

# 絶縁型 AC-DC マトリックスコンバータの リップルキャンセル変調適用時の電力誤差補償法

学生員 宅間 春介 正員 日下 佳祐 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)  
正員 大沼 喜也 正員 宮脇 慧 (長岡パワーエレクトロニクス株式会社)

Power Compensation Method  
of Isolated High-frequency AC-DC Matrix Converter with Ripple Cancellation Modulation  
Shunsuke Takuma, Student Member, Keisuke Kusaka, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member  
(Nagaoka University of Technology)

Yoshiya Ohnuma, Member, Satoshi Miyawaki, Member (Nagaoka Power Electronics co., Ltd.)

This paper proposes a power compensation method with a current ripple cancellation method. Conventional control method causes an error between a reference and actual power. The proposed power compensation is achieved by a simple duty calculation for continues and discontinues current modes. In addition, a maximum transition power, boundary conditions and a design method for the inductor of the isolated high-frequency AC-DC matrix converter are clarified. From experimental results, the input current THD at 3.0 kW is 3.0% with the proposed power compensation method.

キーワード：三相-高周波単相マトリックスコンバータ，臨界条件，電力誤差補償

Keywords：Three-phase to high-frequency single-phase matrix converter, Boundary condition, Power Compensation Method

## 1. はじめに

近年，CO<sub>2</sub> 排出削減効果が高い電気自動車(EV)やプラグインハイブリッド自動車(PHV)の性能改善やコスト低減に向けた開発が行われている。これら EV や PHV のさらなる普及拡大に向けて充電器のさらなる大容量化および小型化が求められている<sup>(1)</sup>。

充電回路の小型化，長寿命化といった課題を解決するために絶縁型 AC-DC コンバータにマトリックスコンバータを適用する回路方式がこれまでに提案されている<sup>(2-5)</sup>。マトリックスコンバータによって商用周波数から高周波に直接変換することで直流部にエネルギー蓄積要素が不要であり，変換回数を削減できる特徴を持つ。マトリックスコンバータを用いた構成は 1) 系統側に昇圧リアクトルを有する構成，2) 直流側に降圧用のリアクトルを有する構成，3) どちらも必要せず，高周波トランス部のインダクタを用いる構成の 3 つに大別される。これまで高周波部のインダクタを利用した回路トポロジーを用いた制御法が提案されている<sup>(2-5)</sup>。文献 (2) では，高周波電流を不連続状態で制御することで，Duty 計算を簡易にしつつ系統電流を正弦波に制御する方式が提案されている。しかし，有効電力に対する無効電力

の割合が大きく，重負荷時に導通損失が増加する課題がある。一方で，出力電圧を矩形波に近似して Duty を計算する手法が提案されている<sup>(3)</sup>。Duty の計算が簡易になる反面，計算した Duty は誤差を含むため，入力電流にひずみが発生する。この問題を解決するために Duty 計算に数値解析を用いることで，誤差要素を小さくする手法が提案されている<sup>(4)</sup>。しかし，課題として常に数値解析による Duty 計算が必要となることが挙げられる。これまでに，著者らは高周波リンク部の電流リップルをスイッチング一周期で打ち消すことで Duty 計算が容易かつ無効電力が最小となる制御手法を提案してきた<sup>(5)</sup>。しかし，軽負荷で電力指令値に対して実電力が一致しない問題がある。これは系統周期で電流連続と電流不連続が混在することを前提条件として Duty を導出しているためである。つまり，軽負荷での不連続モードだけの動作や重負荷での連続モードだけの動作が制限される。

本論文では，リップルキャンセル変調法適用時の電力誤差を補償するために電流連続と不連続の臨界条件を導出する。導出した臨界条件より，負荷によってモードを切り替えることで電力指令に対して伝送電力を線形化できることを確認した。実機にて系統電流を正弦波に制御できる電流連続および不連続モードの動作を確認したので報告する。

