^0 とした。

Fig. 2 (a), (b)にはそれぞれ導線径を 0.6 mm ならびに 1.0 mm とした際に得られたピッチ方向角度加速度の時刻歴を示している。これらの二乗平均平方根を求めると導線径 0.6 mm では 2.11 rad/s^2，1.0 mm では 2.26 rad/s^2 となっており導線径 0.6 mm の方が振動を抑制していること示された。

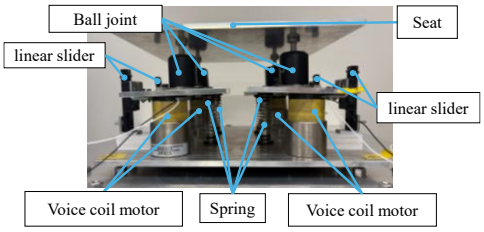
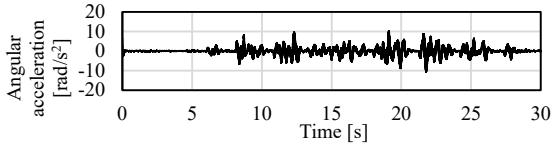
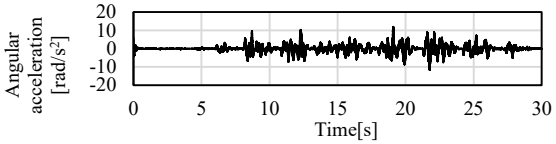


Fig.1. Two-degree-of-freedom active seat suspension



(a) Wire diameter: 0.6 mm



(b) Wire diameter: 1.0 mm

Fig.2. Time histories of angular acceleration

３．結言

本報告では，導線径の異なる VCM を用いてアクティブシートサスペンションで制振した際の振動特性を検討した。その結果，導線径を 0.6 mm に設定することで導線径 1.0 mm よりも振動が抑制されることが解析より示された。

文　献

(1)岡村・遠藤・黒田・内野・小川・池田・加藤・加藤・成田:日本 AEM 学会誌 31, 172～177 (2023)

©2026 IEE Japan

由来別電力管理機能を備えた DERMS の実証設備の構築

宮本　卓也*，廣瀬　健太郎（東光高岳），原　正典(原技術士事務所)

Configuration of DERMS with management function of power derived from renewable energy

Takuya Miyamoto, Kentaro Hirose (TAKAOKA TOKO CO., LTD.), Masanori Hara (Hara Engineering Office)

１．はじめに

近年，脱炭素・カーボンニュートラルの実現に向けて，太陽光発電(PV)を始めとした再生可能エネルギー(再エネ)の導入拡大が進められている[(1)]。一方で，電力会社では電力の需要と供給のバランスを保つため，系統への電力出力抑制を行う機会が増加している。そのため，更なる再エネの導入拡大に向けては，各需要家にて再エネを無駄なく効果的に使用することが求められる。その手段として，各需要家に蓄電池および EMS を導入し，電力利用や再エネ電力価値を見える化し，再エネを最大限活用する技術が求められる。

このような背景から，当社はピークカット(受電点一定制御)，デマンドレスポンス（DR）制御，自己託送制御などの DER のマルチユースが可能な分散型リソース(DER)マネジメントシステム（DERMS）を開発し，当社小山事業所にてシステムを構築した。本システムの特徴は，需要家内の PV や蓄電池などの DER を含めた電力利用の見える化ができ，さらには再エネの由来別電力を管理する技術[(2)]（電力カラーリング）を具備していることである。

本稿では，システムの構成と検証試験の一例について報告する。

２．電力カラーリングを備えた DERMS

＜2・1＞システム構成

当社小山事業所を対象とした DERMS のシステム構成を図１に示す。PV100kW,蓄電池（500kW/1100kWh）を備える実証試験場と負荷１を一つの高圧需要家と見なした対象エリアにて DERMS を構築した。各分散電源や負荷１にはスマートメータを設置しており，これらの１分同期計量値を用いて，電力カラーリングや DER 制御を実行する。

DERMS はクラウドと連携し，随時，スマートメータの計量値，電力カラーリング実績，制御実績をクラウドへ送信する。クラウドシステムは，需要予測，PV 発電予測などに必要な外部情報を収集，翌日の運用計画を決定し，DERMS へ指令する。

＜2・2＞電力カラーリング

電力カラーリングは，電力の供給リソースと需要リソースの電力計量値をもとに，任意のリソース間の電力移動量を演算処理で定量化することである。表１に実証試験場を対象としたカラーリング演算マトリックスを示す。横軸は供給リソース，縦軸は需要リソースを示し，縦横の合計欄に計測値が入る。マトリックスが交差する項目は，ある供給リソースからある需要リソースへの電力移動量を示す。その算出を式（１）に示す。

$$a = Wh4b \times Wh2/(Wh2 + Wh4a + Wh6b) \qquad (1)$$

例えば，項目 a は，「実証試験場から逆潮流する電力」（Wh4b）のうち，「PV」（Wh2）から供給される電力量を意味し，各スマートメータの計測値によって算出される。

他の項目についても同様の考え方で算出する。このマトリックスにおいて，需給がバランスしていれば，縦と横の総合計は一致する。この技術は，由来別電力の管理方法として有用であると考えられる。

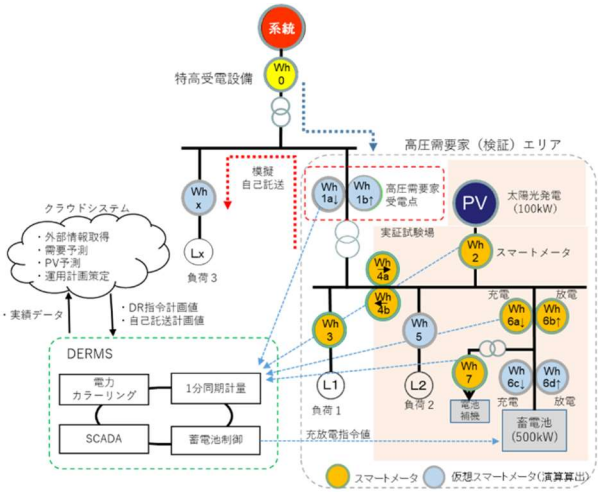


図１システム構成

Fig1. Configuration of system

表１電力カラーリング演算マトリックス

Table1 Matrix of management function of power derived from RE

需要リソース	供給リソース（平均電力kW）					合計（計量値）
	PV	実証試験場へ順潮流（系統由来）	蓄電池放電			
			PV由来	系統由来	合計	
実証試験場から逆潮流	a	b	c_1	c_2	c	Wh4b
実証試験場負荷	d	e	f_1	f_2	f	Wh5
真の蓄電池充電量	g	h	i_1	i_2	i	Wh6c
充電から蓄電池補機	j	k	l_1	l_2	l	Wh7a
合計（計量値）	Wh2	Wh4a	-	-	Wh6d	合計

©2026 IEE Japan

＜2・3＞制御機能

受電点一定制御は，需要家の受電点の契約電力を下げるため，負荷調整や蓄電池などを活用し，系統電力の買電電力を一定にすることで，電気料金の削減を行う機能である。今回の実証では，図１の高圧需要家受電点の電力を一定に制御することを行った。具体的には，受電点の１分計測値と目標値との差分から，次の一分間の蓄電池からの充放電を計画し，受電点の一定制御を行っている。

DR 制御は，電力の需給バランスを調整するために需要を制御する概念であるが，本検証では蓄電池の充放電電力を能動的に制御してこれを実現した。具体的には，供給力不足時に下げ DR の代わりに蓄電池からの放電，供給力余剰時の上げ DR の代わりに蓄電池による充電を行うことで実現する。本機能は，一般送配電業者からの需要抑制の対応や需給調整市場への活用も考えられる。

自己託送を実現する制御は，図１の高圧需要家エリアから，負荷３を他拠点と見立てて検証を行なった。具体的には，高圧需要家エリアの翌日の需要および PV 発電を予測し，自己託送可能と判断した場合に翌日計画値を生成し，受電点一定制御により逆潮流の電力が一定になるように制御を実行する。

３．実機検証結果

＜3・1＞電力カラーリング

ある日の単位時間における蓄電池充電時の結果を表 2 に示す。算定式（1）を参考に，「PV」発電電力から蓄電池への電力を算出した結果 34.64kW となった。それ以外にも系統から供給される「実証試験場へ順潮流」についても同様に算出した結果 38.92kW となり，合計 73.56kW が蓄電池に充電されている算定結果となった。

同様に蓄電池放電時の結果を表 3 に示す。算定式（1）を参考に，「実証試験場から逆潮流」する電力 84kW のうち，「PV」が供給する電力を算出した結果 24.76kW となった。それ以外にも蓄電池の「PV 由来電力」から供給する電力を算出した結果 4.28kW となり，合計 29.04kW が PV 由来電力と算定される結果となった。

表 2，表 3 ともに縦軸，横軸の合算値と，計量値が一致しており，由来別電力演算が整合していることを確認した。

表２　蓄電池充電時の電力カラーリング結果

Table2.　Results of power management method during battery charge

需要リソース	供給リソース（平均電力kW）					合計（計量値）
	PV	実証試験場へ順潮流（系統由来）	蓄電池放電			
			PV由来	系統由来	合計	
実証試験場から逆潮流	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
実証試験場負荷	2.63	2.95	0.00	0.00	0.00	5.58
真の蓄電池充電量	34.64	38.92	0.00	0.00	0.00	73.56
充電から蓄電池補機	0.11	0.13	0.00	0.00	0.00	0.24
合計（計量値）	37.38	42.00	-	-	0.00	79.38

表３　蓄電池放電時の電力カラーリング結果

Table3. Results of power management method during battery discharge

需要リソース	供給リソース（平均電力kW）					合計（計量値）
	PV	実証試験場へ順潮流（系統由来）	蓄電池放電			
			PV由来	系統由来	合計	
実証試験場から逆潮流	24.76	0.00	4.28	54.96	59.24	84.00
実証試験場負荷	0.32	0.00	0.06	0.71	0.76	1.08
真の蓄電池充電量	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
充電から蓄電池補機	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
合計（計量値）	25.08	0.00	-	-	60.00	85.08

＜3・2＞受電点一定制御および DR 制御

受電点一定制御および DR 制御の検証として，固定放電指令 100kW 運転中に，10 時から受電点一定制御 100kW 運転し，11 時から DR 制御（1 コマ目 60kW，2 コマ目 30kW）を発動したときのトレンドグラフを図 2 に，30 分平均電力による実績を表４に示す。

1 分毎に更新される受電点計量値と閾値に従って，蓄電池出力を更新しており，DR 発動により 30 分毎に更新される閾値に追従して応動していることが確認できる。30 分平均電力にて評価した最大誤差は 4.4%であることを確認した。一方この評価は，目標値に対する誤差であり，DR にて拠出する誤差とは異なることに注意されたい。

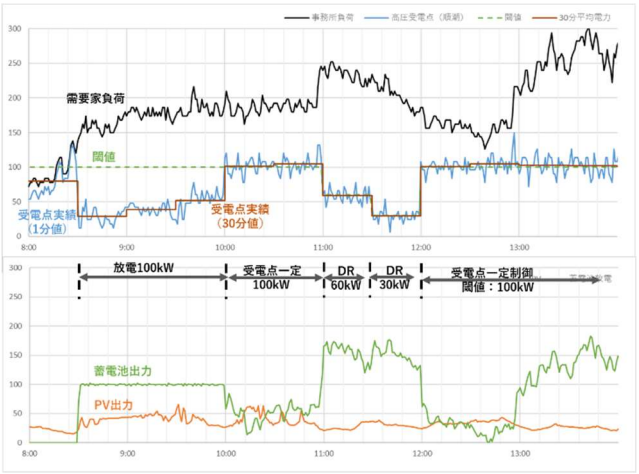


図２　受電点一定制御および DR 制御の結果

Fig.2　Results of constant power control and demand response control

表４　誤差評価

Table4. Error evaluation

時刻	10:00	10:30	11:00	11:30	12:00	12:30	13:00	13:30	14:00
指令値[kW]	100.0	100.0	60.0	30.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
30分平均電力実績[kW]	101.6	104.4	59.0	29.4	100.6	104.4	102.4	101.8	100.4
誤差[%]	1.6	4.4	-1.7	-2.0	0.6	4.4	2.4	1.8	0.4

４．おわりに

当社では，高圧需要家エリア内の由来別電力を管理し，分散型電源を制御するシステムを小山事業所内に構築した。その結果，電力カラーリング，受電点一定制御，DR 制御の有効性を確認することができた。一方，自己託送については検証が終わっていないため，引き続き評価を継続していく予定である。

文　献

(1)経済産業省:エネルギー基本計画(第 7 次)，(2025)

(2)原正典，草川慎一：特許第 6781103 号,(2020)

©2026 IEE Japan

待機冗長モータドライブの開発とその適用

加藤　直也*，緒方　雄大（TMEIC），古谷　晃（東芝エネルギーシステムズ）

Development of Standby-Redundant Motor Drive to Be Applied to Essential Infrastructure Facilities

Naoya Kato, Yudai Ogata (TMEIC), Akira Furuya (Toshiba Energy Systems & Solutions)

１．はじめに

産業用モータドライブ装置が活躍する産業には，オイル＆ガスなどの産業インフラを支える分野があり，単一故障があっても操業継続できる抗堪性を重視するアプリケーションがある。ニッチな市場であるが，ニーズは切実かつ強く，停止が重大な事故や経済的損失につながる分野に適用されるため，高い信頼性をもつモータドライブ装置が不可欠である。その実現には個々の部品の信頼性を高めることと同時に機器・システムの冗長構成を適用する手段がある。一方でモータドライブ装置も30年間で大きく進歩してきた。本稿では，ドライブ装置の進歩と高信頼性に対するアプローチがどのように変化してきたかを一つのリプレース事例と共に紹介する。

２．モータドライブ変遷と冗長構成

パワー半導体技術は，かつて主流であったGTO (Gate Turn Off Thyristor)からIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)へと置き換わり，低損失，かつスイッチング性能の向上とゲート電圧駆動方式となることで，柔軟で高効率な制御が可能となった。このIGBTの採用は駆動回路の簡略化と冷却系の負担軽減をもたらし，装置の小型化に寄与した[1]。

一方で，既設機が投入された1990年代，高信頼性を担保するドライブ装置は機器を二重化するという冗長構成を考える上で，設置スペースが課題となった。そこで装置における故障モードを分析し，リスクの高い回路を冗長化することで，運転継続性を確保した。ここで，リプレース事例を紹介する。

図1に既設機の構成を示す。既設機は風冷サイリスタコンバータ＋GTOインバータである。このパワー半導体を含む主回路における事故モードの一つに過電流事象があるが，パワー半導体は過電流耐量が大きいサイリスタを用いているため，ヒューズレス構成とすることができていた。ヒューズレスであり，サイリスタが損傷しなければ故障からの復旧が可能となる一過性故障となることから，主回路はシングル構成，制御回路を待機冗長としていた。冗長構成の制御回路のうち運転系が故障した場合，待機系の制御回路に切り替え，運転を継続することができる[2]。主回路が原因かつ復旧不能となる場合は，切替後に再度故障を検出し運転停止となる。

次に図2に更新機の構成を示す。更新機は風冷NPC方式

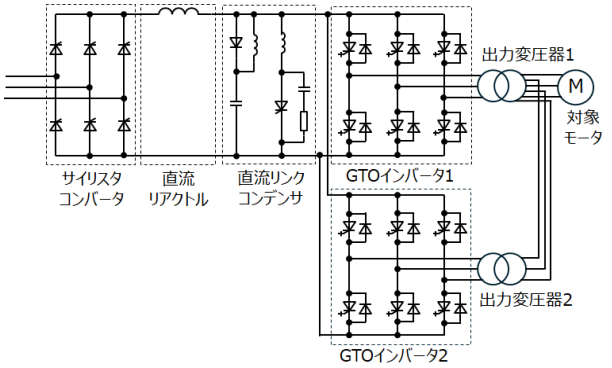


図１　既設機の構成
Fig.1. Configuration of Previous Motor Drive

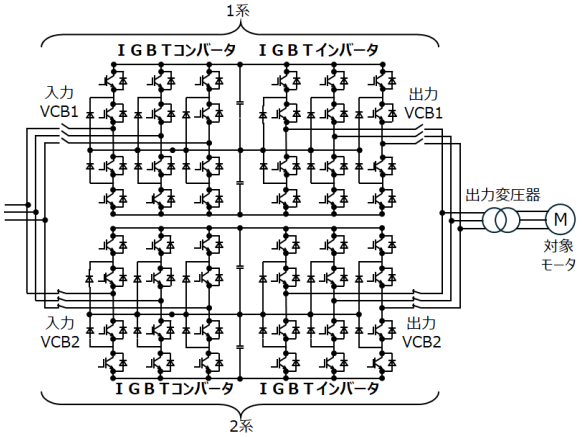


図２　更新機の構成
Fig.2. Configuration of Replaced Motor Drive

PWMコンバータ/インバータである。主回路素子はIGBTを適用した。このため，サイリスタに比べると過電流耐量は小さくヒューズによる保護が必要となる。よって過電流事象の故障モードではヒューズが溶断すれば起動できないため，冗長化は主回路と制御回路を含む，装置での待機冗長システムとしなければならない。運転系のいかなる故障にも，装置一体で待機系に切り替えるため，確実に運転継続できる。装置で冗長化するため，装置が2台必要となる。

３．既設更新： 設置上の課題

リプレースでは既設機との入替え，すなわち設置場所という制約がある。図3に既設機の設置スペース，図4に更新機の設置スペースを示す。前項で述べたように更新機では装置，すなわち制御及び主回路ともに二重化したが，ド

©2026 IEE Japan

ライブ装置の変換回路が GTO から IGBT へと変わることにより装置自体のダウンサイズが得られ解決できた。

① IGBT は高周波スイッチングが可能であり，DC 電流平滑化のためのリアクトル盤，コンデンサ盤が不要

② ゲート駆動電流が小さく駆動回路を小型化

③ スイッチング損失低減により，冷却器サイズを縮小。

ドライブ装置の進化が設置スペースという課題を克服し，装置冗長を実現，信頼性向上に大きく貢献した。

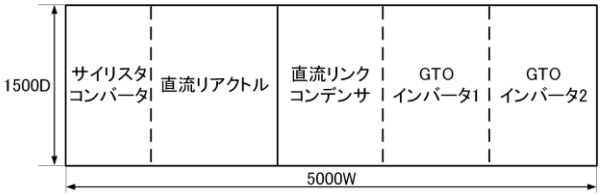


図 3　既設機の設置スペース
Fig.3. Footprint for Previous Motor Drive

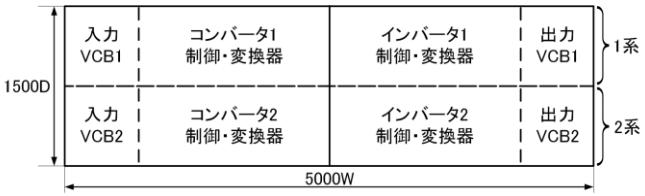


図 4　更新機の設置スペース
Fig.4. Footprint for Replaced Motor Drive

４．冗長機能： 運転切替システムの変遷

表 1 に既設機と更新機の運転切替システムの仕様を示す。また，図 5 に既設機の切替システム，図 6 に更新機の切替システムを示す。

既設機の運転切替の判断は共通制御系で行われ，選択情報の保持や重故障判定も共通制御系の役割であった。これに対し，更新機の運転切替は 1 系，2 系のうち運転系ドライブにある制御回路で判断し行われる。よって既設機にある「共通制御盤」は有さず，運転系と待機系のそれぞれの制御回路を単独で切り離しオンライン保守が可能となる。なお同様に主回路も装置の入力・出力をバンク切替 VCB により接続・断路できることからオンライン保守が可能である。

切替処理について既設機では主回路現象を待機系でも検出するため，故障発生時に両系に故障リセット信号を出す。その後，故障復帰済みの選択系を選択し，切替アンサ信号を確認する。両方が復帰した場合は故障前に待機側の制御系を選択する。そして，選択された制御系で再起動する。

更新機ではまず選択側が，待機系が運転可能であることを確認して切替要求を送出する。待機系はこれを受けて選択系となって起動し，切替アンサ信号を相手に返す。

なお，運転/停止/切替に係わる I/F は，既設機・更新機共に単一故障で機能喪失しないよう三重化構成とした。

表 1　運転切替システムの仕様
Table1. Specifications for Operation Switching

	既設機	更新機
切替 トリガ	・運転中の制御系故障 ・手動切替指令	・運転中の装置重故障 ・手動切替指令
切替主体	共通制御系	運転系（CPU 故障以外）
選択情報 の保持	共通制御系	運転系
重故障 判定主体	共通制御系	信号分配回路

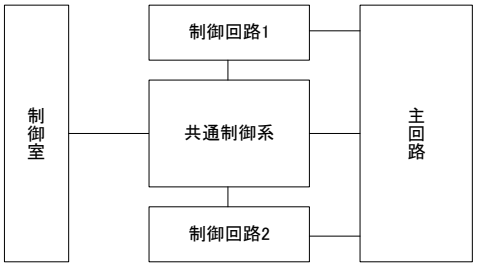


図 5　既設機の切替システム
Fig.5. Switching System for Previous Motor Drive

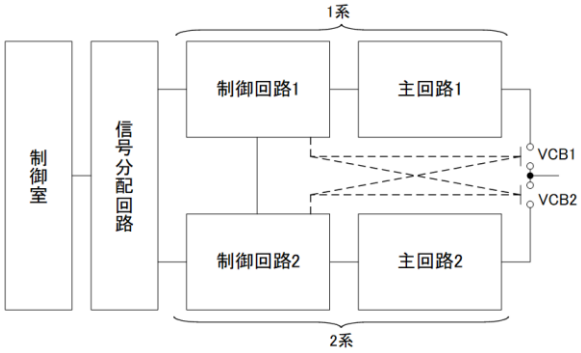


図 6　更新機の切替システム
Fig.6. Switching System for Replaced Motor Drive

５．まとめ

本稿では，1990 年代後半に導入された GTO インバータから IGBT インバータへとモータドライブ装置が移り変わったことでシステム冗長構成とその切替処理へのアプローチも変化したことに触れた。今後も新しいハードウエア，電力変換方式の採用，そしてそれらの信頼性が向上するとともに冗長化のアプローチは時代と共に変化していくだろう。

文　献

(1)谷口健・板谷均：「パワーエレクトロニクス技術の変遷と将来」，日本マリンエンジニアリング学会誌，第 41 巻　第 5 号 (2006)

(2) T. Yoshino, H. Masuda, H. Hosoda, M. Tsukakoshi, M. A. Mostafa, L. Ben-Brahim “High-reliability extra-large motor drives for oil and gas industry”, IEEE GCC Conference and exhibition, Doha, Qatar, Nov.17–20, 2013, 159~164

©2026 IEE Japan

Implementation of LNN Algorithm for SoH Diagnosis of Deteriorated Industrial Battery System Combined with Dynamic ECM Modeling

Minella Bezha*, Klara Bezha‡, Naoto Nagaoka* (*Doshisha University, ‡Hosei Universtity)

1. Introduction

By 2030, the volume of end-of-life electric vehicle (EV) batteries reaching disposal is expected to rise sharply, with studies projecting that more than 1 million EV batteries could reach the end of their life per year globally as the first major wave of retired batteries emerges. This annual EV battery waste could reach between about 37 GWh and 80 GWh of capacity by 2030, equating to tens of millions of battery units needing processing. Therefore, these battery packs will cause significant environmental issues if they are not correctly diagnosed and processed for secondary use. This research paper proposes an efficient, low cost and accurate data driven SoH estimation of the deteriorated battery pack/module consisting of the re-used multi-chemistry Li-Ion cells through the Liquid Neural Networks (LNN) which are well suited for time-series modeling of dynamic systems, combined with measured dynamic response of the battery through arbitrary waveform and the use of a machine learning algorithm for the internal parameters.

2. Experiments and estimated results

The proposed methods rely on the new concept of LNN structure and its learning using internal fluid parameters of various EV battery chemistry obtained from real-time three input data: voltage, current, and partial cycle of the battery cell/modules. Table 1 shows the specifications of the cells, composing the battery modules/packs for demonstration.

Table 1. Primary specifications of Li-Ion cells

Model	SANYO 20700B	INR 21700 M50A	ANR 32700 M1B
Weight (g)	63	70	140
Nominal / Maximum voltage (V)	3.60 / 4.2	3.6 / 4.2	3.25/3.65
Max. Discharge Current (A)	20	15	18
Minimum capacity (mAh)	4250	5000	6000
Cathode Chemistry	NMC	NCA	LFP

Figure 1 presents the proposed Equivalent Circuit Model (ECM), which partitions the frequency domain into two regions to enable optimal estimation. Experimental data were acquired using NF AS-510-LBA and AS-510-B instruments and consolidated from multiple test datasets; all data are experimentally measured. The machine learning algorithm was developed and optimized in MATLAB R2025b, incorporating battery pack dynamic modeling through extrapolation of physical phenomena inferred from measured battery responses (1). Figure 2 and Table 2 show the LNN structure and the performance of the proposed method, respectively.

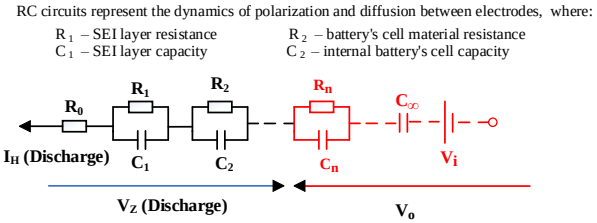


Fig. 1. Proposed ECM order with divided frequency regions

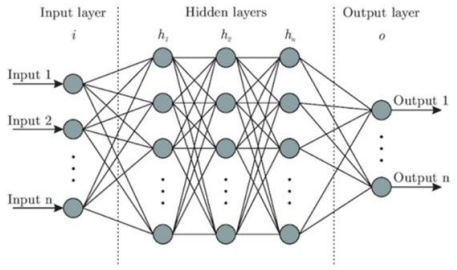


Fig. 2. Hybrid LNN structure`

Table 2. Comparison of error benchmark results

Parameters	Previous work	Proposed method
Estimation time [s]	229	23.6
Maximum error [%]	9.1	1.9
Average error [%]	8.7	1.4
Number of input cells *V*/ *I*/ *C*	4000/4000/1500	1000/1000/500

3. Conclusions

This research proposes a fast, low cost, power efficient method for SoH estimation of deteriorated Industrial BEV, which resulted in high accuracy and fast calculation time. The proposed LNN model is highly accurate & reliable for different chemistries with average/maximum error of 1.4/1.9%, completed within 23.6 sec. of calculation, uses 400% less data & 9.7times faster than the previous work. Based on the above results, this new concept also shows promising features for on board embededded system, such as smart BMS diagnostic tool in the near future of BEV.

References

(1) A.E. Jayasinghe, EVBattery Degradation Assessment Under standard Drive Cucles using Sim. EIS. J. Vehicles, 2025

©2026 IEE Japan

85 kHz 帯におけるコイル形状のリッツ線の撚り段階が実効抵抗に及ぼす影響

舩田　祥太*，小林　宏泰，宮城　大輔（千葉大学）
清水 修，花房 一義，藤本 博志（東京大学）
野内 健太郎，中山 広志，光地 伸明（SWCC）

Effect of the twisting stage on effective resistance of Litz-wire coil geometry in 85 kHz band

Shota Funada, Hiroyasu Kobayashi, Daisuke Miyagi (Chiba University)
Osamu Shimizu, Kazuyoshi Hanabusa, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)
Kentaro Nouchi, Hiroshi Nakayama, Nobuaki Kochi (SWCC)

１．はじめに

近年，大容量非接触給電システムの実現に向け，高周波かつ大電流通電可能な大容量リッツ線の開発が求められている。しかしリッツ線はその構造上，導体内の電磁現象が非常に複雑となる。リッツ線の損失解析に関する研究は進んでおり，一次素線束を構成する素線数が少ない（撚り段階が多い）ほど通電損失を抑えられるなどの設計指針が提案されてきた[1][2]が，そのほとんどが直線のような単純な形状で解析されている。そこで本検討では，コイル形状におけるリッツ線の実効抵抗を解析した。さらに，実測値との比較による解析結果の妥当性の確認を行った。また，EV の非接触給電に用いられる 85 kHz 帯において，撚り段階が異なるリッツ線の損失解析を行い，コイル形状において撚り段階が実効抵抗に及ぼす影響について検討した。

２．解析モデル

＜2・1＞素線軌跡の推定　　各素線の抵抗と自己・相互インダクタンスを計算するため，リッツ線の三次元空間での素線軌跡を文献(3)の推定手法により求めた。この手法では，リッツ線を長手方向に 1 mm 間隔で分割し，各断面における素線位置を幾何学的に計算し，それらを素線要素として直線補間することで素線軌跡を求める。

＜2・2＞電流分布等価抵抗R_e　　リッツ線の等価回路モデル[4]を図 1 に示す。各回路定数は文献(4)の手法で求める。

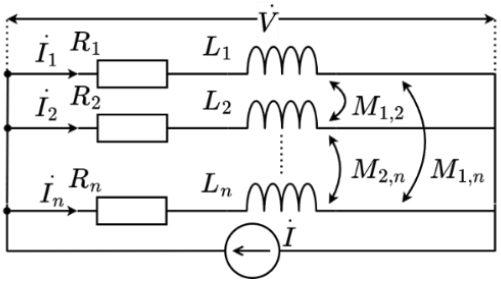


図 1 リッツ線の等価回路モデル
Fig.1. Equivalent circuit model of Litz wire

キルヒホッフの電流則より，各素線に流れる電流$\dot{I}_1 \sim \dot{I}_N$を求めると，素線に加わる電圧$\dot{V}$は(１)式によって求められる。ここで，Nは素線数である。

$$\dot{V} = (R_i + j\omega L_i)\dot{I}_i + j\omega\Sigma_{j=1,j\neq i}^{N} M_{i,j}\dot{I}_j \qquad (1)$$

したがって，電流分布に起因する等価抵抗R_eは(２)式によって求められる。ここでIは入力電流の実効値である。

$$R_e = \left(\frac{\dot{V}}{I}\right)_{\text{real}} \qquad (2)$$

＜2・3＞渦電流損等価抵抗R_{ed}　　各素線内部に生じる渦電流損に起因する等価抵抗R_{ed}を求める。まず，有限要素法(FEM)を用いて，素線長手方向に対して垂直に一様な外部磁場 H が加わった素線の単位長さ当たりの渦電流損$P_{\text{ed}}(H)$を求める。$P_{\text{ed}}(H)$は(３)式に示す二次式で近似する。ここで，C_1, C_2, C_3は定数である。

$$P_{\text{ed}}(H) = C_1H^2 + C_2H + C_3 \qquad (3)$$

次に，各素線要素に加わる外部磁場Hをビオ・サバールの法則で計算する。各素線要素に加わる外部磁場（磁束密度）$\boldsymbol{B}(\boldsymbol{r}_c)$をビオ・サバールの法則より求め，磁場を生じる素線要素の線素ベクトル$\boldsymbol{L}$に垂直な成分の大きさ$\boldsymbol{B}_{\perp\boldsymbol{L}}$を取り出し，その素線要素の長さ$|\boldsymbol{L}|$をかけたものを足し合わせることで全素線の渦電流損の合計$P_{\text{ed_tot}}$を求める。ここで，$\boldsymbol{r}_c$は磁場が加わる素線要素の中心の3次元座標である。したがって，R_{ed}は (４)式で求められる。

$$R_{\text{ed}} = \frac{P_{\text{ed_tot}}}{I^2} \qquad (4)$$

以上より，リッツ線の実効抵抗R_e'は(５)式となる。

$$R_e' = R_e + R_{ed} \qquad (5)$$

３．解析結果と考察

＜3・1＞解析値と実測値の比較　　解析モデルの 3D 図を図 2 に示す。12×2 ターンのコイル形状で，最外側の一辺は 200mm 程度である。解析モデルの妥当性を検証するために，

©2026 IEE Japan

表 1 に示す Cable B に関して実効抵抗について実測値との比較を行った結果を図 3 に示す。300 kHz 付近までにおいて推定値は測定値の周波数の増加に伴う実効抵抗の増加を良く表現している。しかし，それ以降で実効抵抗が急激に増加していることがわかる。これはコイル形状にしたことで，隣接導体との間で生じた寄生容量が高周波数帯において無視できなくなり，インダクタンスの周波数特性が変化したためだと考えられる。

＜3･2＞解析値の考察　　次に，直線形状とコイル形状で撚り段階の異なるリッツ線の実効抵抗を計算した。周波数 85 kHz における実効抵抗について解析を行った結果を表 2 に示す。表 2 より，直線形状では撚り段階が 3 段階のケーブルにおいて電流分布等価抵抗 R_eが大きくなっているのに対し，コイル形状では撚り段階による顕著な差は見られない。これは，コイル形状ではコイル磁場も電流分布に影響を与えるため，素線軌跡の分布の偏りによる偏流の差が相対的に小さくなるためであると考える。さらに，撚り段階を小さくすることがコイル磁場の影響の低減つながり，結果として撚り段階による実効抵抗の差が小さくなったと考えられる。ここで図 4 にコイル形状の実効抵抗の周波数特性を示す。図 4 より，コイル形状では 100 kHz 付近まで 3 段階のケーブルの電流分布等価抵抗R_eが最大だが他との差は小さく，200kHz 以降ではむしろ抑制されていくことがわかる。一方，コイル形状では直線形状に対して渦電流損等価抵抗R_{ed}による実効抵抗の増加が支配的になっている。これは隣接導体からの外部磁場の増加が原因といえる。したがって，コイル形状では素線径を小さくすることで渦電流損を低減していくことが特に重要であるといえる。ここで，素線径を小さくすると銅断面積確保のためにより多くの素線を撚り合わせる必要があるが，本結果より，撚り段階は大きくせず，3～4 段階程度にとどめても実効抵抗の増加を十分抑制できると考えられる。

表 1　Cable A，B，C の諸元
Table 1. Specifications of Cable A, B, and C.

	Cable A	Cable B	Cable C
導体径 [mm]		5.8	
素線径 [mm]		0.05	
素線束数 [本]	5/5/250	5/5/5/50	5/5/5/5/10
	(6250 本･3 段階)	(6250 本･4 段階)	(6250 本･5 段階)

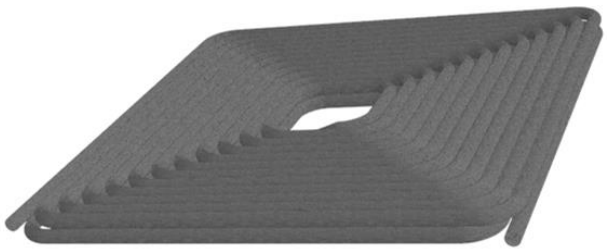


図 2　解析モデルの 3D 図
Fig.2. 3D figure of the analysis model

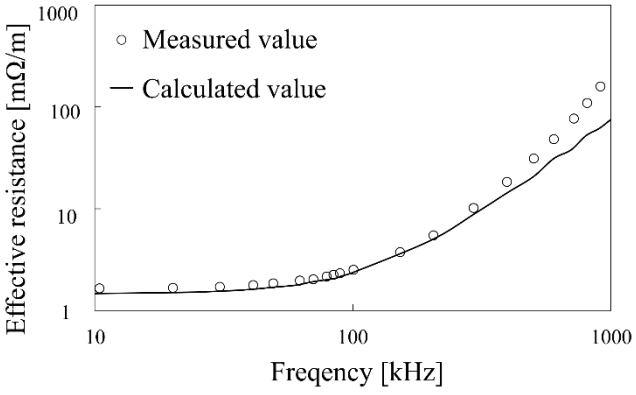


図 3 実効抵抗の計算値と実測値の比較
Fig.3. Comparison of measured and calculated effective resistances

表 2　85 kHz における単位長さ当たりの直流抵抗R_Dと実効抵抗
Table 2. DC and effective resistance per unit length at 85 kHz

[mΩ/m]	R_D 直流抵抗		R_e 電流分布等価抵抗		R_{ed} 渦電流損等価抵抗		R'_e トータル実効抵抗	
形状	直線	コイル	直線	コイル	直線	コイル	直線	コイル
Cable A	1.45	1.45	1.94	1.61	0.18	0.49	2.12	2.10
Cable B	1.45	1.45	1.49	1.57	0.18	0.49	1.67	2.06
Cable C	1.46	1.45	1.47	1.55	0.18	0.49	1.65	2.04

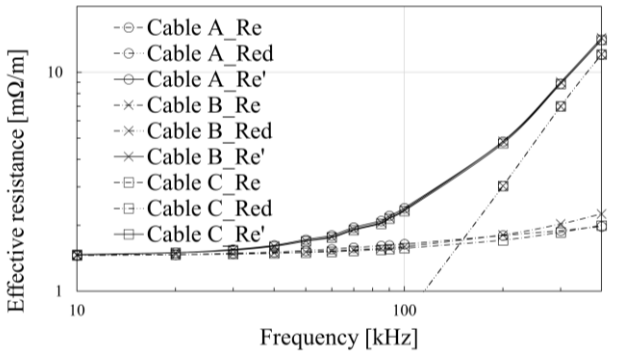


図 4 実効抵抗の周波数特性（コイル形状）
Fig.4. Frequency characteristic of effective resistance (coil geometry)

謝辞

本研究の一部は JST 未来社会創造事業（グラント番号: JPMJMI21E2）の支援を受けたことを付記する。

文　献

(1) R. Inoue et al. : 2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 6933-6938, (2024). 10.1109/ECCE55643.2024.10861866
(2) 阿部 吉三 他, 2024 年電気学会産業応用部門大会，1-109(2024)
(3) S. Nakazawa, et al, *IEEE Trans. on Appl. Supercond*., VOL.22, NO.3 (2012)
(4) 阿部 吉三 他, 2023 年電気学会産業応用部門大会，I-89~90 (2023)

©2026 IEE Japan

有限要素法による円弧状銅条コイルの損失に関する基礎的検討

武田　健太郎*，宮城　大輔，小林　宏泰（千葉大学）
鈴木　祥充，勝矢　利明，川上　斉徳（タツタ電線）

Investigation of the loss of arc-shaped copper plate coils using finite element analysis

Kentaro Takeda, Hiroyasu Kobayashi, Daisuke Miyagi (Chiba University)
Yoshimitsu Suzuki, Toshiaki Katsuya, Yoshinori Kawakami (TATSUTA Electric Wire and Cable CO., Ltd.)

１．はじめに

EV 用非接触給電の高出力化に伴い，送受電コイルにおける損失低減が重要な課題となっている。従来は，表皮効果を抑制可能なリッツ線コイルが広く用いられてきたが，コストや加工性，放熱設計の観点に課題がある。そのため，低コストで製作可能な銅条コイルが注目されている(1)。銅条コイルでは高周波・大電流条件では表皮効果および近接効果により損失が増大しやすい。そこで本研究では，銅条素線を円弧状に成形した円弧状銅条素線を提案し，成形前の I 字状銅条素線との比較を通じて，その損失特性について検討する。

２．解析モデルおよび手法

COMSOL Multiphysics を用いた有限要素法で銅条コイルの電磁界解析を行った。解析には，コイル断面を考慮した 1/4 断面の二次元軸対称モデルを用いた。比較対象として，I 字状銅条コイルおよび円弧状銅条コイルを，同一諸元条件でモデル化した。解析モデルを図 1 に，コイル諸元を表 1 に示す。ここで，インダクタンスは I 字状0.3 mm × 28.0 mmで17.95 μH，円弧状0.3 mm × 28.0 mmで19.37 μHとなっている。円弧状銅条コイルは，素線が作る磁束線に対し平行になるように各ターンの円弧角度を決定している。動作周波数85kHzにおいて最大値50 Aの正弦波電流を通電し，式(1)よりコイルの損失P_{loss}を算出し，銅条の幅および厚さを変化させた場合の比較検討を行った。ここで，Tを周期，Jを電流密度，$\sigma(5.998\times10^{7}\ \mathrm{S/m})$を銅の導電率とする。

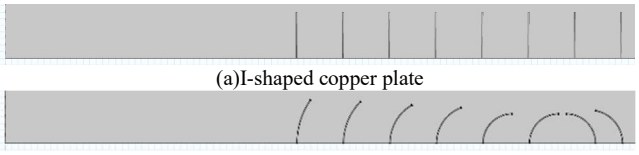
$$P_{\mathrm{loss}}=\frac{1}{T}\int_0^T\int_V\frac{|J^2|}{\sigma}dVdt\ [W] \tag{1}$$

３．解析結果

図 2 に，各構造における損失の解析結果を示す。円弧状銅条コイルでは I 字状構造と比較して全体的に損失が低減する傾向が確認された。特に銅条の厚さを0.3 mmとした条件では渦電流損の低減効果が顕著であり，I 字状構造と比較して損失が約50 %低減した。これは，円弧状構造とすることで外部磁場によって生じる渦電流が抑制されたためであると考えられる。また，銅条幅に関しても損失の変化が確認され，円弧状構造では幅を適切に設定することで損失が低減する傾向が見られた。これは断面積の大きさが起因している。

表 1 コイルの諸元
Table 1.Specifications of coils

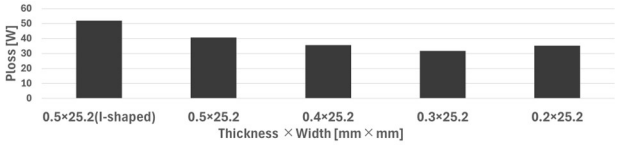
Outer diameter	Number of turns	Turn pitch	Operating frequency	Current amplitude
380 mm	8	14 mm	85 kHz	50 A



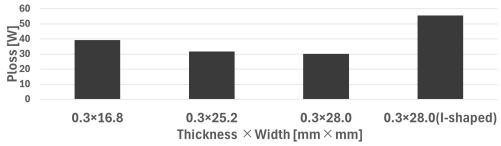
(a)I-shaped copper plate

(b)Arc-shaped copper plate

図 1 コイルの解析モデル
Fig.1.Electromagnetic analysis model of the coil



(a)Effect of copper plate thickness on loss



(b) Effect of copper plate width on loss

図 2 銅条コイルにおける銅条寸法が損失に及ぼす影響
Fig.2.Effect of copper plate dimensions on loss in a copper plate coil

４．まとめ

円弧状銅条コイルを提案し，I 字状銅条コイルとの損失特性について検討した。その結果，円弧状構造とすることで渦電流損が低減し，特に0.3mm × 28.0mmの条件において損失が大きく低減することを確認した。

文　献

(1)勝谷仁 : 150kW 走行中ワイヤレス給電の研究，自動車技術論文集 Vol.5 No.1，pp.150-153，2024.1

©2026 IEE Japan

非接触給電のための電圧分散型オープンコイルの損失評価

浅井　翔太*，伊藤　香葉子，福岡　万優，小林　宏泰，
宮城　大輔（千葉大学），井上　良太（岡山大学）

Loss Evaluation in Voltage-Distributed Open Coil for Wireless Power Transmission

Shota Asai, Kayoko Ito, Mayu Fukuoka, Hiroyasu Kobayashi,
Daisuke Miyagi (Chiba University), Ryota Inoue (Okayama University)

１．はじめに

2050 年カーボンニュートラル社会の実現に向け，鉄道や電気自動車を対象とした大電力非接触給電システムの研究開発が進められている。主流である磁界共鳴方式では，大電力伝送時にコイルとキャパシタに過大な電圧が印加されることが課題である。そこで先行研究では，巻線分割によってコイル内に複数の浮遊キャパシタを形成し，そのキャパシタンスを利用して共振させることで，キャパシタレスかつ電圧分散を実現する電圧分散型オープンコイルが提案されている(1)。本研究では，電圧分散型オープンコイルを実際に作製し，Q 値および実効抵抗について，平角銅線の幅方向の電流分布を考慮した部分要素等価回路法(2)（PEEC 法）による解析結果と実験結果との比較を行った。

２．コイルの作製と等価回路モデル

図 1 に平角銅線の幅方向の電流分布を考慮した PEEC モデル（例として 3 並列 2 分割コイル，導体幅方向 5 分割）を，図 2 に作製した電圧分散型オープンコイルと PEEC モデルの諸元を示す。作製したコイルは，幅 4 mm，厚さ 0.1 mm の平角銅線 5 枚を積層し，各層間を厚さ 0.1 mm の NITOFLON™により絶縁した 5 層並列導体で構成されている。また，コイル最内周の 1，3，5 層目を入力として最外周の 1，3，5 層目を出力とした。PEEC モデルにおける各区間の自己/相互インダクタンス及び浮遊キャパシタンスは，ノイマンの公式および円筒導体の静電容量式から算出した。

３．周波数特性の測定および PEEC モデルとの比較

図 3 に電圧分散型オープンコイルの周波数特性の測定結果，解析結果，および PEEC モデルに対する 2 次元有限要素法の差異(30%)を考慮した結果を示す。測定において，実効抵抗は 0.917 Ω，Q 値は 231 であった。一方 PEEC モデルでは，幅方向の分割数 $div_z = 1$ の場合，実効抵抗は 0.151 Ω，Q 値は 1360，$div_z = 11$ の場合，実効抵抗は 0.254 Ω，Q 値は 854 となった。この結果より，導体幅方向の電流分布を考慮した PEEC モデルの方が実測値に近い結果が得られた。しかし，推定値は実測値より依然として小さいことから，導体間材料とターン間材料の定数の見直しと他の損失発生メカニズムを検討する必要がある。

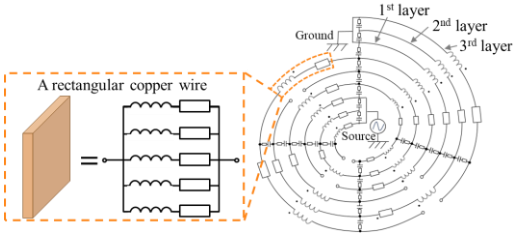
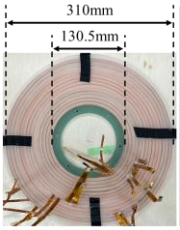


図 1 平角銅線の幅方向の電流分布を考慮した PEEC モデル
Fig.1. A PEEC model considering the current distribution across the width of a rectangular copper wire



Coil parameters	Prototype	PEEC model
Inductance [μH]	53.0	54.4
Capacitance [nF]	1.19	1.29
Number of turns	14.75	
Number of parallel layers	5	
Number of circumferential divisions		20
Number of split points in the input/output layers	2	
Relative permittivity	Inter-layer 2.1 Inter-turn 11	
tan δ	Inter-layer 0.0002 Inter-turn 0.001	

図 2 実機と PEEC モデルの諸元
Fig.2. Parameters of the prototype and PEEC Model

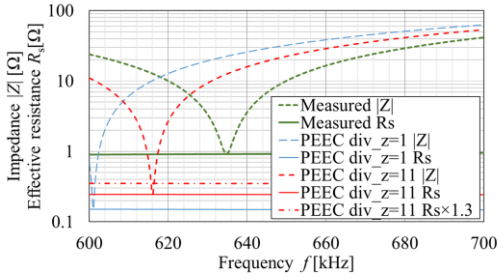


図 3 実機と PEEC モデルのインピーダンスと実効抵抗の特性
Fig.3. Impedance and effective resistance characteristics of the prototype and the PEEC model

４．むすび

本研究では，電圧分散型オープンコイルの損失評価を目的として，導体幅方向の電流分布を考慮した PEEC モデルを構築し，実験値との比較を行った。その結果，現状の PEEC モデルでは十分な損失評価には至らず，更なる損失発生機構のモデル化が必要であることが分かった。

本研究の一部は JSPS 科研費 JP23H01390 の助成を受けたものである。

文　献

(1)伊藤　香葉子　他：2024 年産業応用部門大会　1-48
(2)井上　良太　他：電気学会全大　4-072　(2022)

©2026 IEE Japan

流体トポロジー最適化を用いた冷却器構造最適化の検討

町田　啓*(明電舎)

Optimization of Cooler Structures Using Fluid Topology Optimization

Hiraku Machida (MEIDENSHA Corporation)

１．はじめに

昨今の計算技術の高度化により，構造設計を自動化しようとする試みは活発になってきている。従来から用いられてきた寸法最適化は寸法数値を振る最適化であるため，基本形状そのものは設計者の経験と勘に頼って作成されてきた。そこで更なる自動化を推し進めるための手段として，トポロジー最適化に着目した。これまでトポロジー最適化の主だった適用範囲は応力解析，または電磁界解析を主とする構造設計であったが，流体解析を主とする流体トポロジー最適化ツールも誕生している。本研究ではこのうちの一つである ToffeeX™を使用した流路の最適化を実施し，その性能と自動化への課題を探った。

２．最適化対象

本研究の最適化対象は図 1 に示すパワー半導体モジュール用ヒートシンクである。流入口と流出口の形状は固定かつ流量は一定とし,流路中央部の幅28mm縦52mm厚さ7mmを設計空間として，この設計空間に流体トポロジー最適化を適用する。ヒートシンクの前面にはパワー半導体モジュールの上アームと下アームに相当する熱量を発生させるための抽象化したヒーターを設置する。なお同ヒートシンクは既存形状としてピンフィン形状があり，これを最適化形状との比較対象とする。

３．最適化方法

シミュレーション条件を表 1 に示す。二つのヒーターをそれぞれ体積発熱させたときのヒーター温度とヒートシンクの圧力損失を最小化するように多目的最適化を行う。発熱量がすべて冷却水に排熱されるように流入・流出口以外の境界面はすべて断熱状態とする。このとき，温度最小化と圧力損失のそれぞれの目的関数に付与する重みを変化させてトレードオフ関係を得る。

また 3 次元での流体トポロジー最適化では構造が複雑化するため，今回は 3D プリンタ前提の積層加工と，ドリル前提の切削加工それぞれに対応する形状作成を実施した。

３．最適化結果

最適化形状による性能比較を図 2 に示す。横軸がヒーター温度の冷却水に対する差分，縦軸が圧力損失である。

４．結論

流体トポロジー最適化を用いて最適化構造を出力し，平均温度に対するトレードオフ関係を得ることが出来た。

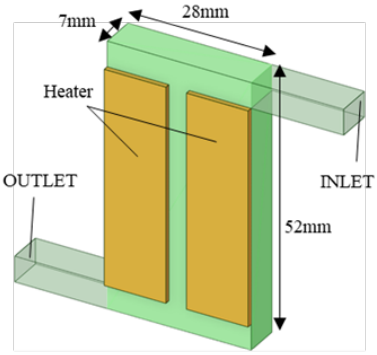


図1 ヒートシンクモデル
Fig.1 Heatsink model

表1 シミュレーション条件
Table1 Simulation Conditions

Fluid	50%LLC
Solid	Aluminum
Heater Power	250W×2
Flow Rate	9L/min

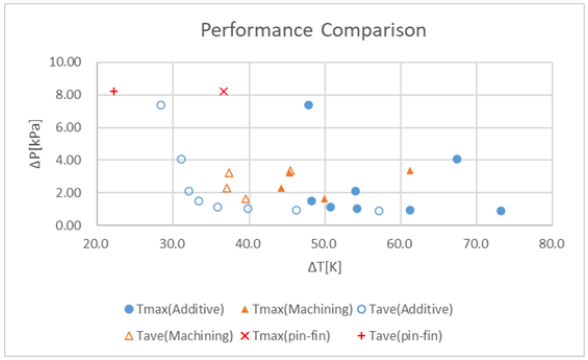


図2 最適化性能比較
Fig.2 Performance Comparison

ToffeeX™は ToffeeX Limited.の登録商標です。

©2026 IEE Japan

ハーブ栽培支援に関する研究

歌谷　昌弘*（福山大学）

A Study on Support Systems for Herb Cultivation

Masahiro Utatani (Fukuyama University)

１．はじめに

現在、農業従事者の高齢化と減少が進んでおり、これに対応するため、国や自治体は IoT や ICT を活用したスマート農業の推進を積極的に支援している。実際、農作業の省力化や効率化を目指したサービスを提供する企業も増加している[1]。しかし、導入コストなどの課題から、小規模農家がこれらのサービスを個人で利用するには至っていない。

著者らはこれまで、環境情報収集システム[2,3,4]について検討してきた。本稿では、これらのノウハウをもとに小規模ハーブ農家が個人で導入可能な栽培支援システムについて検討した結果を報告する。

２．ハーブ栽培支援システムの概要

ある休耕地を利用してハーブ栽培を行っている小規模農家から農作業の負担軽減の相談を受けた。当該農家では、休耕地を借りて栽培を行っているため農地が分散しており、農作業のための移動や農具等の運搬が負担となっている。また分散した農地は、電力会社からの電源や低コストな通信環境の確保も困難としている。この農家に組み込んでほしい機能を尋ねてみた。１つ目の要望は、１か所の農地であっても日当たり等による影響で環境が変わるため、複数地点の温湿度や日射の状況を自宅等で確認できるようにすることであった。２つ目は、井戸等の水源のある農地での灌水自動化であった。乾燥に弱いハーブは手入れのしやすい自宅そばでしか栽培できず、収穫量を確保しにくい状況にあるとのことだった。

３．試作システムの構成

これらの要求を考慮した図１のような栽培支援システムの試作を進めている。図右側 X の記号を割り当てた中継器、記号 Y のセンサノード、記号 Z のポンプ制御ユニットは PIC マイコンで構成する。これらのユニット間の通信は RS485 有線シリアル通信で実現するとともに、図左側の Raspberry と中継器は無線通信する構成とすることで、広範囲の情報収集やポンプ等のリモートコントロールを低コストで実現することを目指している。図の無線通信部分には、シリアル通信を無線化する TweLite を使用した。TweLite は、2.4GHz を使用する省電力データ通信システムで、通信速度が低速（ナローバンド：最大 115200bps）だが、技術基準試験に合格した製品のため免許が不要、通信距離が数 km 前後、安価で低消費電力といった特徴がある。図左側は畑で収集した環境情報を Web サーバへ送信し、PC 等での確認ができるようにするとともに、その情報で灌水制御のタイミング等を判断し、コマンドを制御ユニットに送る機能を担っている。実際に試験運用した結果は発表当日紹介したい。

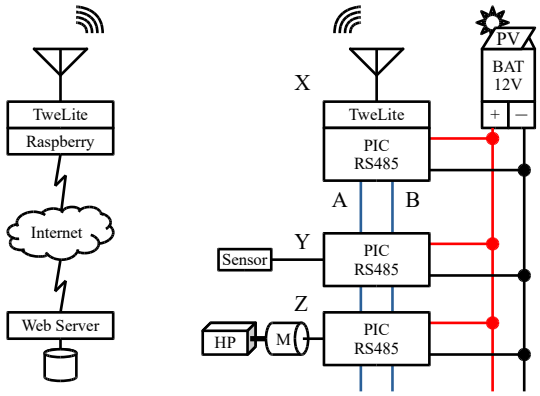


図１　試作システム

Fig.1 The Prototype System.

４．おわりに

検討中の小規模ハーブ農家が個人で導入可能な栽培支援システムについて報告した。無線通信と有線シリアル通信を組み合わせることで広範囲の情報を収集し、リモートのポンプ等を制御できるシステムとなっている。

文　献

(1) https://www.maff.go.jp/j/kanbo/smart/ (accessed 2025-12)

(2) 歌谷昌弘，永田武，山崎勇，甲斐健，“無線通信による安価なマンホール内水位検知システムの開発”，電気設備学会誌，vol.41，no.5 pp. 38-44 , 2021

(3) 歌谷昌弘，山崎勇，"無線シリアル通信を利用した環境データ収集システム"，第 72 回電気・情報関連学会中国支部連合大会，R21-15-24，2021

(4) 歌谷昌弘，山崎勇，"無線シリアル通信を利用した画像データ収集システム"，第 72 回電気・情報関連学会中国支部連合大会，R21-15-25，2021

©2026 IEE Japan

LoRA を用いた少量データ学習による流雪認識精度の向上

石田　涼*，矢﨑　敬祐，石河　範明（富士電機株式会社）

Improving Snowfall Recognition Accuracy through Few-Shot Learning Using LoRA

Ryo Ishida, Keisuke Yasaki, Noriaki Ishikawa (Fuji Electric Co., Ltd.)

