

## 8素子2レグ複合 PWM 単相 AC-AC 電流形コンバータ<sup>\*</sup>

根 葉 保 彦<sup>\*\*</sup>  
 松 本 洋 和<sup>\*\*</sup>  
 柴 戸 洋次郎<sup>\*\*</sup>  
 高 倉 悠<sup>\*\*\*</sup>

## Composite PWM Single-Phase AC-AC Current Source Converter with Two Legs of Eight Switching Devices

Yasuhiko NEBA<sup>\*\*</sup>, Hirokazu MATSUMOTO<sup>\*\*</sup>, Yojiro SHIBAKO<sup>\*\*</sup> and Yu TAKAKURA<sup>\*\*\*</sup>

Circuit configurations of single-phase AC-AC current source converter are proposed in this paper. The converter circuit has two legs with eight switching devices. The converter contains three bridge circuits; main bridge, load bridge and AC chopper bridge, in cascaded connection. Two switching devices are employed in common for two bridges. The AC chopper bridge with a capacitor can manage instantaneous power with twice the source frequency. First of all, three types of converter circuit are shown and the composite PWM method is explained. To obtain the smoothing current in dc link and the sinusoidal wave in ac side, the optimal conditions of the PWM operation in ac chopper bridge are given. Next, the operation of the converter circuit is explained and the equations of voltage and current are derived by using the equivalent circuit of the operational mode. The strict analysis by employing the state space method is shown. The theoretical waveforms are compared with the experimental ones. Lastly, the input/output characteristics of the converter are given.

**Key Words** : Current Source Converter, PWM, Single-phase, Sinusoidal Wave, AC Chopper

### 1. まえがき

交流－交流変換を行う変換器として、逆並列サイリスタあるいはトライアックを用いた固定周波数の電力調整回路、任意の周波数間の電力変換が可能なマトリクスコンバータ、交流－直流変換器を Back-To-Back 接続したダブルコンバータ方式がある。電力調整回路は構成、制御が簡単ではあるが、入出力波形の歪みが問題である。正弦波入出力を得るにはマトリクスコンバータやダブルコンバータによるパルス幅変調 (PWM) 制御を必要とする。

直流を介して電力変換を行うダブルコンバータ方式では、通常、単相では8素子、三相では12素子で構成さ

れるが、固定周波数の変換に限定すると、コンバータ回路内のレグや素子を共用して回路構成の簡略化が可能となる。直流部に電圧平滑コンデンサを有する単相電圧形システムにおいて、使用素子数を減少した回路構成が報告されている<sup>(1)-(3)</sup>。筆者らは、直流電流平滑インダクタをもつ単相電流形システムで電源周波数 AC-AC 変換に限定する場合について、6素子2レグ構成<sup>(4)</sup>および6素子3レグ構成<sup>(5)</sup>のコンバータ回路を示した。

ところで、単相システムでは、交流の2倍周波数瞬時電力変動により、直流電力の脈動や波形歪みの問題を生じるため、その電力処理が問題となる。電圧形では平滑コンデンサ、電流形では平滑インダクタで電力変動分を吸収できるが、インダクタはコンデンサに比べて重量、サイズが大きくなるので、電流形システムは大型化する欠点がある。しかし、電圧形コンバータは、交流部が正弦波分布パルス列電圧と正弦波電流となるのに対して、

<sup>\*</sup> 平成 29 年 11 月 30 日受付

<sup>\*\*</sup> 電気工学科

<sup>\*\*\*</sup> 電気工学専攻博士課程前期

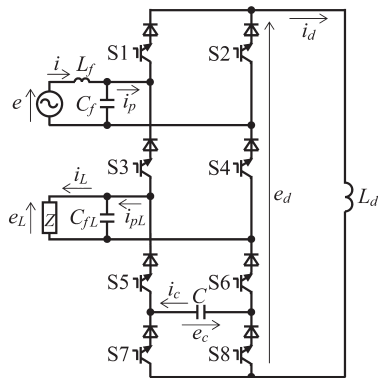


図1 8素子2leg電流形コンバータの回路構成

Fig.1. Circuit configuration of current source converter with two legs of eight devices.