## 2. 提案する電力誤差補償法

〈2・1〉 回路構成 図1に三相-単相マトリクスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC コンバータを示す。三相-単相マトリクスコンバータと高周波トランス、整流ダイオードで構成される。高周波部のインダクタを用いることで、系統側の昇圧用のリアクトルや直流側の降圧リアクトルが不要となる。また直接変換形を適用することで、直流部の平滑コンデンサを削減し、初期充電回路が不要になり低コスト化と小型化を同時に実現する。

〈2・2〉 Duty の導出方法 リプルキャンセルの動作原理<sup>(5)</sup>に基づいてマトリクスコンバータおよびインバータの Duty を導出する。

図2に空間ベクトル変調のベクトル図とベクトルの周期的な変動の様子を示す。セクターは図2(b)のように系統電圧に応じて12のセクターに分類する。ここで、 $v_1$ は線間電圧の最大相電圧、 $v_2$ は線間電圧の中間相電圧である。また、 $I_1$ 、 $I_2$ は電流指令ベクトルに近接した2つのベクトルであり、系統電圧の6倍周期となる。

図3に高周波部の電圧波形および電流波形を示す。直流電圧の大きさによって動作モードが二つに分けられるためそれぞれ Mode I、Mode II と定義した。ここで有効伝送電力期間である  $D_1$ 、 $D_2$  は電流指令値  $I_{ave}$  を用いて次式で表される。

$$D_1 = \frac{I_1}{I_{ave}^*} \pm D_z \quad \dots \dots \dots (1)$$

$$D_2 = \frac{I_2}{I_{ave}^*} \quad \dots \dots \dots (2)$$

Mode I では、 $D_z$  期間の電流が循環電流となるため、 $D_1$  期間に加算することで補償する。一方、Mode II では、 $D_z$  期間の電流は有効電力に相当するため、 $D_1$  から  $D_z$  を減算することで補償する。電流リプルキャンセル法から、 $D_1$ 、 $D_2$  期間中の電流の足し合わせが電流平均値になることより、スイッチング周期の半周期  $T$  を用いて(3)式が導出できる。

$$2 \frac{(v_1 + NV_{dc})}{L} TD_\alpha + \frac{(v_1 - NV_{dc})}{L} TD_1 + \frac{(v_2 - NV_{dc})}{L} TD_2 = 2I_{ave}^* \quad (3)$$

$D_\alpha$  は(3)式を変形することにより(4)式で表される。

$$D_\alpha = \frac{2I_{ave}^* \frac{L}{T} - (v_1 - NV_{dc})D_1 - (v_2 - NV_{dc})D_2}{2(v_1 + NV_{dc})} \quad \dots \dots \dots (4)$$

Mode II では、

$$D_\alpha = \frac{2I_{ave}^* \frac{L}{T} - (v_1 - NV_{dc})D_1 - (v_2 - NV_{dc})D_2}{2(v_1 + NV_{dc})} - D_z \quad \dots \dots \dots (5)$$

となる。ここで  $D_z$  は Mode I および Mode II とともに(6)式で表される。

$$D_z = \left| \frac{(v_1 - NV_{dc})I_1 + (v_2 - NV_{dc})I_2}{2NV_{dc}I_{ave}^*} \right| \quad \dots \dots \dots (6)$$