１．まえがき

冬期の水力発電ダムでは、河川に落ちた雪が取水口の柵で滞留し、時間経過とともに押し固められて雪塊となる。雪塊になる前は除塵機により除去可能であるが、雪塊になった後は除塵機での除去が困難となり、人力による除去が必要となる。現在は作業員がカメラで監視し、雪塊となる前に除塵機を起動して除去しているが、目視による常時監視は負担が大きく、自動化が求められている。

自動化を実現するためには、映像中の流雪領域を正確に認識する必要があり、これの実現手法として基盤モデルを用いたセグメンテーションが注目されている。しかし、流雪のような水面と雪の境界が曖昧な物体の認識精度は低いという課題がある。認識精度を向上させるためには、多量の正解データを用いた追加学習が必要だが、正解データのラベル付けには大きな負担を伴う。そこで、少量データによる追加学習でも高い認識精度を実現する手法である LoRA[1]が着目されている。LoRA は基盤モデルと並列に追加した小型ネットワークのみを追加学習する手法であり、基盤モデル全体を追加学習する従来の手法と比較して、少量の正解データで効率的に学習することが可能となる。

本稿では取水口を撮影したカメラ映像を対象に、以下の 3 条件の基盤モデルによる雪の認識性能を比較した（図 1）。

① 追加学習なし
② 少量の正解データで基盤モデル全体を追加学習
③ 少量の正解データで小型ネットワークを追加学習

２．実験条件

基盤モデルはセグメンテーション用の基盤モデルを利用した。条件②と③では、学習データ 9 枚と検証データ 6 枚を用いて追加学習した。評価は、45 枚の評価データに対する IoU（Intersection over Union）の平均値である mIoU を比較した。IoU は正解データと予測されたセグメンテーション領域の重複度を示す指標であり、値が 1 に近いほど認識精度が高いことを意味する。

３．実験結果

各条件における mIoU は、条件①は 0.758、条件②は 0.884、条件③は 0.992 であり、条件③が最も良い結果を示した。図 2 にセグメンテーション領域の可視化結果を示す。追加学習により水面と雪を区別する認識性能が向上したことが確認できる。条件②では過検出や検出漏れが発生したが、条件③では水面上の雪の領域を正しく認識できている。条件②の結果が不十分であった理由として、ネットワークのサイズに対して学習データ量が少なく、十分な学習が行われなかったことが原因であると考えられる。なお、他のカメラ映像についても同様の傾向となることを確認した。

４．まとめ

本稿では、LoRA を活用した基盤モデルの少量データ学習による流雪の認識精度向上技術について検討した。その結果、少量データによる学習でも流雪の領域を正しく認識できることが示された。今後は、オンラインによる検証を進める予定である。

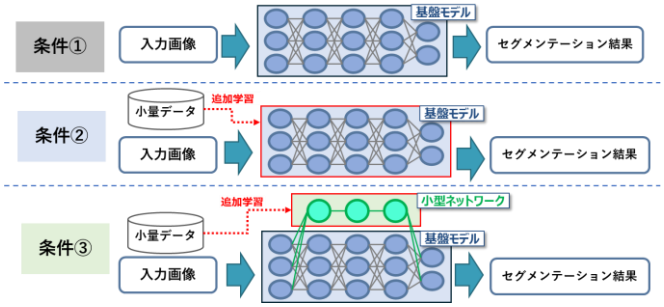


図 1：各条件の概要図

Fig1: Overview Diagram for Each Condition

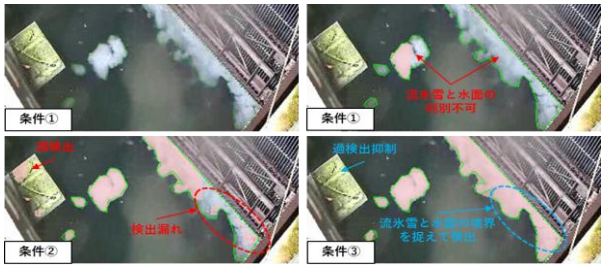


図 2：各条件のセグメンテーション結果

Fig2: Segmentation Results of Each Condition

文　献

(1) E. Hu et al., Lora: Low-rank adaptation of large language models, ICLR 2022 Conference, 2022.

©2026 IEE Japan

風力発電を組み込んだエネルギーマネジメント計画・評価手法の提案

平野 勇二郎*（国立環境研究所），吉田　友紀子（茨城大学）

Proposal of Energy Management Planning and Evaluation Methods Incorporating Wind Power Generation

Yujiro Hirano (National Institute for Environmental Studies), Yukiko Yoshida (Ibaraki University)

１．はじめに

日本ではこれまでに太陽光発電の導入が進められてきたが，他の多くの国と比較し風力発電の導入・普及は遅れている。今後は夜間の電力供給や，天候による発電量の変動の平滑化のため，風力発電の導入を促進する必要がある。

本研究では，地域エネルギー事業において風力発電利用のポテンシャルを事前評価する手法を提案する。具体的には，メソスケール気象モデルにより作成した風向・風速の計算結果をデータベース化し，著者らがこれまでに開発を進めてきた地域エネルギー計画･評価システム(1)に組み込むことにより需給バランスを評価する手法を確立する（図 1）。

２．標準年 4 次元風況データベースの提案

従来から風況調査のためにタワー観測やライダー観測などが行われてきたが，これにはコストや時間を要する。このため，風況調査の結果として風力発電導入に至らなければ大きな損失となる。この状況を踏まえて，本研究の提案手法では，風況調査を行う際の事前コンサルティングとして，メソスケール気象モデル WRF による気象シミュレーションを行う。これにより本格的な風況調査への移行の判断や適地選定を行う際の意思決定を支援する。

気象シミュレーションによる評価には気象モデル利用のスキルや計算時間を要するため，本研究では事前に標準的な気象条件における計算結果を蓄積しておく「標準年 4 次元風況データベース」の構築を提案する。これにより，計算を効率化するとともに，年によるバラつきの影響を受けずに多地点の比較が可能になる。また，この標準年を需要側の評価に用いる評価対象年に合わせて設定することにより，需給バランス調整の評価が可能になる。

３．地域エネルギー計画・評価システムへの組み込み

著者らは地方自治体等が主導するエネルギー地産地消の計画を支援するための地域エネルギー計画・評価システムの開発を進めている(1)。この評価システムでは，諸条件が異なる様々な地域において，想定したエネルギー需要量に対して，再生可能エネルギーやコージェネレーションを活用

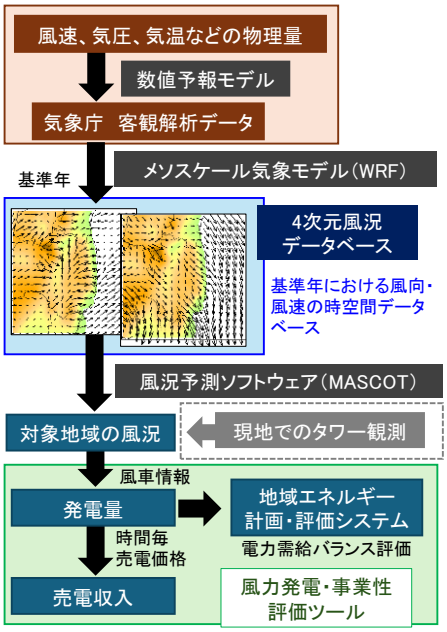


図 1 評価システムの構成と計算プロセス
Fig.1. Evaluation system configuration and calculation process

した地域エネルギー供給，地域での電力融通を前提としたエネルギーマネジメントを最適に行った場合の効果を算定する。本研究の提案手法では，この需要側の想定の際に設定した標準年と，前述した標準年 4 次元風況データベースの対象年を合わせることにより，需要側・供給側を同じ気象条件において需給バランス調整の評価が可能となる。著者らは現在この評価システムのプロトタイプの構築を完了しており，観測データによる検証の作業を進めている。

謝辞

本研究は戦略的イノベーション創造プログラム（SIP）JPJ012207，文部科学省 大学の力を結集した，地域の脱炭素化加速のための基盤研究開発 JPJ010039，日本学術振興会科学研究費補助金基盤研究（B）23H01546 によって実施されました。ここに記して謝意を表します。

文　献

(1)　Y Hirano, et al.: Energy and Buildings, 332 (1) 115450 (2025)

©2026 IEE Japan

諸元登録支援システムの開発と初期データ構築

西山　淳*，佐々木　和洋，山口　直輝（東日本旅客鉄道）

Development of a Specification Registration Support System and Construction of Training Data

Jun Nishiyama, Kazuhiro Sasaki, Naoki Yamaguchi (East Japan Railway Company)

１．はじめに

鉄道の信号通信設備を構成する各機器には、品名や形式、製造番号などの諸元を記載した銘板が付属しており、機器の導入・交換時には銘板の情報を設備管理システムに登録している。当社では諸元の総数は約 350 万件、設備種別は約 12 万種類にのぼり、工事や保守に伴い毎年約 20 万件の更新作業を行っている。この諸元の情報は、従来は現場で紙に記録し、後に手作業でシステムに入力する方法が主流であり、時間がかかる上に誤入力のおそれもある。

そこで本システムでは、タブレット端末で銘板を撮影し、光学文字認識（OCR）で文字列を読み取って自動的に登録データを生成するシステムを開発した[1]。

２．システム概要

本システムは、現場で使用するタブレットアプリと、事務所で使用する Web アプリで構成される。タブレットで撮影した銘板画像はクラウドに送信され、クラウドで OCR 処理と後述する類似度判定を行う。Web アプリでは、その結果を確認し設備管理システム登録用のデータとして整形する（図 1）。これにより、銘板撮影から諸元登録までの一連のフローをクラウド中心で効率的に処理する仕組みとなっている。

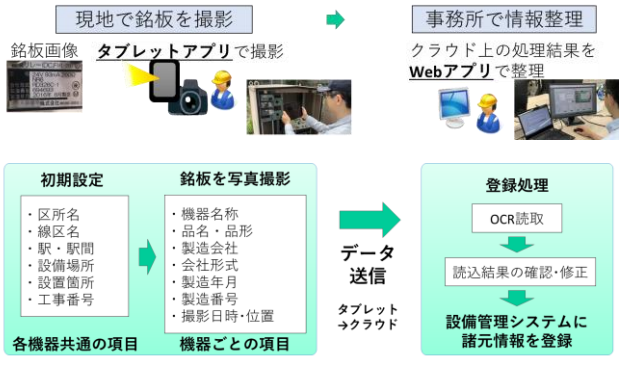


図 1 本システムを用いた諸元情報の整理の流れ
Fig.1. Workflow of Specification Information Processing Using the Proposed System

３．類似度判定機構の概要と本研究における位置づけ

銘板上の表示は、メーカーや機器種別ごとに様式や記載内容が異なるため、OCR によって抽出された文字列を、そのまま機器属性（品名・品形・製造会社等）に対応付けることは困難である。この課題に対し、本システムでは銘板データベース（銘板 DB）を用意し、OCR 結果と銘板 DB 内の既知データを照合して、類似度に基づいて登録候補を提示する類似度判定機構を中核機能として備えている。OCR で得た文字列群と銘板 DB 内の既知データを属性ごとに照合し、類似度スコアに基づいて登録候補を提示する [2]。この方法は、OCR の読み誤りや表記揺れに対しても、既存データとの照合により正しい候補を提示できる点が特徴であり、OCR だけでは識別困難な品名・品形も正しく登録することが可能となる（図 2）。

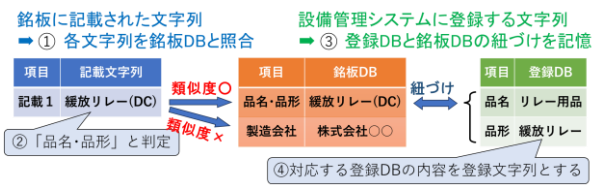


図 2 銘板記載の文字列の解釈の流れ（①～④）
Fig.2. Process of Interpreting Text Strings on Nameplates (Steps ①- ④)

なお、銘板 DB には設備管理システムのマスタデータを初期値として読み込み、学習により逐次更新・拡充を図ることで、未知の銘板にも対応可能としている。この類似度判定機構により、OCR 結果を超える精度で機器属性の特定が可能となり、システムの実用性を向上させる。

以下に示す性能値は既報[1][2]の結果の要約である。特定の 21 種類の機器形式を対象に学習前後での読取精度を評価したところ、機器属性情報（品名・品形・製造会社・会社形式）の読取成功率は、学習前には第 1 候補が正解となる割合が約 43%、学習後には約 90%に向上した。このことから、類似度判定機構が読取精度の向上に寄与していることが証明されている。また、製造番号および製造年月についても、それぞれ 134 枚・163 枚の画像を対象にした読取成功率は、それぞれ約 81%、約 84%を達成した。

４．初期学習データの構築

本システムは、類似度判定機構を用いることで、学習を行わない初期状態においても、既存データとの照合に基づく登録候補の提示が可能な構成となっている。一方で、初期状態で用いる学習データ（以下、初期学習データ）を付与することにより、導入初期からの読取精度や候補提示の

©2026 IEE Japan

安定性をさらに向上させることができる。

しかしながら、すべての機器について事前に銘板画像を収集し、学習データを構築することは現実的ではない。そこで本研究では、既存の設備管理システムに蓄積された諸元データを活用し、初期学習データを効率的に構築する手法を検討した。ここでは、初期学習を導入初期の実用性を高めるための補助手段として位置づけ、その構築方法と効果について述べる。

表 1 は、初期学習を行わない状態における各属性情報の対応状況を示したものである。ここで、「読取精度への寄与」とは、各属性情報が初期学習によって追加的に読取精度向上に寄与しうる度合いを示したものであり、「高い寄与」「限定的」「寄与なし」の 3 段階とした。初期状態では、品名・品形の項目は設備管理システムの字句と銘板上のメーカー管理の字句が必ずしも一致しないため、読取精度への寄与が限定的である。また、製造会社・会社形式については学習データがまだないため、照合する情報が不足している。

表 1 初期学習前における本システムの学習の状態と銘板記載情報の対応状況
Table 1. Status of System Learning Before Initial Training and Correspondence with Nameplate Information

項目	初期学習前の本システムのデータ状態	設備管理システムとの対応状況	読取精度への寄与
品名･品形	マスタに基づく定型句	記述形式が異なり、完全一致とは限らない	限定的
製造会社	学習データなし	銘板記載の社名と突合不能	寄与なし
会社形式	学習データなし	銘板の字句を参照できない	寄与なし

これに対し表 2 は、既存の設備管理データを用いて初期学習データを構築した場合の対応状況を示している。特に製造会社に関しては、既入力データをもとに名寄せすることで銘板記載の字句との一致度を高め、会社形式に関しては、設備管理システムに登録された値自体が銘板記載の字句を転記したものが多いと考えられる。そのため、類似度判定機構の精度に高く寄与することが期待される。

以上のことから、既存の設備管理システムに蓄積された全データを分析・活用して初期学習データを構築することは、導入初期における読み取り精度の向上に有効であり、システムの実運用立ち上げを円滑にする手段の一つであると考えられる。

表 2 設備管理システムの既存諸元データを用いた初期学習後の対応状況
Table 2. Correspondence Status After Initial Training Using Existing Specification Data from the Asset Management System

項目	設備管理システムに基づく初期学習データ	設備管理システムとの対応状況	読取精度への寄与
品名･品形	マスタに基づく定型句	記述形式が異なる可能性は残る	限定的
製造会社	マスタ･自由入力の内容→名寄せ辞書作成	名寄せ辞書で正規化すれば対応可能	高い寄与
会社形式	自由入力の内容から主要なものを抽出	一致しやすい（銘板からの転記が多い）	高い寄与

今回作成した初期学習の基礎データは、設備管理システムに登録された約 350 万件の既存データから、読取精度向上に寄与する学習データセットを抽出した。まず、品名・品形や製造会社名などのマスタデータや名寄せ辞書を整備し、表記揺れや誤入力を正規化した。次に、正規化済みデータを対象にクレンジング処理（不完全・異常データの除去）を実施した。最後に、全諸元データの出現頻度には図 3 に示す偏りがあるため、機器種別ごとに一定数の代表レコードのみを残すロングテール圧縮を行った。

このように正規化・クレンジング・頻度分析を経た後にロングテール圧縮を行うことにより、初期学習データは約 8,700 件まで圧縮された。このデータは諸元全体の約 62%にあたる約 216 万件分の銘板を学習したことに相当する。

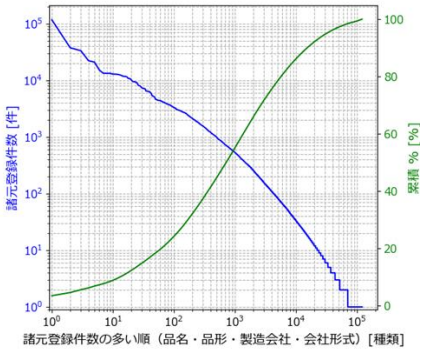


図 3 諸元登録件数のロングテール分布と累積%
Fig.3. Long-Tail Distribution of Specification Registration Counts and Cumulative Percentage

５．まとめ

本研究では、OCR とデータベース照合を組み合わせた類似度判定機構を中核とする諸元登録支援システムにおいて、既存設備管理データを活用した初期学習データ構築の手法とその効果を検討した。

本システムの類似度判定機構は、学習を行わない初期状態においても動作可能な設計となっており、初期学習は必須条件ではない。一方で、既存データを用いて初期学習データを整備することにより、導入初期からの読取精度の安定化や確認作業の効率化に寄与することが確認された。

今後は、実運用を通じて得られるデータを活用し、マスタや辞書の継続的な更新を行うとともに、類似度計算手法のさらなる最適化を進めることで、設備管理業務の一層の効率化と品質向上を図っていく予定である。

文　献

(1)西山淳・栃原開人・金田敏之: JR East テクニカルレビュー, 71, 53～56 (2024)

(2)西山淳・栃原開人・佐々木和洋・金田敏之・阿部秀昭: J-RAIL 2024, No.24-45

©2026 IEE Japan

LiDAR に基づく障害物形状認識と無人搬送車の回避経路生成

宮澤　優斗*，星野　貴弘（日本大学）

LiDAR Based Obstacle Shape Recognition and Avoidance Path Generation for Automated Guided Vehicles

Yuto Miyazawa, Takahiro Hoshino (Nihon University)

１．はじめに

近年，倉庫内作業や工場における生産工程の自動化に伴い無人搬送車(Automated Guided Vehicles, 以降 AGV)の導入が進んでいる[(1)]．AGV は，製品や部品を無人で搬送することが可能であり，人間の手で持ち運ぶことが困難な重荷などの搬送を行うことも可能である．そのため，人手の足りない現場での作業の効率化が見込める．しかし，搬送経路上に予期せぬ障害物が生じた場合，衝突してしまう恐れもある．また，障害物の発生により生産性の低下を引き起こしてしまう[(2)]．

本研究では障害物による搬送効率の低下を防ぐため，障害物を適切に回避する方法について，AGV を想定したマイコンカーを用いて検討する．適切な回避行動を行わせるためには，障害物の形状を正確に認識させることが必要である．先行研究[(3)]では，光学式距離センサーをサーボモーターに取り付けることで多方向の距離測定を行っている．本研究では，障害物の形状を素早く正確に認識させるため LiDAR を用いることにした．LiDAR を用いることで，障害物の形状に基づく最適な回避経路の生成に役立てる．本報告では，LiDAR から取得した測定データからの障害物情報の抽出と形状認識の実験結果について述べる．

２．使用したマイコンカー

本研究で用いるマイコンカーを Fig.1 に示す．マイコンカーのベースには Nexus 社製メカナムホイールロボットを用い，Arduino Mega で制御している．LiDAR には，SLAMTEC 製の RPLiDAR A1M8-R6 を接続している．

メカナムホイールは直進方向に対して 45°の角度に多数のローラーが取り付けられており，各車輪が回転した際に軸に対して斜め 45°の方向に力が働く．そのため，4 輪の回転方向を独自に制御することで向きを変えることなく前後左右，斜め方向への移動が可能となる．したがって，障害物に対して機構的な制約を受けることなく効率的な回避経路を走行できるため，メカナムホイールを用いることにした．　また，メカナムホイールを動かす DC モーターは，PI 制御とすることで回転速度の安定化を図っている．

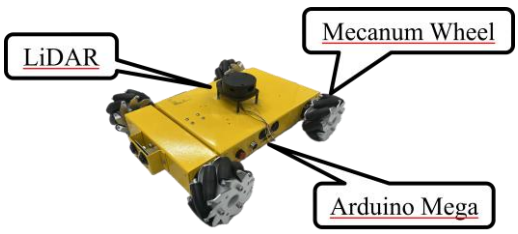


Fig.1. Mecanum wheel robot

LiDAR は赤外線光によって距離測定を行うセンサーである．本研究で使用した RPLiDAR A1M8-R6 は，センサーの上部が回転し，三角測量方式で毎秒 8000 回の測距データのサンプリングを行うことが可能である．また，360°すべての方向に対し距離測定を行うことができるため，障害物の形状を効率的に認識させられる．取得されるデータは，LiDAR の基準方向からの角度と距離データである．本研究では，取得データを直交座標系に変換して用いる．

Table1. Results of the accuracy rate comparison experiments

Incidence angle	40°	50°	60°	70°
abnormal value	0.0%	18.5%	97.9%	100.0%

３．障害物情報の抽出

LiDAR の取得データが，0mm となる場合や実際の物体との距離と比較し非常に大きな値となる場合があった．このような異常値が発生する原因として，LiDAR と測定対象の位置関係が問題であると考えられる．LiDAR から発する赤外線レーザーが測定対象に入射するときの入射角を変化させ，取得した 1000 個のデータに対し測定精度の比較実験を行った．実験の結果得られた異常値データの検出割合を Table1 に示す．表より，入射角が 50°～60°から急激に異常値データが増加することがわかる．本研究では，予期せぬ障害物に対する回避制御を目指しているため，測定対象が必ずしも測定しやすい位置関係であるとは限らない．そのため異常値データを除去するため，フィルタリングとクラスタリングを行った．

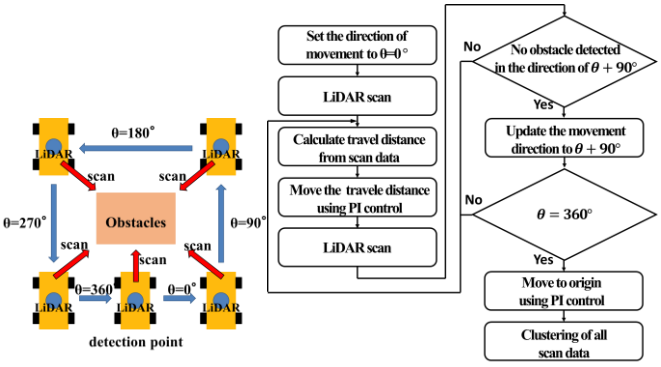
＜3・1 フィルタリング＞

本研究におけるデータのフィルタリングとは、取得されたデータを条件に従い必要なデータを残し，不要なデータを除去する方法である．障害物データを取得後，異常値データが含まれる範囲外のデータに関しては除去することで，障害物の形状認識に必要なデータのみを取得する．

＜3・2 クラスタリング＞

本研究では，クラスタリングを用いて複数の障害物の形状認識に役立てる．クラスタリングの手法として階層的手法の「単連結法」を用いる．単連結法とは，2 つのクラスタ間の距離についてそれぞれのクラスタに属するデータ同士で最も近い点同士の距離をクラスタ間距離と定義し，クラ

©2026 IEE Japan



(a) (b)

Fig.2. Image of movement process and flowchart for scaning obstacle

スタの併合を行う手法である．同一のクラスタに属するデータは 1 つの障害物であると認識させる．障害物に対して様々な方向からデータ取得とクラスタリングを行うことで障害物形状を決定する．

４．障害物形状の測定実験

本研究では，異常値データを除去したデータを用いて障害物形状の測定を行った．進行方向に存在する 1 つの障害物に対し，反時計回りに周回しながら LiDAR による距離測定を行い，障害物全体の形状を測定した．

＜4・1 実験方法＞

前進しているマイコンカーの進行方向に 1 つの障害物（幅 320mm/奥行 235mm/高さ 175mm）を設置し，障害物との距離が 400mm 以下となる時，停止させ障害物形状の測定を開始する．障害物検知後のマイコンカーの動作フローを Fig.2(b)に示す．Fig.2(a)に示すように反時計回りに障害物を周回し，各地点で距離測定を行う．マイコンカーと障害物との距離が初めて 400mm 以下となった地点を原点とする．マイコンカーの初期進行方向を θ=0°とし，θ+90°方向に障害物が検知されなくなるまで θ 方向に移動を続ける．LiDAR で取得した障害物データから，現在の進行方向 θ に対して障害物通過に必要な移動距離を算出する．その後，θ+90°方向に障害物が検知されていなければ，進行方向を θ+90°に変更する．この操作を θ=360°となるまで繰り返し，原点へ移動する．各地点で取得した全測定データをまとめてクラスタリングを行い，障害物の形状を決定する．

＜4・2 実験結果＞

障害物を周回し各地点で取得された全測定データを Fig.3 に示す．このグラフの y 軸は原点到着時のマイコンカーの前進方向，x 軸はその方向に対する法線方向である．グラフから，4 つのクラスタにグループ分けされており，1 つの障害物データと 3 つの孤立点データが得られている．別の地点の測定データをまとめてもデータを正しく統合できている．また，測定している際のマイコンカーの移動軌跡を Fig.4 に示す．こちらの図は定点カメラの動画から 1 秒ごとのマイコンカーを抽出したものである．赤線は LiDAR 中央を直線で結んだものである．

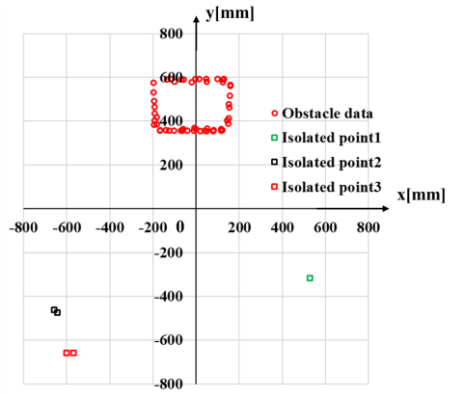


Fig.3. Measurement data

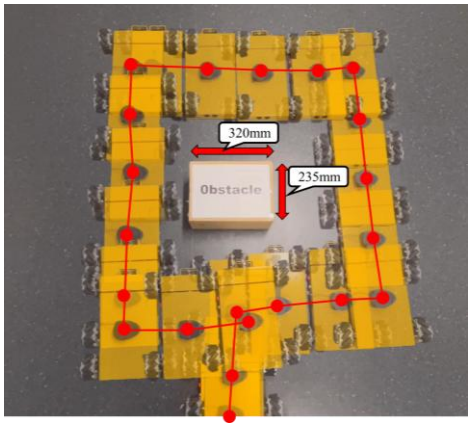


Fig.4. Movement trajectory

Fig.3 と設置した物体を比較すると，自己位置の推定誤差などにより多少の誤差はあるものの，測定データは物体の形状を概ね正確に再現できていることがわかる．

５．まとめと今後の課題

本研究では，LiDAR を実装したマイコンカーを用いて，障害物の形状認識の手法について検討した．その結果，障害物を周回しながら測定を行うことで形状認識を行うことができた．発表では，測定された形状データから最適な回避経路の生成方法についても報告する予定である．今後の課題として，複数の障害物に対する形状認識が挙げられる．

文　献

(1) “工場で AGV（無人搬送車）を導入するメリットや活用シーンなどを解説”，株式会社 APT，https://n-apt.com/info/agv-introduction，(2025/2/27 参照)

(2) “AGV(無人搬送車)とは？メリット・デメリット、AI 活用の可能性を徹底解説！”，AI Market，https://ai-market.jp/purpose/agv/#AGV2，(2025/02/27 参照)

(3) 安盛，浜松，星野：「複数センサ情報による自律型移動ロボットの障害物回避アルゴリズムの検討」，平成 28 年電気学会産業応用部門大会予稿集 pp. Ⅱ-103-106

©2026 IEE Japan

導体接続部のねじ緩み検出に関する検討

内田　壮祐，渡邊　将，山本　康太，中村　栄久（中京大学）

A Study on Detecting Screw Looseness in Conductor Joints

Sosuke Uchida, Sho Watanabe, Kouta Yamamoto, Hisahide Nakamura (Chukyo University)

１．はじめに

電気火災とは、電気設備や電気製品の不具合によって発生する火災を指す。東京消防庁管内では、令和 6 年に発生した電気火災は 1,512 件であり、全火災の 34.9%を占めている[1]。これらの火災原因の一つとして、導体接続部のねじの緩みにより接触抵抗が増大し、異常発熱が挙げられる。本研究では、導体接続部のねじの緩みを検出する手法を提案し、その有効性を実験により検証する。

２．実験

端子台の導体接続部において、ねじを緩めた状態で負荷への通電実験を行った。実験環境を図 1 に示す。負荷には電気ヒータ（400W）を使用、電流計測にはオシロスコープ TBS2074B、電流プローブ TCP0020 を用いた。

導体接続部のねじを緩めた状態で通電した結果、放電が発生することを確認した。放電の様子を図 2 に示す。また、時間の経過に伴い、端子部の温度上昇が見られ、最終的には端子部が焦げるなどの熱損傷も確認された。

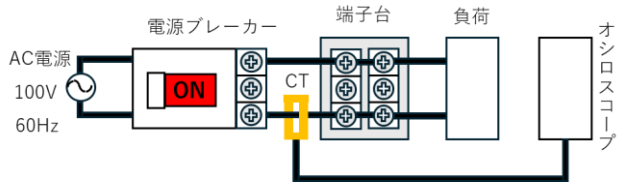


図 1 実験環境

Fig. 1 Experimental environment

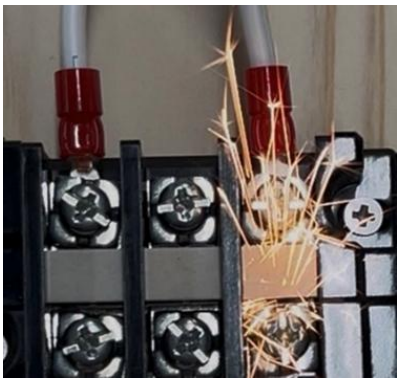


図 2　導体接続部における放電

Fig. 2 Spark discharge at conductor joint

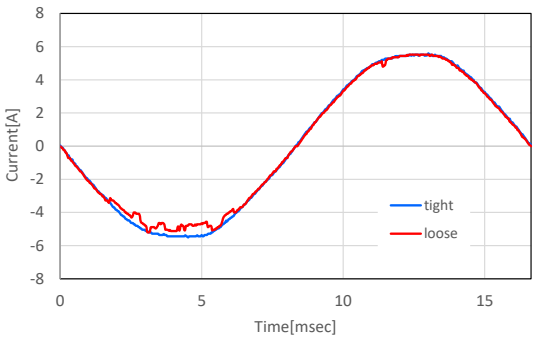


図 3　電流波形

Fig. 3 Current waveform

通電時の電流波形を図 3 に示す。図 3 において、青線はねじが正常に締め付けられた時、赤線はねじの緩みにより放電が発生した時の電流波形である。この図から、放電の発生に伴い、電流波形が変化することが確認できる。

３．診断

正常な締め付け時とねじの緩み時の電流波形から、実効値、標準偏差、最大値、歪度、尖度の 5 つの特徴量を算出した。そして、これらの特徴量を用いて状態診断を行った。

診断には、機械学習の一手法であるランダムフォレストを用いた。正常な締め付け時の電流波形 130 個と、ねじ緩み時の電流波形 98 個のうち、100 個と 71 個をそれぞれ学習用に用い、残りを評価用とした。その結果、両状態ともに 100%の検出精度が得られた。

４．おわりに

本研究では、電気機器に流れる通電電流から特徴量を抽出し、その特徴量に基づいて、ねじの緩みを高精度に検出する手法を提案した。その結果、高い検出精度が得られた。今後は、より多様な電気機器での検証試験を実施する。

文　献

[1] 東京消防庁，“令和６年版　火災の実態”，https://www.tfd.metro.tokyo.lg.jp/learning/elib/kasaijittai/r06.html（参照 2026.1.6）

©2026 IEE Japan

機械学習を用いた電動機の固定子巻線の短絡故障診断

林　太陽*，二木　大輝，中村　久栄（中京大学）

Short-Circuit Fault Diagnosis of Motor Stator Windings Using Machine Learning

Taiyo Hayashi, Daiki Niki, Hisahide Nakamura (Chukyo University)

１．はじめに

現在、産業界において、誘導電動機は基幹動力源として幅広く使用されている。誘導電動機の部位別の故障発生割合を見ると、固定子巻線 37%を占めている(1)。固定子巻線における故障は、発火へ発展する恐れがあるため、早期検出が重要となる。

本研究では、機械学習を用いることで、固定子巻線の短絡故障を早期診断する手法を提案する。そして、実験を通して提案手法の有用性を検証する。

２．実験

実験には誘導電動機（2.2kW、200V、8.5A、1740min^{-1}、4 極）を用いた。この誘導電動機において、U 相の 1 巻目と 2 巻目を短絡させた 1 ターン短絡を発生させ、回転数を 1740～1780min^{-1} の範囲で変化させながら、負荷電流を測定した。そして負荷電流に対して周波数解析を実施した。

回転数 1746min^{-1} 時の負荷電流に対する周波数解析結果を図 1 と図 2 に示す。2 つの図を比較すると、270 Hz および 390 Hz 付近において短絡時の振幅の変化が確認された。そこで、270 Hz および 390 Hz 付近のピーク値を特徴量として抽出し、回転数を含めた 3 次元特徴量分布を図 3 に示す。この結果、正常状態と短絡状態で特徴量が異なる領域に分布することが示された。

３．診断

得られた特徴量を用いて診断を行った。診断には機械学習の一つであるサポートベクターマシン(SVM)を用いた。正常時 110 個、短絡時 166 個のデータのうち、8 割を学習用、2 割を評価用とした。その結果、100%の診断結果が得られた。

４．まとめ

本研究では、誘導電動機の固定子巻線における短絡故障を診断する手法を提案した。まず、負荷電流に対する周波数解析を行い、故障判定に有用な特徴量を抽出した。次に、得られた特徴量を用いて機械学習による診断手法を提案した。その結果、100%の診断精度を得ることができ、提案手法の有用性を検証することができた。今後は、異なる容量の電動機を対象としてさらなる検証を行う予定である。

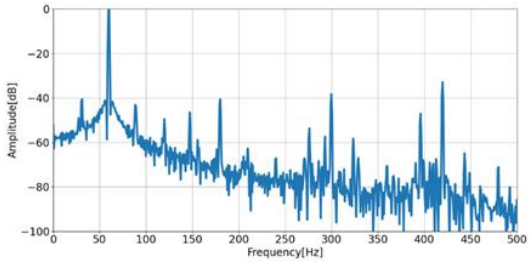


図 1　正常時の周波数スペクトル

Fig.1. Frequency Spectrum under healthy conditions

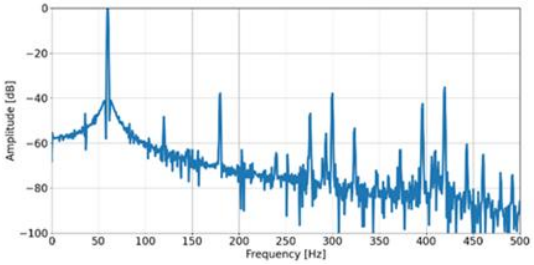


図 2　短絡時の周波数スペクトル

Fig.2. Frequency spectrum under short-circuit fault

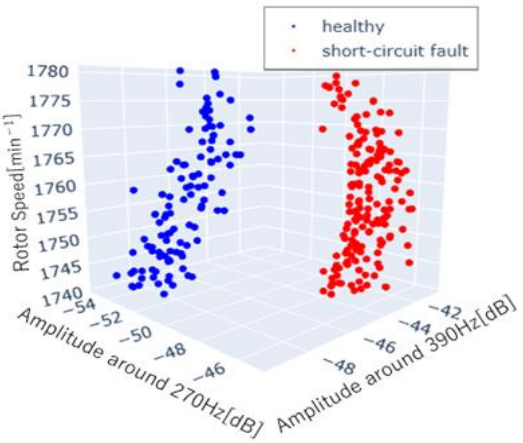


図 3　三次元特徴量分布

Fig.3. Three-dimensional feature distribution

文　献

(1) Reliability Working Group, “Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installation, Part I”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, pp865-872, 1985.

©2026 IEE Japan

山小屋のスマートハウス化に向けた電力システムの研究

渡邉　田実*，一色　正男，杉村　博(神奈川工科大学)

Research on Power System for Smart House Conversion of Mountain Cabins

Tanomi Watanabe, Masao Isshiki, Hiroshi Sugimura (Kanagawa Institute of Technology)

１．背景と目的

神奈川工科大学では 2000 年から 25 年間上高地の山小屋でマイクロ水力発電[1]の研究を実施してきた。四半世紀を経て熊の頻繁な出没による安全な取水口確認の困難化や、沢形状の変化に伴う取水の不安定化や，発電設備が電力会社系統分離であり負荷切替時の人的負担が顕在化している。目的１は熊の頻繁な出没に対応した，取水口の安全な確認手法の確立である。水力発電に使う水を取水する取水口は山小屋隣の発電小屋から徒歩で 30 分程度の場所にある。安全対策として確認時は熊対策の上，大人数で行く必要性がある。目的２は自然の沢形状が刻々と変化しており取水口の水位や流速が常に変化するため，発電機に流入する水量を細やかに操作する仕組みが必要である。目的３は軽減の為に切替不要の系統型発電設備導入の事前調査を実施する。山小屋全体の消費電力を把握した上で，データ分析を進め系統連携時の逆潮流可否を確認する。これらの取り組みを実施して山小屋のスマートハウス化を促進する。

２．課題

目的 1 に関してソーラーカメラの設置も検討したが木が茂り日射が少なく国定公園のため伐採困難であり，有線も費用面で困難であるため，確認方法の確立が課題である。目的 2 に関して現状手動バルブしか存在しなかったため遠隔操作不能な点が課題である。目的 3 に関して山小屋の商標電力を計測する仕組みがないことが課題である。

３．提案手法

手法１つ目として，課題で述べたように水源にカメラを設置することはできない。そこで発電機付いた水圧計を用いて取水口のつまり具合推定をめざす。修正ベルヌーイの定理に基づくと，取水口の閉塞状態進行に応じて損失水頭が増加し，これに伴い水圧低下する特性がある。現状の水圧計はアナログ式であり，定量的に水圧を計測することが出来なかった。デジタル化とデータ収集端末への機能追加をすることで定量的な詰まり状態把握が可能になる。

手法２つ目として，発電機流入水量バルブの遠隔操作に対応した，機構設計と回路製作とプログラム作成して運用テストを実施した。

手法 3 つ目として，山小屋に設置された計量用スマートメータとデータロギングアプリ PLIS[2]を用いて ECHONET Lite 経由で消費電力データを取得する仕組みを構築した。

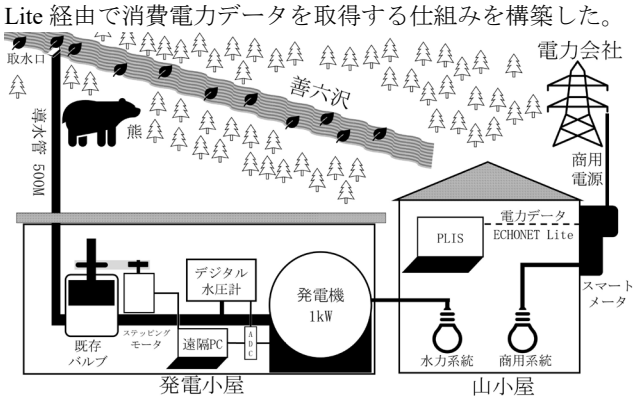


図 1 提案手法を組み込んだシステム
Fig.1. Proposed System

４．結果

取水口の状態を水圧で計測したことで，水圧の低下度合いから，詰まり伴う水力発電の停止までの日数が推定可能になった。流入水量バルブは，遠隔操作を可能にしたことで管理人の操作が不要になった。各種操作を実施したところ，流入水量を急激に増減させることで収水口の汚れが流れて，発電電力が回復するような制御も可能であることを確認した。山小屋消費電力を分析した結果，24 時間を通して常に R 相 T 相の双方が 5A 以上かつ 1kW 以上であった。水力発電を系統連携した際に発電最大出力が 1kW のため逆潮流することなく，安全に系統連携できる可能性が高い。

５．まとめ

山小屋のスマートハウス化に向けて，本研究を実施したことで現在抱える３つの課題を解決した。研究成果を基に，今後は系統連携を含むスマートハウス化研究を進める。

文　献

(1)根本光正・赤池志郎・森武昭：平 14 ターボ機械 30 巻 4 号, No. 193~200

(2) 栗栖優里・奈望月海久斗・杉村博：令 4 電気学会全大, No. 67~68

©2026 IEE Japan

SESS レス V2H システムにおける強化学習に基づくリアルタイムエネルギー管理手法

YIN XUNZHOU*，孔 徳世，宮武　昌史 (上智大学)

Real-time Energy Management for SESS-free V2H Systems Based on Reinforcement Learning

Yin Xunzhou, Kong Deshi, Miyatake Masafumi (Sophia University)

１．まえがき

2050 年のカーボンニュートラルに向け，再エネ発電と電気自動車（EV）の普及は省エネ・CO_2削減の鍵となる。分散型太陽光発電（PV）と EV を協調的に活用することで，新たな家庭用電力システム Vehicle-to-Home（V2H）が構築される。従来の V2H エネルギー管理に関する研究の多くは，定置型蓄電システム（SESS）を用いて電力変動を緩和する手法に焦点を当ててきた(1)。一方，東京などの大都市圏における家庭用 EV は稼働率が低い。EV を SESS の代替として活用すればコスト削減が見込める。ただし，需要制約下で PV 変動緩和とピークシフトを同時達成する必要があり，ルールベース制御では困難である。そこで本研究では，SESS を含まない V2H システムを対象に，強化学習に基づくリアルタイムエネルギー管理手法を提案する。また，従来制御手法および動的計画法（DP）による理論最適解との比較を通じて，提案手法の経済性およびロバスト性を検証する。

2. システムモデリング

＜2・1＞ システム構成

本研究では，東京都府中市に所在する戸建住宅を想定したシミュレーションを行う。システムの物理層は，屋根設置型太陽光発電システム，EV，および家庭の基礎負荷から構成される。家庭用エネルギー管理システム（HEMS）が制御中枢として機能し，各時刻におけるシステム状態を取得するとともに，EV の充放電制御を行う。

＜2・2＞ 目的関数

研究の目的は，シミュレーション期間Tにおける家庭の総電力コストJを最小化することである。まず，時刻tにおける電力コスト$C(t)$を以下のように定義する。

$$C(t) = P_{buy}(t) \cdot C_{buy}(t) - P_{FIT}(t) \cdot C_{FIT} \quad (1)$$

ここで，$P_{buy}(t)$は電力系統から購入する電力，$P_{FIT}(t)$は再生可能エネルギーの固定価格買取制度（FIT）を通じて系統へ売電する電力を表す。$C_{buy}(t)$は動的電力料金，C_{FIT}は FIT による売電単価である。これに基づき，目的関数 Jは次式で与えられる。

$$J = \sum_{t=0}^{T} C(t) \quad (2)$$

＜2・3＞制約条件

コスト最小化を追求する一方で，システムは以下の物理的制約を満たす必要がある。

①需給バランス制約: システム内の発電量，負荷消費電力，および電力系統との電力授受は，すべての時刻において需給バランスを満たす必要がある。

$$P_{load}(t)+P_{EV_C}(t)=P_{PV}(t)+P_{EV_D}(t)+P_{grid}(t) \quad (3)$$

②EV の物理制約:EV の充放電電力に上下限制約を設け，充放電の同時実行を禁止する。

$$0 \le P_{EV_C}(t) \le P_{max}^{chg} \cdot \delta(t) \quad (4)$$

$$0 \le P_{EV_D}(t) \le P_{max}^{dis} \cdot \delta(t) \quad (5)$$

$$P_{EV_C}(t) \cdot P_{EV_D}(t) = 0 \quad (6)$$

EV バッテリーの荷電状態（State of Charge：SOC）に関する制約を以下に示す。

$$SOC_{min} \le SOC(t) \le SOC_{max} \quad (7)$$

③FIT 逆潮流制約：日本の FIT 制度における「二重発電」防止要件を満たすため，EV バッテリーからの売電を禁止し，以下の非負制約を導入する。

$$P_{FIT}(t) \ge 0 \quad (8)$$

3. 提案手法

＜3・1＞ 強化学習による定式化

本研究では，V2H のリアルタイム制御問題を無限時間ホライズンのマルコフ決定過程（MDP）として定式化する。強化学習要素を以下のように定義する。

①状態空間S：状態ベクトルs_tは，システムの内部状態および外部環境情報から構成される：

$$s_t = [SOC(t), P_{load}(t), P_{PV}(t), P_{buy}(t), Time_t] \quad (9)$$

②行動空間A：行動a_tは EV の充放電電力指令であり，$[-P_{max}, P_{max}]$ の連続値とする。

③報酬関数R：多目的制御を実現するため，以下の混合報酬関数を設計する。

$$r_t = w_{cost} R_{cost} + w_{pv} R_{pv} + w_{dep} R_{dep} + w_{anx} R_{anx} + w_{high} R_{high} + w_{smt} R_{smt} \quad (10)$$

ここで，経済性の観点から，R_{cost}は電力購入コストを抑制し，R_{pv}は PV 自家消費を促進する。移動需要の観点から，R_{dep}とR_{anx}は SOC 逸脱へのペナルティで移動需要の下限を保証する。電池健康の観点から，R_{high}とR_{smt}は高 SOC 滞留と出力変動を抑制し，バッテリー寿命の延命に寄与する。重み係数$w = [w_{cost}, w_{pv}, w_{dep}, w_{anx}, w_{lop}, w_{smt}]$は非負値とし，多目的最適化におけるトレードオフを規定する。重み選定の効率化のため，本研究では動的計画法を用いて代表的な特

©2026 IEE Japan

徴週シナリオにおける重みグリッド探索をオフラインで実施し，コストと移動需要を両立する最適なパラメータ組を事前に選定した。

④強化学習アルゴリズム SAC：連続的な電力制御が求められる V2H システムに対して，本研究では Soft Actor-Critic（SAC）アルゴリズムを採用する(2)。SAC は目的関数にエントロピー項を導入し，期待報酬と方策のランダム性を同時に最大化することで，高精度な連続制御と高い探索性能を両立する。これにより，PV および負荷が確率的に変動する環境下においても局所最適解への収束を回避し，高いロバスト性を実現する。

＜3・2＞DP による理論最適解

提案手法を客観的に評価するため，DP に基づく理論最適解を比較基準として導入する。強化学習と同一の環境・制約・報酬構造の下で，累積報酬最大化を目的として DP で全時刻の最適制御系列を求める。これに対応する総電力コストは理論上の最小コストを与え，提案手法が理論限界にどの程度近づいているかを評価する指標となる。

4. シミュレーション結果

＜4・1＞実験設定

Python Gymnasium にてシミュレーション環境を構築した。東京都府中市の 2023 年データを用いて学習を行った。主な設定は以下のとおりである。

①PV データ：PVGIS に基づき生成(3)。設備容量 4kW，方位角南向き,傾斜角 30°,FIT 単価 15 円/kWh。

②負荷データ：24 時間の平均負荷データ(4)に，平均 0，分散σ^2のガウスノイズを付加して生成。

③電価データ：JEPX 取引市場データ歴史の動的電力料金(5)に基本料金を加味。

④EV：Nissan Leaf 相当，容量 50kWh，最大充放電電力 6kW，充放電効率 95%。走行スケジュールは，統計データに基づき(6)，マルコフ連鎖を用いて日々の在宅・非在宅状態を模擬生成。

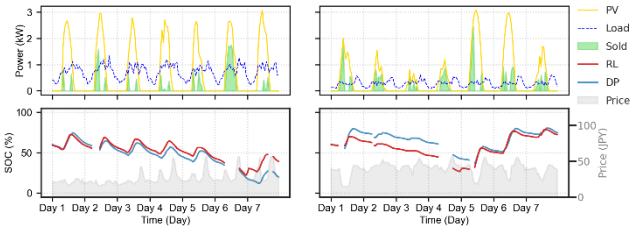
⑤ネットワーク構成：Actor・Critic ともに全結合 NN（隠れ層 2 層，各 256 ノード，ReLU）。

＜4・2＞結果分析

モデルの汎化性能を検証し，過学習による影響を排除するため，学習には使用していない 2022 年の実測データ 365 日分を用いて連続シミュレーションを実施した結果を表 1 に示す。V2H を行わない「充電のみ」戦略では年間コストは 104,841 円であった。一方，RL モデルでは 36,530 円まで低減し，68,311 円（約 65.2%）の削減を達成した。また，DP による理論最適解は 21,250 円であり，将来情報を持たない RL モデルとの差は 15,280 円にとどまった。これは，理論的に達成可能な削減余地の約 82%を RL モデルが獲得できていることを示している。以上より，提案手法は無 V2H 環境と比較して顕著な経済効果を示すとともに，不確実性の高い環境下においても理論最適解に近い性能を発揮すること

表 1 年間シミュレーション結果の比較
Table.1. Comparison of annual simulation results

手法	年間コスト（円）	コスト削減額（円）
充電のみ	104,841	-
RL	36,530	68,311
DP	21,250	83,591



(a) January (b) October

図 1 季節の異なる代表週におけるシミュレーション結果
Fig.1. Simulation results in representative weeks of different seasons

が確認された。具体的には，図 1 に示す通り，季節により PV 発電量や電力需要が大きく異なるにもかかわらず，提案手法の SOC 推移は，最適解である DP の軌道と極めて高い整合性を示している。これは，RL モデルが将来情報を参照できない制約下にあっても，DP と同様の高度な制御戦略を自律的に再現できていることを実証している。

5. 結言

本研究では，高密度都市に向けた強化学習ベースのリアルタイム V2H エネルギー管理手法を提案した。多目的報酬関数の枠組みにおいて，実データを用いたシミュレーションの結果，本手法はユーザーの移動需要を保証しつつ，従来の V2H を行わない制御と比較して約 65.2%のコスト削減を達成した。また，DP による理論最適解とのギャップを 18%以内に抑えることで，経済性と供給信頼性の両立に成功した。今後は，バッテリー劣化モデルの統合および V2G 市場への適用が課題となる。

文　献

(1)永井栄寿，藤田稔之，藤本博志，古井秀治，安田善紀，山際昭雄: 太陽光発電電力の自己消費率最大化のための電気自動車を用いた学校・家庭のエネルギーマネジメント，電気学会研究会資料/半導体電力変換研究会, No. 57-79, pp. 43-48, 2023

(2)Haarnoja T, Zhou A, Abbeel P, Levine S. Soft actor-critic: off-policy maximum entropy deep reinforcement learning with a stochastic actor. International conference on machine learning, p. 1861–1870 (2018).

(3)Photovoltaic Geographical Information System (PVGIS), https://joint-research-/centre.ec.europa.eu/photovoltaic-geographical-information-system-pvgis_en. Access: 2025.10

(4)一般家庭の 1 日の消費電力，https://standard-project.net/energy/statistics/energy-consumption-day.html. Access: 2025.6

(5)一般社団法人日本卸電力取引所取引市場データ，https://www.jepx.jp/electricpower/market-data/spot/. Access: 2025.11

(6)自動車利用と環境に関する世論調査，https://www.metro.tokyo.lg.jp/documents/d/tosei/01_full_2. Access:2025.5

©2026 IEE Japan

Operation-time shifting of heat pump water heaters to align with rooftop PV generation in Japanese electrified houses

趙　珉徹*，本田　智則 (産業技術総合研究所)

Mincheol Cho, Tomonori Honda (National Institute of Advanced Industrial Science and Technology)

1．Introduction

Japanese households have widely adopted heat pump water heaters (HPWHs), with cumulative sales exceeding 10 million units by 2025 according to the Japan Refrigeration and Air Conditioning Industry Association (JRAIA). In many installations, HPWHs are scheduled to operate primarily at night to take advantage of time-of-use (TOU) electricity tariffs [1]. While this practice reduces the direct operating cost, it also increases nighttime electricity demand [2] and can aggravate the mismatch between household demand and photovoltaic (PV) supply, because PV generation is concentrated during daytime. This mismatch refers to increased grid imports during nighttime and increased PV exports during daytime. Since HPWHs effectively shift electric demand through thermal storage, rescheduling their operation from nighttime to daytime is a promising demand-side management strategy to better utilize PV generation.

This paper investigates a PV-aligned operating schedule for HPWHs in Japanese detached houses. Using one-year measured household data, we simulate HPWH operation-time shifting and evaluate its impacts on electricity cost, energy self-sufficiency, and carbon dioxide (CO_2) emissions under time-variable pricing, feed-in-tariff (FIT) revenue, and hourly CO_2 emission intensity. The results indicate that daytime operation of HPWHs improves energy self-sufficiency and leads to lower electricity costs and CO_2 emissions compared with the baseline operation.

2．Power demand management

An electrified house uses electricity as the sole on-site energy carrier, with an HPWH supplying domestic hot water. The HPWH operation is typically timer-schedulable, allowing its operating hours to be adjusted. Rooftop PV is assumed to be installed and serves part of the household demand. Surplus PV electricity is exported to the grid and remunerated under a feed-in tariff (FIT) contract with the electric power company (EPCO).

3．Methodology

Fig. 1 shows the flowchart of the scheduling framework based on HPWH time shifting. Household net demand is evaluated for each 1-hour shift.

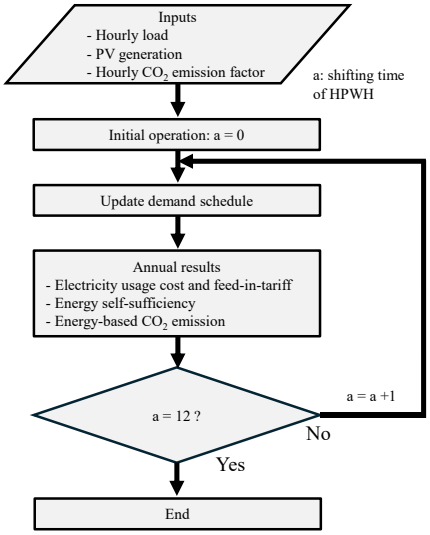


Fig. 1. Flowchart of the scheduling.

The energy balance between supply and demand is calculated using (1).

$$p_h^{grid}(t) + pv_h^{sp}(t) = dm_h(t) \quad (1)$$

where p_h^{grid} is the grid import, pv_h^{sp} is the PV supply, and dm_h is the energy demand of the household. The household demand is calculated based on the shifted HPWH operation and the fixed demand using (2).

$$dm_h(t) = fix_h(t) + hpwh_h(t + t_{sh}) \quad (2)$$

where fix_h is the fixed demand of the household, $hpwh_h$ is the HPWH demand, and t_{sh} is the HPWH shifting time. The electricity cost and CO_2 emission are calculated using (3) and (4).

$$cost_h(t) = p_h^{grid}(t) \cdot CS(t) \quad (3)$$

$$co2_h(t) = p_h^{grid} \cdot CE(t) \quad (4)$$

where $cost_h$ and $co2_h$ are the electricity cost and CO_2 emission of the household, respectively, and CS is the electricity price according to pricing policy, and CE is the hourly CO_2 emission intensity. The PV generation of the household is supplied to the

©2026 IEE Japan

household and the remaining is sold to the grid using (5).

$$pv_h(t) = pv_h^{sp}(t) + pv_h^{grid}(t) \quad (5)$$

where pv_h and pv_h^{grid} are the PV generated and the PV export to the grid, respectively. The energy self-sufficiency is calculated using (6).

$$es_h = \sum_{t=0}^{8759} pv_h^{sp}(t) \Big/ \sum_{t=0}^{8759} dm_h(t) \quad (6)$$

where es_h is energy self-sufficiency of the household.

4．Computational experiment

The household electricity demand and rooftop PV generation data of electrified houses in Japan (2023) were analyzed using the GAMA platform developed at AIST. A FIT of 16 JPY/kWh was assumed for surplus PV export to the grid, and hourly CO_2 emission intensities were taken from a previous study [3].

Fig. 2 presents energy self-sufficiency as a function of the HPWH operation-time shift for Tokyo, Kansai, Kyushu, Chubu, and Tohoku. In all five regions, self-sufficiency increases as the HPWH operation is shifted from nighttime toward daytime, reaching a maximum around an 8 h shift, and then decreasing for larger shifts. The result indicates that daytime HPWH operation increases on-site utilization of PV generation and thereby improves self-sufficiency.

Fig. 3 compares annual electricity costs under TOU and real-time pricing (RTP) across regions. The RTP cost decreases in all regions when the HPWH operation is shifted toward daytime. In contrast, the TOU cost decreases only in Tokyo and Tohoku, while it increases in Kansai, Kyushu, and Chubu because nighttime TOU prices are relatively low in those regions.