電流形コンバータは電圧、電流共に正弦波形となり、スイッチング周波数近傍の電磁騒音が低減される利点を有する。

本論文は、先に提案した6素子2leg単相電流形コンバータにおいて、直流インダクタの大幅な低減を図り、正弦波入出力の電源周波数固定交流-交流変換を実現するために交流チョッパを結合した8素子2leg方式の回路構成<sup>(6)</sup>を提案するものであり、理論と実験から動作波形および入出力特性を明らかにする。まず、主ブリッジ、負荷ブリッジおよび交流チョッパブリッジを結合した回路構成を示し、2つの三角波搬送波を採用した複合PWM法とスイッチングパターンを示す。次に、基本波近似解析から平滑直流電流を得るためのチョッパブリッジ動作条件を導出する。さらに、回路の動作モードを明確にして各モードの電圧、電流方程式を導き、状態空間法による厳密解析を行う。計算結果の波形は実測値と比較して示し、提案するコンバータの特性を明らかにする。

## 2. 回路構成と複合PWM法

図1は8素子2leg単相AC-AC電流形コンバータの回路構成を示す。素子S1からS4は電源 $e$ に対する主ブリッジ回路である。素子S3からS6の4素子は負荷ブリッジ回路を構成し、S3とS4を主ブリッジと共用する。また、素子S5からS8のブリッジ回路はコンデンサ $C$ を接続して交流チョッパ回路を構成し、S5とS6を負荷ブリッジと共用する。すなわち、本回路は3台の単相ブリッジがカスケード接続された回路と等価である。電源と負荷側にはそれぞれ、電流バイパスコンデンサ $C_p$ 、 $C_n$ を接続する。一方、直流側には、電流平滑インダクタ $L_d$ を接続するが、交流側の瞬時電力変動分はチョッパコンデンサ $C$ で吸収するため、 $L_d$ は直流電流のスイッ

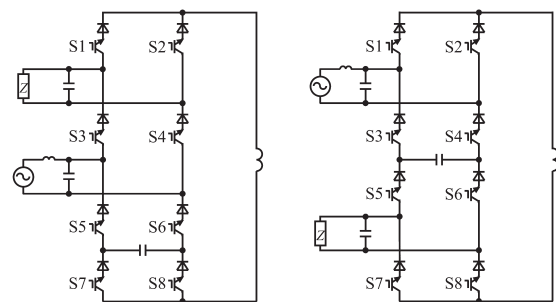


図2 電流形コンバータの他の構成

Fig.2. Other configuration of current source converter.

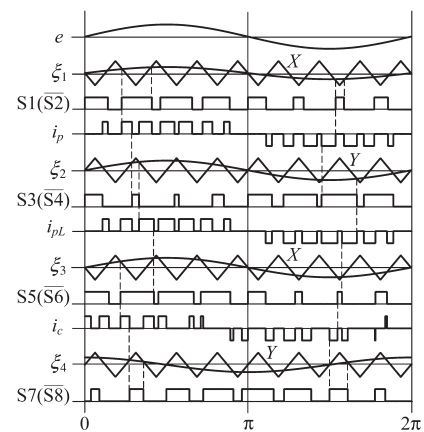


図3 複合PWM法

Fig.3. Composite PWM method.