最後に Duty の総和を1にするため  $D_0$  は(7)式で定義される。

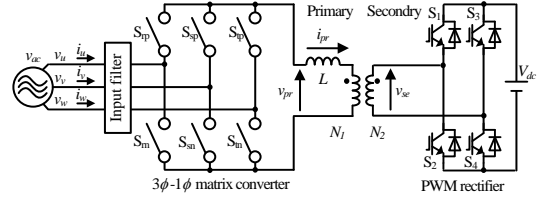
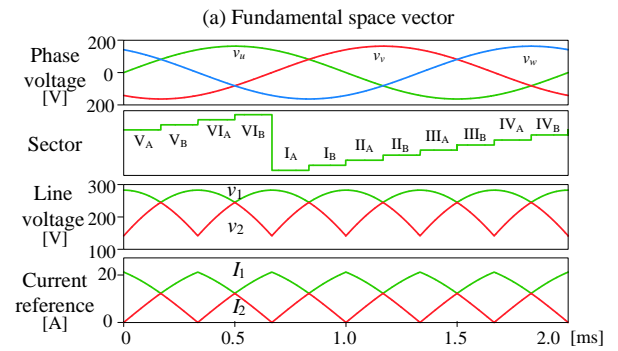
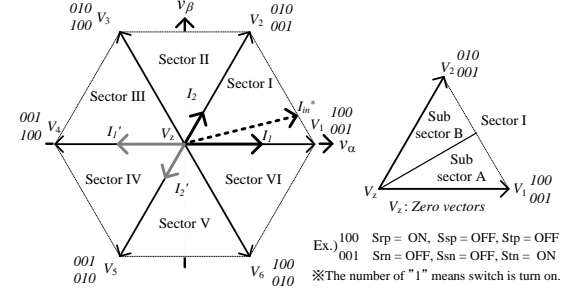


Fig. 1. High-frequency link matrix converter.



(b) Relationship between grid voltage and current reference  
Fig. 2. Fundamental space vector diagram

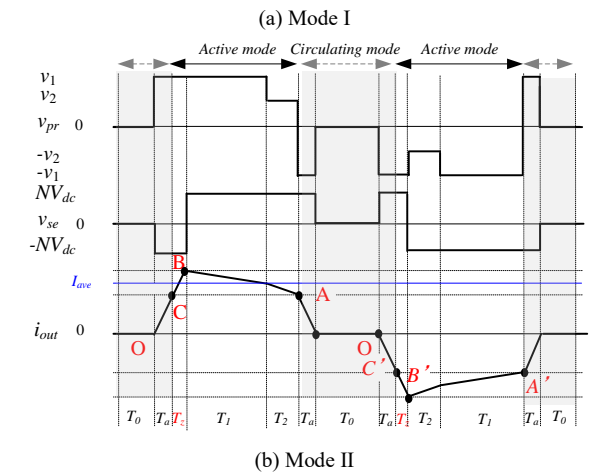
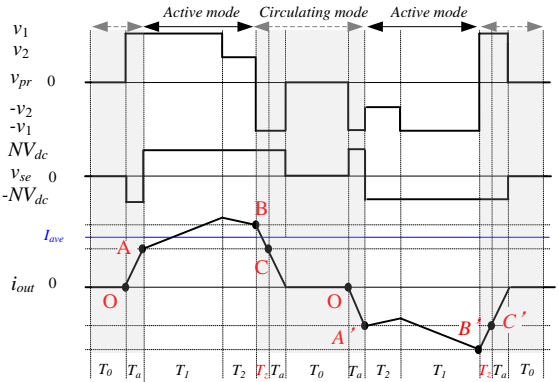


Fig. 3. Ripple cancellation principle for active current.

$$2D_a + D_1 + D_2 + D_z + D_0 = 1 \quad \dots\dots\dots(7)$$

$D_0$ はゼロ電圧かつ高周波電流をゼロに保持する期間である。ここで高周波電流の連続条件である  $D_0=0$  と(1), (2), (4)式を(7)式に代入することで、電流連続状態での電流指令が(8)式で表される。

$$I_{ave}^* = \frac{1}{2} \left\{ K_1 - \sqrt{K_1^2 - K_2} \right\} \quad \dots\dots\dots(8)$$

$$\therefore K_1 = \frac{v_1 + NV_{dc}}{2} \frac{T}{L}, K_2 = K_1 \frac{I_1(v_1 + NV_{dc}) + I_2(v_2 + NV_{dc})}{NV_{dc}}$$

また、電流不連続の場合は  $Da=0$  の条件より  $D_0$  は

$$D_0 = 1 - \frac{I_1 + I_2}{I_{ave}^*} \quad \dots\dots\dots(9)$$

となる。よって不連続時の電流指令は(10)式で表される。

$$I_{ave}^* = \sqrt{\pm \frac{v_1 + NV_{dc}}{4NV_{dc}} ((v_1 - NV_{dc})I_1 + (v_2 - NV_{dc})I_2) \frac{T}{L}} \quad \dots\dots(10)$$