Fig. 4 compares annual CO_2 emissions between the no shifting and the 8 h shifting cases. Across all regions, shifting the HPWH operation by 8 h reduces annual CO_2 emissions by more than 0.5 t-CO_2 per year, consistent with the higher energy self-sufficiency achieved by aligning HPWH operation with daytime PV generation.

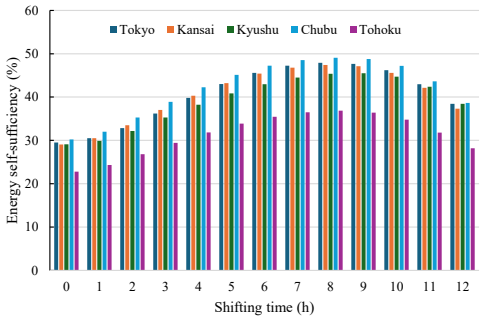


Fig. 2. Energy self-sufficiency for Tokyo, Kansai, Kyushu, Chubu, and Tohoku as the function of the HPWH shifting time.

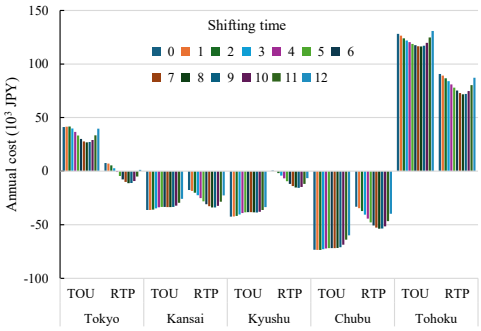


Fig. 3. Annual TOU and RTP costs as the function of the HPWH shifting time.

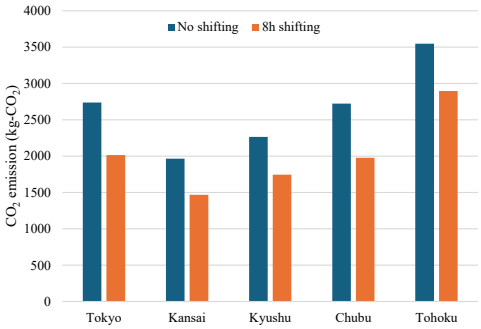


Fig. 4. Annual CO_2 emissions for no-shifting and 8h shifting cases.

5．Conclusion

This paper proposes an operation-time shifting strategy for HPWHs to better align household demand with daytime PV generation in electrified houses. Using one-year measured household data, we evaluated electricity costs, energy self-sufficiency, and CO_2 emissions under time-variable pricing, FIT, and hourly CO_2 intensity. The results show that appropriately shifting HPWH operation reduces electricity costs and CO_2 emissions while improving energy self-sufficiency.

Acknowledgment

This paper is based on results obtained from a project, JPNP14004, commissioned by the New Energy and Industrial Technology Development Organization (NEDO).

References

(1) T. P. Gaonwe, P. A. Hohne, & K. Kusakana, “Optimal energy management of a solar-assisted heat pump water heating system with a storage system,” *Journal of Energy Storage*, *56*, 105885, 2022.
(2) R. Agrawal, & D. C. Wallom, “Electricity demand in electrified UK homes: the role of heat pumps, seasons, and property type,” *Energy and Buildings*, 116647, 2025.
(3) H. Shimada, T. Honda, Y. Imamura, R. A. Gonocruz, & A. Ozawa, “Revealing temporal and spatial variations in CO2 emission factor of electricity generation in Japan,” *Energy*, 136237, 2025.

©2026 IEE Japan

負荷の電力消費の時間変化を考慮した割付方法に関する検討

小川　夏輝*，界　波，馬場　旬平（東京大学），神田　博史（堀場製作所）

A Study on an Allocation Method Considering Temporal Variations in Load Power Consumption

Natsuki Ogawa, Bo Jie, Jumpei Baba (The University of Tokyo), Hiroshi Kanda (HORIBA, Ltd.)

１．まえがき

太陽光発電の普及に伴い供給側の電源構成が変化する中で、電気料金削減やデマンドレスポンス参画によるインセンティブ等のメリットを受け，需要家主体のエネルギーマネジメントの重要性が高まっている[1]。

こうした背景を踏まえ，先行研究[2]では負荷を運転時間と消費電力からなる長方形で模擬し，所定の時間幅の中に配置する 2 次元パッキング問題として定式化することで，最適な運用計画を作成する手法がとられていた．しかし，パッキング問題は厳密解の探索が困難であり，ソルバーへの依存度が高い．加えて，負荷の消費電力を単一の値で表現していることにより，消費電力の推移を考慮することができず計算結果の精度に影響を及ぼすことも考えられる．

以上の課題を踏まえ，本稿では，需要家が所有する負荷機器の消費電力推移を考慮した最適運用計画の作成を目的とし，そのための最適化問題を混合整数線形計画法（Mixed Integer Linear Programming, MILP）として定式化する手法を提案する。

２．需要家意思を反映した運用計画作成の定式化

＜2・1＞負荷機器の消費電力推移のモデル化　　本稿では，空調機やヒートポンプのように消費電力を制御できる負荷ではなく，運転時間が一定で，消費電力が決まった推移をする負荷を考える。単位時間帯ΔTごとの負荷の消費電力推移が既知であるとき，負荷$\#i$は一起動あたりの運転時間帯数w_iおよび各時間帯における消費電力からなる行列$\boldsymbol{L}_i$で次のように表される．

$$\boldsymbol{L}_i = [L_i(1) \quad \cdots \quad L_i(w_i)] \tag{1}$$

＜2・2＞運用計画作成フロー　　需要家は，N_L台の割付可能な負荷を所有しており，全N_T時間帯の中でこれらの負荷の起動から停止までを 1 回終えるような運用計画を作成する．この運用計画は，割付不可能な負荷の消費電力や発電設備の出力，割付可能な負荷機器の特性などを考慮して決定されると考えられる（図 1）．これを踏まえ，時間帯k $(k = 1,2,\cdots,N_T)$において割付可能な負荷$\#i$ $(i = 1,2,\cdots,N_L)$を起動させるか否かを表す離散変数$SU_i(k)$を，以下に示す最適化計算により決定する．

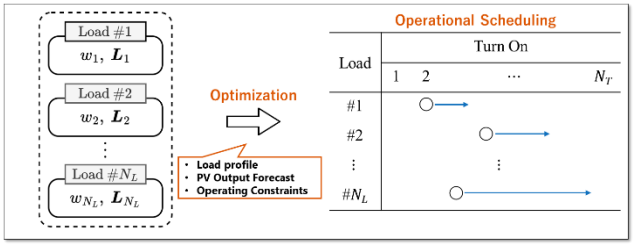


図 1 需要家の負荷運用計画作成フロー

Fig.1. Framework for load operation planning

目的関数：全N_T時間帯における受電電力ピーク値最小化

$$\min_{\boldsymbol{SU}_i} \max_k \Sigma_{i=1}^{N_L} P_i(k) + P_{\mathrm{fx}}(k) \tag{2}$$

$$\boldsymbol{P}_i = \Sigma_{l=1}^{N_T - w_i + 1} SU_i(l) \boldsymbol{L}'_{i,l} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{L}'_{i,l} = [\boldsymbol{0}_{l-1} \quad \boldsymbol{L}_i \quad \boldsymbol{0}_{(N_T - w_i + 1) - l}] \tag{4}$$

ここで，

$\boldsymbol{SU}_i$：負荷#i が時間帯kで起動したとき 1，それ以外のとき 0 をとるバイナリ変数$SU_i(k)$からなるN_T列ベクトル

$\boldsymbol{P}_i$：負荷$\#i$の時間帯kにおける消費電力$P_i(k)$からなるN_T列ベクトル

$\boldsymbol{P}_{\mathrm{fx}}$：時間帯$k$において運転している割付不可能な負荷機器の消費電力および発電設備の出力の総和$P_{\mathrm{fx}}(k)$からなるN_T列ベクトル

$\boldsymbol{L}'_{i,l}$：負荷$\#i$が時間帯lに起動するときの全N_T時間帯の消費電力推移を表すN_T列ベクトル

制約条件：

- 負荷$\#i$の起動回数に関する制約

$$\Sigma_{k=1}^{N_T} SU_i(k) = 1 \tag{5}$$

- 全N_T時間帯内に負荷$\#i$の運転を終えるための制約

$$\Sigma_{k=1}^{N_T - w_i + 1} SU_i(k) = 1 \tag{6}$$

式(6)は，負荷機器の運転終了までを運用計画の対象時間帯内に終えるための制約である．

- 負荷$\#i$の運転時間に関する任意の上下限制約

$$\Sigma_{k=k_1}^{k_2 - w_i + 1} SU_i(k) = 1 \tag{7}$$

式(7)は，任意の時間帯k_1からk_2の間に運転させる負荷$\#i$に対し，起動時間帯をk_1から$k_2 - w_i + 1$の範囲に制限する制約である．

©2026 IEE Japan

３．実測データを用いた数値計算

＜3・1＞数値計算条件　本章では，単位時間帯ΔTを 1 時間とし，全24 時間帯を対象に数値計算を行った結果を示す．このとき，負荷機器の起動は計画に従って行われ，停止はw_i時間帯経過後に自動で行われることを想定している．したがって，すべての負荷の起動が 6 時から 18 時（時間帯 6 から 18）の間に行われる計画を作成するものとした．また，需要家が PV パネルを所有しているとして，日照時間を模擬した出力予測値を作成して使用した．本稿の最適化計算には，MATLAB の Optimization Toolbox のソルバーを用いた．

＜3・2＞負荷の実測データに対する統計処理　数値計算にあたり，負荷 60 台分の 1 時間刻みの消費電力実測データ 4 年分を用いた．これらの負荷のうち，4 年間の中で十分な回数起動しており，かつ運転時間帯を変更可能な種別の負荷 37 台に対してw_iおよび$\boldsymbol{L}_i$を算出した．w_iは，1 回の起動時間帯数の最頻値を用いた．また，$\boldsymbol{L}_i$は起動時間帯数がw_iであるデータの各時間帯における消費電力の平均値を用いた．

＜3・3＞最適化の有無による運用計画の変化　計算の結果得られた最適解に基づく，割付可能な負荷の運転スケジュールを図 2 に，PV パネル出力を考慮したときの正味電力需要を図 3 に示す．

図 2 からわかるように，各負荷の消費電力推移および所有している PV の出力予測に合わせて，消費電力の最も大きな負荷が日中に運用されるようなスケジュールになっていることがわかる．また，いずれの負荷も 6 時から 18 時の間で 1 度起動され，全 24 時間帯の中で運転を終えている．このことから，付与した制約式がいずれも適切に機能して最適解が得られていると考えられる．

4．あとがき

本稿では，需要家が所有する負荷機器の消費電力推移を考慮した最適運用計画を作成する手法を提案した．本項で

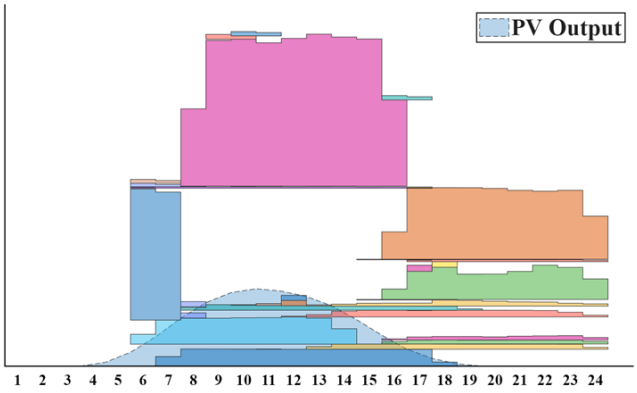


図 2 割付可能な負荷の運転時間帯

Fig.2. Turn-on slot of patchable loads

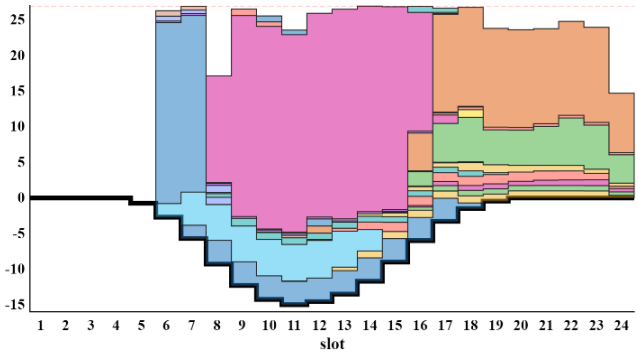


図 3 PV パネルを考慮した正味電力需要

Fig.3. Net power consumption across 24 time slots

示した定式化により，負荷の消費電力推移を含む形で MILP として表現した最適化問題の解を実際に求めることが可能であることを示した．これにより，計算結果の精度向上と計算負荷の低減を両立させることができている．また，各負荷に対して任意の運転時間帯制約を付与することが可能であるほか，PV パネル等の電力供給の反映も可能である．さらに，本稿では目的関数を消費電力のピーク値最小化に設定したが，適切な目的関数の設定により異なる需要家意思を最適化問題に反映させることも可能である．このように，提案した最適化問題およびその定式化は，需要家を模擬するにあたり柔軟性を有する手法である．

今後は，運用計画の期間を大きくするとともに負荷機器に複数起動回の制約を付与することにより，より実際の設備運用を意識した制約の定式化に取り組む予定である．加えて，本稿における数値計算では，実測データに統計処理を行うことで負荷機器のモデル化を行った．しかし，需要家が所有しているデータによっては実測データの電力推移と負荷機器モデルの形状（図 2 参照）に誤差が生じることが考えられる．このことから，誤差が集中する時間帯を分散などから特定し，蓄電池や補助電源を用いて対策するといった方法も検討の余地がある．

文献

(1). A. A. Amer, K. Shaban and A. M. Massoud, "DRL-HEMS: Deep Reinforcement Learning Agent for Demand Response in Home Energy Management Systems Considering Customers and Operators Perspectives," in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 14, no. 1, pp. 239-250, Jan. 2023

(2). Zhou QIN, et al., "Metaheuristic-Based Study on Peak Load Reduction in Industrial Facilities with Integrated PV Power Generation", ID P-058, Proceedings of ICEE2024, Kita-Kyushu, Japan, 4~7 July, 2024.

©2026 IEE Japan

縮退モデルを用いたリチウムイオン電池パックの電気-熱連成解析

南家　憲史*，Sai Suresh Veesam，高辻　秀保，細谷　達也（株式会社村田製作所），
重松　浩一，山本　真義（名古屋大学）

Electro-Thermal Coupled Simulation of a Lithium-Ion Battery Pack using Reduced Order Model

Kenji Nanke, Sai Suresh Veesam, Hideyasu Takatsuji, Tatsuya Hosotani (Murata Manufacturing Co., Ltd.),
Koichi Shigematsu, Masayoshi Yamamoto (Nagoya University)

１．まえがき

近年，開発効率化のため，機器全体の挙動をシミュレーションしながら開発設計を進めるモデルベース開発が活発である。リチウムイオン電池搭載機器では，温度により電池特性が変化するため，電気や熱の影響も考慮した設計が不可欠である。本稿では，電池パックを対象に，等価回路による電気モデルと熱の縮退モデル(Reduced Order Model:ROM)との連成解析を実施し，実測との比較について報告する。

２．実験および解析方法

【実験】21700 型セル 10 本直列構成の汎用の電動工具用電池パックを用いる。測定では熱電対をセルに貼り付け，電池パックを恒温槽内に設置する。放電条件は，10～40 A の定電流放電，恒温槽温度は，-10～45 ℃の範囲で実施する。

【解析】電圧計算には Fig. 1. に示す等価回路を用いる(1)。v_{NL} は式(1)の Butler-Volmer の式から計算される過電圧である。v_L は線形抵抗 R_L で発生する過電圧，v_T は，CPE (Constant Phase Element)の時間領域の式(2)に従う過電圧である(2)。ここで i_0 は交換電流，αは電荷移動係数，R，θ，F はそれぞれ気体定数，電池温度，ファラデー定数である。p と T は，CPE の特性を表す定数，$R_{T,ch}$，$R_{T,dis}$ は，充電と放電で異なる時定数を表現する抵抗である。

$$i(t) = i_0\left\{\exp\left(\frac{(1-\alpha)Fv_{NL}(t)}{R\theta}\right) - \exp\left(-\frac{\alpha F v_{NL}(t)}{R\theta}\right)\right\} \quad (1)$$

$$v_T[n\Delta t] = \frac{\Delta t^p}{\Gamma(p+1)T}\sum_{k=1}^{n-1}\left[\left(i[k\Delta t] - \frac{v_T[k\Delta t]}{(R_{T,ch}) \text{ or } (R_{T,dis})}\right)\times \{(n-k)^p - (n-k-1)^p\}\right] \quad (2)$$

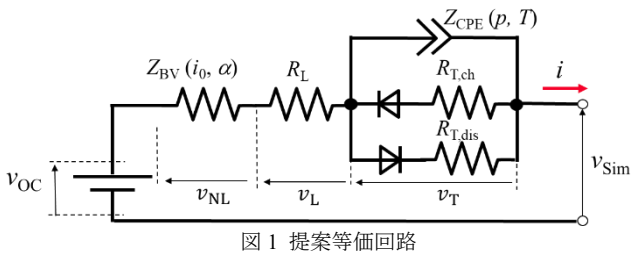


図 1 提案等価回路
Fig. 1. Proposed equivalent circuit model

電池パックの熱モデルは，Ansys Twin Builder の Dynamic ROM(3)で作成している。モデル作成は実験から得られたデータを活用し，学習データの入力は，電池の開回路電圧と放電電圧から計算される電池の損失と電池パック周りの雰囲気温度を時系列データで用意し，出力は，電池セル 10 本分の温度の時系列データである。1 つの入出力を 1 つのシナリオとして，複数シナリオ用意して学習を実施している。

３．結果と考察

35 ℃環境，満充電状態から 25 A で 25 V まで放電し，その後休止したときの電池パック電圧と電池セルの最高，最低，平均温度を Fig. 2. に示す。電圧に関して，放電区間の二乗平均平方根誤差(RMSE)は 0.34 V，平均温度においては全区間の RMSE は 1.31 K，最大誤差は 2.71 K である。電気化学特有の非線形性を Butler-Volmer 式，過渡応答性を CPE でそれぞれ計算することにより，電圧と発熱量を精度よく算出できている。結果として温度の精度も向上したと判断できる。今後は電池パックの形状にも追従できる汎用的な熱モデルの作成を検討する。

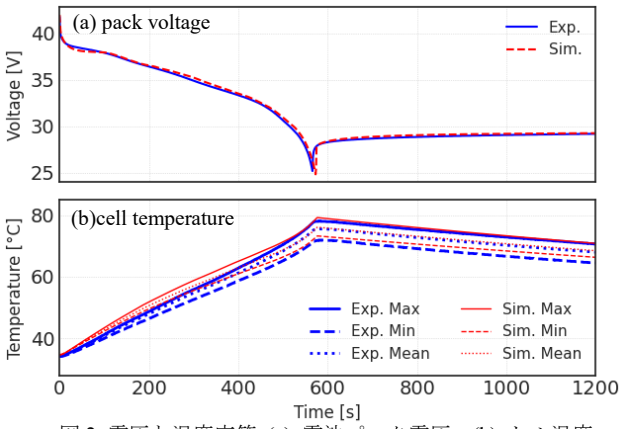


図 2 電圧と温度応答 (a) 電池パック電圧，(b) セル温度
Fig. 2. Voltage and temperature profiles
(a) pack voltage, (b) cell temperature

文　献

(1) T. Yamahigashi *et. al.*, *11th ICPE-ECCE Asia*, 2023
(2) C. -S. Cheng et al., *IEEE Transactions on Power Electronics* **34**, 2019
(3)宮内ら: 第 64 回自動制御連合講演会, 2D2-3, 2021

©2026 IEE Japan

需給調整市場向け EV-DR システムの開発

大山　達也*，加藤　尚，（東北電力），宍戸　直哉，樋渡　亮（通研電気工業）

Development of standard EV-DR system for the supply-demand balancing market

Tatsuya Oyama, Hisashi Kato (Tohoku Electric Power Co., Inc.),
Naoya shishido, Ryo Hiwatari (Tsuken Electric Ind Co., Ltd.)

1.研究の背景

カーボンニュートラルの達成に向け，経済産業省「クリーンエネルギー戦略（中間整理)」では「2035 年までに新車販売において電動車 100%を目指す」と記載されており，今後，電動車両の大量導入が見込まれる。

電動車両には複数の種類が存在し，普及する車種は不確実性があるものの，現状からは航続距離の制約が小さいプラグインハイブリッド車（PHEV）が多数を占めると予想される。PHEV の場合，搭載電池容量は比較的小さいため，普通充電器での充電で十分対応可能であり，初期費用の観点からも家庭への普通充電器設置が進むと考えられる。

普及が期待される EV をデマンドレスポンス（DR）などに活用することで，需給調整への貢献が期待されている(1)。需給調整市場のうち，特に一次調整力では比較的短時間での応答が求められ，最小の継続時間は 5 分とされている(2)。一方，普通充電器による EV の充電時間は数時間オーダーであり，そのうちの 5 分間の充電停止による DR が可能であれば，利用者の不利益を最小限に抑えつつ需給調整に貢献できると考えられる。

そこで本研究では，複数台の EV の普通充電器を遠隔から制御し，需給調整市場に用いるための課題を抽出し，これらを解決するための方法を提案するものである。

2.需給調整市場における EV を用いた DR の課題

EV を需給調整市場での DR に活用する際，以下の課題が存在する。

〈2・1〉EV 車種間の仕様差異への対応　メーカーごとの制御方式の違いを解消し，複数の EV 車種を統一的に制御可能とする仕組みが必要である。

〈2・2〉DR 効果の公平な評価技術の開発　現状，DR 報酬はベースラインを考慮して算定されるが，EV の場合，当日の稼働状況により充電電力や充電時間が大きく変動するため，DR 効果を正確に評価することが困難となる可能性がある。

〈2・3〉安価な遠隔制御技術の開発　DR による報酬には上限があるため，可能な限り低コストで DR 応答が可能な充電器を開発し，費用対効果を確保する必要がある。また，通信回線や EV 制御用 EMS についても低コストで構築することが求められる。

3.需給調整市場向け EV-DR システムの開発

上記の課題を解決するため，「需給調整市場向け EV-DR システム」を開発した。下記に主な特徴を示す。

〈3・1〉車種間の仕様差異への対応　EV 普通充電器と EV を接続するコネクタの間に，遠隔から「オン」「オフ」制御が可能なアダプターを子局として設置した(図 1)。これにより，充電電力量の制御は既存の充電器を活用しつつ，遠隔操作による DR の実施が可能となる。さらに，この簡易な制御方式により，子局アダプターの制御アルゴリズムを大幅に簡略化でき，低コストでの製造が実現した。

〈3・2〉DR 効果の公平な評価技術の開発　子局アダプターに電力計を接続し，通過電力を計測可能な仕様とした。「オン」から「オフ」に切り替わる直前の充電電力をサーバーに送信することで，サーバー側で DR 量を把握し，公平な評価が可能となる。

〈3・3〉安価な遠隔制御技術の開発　EV は戸建て住宅において屋外に駐車されることが一般的である。このため，家屋から充電器まで新たに通信回線を敷設すると高額な費用が発生する。そこで，本システムでは定額通信料が不要で，低コストで構築可能な LPWA（Low Power Wide Area）方式の一種であるプライベート LoRa 無線通信を採用した。これにより，EMS と複数台の EV 普通充電器との 1 対 N 通信を実現し，需給調整市場における DR 応答を効率的かつ安価に行える仕様とした。この簡易な制御方式により，子局アダプターの制御アルゴリズムを大幅に簡略化で

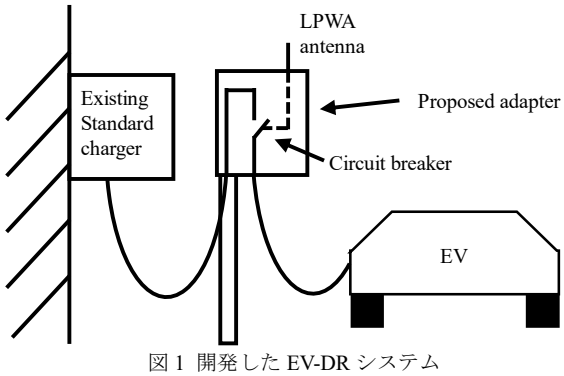


図 1 開発した EV-DR システム
Fig.1.　Proposed EV-DR system

©2026 IEE Japan

き，低コストでの製造が実現した。ただし，本手法は充電制御に特化しており，EV から家庭への放電には対応していない。

4. 本システムを用いた DR 試験の結果

〈4・1〉DR 試験の結果 構築したシステムの動作を検証するため東北電力研究開発センターに設置した 2 台の EV（A 社製，B 社製）を用いて，制御依頼に対する応答を確認した。

試験の結果，A 社製，B 社製ともに EMS を介して，現在の充電状況を把握できることを確認した。さらに 2 台の EV に対して同時に DR 制御も実施し，複数台の EV を高速かつ効率的に制御できることを確認した。

〈4・2〉通信状況の確認 LPWA は省電力で見通しのある範囲では広域通信が可能であるが，建物などの遮蔽物による影響を受ける。そこで子局アダプターを固定し親局を移動させながら次の 2 つの条件で通信可能範囲を確認した。

①住宅街の地上に子局アダプターを設置し，建物の影響を確認する。

②実運用を考慮し，建物の屋上に子局アダプターを設置し，地理的な影響を確認する。

①の試験結果を図 3 に示す。子局アダプターを住宅地の地上に設置したため，見通しは確保できなかったものの，半径 200m の範囲で通信・制御が可能であった。一方，通信・制御が不可能な地点は，主に斜面の陰に隠れた場所であり，このような地形条件下で通信が困難であることが判明した。

②の試験結果を図 4 に示す。子局アダプターを建物の屋上に設置したため，見通しは確保できたものの，斜面の陰や，谷の陰になっている地点では通信が困難であることが判明した。ただし見通し可能な距離であれば 2km 程度の通信も可能である。

〈4・3〉子局アダプターの温度上昇の確認 子局アダプターは屋外設置を前提としており，耐候性を確保するために密閉構造とした。そのため，電流印加時の発熱が懸念されていたが，長時間の充電試験においても温度上昇は設計範囲内に収まることを確認した。

5. まとめ

本研究では遠隔から複数台の EV を DR 制御するシステムを開発した。本システムは従来のベースラインに基づく DR 実績評価の課題を克服し，低コストで多種類の EV の充電制御を実現した。また，本システムを用いた DR 試験により，正常に動作することを確認した。

今後は，EV の充電電力のばらつきを考慮し，最適な DR 配分を実現する EMS の開発を進めていくとともに，一次調整力の中でもより応答の速い DR が求められるガバナフリー領域に EV の DR が貢献できる可能性を模索する。

また 1 台の親局では通信できる領域が限定されることが判明したため，複数台の親局を合理的に配置するための検討を進めていく。

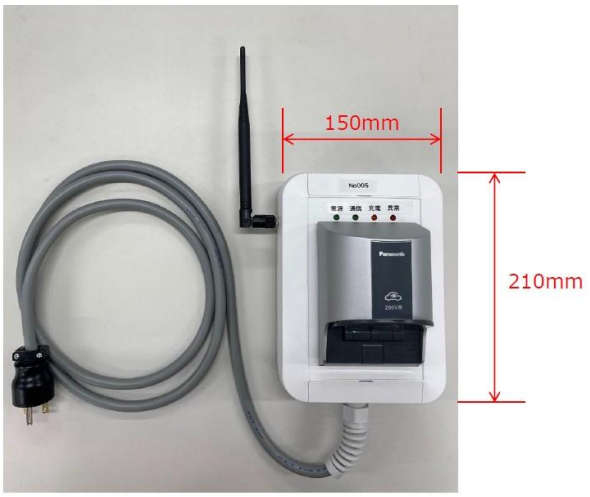


図 2 開発した子局アダプター
Fig.2. Developed Adapter

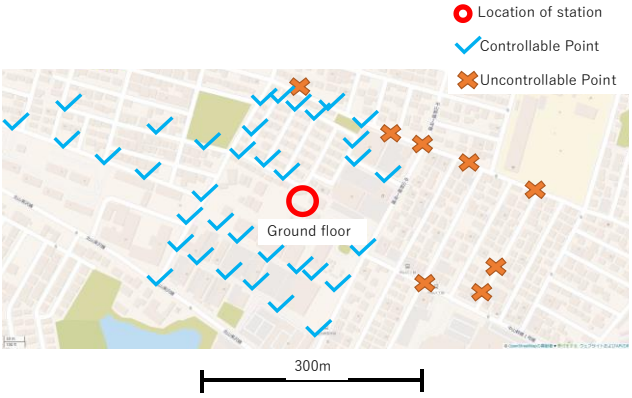


図 3 住宅地における通信テストの結果
Fig.3. Communication Test in a Residential Area

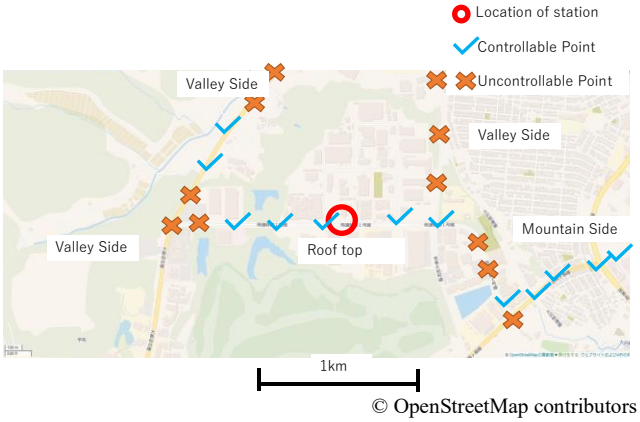


図 4 広域における通信テストの結果
Fig.4. Communication Test in a Wide Area

文献

(1)https://www.occto.or.jp/iinkai/chouseiryoku/jukyuchousei/2025/files/jukyu_shijyo_57_03.pdf, Accessed on: Nov. 19, 2025.
(2)https://www.eprx.or.jp/outline/docs/kaisetsu.pdf , Accessed on: Nov. 19, 2025.

©2026 IEE Japan

コミュニティのエネルギー消費と行動科学

橘高　大悟*（ウーブン・バイ・トヨタ株式会社）
大野　嘉久（日本サスティナブル・エナジー株式会社）

Community Energy Consumption and Behavioral Science

Daigo Kittaka (Woven by Toyota, Inc.)
Yoshihisa Ohno (Japan Sustainable Energy Company, Ltd.)

１．はじめに

2020 年 10 月の 2050 年カーボンニュートラル宣言を受けた内閣官房の GX 実行会議の設置と GX2040 ビジョン[1]は、エネルギー安定供給確保と経済成長と脱炭素を同時実現するための中核的な政策となった。一方、近年では、スマートメーターや IoT から得られるビッグデータを AI や非侵襲的負荷分離（NILM）などの手段で解析し、エネルギー消費の源となる人々の活動パターンのモデル化と電力需要予測の試みも進んでいる。そこで本稿では行動科学をエネルギー消費に応用した過去の事例と最新の動向を整理し、日本の慣習や文化に受容性のあるアプローチの必要性と取り組みについて述べる。

２．電力インフラと行動科学

電力インフラにおける課題解決には、さまざまな学際的アプローチが活用されている。行動科学は複数の領域から成り、経済学×心理学の行動経済学（経済行動の意思決定要因を解明）、公共政策分野の行動政策学（ナッジなど行動科学知見に基づく政策手法）、環境問題に焦点を当てた環境行動科学（環境配慮行動やその促進策の研究）、教育分野の教育行動科学（環境・エネルギー教育における行動変容の研究）などが含まれる。とりわけ地球温暖化問題の認知の広がりとともに行動経済学を広くエネルギー消費に応用する試みが進められてきた。エネルギーを消費する人類が同問題の原因であることの理解と、企業や個人などエネルギーを消費する各主体の行動変容が地球環境の好転に繋がることの認識が世界的に広く共有されている。

エネルギー供給者やエネルギー管理者においては、技術的実現確実性と経済的合理性を起点とした手段が中心であった省エネ施策から、人間の行動特性を考慮した施策へと視点が移行しつつある。例えば、電力使用量のフィードバックサービスは、単なる数値提示ではなく、同規模世帯平均や過去との比較を可視化することで省エネ意欲を高めている。また、再生可能エネルギー由来の電気をデフォルトプランに設定する選択アーキテクチャの工夫も、環境負荷軽減に繋がっている。しかし、これらの取り組みの多くは行政や事業者の視点に立ったものであり、経済合理性や電力需給の安定化・脱炭素化を優先するあまり、消費者に複雑な判断や負担を強いる側面がある。例えば、ピーク需要シフトのための動的料金制（ダイナミックプライシング等）は経済性の観点では理論上は成立するものの、頻繁に変動する料金に合わせて消費者が行動を起こすことは煩雑であり、高度に細分化された料金プランは理解が難しい。エネルギーインフラサービスの基本的な提供価値である誰もが簡便に必要な時に必要なエネルギーを享受できる状態から乖離する懸念が生じている。これを踏まえ、消費者の受容性や快適性、心理的安全性を考慮した様々なアプローチが模索されてきた。

米国で 2007 年に世界初の試みとして Behavior, Energy & Climate Change Conference（BECC）[2]が開催され、行動科学に基づくプログラムの有効性が実証されるとともに知見が共有されたことに端を発し、2010 年には欧州で The European Conference on Behaviour Change and Energy Efficiency (BEHAVE)の定期開催が始まり、日本では 2014 年に気候変動・省エネルギー行動会議（BECC Japan）[3]が設立された。これらの動きを受けて 2019 年に IEA（国際エネルギー機関）で技術協力プログラム「User-Centred Energy Systems Technology Collaboration Programme (Users TCP)」[4]が発足した。その後、ASEAN 加盟国およびノルウェー国際問題研究所によって設立された ASEAN Researchers Network on Energy and Climate Change (ARNECC)[5]やアラブ諸国でも行動科学のエネルギー消費への応用についての研究が進んでおり、いずれもエネルギー消費者を中心としてデータ活用と非認知的なアプローチを模索する潮流となっている。

３．アプローチ事例と分類

人々のエネルギー消費行動を環境行動に繋げるアプローチは、これまで行動科学の観点でいくつかの認知介入型の手法が試みられてきた。ここに代表的な 7 つの手法を示す。いずれの手法も実証後は感受性が低下し、継続的な効果が得られないことや、消費者に新たな知識の習得や経済的な負担を強いる必要があることが明らかになっているほか、

©2026 IEE Japan

これらの手法に関わるエネルギー消費に関する知識や環境意識はエネルギー消費行動の必要条件ではあっても十分条件ではないことが示されている [6]。

１）情報提供
見える化、エネルギー診断、啓発
２）フィードバック
使用量通知、比較レポート
３）社会的規範
近隣比較、表彰
４）インセンティブ
ポイント、報酬
５）選択設計
推奨表示
６）技術介入
行動提案
７）制度
教育・啓発政策

４．新たなアプローチの模索

過去の様々なアプローチの総括から認知介入型の施策が行動変容に与える影響は限定的である一方、デフォルト設定や自動化など非熟慮的・構造的介入は比較的安定した効果を示すことが明らかになっている[7]。そこで、これらの知見を都市スケールに拡張し、個人の認知や意思決定を介在させない環境行動施策の実証を試みることができる実証フィールドを新たに構築した。日常行動の大部分を占める思考を要しない自動的な行動と認知的負荷が大きく長続きしない意識的な行動において、行動の文脈（物理的環境や社会的規範）が影響因子となる前者の自動的な行動に着目した実証実験を進める。一定規模の消費者が存在する実証実験のフィールドに、環境センサ（空気質、光、音など）やカメラ、情報端末などの IoT 機器のほか、定置バッテリや電動車、CO_2 フリー電源、空調機器、家電、オフィス設備などを一元的に管理するプラットフォームを構築し、日常行動と環境とエネルギー消費の関係性をデジタルデータ化するとともに、日常行動の中に環境制御や導線制御を組み込み、無意識の行動のメカニズムの分析とモデル化を進めていく。

５．おわりに

行動科学をエネルギー消費分野に応用する国際的な研究動向と事例を考察した。欧米を中心に展開されてきた行動科学的介入は、社会的比較や経済的インセンティブを通じた行動変容に一定の効果を示してきた一方で、効果の持続性や消費者に認知的負担を課すことへの課題が指摘されている。この認知介在型アプローチは個人の理解と納得を通じた内発的行動変容を促す一方、非認知・非介在型アプローチは判断負荷を排除し、構造的に行動結果を変化させる点に特徴がある。個人の頻繁な認知や判断を前提としない後者のアプローチは、日本の文化や生活様式において消費者の負担を抑えつつエネルギー消費の最適化を実現する手法として有効と考える。さらに、スマートメーターや IoT、AI を活用して日常行動とエネルギー消費の関係を都市スケールで把握・制御する取り組みは、高密度都市を有する日本の特徴を活かした国際的にも独自性の高い試みとなることが期待できる。カーボンニュートラルの早期実現に向けた日本発の行動科学的エネルギー消費モデルの構築を目指し、実証と比較研究を通じた知見の蓄積を進める。

文　献

(1) GX2040 ビジョン～脱炭素成長型経済構造移行推進戦略改訂～（2025 年 2 月 18 日, 経済産業省）
(2) Behavior, Energy & Climate Change Conference, Nov (2007)
(3) BECC Japan 第 1 回省エネルギー行動研究会シンポジウム, Feb (2014)
(4) David Shipworth et al., EUWP meeting 17th Sep (2020)
(5) Rika Safina et al., ASEAN Centre for Energy (2025)
(6) A Kollmuss et al., Environmental Education Research, 8 (3), 239–260 (2002)
(7) R. de costa et al., Journal of Environmental Management, 390 (2025)

©2026 IEE Japan

埃の持つ静電容量を活用した堆積量の検出

陳　鉄元*, 金井　徳兼（神奈川工科大学）

Detection of Dust Deposition Using Capacitance Characteristics of Dust

Tetsugen Chin, Norikane Kanai (Kanagawa Institute of Technology)

１．研究の背景と目的

生活および産業空間の双方で「埃」の存在がさまざまな問題を引き起こしている。家庭においては、空気中に浮遊するほこりや花粉がアレルギーや呼吸器系の疾患の一因となるほか、室内の空気質に直接的な影響を与える。そのため、スマート家具や住宅環境システムと連動したリアルタイムの空気質監視技術の開発が求められている。

本研究では、埃の静電容量特性を用いて、堆積量を測定・推定する手法を提案する。特に、温湿度の変動が埃の静電容量に及ぼす影響を定量的に評価し、その補正手法を導入することで、より高精度な測定システムの構築を検討することを目的とする。

２．実験装置および静電容量測定手法

＜2・1＞実験装置

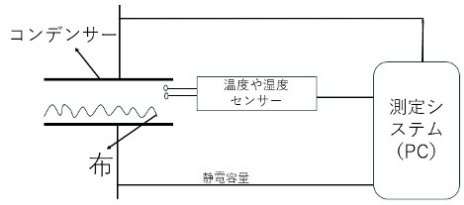


Fig. 1 Experimental setup

Fig. 1 に実験装置を示す。実験では、埃の堆積濃度と静電容量の関係を明らかにするため、金属平行板の容量測定装置を構築した。使用した電極は 30cm×30cm の銅板 2 枚であり、両者を 5 mm の間隔で平行に設置した。静電容量の測定には、 静電容量測定器(M162 LCR)を用いて、得られた静電容量値は逐次記録された。また、本測定系では、周囲環境の変化による影響を把握するため、温度および湿度の同時計測も実施した。

＜2・2＞埃の構成とモデル化

埃の主な構成成分は、衣類、カーペット、カーテンなどから発生する繊維質である。本研究では、埃として自然堆積埃や埃を模擬した綿布を使用した。綿布埃は同素材・面積の綿布の枚数を変えて電極間に挿入し、各層数における静電容量の変化を測定した。これにより、埃の堆積量と静電容量との関係性を定量的に評価した。

3. 実験結果と考察

＜3・1＞自然堆積埃の静電容量測定

実際の生活環境から採取した自然堆積埃を用いて、静電容量の変化を測定した。測定結果から、埃を配置した際には明確な静電容量の増加が確認された。これは、埃に含まれる繊維質が誘電体として作用し、電極間の誘電率を増加させたためと考える。長時間測定を行ったことで、測定値に一定の時間的変動が存在することも明らかとなった。これは、実験中の室内環境において温度および湿度が刻々と変化することに起因していると推察する。

〈3. 2〉 湿度による埃静電容量への影響

本実験では、埃周辺の温度を 25°C に一定とし、湿度のみが変化した場合の静電容量の変化を調べた。測定対象には自然埃を用い、これを金属平行板電極の間に均一に配置した。霧吹きによる直接加湿した。その後は自然乾燥に任せることで湿度が 100%から低下する過程で静電容量を測定した。Fig.2 は、温度を 25 ℃に一定とした条件下で、自然埃を湿潤状態から自然乾燥させた際の、湿度（含水率）変化とそれに対応する静電容量の変化を示す。

静電容量の変化は、埃が吸湿性を有する繊維質を主成分としていることに起因すると考える。湿度が高い環境では、埃表面および繊維内部に水分が吸着し、誘電率の高い水分（$\varepsilon_r \approx 80$）が電極間に存在する割合が増加するため、測定される静電容量は大きくなる。一方、乾燥の進行に伴い水分量が減少すると、電極間の実効的な誘電率が低下し、静電容量も減少すると考える。

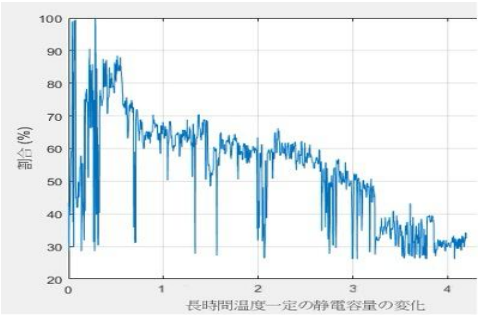


Fig. 2 Relationship between humidity and capacitance

4. まとめ

本研究では、埃の静電容量特性を利用して堆積量を推定する手法を再確認し、温度および湿度が埃の静電容量に与える影響を考察した。その結果、埃の静電容量は温度の上昇で減少し、湿度の上昇で増加することが確認された。さらに、温度および湿度に基づく補正式を導出・考察し、今後，環境変動による静電容量の補正可能な測定システムの構築につながると考える。

文　献

(1) 大谷 昌生，金井 徳兼，「埃の堆積とフラクタルについて」，日本シミュレーション学会論文誌，Vol. 15，No. 1，pp. 12-19，2023.

©2026 IEE Japan

カメラ画像を用いた明るさ感推定法の提案と主観評価による比較検討

石原　南*，高柳　斗亜，堀田　裕弘（富山大学）

Estimating Method for Brightness Perception using Camera Images and Comparative Evaluation based on Subjective Assessment

Minami Ishihara, Toa Takayanagi, Yuukou Horita (University of Toyama)

１．はじめに

近年，ZEB（Net Zero Energy Building）の普及をはじめとした国内外の動向を背景に，オフィスビルにおける省エネルギー化が重要視されている(1)。オフィスにおける電力消費の中でも，照明が占める割合は比較的大きいため，ビルにおける照明による電力エネルギーの削減は，全体のエネルギー消費量を抑制する上で重要な課題である。

従来の照明制御は照度センサを用いた方式が一般的であるが，複数箇所へのセンサ設置や配線工事が必要となり，特に中小企業ビルにおいては導入コストや運用負荷が課題となっている(2)。

このような課題に対し，監視カメラなどのカメラ画像のみを用いて室内の照明環境を把握する事は，有効な解決策の一つである。カメラは既に多くの建物に設置されており，新たなセンサを追加することなく環境情報を取得できるため，低コストかつ柔軟なシステム構築が可能である。

一方，照明制御において一般的に用いられる照度は，人間が感じる明るさ感を必ずしも十分に表現できていない。たとえ同一照度であっても，空間内の輝度分布や視野内の構成により，明るさや快適性の感じ方は大きく異なることが知られている。そのため，照度に代わる指標として，人間の知覚に即した明るさ感を考慮した評価が必要である。

本研究では，カメラ画像から視野内の輝度分布を推定し，明るさ感指標である Feu(3)を算出することで，人間の主観的評価に基づいた照明制御の基盤構築を目指す。これにより，快適性を損なうことなく不要なエネルギー消費を削減し，かつ低コストで導入可能な照明制御法を提示することを目的とする。

２．カメラ画像を用いた輝度推定

＜2・1＞実験概要　　本実験では照度センサ等を用いず，カメラ画像のみから室内の明るさ感を推定する方法を検討した。オフィス環境を想定しているため，実環境では壁面や床，机など複数の素材が存在し，それぞれ反射率が異なることから，画像の輝度値と実際の輝度との関係は一様ではない。そこで本研究では，複数の代表的な素材を対象として，画像の階調値と輝度との関係を回帰分析により求めた。実験は照明および自然光のある室内空間で実施し，照度及び色温度は複数パターン設定した。使用機器は Cannon 社製 EOS90D（一眼レフ），MINOLTA 社製 CS-100 である。各条件において固定位置に設置したカメラにより RAW 画像を取得，輝度計により輝度を測定した。カメラのシャッタースピードは光の取り込む量が変わるため 1/100，1/60，1/30 の三種類で比較する。その他の設定は表１のとおりである。

表１　カメラパラメータ
Table 1.　Camera Parameter

レンズ焦点距離	18ｍｍ
モード	マニュアル
ホワイトバランス	くもり
ISO 感度	400
絞り（F 値）	4.5

取得した画像を NTSC 加重平均でグレースケール変換して階調値（255 level）を算出し，素材ごとに 5 分割検証により回帰式を求め，輝度値へ変換した。以下に素材ごとの回帰式および評価指標を示す。（y：輝度，x：階調値）

・素材が壁の場合の輝度の回帰式及び評価指標

$$y = 1.9133x - 0.7872$$

R^2	MAE	RMSE
0.9543	4.1103	5.0480

・素材がモニターの場合の輝度の回帰式及び評価指標

$$y = 1.6791x + 2.0328$$

R^2	MAE	RMSE
0.9988	0.8879	1.0495

＜2・２＞推定結果　　各シャッタースピードにおける階調値と輝度の関係を図 1，評価指標を表 2 に示す。結果より，最も良好な結果を示した 1/60 を採用することとした。

素材ごとに算出した回帰式はいずれも画像の画素値と輝度との間に良好な関係を示し，実環境における輝度推定に適用可能であることが確認された。本研究では，この画像から算出した輝度を用いた明るさ感指標を，後述する評価実験における比較・検討対象として用いる。これにより，カメラ画像から推定された明るさ感が，実際の人の主観評価とどのように対応するかを検討する。

©2026 IEE Japan

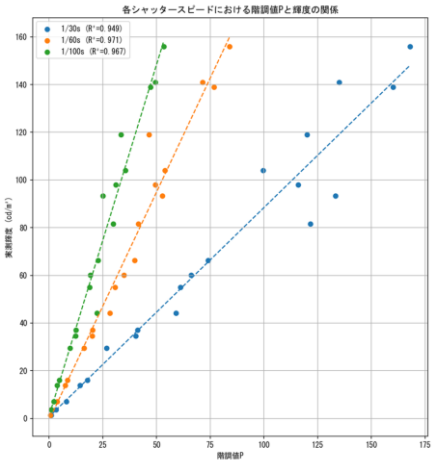


図１　階調値と輝度との関係
Fig.1.　Relationship between gray scale value and brightness

表２　評価指標
Table 2.　Evaluation indicators

	R^2	MAE	RMSE
1/30	0.8972	6.9412	7.5725
1/60	0.9543	4.1403	5.0480
1/100	0.9050	5.0480	7.2783

表１カメラパラメータ
Table 1.　Camera parameter

３．主観評価実験

＜3・1＞実験概要　　本研究では，カメラ画像から推定した明るさ感指標と，人の主観的な評価との関係を明らかにするため，室内照明環境における主観評価実験を実施した。実験は調光・調色が可能な LED 照明を用いた室内空間で行い，照度および相関色温度を組み合わせた複数の照明条件を設定した。

照明条件は，照度を 5 段階（100%，80%，60%，40%，20%），相関色温度を 4 段階（6500 K，5000 K，3500 K，2700 K）とし，計 20 条件とした。被験者は各照明条件下において PC 作業を行い，その後アンケートに回答する。照明条件の提示順は順序効果を考慮して設定した。

＜3・2＞アンケート項目　　本研究における主観評価項目は，照明環境が人に与える印象および作業時の評価を多面的に捉えることを目的として選定した。評価語の選定にあたっては，既往研究において用いられている照明評価指標を参考にし，本研究で対象とする「明るさ感」および作業環境としての適切性が反映されるよう検討を行った。各項目は５段階リッカート尺度を用いて評価した。評価項目は以下の通りである。

・明るさ感(brightness)
・まぶしさ（glare）
・快適感（comfort）
・色味（natural）
・受容性（accept）
・作業性（work）
・雰囲気（atmos）
・明暗（contrast）
・見やすさ（visibility）

＜3・3＞分析方法および結果　　主観評価データに対して，評価語間の潜在的な構造を把握することを目的として因子分析を行った。各項目を標準化した後，Kaiser-Meyer-Olkin（KMO）測度により因子分析の適用可能性を確認した結果，すべての項目で 0.6 以上の値を示し，因子分析を行う上で十分な妥当性が確認された。

因子の抽出には最尤法を用い，因子の解釈性を高めるため直交回転（Varimax 回転）を適用した。因子数は固有値および因子の解釈可能性を基に決定した。その結果，主に快適性や受容性，作業のしやすさに関する評価語が高い因子負荷量を示す因子と，明るさおよびまぶしさに関する評価語が高い因子負荷量を示す因子の 2 因子が抽出された(表3)。これらの因子はそれぞれ，照明環境に対する「総合的な快適性評価を表す因子」と，視覚的刺激量としての「明るさ感を表す因子」であると解釈した。

表３　因子分析結果
Table 3.　Factor analysis results

	因子 1	因子 2
明るさ感	0.550	**0.637**
まぶしさ	-0.096	**0.707**
快適感	**0.882**	0.006
色味	**0.716**	-0.180
受容性	**0.904**	0.070
作業性	**0.872**	0.212
雰囲気	**0.843**	0.151
明暗	**0.542**	0.344
見やすさ	**0.788**	0.306

４．おわりに

本研究では，カメラ画像のみから室内の輝度分布を推定し，明るさ感指標 Feu を算出する方法を検討した。壁面などを想定した複数素材を対象とした回帰分析により，画像の階調値と輝度との関係を求め，実環境においても一定の推定精度が得られることを確認した。また，算出した明るさ感指標と主観評価実験を比較した結果，明るさやまぶしさに関する評価との対応関係が見られ，本指標が人の主観的明るさ評価を反映する可能性が示唆された。今後は，オフィスにおける照明制御への適用が課題である。日頃から，ご指導頂く神田通信機株式会社の皆様に感謝いたします。

文　献

(1) 公益社団法人日本電気技術者協会，“照明の管理と省エネ”，https://jeea.or.jp/course/contents/09105/
(2) Panasonic，“BEMS とは？仕組みや導入効果”，https://solution-cloud.hvac.panasonic.com/hc_blog/what-is-bems
(3) Panasonic，“空間の明るさ感指標「Feu」”，https://www2.panasonic.biz/jp/lighting/plam/feu/

©2026 IEE Japan

移動体に搭載される２軸ジンバルの姿勢安定化制御の設計と実機評価

仲谷　天芽*，清　拓実，小林　孝博，大沼　巧，（沼津高専），清水　政行(OnClouds)

Design and Experimental Evaluation of Attitude Stabilization Control for a Two-Axis Gimbal on a Mobile Platform

Tenga Nakaya, Takumi Sei, Takahiro Kobayashi, Takumi Ohnuma (Numazu KOSEN),
Masayuki Shimizu (OnClouds)

１．研究背景

インフラ設備の点検作業は，高所・閉所における作業員の安全確保が困難であることから，移動体を用いた点検手法の高度化が求められている。特に，不整地や傾斜路面を走行する移動体に搭載されたカメラやセンサを用いて，壁面上部や天井付近などの高所を観測する場合，搭載機器の姿勢安定性が点検品質に大きな影響を及ぼす。

これまで，インフラ点検においてはドローンを用いた事例も報告されており，橋などの開けた空間の高所点検においては現在も活用されているが，狭隘空間では壁面や構造物への接触リスクが高いことから，適用範囲は限定的である。また，配管点検等を目的とした移動体に関する研究も多く行われているが，これらは低姿勢での安定走行を前提としたものが多く，高所視点を確保した状態で不整地を走行する用途への適用は容易ではない[1][2]。

高所視点を確保するためにカメラ位置を高く設定すると，移動体の重心が高くなり，走行時の振動や姿勢変化が増大する。その結果，搭載機器の視界が不安定となるだけでなく，移動体全体の安定性低下や転倒リスクの増加を招くという課題が生じる。

このような背景から，不整地や外乱環境下を走行する移動体に搭載された機器に対して，搭載位置や車体姿勢の変化に起因する振動や傾斜の影響を低減し，安定した姿勢を維持する技術が重要な課題となっている。特に，移動体の運動と独立して搭載機器の姿勢を制御可能なジンバル機構は，産業用点検装置や監視機器に広く応用可能な手段であると考えられる。

そこで本研究では，移動体に搭載される２軸ジンバル機構を対象とし，姿勢安定化制御系の設計および実機評価を行う。ジンバルに搭載したアクチュエータを用いて，走行時に生じる外乱や車体姿勢変化を補償することで，上部搭載機器の姿勢安定化を図る。本稿では，提案する安定化機構の設計，方針を示すとともに，試作機を用いた実機実験により，外乱環境下における姿勢安定化効果を検証する。

２．移動体に搭載する点検装置

本研究では，不整地走行に適した移動機構と，高所視点確保のためのポール，およびその先端のカメラの姿勢を安定化させるジンバル機構からなるロボットシステムを構築した。Fig. 1 に試作した装置の外観と構造，今回制御するロール軸とピッチ軸の定義を示す。

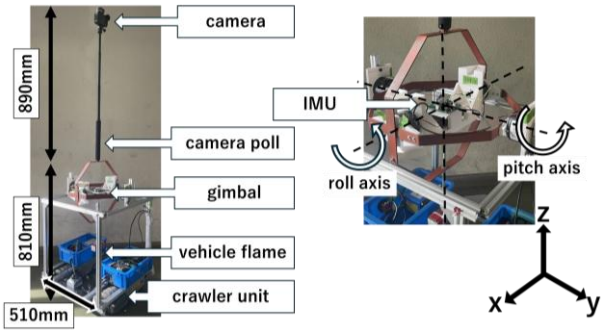


Fig.1. Appearance of the developed robot and definition of each axis

走行体には，高い走破性を持つクローラー型走行ユニット CuGo v3 を採用し，その上部に高さ 890mm のカメラポールを設置した。この構造は重心位置が高いため，不整地に起因する揺れがカメラ画像に大きく影響を与える。そこで，ポールとカメラの接続部にロール軸およびピッチ軸の２自由度を有するジンバル機構を配置し，搭載機器の姿勢を能動的に安定化する構成とした。

姿勢計測および制御のため，ジンバル軸中心には慣性計測装置(IMU)を設置し，ピッチ角およびロール角を常時監視している。各軸のアクチュエータには，ダイレクトドライブ型のブラシレス DC モータ GM6020 を配置し，IMU により検出した情報に基づき，外乱を補償するトルクを即応的に発生させることで，カメラ姿勢を水平に保つ構造とした。

３．姿勢安定化制御系の設計

＜3・1＞座標系の定義　　本システムの運動を記述する座標系を Fig.2 のように定義する。絶対座標系をx_0，走行体の座標系をx_B，ジンバルの座標系をx_Aとする。θ_Aは絶対座標系に対するカメラの姿勢角，θ_Bは路面傾斜等による走行体の姿勢角(外乱)，θ_mは走行体に対するジンバルの相対回転角(モータ角度)を表す。y 軸も同様の定義をしており，これらには以下の関係が成り立つ。

$$\theta_A = \theta_B + \theta_m$$

©2026 IEE Japan

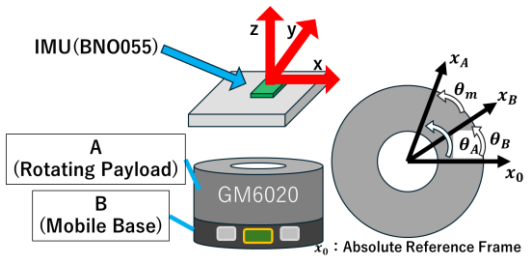


Fig.2. Definition of Coordinate System

本ジンバルは，走行体が不整地により傾斜(θ_Bが変化)した場合でも，モータ角度θ_mを制御することで，カメラの絶対角度θ_Aを目標値(通常は 0 度)に保つことを目的とする。なお，カメラの姿勢角θ_Aおよび角速度ω_Aは，ジンバル部に搭載した IMU(BNO055)により取得する。

＜3・2＞制御ブロック図　　本研究では，高重心なカメラポールの姿勢を安定化させるため，Fig.3 に示すカスケード制御系を構築した。

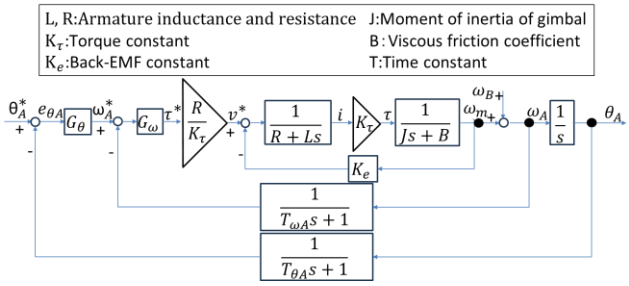


Fig.3. Control Block Diagram

本システムでは位置制御器G_θに比例，積分(PI)制御，速度制御器G_ωに比例(P)制御を採用した。この構成により，内側の速度ループで振動に対する即応的な減衰性を確保し，外側の位置ループで積分補償を行うことにより，目標角度に対する定常偏差を解消し，高精度な姿勢維持を実現する。

さらに，モータの電気的特性(抵抗 R，トルク定数K_τ)に基づき，目標電圧v^*を決定し，モータドライバへ入力する。ここで，制御対象であるジンバル・モータ系のモデルには，ジンバルの慣性モーメント J などの機械的特性を考慮している。また，フィードバック信号には，ノイズ低減のために時定数$T_{\theta A}$および$T_{\omega A}$の一次ローパスフィルタを適用した。

この構成により，不整地によってロボット本体から伝達される角速度外乱ω_Bに対して，速度ループが即応的に動き，振動を抑制しつつ目標角度への追従性を確保している。

4. 実験および考察

＜4・1＞実験方法　　ジンバルに対して一定の初期傾斜角を一定時間で与えた後，手を離して自由振動させ，その際の角度変化を測定した。比較として，「モータ制御あり」と「モータ制御なし」の 2 条件で 2 軸の応答を比較した。

＜4・2＞実験結果　　実験結果を Fig.4，Fig.5 に示す。図中の実線は制御あり，点線は制御なしの応答波形である。制御なしの場合，振幅の減衰が遅く，ピッチ軸は約 11.4 秒，ロール軸は約 9.4 秒振動が継続していることが確認できる。これは系自体の機械的摩擦のみでは減衰が不十分であることを示している。一方，制御ありの場合，動作開始直後から振動が急速に抑制され，ピッチ軸は約 2.5 秒，ロール軸は約 2.6 秒で定常状態に収束していることが確認できる。

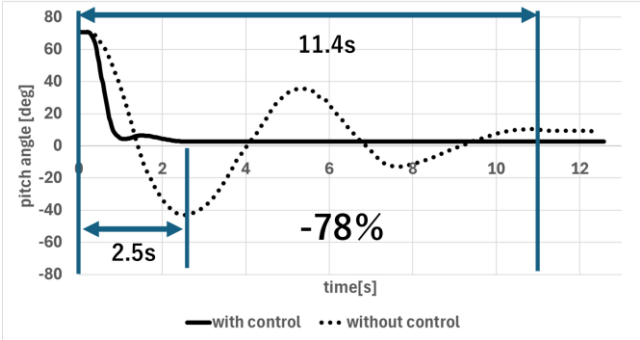


Fig.4. Comparison of Pitch Angle Response

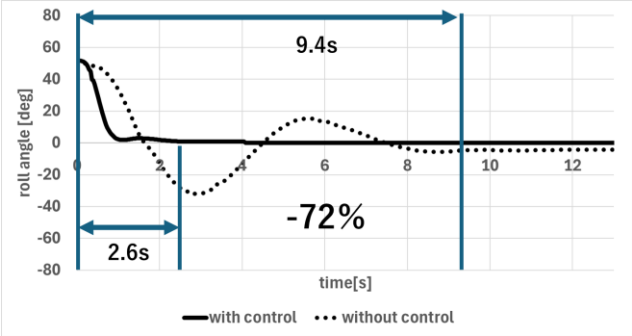


Fig.5. Comparison of Roll Angle Response

＜4・3＞考察　　結果より，提案手法を用いることで整定時間をピッチ軸は約 78%，ロール軸は約 72%短縮できることが確認された。これは，高重心な構造体が持つ振動を，モータによる能動的な制御トルクが効果的に減衰させた結果であると考えられ，不整地走行時においてもカメラの揺れを最小限に抑えることが可能になると期待される。

5. おわりに

本稿では，高重心な移動体の転倒防止とカメラ視界の安定化を目的とし，ジンバル機構を用いた能動的姿勢制御の設計，および実機評価を行った。モータ制御を用いた検証実験の結果，制御の適用により振動の整定時間が短縮され，提案手法の有効性が確認された。今後は，実環境を模した走行試験を通じて，実用性の検証を進める予定である。

文　献

(1) 小林ら，"道路橋の震後点検における UAV や自撮り棒の活用方法に関する実践的研究，" 構造工学論文集，Vol. 70A，pp. 272-285, 2024.