チングリプルだけを抑制する小さな値に低減できる。

本回路は、電源、負荷、チョッパの接続形態から、図2に示すシステム構成も考えられ、図1における主ブリッジと負荷ブリッジを入れ換えた回路、負荷ブリッジとチョッパブリッジを換えた回路である。いずれの回路でも同等の入出力特性が得られるが、本レターでは、電源の主ブリッジとチョッパブリッジの動作が直接干渉せず、制御が簡単な図1の構成について検討する。

提案するコンバータ回路では、共用素子のスイッチングが2つのブリッジPWM動作に関係する。そのため、2つの搬送波による複合PWMを採用し、各ブリッジの独立制御を行う。図3は複合PWM法を示し、正弦波変調波による三角波搬送波比較方式によって素子スイッ

ングパターンを決定する。この時、各ブリッジの上側と下側の素子に対して、互いに半周期の位相差がある 2 つの三角波搬送波  $X$  と  $Y$  を用いることによって、1 つのブリッジは 2 つの変調波で制御できる<sup>(7)</sup>。詳細な制御法は後述するが、直流電流を平滑化して所望の正弦波出力を得るために、独立した 4 つの変調波  $\xi_1$  から  $\xi_4$  の振幅と電源  $e$  に対する位相を調整してコンバータを動作する。なお、全ての制御信号は電源  $e$  に同期するので、本回路は電源周波数固定の AC-AC 変換動作に限定される。

### 3. 制御法と直流平滑条件

本コンバータで正弦波形の入出力電圧、電流を得るには、直流電流を平滑化する必要があり、これは交流チョップパの制御によって実現する。負荷出力を主ブリッジで調整し、ブリッジが互いに干渉しない制御とするために、負荷ブリッジに関係する変調波  $\xi_2$  と  $\xi_3$  の振幅は固定し、それぞれの位相は  $\xi_1$  と同相とする。また、制御の簡単化と入力力率をほぼ 1 とするために、変調波  $\xi_1$  は電源電圧  $e$  と同相に固定する。したがって、出力調整は主ブリッジの変調波  $\xi_1$  の振幅制御、直流電流平滑化はチョップパブリッジの変調波  $\xi_4$  の振幅と電圧  $e$  に対する位相を調整して行う。

搬送波周波数が十分に高く、入出力電圧、電流波形における PWM リプルを無視した基本波近似解析から直流電流の平滑条件を導出する。いま、実効値  $E$  の電源  $e$  を基準として

$$e = \sqrt{2} E \sin \omega t \quad (1)$$

とする。ここで、 $\omega = 2\pi f$ 、 $f$  は電源周波数である。三角波搬送波の振幅を 1 とし、4 つの変調波をそれぞれ次式で表す。

$$\xi_1 = M_1 \sin \omega t \quad (2)$$

$$\xi_2 = M_2 \sin \omega t \quad (3)$$

$$\xi_3 = M_3 \sin \omega t \quad (4)$$

$$\xi_4 = M_4 \sin(\omega t - \alpha_4) \quad (5)$$

ここで、 $M_1$  から  $M_4$  は変調率、 $\alpha_4$  は変調波の位相角である。複合 PWM では、ブリッジは上側素子 PWM パターンと下側素子 PWM パターンの合成 PWM で動作する。したがって、本制御の各ブリッジ入出力に関する等価変調波は、以下のように表される。

主ブリッジ：

$$\xi_m = \frac{1}{2}(\xi_1 + \xi_2) = M_m \sin \omega t \quad (6)$$

負荷ブリッジ：

$$\xi_L = \frac{1}{2}(\xi_2 + \xi_3) = M_L \sin \omega t \quad (7)$$

チョップパブリッジ：

$$\xi_c = \frac{1}{2}(\xi_3 + \xi_4) = M_c \sin(\omega t - \alpha_c) \quad (8)$$

等価変調波の振幅  $M_m$ 、 $M_L$  および  $M_c$  は等価変調率、チョッ

パブリッジの  $\alpha_c$  は等価位相角を表す。

主ブリッジの出力直流電圧  $e_{dm}$  (電圧の向きは図 1 の  $e_d$  と同じ) は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} e_{dm} &= \xi_m e \\ &= \frac{\sqrt{2} M_m E}{2} - \frac{\sqrt{2} M_m E}{2} \cos 2\omega t \end{aligned} \quad (9)$$