〈2・3〉 電流臨界モードの条件の導出 電流連続と不連続の境である臨界点の電力  $P_b$  は電流連続状態と不連続状態の電流指令値が等しくなる。よって(8)式に(10)式を代入し、(11), (12)式で表される。

$$P_{b-I} = \frac{\pi NV_{dc}}{4\sqrt{2}v_{ac}} \frac{2v_{ac}^2 - N^2V_{dc}^2}{\omega L} \quad \dots\dots\dots(11)$$

$$P_{b-II} = \frac{\pi v_{ac}}{2\sqrt{2}NV_{dc}} \frac{N^2V_{dc}^2 - 2v_{ac}^2}{\omega L} \quad \dots\dots\dots(12)$$

$v_{ac}$  は系統電圧の実効値を示している。(11), (12)式は系統周期中で不連続点が存在しない臨界点を示している。また(8)式が実数解となる条件より伝送電力  $P$  は(13)式で表される。

$$P = \frac{\pi\sqrt{6}}{16} \frac{v_{ac}NV_{dc}}{\omega L} \quad \dots\dots\dots(13)$$

(13)式を変形することで、仕様の最大伝送電力を満たすインダクタの設計式を導出する。

$$L \leq \frac{\pi\sqrt{6}}{16} \frac{v_{ac}NV_{dc}}{\omega P} \quad \dots\dots\dots(14)$$

図 4 に最大伝送電力と入出力電圧の関係を示す。一例として、 $\%Z=0.05\%$ に設計することで入出力電圧比が1のときに定格電力を伝送するインダクタとなる。

表 1 に他の文献で設計された高周波インダクタと提案法による設計との比較結果を示す。各文献で設計されたインダクタと文献のパラメータを(12)式に適用して設計したインダクタおよび $\%Z$ を比較する。ここで、提案法の $\%Z$ は定格電圧時に定格電力を出力できる値としている。比較した結果、文献(4)の設計値は提案法で設計したインダクタと同程度になることが分かる。一方、文献(2)では50%、文献(3)では98%小さくインダクタを設計しても所望の仕様を満たす動作が可能であることを示している。

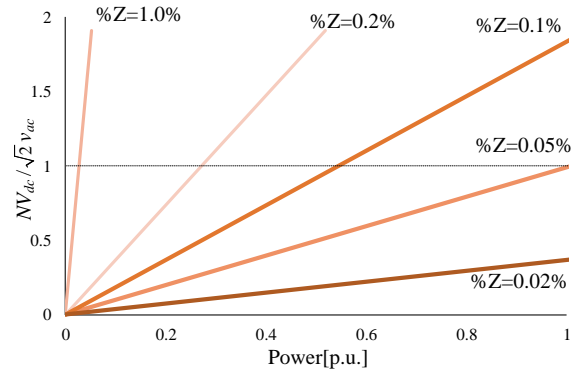


Fig. 4. Relationship between maximum transition power and input and output voltage

Table 1. Comparison of design value for high frequency inductor.

Reference	Rated power [kW]	$v_{ac}$ [V]	$V_{dc}$ [V]	$N_p/N_s$	$f_{sw}$ [kHz]	Conv. design $\%Z$	Prop. design $\%Z$
[4]	10	200	400	0.6/1	50	12	0.04%
[2]	1.6	115	400	1/1.5	10	47	0.18%
[3]	1.8	200	240	1/1	20	400	2.79%

Table 2. Simulation and experimental condition.