(2) 宮川ら，"1 インチ用配管作業ロボットの開発，" 日本ロボット学会誌, Vol. 17, No. 3, pp. 389-395, 1999.

©2026 IEE Japan

摩擦による外乱トルク補償を考慮した VIMT を用いた位置決め制御系のオンライン調整

川野　太己*（九州工業大学），本田　英己（九州工業大学），
池田　英広（西日本工業大学）

Online Tuning of a Positioning Control System Using VIMT with Disturbance Torque Compensation for Friction

Daiki Kawano（Kyushu Institute of Technology），Hideki Honda（Kyushu Institute of Technology），
Hidehiro Ikeda（Nishinippon Institute of Technology）

1.　序論

近年, スマートフォンなどの普及とともに, 製品内部にある電子回路基板や電子部品は更なる小型化，高集積化が進んでいる. その実現にあたって, それらの製造に関わる各種のメカトロニクス機器は, 更なる位置決め精度向上, 高速化が望まれている．送り機構における位置決め精度のさらなる向上，さらなる高速化のためには，「①搬送物の重量変化に応じたゲインのオンライン調整」や，「②送り機構に存在する非線形摩擦の影響の除去」が重要となる．近年，制御対象の数学モデルを必要としない制御手法として，いわゆる「データ駆動型制御」が脚光を浴びており, 様々なアプリケーションへの適用が検討されている[1]。たった１回の初期駆動時のデータを元にしてチューニングする Fictitious Reference Iterative Tuning （以下，FRIT）などがよく知られているが，多くはオフラインでのオートチューニングであり，上述のような駆動中に変化する搬送物重量には対応していない。そのためオンライン調整可能なデータ駆動型制御系の提案がなされている[1][2]。その中で，初期応答の入力と出力の必要な FRIT に対して出力のみで設計が可能な Virtual Internal Model Tuning（以下，VIMT）によるオンライン調整則が提案されているが[3], VIMT は一般に摩擦のような非線形特性には対応できないとされている[2]。そこで，搬送物の質量変化にはオンライン型の VIMT で対応しつつ，非線形特性をもつ外乱トルクには，スライディングモード（以下, SLD）を用いた外乱トルク補償器を備えることでシステムの安定性を考慮した位置決め制御系を設計し，数値シミュレーションにより有効性を検証したので報告する.

2.　制御対象概要と制御システム

本研究では，1 軸ボールねじスライダを制御対象とした。これを数学モデル化し, 数値シミュレーションに用いた。図 1 に制御システムの構成概略図を示す．図 1 において R:リード率，K_p:位置ループゲイン，K_i:位置ループ積分ゲイン，K_v:速度ループゲイン，J_n:ノミナル慣性モーメントゲイン，T_d:目標応答伝達関数，G:制御対象とする。

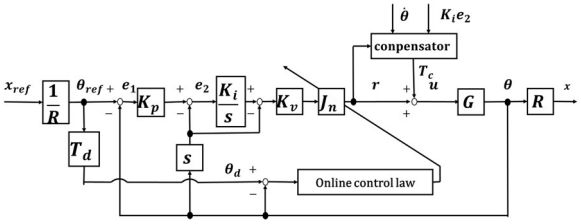


図 1　制御システムのブロック線図
Fig.1. Block diagram of the control system

なお，数値シミュレーションで摩擦に起因した外乱トルクを再現しているが，Lu-Gre モデルにより再現したモデルを用いた[4]。

3.　VIMT によるオンライン調整則の導出

ここでは, VIMT でノミナル慣性モーメントゲインを調整するためのアルゴリズムを示す[3]。理想応答θ_dを得るための目標応答伝達関数T_dを

$$T_d := \frac{J_n G K_p K_i K_v}{s + J_n G\left(K_p K_i K_v + s K_p K_i + s K_v\right)} \tag{1}$$

としたとき，評価関数$J(J_n)$を次式のように時刻 k について考え，速度 v，加速度 a を用いて表すと次のようになる。

$$J\left(J_{n(k+1)}\right) := \sum_{i=0}^{k}\left\{V_{(i)} - \mathrm{z}_{(i)}^{\mathrm{T}}\mathrm{J}_{\mathrm{n}(\mathrm{k}+1)}\right\}^2 \tag{2}$$

$$\begin{cases} V_{(i)} := \left(\theta_{d(i)} - y_{x0[i]} - y_{x1[i]} - y_{x2[i]}\right)J_{n(i)} \\ z_{(i)}^{T} := x_{(i)} - y_{x0[i]} - y_{x1[i]} - y_{x2[i]} \end{cases}$$

$$y_{x0(k)} := T_d x_{(k-1)} \tag{3}$$

©2026 IEE Japan

$$y_{x1(k)} := \frac{T_d}{K_p} v_{(k-1)} \tag{4}$$

$$y_{x2(k)} := \frac{T_d}{K_p K_i} a_{(k-1)} \tag{5}$$

次に$Z_{(k)}$とその共分散行列の逆行列$P_{(k)}$を

$$Z_{(k)} := \left[z_{[0]} \ \cdots \ z_{[k]} \right]^T \in \mathbb{R}^{k\times 1} \tag{6}$$

$$Z_{(k+1)} := \begin{bmatrix} Z_{(k)} \\ z_{(k+1)}^T \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{k+1\times 1} \tag{7}$$

$$P_{(k)} := \left(Z_{(k)}^T Z_{(k)} \right)^T \tag{8}$$

として定義する。逐次型最小二乗法を用いると，

$$J_{n(k+1)} = J_{n(k)} + \frac{P_{(k-1)} z_{(k)} z_{(k)}^T P_{(k-1)}}{1 + z_{(k)}^T P_{(k-1)} z_{(k)}} \tag{9}$$

$$P_{(k)} = P_{(k-1)} + \frac{P_{(k-1)} z_{(k)} e_{1(k)} J_{n(k)}}{1 + z_{(k)}^T P_{(k-1)} z_{(k)}} \tag{10}$$

となる。

ただし，$P_{(0)} := \gamma I$とし，γは十分に大きい正の実数として与える。(9)，(10)式を用いて各時刻にて$P_{(k)}$とパラメータ$J_{n(k+1)}$を求め，図 1 の制御系に用いることで十分時刻が経過したとき，$\theta_{(k)} = \theta_{d(k)}$を達成することができる。

4. SLD を用いた外乱トルク補償器の設計[5]

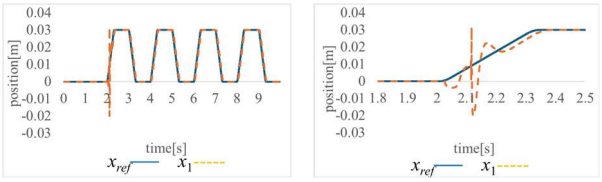
予め変動するイナーシャJ，粘性摩擦係数D，クーロン摩擦Fの最大値J_{max}，D_{max}，F_{max}を与えると，補償器T_cは

$$T_c := \frac{r}{\delta + |r|} \left(J_{max} |K_i e_2| + D_{max} |\dot{\theta}| + F_{max} \right) \tag{11}$$

を得ることができる。ただし，δは零以上の定数である。

5. 数値シミュレーション結果

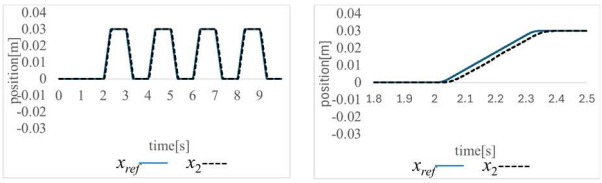
本章では数値シミュレーション結果を示す。シミュレーションにはリード$5[mm]$のボールねじスライダを制御対象とし，6[s]以降 3[kg]の物体がスライダ上に置かれた状況を想定した。サンプリング周期T_sは$250[\mu s]$とし，各パラメータは$J_{n0} = 0.23712 \times 10^{-4}$，$K_p = 33.33$，$K_i = 100$，$K_v = 300$，$J_{max} = 0.23712 \times 10^{-4}$，$D_{max} = 0.0035$，$F_{max} = 0.02$，$\delta = 0.01$と設定した。指令値は加減速$2[m/s^2]$，一定速$0.1[m/s]$の加速度指令を使用した。図 2(a)は SLD を用いた外乱トルク補償なしの位置応答 x_1 の波形であり，図 2(b)は過渡状態の拡大図である。図より，x_1 は立ち上がりに大きく暴れている。次に図 3(a)は SLD を用いた外乱トルク補償ありの位置応答 x_2 の波形であり，図 3(b)は過渡状態の拡大図である。図より，SLD を用いた外乱トルク補償を行うことで，立ち上がりの暴れを抑制できることが分かった。



(a)全体図　　(b)拡大図

図 2 SLD を用いた外乱トルク補償なしの位置応答

Fig.2. Position response without disturbance torque compensation using sliding mode control



(a)全体図　　(b)拡大図

図 3 SLD を用いた外乱トルク補償ありの位置応答

Fig.3. position response with disturbance torque compensation using sliding mode control

6. 結言

本研究では，ノミナル慣性モーメントゲイン J_n のオンライン調整にスライディングモードを用いた外乱トルク補償器を加える手法を提案し，立ち上がりの暴れを抑制できることが分かった。しかし，本稿では省略しているが調整ゲインの推移を見てみると，真値に収束しておらず，SLD の利用によりシステムの安定化のみが達成されていることが分かった。

今後の課題として調整ゲインが真値に行かなかった理由および重量変化後のゲインの変化がないことの原因を検証していく。

文　献

[1] 小川 守正 他：一般化 2 自由度 PID 制御システムの 2 段階 E-FRIT 調整法，計測自動制御学会論文集，Vol.52，No 11，pp. 631-638，2016

[2] 金子 修：データ駆動制御のこれまでの流れと最新の研究動向，計測と自動制御，Vol.63，No.3，pp.129-133，2024

[3] 池崎 太一 他：VIMT を用いた I-PD 制御系に対するリアルタイム制御器更新，計測自動制御学会論文集，Vol.58，No.3，pp.179-185，2022

[4] 平賀 智徳 他：弾性係数を可変パラメータとした摩擦モデルの位置制御応答再現性に関する一考察～ボールねじスライダを用いた検証～，精密工学会九州支部地方講演会講演論文集，pp.95-96，2017

[5] 鶴田 和寛 他：スライディングモードの補償機能を備えた高速・高精度位置制御，電気学会論文誌 D（産業応用部門誌），Vol.128，No.9，pp.1105-1112，2008

©2026 IEE Japan

諏訪地域における医薬品配送を目的としたドローン航路の可視化

伍　潔玲†　　石井　一夫†　　ゴータム　ビスヌ　プラサド†
公立諏訪東京理科大学†

1. はじめに

地域医療における医薬品配送では、迅速性と安定性の確保が重要である。特に山間部や湖周辺を含む地域では、道路条件や災害時の交通寸断により、既存の陸上輸送のみでは対応が困難な場面が想定される。このような背景から、無人航空機(UAV)を用いた医薬品配送が注目されている。

UAV を用いた配送の実装にあたっては、飛行可能空域、適切な飛行高度、通信手段の選定を事前に把握することが不可欠である。本研究では、諏訪地域を対象に、医薬品配送を想定した UAV 航路を地図上で可視化するとともに、携帯通信網を用いた飛行実証を行い、航路設計の妥当性を検証する。

2. 航路可視化の手法

2.1 可視化の考え方

本研究における「航路の可視化」とは、単なる飛行経路の描画ではなく、飛行可能性、通信可用性および運用条件を地図上に整理・明示することを指す。これにより、実運用を想定した判断が可能となる。

2.2 使用ツールと対象エリア

航路の可視化には、以下の一般的な Web サービスを使用した:

- Google Map: 地形、河川形状、周辺構造物の確認
- Drone Flight Navi: 飛行禁止区域および法的制限区域の確認

対象エリアは、長野県諏訪地域を流れる宮川沿いとした。具体的には、諏訪湖の宮川流入口（起点）から高速道路(E20)との交差地点付近（終点）までの約 5.7km の区間を選定した。河川上空は建築物が少なく、第三者への影響が小さいことから、医薬品配送航路として適している。Google Map 上で河川形状および周辺環境を確認し、Drone Flight Navi により、対象ルートが飛行禁止区域に該当しないことを確認した。図 1 に航路の概要を示す。

2.3 高度と通信条件の設定

航路周辺の障害物調査の結果、主な障害物は電柱であることを確認した。この結果を基に、飛行高度を 50m と設定し、障害物回避および通信安定性の両立を図った。

また、KDDI が公開している携帯通信エリアマップを参照し、対象航路周辺における高度別の通信状況を事前に確認した。その結果、高度 50m 付近では航路全体において LTE 通信が概ね確保可能であることが分かり、通信可用性の観点からも同高度が適切であると判断した。

さらに、電波法および航空法に抵触しない運用とするため、上空における携帯通信利用および飛行に関する事前申請を実施した上で実証飛行を行った。

3. 通信構成の設計

3.1 システム構成

本研究では、DJI Mavic 3 Pro に DJI Cellular Dongle を装着し、以下の通信構成を採用した:

- UAV: 上空利用 SIM(KDDI)
- 送信機(DJI RC Pro): 地上利用 SIM(KDDI)

この構成により、UAV および送信機の双方が携帯通信網に接続される。

3.2 通信切替挙動

通常時は RC 通信を用い、RC 信号が低下した場合には LTE(4G)通信へ自動的に切り替わる。通信切替の発生区間を航路上で確認することで、通信状態の変化を把握可能とした。

4. 飛行実証

4.1 飛行条件

以下の条件で飛行実証を実施した:

- 飛行距離: 約 5.7km (諏訪湖宮川流入口 A〜高速道路交差地点 B)
- 飛行高度: 50m (対地高度)
- 飛行経路: 宮川沿い直線ルート
- 飛行速度: 約 10m/s (36km/h)

飛行前には、上空での携帯通信利用に関する申請を行い、電波法に抵触しない運用とした。また、航路全体にわたって目視外飛行(BVLOS)が

Visualization of Drone Flight Routes for Medical Delivery in the Suwa Region
†Suwa University of Science

©2026 IEE Japan

可能な条件を整えた。

4.2 実証結果

飛行中、映像伝送および機体制御通信は安定して維持された。RC 通信が不安定となる区間においても LTE 通信への自動切替が正常に動作し、飛行継続に支障は確認されなかった。特に、起点から約 1km 以降の区間では、送信機からの距離が増大するため RC 通信が徐々に減衰したが、LTE 通信への切替により安定した飛行を継続できた。この結果から、可視化した航路設計の妥当性が確認された。

図 1 に、飛行実証における航路の可視化結果を示す。航路全体において通信が維持され、特に河川上空では安定した飛行が可能であることが確認された。全行程約 5.7km の飛行時間は約 9.5 分であり、陸上輸送(約 20-30 分)と比較して大幅な時間短縮が実現可能であることが示された。



図 1　飛行通路

5. 考察

5.1 可視化手法の有効性

本研究により、航路、飛行高度および通信構成を地図上で可視化することで、医薬品配送に適した UAV 航路を事前に評価できることが示された。特に、以下の点で有効性が確認された:

1. 飛行可能性の事前評価: Drone Flight Navi を用いることで、法的制限区域を容易に把握でき、航空法違反のリスクを事前に回避できた。
2. 通信品質の予測: 携帯通信エリアマップと実際の飛行結果がほぼ一致し、事前評価の精度が高いことが確認された。
3. 導入容易性: Google Map および公開 Web サービスを用いた手法は導入コストが低く、専門的な GIS 知識を必要としないため、他地域への適用も容易である。

5.2 携帯通信網利用の利点

従来の RC 通信のみの運用と比較して、携帯通信網を併用する本手法には以下の利点がある:

- 通信範囲の拡大: RC 通信の到達距離(通常 1-2km)を超えて飛行可能
- 障害物の影響低減: 建築物や地形による遮蔽の影響を受けにくい
- 冗長性の確保: 2 系統の通信経路により、信頼性が向上

5.3 地域医療への応用可能性

諏訪地域は湖と山間部を有する地形であり、以下の医療シーンでの UAV 活用が期待される:

- 緊急医薬品配送: 診療所から在宅医療患者への緊急配送
- 災害時の医療物資輸送: 道路寸断時の代替輸送手段
- 定期配送の効率化: へき地診療所への定期的な医薬品補給

実際の配送時間を試算すると、今回実証した航路(5.7km)を速度 10m/s (36km/h)で飛行した場合、約 9.5 分で到達可能である。これは、陸上輸送(約 20-30 分)と比較して大幅な時間短縮となる。特に、諏訪湖周辺から山間部への配送では、迂回路が多いため陸上輸送との時間差はさらに拡大すると考えられる。また、UAV 配送は道路状況や信号待ちの影響を受けないため、緊急時においても安定した配送時間を確保できる利点がある。

5.4 課題と今後の展望

一方、本研究は晴天時の昼間飛行に限定されており、以下の課題が残されている:

1. 気象条件への対応: 悪天候時(降雨、強風時)の飛行安全性の評価
2. 夜間飛行の検討: 夜間緊急配送に向けた照明・通信の確保
3. 積載重量の最適化: 実際の医薬品重量を考慮した飛行性能評価
4. 複数航路の比較: 宮川以外のルート(例:諏訪湖上空)との比較検討
5. 自動飛行の実装: 完全自律飛行に向けた経路追従精度の向上

また、実用化に向けては、医療機関との連携体制構築、配送時の温度管理、受け渡し方法の確立など、運用面での課題も検討が必要である。

6. おわりに

本研究では、諏訪地域を対象に医薬品配送を目的とした UAV 航路の可視化を行い、携帯通信網を用いた飛行実証によりその有効性を確認した。今後は、複数航路の比較や配送時間評価を通じて、地域医療への応用可能性を検討する予定である。

©2026 IEE Japan

気象情報等を用いたガス消費量予測法の検討

耳浦　紬*，松崎　文音，堀田　裕弘(富山大学)

Forecasting of gas consumption using meteorological information

Tsumugi Mimiura, Ayane Matsuzaki, Yuukou Horita (University of Toyama)

１．はじめに

近年，エネルギー需給環境は国際的な価格変動や脱炭素化の進展により大きく変化している。日本では，天然ガスを含むエネルギーの安定供給と合理的な価格形成が重要な政策課題とされており，資源エネルギー庁のエネルギー白書 2025 では，ガスシステム改革の目的として「天然ガスの安定供給の確保」「ガス料金の最大限の抑制」「利用メニューの多様化」などが示されている(1)。

これまで，電力を含むエネルギー消費量の予測研究は多く行われてきた一方で，ガス単体の消費量予測は限定的である。都市ガス販売量を対象に統計モデルと機械学習法を比較した研究では，機械学習や部門別予測の有効性が示されたが，月次データ中心の分析であり，短期変動や行動変化を十分に捉えられていない(2)。また，ガス消費量は月 1 回の検針データが主で，日単位の高解像度データが長期的に存在しない点も課題である。

本研究では，気象情報など複数の外生変数を考慮した消費量予測モデルを構築する。長期的に蓄積された月次検針データと，スマートメーター普及後に得られる日次データを組み合わせることで，短期変動と中長期的な消費傾向の双方を捉え，ガス消費変動の構造要因を明らかにすることを目的とする。

２．研究方法

本研究の分析に用いる各種データの取得方法は以下の通りである。

a)　ガス使用量データ

ガス使用量データは，日本海ガス株式会社より提供いただいた,LP ガス消費量月次データ,日次データを使用する。今回の研究では,富山県高岡市の家庭用 LP ガス使用量データを利用する。スマートメーターの普及により検針数が異なるので１家庭当たりの平均使用量に換算する。

b)　日次平均気温

気象庁のオープンデータより取得した，富山県高岡市伏木における日平均気温データを使用する。

c)　給水栓水温

給水栓水温は，大西ら(3)を参考に，高岡市伏木における日知平均気温から推定式を作成し，伏木における過去 10 日間の移動平均気温を代入することで算出する。

３．学習モデル

＜3・1＞SARIMAX モデル　　SARIMAX モデルは，自己回帰移動平均モデル(ARIMA モデル)に季節成分および外生変数を組み込んだ時系列モデルである。時系列データに内在する自己相関構造，トレンド，季節性を考慮するとともに，気温などの外部要因の影響を明示的に取り入れることが可能である点に特徴がある。モデルは，以下の 2 つの成分から構成される。

1.　非季節成分：ARIMA(p, d, q)
2.　季節成分：ARIMA(P, D, Q, s)

ここで，各パラメータは

・p：自己回帰(AR)の次数
・d：差分の次数
・q：移動平均(MA)の次数
・P, D, Q：それぞれ季節 AR，季節差分，季節 MA の次数
・s：季節周期

を表す。

本研究では，季節周期として 7 日間，14 日間，21 日間の 3 通りでモデルを構築し，精度比較を行う。

＜3・2＞ランダムフォレスト　　ランダムフォレストは，複数の決定木を組み合わせるアンサンブル学習手法の 1 つであり，各決定木の予測結果を平均化することで，予測精度と汎化性能の向上を図るモデルである。非線形関係や特徴量間の相互作用を自動的に捉えることができ，前処理やモデル仮定が比較的少ない点に特徴がある。一方，個々の決定木の構造が複雑であるため，モデル全体の解釈性は限定的である。

＜3・3＞XGBoost　　XGBoost は，勾配ブースティングに基づくアンサンブル学習アルゴリズムであり，弱学習器である決定木を逐次的に学習することで，高精度な予測を実現するモデルである。目的変数に正則化項を含めることで，過学習を抑制しつつ高い予測精度を達成できる点が特徴である。

４．モデル設計

＜4・1＞学習データ　　本研究では，予測モデルの学習に用いるデータ期間の構成を 5 通り定義し，各 case1~case5 において比較を行った。表 1 にこれらをまとめる。

©2026 IEE Japan

表１　case ごと学習データ期間
Table 1. Training data period for each case

case	日次データ	月次データ	月次データ移動平均	学習データ期間
case1	使用	–	–	2024/6/6~2025/1/31
case2	使用	使用	–	2023/4/10~2025/1/31
case3	使用	使用	10日間移動平均	2023/4/19~2025/1/31
case4	使用	使用	20日間移動平均	2023/4/29~2025/1/31
case5	使用	使用	30日間移動平均	2023/5/9~2025/1/31

case2~case5 では，月次データを日次データに変換する。検針日に取得される使用量データが，前回検針日から当該検針日までの n 日間において均等に消費されたものと仮定し，各日に同量を配分することで日次データへ変換した。さらに，日次使用量データに含まれる短期的な変動を抑制するため，10 日，20 日，30 日の移動平均をそれぞれ算出し，データの平滑化を行った。移動平均処理を適用したことにより，2023/4/10~2023/5/8 において算出が不可能な期間が生じるため，学習に使用可能なデータ期間が若干短縮される。

学習データ期間以外の条件は同一とする。

＜4・2＞予測条件

a)　日次データ：富山県高岡市における LP ガス使用量データ 863 件の平均値

b)　月次データ：富山県高岡市における LP ガス使用量データ 790 件の平均値

c)　外生変数：日平均気温・推定水温

d)　予測対象期間：2025/2/1~2025/5/30

＜4・3＞評価方法　　評価方法は決定係数(R^2)，平均平方二乗誤差(RMSE)，平均誤差(MAE)，平均絶対パーセント誤差(MAPE)の 4 種類を用いて総合的に評価する。今回は，単位が m^3 で直感的に誤差が分かりやすいことから，MAE を用いて比較する。

５．結果と考察

高岡市における平均使用量（m^3）の予測モデル，case を評価指標ごとにまとめた結果を表 2 に示す。SAX は SARIMAX モデル，RF はランダムフォレスト，XGB は XGBoost を表しており，[ ]内の数字は SARIMAX モデルにおける周期を示す。

SARIMAX モデルについて比較する。最も高い精度を示した結果は case1，周期 21 日の場合であるが，他の機械学習法と比較するとかなり低い精度となった。また，月次データを使用した際には著しく精度が低下し，予測が大きく外れた。周期性を鑑みると，どの case においても周期が長いほど精度が高い。

表 2 モデルの評価
Table 2. Model evaluation

MAE	SAX[7]	SAX[14]	SAX[21]	RF	XGB
case1	0.16	0.14	0.12	0.11	0.07
case2	0.38	0.27	0.23	0.07	0.06
case3	0.35	0.34	0.23	0.07	0.06
case4	0.28	0.24	0.20	0.08	0.07
case5	0.34	0.29	0.22	0.09	0.08

ランダムフォレストについては，case2 の月次データを移動平均化しない場合に最高精度となった。また，XGBoost については，case3 の月次データを 10 日移動平均化して使用した場合の精度が最も高い。

時系列モデルでは月次データを追加すると精度が低下したが，機械学習モデルでは，データを長期化させることで精度が向上した。図 1 は，case3 における XGBoost の結果である。実測値と予測値のおおまかな変動を捉えてはいるが，ピーク時には大きなずれが生じている。これは，ピーク時ほど平均使用量が多い場合の学習データがなく，外挿データとなったことが要因として考えられる。

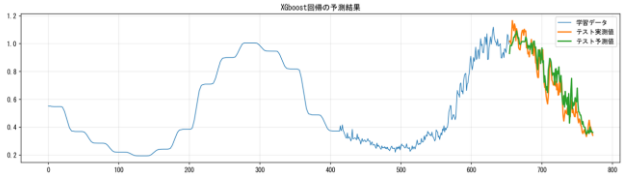


図 1　case3・XGBoost の結果
Fig.1. Results of Case 3 (XGBoost)

今後の研究では，過去のより多くの月次データ，2025 年 6 月以降の日次データを増加させること，月次データの補完方法を再検討することでこれらのモデルのパフォーマンスをさらに向上させることができると考えられる。また，機械学習法はそのまま時系列を扱うことができない特性を持つため，ラグ特徴量などを外生変数として組み込むことを検討する必要がある。

６．おわりに

本研究では，ガス消費量予測のために時系列モデル，2 つの機械学習モデルを適用し，それぞれのモデルの予測精度を比較した。データセットの少なさや外挿データが精度に影響を与えたが，主に機械学習モデルで良好な予測結果を得ることができた。

本研究の実施にあたり，LP ガス消費データをご提供頂き，研究助言を頂いている日本海ガス株式会社に感謝申し上げます。

文　献

(1)　資源エネルギー庁，エネルギー白書 2025，第 2 部．第 6 章．第 2 節（2025）

(2)　寄田保夫，データサイエンスを用いた都市ガス販売量の予測精度比較：アルゴリズム変更や部門別の予測による精度向上，エネルギー経済 45(2)

(3)　大西玲暢 他，給湯設備設計用水道水温の予測，空気調和・衛生工学会論文集，　48 巻. 320 号. p. 1-10(2023)

©2026 IEE Japan

空調機用アクティブフィルタの受電点力率制御による自家消費発電時の電源力率低下対策

河野　雅樹*，太田　圭祐，川嶋　玲二（ダイキン工業(株)）

Power Factor Reduction Countermeasures by Power Factor Control at Power Receiving Point with Active Filters for Air Conditioners on On-site Power Production:

Masaki Kono*, Keisuke Ota, Reiji Kawashima (DAIKIN INDUSTRIES.LTD.)

１．まえがき

筆者らは,2020 年 3 月から 2023 年 6 月末まで 3 年 4 カ月間において実際の建物で空調機用アクティブフィルタによる受電点力率制御の実証試験を行い，進相コンデンサ無しで受電点の力率を年間通して遅れ 99.5%以上を確保できることを示した[1]。その空調機用アクティブフィルタの受電点力率を用いて進相コンデンサ無しで需要家の最大電力の比率で空調機電力が 42%以上ある場合,電源力率を遅れ 99.5%以上を確保でき電気料金の力率割引を 100%適用できる可能性を示した[1]。更に高圧需要家で進相コンデンサを設置して自家消費発電を行った場合の受電点の力率に関する課題があることを示し，空調機用アクティブフィルタの受電点力率を用いて自家消費発電で進相コンデンサがある場合でも受電点の力率を改善できる可能性を検討してきた[2]。

最近では文献(3)に記載されているように東京都の中規模複合オフィスビルでコージェネレーションシステムにより逆潮流無しで電力が供給されて受電点の力率が遅れ 0.85 より低下して電力料金の力率割引が適用されず，コージェネレーションを停止させる事例がある[3]。逆潮流を行わない自家発電を目的とした電力供給の場合，受電点の有効電力が小さくなることにより受電点の力率が低下する課題がある。そのため，本論文では，文献(3)に公開されている実データを用いて空調機用アクティブフィルタにより受電点力率制御の有用性を評価する。

２．コージェネレーションシステム運転時の受電点力率低下の事例について

図 1 にコージェネレーションシステム運転時の受電点力率低下の事例が発生した案件の概略構成図を示す。図 1 の概略構成図に示す各機器について以下に示す。

(2.1) コージェネレーションシステム

ガスタービンで出力容量は，370ｋW×2 台で合計 740kW である。

(2.2)自動力率調整装置

自動力率調整装置は力率制御と軽負荷遮断制御機能があり，力率制御機能は受電点力率が遅れ 0.98 以上，1.0 未満になるように 4 台の進相コンデンサ(50kvar/1 台)を制御する。また，軽負荷遮断制御機能は，受電点の有効電力が 200kW 未満になった時に，進相コンデンサを一斉に OFF して受電点力率の進みすぎを防止するようにする。

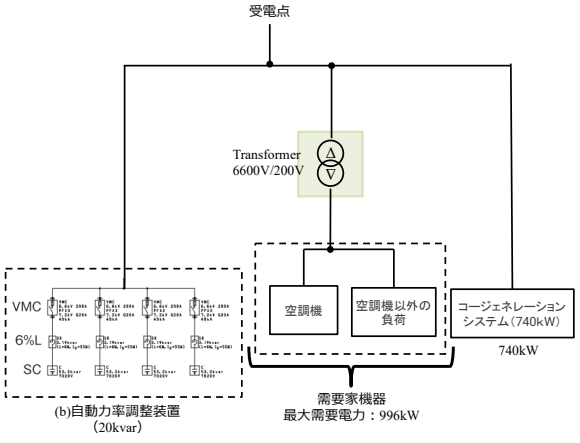


図 1　受電点力率低下の事例の概略構成

Fig.1. Composition of Power Factor Deterioration at Power Receiving Point

(2.3) 需要家機器

需要家機器の最大需要電力は，実測値 996kW である。

図 2 に受電点力率低下時の受電点の有効電力,無効電力,力率を示す。図 2 記載の①の時刻 14:40 付近でコージェネレーションシステムが発電し自家消費となり，有効電力が低下し，それに合わせて図 2 記載の②で力率 0.98 以上を維持するために自動力率調整装置が進相コンデンサを開放していき，無効電力が低下する。時刻 14:58 に有効電力が 200kW 未満になり軽負荷遮断制御機能で進相コンデンサが全て OFF になった。しかし，時刻 14:58 以降に有効電力が 200kW 付近にあるため，進相コンデンサが ON されて無効電力が増加して電源力率が低下して力率割引が適用されない 0.85 未満になり，0.72 まで低下することになる。時刻 15:42 以降はコージェネレーションシステムの出力が低下して，受電点の有効電力が増加して，力率が 0.98 まで改善する。

©2026 IEE Japan

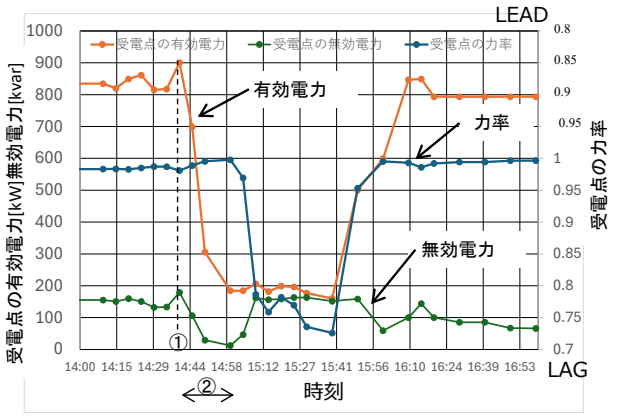


図 2　受電点力率低下時の受電点の有効電力，無効電力，力率

Fig.2. Active power, Reactive Power, and Power Factor at Power Receiving Point during Power Factor Deterioration

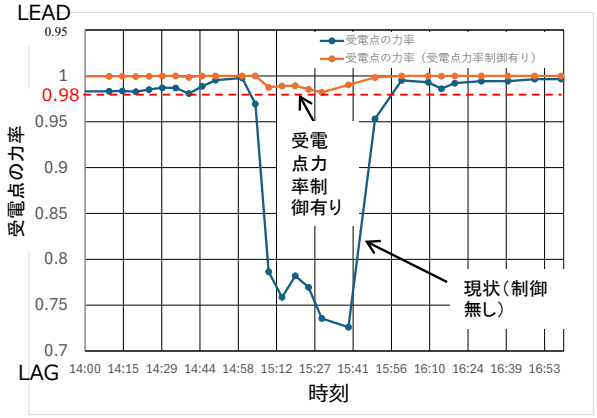


図 3　受電点力率制御有無による受電点の力率

Fig.3. Power Factor at Power Receiving Point with and without Power Factor Control

３．空調機用アクティブフィルタの受電点力率制御採用時の改善効果

該当物件に空調機用アクティブフィルタの受電点力率制御を採用した場合の受電点力率の改善効果を以下の試算条件で試算する。

(3.1)試算条件１　　空調機の有効電力と無効電力

該当物件がオフィスビルであるため，文献(4)をもとに最大需要電力 996kW の 48.6%を空調機の有効電力とし，全ての空調機にアクティブフィルタが搭載され，その電源力率を遅れ 99.0%として，空調機の無効電力を算出する。

(3.2)試算条件２　受電点力率制御の最大容量

上記(3.1)の空調機の無効電力が文献(1)に示すようにアクティブフィルタの最大電源高調波補償容量 47%（0.47p.u.）に相当するとして空調機アクティブフィルタの最大容量を算出し，空調機用アクティブフィルタが受電点の力率制御に利用できる最大容量を 0.88 p.u.として該当物件の空調機用アクティブフィルタの受電点力率制御の最大容量を算出する。

上記の試算条件で試算した空調機用アクティブフィルタの受電点力率制御を採用した場合の受電点力率を図 3 に示す。図 3 に示すように受電点の力率はコージェネレーションシステム動作時も遅れ 0.98 まで改善していることが確認できる。該当物件は自動力率調整装置で遅れ 0.98 から 1.0 未満になるように制御していたことから，遅れ 0.98 以上を実現できたならば該当物件として所望の動作をしていると言える。

４．まとめ

今回の実際の事例に空調機用アクティブフィルタの受電点力率を採用した検討結果から以下のことが判った。

(4.1)太陽光発電やコージェネレーションシステムで自家消費を行う場合，受電点の有効電力が減少し受電点の力率が低下する課題がある。そのことにより電力料金の力率割引が適用されない場合もある。そのような事例は今後増加すると考える。

(4.2)上記(4.1)の課題は，進相コンデンサを OFF しても他の機器の無効電力を制御できない力率自動調整装置では改善できない可能性が高い。

(4.3)空調機用アクティブフィルタの受電点力率制御は他の機器の無効電力を進み遅れともに制御できることから自家消費発電システムの受電点力率低下の有効な手段であることを示した。特に空調機の占める電力比率が高いオフィスビルの場合，自家消費発電システムであっても空調機の電源高調波抑制と受電点力率制御を両立することができる可能性が高く，進相コンデンサレスの実現性は高いと考える。

今後，自家消費発電システムに空調機用アクティブフィルタの受電点力率制御を採用して実証したいと考えている。

文　献

(1) 河野雅樹，太田圭祐，川嶋玲二，舟木剛，電気学会論文誌 D（産業応用部門誌），Vol.145　No.4　pp.280-286 (2025)
(2) 河野雅樹，太田圭祐，川嶋玲二，電気学会研究会資料　回転機/リニアドライブ/家電・民生合同研究会，HCA-25-028，pp.65-70(2025)
(3) 山下絢也，山田啓太，株式会社トーエネック技術研究開発部 TD レポート編集委員会，TD レポート vol.32，pp.20－23 (2016)
(4) 経済産業省 資源エネルギー庁：「夏季の省エネ・節電メニュー 事業者の皆様（令和 5 年 6 月）」(2023), https://www.meti.go.jp/press/2023/06/20230609003/20230609003-6.pdf

©2026 IEE Japan

運転特性の学習に基づくエコドライブ支援システムの研究

齊藤　伊吹*，神戸　英利（東京電機大学）

Research on eco-driving support systems based on learning driving characteristics

Ibuki Saito, HidetosHi Kanmbe (Tokyo Denki University)

１．まえがき

日本では、2035 年までに乗用車新車販売の電動化を目指す方針の下、次世代自動車の普及が進んでいる。2023 年には新車販売に占める次世代自動車の割合が約 6 割に達し、電気自動車（EV）の販売台数も急速に増加している。一方で、充電時間や航続距離の制約といった課題が依然として存在している。

これらの課題に対し、走行時の電力消費を低減する取り組みが重要となる。特に、運転者の操作特性は消費電力量に大きな影響を与える一方で、個々のドライバーの運転特性を考慮した運転支援は十分に検討されていない。そこで本研究では、仮想走行環境を用いて運転者ごとの特性を考慮したエコドライブ支援を行うシミュレーションシステムの構築を目的とする。

２．研究目的

本研究では、電気自動車の消費電力量における運転者ごとの個人差に着目し、仮想走行環境で取得した運転操作データに基づいてドライバー特性を学習することで、走行行動の改善および消費電力量の削減を目的としたエコドライブ支援システムを構築する。

３．提案手法

＜3・1＞システム概要　　システム全体の概要について説明する.。システム概要図を図 1 に示す。

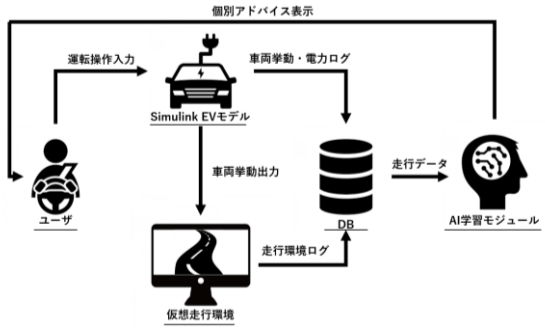


図 1 システム概要図
Fig.1. System Overview Diagram

本研究では、ドライバーの運転特性を反映した電気自動車の消費電力量を予測するためのシステムを構築する。ユーザーは仮想走行環境内をハンドルコントローラを用いて走行し、アクセル・ブレーキ・操舵入力を行う。この操作情報は Simulink 上の EV モデルに入力され,車両挙動と消費電力量が計算される。同時に、時間、操作量、消費電力量などの走行データをログとして取得する。本システムでは、収集した走行データを基にドライバーの運転特性を機械学習によりモデル化し、学習後は個人の運転特性を考慮したエネルギー消費量の予測を行う。さらに、消費電力の低減につながる操作傾向を提示し、最適な運転行動を支援するシステムとなっている。

４．実装

＜４・1＞システム概要　　本研究では、RoadRunner を用いて仮想走行環境を構築した。まず、RoadRunner の標準シーンをベースに、基本的な走行環境を再現した。その後、シーンを Simulink と連携させ、Simulink 側からの車両操作信号に応じて車両が走行するよう環境を整備した。作成した仮想走行環境を図 2 に示す。



図 2 作成した仮想走行環境
Fig.2. Created Virtual Driving Environment

＜４・２＞入力デバイス連携　　ドライバー操作を取得するために、ハンドルコントローラを PC に接続し、MATLAB の Joystick Support Package を用いて Simulink と連携した。アクセル、ブレーキ、ステアリング角の信号値を Simulink ブロックとして取得し,車両モデルへ入力可能な形式に変換した。作成した Simulink の Joystick 入力ブロックを図 3 に示す。

©2026 IEE Japan

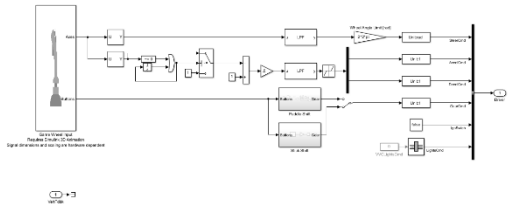


図 3JoyStick 入力ブロック
Fig.3. JoyStick Input Block

＜４・３＞EV モデル構築　　Simulink の EV モデルライブラリを基に、アクセル・ブレーキ入力に応じて車両挙動および電力消費を計算する車両モデルを構築した。モータ、バッテリなどを含む構成とし、仮想環境での走行に対応できるようチューニングを行った。構築した車両モデルを図４に示す。

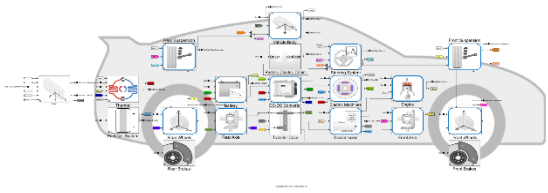


図 4 構築した車両モデル
Fig.4. The constructed vehicle model

＜４・４＞走行データ取得機能の実装　　走行中のアクセル、ブレーキ、ハンドル操作量、電力消費量などの信号を Simulink 上でロギングし、MATLAB ワークスペースへ出力する機能を実装した。また、記録したデータを Excel 形式で自動保存する処理を追加し、後続の学習プロセスに利用できる形式を整えた。図 5 に保存された xlsx ファイルの一部を示す。

	A	B	C	D	E	F	G
1	time	<AccelFdb	<DecelFdb	<SteerFdb	time	Battery Current (A)	
2	0	0	0	0	0	0	
3	5.25E-08	0	0	0	0.1	0	
4	3.15E-07	0	0	0	0.2	0	
5	1.63E-06	0	0	0	0.3	0	
6	8.19E-06	0	0	0	0.4	0	
7	1.62E-05	0	0	0	0.5	0	
8	1.62E-05	0	0	0	0.6	0	
9	1.78E-05	0	0	0	0.7	0	
10	1.78E-05	0	0	0	0.8	0	
11	1.78E-05	0	0	0	0.9	0	
12	1.78E-05	0	0	0	1	0	
13	2.77E-05	0	0	0	1.1	0	
14	7.56E-05	0	0	0	1.2	0	
15	0.000176	0	0	0	1.3	0	
16	0.000356	0	0	0	1.4	0	
17	0.000643	0	0	0	1.5	0	
18	0.001054	0	0	0.003212	1.6	68.56469	
19	0.001466	0	0	0.008138	1.7	565.6117	

図 5 保存した xlsx ファイル
Fig.5. Saved xlsx file

５．評価

本研究の評価では、運転支援を行わない場合と、運転支援を提示した場合の走行をそれぞれ行い、走行行動および消費電力量の変化を比較する。
具体的には，急加速・急減速の発生頻度やアクセル・ブレーキ操作量などの運転行動指標を用いて、運転支援の有無による走行行動の変化を分析する。さらに、走行前後における総消費電力量を比較し、運転行動の変化が電力消費低減に与える影響を評価する。
これらの評価を通じて、提案システムが運転者の行動改善を促し、ＥＶの走行における電力消費低減に寄与するかを検証する。

６．まとめと今後の課題

本研究では、仮想走行環境においてドライバーの運転特性を取得し、消費電力削減につながる指導ロジックを構築することを目的とした。RoadRunner と Simulink を連携させ、ハンドルコントローラによる仮想走行をシステムを実装し、アクセル・ブレーキ・ステアリング操作量および消費電力を含む走行ログを取得可能な基盤を構築した。これにより、走行ルートや交通条件を統一した環境下で、運転者ごとの操作特性を定量的に取得できる実験環境を実現した。
本手法は、実車実験では再現が困難な条件統一や多数回試行を容易に行える点に特徴があり、運転行動と消費電力の関係を詳細に分析するための有効な基盤であるといえる。
今後は、収集した走行ログから加減速特性や操作変化量などの運転行動に関する特徴量を抽出し、機械学習を用いたドライバー個人モデルの構築を行う予定である。さらに、学習前後における運転行動および消費電力量の変化を比較・評価することで、提案するエコドライブ支援の有効性を定量的に検証する。
加えて、指導内容の提示方法やタイミングが運転行動に与える影響についても検討し、実運転においても適用可能な支援手法へと発展させることを今後の課題とする。

文　献

(1)I. L. K. Younsun Kim, “Eco Assist Techniques through Real-Time Monitoring of BEV Energy Usage Efficiency,” ISSN, 2015.

(2)S.D.Takahiro Wada, ”Proposal of An Eco-driving assist system adaptive to driver’s skill,” IEEE,2011

(3)Math Works, configure a driving simulator for your desktop with virtual vehicle composer.

©2026 IEE Japan

BEV インバータの熱源活用のためのアクティブゲート制御

鷲尾 翔*，伊藤 満孝，鈴木 崇臣，岩井 健次郎，重岡 恵二（株式会社 SOKEN），
小俣 隆士，溝邉 俊一（株式会社デンソー），

Gate Resistor Switching Control for Utilizing Heat Source in BEV Inverter

Sho Washio, Mitsutaka Ito, Takaomi Suzuki, Kenjiro Iwai, Keiji Shigeoka (SOKEN Inc.),
Ryuji Omata, Syunichi Mizobe (DENSO CORPORATION),

１．まえがき

バッテリ電気自動車（BEV）はエンジンではなくモータで駆動するため，暖房にエンジンの廃熱を利用することができない。そのため，冷却水を利用して車両内のモータやインバータの廃熱を空調ユニットへ輸送し，暖房を行う熱マネジメント技術の研究が行われている[(1) (2) (3)]。しかし，モータやインバータの廃熱では暖房に必要な熱量全てを賄うことはできず，熱マネジメントに利用するための熱を生成するPTC ヒータが必要となり，コスト増や体格増の原因となる[(4)]。本研究ではインバータのスイッチング素子に着目し，そのスイッチング損失を増加させることで熱源として利用可能とする技術を提案し，その有効性を検証する。

２．構成

＜2・1＞ ハード構成

図 1 に，提案するアクティブゲート回路を用いたインバータの回路図を示す。本研究では，各スイッチング素子に高低 2 種類のゲート抵抗を接続し，通常時は低抵抗のゲート抵抗R_0を用いて低損失な駆動を行い，インバータを熱源として利用したい際には高抵抗のゲート抵抗R_1を用いて損失を増大させることで熱マネジメントに利用可能な熱を生成する。ゲート抵抗の切替をターンオフ側に限定するのは，ターンオンが遅れることで短絡検知機能が誤作動することを防ぐためである。

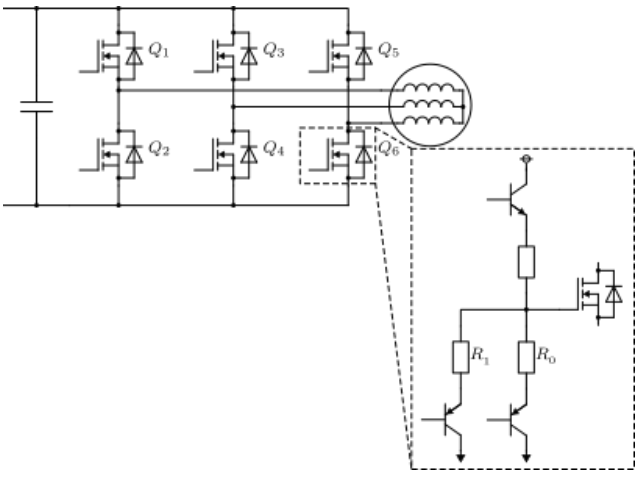


図 1 アクティブゲート方式インバータ
Fig.1. Inverter with active gate control

＜2・2＞ 動作

図 2 は車両走行中のインバータ 1 相分の電流波形と，各区間の損失増大可能な素子である。スイッチング損失を増大させる制御であるため，相電流の方向に応じて損失増大が可能な素子が変化する。相電流が正方向に流れている際は上アーム素子，負方向に流れている際は下アーム素子の損失を増大させることが可能である。

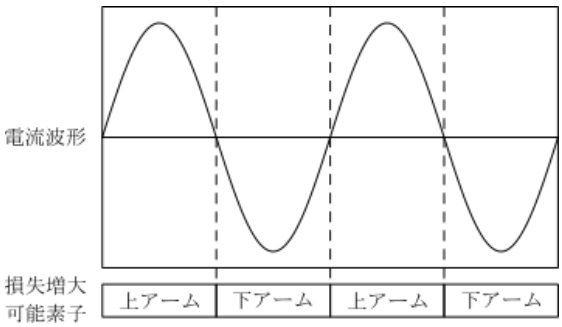


図 2 電流と対応する損失増大可能素子
Fig.2. Current and the devices that can increase losses

３．制御ブロック

＜3・1＞ 損失制御

図 3 に提案する損失制御と電流制御の制御ブロック図を示す。損失制御では，スイッチング素子保護のため，素子の温度が上限温度を超えない範囲で温度を指定し，損失を制御している。本制御ではR_0とR_1の 2 種類のゲート抵抗を用いて損失制御を行うため，各電流条件に対するスイッチング損失も高低の 2 種類に限定されるが，素子Q_iの温度T_iをフィードバックしてQ_iの高抵抗ゲート抵抗の利用割合をPWM 制御することで損失の時間平均および温度T_iを任意の値に制御することができる。

本制御ではターンオフ時間がμs オーダーのゲート抵抗を利用するため，ターンオフ時間＞所望のゲートオン時間となる区間が存在する。そのような区間で高抵抗のゲート抵抗を選択すると，後述するデューティ補償をもってしてもゲートのオン時間を所望の時間に制御できず，電流の制御性が悪化する恐れがある。そのため，温度 PI 制御から定まる損失増大時間割合D_iと，電流制御によって決定される各素子のオン時間を表すV_u, V_v, V_wのうち，対応する値両方を鑑みて各素子のゲート抵抗が決定される。

©2026 IEE Japan

＜3・2＞電流制御

本制御ではR_0, R_1どちらのゲート抵抗を利用するかによって，ターンオフ時間がμsオーダーで変化する。そのため，ゲート抵抗切り替えを行ったタイミングで同じデューティであってもスイッチの導通時間がμsオーダーで変化し，電流に意図しない脈動が発生する。そこで，素子Q_iの選択した抵抗G_iに応じて対応する相のターンオフ時間の変化を補償する処理を通常のインバータの電流制御に加えている。

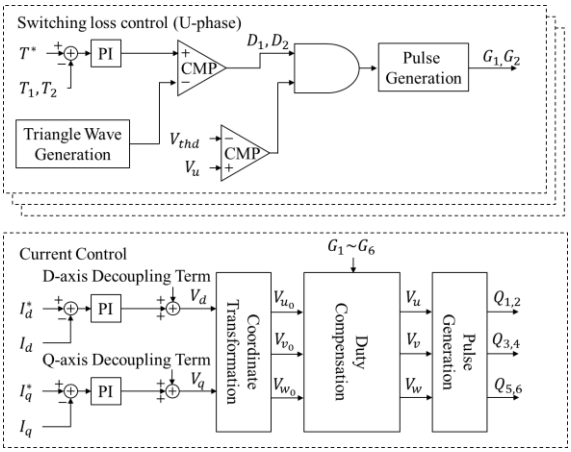


図 3 提案制御ブロック図
Fig.3. Proposed control diagram

４．シミュレーションによる検証

提案する損失制御手法の効果を Altair 社の回路シミュレーションソフト PSIM を用いて確認する。表 1 に車両走行中の損失制御を想定した計算条件を示す。なお，データシートから，ゲート抵抗R_0を用いた場合と，R_1を用いた場合それぞれのスイッチング損失の比はおよそ 10 倍である。

表 1 シミュレーション条件
Table.1. Condition of simulation

input voltage	400 V
current amplitude	100 rms
power module	BSM300D12P2E001 (Rohm)
resistance value of R_0	0.2Ω(Manufacturer recommended value)
resistance value of R_1	20 Ω
switching frequency	10 kHz
target temperature	100 ℃
device-to-water thermal capacitance	0.14 F
device-to-water thermal resistance	0.22 Ω

図 4 にインバータの損失の変化を，図 5 に U 相の上下アーム素子の温度T_1, T_2の比較を示す。スイッチング損失を増大させながら素子温度を目標温度の 100℃に制御できていることがわかる。

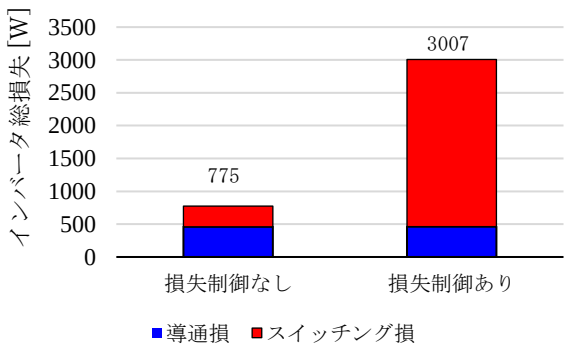


図 4 インバータ損失の比較
Fig. 4. Comparison of inverter losses

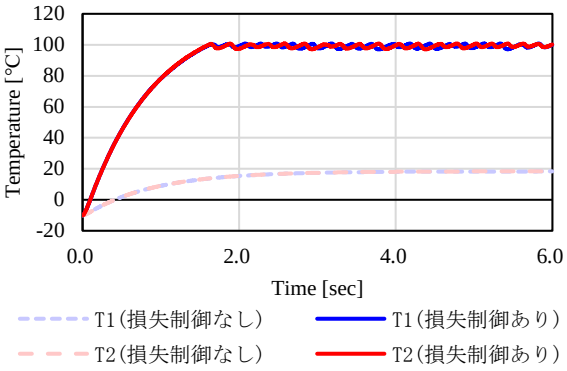


図 5 温度変化の比較
Fig.5. Comparison of temperature profile

５．まとめ

本論文では，ゲート抵抗を切り替えてインバータのスイッチング損失を増大させ，熱源として利用する手法を提案し，走行中の電流条件で損失増大および温度制御が可能であることをシミュレーションによって確認した。本手法は電気自動車の暖房の熱源としてインバータを利用する技術として有効である。

文　献

(1) 飯塚基正:自動車技術会 秋季大会 (2025)
(2) 沼田将成: DENSO TECHNICAL REVIEW Vol.28 (2023)
(3) 波頭佑哉:マツダ技報 No.39 (2022)
(4) 張莉:日本冷凍空調学会論文集 Vol.41 3 251-263 (2024)

©2026 IEE Japan

伝達関数によるバイアストルク関数制御の安定性評価

髙木　茂行*　　高橋　空路（東京工科大学）

Stability Analysis of Bias Torque Function Control Using Transfer Functions

Shigeyuki Takagi*, Soramichi Takahashi (Tokyo University of Technology)

Torque function control is a method of controlling the running state of a vehicle using the slip ratio. We have proposed a bias torque function, which adds a constant bias to the conventional torque function. We calculated the transfer functions for no control, torque function control, and bias torque function control, and evaluated their stability. The results showed that both types of control can widen the stable region in which slip is suppressed.