負荷の電圧実効値を  $E_L$ 、力率角を  $\varphi_L$  として、負荷電圧  $e_L$  を

$$e_L = \sqrt{2} E_L \sin(\omega t + \varphi_L) \quad (10)$$

で表すと、負荷ブリッジの直流電圧  $e_{dl}$  (電圧の向きは図 1 の  $e_d$  と同じ) は、次式で表される。

$$\begin{aligned} e_{dl} &= -\xi_L e_L \\ &= -\frac{\sqrt{2} M_L E_L}{2} \cos \varphi_L + \frac{\sqrt{2} M_L E_L}{2} \cos(2\omega t + \varphi_L) \end{aligned} \quad (11)$$

一方、チョップパブリッジでは、チョップパコンデンサの電流  $i_c$  と電圧  $e_c$  は次式で計算できる。

$$i_c = \xi_c I_d \quad (12)$$

$$e_c = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (13)$$

ここで、 $C$  はチョップパコンデンサ容量、 $I_d$  は直流電流  $i_d$  の平均値である。上式を用いて、チョップパブリッジの直流電圧  $e_{dc}$  (電圧の向きは図 1 の  $e_d$  と同じ) は、次式で表される。

$$\begin{aligned} e_{dc} &= -\xi_c e_c \\ &= \frac{M_c^2 I_d}{2\omega C} \sin 2(\omega t - \alpha_c) \end{aligned} \quad (14)$$

平滑直流電流は、主ブリッジおよび負荷ブリッジの直流電圧 (9) 式と (11) 式に含まれる 2 倍周波数成分をチョップパ直流電圧 (14) 式で打ち消すことにより実現可能である。この関係式から、設定する変調率  $M_1$ 、 $M_2$  と  $M_3$  に対して、チョップパブリッジの等価変調率  $M_c$  と等価位相角  $\alpha_c$  を求め、さらに、(8) 式の関係から、実際の変調波  $\xi_4$  の変調率  $M_4$  と位相角  $\alpha_4$  を求めると以下の結果を得る。

$$M_4 = \sqrt{4M_c^2 + M_3^2 - 4M_c M_3 \cos \alpha_c} \quad (15)$$

$$\alpha_4 = \tan^{-1} \frac{2M_c \sin \alpha_c}{2M_c \cos \alpha_c - M_3} \quad (16)$$

ただし、

$$M_c = \sqrt{\frac{\sqrt{2}\omega C}{I_d} \sqrt{M_L^2 E_L^2 + M_m^2 E^2 - 2M_m M_L E E_L \cos \varphi_L}} \quad (17)$$

$$\alpha_c = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{M_m E - M_L E_L \cos \varphi_L}{M_L E_L \sin \varphi_L} \quad (18)$$

実際の制御では、電源 1 周期毎に負荷電圧  $E_L$  とフィルタコンデンサ  $C_L$  を含む負荷力率角  $\varphi_L$  および平均直流電流  $I_d$  を検出し、上記平滑条件式を計算して PWM 動作を実行する。