Element	Symbol	Value
Rated power	$P$	3.0 kW
Three-phase AC voltage	$v_{ac}$	200 V
DC voltage	$V_{dc}$	120 V
Input frequency	$f$	50 Hz
Carrier frequency	$f_{sw}$	20 kHz
Leakage inductance	$L(\%Z)$	45 $\mu$ H(0.2%)
Turn ratio of transformer	$N_1:N_2$	2:1
Input filter	$L_f$	1 mH
Dead-time	$C_f$	10 $\mu$ F
	$T_d$	250 ns

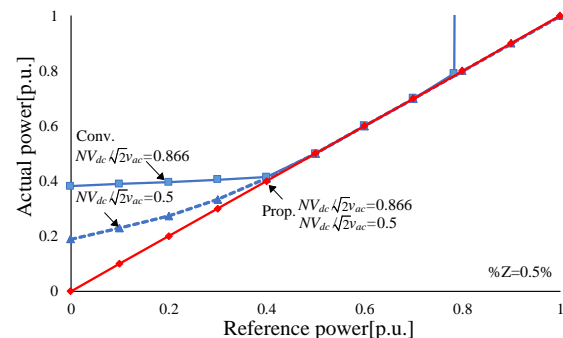


Fig. 5. Relationship between reference and actual power.

### 3. シミュレーションおよび実機検証

表 2 に定格 3kW の試作機での実験条件およびシミュレーション条件を示す。スイッチング周波数を 20 kHz とし、デッドタイムを 0.25  $\mu$ s とした。また転流手法は 4step 電圧転流を用いている。表 2 のパラメータを用いて高周波インダクタは(12)式より 45 $\mu$ H で設計した。

図 5 に電力指令と伝送電力の関係を示す。従来手法を適用した場合、軽負荷領域において電力指令と伝送電力の差が大きくなる。これは電流不連続モードのみで動作することを考慮していないことが原因である。また、入出力電圧比

が 0.866 のとき、0.8p.u.付近においても指令との誤差が大きく発生している。これは、従来手法の最大電力点が提案法に対して 0.8p.u.であるためである。つまり、提案法によって最大伝送電力範囲を 20%拡大したといえる。

図 6 に定格時のマトリックスコンバータの入出力電圧電流波形を示す。系統電圧と電流が同相となり力率 1 で制御しつつ、THD3.0%で制御できることを確認した。また、図 6(b)より、理論通りの高周波電圧を生成し、電流の傾きを制御できていることが分かる。

図 7(a)に一次側電流が連続状態のとき、図 7(b)に不連続状態のときの一次側電圧、電流、二次側電圧を示す。このとき入力電力は 600W である。理想状態では、一次側電流が不連続のときゼロ電圧期間中、一次側電流をゼロで保持する。しかし、実験ではゼロ電流で保持できず数 A のオフセットが残留している。これは、デッドタイムによるスイッチングのタイミングのずれが原因であるため、デッドタイム補償の導入を今後実施する。一方、ゼロ電圧期間  $T_0$  がゼロとなる電流連続状態のとき、スイッチング回数を低減しつつ、循環電流が流れる期間を最小に制御できている。スイッチング損失および導通損失の低減の観点から、PFM を適用することで軽負荷領域においても臨界条件で動作することで効率の向上が期待できる。

#### 4. まとめ

本論文では、絶縁型 AC-DC コンバータにマトリックスコンバータを適用した回路の電力誤差補償法を提案した。電流連続、不連続モードで動作する最適な電流指令値を導出し、電力指令と伝送電力の関係が最大伝送電力点まで線形となることを確認した。実機実験にて、定格 3.0kW にて電流歪み率を 3.0%に抑制し系統連系ができることを確認した。今後の予定として、入力電流ひずみの原因であるデッドタイムによる影響の補償法を検討する。

## 文 献

- (1) EV・PHV ロードマップ検討会委員：「EV・PHV ロードマップ検討会」, (2016)
- (2) D. Das, N. Weise, K. Basu, R. Baranwal and N. Mohan, "A Bidirectional Soft-Switched DAB-Based Single-Stage Three-Phase AC-DC Converter for V2G Application," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, no. 1, pp. 186-199, March 2019.
- (3) M. A. Sayed, K. Suzuki, T. Takeshita and W. Kitagawa, "PWM Switching Technique for Three-Phase Bidirectional Grid-Tie DC-AC-AC Converter With High-Frequency Isolation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 1, pp. 845-858, Jan. 2018.
- (4) K. Shigeuchi, K. Sakuma, J. Xu, N. Shimosato and Y. Sato, "A New Modulation Method for a Bidirectional Isolated Three-Phase AC/DC Dual-Active-Bridge Converter to Realize Higher Efficiency in Wide Output Voltage Range," 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, 2018, pp. 592-598.
- (5) 大沼, 宮脇：「マトリックスコンバータと PWM 整流器で構成する高周波絶縁 AC-DC 変換器の制御法」, 産業応用部門大会, vol 1 pp197-200 (2018)