1.　はじめに

電気自動車はトルク応答性がガソリン車と比較して数百倍高く，きめ細かなトルク制御を行うことが可能である。こうしたトルク制御の中で，我々はトルク関数制御(TFC: Torque Function Control)に着目した[1]。

TFC は，フィードバックされたスリップ率に応じてトルク関数を用いて，スリップを抑制する制御法である。従来の TFC では，スリップが設定上限を超えると出力トルクを 0 にする設定となっていた。この方法を登坂に適用すると，出力トルクが 0 となるため，後退が発生する。

我々は後退抑制のために一定トルクを印加するバイアストルク制御法(B-TFC Bias torque function control)を提案してきた[2]。今回，バイアストルク関数制御安定性を調べるため，制御無し，TFC，B-TFC 法を伝達関数で記述し，走行及び制御の安定性評価を行ったので報告する。

2.　トルク関数制御と路面摩擦係数

〈2･1〉バイアス値を含むトルク関数制御 (TFC)　トルク関数制御とは，式(1)に従って入力トルクを制御し，タイヤが路面に定着しスリップを抑制させる制御法である。スリップ率上限を超えると，式(2)で印加トルクを 0 Nm に設定する。

$$T = T^* \sqrt{1 - \frac{\lambda}{\lambda \lim}} \quad (|\lambda| < |\lambda \lim|) \tag{1}$$

$$T = 0 \quad (|\lambda| > |\lambda \lim|) \tag{2}$$

ここで，T は次印加トルク，T^*は指令トルク，λはスリップ率，λ_{lim} はスリップ率上限である。

〈2･2〉登坂時のバイアストルク関数制御 (B-TFC)　(2)式において $|\lambda| > |\lambda \lim|$ の条件で$T = T_f$の有限値の式(3)とするのがバイアストルク関数である[2]。

$$T = T_f \quad (|\lambda| > |\lambda \lim|) \tag{3}$$

$|\lambda| < |\lambda \lim|$の条件では，TFC と同様に式(1)を使う。通常の平地では，従来のトルク関数制御が有効である。一方，登坂では式(2)で$T = 0$とすると，車体は登坂することなく後退してしまうため，バイアストルク関数が有効である。

〈2･3〉　路面摩擦係数　安定性評価するために，図 1 に示す路面摩擦係数$\mu(\lambda)$とスリップ率λの関係を用いた。図は式(4)に濡れた路面の値を入れて計算されている。

$$\mu(\lambda) = D\,sin(C\,tan^{-1}(B\lambda - E(B\lambda - tan^{-1}(B\lambda)))) \tag{4}$$

$\mu(\lambda)$が最大となる左側では，λとともに$\mu(\lambda)$が増加するため安定領域であるが，右側ではλが増加しても$\mu(\lambda)$が減少するので不安定領域である。

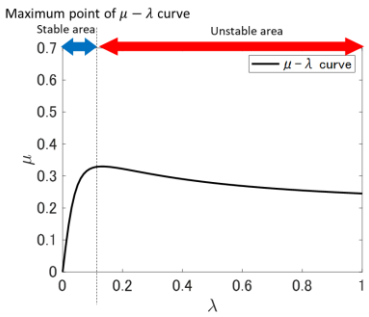


図 1　濡れた路面の路面摩擦係数

3.　実験装置及び方法

実験用電動カートは，CQ 出版から提供されている電動カートを用い，後輪側の上部にモータの駆動系と測定系を実装した。車両の重量は乗員を 1 名乗せた場合を想定し，90 kg とした。タイヤは半径 0.2 m の自転車用タイヤを用いた。

制御対象の動力源は定格出力 60 W，最大出力 200 W の 3 相ブラシレス DC モータである。スリップ率は，駆動輪と比駆動輪との差から，式(4)より求めた。車輪の半径を r [m]，角速度を ω [rad/s]，車両速度を [m/s]とする。車両速度$V(=r\omega)$ [m/s] は，r と ω との積から求まる。

$$\lambda = \frac{r\omega - V}{\max(r\omega, V)} \tag{4}$$

実験において駆動輪と比駆動輪の回転数はホールセンサ

©2026 IEE Japan

で測定し，インバータに供給される電流はカレントトランスフォーマ(CT)により測定した。駆動輪と比駆動輪の回転数からスリップ率が計算され，バイアストルク関数によりモータに出力トルクが印加される。

4. 実験結果

登坂の加速時におけるバイアストルク関数の効果を調べた。傾斜角 1 度の路面は，2.3 節の濡れた路面の路面摩擦係数の関係に対応させて水で濡らした。走行条件としては，制御無し，TFC，B-TFC の 3 種類で 3 秒間の動作を評価した。図 2 はこの時の実験結果で，3 秒後の速度は B-TFC が最大となり，制御無し，TFC の順となり，B-TFC が有効であることが分かる。

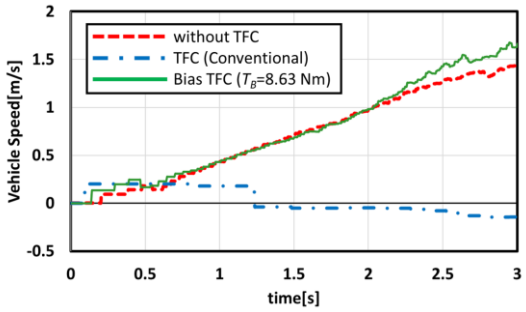


図 2　制御無し，TFC，B-TFC の実験結果

5. 伝達関数による安定判定

実験に用いた制御系の電圧関数は，図 3 に示すようにトルク制御の伝達関数$K(s)$，車両運動モデルの伝達関数$C(S)$の積で表させる。ここで，ΔF_mはルクを並進運動に変換した値（$=T/r$）である。

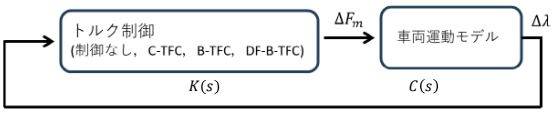


図 3　トルク関数制御の伝達関数

〈5･1〉トルク制御の伝達関数　図 1 の動摩擦係数は非線形成があるので動作点付近で微分して線形化して伝達関数を導出する。この結果，制御が無い場合は式(5)となる。

$$K(s) = \Delta T^*/\Delta\lambda = 0 \tag{5}$$

また，制御がある TFC，B-TFC では式(6)，(7)となる。

$$K(s) = T^*/2 \cdot (1-\lambda_0/\lambda_{lim})^{-1/2} \quad |\lambda_0| \le |\lambda_{lim}| \tag{6}$$

$$K(s) = 0 \quad |\lambda_0| > |\lambda_{lim}| \tag{7}$$

ここで，λ_0はスリップ率の初期値である。

〈5･2〉車体の伝達関数

車体の伝達関数は，動作点付近で線形化し，式(8)となる。

$$C(s) = \Delta\lambda/\Delta F_m = (1-\lambda_0/\alpha N_c) \cdot (1/(1+\tau s)) \tag{8}$$

ここで，αは路面摩擦関数をスリップ率で全微分した値(=$\Delta\mu/\Delta\lambda$)で，τは式(9)，N_cは式(10)となる。

$$\tau = M_m V_{\omega 0}/\alpha N_c \tag{9}$$

$$1/N_c = 1/(M_w g) \cdot M/((1-\lambda)M + M_m) \tag{10}$$

Mは車体質量，M_mは慣性モーメントを並進運動の質量相当に変換した値($=J/r$)，M_wは駆動輪 1 輪あたりに掛かる荷重，$V_{\omega 0}$は動作点での駆動輪の回転速度を並進運動に変換した値($=r\omega_0$)である。

〈5･3〉安定性の判定　トルク制御の伝達関数$K(s)$と車体モデルの伝達関数$C(S)$から安定性判定の特性方程式を求めると式(11)となる。

$$1 + C(s)K(s) = 0 \tag{11}$$

$K(s)$，式(8)，式(11)から特性方程式の根を求めると式(12)となる。

$$s = -\frac{K(s)(1-\lambda_0) + \alpha(M_w g(1-\lambda_0)M + M_m)}{M M_m V_{\omega_0}} \tag{12}$$

従って，安定条件は式(13)となる。

$$K(s)(1-\lambda_0) + \alpha(M_w g(1-\lambda_0)M + M_m) > 0 \tag{13}$$

(1) 制御無しの安定性　制御無しでは$K(s) = 0$ で$M_w g(1-\lambda_0)M + M_m > 0$より，系の安定性は，$\alpha(=\Delta\mu/\Delta\lambda)$で決まる。すなわち，$\alpha > 0$で安定，$\alpha \le 0$で不安定となり，制御がないことと対応して路面摩擦係数の安定性と一致する。

(2) TFC と B-TFC の安定性　TFC，B-TFC では，式(13)で$K(s)(1-\lambda_0)$の項があるので，$\alpha(M_w g(1-\lambda_0)M + M_m)$が負になっても$K(s)(1-\lambda_0)$により正になることがある。すなわち，$K(s)(1-\lambda_0)$分だけ安定領域が広がる。今回の実験は登坂を対象としており，TFC では制御無しより速度が遅くなったが，平地では安定領域が広がると考えられる。

6. まとめ

登坂での走行で制御無し，TFC 制御，B-TFC 制御の走行を比較し，B-TFC 制御の優位性を確認した。制御無し，TFC，B-TFC の 3 条件で伝達関数を求めて安定性について調べた。この結果，TFC，B-TFC では路面摩擦係数で決まる安定性領域が広がることが示された。

文　献

(1) K. Inoue, K. Fukui, A. Shiogai, and T. Kato: “A Novel Control Method of Wheel Slip Phenomena in Electric Vehicles Based on the Number of Equilibrium Points”, Proc. 2007 Power Conversion Conference - Nagoya, pp.963–968 (2007)

(2) 高橋空路，美井野優，髙木茂行：「バイアストルク関数制御を用いた電気自動車のスリップ抑制制御」，電気学会論文誌 D，Vol.142，No.1 pp.18–25 (2022)

©2026 IEE Japan

誘起電圧による電流垂下特性を活用した空転再粘着制御

田村 匠*，吉本 貫太郎 (東京電機大学)

Control of Idling Re-adhesion Utilizing Current Drop Characteristics Induced by Induced Voltage

Takumi Tamura, Kantaro Yoshimoto (Tokyo Denki University)

1. まえがき

これまで電気自動車向けの粘着制御として他励直流モータの特性を模擬した粘着制御が提案されている[1]．直流モータのトルク垂下特性を用いた Permanent Magnet Synchronous Motor(以下、PMSM)の粘着制御として、フィードフォワード制御と電流フィードバック制御の 2 自由度制御として、比例ゲインの調整をすることにより垂下特性を実現している。本研究では、電流フィードバック制御のゲインは変えず、誘起電圧の変化による q 軸電流の垂下特性を模擬する粘着制御を検討した．

2. 制御系設計

空転時には急激に車輪の角速度が増加する．角速度が増加することで外乱となる誘起電圧が増加し，システム内の電流制御がこの外乱を打ち消そうとすることでモータのトルクが増大してしまい空転が解消されない．空転を解消するためにはトルクを引き下げ，摩擦が働く状態にする必要がある．そこで式(1)の dq 軸回路方程式(pは微分演算子とする)から制御方針を決めた．トルクを下げるために q 軸電流を小さくする必要があり，q 軸電流を下げるためには q 軸電圧v_{q}も下げる必要がある．そこで本研究では式(1)内の q 軸電圧v_{q}の式における角速度と鎖交磁束の積から表される誘起電圧$\omega\varphi_a{}'$に着目した．

$$\begin{bmatrix} v_{\mathrm{d}} \\ v_{\mathrm{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -L_{\mathrm{q}}\omega \\ L_{\mathrm{d}}\omega & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{d}} \\ i_{\mathrm{q}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\mathrm{d}} & 0 \\ 0 & L_{\mathrm{q}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_{\mathrm{d}} \\ pi_{\mathrm{q}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\varphi_{\mathrm{a}}{}' \end{bmatrix} \tag{1}$$

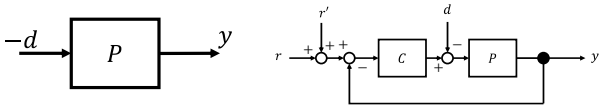
提案手法は空転発生時の角速度の急激な変化を検出し，誘起電圧の変化分のトルクを引き下げ，摩擦がレールと車輪の間の摩擦が効く状態にする手法である．この手法を実現するために本章では補償値設計を行う．図 1 のイメージのように外乱dを式(1)における$\omega\varphi_{\mathrm{a}}{}'$とし，制御対象$P$に入力した場合の出力$y$と制御器$C$を使用した場合の出力$y$が同じになる補償値$r'$を得る．この考え方の基本としてそれぞれの出力が同じになることで電流制御性能の維持しつつ，外乱分だけトルクを引き下げるという意味を持ち，この考え方から立式すると式(2)となる．

$$-Pd = \frac{CP}{1+CP}(r+r') - \frac{P}{1+CP}d \tag{2}$$

式(2)を補償値r'について解くと式(3)のようになる．

$$r' = -Pd - r \tag{3}$$

式(3)より補償値r'，すなわち本研究におけつ q 軸電流補償値を得る．



(a)外乱のみ　　(b)PI 制御器と補償値r'

図1 補償値設計コンセプト

Fig. 1 Compensation Value Design Concept

3. 同一次元オブザーバ設計・評価

前章の式(3)で示した補償値を生成する上で前述の考え方と$\varphi_{\mathrm{a}}{}'$やi_{d}の変化を考慮する点から外乱である誘起電圧を推定する必要がある．PMSM の制御システム内において非干渉制御が誘起電圧を打ち消す働き持ち，算出された電圧値を用いることも可能だが，オブザーバを用いる方が高いロバスト性を持つことから同一次元オブザーバを構築し，誘起電圧を推定する．尚，今回は同一次元オブザーバの中でも外乱の微分項を加えた式(1)~(3)の状態方程式から成る 3×3 のオブザーバを設計した．

$$\begin{aligned} \hat{\imath}(k+1) = {} & \left(1 - T_{\mathrm{s}}\frac{R}{L}\right)\hat{\imath}(k) - T_{\mathrm{s}}\frac{1}{L}\hat{D}(k) \\ & + \frac{T_{\mathrm{s}}}{L}v(k) + T_s\left(3a - \frac{R}{L}\right)\{i(k) - \hat{\imath}(k)\} \end{aligned} \tag{1}$$

$$\hat{D}(k+1) = \hat{D}(k) + T_{\mathrm{s}}\hat{\dot{D}}(k) + T_{\mathrm{s}}(-3a^2L)\{i(k) - \hat{\imath}(k)\} \tag{2}$$

$$\hat{\dot{D}}(k+1) = \hat{\dot{D}}(k) + T_{\mathrm{s}}(-a^3L)\{i(k) - \hat{\imath}(k)\} \tag{3}$$

4. 制御系構築

構築した同一次元オブザーバから補償値の制御系を設計する．前章で述べた同一次元オブザーバを用いると式(3)で表される補償値を生成するモデルは図 2 のようになる．は q 軸側のみに使用をする．補償値生成の流れとしては q 軸電流と電圧を用いて同一次元オブザーバで外乱である誘起電圧を推定し，これを回路モデル$1/(L_{\mathrm{q}}s + R)$に入力とする．これが式(3)における-Pd に相当する．ここで制御方針に基づき空転時以外は通常走行実現のため，制御を無効化し，空転時のみ制御を有効化させる．そのため，同時に電流制御性能の維持も必要となる．そこで-r は同一次元オブザーバで算出された外乱微分項の判定により制御の有効化

©2026 IEE Japan

をすることで空転時のみに入力の q 軸電流の負の値を生成するような形になっている．この判定方法に関しては-Pd 側も同様に空転時のみに生成されるようになっている．この図 2 の補償値生成モデルを基に構築した駆動輪の PMSM モデルが図 3 のモデルになる．

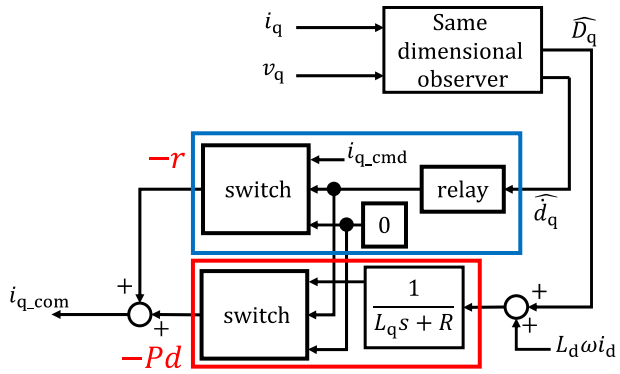


図 2 補償値生成モデル

Fig. 2 Compensation Value Generation Model

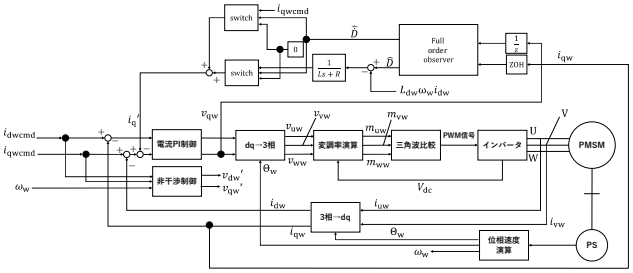


図 3 駆動輪 PMSM モデル

Fig. 3 Wheel-side PMSM model

5. 駆動輪モデルへの実装

前章で作成したモデルを図 3 のように駆動輪 PMSM モデルに実装する．実装したモデルとのパラメータを用いて検証を行う．検証では図 4 の入力角速度に 0.35~0.40 s で加速させ，車輪の空転を簡易的に模擬する．同区間においてのトルクを引き下げと空転時以外でのトルク定常値 1.0 Nm を維持できているかという点から評価する．図 5 より，0.36~0.45 s において制御が有効となり，トルクが引き下げを実現し，その他の区間(加速区間を除く)では補償制御を無効化し，定常値 1.0 Nm を維持できている．トルク引き下げの区間が一致してはいないが実際の動作を考慮した際に空転検知後にトルクを引き下げという目的の動作が実現した．

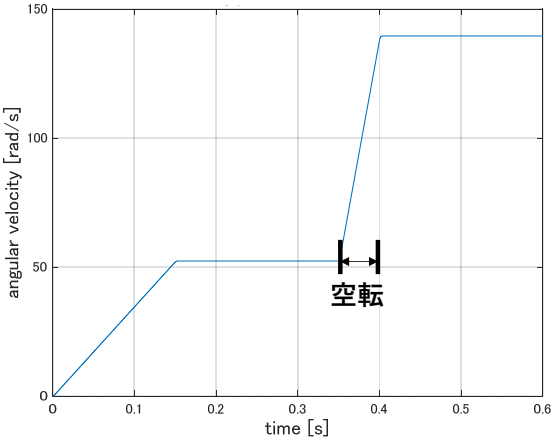


図4 車輪角速度

Fig. 4 Wheel angular velocity

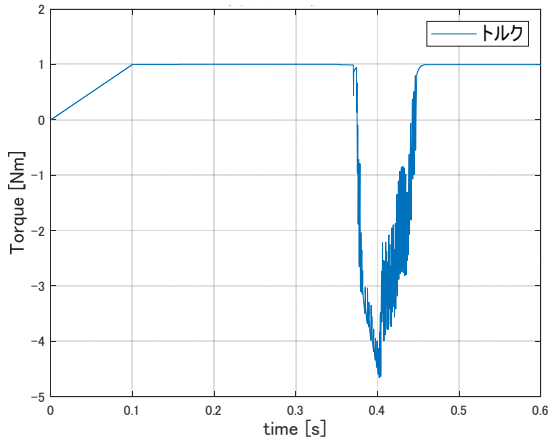


図5 モータトルク

Fig. 5 Motor Torque

6. 結論

粘着試験装置での実機検証を行う．

文　　献

(1) 小玉晋也，堀洋一：“他励直流モータのトルク垂下特性をまねることによる電気自動車のスリップ抑制制御”，電気学会論文誌 D，Vol.126，No.3，pp.248-254，(2006).

©2026 IEE Japan

磁場測定による電池内部異常の識別手法の検討

梁　鎮凱*，秋元　祐太朗，岡島　敬一（筑波大学）

A Study on Battery Internal Abnormality Identification Using Magnetic Field Measurements

Zhenkai Liang, Yutaro Akimoto, Keiichi Okajima (University of Tsukuba)

１．まえがき

脱炭素化に伴う電気自動車 (EV) の市場拡大により，リチウムイオン電池 (LiB) の安全性確保が急務となっている。特に，充電中や停車中に発生する火災事故は，既存の電圧・温度監視では検知困難な局所異常に起因する場合が多く，非破壊かつ迅速な診断技術が求められている。これに対し、電池周囲の磁場分布から内部状態を推定する手法が検討されている。先行研究において，シミュレーションを用いて異常時の磁場変化を予測されている[1]ほか，実測磁場による電池の個体識別手法を検討されている[2]。しかし，これらは理論的検討や内部構造差の識別に留まっており，実際の劣化・異常モードと磁場パターンの対応関係は十分に体系化されていない。

そこで本研究では，シミュレーションと実機測定を連携させ，異常検知の基盤となる磁場解析モデルの構築および実測系の検証を行った。本稿では，その第一段階として健全セルにおける磁場挙動の評価結果について報告する。

２．解析・実験方法

＜2・1＞シミュレーションモデル　　本研究では，有限要素法解析ソフト COMSOL Multiphysics を用い，単層パウチ型リチウムイオン電池セルの 3 次元モデルを構築した。1C 放電時におけるセル内部の電流密度分布およびそれに起因する空間磁場分布を計算し，センサ位置における磁束密度の変化を予測した。

＜2・2＞実機測定実験　　実機測定には，日本ガイシ製 EC382704P-T 型パウチセル（公称電圧 3.8V，公称容量 24mAh）を用い、AK09940A 型高感度磁気センサをセル表面およびタブ近傍の計 8 箇所に配置し，バイポーラ電源を用いて一定電流で放電させた際の磁場変化をロガーにより記録した。環境磁場の影響を除去するため，放電前後の磁場差分を用いて評価を行った。

３．結果および考察

図 1 に，実測における放電曲線を示す。この放電過程において，各センサの磁場変化を測定した結果 (図 2)，正極・負極のセンサ配置に対応して，磁場の極性が明確に分かれる傾向が観測された。

定電流放電条件下であるため，磁場強度は全体として大きな変動を示さず，安定した推移を示した。一方で，放電の進行に伴い，一部のセンサでは微小な増加または減少の傾向が確認された。これは，放電に伴う電池内部の電流密度分布の微細な変化を捉えている可能性を示唆する。

さらに，シミュレーションにより予測された磁場分布と実測結果は，磁場極性および時間変化の傾向において一致を示した。これらの結果より，本研究で構築したシミュレーションモデルおよび測定系が，電池内部の電流分布を外部磁場として反映可能であることが示された。

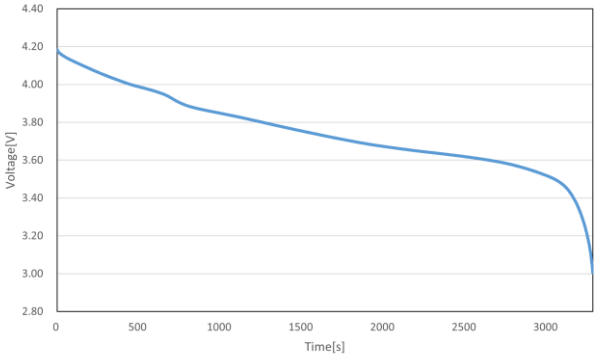


図 1 実測した単層パウチセルの放電曲線
Fig.1. Measured discharge curve of the single-layer pouch cell

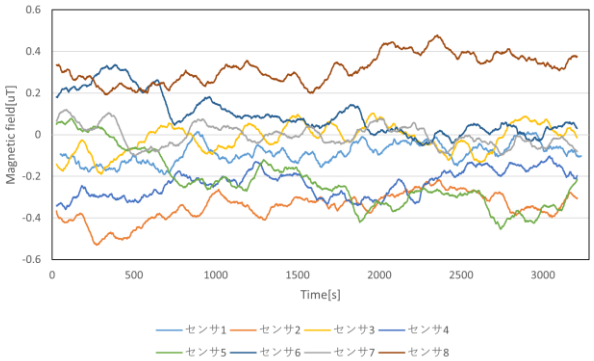


図 2 放電時における磁場強度の推移（-100 点移動平均）
Fig.2. Time evolution of magnetic field during discharge

文　献

(1) Xuanyao Bai et al., Scientific Reports 14(1):10802 (2024)

(2) 衛藤愛羅・秋元祐太朗・岡野隼・尾上由希子・岡島敬一：電気学会電力・エネルギー部門大会論文集，No.365 (2022)

©2026 IEE Japan

商用の電気自動車が走行中に車外に放射する磁界の測定環境の検討

三好　正太*，工藤　希，長谷川　智紀，鈴木　央一（交通安全環境研究所）

A Study of Measurement Environment of Magnetic Fields Outside Commercial Electric Vehicles During Operation

Shota Miyoshi, Nozomi Kudo, Tomonori Hasegawa, Hisakazu Suzuki (National Traffic Safety and Environment Laboratory)

１．はじめに

近年の電気自動車の普及においては、乗用車が先行している状況である中で、トラックやバスからなる商用車においても電気自動車が登場し、利用が拡大しつつある。

電気自動車を含む自動車が放射する低周波磁界の評価は、国際規格 IEC 62764-1[(1)]において測定方法が定義されている。自動車が走行中に車外に放射する磁界測定の方法として、車両表面に治具を張り出し、その先に磁界測定プローブを取り付けた状態で車両を走行することが規定されている。この際に、治具が走行中に落下しないような固定と測定点を変更する際の移動性の両立が課題となる。加えて、測定位置を変えた繰り返しの磁界測定について、同条件で比較するためには、磁界発生状況に影響する車両の速度パターンを揃える点も課題である。

これらの課題に対し、著者らは、シャシダイナモメーター上での車両走行による測定を考えた。同一に整えられた走行条件による繰り返し走行により、同条件の下で多数箇所の磁界の放射状況を把握することが可能となることが期待される。このようなシャシダイナモメーターを用いた測定環境において、磁界測定を実施した結果を報告する。

２．磁界測定環境の検討

本実験では、図 1(a)のように、小型電動トラックを磁界測定対象車両とし、シャシダイナモメーター上に配置した。測定機材については、図 1(b)に示すフラックスゲート方式の磁界センサによる 3 軸磁界測定器を使用した。車両から離れた位置における車外磁界測定のために、図 1(a)に示すように、床に設置する治具を構築し、磁界センサを取り付けた。1 回の走行の都度治具を移動することにより、複数箇所における磁界の測定を実施した。

３．磁界測定実験

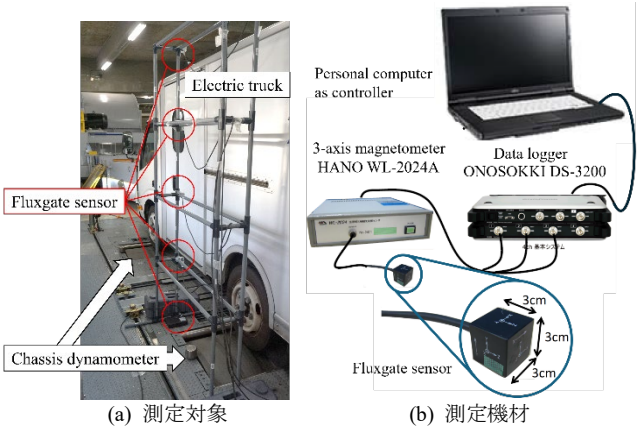
＜3･1＞測定の設定　　車両の表面から 30cm 離れた位置における磁界を測定した。測定位置同士の間隔については、車両の側面における前後方向に関しては 50cm とし、車両の前面における左右方向に関しては、車両の幅を 3 等分し、55cm 間隔とした。高さ方向については、0cm から 200cm まで 50cm 間隔とした。

測定については、3 軸磁界測定器の出力をサンプリング周波数 51.2kHz により取得した。測定磁界の各時刻における直流成分は、測定値の 1 秒間移動平均として得た。測定磁界の各時刻における交流成分は、測定値を 0.64 秒の時間幅に区切り、各区間に対し高速フーリエ変換を適用して得た。

磁界測定に使用した車両の速度パターンについては、図 2 のように設定した。

＜3･2＞測定結果　　磁界測定結果について、それぞれの測定位置における直流成分の大きさの最大値を図 3 に示し、交流成分については顕著な特性の見られた 2 箇所の測定位置における結果を図 4 及び図 5 に示す。図 3 においては、x 軸が車両の左右方向で x=0 が車両の右側面を、y 軸が車両の前後方向で y=0 が車両の前面を、z 軸が高さ方向で z=0 が床面をそれぞれ表す。黒線の立体は車両の位置を表す。

直流成分に関しては、床下に設置されたシャシダイナモメーターに近い床面からの高さ 0cm における磁界が 100～



(a) 測定対象　　(b) 測定機材

図 1 シャシダイナモメーターを用いた電動トラックの磁界測定

Fig.1. Magnetic field measurement of electric trucks using the chassis dynamometer.

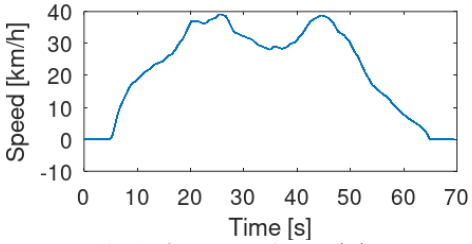


図 2 磁界測定に用いた車両の速度パターン

Fig.2. Speed profile of vehicle for the measurement of magnetic fields.

©2026 IEE Japan

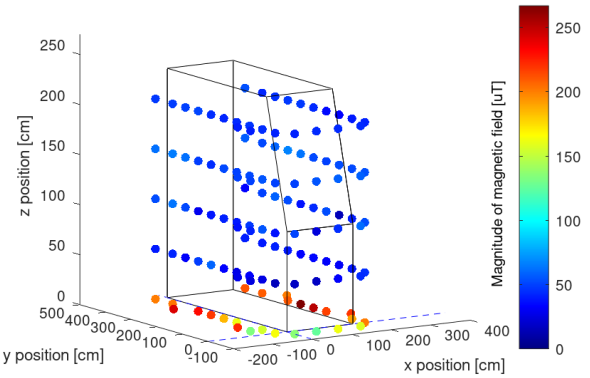


図 3 車両走行時に放射される磁界測定結果の直流成分の最大値
Fig.3. Measured maximum DC magnetic fields outside the vehicle during operation.

250 μT 程度と、他の高さにおける 100 μT 以下の測定値に対して大きい結果となった。車両の主要な電気機器は高さ 50cm 付近に分布しているため、高さ 0cm の磁界はシャシダイナモメーターの影響を強く受けていると考えられる。一方で、高さ 50cm 以上では磁界が急速に減衰しており、これらの位置における磁界は、車両由来、及び数十 μT 程度の地磁気等環境中の影響が主と考えられる。

交流成分については、図 4 及び図 5 において、直流成分と比較して顕著な特性が見られた。交流成分の測定値は ICNIRP のガイドライン(2)に示された参考レベルに対する、各周波数成分の大きさの比率として表した。図 4 及び図 5 おいては、図 2 に示す車両の速度パターンに沿って時間により周波数が変化する強い磁界が 1～100Hz の周波数帯に共通して見られた。これらの成分は高さ 0cm における影響が強く、直流成分と同様にシャシダイナモメーターによる影響と考えられる。一方で、車両の前方 100cm の位置である図 4 の z=50cm 及び z=100cm における交流磁界において、赤枠で示すように 100Hz 及び 1kHz 付近に 2 本、強くはないものの車両の速度パターンに沿った周波数の時間変化を取る交流磁界が観測された。この磁界パターンは、車両の後方に当たる 350cm の位置の結果である図 5 では見られず、加えて試験に用いた車両の電気機器は車両前方への集中配置であることから、車両由来の磁界と推定される。これらの車両由来の磁界の強さは ICNIRP の参考レベルの 0.005 倍以下であり、特に問題となる強さではないと考えられる。

4．おわりに

シャシダイナモメーターを用いた測定環境による車両の磁界測定の実施結果を示した。多数の箇所の磁界発生状況を同条件で把握可能となった一方で、シャシダイナモメーター由来の磁界と車両由来の磁界の弁別が課題となることが確かめられた。交流磁界に関しては、測定位置による磁界発生状況の違いにより、弁別できる可能性がある。

今後は、本測定により得られた一定の走行条件に対する複数の磁界測定結果を基に、車外に放射する磁界の推定に基づくより簡便な磁界測定手法を検討していく。

文　献

(1) IEC 62764-1:2022 Ed.1.0, (2022)
(2) International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP): “Guidelines for Limiting Exposure to Time-varying Electric and Magnetic Fields (1Hz-100 kHz)” (2010)

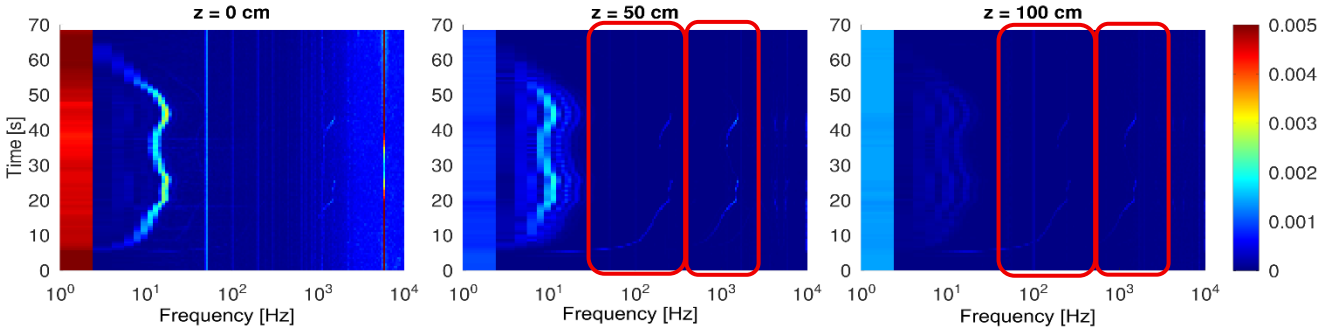


図 4 位置(x,y) = (-30cm, 100cm)における車両走行時に放射される磁界測定結果の交流成分
Fig.4. Measured AC magnetic fields at the position (x,y) = (-30cm, 100cm) outside the vehicle during operation.

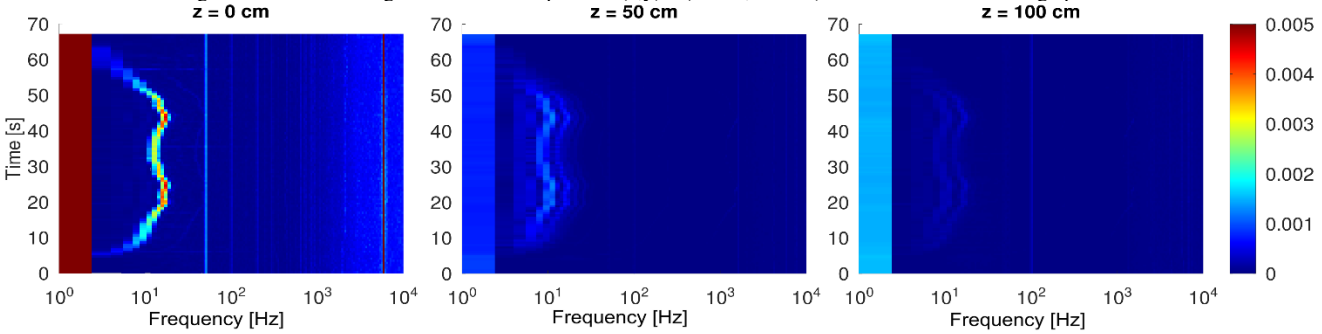


図 5 位置(x,y) = (-30cm, 350cm)における車両走行時に放射される磁界測定結果の交流成分
Fig.5. Measured AC magnetic fields at the position (x,y) = (-30cm, 350cm) outside the vehicle during operation.

©2026 IEE Japan

再エネ利活用に向けたEV充放電最適化実証実験

松尾　健志*，　武田　大，　鈴木　健太（日産自動車）
木内　寛允（北米日産）

The demonstration experiment to optimize EV charge/discharge for renewable energy utilization.

Kenji Matsuo*,　Hiroshi Takeda,　Kenta Suzuki (Nissan Motor Co., Ltd.)
Hironobu Kiuchi (Nissan North America Inc.)

１．背景

2050年カーボンニュートラルの実現に向けて、二酸化炭素排出量を削減するため、日本政府は2035年にガソリン車の新車販売を禁止し、電動車100%を実現する方針を示している。その中で、電気自動車(以下、EV)は走行中のCO2排出量がゼロにできる点で注目されている。また、脱炭素実現のために、再生可能エネルギー(以下、再エネ)を主電源化するには、再エネの不安定な出力を補う調整力を正確かつ素早く、供出することが課題となっている。その調整力としてEVは注目されており、再エネの余剰吸収だけでなく、デマンドのピークカットにも活用することができる。結果として、脱炭素化への貢献だけでなく、系統安定化や電気料金の削減効果も見込まれる(1) (2)

一方で、EV複数台で再エネの余剰吸収を目的としたエネルギーマネジメントにおいて、走行時までに必要なEV蓄電池の残容量State Of Charge(以下、SOC)を確保することや、SOCがある程度高い時のみ放電に活用したい等の運転者の嗜好や利便性等も加味した実証は十分に行われていない。そこで、本稿では上記を加味するとともに、通信量削減や低コスト化につながる自律分散制御を適用し、実際の商業施設の太陽光発電設備、建屋電力設備等のデータをもとにEVの複数台充放電制御を実施した内容を報告する。

2．実証実験の概要

再エネ利活用を目的としたEV充放電の最適化実証実験を、福島県浪江町にある商業施設「道の駅なみえ」で実施した。「道の駅なみえ」では、RE100実現に向けて、再エネである太陽光発電、水素燃料電池、風力発電とEVを組み合わせることで、商業施設の脱炭素化に取り組んでいる。当施設には、再エネ発電施設のほか、EV用の充放電器が設置されている。本実証では、充放電器４基と、EV４台(日産リーフ２台、日産アリア、日産サクラ)を用いて、「道の駅なみえ」における過去の建物使用電力、太陽光発電電力のデータを元に、太陽光の余剰電力を有効活用するためのEVの充放電制御を行った。本実証のシステム構成を図１に記す。BEMSは建物の電力使用量を一元的に管理・分析し、最適に制御するシステムであり、EV-EMSはBEMSで取得した電力情報をもとに、充放電器を制御するシステムである。実証では、太陽光発電の余剰電力発生を模擬するために、過去晴天時の太陽光発電データを５倍にした模擬データを使用した。また、今回のEV充放電制御において、自律分散制御方式を採用した。自律分散制御方式では、汎用的な演算装置(EV-EMS)から各機器にシステム全体の目標出力を示す群指令値を発信する。この指令値に対して、各機器がそれぞれの優先順位から自律的に出力値を決定することで、システム全体での出力要求値を満たしつつ、個車に最適な充放電を実施することができる。これにより、従来の一括集中監視制御に比べ、通信コストや計算負荷の削減効果が期待でき、特に、充放電制御を実施するEV台数を増加したときに大きな効果が見込まれる。(3)

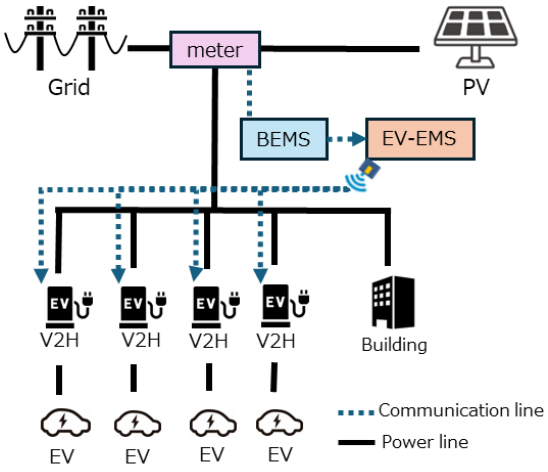


図１　「道の駅なみえ」の実証システム図

Fig.1. Demonstration system diagram for “Michi-no-Eki Namie”

充放電の制御モードは主に3種類あり、「再エネ余剰対応運転モード」、「再エネ余剰準備運転モード」、「優先充電モード」である。また、EV充電優先度は各EVのSOCをもとに決定し、SOCが低いEVから順に充電できるように設定した。

①再エネ余剰対応運転モード・・・再エネ発電電力が建物の電力使用量に比べて余剰している電力量のみ、充電に使用する。

②再エネ余剰準備運転モード・・・放電閾値 SOC80%以上のEVに限定することで、EVの利便性を確保した上で、再エネ余剰時に吸収するSOCの空きを確保するため、低優先

©2026 IEE Japan

度の EV から放電を行い、建物の電力消費に活用する。
③優先充電モード・・・昼間の EV 走行電力の確保のため、出発時目標 SOC を 60%に設定し、60%以下の EV は充電を実施し、60%に到達した場合は充電を停止する。
上記のモードは 7:00~18:00 は再エネ余剰有無で再エネ余剰対応運転モードか再エネ余剰準備運転で分岐させ、それ以外の時間帯は優先充電運転モードで制御を実施した。
※今回の実験においては、出発時目標 SOC を 60%、②の放電閾値 80%と設定しているが、実用上はユーザー自身が設定できる構想である。

3. 実証実験の結果

道の駅の実証実験結果における、各時間帯の EV1(日産サクラ)、EV2(日産アリア)、EV３(日産リーフ)、EV４(日産リーフ)の SOC 及び充放電出力を図 2 に示す。EV１、EV２、EV３は実際の走行を模擬するため、充放電器からプラグアウトをした上で走行消費の代替として、放電負荷(ヒータ)への放電を行った。そのため、一部の EV では SOC のデータが不連続になっている。
4:00~7:00 は③優先充電モードであり、昼間の EV 走行電力確保のため、SOC60%以上になるまで充電を行うが、5:00 頃に全 EV の SOC が 60%になったため、充電が終了した。7:00~10:00 までは日射角度等の観点から、再エネ発電量が少なく、殆ど余剰しないため、②再エネ余剰準備運転モードによる放電が行われた。そこでは、再エネ余剰吸収時の SOC の空きを確保するため、SOC80%以上で優先度が低い EV4 の建物への放電が確認された。10:00 以降は太陽光発電による再エネ余剰が発生するため、①再エネ余剰対応運転モードで再エネ余剰を活用した EV 充電を行っている。今回の実験では、余剰発生直後は、充電出力の追従の遅れが発生しており、それにより再エネ余剰活用率は 80%程度であった。(図３) 充電出力の追従遅れの原因は、充放電制御周期等に起因するもので、制御周期分の遅れが充放電制御に影響し、余剰率活用率の低下につながったと考えられる。

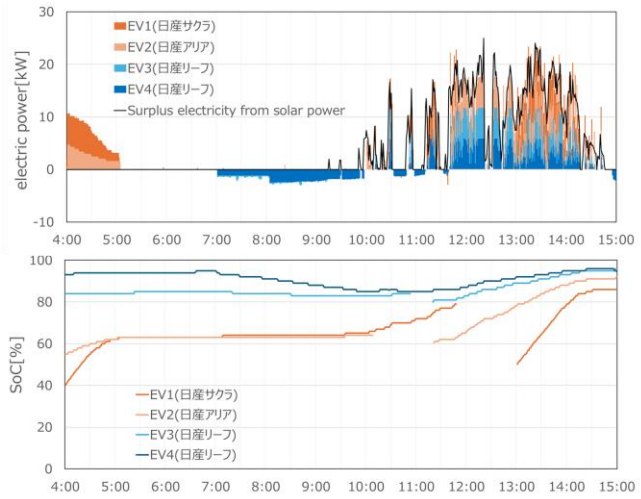


図 2　「道の駅なみえ」での EV 充放電実験結果

Fig.2. Results of EV Charging and Discharging Demonstration Experiment at “Michi-no-Eki Namie”

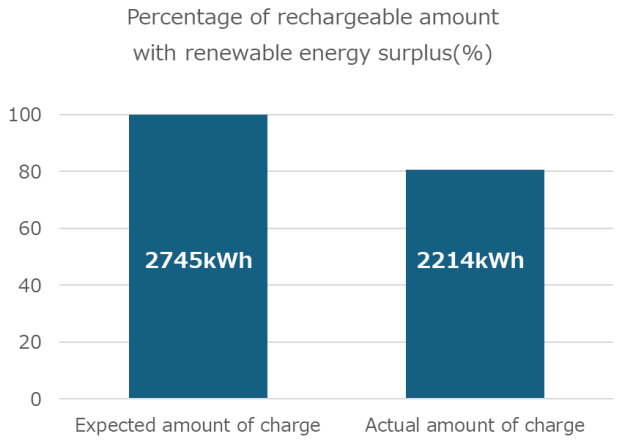


図 3　再エネ余剰電力に対する EV 充電量割合

Fig.3. Percentage of EV Charging Volume Relative to Surplus Renewable Energy Power

今回の制御においては、余剰吸収において、追従の遅れは発生したが、制御構想通りの「再エネ余剰対応運転モード」、「再エネ余剰準備運転モード」、「優先充電モード」の各モードによる制御は確認できた。

4. まとめ

本稿では、「道の駅なみえ」にて、EV の充放電制御によるエネルギーマネジメントを実施した結果を報告した。本実証では、複数台 EV のそれぞれの運転者の利便性を考慮した、再エネ余剰吸収の為の EV 充放電マネジメントシステムを構築した。実証結果としては、全 EV が出発目標 SOC まで充電が完了し、また、再エネ余剰は理論値の 80%まで活用することができた。今後は、余剰吸収率向上に向けた、制御方法の改善を検討していく。

文　献

(1) 高木雅昭，田頭直人，浅野浩志：電気自動車の夜間充電負荷に対する系統影響緩和策の提案 －負荷変動対策の検証－，電力中央研究所報告(2013)，Y12005
(2) 池上貴志，矢野仁之，工藤耕治，荻本和彦：負荷平準化による発電燃料費低減を目的とした電気自動車の多数台充電制御効果の評価，電気学会論文誌 B（電力・エネルギー部門誌)，vol. 133，No. 6，p. 562-574（2013）
(3) 阿久津彗，平田研二，大堀彰大，服部将之，太田快人：出力抑制指令への対応を可能とする蓄電池・太陽光発電 PCS 群における分散制御の実機検証，第 60 回自動制御連合講演会，(2013)

©2026 IEE Japan

PRBS 信号を用いた高速インピーダンス測定による PEM 形燃料電池の内部診断手法の検討

坂井　智春*，秋元　祐太朗 (筑波大学)
鈴木 琢矢，有賀 健雄，ノル アジアナ アリテー，笠井　真（日置電機株式会社）

Rapid Impedance Measurement Using PRBS Excitation for Internal Diagnosis of PEM Fuel Cells

Tomoharu Sakai, Yutaro Akimoto (University of Tsukuba)
Takuya Suzuki, Takeo Aruga, Nor Aziana Aliteh, Shin Kasai (Hioki E.E. Corporation)

１．はじめに

燃料電池の信頼性および寿命の向上のためには，運転中の状態監視と異常の早期検知が重要である。特に固体高分子（Polymer Electrolyte Membrane: PEM）形燃料電池では，膜の含水状態がプロトン伝導性に直接的に影響し，ドライアウト（乾燥）による性能低下や不可逆的な劣化を招くことが知られている。これらを防ぐためには，運転中に燃料電池内部の状態を非侵襲的に評価できる診断手法が求められる。

診断手法の一つとして，電気化学インピーダンス法（Electrochemical Impedance Spectroscopy: EIS）は，電極反応や膜抵抗などの評価に有効であるが，従来の EIS 測定は数 mHz から数百 kHz 程度の周波数範囲で単一周波数の正弦波を逐次掃引するため測定に数分の時間を要し，リアルタイム診断に適用するには測定時間が課題となる。この課題に対し，多周波数を同時に印加するマルチサイン法[1]や，疑似ランダムバイナリ系列（Pseudo Random Binary Sequence: PRBS）を用いた高速化手法[2]が検討されている。Fortin ら[1]は 0.5 Hz–50 kHz のインピーダンスを約 50 秒で取得し，Debenjak ら[2]は 0.1 Hz–500 Hz のインピーダンスを約 60 秒で取得している。しかし，ドライアウト時の燃料電池は数秒程度で状態変化するため，より高速な診断が必要である。

本研究では，疑似ランダムバイナリ系列（PRBS）を用いて 12 Hz–10 kHz の周波数帯を同時に印加し，短時間で EIS スペクトルを繰り返し取得する測定システムを開発した。さらに，得られたインピーダンスの周波数特性からオーミック抵抗を推定することで，PEM 形燃料電池の運転中の状態変化に対するインピーダンスの時間変化を評価し，ドライアウト診断への有用性を示すことを目的とする。

２．高速インピーダンス測定システムの構築

本研究で用いる PRBS 信号は，1 周期の中に多数の周波数成分を含むため，得られた電流・電圧波形に対し高速フーリエ変換（FFT）を適用し，入力と出力の相互スペクトル$S_{IV}(f)$，および入力の自己スペクトル$S_{II}(f)$から伝達関数

$$Z(f) = \frac{S_{IV}(f)}{S_{II}(f)}$$

を求めることでインピーダンスを算出する。

本研究では，PRBS 信号を燃料電池の負荷動作時に重畳し，12 Hz–10 kHz の周波数帯の EIS スペクトルを繰り返し取得することで，燃料電池運転中のインピーダンスの時間変化を追跡できる測定システムを構築した。また，得られた Nyquist プロットを抵抗およびキャパシタから成る等価回路にフィッティングすることでオーミック抵抗を推定し，膜の含水状態に起因するオーミック抵抗の変動を短時間で把握することを可能とした。

本測定システムは，日置電機㈱製 測定ハードウェアを基に，機器の制御部およびデータ処理部を開発して構築した。本研究で用いた測定系を図 1 に示す。燃料電池（セル）の負荷電流は電子負荷によって制御される。さらに，測定システムから電子負荷へ PRBS 信号を入力し，電子負荷の交流重畳機能によって PRBS 信号が重畳された負荷電流がセルに流れることになる。この時のセルの両端電圧およびセルに流れる電流を測定システムでサンプリングし，PC ソフトウェアによってサンプリング波形の周波数解析およびインピーダンス演算を行う。

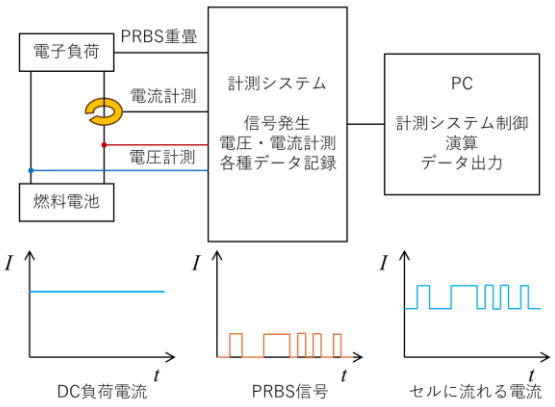


図 1 測定システムの構成
Fig. 1. Measurement system configuration

©2026 IEE Japan

３．実験方法

実験には，JARI 標準セルを用いた PEM 形燃料電池評価装置を使用した。対象セルの温湿度はヒータおよび加湿器により制御し，水素および空気の流量はマスフローコントローラによって調整した。通常運転条件として，セル温度 80℃，水素流量 180 sccm，空気流量 2250 sccm，負荷電流 20 A（0.8 A/cm^2）とした。

高速 EIS 測定は，開発した測定システムを用いて PRBS 信号をセルに印加し，約 5 秒ごとに EIS スペクトルを算出した。また，セルの DC 電圧・電流およびセル温度，ガス流量を記録し，EIS データとの対応づけを行った。

比較のため，通常運転条件下で日置電機㈱製 EIS 測定システムによる測定も実施し，両者の整合性を確認した。なお，この EIS 測定システムは単一周波数の正弦波を逐次印加して測定する従来の EIS（以下，Single Sine と呼ぶ）に基づいた手法で測定する。

なお，いずれの測定システムにおいても，インピーダンス測定のために印加する信号成分の peak-to-peak 値は負荷電流の 10%（2 A）とした。

膜の乾燥に伴うインピーダンスの時間変化を観測するため，通常運転状態から加湿器を停止し，PRBS 高速 EIS により得られた各時刻の Nyquist プロットから等価回路フィッティングを行い，オーミック抵抗の時間変化を抽出した。

４．実験結果と考察

図 2 に，得られた Nyquist プロットを示す。なお，インピーダンスは本測定システムでは 12 Hz–10 kHz の範囲の約 800 点，日置電機㈱製 EIS 測定システムでは 1 Hz–10 kHz の範囲の 20 点で測定した。図 2 より，通常運転状態における Nyquist プロット（Normal Operation）は，本測定システム（PRBS）と日置電機㈱製 EIS 測定システム（Single Sine）とで高周波領域で同等の結果が得られている。さらに，加湿器を停止させた後，最もインピーダンス実部が大きかった時刻における Nyquist プロット（Drying）も図 2 に示しており，通常運転状態に対して抵抗値が増大し，プロット全体がシフトしていることを確認できる。

図 3 に，等価回路フィッティングによって得られたオーミック抵抗の時間変化を示す。図 3 より，加湿器を停止するとオーミック抵抗が時間と共に増加し，加湿器を再度稼働させるとオーミック抵抗が時間と共に減少し通常運転状態に戻ることを確認できる。これは，膜の含水率の低下に伴うプロトン伝導率の低下を反映していると考えられる。加湿器停止直前 t = 90 s においてオーミック抵抗は約 2.5 mΩ であるのに対し，加湿器停止後，加湿器再稼働直前 t = 280 s では約 4.7 mΩ となり，オーミック抵抗は加湿器停止後から 190 秒で約 1.9 倍に増大している。したがって，このようなオーミック抵抗の変動を監視するためには，少なくとも

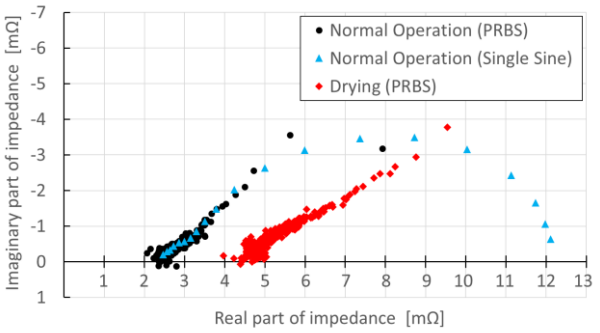


図 2 Nyquist プロットの比較
Fig. 2. Comparison of Nyquist plots

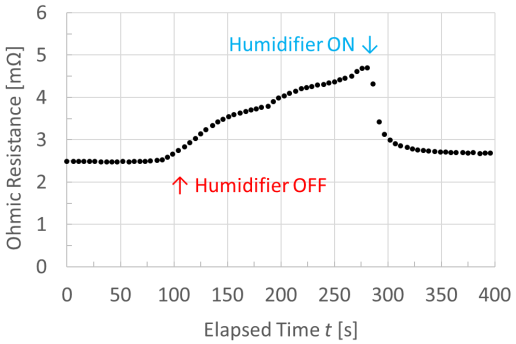


図 3 オーミック抵抗の時間変化
Fig. 3. Time variation of ohmic resistance

数十秒程度でインピーダンス測定を完了させる必要がある。これに対し，PRBS 信号を用いた本測定システムは，PEMFC のインピーダンスを膜の乾燥に伴う抵抗変動を捉えられる時間分解能で測定できることを示している。

５．まとめ

本研究では，PRBS 信号を用いた高速 EIS 測定手法を構築し，PEM 形燃料電池に対して約 5 秒周期でインピーダンススペクトルを取得するシステムを実装した。これにより，加湿器停止・再加湿を伴う運転条件の変化に対し，時間経過に伴う Nyquist プロットのシフトおよびセルのオーミック抵抗の上昇・下降を追跡できることを確認した。これらの結果は，本測定システムにより追跡できるオーミック抵抗の変化がドライアウト診断に有効であることを示唆している。

今後は，より低周波帯のインピーダンス測定も含めることにより得られる電荷移動抵抗および電気二重層容量や，オーミック抵抗の時間変化率などを用いることで早期の異常検出および実運転における予防制御への応用を検討する。

文　献

(1) P. Fortin, M.R. Gerhardt, Ø. Ulleberg, F. Zenith, and T. Holm: “Multi-sine EIS for early detection of PEMFC failure modes,” *Front. Energy Res.* 10, 855985 (2022).
(2) A. Debenjak, P. Boskoski, B. Musizza, P. Janko, and D. Juricic: “Fast measurement of proton exchange membrane fuel cell impedance based on pseudo-random binary sequence perturbation signals and continuous wavelet transform,” *J. Power Sources*, 254, pp. 112–118 (2014).