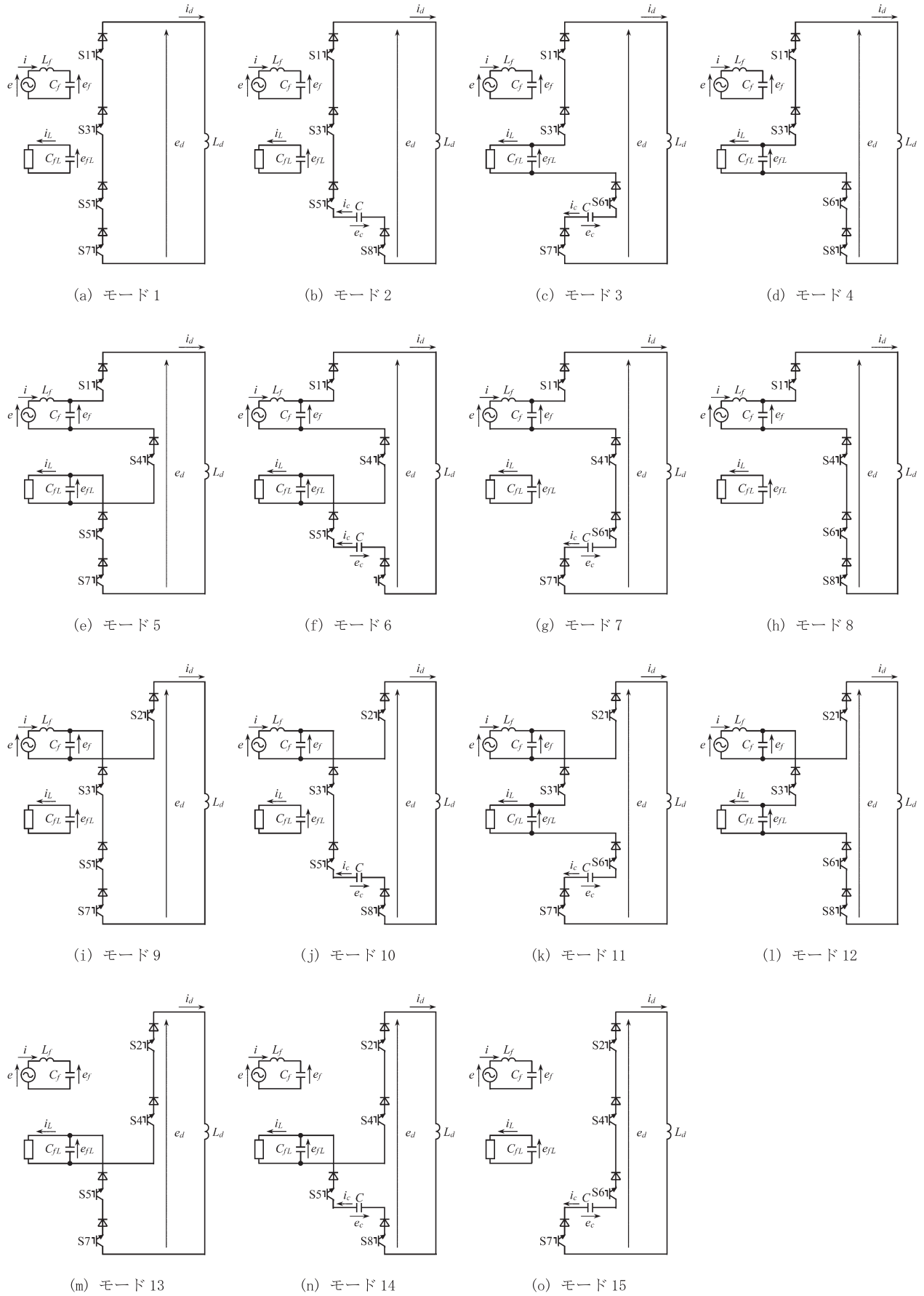


図4 動作モードの等価回路

Fig.4. Equivalent circuit of operational mode.

#### 4. 定常厳密解析

状態空間法を用いた厳密解析によって定常時の瞬時電圧、電流を計算するため、1 周期区間での動作モードと等価回路から状態方程式を導出する。本回路 PWM では、隣り合う 2 素子 (例えば, S1 と S2) は互いに排他的にオンオフするため、 $2^4$  通りの導通組み合わせがあるが、直流回路のレグ短絡を生じる奇数番号素子導通と偶数番号素子導通の回路は等価であるため、表 1 に示す 15 の動作モードが考えられる。図 4 は各動作モードの等価回路を示す。なお、動作モード 1 は奇数番号素子導通の回路を示している。例えば、動作モード 6 は、電源、負荷およびチョッパが直流回路と接続状態にあり、また、動作モード 8 は負荷とチョッパが回路から切り離された状態である。これらの等価回路から、以下の電圧、電流関係を導出できる。