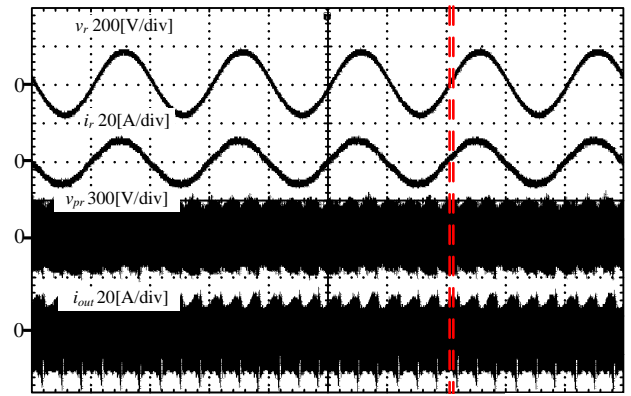
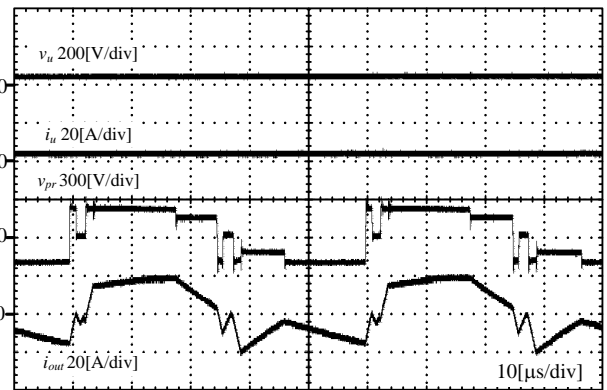


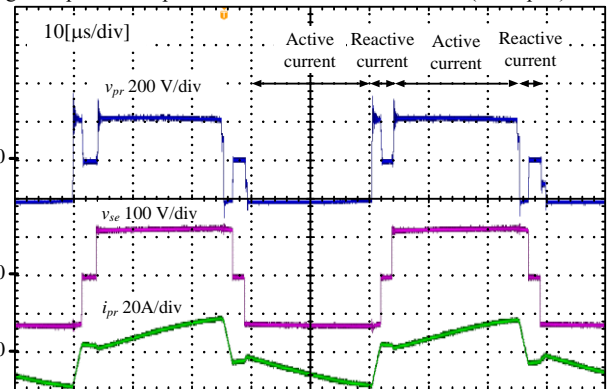
Fig. 10(b) 10[ms/div]

(a) Operation waveforms

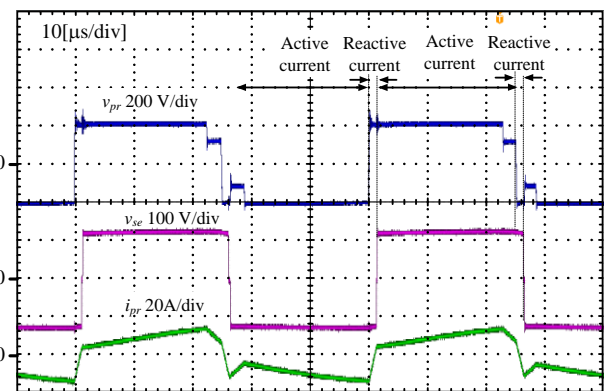


(b) Extended waveforms

Fig. 6. Input and output waveforms of matrix converter. (P=1.0p.u.)



(a) Discontinues current mode



(b) Continues current mode

Fig. 7. Operation waveforms at high frequency transformer. (P=0.2 p.u.)