©2026 IEE Japan

高パワー密度型鉄道用車載電池の容量減少特性試験

渡邉　有人*，田口　義晃（鉄道総合技術研究所）
Capacity Deterioration Test of High-Power Density Type Railway Onboard Storage Batteries
Aruto Watanabe*, Yoshiaki Taguchi, (Railway Technical Research Institute)

１．まえがき

近年、脱炭素化、省エネ化、停電時の非常走行などを目的としたリチウムイオン電池を鉄道車両の主回路へ導入する例が増加している(1)。特に、老朽化した気動車の置換を目的とした、ディーゼルエンジンと蓄電池からなるハイブリッド車両の導入例が顕著である(1)。

鉄道車載用途をはじめとする産業用リチウムイオン蓄電池は、主に高パワー密度型と高エネルギー密度型の 2 種類に大別される。ハイブリッド用途に用いる際には、ぎ装箇所の制約があるため比較的小容量の電池を搭載することとなる。また、力行アシストや回生吸収等の短時間に大電流を通電することが主となるため、一般的には高パワー型が採用されやすい。

筆者らはこれまで複数の車載実績のあるリチウムイオン電池に対して実測に基づく劣化傾向を把握し、長期的な劣化予測式を構築してきた(2,3)。しかし、同じ高パワー型の蓄電池であれども、構成する電池の正極・負極材料が異なれば当然劣化特性も異なる。したがって、電池種ごと、さらに用途ごとの劣化特性について都度把握しなくてはならない。

本論文では、高パワー型車載リチウムイオン電池モジュールの容量減少特性を取得すべく保存劣化試験及びサイクル劣化試験を行い、得られた結果を元にした当該電池の劣化傾向について報告する。

２．実験

同一形式の高パワー型蓄電池モジュール 4 台を供試体として用意し、それぞれ名称を A，B，C，D とした。すべてのモジュールを 25℃の恒温槽内に格納し、その内モジュール A はサイクル通電を行わず、SOC 約 70%条件で恒温槽内に保管し、保存劣化測定を行った。残りの B、C、D の 3 台にはそれぞれ直流電源装置，電子負荷装置を接続し，表 1 に示す条件でサイクル通電試験を実施して電流と電圧の変化を記録した。それぞれの充電率変化幅 ΔSOC は、20%、40%、80%である。サイクル通電は放電から開始し、1 サイクルを 1 時間として充放電を繰り返し実施した。各モジュールの電流レートの最大値は 4C（±120A）となるようにし、平均 SOC は約 70%となるように 1 サイクルにおける休止中の上下限 SOC 保持時間を調整した。各モジュールについて，SOC の上限においては定電圧（CV）制御を行う。なお、試験機の台数に制約があったため、通電試験は ΔSOC の大きい C、D を先行して実施した。このため、経過サイクル回数は C、D が約 4500 回，B が約 2000 回となった。
この他、すべてのモジュールに対して、概ね 2～4 週間間隔で定期的に容量測定を実施した。

表 1　サイクル通電試験条件
Table 1. Test Conditions of Cyclic Test.

項目/通電条件	B	C	D
上限 SOC		90%	
下限 SOC	70%	50%	10%
平均 SOC		約 70%	
最大電流値		±120 A（4C）	
周囲温度		25 ℃	

３．結果

＜3・1＞保存劣化試験結果　　図 1 にモジュール A を用いて実施した保存劣化測定の結果を示す。丸印が 0 日目の容量を 100%とした際の容量維持率の実測値であり、容量減少の経時変化をとらえている。本電池は初期の容量減少幅が大きく、経時により容量減少が小さくなっていく特徴を有していることがわかる。この実測結果を元に導出した容量減少の予測式が図 1 の点線である。容量に関する保存劣化の予測式は、先行研究(2)において式(1)、式(2)に示す形で表せることを明らかにしている。式(1)は長期的な予測精度に優れたワイブル則を拡張し、温度変化に対応可能としたものであり、式(2)は容量減少に関する化学反応速度を示すアレニウス則である。

$$Q_{\%} = 100 \times \exp\left\{-\left(\int_0^t \frac{1}{\eta(t)}dt\right)^m\right\} \quad \cdots (1)$$

$$\frac{1}{\eta(t)} = K_\eta \exp\left\{-\frac{E_\eta}{RT_b(t)}\right\} \quad \cdots (2)$$

ここで、$Q_{\%}$は容量維持率、t は経過日数、m は形状パラメータ、$1/\eta(t)$は劣化反応の進展速度、$T_b(t)$は電池の絶対温度、R は気体定数、E_η は活性化エネルギー、K_η は定数である。予測式(1)、(2)に含まれる 3 つのパラメータは、実測値と予測値との二乗誤差が最小となるよう数値計算を行って設定

©2026 IEE Japan

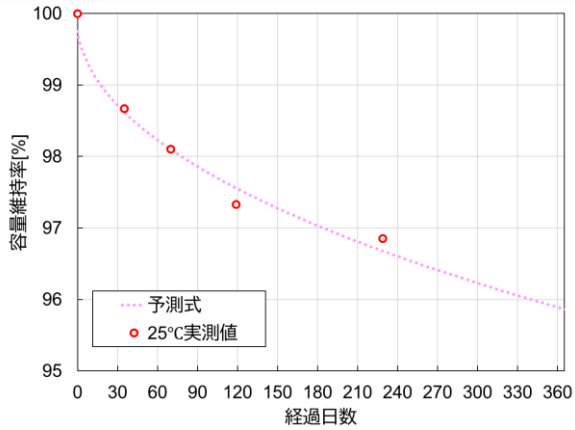


図１　保存劣化試験結果と容量減少予測式
Fig.1 Results of calendar deterioration test and its predictive model function.

したものである。

＜3・2＞サイクル劣化試験結果　　図 2 にサイクル通電試験によって得られた容量維持率の推移を示す。ここで示す容量維持率は、容量測定時に得られた全容量減少量の実測値から＜3・1＞で求めた保存劣化分に相当する容量減少量を差し引いたものを算出した、サイクル劣化分の正味の容量維持率である（丸印）。同色の点線はサイクル回数に対する容量維持率の推移を近似直線で表したものであり、この傾きが 1 サイクルあたりの容量減少速度に相当する。サイクル通電試験開始からしばらくの間は容量測定値にばらつきが生じやすく、サイクル数が 3000 回程度に到達すると以降は安定した容量減少傾向が取得できると見られる。

この結果から、サイクル通電時の ΔSOC が小さい条件 B（20%）と C（40%）では現時点ではほとんど容量減少傾向に差がない一方で、D（80%）　は突出してサイクル劣化分の容量減少が大きいことがわかる。

＜3・3＞容量減少特性　　図 3 に ΔSOC と 1 サイクルあたりの容量減少速度の関係を示す。先行研究[3]と同様に容量減

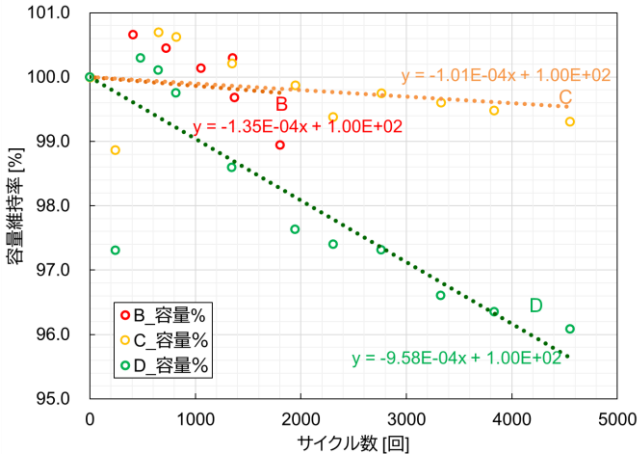


図２　サイクル数に対する容量維持率の推移
Relationship between cycle number and capacity retention rate.

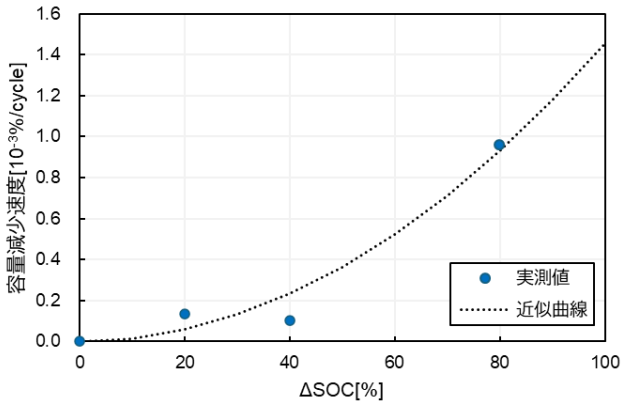


図３　ΔSOC と 1 サイクルあたりの容量減少速度の関係
Fig.3 Relationship between ΔSOC and capacity deterioration rate.

少速度 v_{qc} [%/cycle]が ΔSOC[%]の 2 乗に比例するとして近似すると、

$$v_{qc} = 1.45 \times 10^{-7} \times (\Delta soc)^2 \quad \cdots (3)$$

と表すことができる。

容量減少特性について、先行研究で使用した別種の車載モジュールと比較する[3]。先行研究で実施した類似のサイクル通電試験は、通電時の最大電流レートが本モジュールよりも小さい 1.5C で実施していたが、v_{qc} の係数は式(3)の約 3 倍であった。したがって、本電池モジュールは高電流レートで通電した場合にも容量減少速度が小さく、優れたサイクル特性を有していると言える。一方で、25℃環境に 10 年間保管した場合の容量減少量は、本モジュールの容量減少の方が大きいと試算された。したがって、車載用途において本モジュールを採用する場合には温度管理の重要度が相対的に高いと考えられる。

４．まとめ

高パワー密度型車載蓄電池モジュールの保存劣化試験およびサイクル劣化試験を行い、その容量減少特性について評価を行った。今後は、異なる ΔSOC 条件や実車両を模擬したより複雑なサイクル通電試験等を実施し、本モジュールに関する詳細な容量減少特性の取得を行う。

文　　献

(1)　渡邉有人　他：「鉄道車両用蓄電池のさらなる有効活用方法を考える」，RRR，Vol.80，No.4，pp.20-25，(2023)
(2)　田口義晃　他：「鉄道車両用リチウムイオン電池の条件変動に対応した容量減少予測手法」，電学論 D，Vol.146，No.1，pp.1-5 (2026)
(3)　渡邉有人　他：「鉄道用車載電池の容量減少特性に基づく電力需給調整への対応電力量制御手法」，電学論 D Vol. 144 No. 1, pp 8-15 (2024)

©2026 IEE Japan

多段変速機を有する超小型EV向け電動パワートレインの効率特性に関する実験的検討

佐々木　啓汰*,　佐藤　大記（東京電機大学）

Experimental Study on Efficiency Characteristics of Electric Powertrain on Micro Electric Vehicle with Multi-Speed Transmission

Keita SASAKI, Daiki SATOU (Tokyo Denki University)

1. はじめに

近年，地球温暖問題を背景に電気自動車（以下，EV）の普及が求められているが，航続距離や車両価格などの影響により日本での普及率は低迷している。現在市販されているEVは，乗車定員が4人以上のものがほとんどである。しかし，日本の自動車利用状況は平均1.3人と，乗車定員に対して少ない[(1)]。

そこで，日本での利用状況に適したEVとして，超小型EVに注目が集まっている。超小型EVは1人乗りを想定したEVで，市販されているEVよりも重量当たりのエネルギー効率が高く，かつ既存のモビリティ需要の隙間を埋める次世代規格である[(2)]。

一方で，超小型EVにはTable 1に示すように車両サイズや搭載可能なモータ出力に制限がある。これにより，高出力モータによる加速力や大容量バッテリによる航続距離の向上は見込めない。これらの課題に対して，多段変速機を用いたパワートレインを搭載することで低出力モータであっても十分な加速力を確保できるとともに，モータの高効率運転領域を選択的に利用した変速により消費電力を抑えながら最高車速までの加速が可能となる[(3)]。文献(3)では，JC08モードを参考にした台形走行パターンを作成し，変速の有無による電費をシミュレーションにより算出したところ，最大12.5 %の電費向上が見込めることが示されている。しかし，このシミュレーションには，インバータなどの電力変換効率や多段変速機の歯車効率が考慮されていない。

そこで本研究では，多段変速機を用いた超小型EVを製作し，定電流制御による走行試験により車両全体の効率マップを作成し，多段変速機の有用性について検討する。

2. 多段変速機の必要性

Fig. 1に製作した車両の走行性能曲線を示す。本車両の変速機には，軽量かつコンパクトであり高効率な変速機であるベンリィCD50の変速機をベースに，変速アクチュエータとしてステッピングモータを用いたAMT（Automatic Manual Trannsmission）を搭載している。なお，Fig. 1では搭載した駆動用モータ，およびAMTのギア比などのデータを用いて始動時のトルク，および各ギアにおける最高車速を示している。また，黒線は勾配を含めた走行抵抗を示しており，特定のギア比で固定にしてしまうと勾配がきつい箇所を走行する駆動力と車速の両立ができないことがわかる。

Table 1. Micro-EVs category [(1)].

	ミニカー	型式指定車	認定車
最高速度	70 km/h	70 km/h	個別の付与
定格出力	0.6 kW 以下	0.6 kW 超	8 kW 以下
長さ	2.5 m 以下	2.5 m 以下	3.4 m 以下
幅	1.3 m 以下	1.3 m 以下	1.48 m 以下
高さ	2.0 m 以下	2.0 m 以下	2.0 m 以下

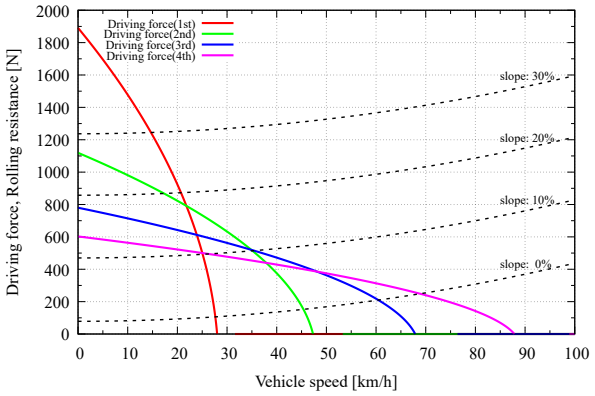


Fig. 1. Driving performance of micro-EV.

3. 定電流制御による走行試験

〈3･1〉 制御方法　Fig. 2に本実験に用いた電動パワートレインの構成図と制御ブロック図を示す。定トルクでのデータ取得を目指し，インバータのDC入力電流が指令値一定となるようにフィードバック制御した。また，車速はモータ回転数から算出した。各ギアに対して，電流指令値を5 A，10 A，20 A，30 Aの4通りで走行し，それぞれの走行時におけるモータ回転数 N_{m} [rps]，インバータのDC入力電圧 V_{in} [V]，およびDC入力電流 I_{DC} [A]を測定した。

〈3･2〉 試験結果　Fig. 3に取得したデータを基に算出した効率マップを，ギア別に示す。車両の総合効率 η

©2026 IEE Japan

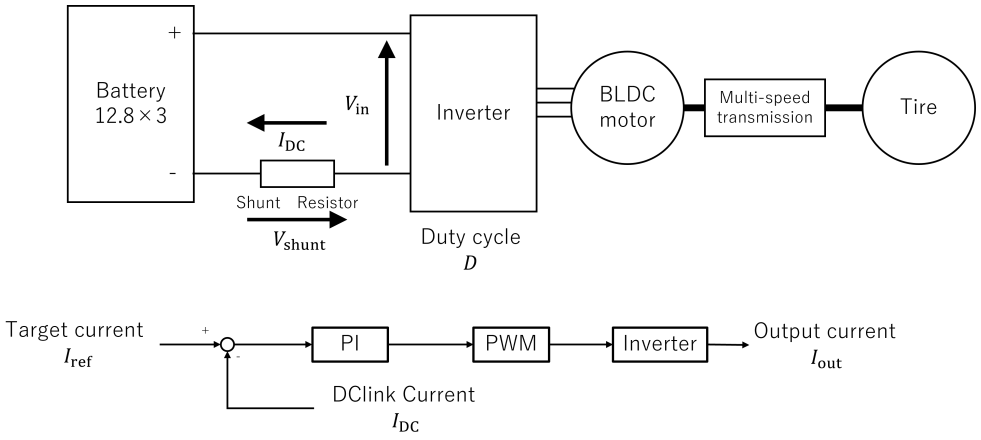


Fig. 2. Current control block diagram.

は，インバータ入力電力 P_{in} [W]，および車両の機械出力 P_{EV} [W] を用いて次式により算出した。

$$\eta = \frac{P_{\mathrm{EV}}}{P_{\mathrm{in}}} = \frac{Mav}{V_{\mathrm{in}} I_{\mathrm{DC}}} \quad \cdots\cdots (1)$$

ここで，M [kg] は車両質量，a [m/s^2] は車両加速度である。また，車速 v [m/s] は，N_m，総減速比 G，およびタイヤ外周 D [m] を用いて次式から算出した。

$$v = \frac{N_{\mathrm{m}}}{G} \cdot D \quad \cdots\cdots (2)$$

なお，車軸トルク T_{EV} [N·m] は次式により算出した。

$$T_{\mathrm{EV}} = \frac{P_{\mathrm{EV}}}{\frac{N_{\mathrm{m}}}{G} \cdot D} \quad \cdots\cdots (3)$$

試験結果より，1 速では始動時の高いトルクと広い領域で高効率駆動が可能であるのに対し，最高速度は 12 km/h 程度にとどまった。一方，ギアを上げるにつれて始動時のトルクが低下するとともに，高効率領域が高速側に移動することが示された。

4. ま と め

本稿では，多段変速機を有する超小型 EV を製作し，実車走行データから車両全体の効率マップを作成した。実験結果より，低速ギアでは最高車速は低くなるものの，幅広い領域で高効率駆動が可能であることが確認された。一方，高速ギアでは低速域の効率が低下するとともに，高効率領域が高速域に移動することが確認された。以上の結果から，車両全体の効率が高効率となる領域のみを選択的に利用するように変速することで，走行時の消費電力を低減できる可能性が高いことが示された。

今後はバッテリ電圧を引き上げ，より高速域を含めた条件において，有効性を検証する予定である。

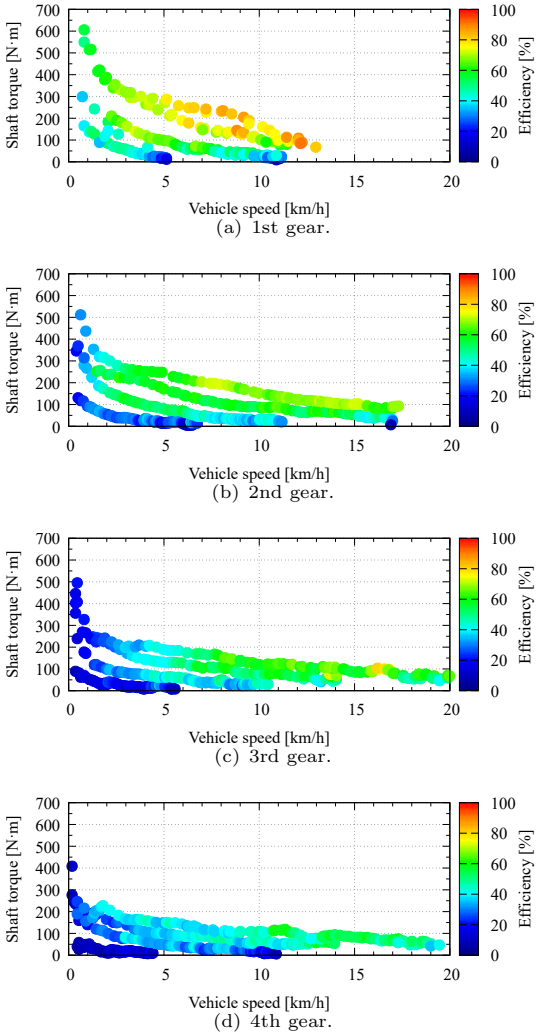


Fig. 3. Efficiency map based on actual driving data.

文　献

（1） 加藤: 「乗用車の定員数と乗車人数に関する研究」, 日本デザイン学会研究発表大会概要集, Vol.57, (2010).
（2） 国土交通省: 「超小型モビリティ導入の手引き」, (2015).
（3） 福原 他: 「超小型モビリティ用多段変速システムの開発」, 電気学会研究会資料, PE-22-061/PSE-22-081/SPC-22-109, (2022).

©2026 IEE Japan

スマートコンセントの技術を応用した EV 充電コントローラの開発

櫻庭　駿介*，藤田　吾郎(芝浦工業大学)，峯村　崇(峰村電気商会)

Development of EV Charging Controller Utilizing Smart Outlet Principles

Shunsuke Sakuraba , Goro Fujita (Shibaura Institute of Technology) , Takashi Minemura (MINEMURA ELECTRICAL ENGINEERING CORP.)

１．はじめに

近年，国内外において電気自動車(EV)の普及が急速に進んでおり，日本国内でも電動車の販売台数は年々増加している。一方で，これに対応する充電インフラの整備は十分とはいえず，特に宿泊施設や地方部における普通充電器の設置は依然として不足している。経済産業省が公表している充電設備の設置状況によれば，国内の普通充電器および急速充電器の口数は増加傾向にあるものの，政府が掲げる2030 年の整備目標には大きな隔たりがある(図 1)。このような背景から，EV 需要の増大とインフラ不足のギャップを補完するために，手軽に導入可能で，かつ低コストで運用できる普通充電設備の開発が求められている。

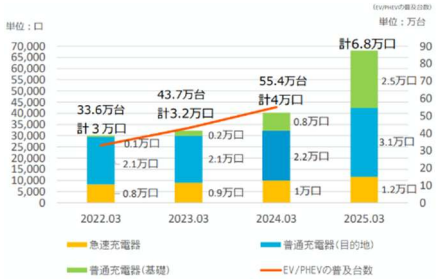


図１　充電インフラ整備の状況[1]

Fig.1　Charging infrastructure development status[1]

２．目的

本研究の目的は，宿泊施設などへの導入を見据えた200V/20A対応のEV充電コントローラを開発することである。本コントローラは先行研究で開発されたスマートコンセント技術を応用し，消費電力の見える化や遠隔によるON・OFF制御，およびサーバーを介した電力管理機能を備えることを目指している。また，従来の100V用システムが抱えていた安全性や絶縁上の課題を改善し，より高耐圧・高電流に対応した充電制御基板の実装を図る。

３．研究内容

＜3・1＞スマートコンセントのシステム　　先行研究では，100V 用スマートコンセントを開発し，AWS を利用したクラウド通信機能や Web ベースの遠隔制御機能を備えたシステムを構築してきた(図 2)[2]。一方で，このシステムを EV 充電器に応用する場合，筐体内で 100V 系統と 200V 系統が混在する構成となり，ノイズ干渉など安全面の課題が生じていた。また，両系統を安全に扱うには絶縁部品や保護部品が追加で必要となり，回路規模やコストも増大していた。また，従来のシステムは大電流負荷を想定した設計ではなかったため，EV 普通充電器として運用するには耐電流性や構造強度の点で不足があった。

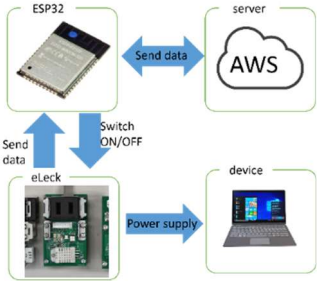


図２　本研究におけるシステム運用図

Fig.2 System operation diagram for this research

＜3・2＞本研究で開発した 200Ｖ対応コントローラ　　これらの課題を解決するため，本研究では 200V/20A を上限とする新たな充電コントローラ基板を設計・試作した。基板設計には DesignSpark PCB を用い，大電流が流れる電源ラインについては銅の幅を広く取り，ビアホールを設けることで発熱低減を図った。また，高電圧部と制御部の基板を分けることで絶縁性能を高め、安全性の向上を実現した(図 3)。

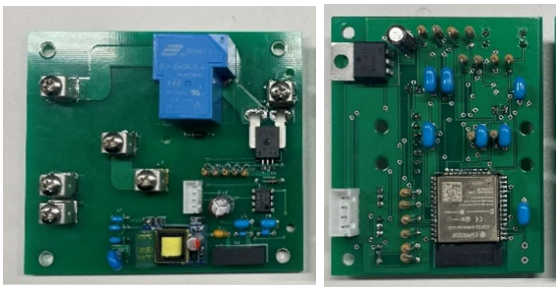


図３　今回開発した 200V 対応基板(左:高圧部　右:制御部)

Fig.3 The newly developed 200V-compatible board (Left: High-voltage section, Right: Control section)

©2026 IEE Japan

＜3・3＞電流センサの選定と基礎評価　　電流計測機能の実装に向け，本研究ではホール素子型電流センサ ACS758(50A 品)を採用した。従来の電力計では 200V・30A の計測や十分な絶縁が確保できず，EV 充電用途としては不適切であったためである。

本研究では，ACS758 のアナログ出力を安定して取得するためにオペアンプとダイオードを用いたピークホールド回路を介して ESP32(ADC)へ入力する構成とした(図 4)。実験の結果，ACS758 から出力された電圧は 10A までの電流に対してピークホールド回路を経て直線的な電圧を示した(図 5)。一方，計測するプログラムの作成は未完了であり，電流値をサーバーへ送信して遠隔監視を行う機能は今後実装する必要がある。

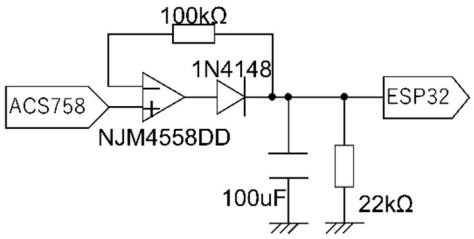


図 4　ピークホールド回路

Fig. 4 peak hold circuit

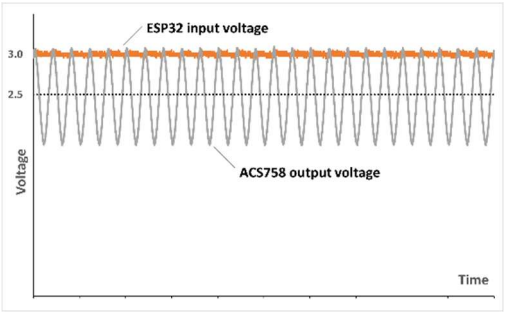


図 5　入力電流を変化させた時の出力電圧

Fig. 5 Output voltage when input current is changed

＜3・4＞動作試験について　　現段階では EV 充電器に接続した実証試験は行えていない。しかし，単体動作試験では電源投入時の動作，制御回路の ON・OFF 動作などが正常に行えることを確認した(図 6)。



図 6　ウェブを用いた動作試験

Fig. 6 Web-based operation test

4. EV 充電器の構成と提案システムの位置づけ

先行研究では，100V スマートコンセントを制御部として外部機器と連携させることで充電を実現していた(図 7)。この方式では，充電制御に複数の外部機器が必要となるため，システム構成が複雑であるという課題があった。今回開発した 200V ではこれらの外部機器を将来的に一つの基板へ統合することを見据えて設計しており，今後の改良によって充電器の小型化や外部機器の削減，コスト低減に寄与することが期待される。



図 7　先行研究で開発された EV 充電器

Figure. 7 EV charger developed in previous research

5. まとめと今後の展望

本研究では，先行研究のスマートコンセント技術を応用し，宿泊施設などへの導入を想定した 200V/20A 対応の EV 充電コントローラを試作した。基板設計の刷新と電流センサの基礎評価を行い，基本的な制御動作が可能であることを確認した。しかし，AWS との通信機能を含むソフトウェア部分は未完成であり，本研究で新たに導入した ACS758 をはじめとする各種デバイスに対応した新基板用の制御プログラムの開発が今後の課題である。特に，電流値の取得処理，センサ特性に基づく補正処理，充電制御との統合など，ハードウェア構成の変更に伴うソフトウェアの再設計が必要となる。

また，本コントローラを実際の EV 充電器に組み込み，200V 負荷を用いた実証試験を行うことで，本システムの有効性を検証する予定である。さらに，外部機器のさらなる集約化や回路の高信頼化を進めることで，実用化に向けた完成度を高めていきたい。

文　献

[1]　経済産業省「充電インフラ整備促進に関する取組」(2025) https://www.meti.go.jp/policy/mono_info_service/mono/automobile/charging-infra-fukyu.html

[2]　LeiXiong,藤田吾郎,峯村崇「電気を積極的に利用するスマートコンセントの開発」2023 年(第 41 回)電気設備学会全国大会,No. I-1(2023)

[3]　大泊捷平,櫻庭駿介,Ahmad Fadhlullah Shah,藤田吾郎「電気自動車の充電を考慮した IoT 技術により遠隔操作・情報収集可能であるスマートコンセントの開発」令和 7 年電力・エネルギー部門大会,P. 88(2025)

©2026 IEE Japan

LC直列回路方式セル電圧均等化回路における静電容量の区間推定

関口　雄也*,　佐藤　大記（東京電機大学）

Interval Estimation of Capacitance in LC Series Circuit Type Cell Voltage Equalizer

Yuya SEKIGUCHI, Daiki SATOU (Tokyo Denki University)

1. はじめに

近年，電気自動車や自然エネルギーの活用拡大の観点から，電力貯蔵や電力調整を目的とした蓄電装置の需要が高まっている[(1)]。多くの蓄電装置はリチウムイオンバッテリ等のバッテリセルを多数直列に接続して構成されていることから，長期安定運用のためには各セルの状態を常時監視することが求められる[(2)]。

著者らはこれまでに，Fig. 1 に示すLC直列回路方式セル電圧均等化回路を用いて各セル状態を監視する手法について検討してきた[(2)]。ここで，本回路のキャパシタ C には電解コンデンサを用いることが想定されているが，一般に電解コンデンサは他の電子部品と比較して劣化の進行が早いことから[(3)]，長期安定運用のためには C の劣化を検知する必要がある。そこで，著者らはこれまでに機械学習を用いたキャパシタ C の静電容量を高精度に推定可能な手法を提案してきた[(4)]。しかしながら，従来手法は静電容量の推定値のみが算出される点推定であるため，算出された推定値の信頼性が不明であるという課題があった。

そこで本稿では，推定値と共に，分散を算出可能なニューラルネットワーク（NN: Neural Networks）の推定モデルを用いた区間推定手法を提案し，その有用性をシミュレーションにより検証したので報告する。

2. 区間推定の手法

NN の推定モデルでは，重み更新を最適化するための損失関数の設計が重要である。一般的な点推定モデルでは，推定値と真値の残差を最小化する平均絶対誤差や平均二乗誤差が多く用いられる。しかし，区間推定においては推定値だけでなく，その不確実性を表す標準偏差を同時に推定する必要がある。本手法では，推定値が正規分布に従うと仮定し，その尤度を最大化する負の対数尤度（NLL: Negative Log-Likelihood）を損失関数として採用する。損失関数 NLL はデータ数を n，NN から出力される推定値を $\hat{y}_i$，標準偏差の 2 乗である分散を σ_i^2，真値を y_i としたとき，次式により求まる。

$$NLL = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\left(\alpha \cdot \log(\sigma_i^2) + \beta \cdot \frac{(y_i - \hat{y}_i)^2}{\sigma_i^2}\right) \quad (1)$$

第 1 項は分散の対数であり，分散を最小化するように作用する。第 2 項は，二乗誤差を分散で除算し，推定精度の向上を促すとともに推定値と分散の均衡点を探索する。これら 2 項の均衡点を NN の学習により探索することで，点推定と妥当な信頼区間の算出を同時に実現している。また，係数 α および β はハイパーパラメータであり，データに応じて推定値と分散を調整することが可能である。

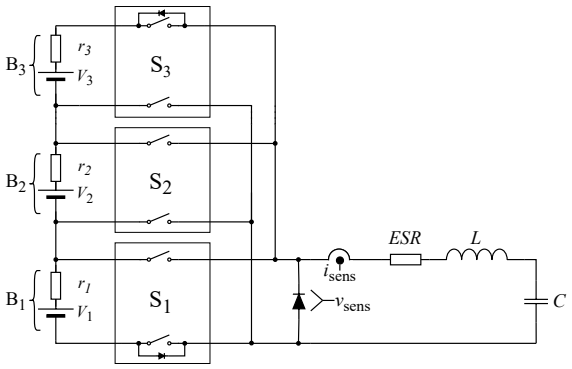


Fig. 1.　LC series circuit type cell voltage equalizer[(2)].

ここで，NN は重みや学習データにより収束解が異なるため，1 つの推定モデルでは推定値や分散が不安定になる可能性がある。そこでサブモデルを複数作成し，それらの推定値と分散を計算により統合する。これにより推定結果の安定性向上が期待できる。アンサンブルした推定値と分散は，サブモデル数を N，アンサンブルした推定値を $\hat{y}_{\mathrm{ens}}$，アンサンブルした分散を σ_{ens}^2 をしたとき，それぞれ下式により求まる。

$$\hat{y}_{\mathrm{ens}} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\hat{y}_i \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2)$$

$$\sigma_{\mathrm{ens}}^2 = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\sigma_i^2 + \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(\hat{y}_i - \hat{y}_{\mathrm{ens}})^2 \quad \cdots\cdots\cdots (3)$$

3. 推定モデル作成用のデータ取得

本稿では，均等化回路起動時における電流と電圧の時系列データを用いてキャパシタ C の静電容量推定を行う。推定モデルの作成に必要な時系列データは，Altair 社の回路シミュレータ $PSIM$ を用いて取得した。バッテリセルとして EDLC を想定し，キャパシタ C の劣化モードは静電容量の低下と等価直列抵抗（ESR: Equivalent Series Resistance）の増加を想定した。ここで，実機にて使用する制

©2026 IEE Japan

Table 1. Simulation parameters.

Parameter	Value
Capacitance C	3000–5000 µF (200 µF step)
Initial voltage of V_1	1.50–2.30 V (0.40 V step)
Initial voltage of V_2	1.60–2.40 V (0.40 V step)
Initial voltage of V_3	1.70–2.50 V (0.40 V step)
Battery capacities C_{B1-B3}	60 F
Battery ESRs C_{r1-r3}	20 mΩ
Inductance L	200 µH
Total ESR of L and C ESR	100–300 mΩ (100 mΩ step)
Sampling frequency f_s	1 kHz
Cell change cycle T_{cc}	1.40 ms

御用マイコンの性能を考慮して，センサのサンプリング周波数は 1 kHz とし，均等化動作を開始した時刻から 100 ms の時系列データを Table 1 に示した条件にて取得した。次に，A/D 変換時のセンサ誤差を考慮し，取得した 891 通りの時系列データに対して標準偏差 0.5% の正規分布誤差を取得データに与えた。次に，NN の推定モデルに用いる特徴量の抽出を行う。特徴量は v_{sens}，i_{sens} それぞれに対して，5 ms を境界に過渡状態と定常状態とし，それぞれにおける平均値・実効値・最大値およびその時刻・最小値およびその時刻の計 24 個を抽出した。さらに 24 個の特徴量を全て 2 乗した多項式特徴量，24 個の特徴量のうち 2 個ずつの組み合わせ乗算により得られる多項式特徴量を加えて合計 324 個の特徴量を用いることとした。

その後，作成した各特徴量ごとに全ての学習データを用いて標準化を行った。標準化は Z を標準化後の値，X を標準化前の値，μ を各特徴量ごとの平均値，σ を各特徴量ごとの標準偏差とした時，次式により求まる。

$$Z = \frac{X - \mu}{\sigma} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (4)$$

標準化を行うことにより，各特徴量ごとのスケールが等しくなり，汎化性能と学習効率の向上が期待される。これを NN の特徴量としている。

4. 推定モデルの作成と評価

前章までに作成した特徴量を用いて NN の推定モデルの作成と評価を行った。まず，取得したデータのうち 80% を学習データとして用いて推定モデルを作成した。NN では多数のハイパーパラメータが存在するため，最適なハイパーパラメータ決定のために 5 分割の交差検証とグリッドサーチを行った。評価には $RMSPE$（Root Mean Square Percentage Error）を用いた。$RMSPE$ は $\hat{y}_i$ を推定値，y_i を真値，n をデータ総数としたとき，次式により求まる。

$$RMSPE = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{\hat{y}_i - y_i}{y_i}\right)^2} \times 100 \cdots\cdots (5)$$

グリッドサーチの結果から，$RMSPE$ が上位 5 つのハイパーパラメータを採用し，それぞれについて学習データを用いてサブモデルを作成した。次に，残りの 20% をテストデータとして用いて，作成したサブモデルから推定値と分散を得た。そして，(2) 式，(3) 式を用いてサブモデルによる推定値をアンサンブルした。テストデータに対する各サブモデルとアンサンブルモデルの平均 $RMSPE$（Ave. $RMSPE$）と平均標準偏差（Ave. SD），および 80%の信頼区間内のテストデータの割合（80% CI data）を Table 2 に，アンサンブルモデルの区間推定結果を Fig. 2 にそれぞれ示す。

Table 2. Estimation results for each model on test data.

	Ave. $RMSPE$ [%]	Ave. SD [µF]	80% CI data [%]
Submodel 1	1.25	56.0	78.2
Submodel 2	1.16	59.8	89.4
Submodel 3	1.33	58.9	84.9
Submodel 4	1.33	56.8	83.2
Submodel 5	1.22	44.6	77.1
Ensemble model	1.09	77.1	93.3

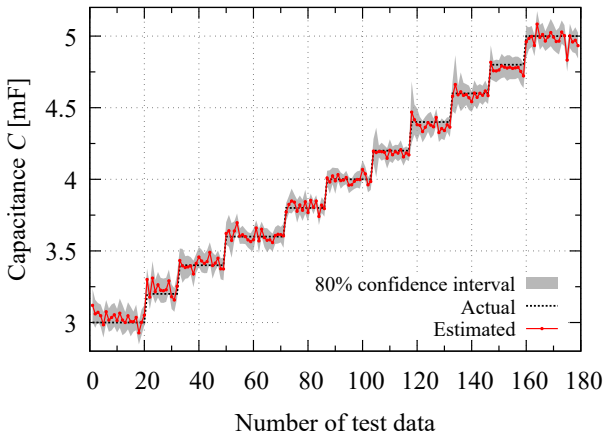


Fig. 2. Result of ensemble model.

Table 2 より，各サブモデルと比較してアンサンブルモデルの $RMSPE$ は平均して 0.17% 小さくなっており，80% 信頼区間内のテストデータの割合も平均して 10.7%増加した。したがって，複数の NN モデルをアンサンブルすることにより，推定モデルの精度を向上可能なことが確認された。また，Fig. 2 より，いずれの静電容量に対しても高精度な推定値の算出が可能なことが確認された。さらには，同一静電容量の場合においても信頼区間の幅が異なることから，推定値のみでは困難であった推定値の信頼度を検討することが可能となった。

5. ま と め

本稿では，LC 直列回路方式セル電圧均等化回路において NN による区間推定を行い，複数の推定モデルをアンサンブルすることにより推定精度が向上することを確認した。

文　献

（1） A. Hafeez et al.: *IEEE Access*, Vol.11, pp.8747–8760, (2023).
（2） D. Satou: *IFEEC 2019*, pp.1–4, (2019).
（3） K. Harada et al.: *IEEE Trans on PE*, Vol.8, No.4, pp.355–361, (1993).
（4） 関口 他: 2025 年電気学会産業応用部門大会, 4-4, (2025).

©2026 IEE Japan

自動車産業を考慮した地域細分化型世界エネルギーモデルによる電動車の導入可能性分析

髙橋　柾道＊，藤井　康正，小宮山　涼一（東京大学）

Analysis of Electric Vehicle Adoption with a Regionally Disaggregated Global Energy System Model considering Automobile Industry

Masamichi Takahashi, Fujii Yasumasa, Ryoichi Komiyama (The University of Tokyo)

１．背景

脱炭素化の潮流の中で，輸送部門，とりわけ自動車部門は世界の温室効果ガス(GHG)排出量において大きな割合を占めており，その削減が重要な課題となっている(1)．故に従来の内燃機関車に代わる低炭素技術として，電気自動車(BEV)や燃料電池車(FCV)のような脱炭素車(ZEV)の導入が各国で進められている．一方で BEV や FCV の普及に伴い，燃料となる電力や水素といったエネルギー需要は増加するため，GHG 排出量のみではなくエネルギーシステム全体への影響分析の必要性が高まっている．

２．本研究の目的と手法

本研究では，自動車産業を考慮した地域細分化型世界エネルギーモデルを開発し，ZEV の経済性と導入可能性評価を行うとともに，エネルギーシステムへの影響を分析することを目的とする．従来のモデル(2)に，新たに自動車部門を加え，生産コストや LCA に基づく GHG 排出量，消費燃料などの追加改良を行った．

３．地域細分化型世界エネルギーモデル

＜3・1＞概要　　本分析で用いる世界エネルギーモデルは，線形計画法による最適化計算を行い，エネルギー関連の施策・技術が世界のエネルギーシステムに及ぼす効果を予測するモデルである．54 の都市ノードに，化石燃料等の資源生産地として 28 の生産ノードを加えた，82 のノードに世界を分割し，各地域のエネルギー生産，変換，利用，貯蔵，そしてエネルギー輸送を考慮している．

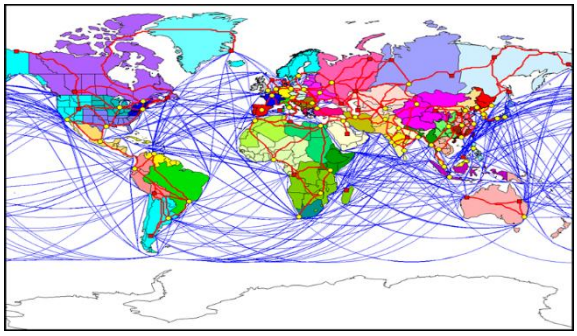


Fig.1 Regionally Disaggregated Global Energy System Model

＜3・2＞目的関数　　目的関数は，式(1)で表され 8 種類のエネルギーシステムコスト(資源生産コスト，省エネルギーコスト，エネルギー変換コスト，送配コスト，輸送コスト，資源生産・転換設備コスト，輸送設備コスト，貯蔵コスト)より構成されている．2010 年から 2100 年までの 10 年間ごとを対象に，システム総コストが最小となるようにエネルギー構成を求める．

$$
\begin{aligned}
Obj &= \sum_{y} Disc[y] \\
&\times \left\{ \begin{aligned}
&\sum_{r,g,n} \left(ProdCost[r][g][n] \times x_p[r][g][n] \right) \\
&+ \sum_{u,n} \left(OpeCost[u][n] \times x_u[u][n] \right) \\
&+ \sum_{f,n} DistCost[f][n] \times x_{dc}[f][n] \\
&+ \sum_{tr,n,n2} \left(TransCost[tr][n][n2] \times x_{tr}[tr][n][n2] \right) \\
&+ \sum_{st,n} StCost[st][n] \times x_{st}[st][n] \\
&+ \sum_{f,g,n} \left(SaveCost[f][g][n] \times SV[f][g][n] \right)
\end{aligned} \right. \\
&+ \sum_{e,n,y} \left(ConstructCost[e][n] \times k_{ec}[e][n] \right) \\
&+ \sum_{te,tr,n,n2,y} \left(TConCost[te][tr][n][n2] \times k_{tr}[te][tr][n][n2] \right)
\end{aligned}
\tag{1}
$$

Obj:目的関数[$]，$r$:資源，g:グレード，$n,n2$:ノード，$y$:時点，$u$:変換方法，$tr$:輸送方法，$e$:変換設備，$te$:輸送方法(陸上・海上)，$st$:貯蔵，$f$:燃料，$Disc[y]$:割引率(5%)，$ProdCost[r][g][n]$:生産コスト[$/Mtoe]，$OpeCost$[u][n]:オペレーションコスト[$/Mtoe]，$DistCost[f][n]$:送配コスト[$/Mtoe]，$TransCost[tr][n2]$:輸送コスト[$/Mtoe]，$StCost[st][n]$:貯蔵コスト[$/Mtoe]，$ConstructCost[e][n]$:変換設備コスト[$/(Mtoe/year)，$/kW]，$TConCost[te][tr][n][n2]$:輸送設備コスト[$/(Mtoe/year)，$/kW]，$SaveCost[f][g][n]$:省エネルギーコスト，$x_p[r][g][n]$:エネルギー生産量[Mtoe]，$x_u[u][n]$:エネルギー転換投入量[Mtoe]，$x_{dc}[f][n]$:エネルギー需要消費量[Mtoe]，$x_{tr}[tr][n][n2]$:輸送量[Mtoe]，$x_{st}[st][n]$:貯蔵量[Mtoe]　$k_{ec}[e][n]$:エネルギー生産・転換設備量[Mtoe/year，kW]　，$SV[f][g][n]$:省エネルギー量[Mtoe]

４．最適化計算と結果

＜4・1＞諸条件　　自動車は乗用車と商用車の 2 種類を扱い，商用車は大型トラック(heavy duty truck)を代表値とした．なお，本発表では分量の都合から大型トラックの結果のみを示す．Fig.2 に自動車需要を示す．各国の自動車保有台数は一人当たりの GDP に連動するとし，GDP の予測値から

©2026 IEE Japan

自動車の新車販売台数需要を作成し，外生的に与えた．

Table1 に本研究で対象とした車種とその性能を示す．自動車技術の進展に伴い，燃費性能は長期的に改善していくものとした．また，地域ごとに人件費及び材料費を設定し，車体製造コストとした．これにエネルギーコストを加えた生産コストと輸送コストの和が最小となるように，モデル内で自動車工場が建設される．車体の製造，メンテナンスに伴う GHG 排出量は外生的にモデルに与え，燃料の製造・使用に関わる排出はモデル内で内生化している．

分析ケースは CO_2排出量制約（1.5℃目標, 2.0℃目標）と Lithium-ion Battery と Fuel Cell System の価格（現状維持，減少）の 4 つのシナリオを想定した．

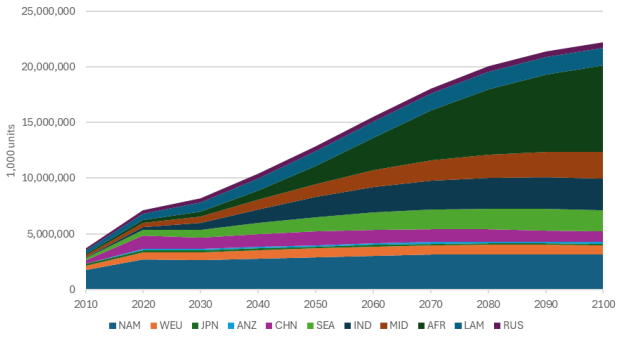


Fig.2 Heavy Duty Truck New Car Sales (Demand)

Table1 Vehicle Performance

Vehicle	ICET	HET	BET	FCET
Curb Weigh[kg]	10,000	10,090	12,500	10,660
Fuel efficiency [km/L]	5.4	6.2		
Fuel efficiency [km/kWh]			1.3	
Fuel efficiency [km/kgH2]				15.6
Battery capacity [kWh]		10	400	20
Hydrogen tank capacity [L]				1,360 (53kg-H_2)
FC power [kW]				286
Production Cost*[$]	**77,873**	**89,143**	**131,958**	**153,156**

*Value for 2030, Tokyo

＜4・2＞結果　CO_2排出量 1.5℃目標・価格減少の場合の車種構成を Fig.3 に示す．2050 年にはすべてのトラックが電動化し，2070 年以降は燃料電池トラック(FCET)が支配的になっていることが分かる．また，従来のディーゼルトラック(ICET)から電気トラック(BET)への移行時にハイブリッドトラック(HET)が一部導入されていることも見られる．なおモデル内では，Fuel Cell System を含めた FCET の車両価格が 2070 年頃に BET の価格を下回るよう設定されている．CO_2排出量 2.0℃目標の場合は ICET の生産がさらに 10 年長引き，HET，BET への移行が遅れていた．一方，FCET の導入時期には大差がなかった．

Fig.4 に，自動車部門追加後と追加前のモデルでの発電量の差を示す．新たに自動車部門の追加により，全体の発電量は 2050 年で 1,800GW，2100 年には 6390GW 増加した．増加分は主に原子力発電と太陽光発電によって賄われたことが分かる．その一方で，天然ガスなどの化石資源による発電量はやや減少した．

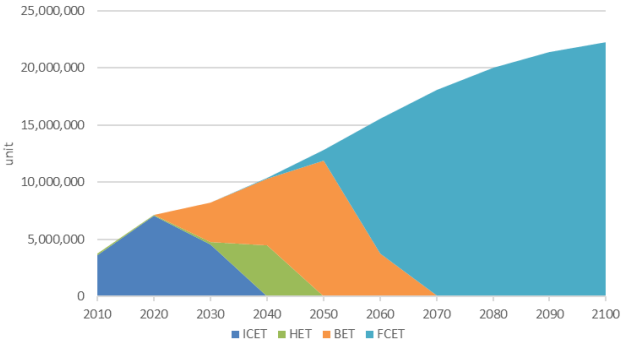


Fig.3 Heavy Duty Truck Mix(1.5℃, price decrease)

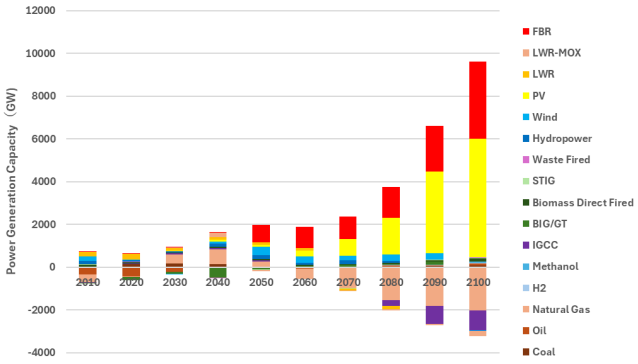


Fig.4 Difference in Power Generation Mix

４．まとめ

本研究では，世界エネルギーシステムを用いて，電動車の導入可能性の分析結果を報告した．電動車の導入は，世界全体の発電量を大幅に増やす結果となり．特に FCET の利用が増えることでより顕著となった．本研究の結果から，将来的な電力需要の増加を抑制するためには，自動車の燃費改善に加え，水電解や熱電解など水素製造技術におけるエネルギー変換効率の向上が重要であるという示唆を得た．

今後は，バイオ燃料を使用した場合の分析や，バッテリーなどに用いられる鉱物資源の埋蔵量を考慮したモデルの開発を行っていく予定である．

謝辞

本発表は JSPS 科研費 24K08320 の助成を受けた．

文　献

(1)　IEA, https://www.iea.org/energy-system/transport (2026.01.07)

(2)　石田悠菜・藤井康正・小宮山涼一：令 7 電学全大，3-024

©2026 IEE Japan

走行中ワイヤレス電力伝送を想定したEV用バッテリのライフサイクルアセスメントに向けた基礎検討

仲山 朝陽*，太田 涼介（東京都立大学）

A Fundamental Study Toward Life Cycle Assessment of EV Batteries Assuming Dynamic Wireless Power Transfer

Asahi Nakayama*, Ryosuke Ota (Tokyo Metropolitan University)

1. はじめに

走行する電気自動車（EV; Electric Vehicle）にワイヤレス電力伝送を行う技術（DWPT; Dynamic Wireless Power Transfer）により，EVのバッテリを小容量化できることが期待されている。バッテリはEVの製造工程において温室効果ガス排出量が大きいため，小容量化による排出量の低減効果は非常に高い。しかしながら，バッテリ容量が小さくなると充放電に伴うState Of Chargeの変化が激しくなり，劣化が加速することが指摘されている(1)。また，小容量化に伴い回収可能な材料量は減少するため，リサイクルによる
1 台あたりの温室効果ガス排出量の削減効果は小さくなる。つまり，DWPTの導入によって期待されるバッテリの小容量化という利点だけでなく，小容量化に伴って生じる課題も考慮した上で，その導入効果を総合的に評価する必要がある。

しかし，これまでの検討(2)では，DWPT導入によるバッテリの小容量化がもたらす，製造時及び車両軽量化による走行時の温室効果ガス排出量低減効果までしか明らかにしていなかった。バッテリの劣化やリサイクル工程等を考慮していない部分的な評価では，バッテリの小容量化に伴う負の側面を適切に反映していないため，DWPTの導入効果を過大評価してしまう。

そこで，本研究では，バッテリ製造時，走行時の温室効果ガス排出量だけでなく，バッテリ劣化及びリサイクルのライフサイクル全体でDWPT導入の効果検証（LCA; Life Cycle Assessment）を行う。加えて，現在普及している二種類のバッテリを対象にLCAを行い，温室効果ガス排出量の低減効果を明らかにする。

2. 評価対象および評価手法

〈2･1〉 対象とするバッテリ　近年，リン酸鉄リチウム（LFP; Lithium Iron Phosphate）のシェアが拡大しており，2023年の世界市場におけるEV向けバッテリのシェアは，LFPとニッケル・マンガン・コバルト（NMC; Nickel Manganese Cobalt）を合わせて90%を超えている(3)。このような市場動向を踏まえ，本研究では，リチウムイオンバッテリの中でもLFPおよびNMCの二種類を評価対象とする。

〈2･2〉 LCA評価手法　LCAの実施にあたり，温室効果ガス排出量の算定にはSimaProを使用し，ライフサイクルインベントリデータベースにはecoinventを用いる。また，LCA手法として，メタンや一酸化二窒素など特性の異なる複数の温室効果ガスの影響をCO_2換算量に統一して評価可能なIPCC2021GWP100を採用する。本手法により，温室効果ガス排出量をkg-CO_2-eqとして算定する。

3. 環境負荷比較結果

〈3･1〉 製造時における環境負荷　Fig. 1 に，原材料採掘からバッテリ製造までを含む一次生産と，使用済みバッテリをリサイクルして製造した二次生産における，バッテリ1 kWhあたりの温室効果ガス排出量の比較結果を示す。本節の評価では，材料質量ベースのecoinventを用いているため，容量を変化させても温室効果ガス排出量の大小関係は変化しないものとする。一次生産における温室効果ガス排出量は，採掘・精錬工程での温室効果ガス排出量が大きいニッケルやコバルトを含有するNMCがLFPよりも大きい。

〈3･2〉 リサイクルを含めた環境負荷　Fig. 1 に示す結果から，二次生産における温室効果ガス排出量は，一次生産の場合とは異なり，NMCがLFPを下回る。これは，NMCに含まれるニッケルおよびコバルトをリサイクル工程において高効率に再利用できるため，リサイクルによる温室効果ガス排出量の低減効果がLFPより大きいことに起因する。LFPは正極材料の構造を保ったまま再生する直接再生法(4)，NMCは溶解して金属を分離回収する湿式法(5)を想定している。

〈3･3〉 劣化評価　式 (1) に示す劣化式(6)を用いて，バッテリ容量の劣化を予測する。自動車メーカーでは，航続距離や出力性能が設計想定を下回ることから，バッテリ容量が初期状態から20%低下した時点を寿命の目安としている。本研究でも，20%劣化までの走行可能距離を評価対象とする。

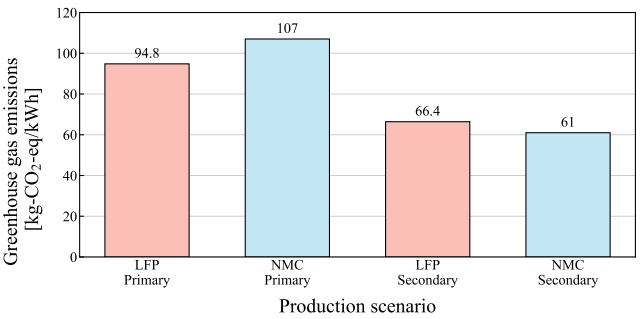


Fig. 1: Greenhouse gas emissions in a production scenario.