常時接続状態にある電源とフィルタコンデンサ  $C_f$  について

$$e = L_f \frac{di}{dt} + R_f i + e_f \quad (19)$$

また、負荷とフィルタコンデンサ  $C_{fL}$  について

$$L \frac{di_L}{dt} + R i_L = e_{fL} \quad (20)$$

の関係が得られ、全てのモードで成立している。ここで、 $R_f$  はインダクタ  $L_f$  の抵抗分、 $R$  と  $L$  は負荷抵抗と負荷インダクタンスである。

一方、直流部では、全てのモードにおいて以下の関係がある。

$$e_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_d i_d + V_D \quad (21)$$

ここで、 $R_d$  はインダクタ  $L_d$  の抵抗分、 $V_D$  は導通素子の順方向電圧降下である。

さらに、各モードの等価回路から以下の関係式を得る。フィルタコンデンサ  $C_f$  に関して 4

$$C_f \frac{de_f}{dt} = \begin{cases} i & (\text{モード } 1 \sim 4, 13 \sim 15) \\ i - i_d & (\text{モード } 5 \sim 8) \\ i + i_d & (\text{モード } 9 \sim 12) \end{cases} \quad (22)$$

負荷フィルタコンデンサ  $C_{fL}$  について

$$C_{fL} \frac{de_{fL}}{dt} = \begin{cases} -i_L & (\text{モード } 1, 2, 7 \sim 10, 15) \\ -i_L - i_d & (\text{モード } 3, 4, 11, 12) \\ -i_L + i_d & (\text{モード } 5, 6, 13, 14) \end{cases} \quad (23)$$

チョッパコンデンサ  $C$  では

$$C \frac{de_c}{dt} = \begin{cases} 0 & (\text{モード } 1, 4, 5, 8, 9, 12, 13) \\ i_d & (\text{モード } 2, 6, 10, 14) \\ -i_d & (\text{モード } 3, 7, 11, 15) \end{cases} \quad (24)$$

となる。直流電圧については、表 1 に示す通りである。

電源電圧  $e$  の数値演算のために仮想電圧

Table 1. Conducting devices and dc voltage in operational mode.

表 1 各動作モードの導通素子と直流電圧

モード $k$	導通素子	直流電圧 $e_d$
1	レグ短絡	0
2	S1, S3, S5, S8	$-e_c$
3	S1, S3, S6, S7	$e_{fL} + e_c$
4	S1, S3, S6, S8	$e_{fL}$
5	S1, S4, S5, S7	$e_f - e_{fL}$
6	S1, S4, S5, S8	$e_f - e_{fL} - e_c$
7	S1, S4, S6, S7	$e_f + e_c$
8	S1, S4, S6, S8	$e_f$
9	S2, S3, S5, S7	$-e_f$
10	S2, S3, S5, S8	$-e_f - e_c$
11	S2, S3, S6, S7	$-e_f + e_{fL} + e_c$
12	S2, S3, S6, S8	$-e_f + e_{fL}$
13	S2, S4, S5, S7	$-e_{fL}$
14	S2, S4, S5, S8	$-e_{fL} - e_c$
15	S2, S4, S6, S7	$e_c$

$$e_1 = \sqrt{2} E \cos \omega t \quad (25)$$

を導入し、状態変数  $\mathbf{x}$  を

$$\mathbf{x} = \text{col}[e, e_1, i, e_f, i_L, e_{fL}, e_c, i_d, V_D] \quad (26)$$

に選ぶと、各モードの状態方程式は次の行列で表すことができる。

$$\dot{\mathbf{p}}\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_k \mathbf{x}(t), \quad k=1 \sim 15 \quad (27)$$