©2026 IEE Japan

Table 1: Definitions of variables in this paper.

Variables [Unit]	Definitions
Q [%]	Capacity degradation
A [1/Ah]	Temperature degradation sensitivity
B	C rate sensitivity factor
$C_{\mathrm{rate,on}}$	C-rate in the DWPT-installed section
$C_{\mathrm{rate,off}}$	C-rate in the non-DWPT-installed section
I_{on} [A]	Battery current in the DWPT-installed section
I_{off} [A]	Battery current in the non-DWPT-installed section
t_{on} [h]	Traveling duration in the DWPT-installed section
t_{off} [h]	Traveling duration in the non-DWPT-installed section

$$Q = A\{\exp(B \cdot C_{\mathrm{rate,on}})I_{\mathrm{on}}t_{\mathrm{on}} + \exp(B \cdot C_{\mathrm{rate,off}})I_{\mathrm{off}}t_{\mathrm{off}}\} \quad (1)$$

Table 1 に各パラメータを示す。本研究では，サイクル劣化のみを評価し，バッテリセルの劣化を対象とした先行研究(7)(8)に基づきパラメータのフィッティングを行う。本研究では，DWPTのコイル敷設率を走行距離の20%と仮定し，走行距離全体に必要な電力量をDWPT導入区間においてすべて給電する運用条件を想定している。この条件において，DWPT導入区間では走行中給電により短時間に大電流が流れる一方，非DWPT導入区間では走行に必要な電力の放電が生じるため，両区間においてバッテリに流れる電流（Cレート）は大きく異なる。そこで，それぞれの区間に対応するCレートと通過時間を導入し，各区間における総電流通過量を考慮した劣化評価を行う。また，バッテリ容量は10 kWh，30 kWh，60 kWhを設定する。10 kWhは，DWPT導入による大幅なバッテリ小容量化を想定したケースである。30 kWhは，従来のコンパクトEVに用いられる容量帯である。60 kWhは，DWPTを大容量バッテリに適用した場合の影響を比較することを目的に設定する。本研究では，30 kWhのNMCを搭載した電気自動車の消費電力量を0.15 kWh/kmとし，バッテリ重量が100 kg増加するごとに消費電力量が5 Wh/km増加すると仮定して評価を行う。ただし，DWPTによるEV側への伝送電力量と消費電力量の収支が合うように，DWPTによる伝送電力量は制御されている。

Fig. 2 に，環境温度を35°Cに維持した条件において，バッテリ容量が20%劣化するまでの走行可能距離を示す。バッテリが同一の容量のとき，LFPはNMCに比べて走行可能距離が長いことが分かる。LFPはNMCと比べて結晶構造および熱的安定性が高く，高Cレートや高温条件下においても劣化が進みにくいためである。また，バッテリ容量の増加に伴い，走行可能距離は延伸する。これは，バッテリ容量の増加に伴い車両は重量化し，走行に必要な電力量は増加する一方で，セル数の増加により電力が複数のセルで分担され，セル当たりに流れる電流が抑制されるためである。

〈3･4〉 ライフサイクルを通じた環境負荷 Fig. 3 に，ライフサイクル全体を対象として評価した1 km走行あたりの温室効果ガス排出量を示す。バッテリ容量が小さいほど，1 km走行あたりの温室効果ガス排出量は低減することが分かる。劣化は早まるが，製造時および軽量化に伴う走行時の電力量が小さくなるためである。

バッテリの種類で比較すると，小容量条件では，20%劣化に至るまでの走行可能距離が長いLFPの方が，NMCよりも，1 km走行あたりの温室効果ガス排出量が小さくなる。一方，

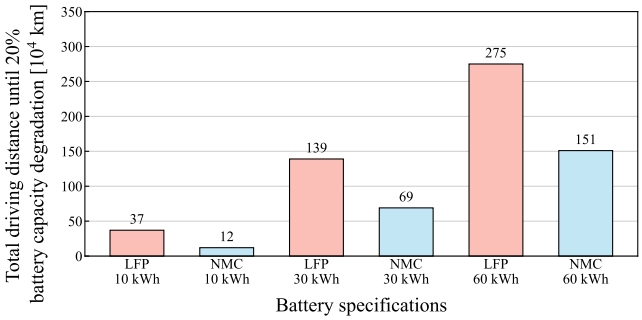


Fig. 2: Driving range to 20% degradation at 35 °C.

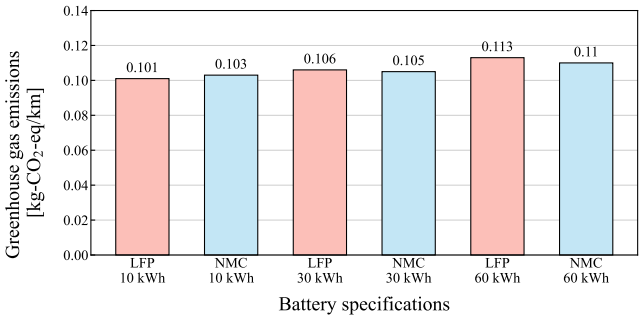


Fig. 3: Greenhouse gas emissions per kilometer of driving.

容量の増加に伴い，NMCのリサイクル効果と軽量性が際立ち，その関係は逆転する。

また，製造時のみを対象とした評価では，10 kWhと60 kWhを比較した場合，温室効果ガス排出量が容量比に基づき1:6となるようにインベントリを設定しているのに対し，1 km走行あたりの温室効果ガス排出量の削減率は最大でも約 12%にとどまることが分かる。

4. ま と め

本稿では，DWPT下におけるLFPとNMC，異なるバッテリ容量におけるLCAを実施した。今回の検証より，想定するバッテリの容量によって，環境負荷の視点から見た最適なバッテリ構成を選択する必要があることが明らかになった。

文　献

（1） S. Jeong, et al., *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, Vol. 16, No. 1, pp. 486-497 (2019)
（2） 清水修, 他, 電気学会論文誌D, Vol. 142, No. 10, pp. 736-743 (2022)
（3） I. Elizondo Garcia, et al., *International Renewable Energy Agency Publication* (2024)
（4） T. Bhattacharya, *Uppsala University, Department of Earth Sciences* (2025)
（5） Q. Dai, J. Spangenberger, et al., *Argonne National Laboratory Technical Report*, pp. 1-73 (2019)
（6） J. Nájera, et al., *Journal of Energy Storage*, vol. 72, 108016 (2023)
（7） L. D. Couto, et al., *Journal of Energy Storage*, vol. 127, 116739 (2025)
（8） A. Gailani, et al., *International Universities Power Engineering Conference*, pp.1-6 (2020)

©2026 IEE Japan

リチウムイオン電池の非破壊計測に基づく電気化学モデルの構築手法の検討

保野　孝介*，平山　智士，坂本　眞一（滋賀県立大学）

Development of an Electrochemical Model of Lithium-ion Batteries Based on Non-Destructive Measurement

Kosuke Hono, Satoshi Hirayama, Shin-ichi Sakamoto (The University of Shiga Prefecture)

１．はじめに

リチウムイオン電池（Lithium-ion battery，LIB）は，大電力を必要とする電気自動車（Electric vehicle，EV）や，再生可能エネルギーの出力平滑化に用いる電気エネルギー貯蔵装置（Electric energy storage，EES）といった応用が注目されている[1]。LIB を安全かつ長期的に運用するためには，充電量や劣化といった要因によって時々刻々と変化する LIB の端子電圧や容量を予測する技術が必要になってくる。

LIB の状態を予測する技術の 1 つとして Doyle ら[2]によって開発された Pseudo-two-dimensional（P2D）モデルがある。P2D モデルのような電気化学モデルでは，電池内部の現象を表現した支配方程式を計算するのに電池の反応速度係数や輸送係数が必要になる。Costard ら[3]は電池を分解し，電気化学インピーダンス計測（Electrochemical impedance spectroscopy，EIS）と FIB/SEM トモグラフィから各電極での反応速度定数等のパラメータを決定した。電池を分解し直接測定するため信頼性の高いパラメータを得ることができる一方で，一度電池を破壊してしまうと電池性能の変化が考えられることや同じ電池で劣化の進行に伴い繰り返し計測することが困難である。

本研究では EIS で計測した電気化学インピーダンスを緩和時間分布（Distribution of Relaxation Times，DRT）法[4]により素過程分離を行うことで正極/負極の成分に分解し，伝送線路モデルにフィッティングすることで電荷移動抵抗とイオン抵抗の評価を行った。電荷移動抵抗から各電極の反応速度定数を算出し，リチウムイオン電池の電気化学モデルを構築した上で，端子電圧の計測結果を比較することで妥当性を検討した。

２．測定および解析手法

<2・1>供試電池　本研究では正極が NCA（Ni-Co-Al）で，負極がグラファイトの試作ラミネート型 LIB（JFE テクノリサーチ製，セルサイズ 56 mm × 56 mm）を用いた。

<2・2>電気化学モデルのパラメータ推定手法　本研究では EIS により測定した LIB の電気化学インピーダンスに対して DRT 法を適用することで素過程ごとに分離を行い，その分離した素過程を等価回路モデルで表した。その際，等価回路モデルとして伝送線路モデルを適用することで正極，負極の電荷移動抵抗および二重層容量を決定し，この電荷移動抵抗を用いて反応速度定数を算出した。計測手法と算出に用いた式の詳細については文献(5)を参照されたい。

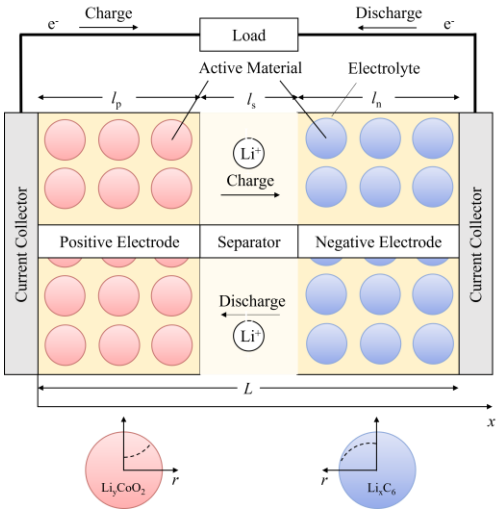


図 1　LIB の P2D モデル

Fig. 1. P2D model of LIB

電池の起電力は正極と負極の標準電極電位の差によって決まるため，電気化学モデルによる解析を行う場合，標準電極電位の測定値が必要となる。本研究では供試電池の電極材料が既知であることを活かし，電極材料の標準電極電位の測定データを引用し，計測した供試電池の起電力に合うようにフィッティングを行った。フィッティング結果を図 2 に示す。供試電池の起電力を構成する NCA 正極および黒鉛の標準電極電位関数[6][7]は文献を参考にした。

<2・3>電気化学モデルの支配方程式　図 1 に P2D モデルにおける LIB の概略図を示す。P2D モデルは，活物質粒子内と電解質内におけるリチウムイオンの物質収支と電荷の保存則を考慮しており，活物質粒子内および電解質内におけるリチウムイオン濃度と電位を変数とした偏微分方程式により記述できる。本研究で考慮した P2D モデルの支配方程式と電気二重層容量モデルについては文献(5)を参照されたい。

©2026 IEE Japan

３．結果および考察

<3･1>LIB の電気化学モデルによる解析結果と計測結果の比較　本研究により評価した SOC=0.5，電池温度 20℃における正極/負極の反応速度定数および二重層容量を表 1 に示す。作成した電気化学モデルに使用した他のパラメータについては文献(5)を参照されたい。図 3 に SOC=0.5，電池温度 20℃における供試電池の電気化学インピーダンスに関するナイキストプロットの解析および計測結果を示す。なお，P2D モデルでは集電体や導線，結線部分のオーム抵抗は考慮されていないため，0.12 Ω の純抵抗分を電気化学モデルに追加した。電気化学モデルは計測したナイキストプロットを再現できている。

図 4 にパルス充放電中の LIB の端子電圧に関する電気化学モデルによる解析結果と計測結果の比較を示す。パルス充放電は各 4 秒の定電流充電と放電の計 8 秒を 1 周期とし，電流レートについては 0.5 C，1.0 C の 2 条件とした。また，充放電中の発熱による温度上昇を防ぐため，LIB を防水パックに入れた後，高温水槽内に沈めて実験を行った。1 周期での端子電圧の変動幅に着目すると，C レート 1.0 C の条件での解析および測定結果の差は 31 mV，0.5 C 条件では 16 mV で 1.0 C 条件と比較しての 0.5 C の差は小さくなった。いずれの条件においても測定値と解析値の間で多少の差は見られたものの，パルス充放電中の端子電圧を電気化学モデルでは再現できていることがわかる。端子電圧に差が見られた原因として電気化学モデルにおいて起電力は高く，電気化学インピーダンスは低いことが考えられる。

４．おわりに

本研究では，EIS により計測した電気化学インピーダンスから正極，負極の反応速度定数および二重層容量を算出し，この反応速度定数と二重層容量を用いて電気化学モデルによりパルス充放電中の LIB の端子電圧応答を計測との比較から検討した。その結果，測定値とシミュレーション結果の間で多少の差は見られたがおおよそ一致することを確認でき，提案手法の妥当性を確認することができた。

本研究は JSPS 科研費 24K07437 の助成を受けたものである。

文　献

(1) G. Kostenko *et. al. Energies*, Vol. 17, 5132 (2024)

(2) M. Doyle *et. al. J. Elec. Soc.*, Vol. 140, pp. 1526-1533 (1993)

(3) J. Costand *et. al. Energy Technology*, Vol. 9, 2000866 (2021)

(4) J. Illig *et. al. J. of the Elec. Soc.*, Vol. 159, pp. A952-A960 (2012)

(5) **保野孝介 他，新エネルギー･環境研究会**，FTE-25-015(2025)

(6) Z. Deng *et. al. Energy*, Vol. 142, pp.838-850 (2018)

(7) D. Wang *et. al. Journal of Energy Storage*, Vol. 47, 103528 (2022)

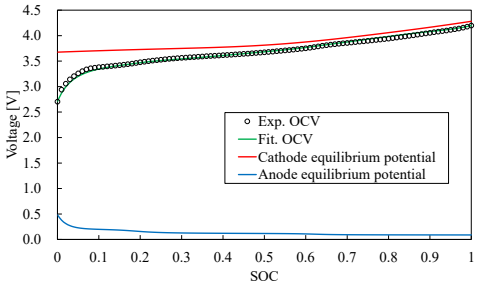


図 2　供試電池の起電力

Fig. 2. Electromotive force of test battery

表 1　SOC = 0.5，20 ℃での反応速度定数と二重層容量

Table 1. Reaction rate constants and double-layer capacitances of each electrode at 20°C and SOC = 0.5

Parameters	Cathode	Anode
$k_{\pm}$ [$m^{2.5}/(mol^{0.5}\cdot s)$]	3.094×10^{-10}	3.388×10^{-9}
C_{dl} [F/m^2]	21.2	10.6

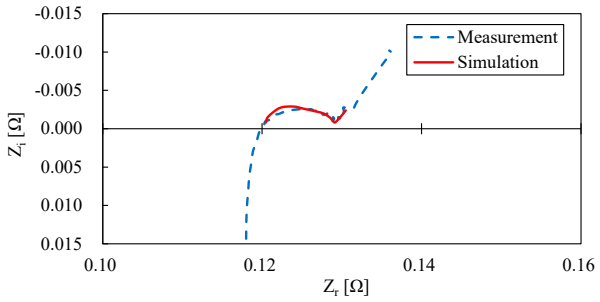


図 3　SOC = 0.5，20℃における供試電池の電気化学インピーダンスの解析および計測結果の比較

Fig. 3. Comparison of simulated and measured electrochemical impedances of test battery at SOC = 0.5 and 20°C

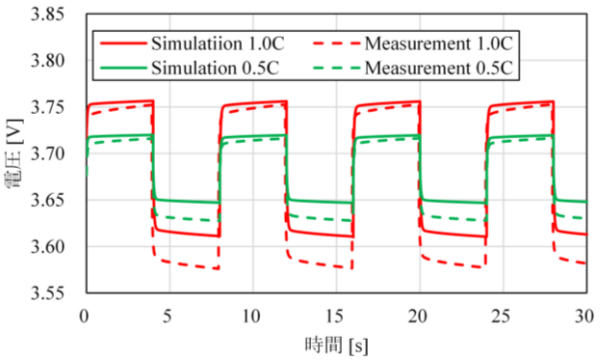


図 4　初期 SOC=0.5，20℃におけるパルス充放電中の端子電圧応答の比較結果

Fig. 4. Comparison of voltage responses of test battery during puled charging/discharging at initial SOC=0.5 and 20°C

©2026 IEE Japan

既存トンネル照明設備を活用した逆走車両注意喚起システムの効果検証

山本　浩司*，豊田　誠(中日本高速道路株式会社)

Effectiveness Evaluation of a Wrong-Way Driving Warning System Using Existing Tunnel Lighting

Koji Yamamoto, Makoto Toyota (Central Nippon Expressway Co., Ltd., Japan,)

１．まえがき

高速道路における逆走事案は重大事故に直結する危険性が高く，特にトンネル内では視認性や回避行動が制約されることから，被害が甚大化しやすい傾向にある。このため，逆走車両の早期検知に加え，順行車両に対する迅速かつ確実な注意喚起は不可欠な課題である。これまでの逆走対策は逆走車両そのものを対象とした施策が中心であったが，順行車両側に異常事態を直感的に伝達し，回避行動を支援する道路側対策の確立が求められている。

２．対策対象および目的

本研究では，高速道路トンネル内における逆走事象を対象とする。逆走車両のドライバーへの直接的な情報提供のみでは事故防止効果が限定的となる懸念があるため，順行車両のドライバーに対する注意喚起手法に焦点を当てる。順行車両側へ異常事態を早期に伝達し，減速や警戒行動を促すことは，被害軽減の観点から有効と考えられる。本対策は，逆走車両のドライバーが前照灯を点灯して走行している場合が多いことを前提に，逆走検知情報と連動して既存のトンネル照明を動的に制御することにより，視覚的な変容を通じて順行車両に異常事態を伝達するシステムの構築を目指すものである。

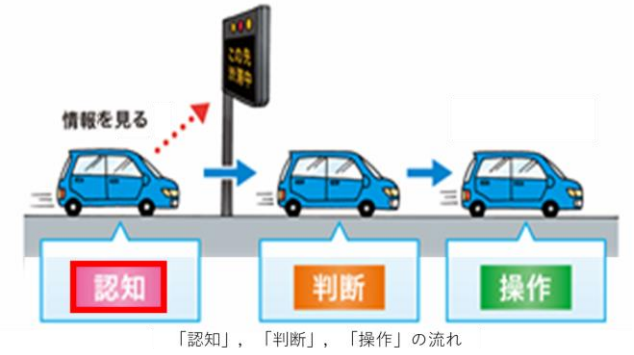


図１運転行動の流れ 認知,判断,操作

Fig.1. The Driving Process

３．研究の着想

東名高速道路吾　妻山トンネルにおいて実施された照明制御(1)では，照明の動的な運用により，無駄な加減速の抑制などドライバーの行動変容が確認されている。本研究は，この既存の知見を応用し，既存トンネル照明を異常事態の伝達媒体として再定義する点に特徴がある。新たな設備を追加することなく既存インフラを有効活用することで，費用対効果の高い逆走事故防止策の実現を目指すものである。

４．提案手法および検討事項

逆走車両が検知された際に，トンネル内の照明パターンを通常とは異なる状態に切り替えることで，順行車両に対し視覚的に異常事態を伝達する手法を提案する。文字情報や音声情報に比べ，照明変化は即時性と直感性に優れ，ドライバーの瞬時の認識と判断を支援することが期待される。

＜4・1＞照明制御による注意喚起　　本手法は，逆走車両の検知と連動し，トンネル照明の調光率を動的に変化させる点に特徴がある。照明を通常運用時の輝度から注意喚起モードへ移行させ，輝度レベルの変容によってドライバーに前方の異常事態を認識させる。

＜4・2＞検討課題　　照明制御による注意喚起効果を確保しつつ，逆走車両自体の視認性をどのように両立させるかが重要な検討課題である。また，制御のトリガーとなる逆走検知情報については，既存の自動検知システムとの連携を想定しており，事案発生から注意喚起開始までのタイムラグを最小化する運用の確立を目指す。

５．リスク評価

逆走事象は発生頻度こそ低いものの，発生時の社会的影響が極めて大きく，管制機関において即時に情報共有が行われる事象である。本対策における照明制御は，管制に情報が到達した後に限定的に実施する運用を前提としており，落下物や停車車両の視認性確保を目的とした標準照明運用との競合リスクは相対的に小さいと考えられる。

＜5・1＞段階的な制御の導入　　照明状態の急激な変化は，順行車両に混乱や過剰な減速操作を引き起こす可能性がある。このため，本検証では平均路面輝度の下限値を確保した段階的な照明制御を前提とし，管制判断に基づき必要最小限の照明変化を与える運用を想定する。

©2026 IEE Japan

■ イベントツリー（逆走車の前照灯を強調する照明制御）
初期事象：トンネル内で逆走車が発生（確定リスク）
├── A1：減光制御を実施（周囲輝度を低下）
│ ├── B1：逆走車の前照灯が明瞭に見えるが，前方の落下物は不明瞭になる．
│ │ ├── C1：逆走車に気付き，減速・逆走車を回避（◎最良シナリオ）
│ │ └── C2：逆走車を認知はできたが回避遅れ（△中リスク）
│ │ └── C3：前方の落下物を認知はできたが回避遅れ（○小リスク（発生確率小））
│ │
├── A2：制御なし
│ └── B2：照度調整が不十分で逆走車の前照灯，前方の落下物が目立たず
│ └── C4：逆走車を認知はできたが回避遅れ（△中リスク）
│ └── C5：前方の落下物を認知はできたが回避遅れ（○小リスク（発生確率小））
│
└── A3：増光制御（通常照明）
└── B3：逆走車の前照灯がトンネル照明の背景光に埋もれ
├── C5：正面衝突（×最悪シナリオ）
└── C6：前方の落下物に気付き，減速・前方の落下物を回避（○小リスク（発生確率小））

図 2 リスクマネジメント

Fig.2. Risk Management

６．検証方法

既存トンネル照明を活用した照明制御パターンを実施し，順行車両の行動変容を把握するとともに，管制運用としての実効性と課題を整理することを目的とする。

＜6・1＞実施概要　　実施場所は中部横断自動車道　樽峠トンネルとし，対象車両はトンネルを通行する全車種の順行車両とした。

＜6・2＞実施方法　　照明制御が運転行動に及ぼす影響を多角的に分析するため，現地調査による定性評価，およびETC2.0 プローブデータを用いた定量評価を実施した。

＜6・3＞検証上の工夫　　逆走事象は発生頻度が低いため，本検証では対向車両を活用した仮想逆走車を導入し，統計的検証の効率化を図った。照明制御パターンを日時ごとに切り替えて運用し，順行車両の速度，加減速，車間距離，ブレーキ挙動等を把握することで，照明制御が運転行動に及ぼす影響を評価した。

７．検証結果と考察

現地調査の結果，照明を高輝度化させた場合，仮想逆走車両の前照灯との輝度差が低下し，視認性が損なわれる傾向が確認された。一方，プローブデータの解析では，照明制御の実施により速度分布の分散減少や無駄な加減速の抑制といった順行車両の行動変容が確認された。前後加速度（G）の挙動履歴を時間帯別（深夜・夜間・昼間）に比較した結果，いずれの時間帯においても照明制御条件下では，仮想逆走車に遭遇した場合，負の加速度の分布が特定の範囲に集約される傾向が認められた。特に深夜および夜間においては，減速挙動のばらつきが集約され，運転操作が比較的安定している様子が認められた。これらの結果は，照明制御による視覚的注意喚起が順行車両の認知タイミングを早め，予測的かつ段階的な運転行動を促している可能性を示唆している。

８．結論および今後の展望

既存トンネル照明を活用した逆走車両注意喚起は，順行車両の行動変容を誘発する可能性があり，逆走事故防止策として有効であることが示唆された。今後は，評価期間の長期化による定量評価精度の向上を図るとともに，光環境評価システムを用いて対向車の視認性などの感覚評価を継続し，管制運用としての照明制御パターンの確立を目指す。本取り組みは，既存インフラの有効活用という観点からも，高速道路における安全対策の高度化に寄与するものと考える。」



図 3 現地調査の結果

Fig.3. Results of the field survey

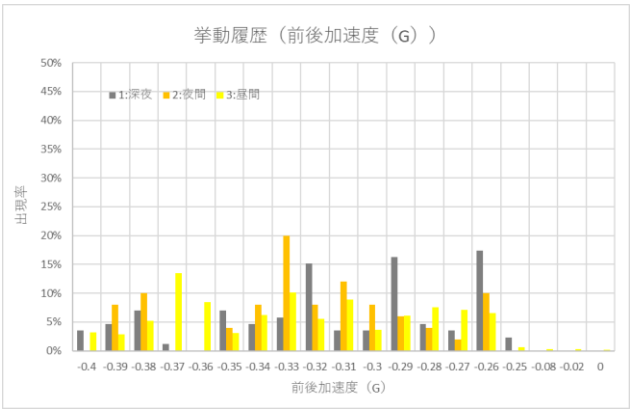


図 4 プローブデータの解析結果

Fig.4. Analysis results of probe data

文　献

(1)山本浩司・間島和明・遠藤貴史・折野好倫：第 22 回 ITS シンポジウム 2024

©2026 IEE Japan

グラフ畳み込みネットワークを用いた赤信号待ち台数予測による信号制御手法の一検討

満永　匠翔*，福田　卓海，高橋　聖，中村　英夫（日本大学）

A Study on a Signal Control Approach Using Graph Convolutional Networks for Red Light Queue Length Prediction

Takuto Mitsunaga*, Takumi Fukuda, Sei Takahashi, Hideo Nakamura (Nihon University)

１．　はじめに

現代社会の道路交通問題として渋滞がある．渋滞発生を抑制する策として，交通量に応じたリアルタイムでの信号制御が挙げられる．しかし従来の制御体系ではリアルタイムでの制御は実現されていない．そこで，信号機に取り付けられたセンサ等から得られる信号機前の車両待ち台数を計測し，機械学習に用いることで，交通需要の変化を予測する事ができ，リアルタイムに交通需要に応じた信号制御が可能となる．

既存研究において，グラフ畳み込みネットワーク（以下，GCN）を用いた交通量予測が行われ，高精度に予測可能である事が示されている[1]．しかし，予測した情報に基づいた信号機制御に関して検証がされていない．そこで本稿では，実路線に導入することを想定し，現実の交通量に即した街モデル上において，GCN を用いた赤信号待ち台数予測に基づいた信号制御手法を提案し，提案手法が交通流に及ぼす影響を検証した．

著者らの先の検討では，簡易的に再現した街モデルにおいて GCN を用いた予測による信号制御の効果は見られたが，一般制御手法との比較がなく提案手法の有効性が確認されなかった[2]．そのため本稿では街モデルをより詳細に再現し，制御結果を一般制御手法と比較することで優位性の検証を行う．

２．方法

＜2・1＞検証環境　現実の街を Simulation of Urban MObility（以下，SUMO）上に再現した．再現した街モデルを図 1 に示す．図 1 の赤矢印および数字は赤信号待ち台数を計測した道路，アルファベットは交差点を表している．街モデルでは実際の街同様の車線数，交差点間距離を再現した．ただし，現実において中央線のない細い道路に関して 1 車線として再現した．車両設定は最高速度が 60km/h の普通車のみとし，交通量は現実に即したものとした．信号機はサイクル長が 120 秒，青信号スプリットは主道路側 60%，従道路側 30%とし，右折現示は実際に用いられている箇所のみ 5 秒設けた．現示切り替え時には黄色現示と全赤現示をそれぞれ 3 秒ずつ設け，オフセット探索シミュレータを用いて最適なオフセットを設定した．

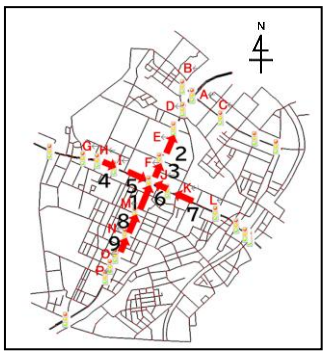


図 1 SUMO 上の街モデル
Fig.1. City model on SUMO

表 1 信号制御手法
Table1. Traffic signal control method

大小関係	主道路側青時間	オフセット	範囲
前半 ＞ 後半	60s ＋（前半予測値×3s）	2サイクル毎に固定	70s
前半 ＜ 後半	60s －（後半予測値×3s）		50s
前半 ＝ 後半	制御なし		

＜2・2＞GCN を用いた赤信号待ち台数予測　本研究の意義は交通流の円滑化にある．そのために，赤信号で停車する赤信号待ち台数および遅れ時間を減らすことを目指す．赤信号で停車し次の青信号まで停車する時間を遅れ時間と呼ぶ.この遅れ時間は車両の停車タイミングによって長さが変わる．例えば，赤信号に変わった瞬間に停車する車両は長くなり，青信号に切り替わる直前に止まった車両は短くなる．そこで，本稿では赤信号中に交差点へ到着する車両の台数およびタイミングを予測することで，交差点を止まらずに通過できる車両と，止まってしまってもすぐに青信号になるタイミングで到着する車両を増やす信号制御を実現する．そのために，赤信号時間を前半，後半に分けそれぞれに停車した台数を計測し，GCN に入力することで遅れ時間を考慮した待ち台数予測を行う．

図 1 に示す道路 1～9 の赤信号待ち台数を 1 日で 665 サイクル，1 サイクル遅れ時間を考慮し，赤時間の前後半の 2 回で合計 1330 回計測した．祝日と土日を除いた 150 日(199550 回)分を用いて予測モデルを構築し，道路 1 における 1 日分の赤信号待ち台数の予測結果から精度を検証した．

＜2・3＞予測値を用いた信号制御　　学習が完了したモデ

©2026 IEE Japan

ルを用いてリアルタイム予測を行い，予測結果に基づいて信号機 J の制御を行った. 本稿で提案する制御方法を表 1 に示す. 前後半の停車車両数を比較し，青信号時間を制御することで停車台数を減らす設計とした. 1 台当たりの増減時間は車両が停車状態から交差点を通過するまでの時間である 3 秒を用いて，制御時間は±10 秒を制御範囲とした.

提案手法の有効性を検証するため，一般的な信号制御方法であるギャップ感応制御との比較を行った．ギャップ感応制御は車群の途切れるタイミングに応じて動的に現示時間を調整する方式である. 本稿では，停止線から 5m 離れた位置に検知器を設置し，最小青時間の 50 秒を経過後に 5 秒間車両の流入がなかった際に次現示に移行するものとした. この時，最大青時間を 70 秒とした.

また，本稿での提案手法は南北方向の交通量に応じた制御方式であるため，条件をそろえるため検知器は南北方向のみに設置し，従道路側青時間は固定とした. 提案手法，ギャップ感応制御ともに 2 サイクル毎にサイクル長を合わせることで 2 サイクル周期でオフセットが修正される.

3. 結果

＜3・1＞GCN を用いた待ち台数予測　　学習が完了したモデルを用いて 1 日分の予測を行った. 実測値と予測値を図 2 に示す. 赤時間前半の二乗平均平方根誤差 (以下，RMSE) は 1.08 台，赤時間後半の RMSE は 1.19 台であった. この結果から毎サイクル 2 台の誤差で予測が行えることを確認した. 図 2 から予測値は実測値と同様の増減をしているため，モデルが時間ごとの交通量を正しく予測できることを確認した. このことから，GCN を用いることで制御するに十分な精度での予測が可能であると考えた.

＜3・2＞予測値を用いた信号制御　　学習が完了したモデルを用いて SUMO 上でリアルタイム予測を行い，予測された値を用いて表 1 の信号制御を行った. 制御なし，ギャップ感応制御の待ち台数，遅れ時間と比較したものを表 2 に示す. また，各制御による制御対象交差点，他交差点への影響をまとめたものを表 3 に示す. 表 2 から提案手法によって制御なしと比べて大幅に待ち台数，遅れ時間が減少したことを確認した. また，ギャップ感応制御との比較では提案手法では待ち台数，遅れ時間のどちらも減少しているのに対し，ギャップ感応制御では遅れ時間が増加している．ギャップ感応制御は車群を流す信号制御であるため赤時間の前半に来る車群と後半に来る車群の間隔が開いている場合，後半に来る車群がすべて停車してしまう. この時，本来赤時間後半に停車するはずだった車両群が赤信号前半に停車してしまうため，遅れ時間も増加する. これに対して提案手法では事前に赤時間の前後半に来る車両を予測しているため車群の到着間隔が開いても適切な信号制御が可能である．そのためギャップ感応制御より優れた結果が出たと考えられる. 表 3 から，提案手法では制御対象交差点では待ち台数，遅れ時間が減少しているが，他交差点では悪化している. 他交差点が悪化した原因は，オフセットの変化が考えられる. 現在の信号制御では 2 サイクル目でオフセットが修正される制御となっているため，1 サイクル目はオフセットが制御前から変化する. そのため隣接交差点では，本来停車しなかった車両が停車するようになり，その分待ち台数，遅れ時間が増加したと考えられる．ギャップ感応制御との比較では他交差点の遅れ時間は優れているが待ち台数は悪化した.

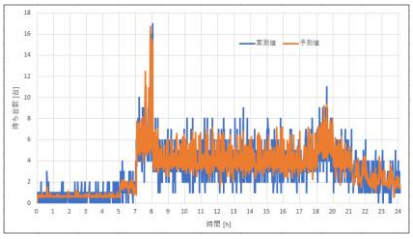


図 2 予測結果
Fig.2. Prediction result

表 2 制御結果
Table2. Control result

	待ち台数 [台]	差 [台]	遅れ時間 [秒]	差 [秒]
制御なし	59265		1733770	
ギャップ感応制御	55589	-3676	1806757	+72987
提案手法	51915	-7350	1711224	-22546

表 3 環境変化
Table3. Environmental change

	待ち台数 [台]		遅れ時間 [s]	
	制御対象交差点	他交差点	制御対象交差点	他交差点
ギャップ感応制御	-2418	+1160	-4256	+772987
提案手法	-4823	+2296	-84919	+62373

以上の結果から，提案手法は導入交差点において停車台数および遅れ時間改善の有効性を示した. 一方で，街全体で見ると制御したことによる影響が他交差点へ波及しているため，改善する必要がある.

4. まとめ

本稿では赤信号待ち台数，遅れ時間の減少を目的とし，GCN による赤信号待ち台数予測を用いた信号制御を行った. GCN を用いた赤信号待ち台数予測は，前後半の停車台数を高精度に予測できることを確認した．さらに，予測された値を用いて信号制御することで，導入交差点において有効性が示された．今後は，他交差点への影響を考慮した信号制御方法の検討を行う所存である.

文　献

(1) 寺前智文 他 ：「Graph Convolutional Networks を用いた阪神高速道路における交通渋滞発生予測」，第 18 回 ITS シンポジウム, 2020

(2) 満永匠翔 他 ：「GCN を用いた赤信号待ち台数予測による信号制御の一検討」，電気学会産業応用部門大会，2025

©2026 IEE Japan

最適速度モデルのセルオートマトン化と交通流特性の比較

山本　尚輝*，星野　貴弘（日本大学）

Cellular Automaton Transformation of the Optimal Velocity Model and Comparison of Its Traffic Flow Characteristics

Naoki Yamamoto*, Takahiro Hoshino (Nihon University)

１．はじめに

交通渋滞は運転者個人の時間的，経済的な損失を生じさせるだけでなく，二酸化炭素排出量の増加といった社会全体としての損失を生じさせている．そのため，渋滞の発生メカニズムを明らかにし，効果的な緩和策を検討することは重要な課題となっている．

交通渋滞の研究は，様々な交通流モデルが活用されてきた．交通流を数理的に表現する代表的な方法として追従モデルとセルオートマトン（CA）モデルがある．一般的な追従モデルは各車両の位置や速度を連続値として扱い，微分方程式で表現されるが，厳密解を得られるものはごく一部であり，現実的な運転挙動を表現するモデルでは，近似解法が必要となる．一方，CA モデルは時間や状態量を離散的に表現するモデルであり，簡潔な更新ルールに基づいて車両の挙動を決定する．この特徴により，現象をシンプルに記述できるという特徴を持つ．今後，渋滞改善の研究をさらに発展させるためには，これら性質の異なるモデル間の関係性を明確にし，それぞれのモデルから得られた知見を組み合わせることが重要である．

これまでの筆者らは，最も基本的な追従モデルである Pipes モデルや Pipes モデルの追従台数を拡張した Bxelius モデルの CA モデルへの変換（CA 化）を検討してきた[1][2]．しかし，これらは先行車の速度変化に依存するモデルであり，渋滞の自発的な発生などの複雑な交通現象を表現するには限界がある．そこで本研究では，車間距離に応じて決まる最適速度への追従を基本とし，現実的な交通流の特性を再現可能な最適速度モデル（OV モデル）を対象とする．本稿では，最適速度モデルを CA モデルへと変換する手法を提案し，数値シミュレーションにより変換前後のモデル対応関係を検討した結果について報告する．

２．交通流モデル

＜２．１　確率速度モデル[3]＞

確率速度モデルとは，CA モデルの一つであり，このモデルでは最高速度v_{max}と自車速度vの比率v/v_{max}を計算し，一様乱数pとの関係が$v/v_{max} > p$の時に，自車両を１セル進める．この考え方を参考に，任意の速度を離散値に変換することで，追従モデルからセルオートマトンモデルへの変換を行う．

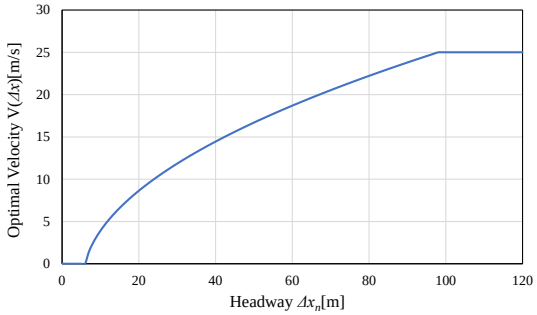


Figure1 Optimal Velocity Function

＜２．２　最適速度モデル[4]＞

最適速度モデルとは，道路上を走行する車列において，各車両の加速度が前方車との車間距離に基づいて決定されるモデルである．各車両は，車間距離に応じた最適速度があるという仮定の下，最適速度と現在速度との差に応じて加減速度を決定する．n台目の車両の加速度は，最適速度関数$V(\Delta x_n)$を用いて次のように記述される．

$$\dot{v}_n(t) = k\{V(\Delta x_n) - v_n(t)\} \quad (1)$$

ここで，nは車両番号，x_nはn番目の車両の位置，$\Delta x_n (= x_{n-1}(t) - x_n(t))$は車間距離，$k$は車両感応度である．

$V(\Delta x_n)$は最適速度関数と呼ばれ，前方車両との車間距離に基づいてドライバーごとの最適速度を与える関数である．文献[4]において最適速度関数は，

$$V(\Delta x) = \tanh(\Delta x - 2) + \tanh(2) \quad (2)$$

で表されている．tanh 関数は滑らかに増加する特性を持っており，車間距離が広がるにつれて車両の速度が自然に増加していく挙動を表現できる．この特性は実際のドライバーの行動傾向と一致しているが，安全車間距離や最高速度（法定速度）を考慮した実際の最適速度関数は後述の(5)式で表現する．

本モデルの車群安定条件は文献[4]から次式で与えられる．

$$k > 2V'(\Delta x) \quad (3)$$

ここで，$V'(\Delta x)$は車間距離Δxにおける最適速度関数の微分係数である．(3)式の条件が満たされない場合，上流側で発生した速度変動が，下流側に増幅伝搬してしまう．

©2026 IEE Japan

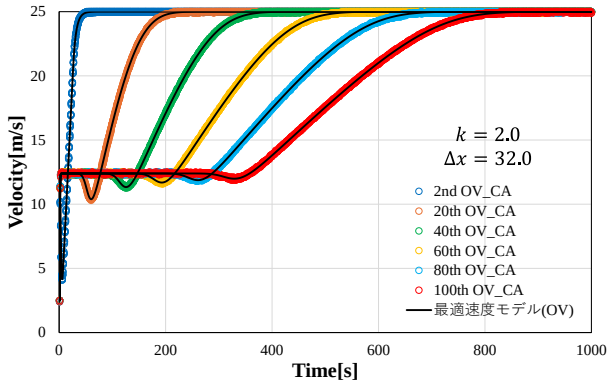


Figure 2. Numerical examples (Stable Condintion)

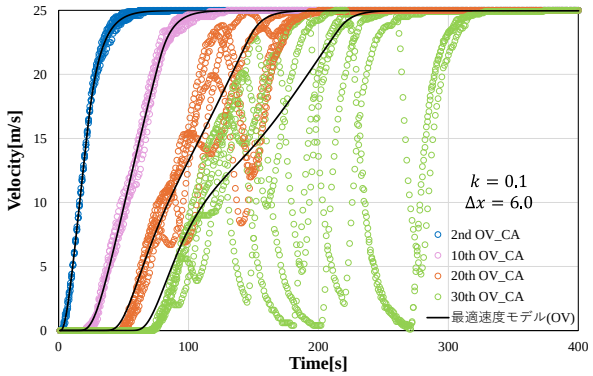


Figure 3. Numerical examples (Unstable Condition)

３．CA モデルへの変換方法

最適速度モデルを CA モデルに変換する手順は以下の通りである．

[Step1] 離散化後の最小桁数K を決定し，(1)式の右辺を10^K倍する．その結果を整数部a_iと小数部a_dに分ける．

[Step2] pを 0～1 の一様乱数とするとき，

(1)式の計算結果が正の場合：

$p \le |a_d|$ならば$\dot{v}_n \to a_i + 1$, $p > |a_d|$ならば$\dot{v}_n \to a_i$とする．

(1)式の計算結果が負の場合：

$p \le |a_d|$ならば$\dot{v}_n \to a_i - 1$, $p > |a_d|$ならば$\dot{v}_n \to a_i$とする．

以上の操作(Step1,2)により，最小桁が少数第k位の離散値に変換される．

[Step3] [Step2]で求めた値を10^Kで割ったものを加速度$\dot{v_n}(t)$とし，(4)式に従い，次時点の速度を決定する．

$$v_n(t) = v_n(t - \Delta t) + \Delta t\, \dot{v_n}(t) \qquad (4)$$

４．シミュレーション

本研究では$\Delta t = 0.1$sとし，最適速度モデルと CA 化させた最適速度モデル（OV_CA）モデルの速度を比較する．最適速度関数$V(\Delta x_n)$については速度に対する車間距離の関数である文献[3]の安全車間距離G_s^0の逆関数をとった(5)式とした．Figure1 は(5)式を図示したものである．

$$V(\Delta x_n) = \begin{cases} 0; \Delta x_n < 6.0 \\ \dfrac{-0.15 + \sqrt{0.0388 \Delta x_n - 0.2103}}{0.0194 \cdot 3.6}; 6.0 < \Delta x_n < 98.1 \\ 25; \Delta x_n \ge 98.1 \end{cases} \qquad (5)$$

＜４．１ シミュレーション条件＞

車両台数を 100 台，最大速度を 25.0m/s，シミュレーション時間を 1000s とした．本研究では２節で述べた車群安定条件式(3)に基づき，車群安定となる場合の$k = 2.0$, 初期車間距離$\Delta x_0 = 32.0$m と,速度振動が発生する車群不安定となる場合の$k = 0.1, \Delta x_0 = 6.0$m の 2 パターンのシミュレーションを行った．OV_CA モデルについては乱数の初期値を変化させて 5 回分のデータを取得した．

＜４．２ シミュレーション結果＞

Figure 2 は安定条件における 100 台中の 2, 20, 40, 60, 80, 100 台目の車両における速度の時間変化を示す．最適速度モデルと CA モデルに変換した OV_CA モデルの車両挙動が一致していることがわかる．このことから，本研究で提案する CA 化手法は車群安定となる場合，妥当である．一方，Figure3 は不安定条件における 2, 10, 20, 30 台目の車両における速度の時間変化を示す．20 台目以降で CA 化したモデルで速度振動が発生している．グラフ中には示していないが，元のモデルにおいても車両台数を 500 台まで増加させると，同様の振動が発生する．したがって，CA 化によって速度変動が増幅した結果となった．

５．まとめと今後の課題

本研究では，追従モデルの一つである最適速度モデルをセルオートマトンモデルに変換する方法を提案し，提案手法を使用してシミュレーションを行った．その結果，理論的な安定条件下では，CA 化されたモデルでも安定した挙動が再現され，提案手法の妥当性が確認できた．一方で，Figure3 から不安定条件下では，元のモデルよりも前方側の車群において CA 化されたモデルで振動が確認された．これは，状態変数を離散化することで，安定条件(3)式中の$V'(\Delta x)$が変化したためと考えられる．

今後は，提案した CA 化手法が車群安定条件に与える影響の解析・改善や他の追従モデルへの適用可能性を検討するとともに交通流シミュレータ Trafficss を使用し，CA モデル化の妥当性を検証する予定である．

文　献

[1]小林，星野「車両追従モデルのセルオートマトン化に関する基礎研究」, 2024 年電気学会産業応用部門大会予稿集　Y-139
[2]山本，星野「最適速度モデルのセルオートマトンモデルへの変換方法の提案」, 2025 年電気学会産業応用部門大会予稿集　Y-138
[3] 玉城龍洋，安江里佳，北英輔:「確率速度モデルと CA 法による交通シミュレーション」，情報処理学会論文誌, Vol.45, No.3, pp.858-869
[4] Bando. M, K. Hasebe, A. Nakayama, A. Shibata and Y. Sugiyama: Dynamical model of traffic congestion and numerical simulation, Physics Review E51, pp.1035-1042(1995)

©2026 IEE Japan

交通信号制御における単一交差点で学習した深層強化学習モデルの複数交差点に対する汎用性の検証

幕田　亮介*，福田　卓海，高橋　聖，中村　英夫　（日本大学）

Traffic Signal Control via Zero-Shot Transfer Using Deep Reinforcement Learning

Ryosuke Makuta, Takumi Fukuda, Sei Takahashi, Hideo Nakamura　(Nihon University)

１．まえがき

交通管理システムにおける信号制御パラメータは，交差点における渋滞を抑制するため，熟練の技術者の知見によって決定されている．しかし，近年の技術者の減少により人工知能を用いた省人化が期待されており，特に深層強化学習を用いた信号制御による交通渋滞抑制に関する研究が盛んに行われている．先行研究では，深層強化学習を用いた単一交差点での信号制御の有効性が示されている(1)．しかし，現実の日本の道路環境では交差点間距離が短い場合が多く，隣接交差点との交通流の相互影響への考慮が必要である．また，複数交差点環境での有効性を示している研究もあるが，日本の交通状況や交通流と大きな乖離がみられる(2)．　また，著者らの先の検討では，交差点への車両流入をポアソン到着として仮定して検証を行った(3)．しかし，先述したような交差点が近接する環境下では車群到着が支配的となる．

そこで本研究では，日本の道路環境への適用を見据え，交差点ごとの個別学習を不要とする深層強化学習モデルの汎用性を検証することを目的とし，Simulation of Urban Mobility（以下，SUMO）を用いて日本の交通状況や交通流に即した環境を構築する．その上で，単一交差点で学習したモデルを複数交差点へ適用し，その有効性と転移性能を検証する．

２．方法

＜2・1＞Deep Q-Network　Deep Q-Network（以下，DQN）は深層強化学習の代表的手法であり，学習を通じて環境における最適な制御方策を獲得する．DQN では，環境から状態を観測し，その状態に基づいて行動を選択し，行動の結果として報酬を受け取る．この報酬を用いてある状態である行動を選択したとき，将来にわたり得られる累積報酬の期待値を求める価値関数や方策を学習するプロセスを繰り返す．このように，状態の観測，行動の選択，報酬の獲得，学習という流れで最適化が進む．

本研究では DQN を交通信号制御に適用し，前サイクルの遅れ時間と停車台数を状態として入力し，これに基づいて信号制御手法を選択する．遅れ時間とは，自由走行時と比較し，交差点の影響により目的地到達が遅れた時間のことを指す．選択する行動によって交通流が円滑化されたかどうかは，遅れ時間を指標とした報酬で評価される．得られた報酬をフィードバックとして，最適な信号制御方法の学習を継続的に実行する．信号制御を実行しながら学習を行うことで，動的な交通状況を即座に反映しつつ制御性能を向上させることが可能になる．

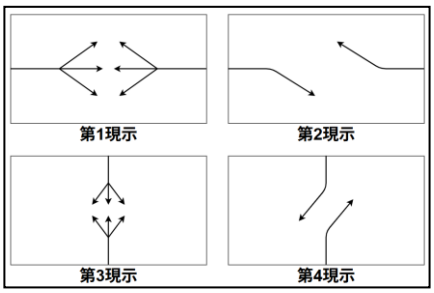


図１　現示構成図
Fig.1. Signal Phasing Diagram

＜2・2＞DQN のネットワーク構成　前サイクルの各方向の遅れ時間と停車台数を入力とし，中間層を 16 次元と 32 次元の 2 層とした．また，出力層は第 1 現示時間を±8 秒の 2 秒刻みの 9 次元とした．割引率は 0.99，学習率は 0.0001，バッチサイズは 32, 探索率 ε は初期に十分な探索を確保し，学習後期に素早く収束させるため, 1 から線形減衰と指数減衰のハイブリッドを採用した．DQN の学習では，東西南北に右折レーンを含む2車線道路が伸びる単一交差点で行う．交差点の信号機は図 1 の現示が第 1 現示から第 4 現示まで周期的に移り変わり，DQN はサイクルごとに第 1 現示時間を 28 秒から 44 秒の 2 秒刻みで決定する．また，第 1 現示時間に合わせて第 3 現示時間を 28 秒から 44 秒の 2 秒刻みで調整することで，サイクル長が 100 秒で固定となる設計にしている．

＜2・3＞ギャップ感応制御　本稿では，提案手法の効果検証として従来の信号制御との比較を行う．従来の制御方法として固定時間制御とギャップ感応制御を用いる．ギャップ感応制御は交差点にセンサを付け，車列が一定時間途切れたら次の現示に切り替える手法である．このとき，青時間スプリットの最小時間と最大時間をあらかじめ決定して

©2026 IEE Japan

おく．今回は，DQN 制御時と同じ制御幅で，第 1 現示時間と第 3 現示時間を最小時間 28 秒から最大時間 44 秒に設定する．第 1 現示のとき，東西方向から 4 秒間交差点に進入する車両が無ければ第 2 現示に切り替える．第 3 現示のとき，南北方向から 4 秒間交差点に進入する車両が無ければ第 4 現示に切り替える．サイクル長が可変になるが，2 サイクル目の第 1 現示と第 3 現示で相殺し，2 サイクル合計時間を 200 秒とする．

3. 実験

＜3・1＞実験環境　学習を十字路の単一交差点で行い，テストを Fig.1 の右折レーンを含めた 2 車線道路の複数交差点で行った．テストでは，西側交差点を信号機 1，東側交差点を信号機 2 とし，それぞれに DQN エージェントを配置し，信号制御を行わせる．オフセットは同時オフセットとした．学習時の車両発生台数は，閑散から近飽和に至る交通需要変動を網羅するため，シミュレーションごとに東西方向と南北方向の端から 194 台/時，454 台/時，713 台/時からランダムに選ばれ，ポアソン分布に従って発生する．ポアソン分布に従うため，発生間隔はシミュレーションごとに異なる．車両の右折率は 5%，左折率は 10%に設定している．また，テスト時は交通需要の変動に対する適応性を検証するため，交通流を東西方向と南北方向で需要が偏る場合と均衡する場合の双方で評価した．車群到着が顕著な日本の交通環境を再現するため，全方向の 1km 先に車両発生用の交差点を設置している．1 回のシミュレーションは 6 サイクルを準備時間，36 サイクルを学習時間とし，1500 回のシミュレーション行い，モデルを学習させた．また，テストでは，6 サイクルを準備時間，42 サイクルをテスト時間とした．
＜3・2＞結果　Fig.2 に西側交差点の第 1 現示時間と交通量の推移を示し，Table 1 にテスト結果を示す．　Fig.2 より，東西方向の需要が大きい 1～14 サイクルでは第 1 現示時間は延長され，東西方向の需要が小さい 29～42 サイクルまでは第 1 現示時間は短縮されている．これらのことから，交通流の変化に追従した青時間スプリットの決定を行えていることが確認できる．また Table 1 より，既存手法であるギャップ感応制御と比較し，信号機 1 では総遅れ時間は 21,009[台・秒]減少し，信号機 2 では総遅れ時間は 14,228[台・秒]減少した．また両交差点で停車台数の減少が確認できた．以上の結果より，単一交差点で学習した DQN エージェントは，追加学習なしで複数交差点環境に適用した場合でも，各方向の交通需要に応じた適切なスプリット制御を実現し，交通流が円滑化されたことが確認された．

4. まとめと今後の展望

本稿では，日本の交通規則や交通流に即した環境において，単一交差点で学習した DQN モデルが，追加学習を行うことなく複数交差点環境へ適用可能かの汎用性を検証した．シミュレーションの結果，提案手法はギャップ感応制御と比較しても，総遅れ時間および停車台数を大幅に削減できることを明らかにした．

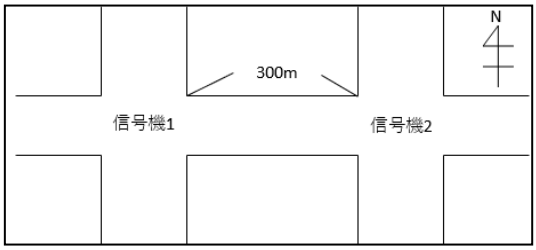


図 1 テスト環境
Fig.1. Test Environment

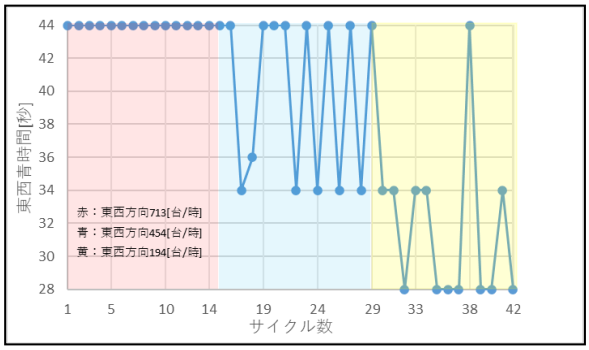


図 2 第 1 現示時間と交通量の推移（西側交差点）
Fig.2. Transition of Duration of Phase 1 and Traffic Volume (West Intersection)

表 1 テスト結果
Table 1. Test Results

手法	総遅れ時間[台・秒]	停車台数[台]
固定時間(信号機1)	65992[台・秒]	1287[台]
ギャップ感応(信号機1)	63278[台・秒]	1277[台]
単一DQN(信号機1)	42269[台・秒]	1121[台]
固定時間(信号機2)	58417[台・秒]	1192[台]
ギャップ感応(信号機2)	54934[台・秒]	1137[台]
単一DQN(信号機2)	40706[台・秒]	1124[台]

今後は，更なる交通流の円滑化を目的とし，サイクル長間スプリットと同時に最適化する協調学習モデルの構築を行う．

文　献

(1) 伊澤　茉莉花，山本　建生：複数の交通流量における深層強化学習を用いた信号制御の実験と考察，The 37th Annual Conference of the Japanese Society for Artificial Intelligence, 2023
(2) 齋木　匠，荒井　幸代：階層型強化学習を用いた交通流変化に追従する分散型交通信号制御，The 37th Annual Conference of the Japanese Society for Artificial Intelligence, 2023
(3)幕田亮介　他：サイクル長を考慮した階層型強化学習を用いた信号制御の一検討，電気学会産業応用部門大会，2025

©2026 IEE Japan

二値化画像処理を用いた路面損傷密度の定量化と劣化度マップの生成

安永 忠幸* 松田 航汰 竜田 尚希 神亀 理恵 土屋 泰樹 堀田 裕弘（富山大学）

Generating a Deterioration Degree Map using Binarized Image Processing to Quantify Road Damage Density

Tadayuki Yasunaga, Kouta Matsuda, Naoki Tatta, Rie Jinki, Yasuki Tsuchiya, Yuukou Horita (University of Toyama)

１．はじめに

近年，インフラ老朽化対策や大規模災害からの迅速な復旧において，AI 技術，特に深層学習を用いた画像解析の重要性が増している。我々が提案した先行研究(1)では，YOLOv8 を基盤とし，2024 年能登半島地震特有の段差や地割れを識別するモデルを構築し，その有用性を示した。

しかし，YOLO のような深層学習モデル単体での損傷検出には，依然として複数の課題が存在する。第一の主要な課題として，地震に起因する段差や地割れといった損傷は，従来の経年劣化による損傷と比較して形状が極めて多様であり，一つ一つの外観が大きく異なる点が挙げられる。これにより，限られた学習データセットの中ではモデルが損傷のパターンを汎化することが難しく，学習精度が上がりにくいという問題があった。

また，アスファルトのテクスチャ（骨材の模様），タイヤ痕，濡れた路面や影など，損傷とは無関係な特徴を「損傷」として誤検出するケースがある。さらに，ドライブレコーダー等の動画像の全フレームに高負荷な AI モデルを適用することは，計算コストが膨大となりリアルタイム処理や広域調査の妨げとなる。

これら AI の課題を解決するため，古典的な画像処理技術と AI を組み合わせるハイブリッド法も研究されている。Kamal らは形態学的な処理を用いてノイズを除去した後に深層学習モデルに入力する方法を提案している(2)。また，Arya らによって整備された RDD2022(3)のような大規模データセットを用いた研究でも，AI 単体での精度向上が試みられている。しかし，これらの先行研究の多くは静止画像を対象としたものや，U-Net によるピクセル単位の塗りつぶしが主であり，YOLO のような物体検出モデルの「前処理」として最適化されたものではなかった。

そこで，本研究では，AI（学習）を用いず，古典的な画像処理のみで損傷の「物理的な量」を高速に定量化し，劣化度マップを生成する方法を検討し，その定量評価の有効性と視覚的評価との差異について考察する。

２．提案方法

＜2・1＞ 画像処理による損傷抽出プロセス　本方法の根幹は，カラー画像からアスファルト表面のノイズを除去し，損傷の構造だけを明確に抽出することにある。図 1 に処理の基本フローを示す。



図 1　損傷抽出プロセス例（左：元画像，中央：適応的閾値処理後，右：形態学的ノイズ除去後）
Fig.1. Example of damage extraction process
(Left: Original image, Center: After adaptive thresholding, Right: After morphological noise removal)

まず，元画像（左）に対し，照明変動に頑健な適応的閾値処理を適用する（中央）。この段階では骨材による微小ノイズが含まれるため，形態学的オープニング処理（収縮・膨張）によりノイズを除去し，損傷の構造のみを抽出する処理を行う（右）。

＜2・2＞ 損傷領域の連結とカタマリ化　図 2 は，路面損傷を撮影したドライブレコーダー動画像（総フレーム数：6208，フレームレート：30fps）に対して本処理を適用した例であり，地震により発生したとみられる複雑な損傷（段差，地割れなど）が広範囲に存在するフレームの検出結果である。

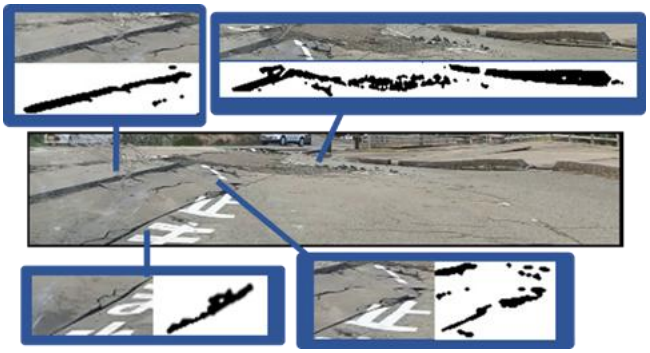


図 2　連結成分分析による損傷領域のカタマリ化と抽出例
Fig.2. Clustering and extraction of damage areas by connected component analysis

地震による損傷は，地割れや段差が複雑に連続する特徴を持つ。そこで，本方法では，形態学的クロージング処理（膨張・収縮）を追加し，近接する亀裂群を「一つの大きなカタマリ」として結合させた。その後，連結成分分析（ラ

©2026 IEE Japan

ベリング）を行い，一定面積（200pixel）以上のカタマリのみを「有意な損傷」として検出している。

図 2 に示すように，提案する二値化フィルタは，道路表面のアスファルトの骨材などの詳細なテクスチャノイズを効果的に除去しつつ，近接する損傷群を結合し，「損傷単位」で領域を抽出できていることがわかる。これにより，YOLO が学習しにくいパターン性のない複雑な損傷に対しても，その形状を安定して抽出できる可能性が示されている。

＜2・3＞ 損傷度の定量化指標（ひび割れ率）　抽出された損傷の深刻度を客観的に評価するため，舗装工学分野で用いられる「ひび割れ率（Cracking Ratio）」(4)を参考にした指標を導入した。本研究では，フレーム全体の画素数 S_{total} に対する，抽出された損傷画素数 S_{damage} の割合をひび割れ率 R と定義する。

$$R = \left(S_{damage}/S_{total}\right) \times 100[\%] \quad (1)$$

評価に際しては，既往の研究(5)等を参考に，R ＜0.05%を軽微（Low：緑），0.05%≦ R ＜0.20% を中程度（Mid：黄），0.20%≦ R を重度（High：赤）とする閾値を設定し，深刻度を分類した。

３．実験結果と考察

＜3・1＞ 劣化度マップと検出特性

能登半島地震の被災動画に本手法を適用した結果を図 3 に示す。



図 3　劣化度判定結果と誤検出の例（重度損傷：赤 0. 34%）
Fig.3.　Deterioration degree judgment result and example of false detection (Severe damage: Red 0.34%)

図中の赤枠は R =0.34%の重度損傷として検出された箇所である。非学習の画像処理であるため，損傷と同様に輝度変化の激しい「橋の欄干」や「路側帯の草」も損傷として誤検出しているが，路面上の激しい損傷については概ね正確に捕捉できている。AI を用いない軽量な手法でありながら，潜在的な危険箇所をスクリーニングする上で一定の有効性が確認された。

＜3・2＞ 視覚的評価と物理量の差異

図 4 は中程度の損傷（0.16%）と判定された例である。図 3（赤枠：0.34%）と図 4（黄枠：0.16%）を比較すると，興味深い特性が見られる。図 4 の黄色い枠で囲まれた地割れは，視覚的には画面を横断する大きな損傷に見えるが，算出されたひび割れ率は 0.16%（中程度）に留まっている。



図 4　視覚的範囲と算出密度の差異（中程度損傷: 黄色 0. 16%）
Fig.4.　Difference between visual range and calculated density (Moderate damage: Yellow 0.16%)

これは，図 4 の損傷が「斜めに走る細い線状の地割れ」であり，バウンディングボックス（枠）の面積は大きいものの，実際の損傷部分（黒画素）の密度が低いためである。これに対して，図 3 の赤い枠内は，地割れに加え，液状化に伴う砂利や段差が混在し，損傷が面的に広がっているため，ピクセル密度が高くなり数値が跳ね上がっている。

本方法は，非学習であるため損傷の種類（地割れか段差か）を区別できないが，人間の目が「枠の大きさ」で判断しがちな損傷規模を，「実質的な破損面積」という物理量で客観的に評価できていると言える。

４．おわりに

本研究では，二値化画像処理を用いて路面損傷密度を定量化し，劣化度を判定する方法を提案した。その結果，ひび割れ率に基づく指標は，損傷の実質的な物理量を反映した評価が可能であることが示された。一方，橋の欄干等の誤検出や，損傷種別の識別ができない課題も残った。今後は，物体検出モデル YOLO と本手法を組み合わせるアンサンブル化を行い，YOLO による種別判定（欄干の除外など）と本方法による定量評価を補完し合うシステムの構築を目指す。

本研究の実施にあたり，日頃からご指導いただく NiX JAPAN 株式会社に感謝致します.

文　献

(1) 安永忠幸・他：AI に基づく路面画像解析による震災箇所スクリーニングの検討，第 22 回 ITS シンポジウム 2024
(2) Kamal, K. et al.: A hybrid approach using morphological operations and deep learning for road crack detection, Multimedia Tools and Applications, 2022
(3) Arya, D. et al.: RDD2022: A multi-national image dataset for automatic Road Damage Detection, arXiv:2209.08538, 2022
(4) 国土交通省道路局：舗装点検要領，pp. 9-40，平成 28 年 10 月
(5) Zhang, J. et al.: Automated Pavement Distress Survey using Deep Learning, IEEE Access, Vol.9, pp.123-135 (2021)

©2026 IEE Japan

鉄鋼コイル製品倉庫最適複数クレーンスケジューリング―Insertion と Swap 近傍生成を用いた Tabu Search によるコイル移動順序の決定―

阿部　拓海*，福山　良和（明治大学）
渡辺　拓也，石橋　直人，飯坂　達也（富士電機）

Optimal Multi-Crane Scheduling in a Steel Coil Warehouse
-Determining the Movement Order of Coils using Tabu Search with Insertion and Swap Neighborhoods-

Takumi Abe, Yoshikazu Fukuyama (Meiji University)
Takuya Watanabe, Naoto Ishibashi, Tatsuya Iizaka (Fuji Electric Co., Ltd.)

１．はじめに

鉄鋼コイル製品（以下，コイル）は，積み上げて保管され，クレーンにより移動され，搬入・搬出される。そのため，搬出コイルの上にコイルが積まれている場合，そのコイルをブロッキングコイルと呼び，移動する必要がある。コイルは非常に重いため，移動には莫大なエネルギーを消費する。その一方，世界鉄鋼協会では CO_2 の排出量削減を目的とした Step Up and efficiency programme において，エネルギーの効率的な利用を主要な項目として掲げている[1]。そのため，コイル倉庫では，エネルギー消費が少なくなるような，効率的なコイルの搬入・搬出を行う必要がある。

本論文が対象とするコイル倉庫は，複数のクレーンを用いてコイルの搬入と搬出を同時に行う。また，同一種類のコイルが複数個保管されているため，搬出時には搬出コイルの選択が必要となる。そのため，本論文が対象とする複数クレーン計画問題は，移動時間が短くなる効率的な，搬出コイルの選択，コイルの移動順序，位置割当て，クレーンの割当てを決定する組合せ最適化問題となる。従来研究としては，Ant Colony System with the Greedy Randomized Adaptive Search Procedure（以下，ACS-GRASP）が適用されていた[2]。しかし，GRASP は局所探索を用いる手法であるため，解の質に課題があった。そのため，著者らは，改良手法である並列複数集団型 ACS-GRASP and Tabu Search（以下，PMACS-ACS-GRASP-TS）を適用し解の質の向上を確認した[3]。しかし，Swap のみにより近傍を生成する TS が用いられており，さらなる解の質の向上が課題となっていた。この課題に対し，Insertion と Swap により近傍を生成する TS は，Swap のみにより近傍を生成する TS と比べ，広い解空間を探索することが可能となり，解の質の向上が期待できる。

本論文では，コイル倉庫における複数クレーン計画問題に対して，Insertion と Swap により近傍を生成する並列 MACS-GRASP-TS を適用することを提案する。提案法の有効性は，従来法である Swap のみにより近傍を生成する並列 MACS-GRASP-TS と比較することで確認した。

２．定式化

本論文の対象問題は，搬出コイル選択を上位問題，コイルの移動順序，位置割当て，クレーン割当てを下位問題とした Bi-Level Optimization となる。本論文における Bi-Level Optimization の流れを Fig. 1 に示す。

＜２・１＞決定変数　以下に決定変数を示す。

・$A_{tih}(t \in TY, i \in T_t, h \in \delta)$：種類$t$搬出候補コイル$i$を搬出場所$h$に搬出するなら 1，そうでないなら 0 をとる変数（ここで，TY：コイル種類集合，T_t：種類tコイル集合，δ：搬出場所集合）

・$B_{ijm}(i \in \Omega_s \cup \Omega_r \cup \Omega_b, j = (1, \ldots, |\Omega_s \cup \Omega_r \cup \Omega_b|), m \in M)$：コイル$i$を$j$番目にクレーン$m$により移動するなら 1，そうでないなら 0 をとる変数（ここで，Ω_s：搬入コイル集合，Ω_r：搬出候補コイル集合，Ω_b：搬出コイルのブロッキングコイル集合，M：クレーン集合）

・$C_{irn}(i \in \Omega_s \cup \Omega_b, r \in R, n \in N)$：位置$(r,n)$にコイル$i$を移動するなら 1，そうでないなら 0 をとる変数（ここで，R：倉庫内のコイルの配置場所の行集合，N：倉庫内のコイルの配置場所の列集合）

＜２・２＞上位問題の定式化　以下に上位問題の定式化を示す。



Fig. 1.　本論文における Bi-Level Optimization の流れ

©2026 IEE Japan

$$min\left(C_{max}\left(A_{tih}, B^*_{ijm}, C^*_{irn}\right)\right) \quad (1)$$

subject to

$$\sum_{i \in T_t} A_{tih} = N_{th} \ (t \in TY, h \in H) \quad (2)$$

ここで，C_{max} ：総搬入出時間

（１）式は，上位問題の決定変数A_{tih}と，下位問題で求めた最良解B^*_{ijm}, C^*_{ijm}により算出される。（２）式は，各搬出場所hに各種類のコイルを必要数搬出することを保証している。

＜２・３＞下位問題の定式化　以下に下位問題の定式化を示す。紙面の都合上，代表的な制約条件のみ示す。

$$min\left(C_{max}\left(\overline{A_{tih}}, B_{ijm}, C_{irn}\right)\right) \quad (3)$$

subject to

$$\sum_{m \in M} \sum_{j \in (1,\ldots,|\Omega_s \cup \Omega_r \cup \Omega_b|)} B_{ijm} \leq 1 \ (i \in \Omega_s) \quad (4)$$

（３）式は，固定した上位問題の決定変数$\overline{A_{tih}}$とB_{ijm}, C_{irn}により算出される。（４）式は搬入コイルを必ず搬入することを保証している。

３．Insertion と Swap を用いた Tabu Search による鉄鋼コイル製品の最適移動順序の決定

提案法では TS によりコイルの移動順序を決定する。並列 MACS-GRASP-TS を用いた全体アルゴリズムは文献(３)を参照されたい。

＜3・1＞TS の概要　TS は 1986 年に組合せ最適化問題を対象に F. Glover により提案されたメタヒューリスティック手法である(4)。TS では現在の解から近傍解を生成し，制約条件を満たす最良の近傍解を現在の解とする更新を繰り返すことで探索を行う。その更新の際，一度探索した解はタブーとして一定期間探索しない，現在の解より改悪となる近傍解でも更新を許すという特徴により，局所解に陥らず，大域的な最適解に到達できることが期待できる。

＜3・2＞Insertion と Swap を用いた TS における近傍生成提案法の TS における近傍生成方法を Fig. 2 に示す。Swap では，２個のコイルの全組合せに対して移動順序を入れ替えることで近傍を生成する。Insertion では，各コイルの順序を前後に２個以上ずらすことで近傍を生成する。１個ずらす Insertion は Swap 操作と重複するため行わない。

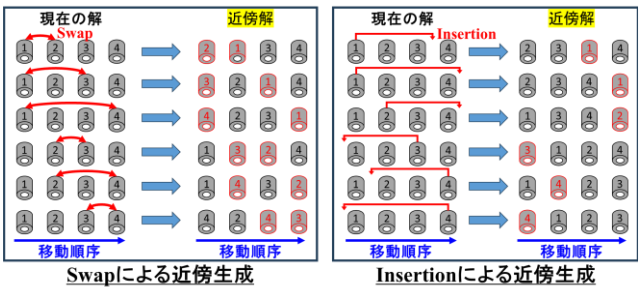


Fig. 2.　提案法の TS における近傍生成方法

４．シミュレーション

Insertion と Swap により近傍を生成する並列 MACS-GRASP-TS を用いた手法（以下，提案法）の有効性を，Swap のみにより近傍を生成する並列 MACS-GRASP-TS を用いた手法(3)（以下，従来法）と比較することで確認した。

＜4・1＞シミュレーション条件　問題設定は文献(２)の Class 5（列数：10，行数：71，クレーン数；2，搬入コイル数：27，搬出コイル数：34，コイル種類数：11）を用いる。シミュレーションプログラムは C#を用いて開発し，PC(Intel Core i9-9980XE (3.0 GHz)，.NET 8.0.10)上で実行した。以下のパラメーター以外は文献(4)と同様とした。

MACS の世代数：100，コロニー数：8，1 コロニーの蟻の数：6，α：0.2，TS の最大探索回数：30

また乱数を用いる手法であるため，試行回数は 30 とした。

＜4・2＞シミュレーション結果　Table 1 に従来法と提案法の目的関数値の最小値，最大値，平均値，標準偏差を示す。提案法は，従来法と比べ，平均値，最小値，最大値が小さくなり，解の質の向上を確認した。これは，近傍生成方法に Insertion を追加したことでより広い解空間が探索可能になったためと考えられる。

５．まとめ

本論文では，コイル倉庫における複数クレーン計画問題に対して Insertion と Swap により近傍を生成する並列 MACS-GRASP-TS を適用することを提案した。提案法の有効性は従来法である Swap のみにより近傍を生成する並列 MACS-GRASP-TS を用いた手法と比較することで確認した。

今後は，様々な問題設定へ提案法の適用を行い，その有効性を検証する。また，上位問題に対して，様々な最適化手法の適用を検討する。

Table 1.　Average, the minimum, the maximum values, and standard deviations of objective function values by the conventional method and the proposed method.

	Ave.	Min.	Max.	Std.
The conventional method(3)	835.70	833.00	836.00	0.74
The proposed method	832.63	831.00	835.00	1.20

文　献

(1) World Steel Association: “Step Up and efficiency programme”, https://worldsteel.org/climate-action/step-up-programme/ (2024)
(2) F. Nadali, et al.: “The integrated planning of outgoing coil selection for retrieval, multi-crane scheduling, and location assignment to the incoming and blocking coils in steel coil warehouses”, Computers & Industrial Engineering, Vol. 190 (2024)
(3) 阿部拓海・福山良和他：「複数クレーンを有する鉄鋼コイル製品倉庫スケジューリングへの並列 MACS-GRASP-TS の適用」電気学会電子情報システム部門大会 PS3-2 (2025)
(4) F. Glover: “Future paths for integer programming and links to artificial intelligence”, Computers & Operations Research, Vol.13, Issue 5, pp. 533-549 (1986)

©2026 IEE Japan

状態空間モデルを用いた大形電動機の通風解析手法

古瀬　日奈子*，小澤　明，神嵜　英俊（TMEIC）

A ventilation analysis method for large motors using a state-space model

Hinako Furuse, Akira Ozawa, Hidetoshi Kanzaki (TMEIC)

１．緒言

電動機の性能向上において、温度計算の精度にも関わる通風解析は必要不可欠な基礎技術の 1 つである。実務的な通風解析手法の 1 つとして、通風回路網解析（以下従来手法）が用いられてきた。通風経路を仮定し各仮定通風路（以下設定通風路）に沿った通風損失が等しくなる流量を見つける手法であり、通風路の向きも決める必要があるため想定外の滞留および逆流を正しく表すことが難しい。さらに、構造が複雑になるほど実務面では経験に基づき設定通風路を減らしている部分が多く、経験的に予想しにくい構造や経験が浅い技術者による通風路の設定が難しい。また、通風回路網を電気回路に置き換えて節点解析法を用いて計算する手法[1]や管路系の脈動解析等にて特性曲線法による計算[2]もおこなわれており、回転電機に適用する例[3]も見受けられる。しかし、精度を確保するためには可変時間刻みへの対応などが必要となり、いずれも用いる式が複雑になる。

本稿では簡易な状態方程式を用いて伝達関数として計算する手法を提案し、状態空間表現にて流量および圧力の時系列データを扱うことで電動機モデルの通風状態を再現する。この手法では、モデルに対して流量および圧力点を交互に計算し各時点での状態量を把握するため、電動機 1 周分の各通風経路を決める必要はなく想定外の逆流・滞留の表現が容易である。そのため、複雑な構造になっても通風回路網のように通風路を限定して考える必要がなく、経験上予測が難しい構造や経験の浅い技術者でも扱いやすい。また、伝達関数として扱うのにモデル化には汎用ツールである MATLAB Simulink を用いた。電動機特有の始動特性や制御には MATLAB が使われることが多く、MATLAB で通風モデル化することで温度解析などに拡張した際に電動機特性の解析結果との連携が容易になる。

２．計算手法および計算モデル

本計算では圧縮性流体として体積弾性率Kの考え方より、図 1 のように圧力P、流量Qの検査体積Vを考える。また、図 2 のように検査体積を管路と仮想圧力点の 2 つの要素に分けて考え、それぞれを交互に接続することで全体の通風経路を表していく計算モデルとする。ここで今回は最終的な定常状態の結果を考えるため、管路は流量変化が無いものとし、仮想圧力点は圧力変化がないほど小さい体積を持つとした。検査体積V_nの代表流量、代表圧力をQ_n、P_nとする。

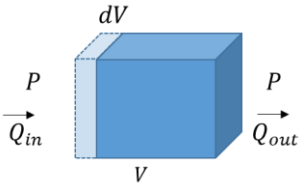


図 1　検査体積

Fig. 1. Control volume

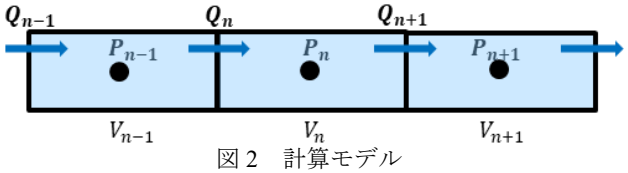


図 2　計算モデル

Fig. 2. Calculation Model

体積弾性率は式(1)で表され、

$$K = -\frac{dP}{\frac{dV}{V}} \tag{1}$$

図 1 より検査体積Vにおいて$dV = (Q_{n+1} - Q_n)dt$であるので

$$\frac{dP_n}{dt} = \frac{K}{V}(Q_n - Q_{n+1}) \tag{2}$$

これをラプラス変換することで圧力を求める式(3)を得る。

$$P_n(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{K}{V}(Q_n(s) - Q_{n+1}(s)) \tag{3}$$

また、管路n、$n+1$の圧力をP_n、P_{n+1}とすると損失を考慮し下記のように表せる。

$$\frac{P_n}{\rho g} = \frac{P_{n+1}}{\rho g} + \xi \frac{{v_{n+1}}^2}{2g} \tag{4}$$

ここで、ρは流体密度、gは重力加速度、ξは損失係数。

圧力の式と同様に変形およびラプラス変換し、流量を求める式(5)を得る。

$$Q_{n+1}(s) = A\sqrt{\frac{2 \cdot (P_n(s) - P_{n+1}(s))}{\rho \xi}} \tag{5}$$

さらに、これらの式をブロック線図で構成することにより、系の結合が代数計算でおこなえ、ブロック線図による通風回路を作成し時間領域での計算を行う。式(3)および(5)を圧力計算サブシステムおよび流量計算サブシステムとしてシステムブロックで表して組合せ、流れの方向に基づく損失係数の導出を折り込み、冷却ファン等の圧力源を PQ 特性として組込むことで、評価対象の 1 次元通風モデルを構成する。この通風モデルを図 3 のフローにて通風量を計算する。

次に、評価対象の概要を図 4 に示す。評価対象機は，突極形の同期電動機である。電動機は負荷直結側と反直結側でほぼ対象であるため軸方向で 2 分割した片側にて通風モ

©2026 IEE Japan

デルとした。本手法の機能性確認のため従来手法との比較をおこなった。また、実機（4P-37500kW-1500rpm）による実測値との比較により、本手法の計算精度を確認した。

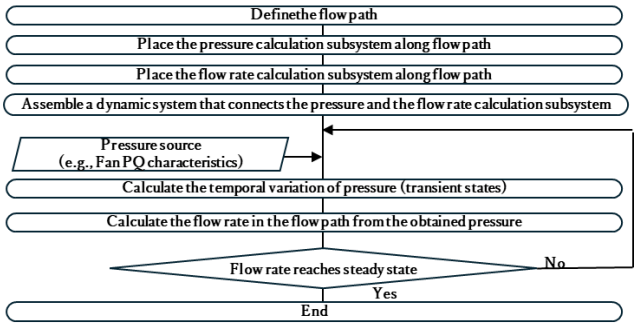


図３　計算フローチャート
Fig. 3. Calculation Flowchart

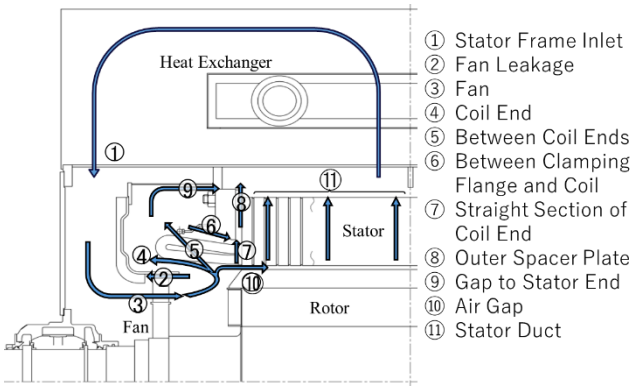


図４　通風モデル概要
Fig. 4. Ventilation model overview

３．計算結果

＜3・1＞従来手法との比較

本手法と従来手法における各部の流量の比較により、本手法の機能性を確認した。各手法での繰り返し計算の収束条件の違いがあり、従来手法では回路網で作成した各通風路一周の前ステップとの流量差、本手法ではその時間における各検査体積の出口と入口の流量差にて判定している。この収束条件の差の比較に影響しないよう、双方の計算の収束条件を厳しくしていったところ、手法の違いによる全体流量の解析結果の差は 0.01%以下になった。また、図 5 に示すように各部の流量の差も 0.1%以下となり、各詳細部位の通風特性についても本手法が従来手法と同等精度で計算可能であることを確認した。

次に、逆流・滞留が再現できるか確認のためモデルの⑧通風路を塞ぎ計算をおこなった。塞いだため⑧は流れておらず、⑧へ繋がっていた⑥通風路では 1.35 m^3/s だった流れが -0.316m^3/s となり設定していた流れ方向に対し逆流する。本手法では構造の変化によって生じた逆流・滞留を設定通風路の変更などなく容易に表現可能であることが確認できた。

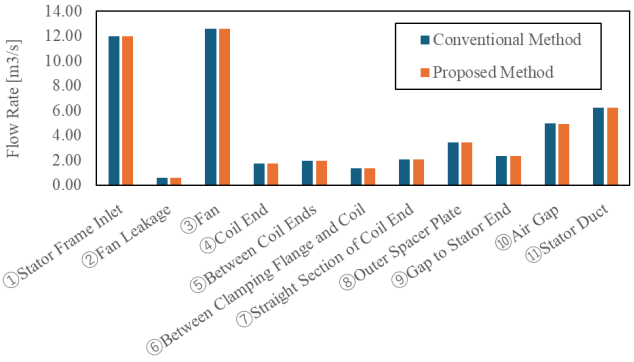


図５　計算結果
Fig. 5. Calculation results

＜3・2＞実測値との比較

実機測定値と比較し、本手法の計算精度を確認した。実測は電動機 1 台分でおこなっており、全体流量にて 23.15 m^3/s、つまり片側では 11.58 m^3/s であった。一方、本手法での計算結果では全体流量は 12.17m^3/s となり、実測値に対する誤差は 5.1 % であり実務には十分な精度で流量推定できることが確認できた。実機との間に誤差が生じた要因の 1 つとして、本手法で用いている損失係数が静止流体系の実験から得られている係数であり、回転成分の影響を考慮していないことを考える。今後、三次元解析などによる回転体周辺の損失係数一般化や、回転成分を考慮した式などの調査をおこない、回転機の計算モデルの改善を実施する予定である。

３．結言

簡易な状態方程式および伝達関数による電動機の通風計算モデルを構築し、従来手法および実測値との比較を行い、以下の知見を得た。

(1) 従来手法の 1 つである通風回路網解析と比較し、全体流量の差が 0.01%、各部流量の差も 0.1%以下となり、従来と同程度の流量推定がおこなえることが確認できた。

(2) 従来手法では表現が困難であった設定通風路に対する滞留・逆流について、本手法では容易に表現可能であることを確認した。

(3) 実機（4P-37500kW-1500rpm）測定結果と比較により、全体流量の誤差が 5.1%であり実務的な精度にて流量推定でき、実測の状況に合わせたモデルの作成・変更も容易におこなえることが確認できた。

また、回転成分を考慮した損失係数などの改良及び調査を進めていく。

文　献

(1)渡部正敏・高橋典義・永田一良・原部順一：電気学会論文誌 B　99 巻 8 号，493～500（昭 54 年）
(2)北川能・香川利治・竹中俊夫：計測自動制御学会論文集 第 20 巻第 7 号 ，76～81（昭 59 年）
(3)本間優人・江尻光良・江島正一：明電時報 通巻 361 号 2018 No.4，18～23（2018）

©2026 IEE Japan

電力系統の排出係数の時間変動を考慮した熱電併給システムの最適運用計画

岩塚　涼太 *，堀内　碧人，馬場　旬平（東京大学）
雨宮　俊（東京ガス（株））

Operation Optimization of Industrial CHP Systems Considering Time-Varying Grid Emission Factor

Ryota Iwatsuka, Aoto Horiuchi, Jumpei Baba (The University of Tokyo)
Shun Amemiya (Tokyo Gas Corp.)

1. はじめに

日本における産業部門の CO_2 排出量（以降，排出量）は全部門中最大の 34.3%を占めており，その脱炭素化が重要である。産業部門の脱炭素化手法として，熱電併給システムが挙げられる。熱電併給システムはガスタービンや燃料電池で発電を行うとともに，その廃熱を回収して給湯や冷暖房に利用するシステムであり，高い燃料エネルギー利用効率を誇る。そのため，燃料消費量の削減による，コスト低減と排出量削減を両立できるという利点がある。

また，昨今では太陽光発電の導入が進んでおり，電力系統の CO_2 排出係数（以降，排出係数）の時間変動が大きくなっている。排出係数はあるエネルギー源を 1 単位消費した際に排出される CO_2 の量を表す指標であり，電力系統の場合，単位は kg-CO_2/kWh で表される。日中の太陽光発電の出力が大きい時間帯は，火力発電の出力が抑制されるため排出係数は低くなる。一方で，夜間や早朝は火力発電が焚き増しされるため排出係数が大きくなる。このように排出係数の時間変動が拡大しているものの，それを陽に考慮した運用の最適化等はほとんど行われていない。

そこで本稿では，従来の研究では十分に考慮されていない排出係数の時間変動を考慮し，熱電併給システムの年間の排出量を最小化する運用を最適化計算によって求め，排出係数を時不変な値とした場合の最適化結果との比較検討を行う。

2. 最適化問題の定式化

＜2・1＞熱電併給システムのモデル　　本稿では，文献[1]と同様の実在するある工場を模した熱電併給システムモデルを用いた。図 1 にシステムのエネルギーフローを示す。電力・蒸気・温水は，ガスエンジン発電機，ボイラー，および電力系統から供給される。これらは電力・蒸気需要を直接満たすほか，熱交換器，ヒートポンプ，吸収式冷凍機，ターボ冷凍機を介して各熱需要へと供給される。熱交換器は蒸気または温水を入力として給湯・温熱を供給し，ヒートポンプは電力を入力として温熱・冷熱を供給する。吸収式冷凍機は蒸気・温水を入力として，ターボ冷凍機は電力を入力として，それぞれ冷熱を供給する。また，図 1 中の 5 種類の需要データについても，モデル化の基となった工場の実データを用いた。

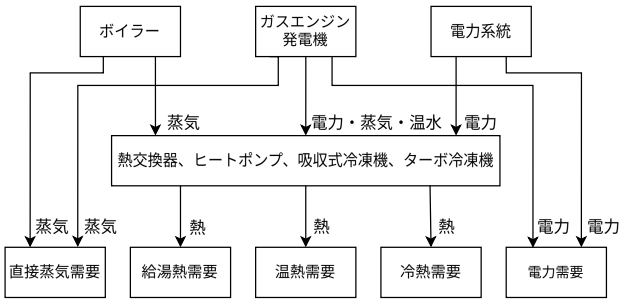


図 1 モデルとなる工場のエネルギーフロー図
Fig.1. Energy flow diagram of the modeled factory.

＜2・2＞電力系統の排出係数の算出　　排出係数は，電力広域的運営推進機関（OCCTO）公開の発電実績データと，文献[2]で報告されている発電種別ごとの排出係数を用い，式 (1) によって算出した。これにより，図 2 に示すような 2023 年度の排出係数が 30 分単位で求められた。

$$EF_{grid,t} = \frac{\sum_k EF_k \cdot P_{k,t}}{\sum_k P_{k,t}} \tag{1}$$

k　　:発電種別を示す番号,
$EF_{grid,t}$:時刻 t での電力系統の排出係数 [kg-CO_2/kWh],
EF_k　:発電種別 k の排出係数 [kg-CO_2/kWh],
$P_{k,t}$　:時刻 t での発電種別 k の出力 [kWh/30min]

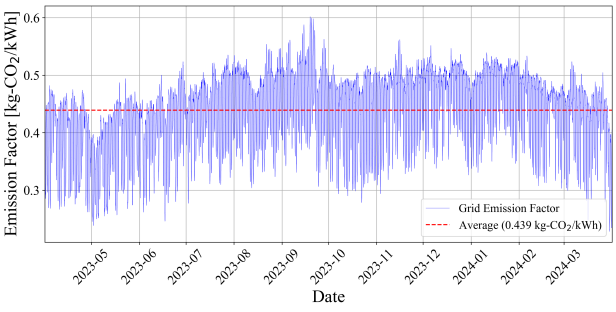


図 2 2023 年度の電力系統の排出係数
Fig.2. Time-varying grid emission factor in 2023.

©2026 IEE Japan

表 1 運用 A，B の年間排出量の比較
Table 1. Comparison of the amount of emission.

運用 A 排出係数一定	運用 A 排出係数変動	運用 B 排出係数変動
1.000 p.u.	0.991 p.u.	0.973 p.u.

表 2 運用 A，B のエネルギー供給の比較
Table 2. Comparison of the energy supply.

	電力		蒸気		温水	
機器名	運用 A	運用 B	運用 A	運用 B	運用 A	運用 B
発電機	43%	29%	42%	29%	100%	100%
系統受電	57%	71%	–	–	–	–
ボイラー	–	–	58%	71%	–	–
合計	2.8GWh	2.8GWh	4.4TJ	4.3TJ	1.7TJ	1.2TJ

＜2・3＞目的関数と制約条件　　最適化の目的関数は式 (2) のように設定した。式 (2) では電力系統の排出係数を時変動として扱っているが，時不変とする場合は $EF_{grid,t}$ を図 2 の排出係数の平均値に置き換えて計算した。また，発電機・ボイラーで使用される燃料の排出係数はいずれの最適化でも時不変な値として設定した。制約条件については，エネルギーの需給バランスや機器の入出力特性を設定し，さらに起動停止状態を表す二値変数を導入することで，混合整数二次制約問題 (MIQCP) として定式化した。

$$minimize \quad CO_2 = \sum_t EF_{grid,t} \cdot P_{grid,t} + EF_{fuel} \sum_t fuel_t \qquad (2)$$

CO_2　:1 年間の排出量 [kg-CO_2],
$EF_{grid,t}$:時刻 t での電力系統の排出係数 [kg-CO_2/kWh],
$P_{grid,t}$　:時刻 t での受電電力量 [kWh/30min],
EF_{fuel} :燃料の排出係数 [kg-CO_2/m^3],
$fuel_t$　:時刻 t での発電機・ボイラーの燃料消費量 [m^3/30min]

3. 最適化計算の結果

＜3・1＞年間の CO_2 排出量の変化　　数理最適化により，1 年間の排出量を最小化する熱電併給システムの運用が 30 分ごとの時間刻みで一意に求められた。電力系統の排出係数を時不変として最適化した運用を「運用 A」，時間変動を考慮して最適化した運用を「運用 B」と呼ぶ。表 1 に各運用の年間排出量（運用 A の排出量を基準とした p.u. 値）を示す。なお，比較のため運用 A と同じ運用で，排出係数を時変動として算出した排出量も併記している。表 1 から，運用 A の同じ運用においても排出係数の変動を考慮するか否かで算出結果に差が生じることが確認された。また，運用 B は運用 A(排出係数一定) と比較して約 2.7%，運用 A(排出係数変動) と比較して約 1.8%排出量を削減できていることが分かる。

＜3・2＞機器の運用の比較　　表 2 に各運用における年間のエネルギー供給の内訳を示す。電力供給の内訳をみると，運用 B は運用 A と比較して発電機が 14%減少し，系統受電が 14%増加している。また，蒸気供給では，発電機廃熱の減少によって，ボイラーの割合が約 13%増加している。

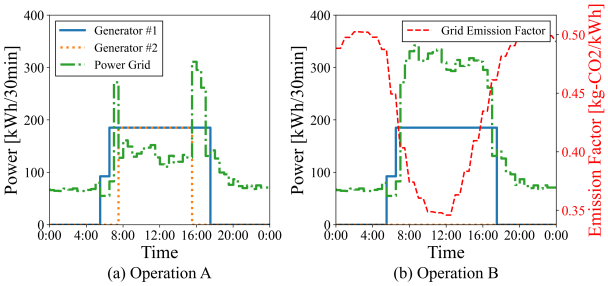


図 3 運用 A，B のある日の電力供給の比較
Fig.3. Comparison of the power supply.

図 3 にある日の電力供給における運用 A と B の機器の運用を示す。なお，図 3(b) では波線（---）で同時刻における電力系統の排出係数も合わせて表示している。運用 A（図 3(a)）では 2 台の発電機を定格運転して日中の工場の電力需要を賄っているのに対し，運用 B（図 3(b)）では発電機 1 台の運転に留め，不足分を受電によって補っている。また，運用 B では排出係数が低下する時間に受電量が大きくなっていることが分かる。

4. 考察

表 1 に示したように，同一の運用（運用 A）であっても，排出係数の変動を考慮するか否かで排出量の算出結果に差が生じることが確認された。この結果は，排出係数を年間の平均値として排出量を算出した場合，実際の排出量とは異なる値となる可能性を示している。

また，表 1 において，運用 B の方が運用 A よりも排出量が小さくなるという結果となった。これは，従来は無視していた排出係数の時間変動を考慮に入れた結果，排出係数が低下する時間帯は，図 3(b) のように電力系統の電力を積極的に利用する運用が選択されたためであると考えられる。

これらのことから，熱電併給システムの排出量削減を目的として機器の運用を決定する際は，排出係数の時間変動を考慮しないと，真に排出削減効果の高い運用を得ることができない可能性が示唆された。

5. まとめと今後の展望

最適化計算により，電力系統の CO_2 排出係数の時間変動を考慮したうえで，CO_2 排出量が最小となる運用を導出し，排出係数を時不変とした場合よりも高い排出削減効果を有することを明らかにした。これにより，排出係数の低い時間帯の電力を活用する運用の重要性を示した。今後は，蓄電池を導入した場合の最適運用の検討や，受電価格の時間変動を考慮したコストを最小化する運用との比較を行う予定である。

文　献

(1)堀内碧人・馬場旬平・雨宮俊：令 7 電気学会全大, 7-022
(2)今村栄一・井内正直・坂東茂：電力中央研究所報告 Y06, 2016

©2026 IEE Japan

誘導電動機の同相母線切替に向けたリアルタイム同相時刻推定の実機検証

石田　凌大*，今給黎　明大，柴山　海七太，渡邊　政幸（九州工業大学）

Verification of Real-Time In-Phase Timing Estimation for Successful In-Phase Motor Bus Transfer

Ryota Ishida, Akihiro Imakiire, Kanata Shibayama, Masayuki Watanabe (Kyushu Institute of Technology)

１．まえがき

発電所や工場等の需要家において，系統事故によって停電が発生した際，誘導電動機の運転継続を保証するために，主回路である母線を別系統に接続された予備電源へ切り替える。母線遮断時，誘導電動機内では時間に対して指数関数的に減衰する残留電圧が生じる。母線再投入時，定格トルクに対して過大な過渡トルクが生じ，誘導電動機へ機械的損傷を与えるおそれがある。過渡トルクの大きさは再投入時の母線の切替先である予備電源の電圧と残留電圧の電位差および位相差に依存し，両電圧が同相である時刻で再投入を行うことで，最小限に抑制されることが確かめられている。先行研究では，上記の性質を活用した同相時刻推定システムが構築されてきたが，オフライン動作を前提としたものであったため，リアルタイムでの母線切替の一連動作を制御するシステムは検証されていない。

本研究では，リアルタイム同相時刻推定システムを開発し，母線切替を想定した実機回路での動作検証の結果から，ノイズを加味した同相母線切替の実現可能性の評価とシステムが過渡トルク低減効果を有することを確認する。

２．残留電圧の減衰挙動

残留電圧は誘導電動機に接続された負荷の大きさや回路定数で決定される。α [rad/s^2]を開路誘導電動機加速定数，T_L [Nm]を負荷トルク，J [kgm^2]を接続された回転子と負荷の慣性モーメント，β [rad]を母線電圧を基準とした誘導電動機開路電圧位相，t [s]を時間，pを極数，ω_s [min^{-1}]を系統同期周波数，T [s]を誘導電動機開路時定数，X_{lr} [Ω]を回転子漏れリアクタンス，X_m [Ω]を磁化リアクタンス，r_r [Ω]を回転子の抵抗，V_m [V]を誘導電動機の端子電圧の瞬間電位とすると，以下の(1)～(4)式[1]が成立する。

$$\alpha = \frac{-T_L}{J} \tag{1}$$

$$\beta = \beta_o + p(\omega_{mo} - \omega_s)t + \frac{\alpha}{2}t \tag{2}$$

$$\mathrm{T} = \frac{X_{lr} - X_m}{\omega_s r_r} \tag{3}$$

$$V_m = V_{mo} e^{-\frac{t}{\mathrm{T}}} \tag{4}$$

誘導電動機の運転状況によって残留電圧の減衰挙動が変化し，同相時刻も変化することから，多様な挙動に対応して同相母線切替を可能にするアルゴリズムが必要である。

３．リアルタイム同相時刻推定の実機検証の手順

先行研究では，同相時刻推定手法として時刻および電圧計測に基づく位相差に対し，最小二乗法を適用する手法[2]が用いられている。本研究における従来手法をマイコンでリアルタイムに行い，同相時刻を推定する手順を示す。

1)	母線遮断後，電源電圧と誘導電動機残留電圧の三相データを 2 ms 毎に取得する。
2)	両電圧の取得を行う毎に α β 変換を用いて，その時刻における位相差を計算する。
3)	1), 2) の動作を繰り返し，位相差が採用範囲を連続して超過した際，時刻と対応する位相差に対して最小二乗法を適用し，位相差の二次関数推定式を計算する。
4)	求めた近似式より，位相差が同相（2π rad）となる時刻を計算する。

上記の手順を組み込んだ推定システムを実機で検証する。図 1 に構築した母線切替検証用回路モデル，表 1 に誘導電動機の諸元を示す。

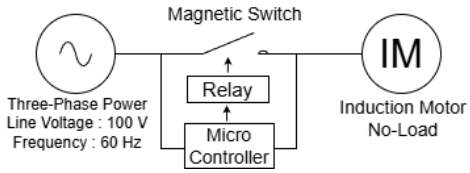


図 1 検証回路
Fig.1. Verification Circuit

表 1 誘導電動機の各諸定数
Table.1. Parameters of Induction Motors

Rated Power	750 W
Number of Poles	4
Rated Torque	4.2 Nm
Inertia	0.0027 kgm^2

電磁開閉器に対するマイコンの母線再投入指令は直流駆動リレーを通して行う。

４．残留電圧のノイズが及ぼす推定精度への影響

最小二乗法において，同相時刻に近い時間範囲を採用し，外挿を狭めることで精度の高い推定ができる。一方で，母線遮断から時間が経過するにつれて，残留電圧の減衰に伴い SN 比が小さくなることから，一概に外挿を狭めるように採用範囲を決定すべきとは限らない。

©2026 IEE Japan

そこで，採用範囲を変化させ，各範囲内の位相差に対して最小二乗法を適用した場合に求まる各々の同相時刻推定値と理論値との絶対誤差を求めた（図 2）。

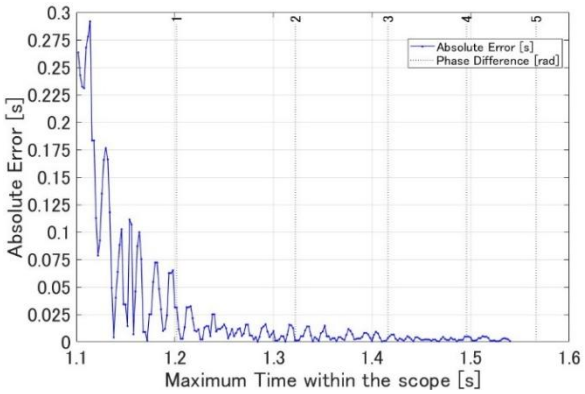


図 2 各採用範囲で求まる推定値と理論値の絶対誤差
Fig.2. Absolute error between estimated values and true values within each sampling range

採用する時間範囲を拡大すると，同相時刻の絶対誤差が小さくなっており，外挿を狭めることで推定精度が向上する。しかし，外挿を狭めた場合，推定計算から開閉器動作までの時間的猶予が短くなるため，開閉器の動作時間や負荷状況を考慮したうえで，採用範囲を設定する必要がある。

５．同相時刻推定精度の評価

開閉器動作を保証しつつ，推定精度が安定する位相差の採用範囲の最大値を 2 rad に設定して，マイコンによる同相時刻推定の結果を図 3 および表 2 に示す。

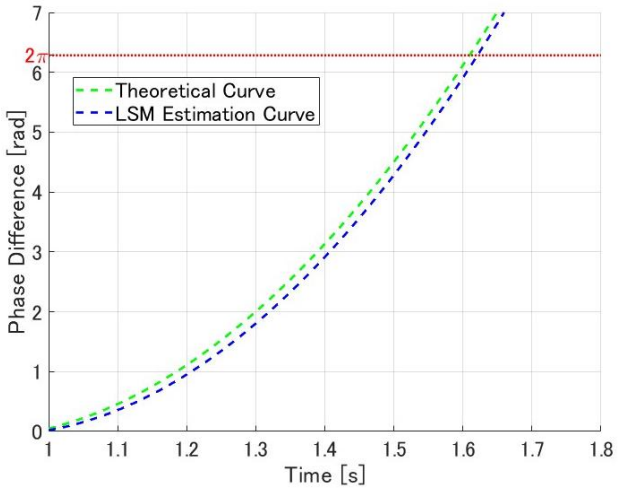


図 3 最小二乗法による位相差推定曲線と理論曲線
Fig.3. Estimation Curve by LSM and Theoretical Curve

表 2 同相時刻の各値
Table.2. Each value of In-Phase Time

Estimation In-Phase Time	1.621 s
Theoretical In-Phase Time	1.610 s

マイコンから取得した推定同相時刻と理論値である同相時刻の差は 11 ms であった。4 節で示した残留電圧へ混入するノイズが及ぼす推定精度のばらつきを考慮すると，推定計算による理論値との絶対誤差は非常に小さい。また，最小二乗法によって求まる位相差の二次関数推定式は正常にフィッティングできており，電圧取得および推定計算が正常に動作していることが確認できる。

６．各位相差での母線再投入時における過渡トルク

スピンダウンテストから求まる同相（2π rad）時刻，および逆相（π rad）時刻とマイコンによる推定同相時刻で母線再投入を行った場合の過渡トルクをトルクセンサによって測定した結果を図 4 および表 3 に示す。なお，マイコンによる開閉器に対する母線再投入指令には，開閉器動作時間 49 ms および直流駆動リレー動作時間 9 ms を考慮している。

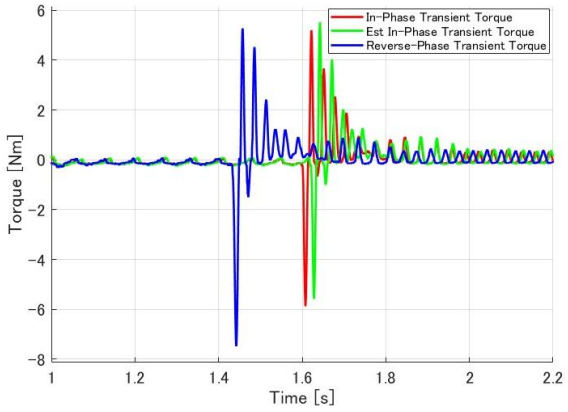


図 4 各ケースにおける過渡トルク
Fig.4. Transient Torque for each case

表 3 各ケースにおける過渡トルクの p-p 値
Table.3. Peak-to-peak Values of Transient Torque for each case

In-Phase Transient Torque	11.08 Nm
Estimation In-Phase Transient Torque	11.10 Nm
Reverse-Phase Transient Torque	12.76 Nm

同相（2π rad）時刻と推定同相時刻の動作時間の差は 21 ms であり開閉器動作のばらつきが影響したと考えられる。各ケースから得られる過渡トルクを比較すると，逆相（π rad）時刻で母線を再投入した場合に最大となった。また，構築した推定システムにより，理論的な同相時刻で母線を再投入した場合と同等な過渡トルク低減効果が期待できることを確認した。

７．まとめ

リアルタイム同相時刻推定手法によって，誘導電動機の同相母線切替を可能にし，過渡トルク低減効果が期待できることを明らかにした。今後の課題として，誘導電動機複数台接続の場合や種々の負荷条件といった現場を想定した状況で，同相母線切替の有効性検証を行う必要がある。

文　献

(1)James W. Kolodziej : Graduate Dissertations and Theses at Illinos,5~6(2012)

(2)明田尚樹・渡邊政幸・三谷康範：電気・情報関係学会九州支部連大会，01-2A-12(2022)

©2026 IEE Japan

D 型加熱コイルを用いた誘導加熱装置における巻き線密度の影響の基礎検討

飯田 朋仁 *, 米田 昇平 （東京海洋大学）

Basic Study of Influence of Winding Density in an Induction Heating System Employing a D-Type Heating Coil

Tomohito Iida, Shohei Komeda (Tokyo University of Marine Science and Technology)

1 まえがき

誘導加熱は被加熱物を直接加熱可能であり，高効率な熱源として多くの適用例がある。しかしながら，その発熱分布は被加熱物に誘導される渦電流の分布，つまりコイルの形状に強く依存し，発熱むらが生じやすい。筆者らは円形加熱コイルの中心部の発熱の補助として，ダブル D（DD）型加熱コイルの併用を検討しているが DD 型コイルの中心部は巻き線密度が高く，比較的強い発熱が生じている [1]。

本論文では，DD 型加熱コイルによる被加熱物の発熱むらの低減手法として，疎巻き DD コイルを検討する。これは，DD コイルの中心部において巻き線密度を低くする点に特長があり，DD コイルの発熱むらを低減可能である。以下では，検討するコイル形状について述べ，300 W の試作装置により鉄板（被加熱物）の発熱分布を確認する。

2 検討するダブル D 型コイル

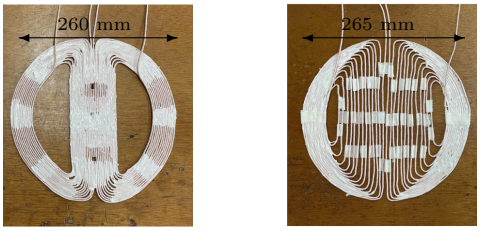
図 1 に検討する DD 型加熱コイルの写真を示す。図 1(a) は一般的な巻き線密度一様 DD 型加熱コイルで，図 1(b) は検討する中心部を疎巻きにした DD 型加熱コイルである。今回は線の直径 2.5 mm のリッツ線を用いてコイルを作製しており，D コイルの巻き数は 13 回なっている。

図 1(a) の一般的な巻き線密度が一様の DD コイルの場合，両 D コイルが背中合わせとなる中心部に巻き線が集中する。その結果，DD 形状のコイルを使用しているにもかかわらず，発熱分布は棒状になる。

これに対し，図 1(b) に示す提案 DD コイルでは，中心部の巻き線に隙間を設け，中心部の巻き線密度を下げている。今回は試作コイルとして中心部は巻き線間に 3 mm の隙間を設けている。一方で，DD コイルの外側（D の文字の曲線側）は従来の DD コイルと同様に巻き線間に隙間が無いように巻いている。その結果，中心部の磁束の密度が下がり，従来の DD コイルを使用した場合に比べ，発熱むらが低減できると考えられる。

3 実験結果

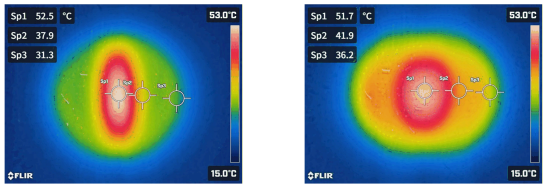
図 2 に 6 mm の厚さの鉄板を温めた際の発熱分布の測定結果を示す。コイルと鉄板間のギャップは 5 mm である。今回はハーフブリッジインバータを用い，それぞれのコイルに 300 W を 2 分間供給した。インバータ出力に



(a) Conventional. (b) Proposed.

図 1 作製した DD コイルの写真

Fig. 1. Pictures of designed DD coils.



(a) Conventional (b) Proposed.

図 2 サーモカメラによる発熱分布の測定結果

Fig. 2. Measured results of heat generation by thermal camera.

は 4 μF の直列共振コンデンサを接続し，共振状態となるようにスイッチグ周波数を調整したところ，図 1(a) のコイルでは 19 kHz，図 1(b) のコイルでは 23.2 kHz であった。

図 2 を見ると，提案する DD コイルは高温を示す箇所が広がっており，特に，最高温は従来コイルの 53 度と同じであっても，35 度以上を示す面積が広い。したがって，DD コイルの中心部の巻き線の密度を下げることで，発熱むらを低減できている。

4 まとめ

本論文では，DD 型加熱コイルによる被加熱物の発熱むらの低減手法として，中心部を疎巻きにした DD コイルを検討した。300 W の試作装置により鉄板の発熱むらを低減できることを確認した。

なお，本研究は公益財団法人高橋産業経済研究財団の研究助成を受けたものであり，関係者に謝意を表します。

文 献

[1] S. Inami, S. Komeda, *IEEJ Jour. of Ind. Appl.*, Vol. 14, No. 4, pp.609-610(2025)

©2026 IEE Japan