ここで、 $\mathbf{A}_k$  は定係数行列 (付録参照) である。状態変数の瞬時値は

$$\mathbf{x}(t + \tau) = \Phi_k(\tau) \mathbf{x}(t) \quad (28)$$

として計算できる。ここで、 $\Phi_k$  は次式から得る遷移行列である。

$$\Phi_k(\tau) = \sum_{n=0}^{30} \frac{(\mathbf{A}_k \tau)^n}{n!} \quad (29)$$

初期値を  $\mathbf{x}(0)$  として 1 周期  $T$  区間で現れるモード順に遷移行列を乗じると、最終値  $\mathbf{x}(T)$  は

$$\mathbf{x}(T) = \Phi(T) \mathbf{x}(0) \quad (30)$$

と表現できるので、動作の周期性

$$\mathbf{x}(T) = \mathbf{x}(0) \quad (31)$$

より、以下の線形連立方程式が得られる。

$$[\Phi(T) - \mathbf{I}] \mathbf{x}(0) = \mathbf{0} \quad (32)$$

ここで、 $\mathbf{I}$  は単位行列である。変数  $e(0)$ ,  $e_1(0)$ ,  $V_D(0)$  は

既知より、他変数の初期値は容易に求めることができ、瞬時値は(28)式の繰り返し計算によって得られる。

## 5. 実験および解析結果

実験と解析の回路条件は、電源  $E=100\text{V}$ 、 $f=60\text{Hz}$  とし、 $L_f=1\text{mH}$  ( $R_f=0.06\Omega$ )、 $C_f=10\mu\text{F}$ 、 $C_{\mu}=20\mu\text{F}$ 、 $C=30\mu\text{F}$ 、 $L_d=20\text{mH}$  ( $R_d=0.23\Omega$ )、搬送波周波数  $f_c=5.64\text{kHz}$  である。制御信号の変調波は、 $M_2=M_3=0.95$  固定とした。また、解析では、素子 IGBT と逆電圧阻止ダイオードの順方向電圧降下をともに  $1\text{V}$  として、 $V_D=8\text{V}$  で計算を行った。

図5は、力率  $\cos\phi_L$  が  $0.99$  ( $R=20.0\Omega$ 、 $L=6.1\text{mH}$ )、負荷電圧  $E_L=60\text{V}$  における各部実測および計算波形を示す。チョップコンデンサが正弦波電圧  $e_c$  を発生して交流部の瞬時電力変動を吸収するので、十分に平滑化された直流電流  $i_d$  が得られる。この時、直流電圧  $e_d$  には、動作モードに対応して電源電圧、負荷電圧およびチョップコンデンサ電圧が単独あるいは合成してパルス電圧として現れるが、電源の2倍周波数成分は除去される。その結果、直流電流  $i_d$  は平滑電流となり、交流側電圧、電流の正弦波形が得られている。電源電流  $i$  は、フィルタコンデンサ充電電流のため若干進みとなるが、ほぼ力率1であることがわかる。直流インダクタ  $L_d$  は、 $e_d$  のパルス電圧による電流リプルを抑制するだけの小さい値とするこ

とができる。ダブルコンバータ方式で同程度の平滑電流を得るには数百  $\text{mH}$  以上の非常に大きな  $L_d$  が必要であり、本方式における  $L_d$  低減が実現可能である。各部計算波形は、実測と良く一致しており、理論から、本コンバータは直流電流平滑化によって正弦波交流が得られることを確認できる。

図6に負荷力率  $0.80$  ( $R=16.2\Omega$ 、 $L=31.8\text{mH}$ )、電圧  $E_L=60\text{V}$  の実測および計算波形を示す。負荷電圧  $e_L$  に共振による歪みとこれによる直流電流  $i_d$  の若干の変動が見られるが、この条件でも、ほぼ平滑直流電流と正弦波入出力波形が得られており、理論波形からも確認できる。

図7は主ブリッジの変調率  $M_1$  に対する電源電流  $I$ 、電源力率  $pf$ 、直流電流  $I_d$ 、負荷電圧  $E_L$  および負荷電流  $I_L$  の特性を示し、プロット点は実測値、実線は計算値である。直流電流は変調率  $M_1$  に比例して変化し、負荷出力も  $M_1$  と線形関係にあることがわかる。電源電流  $I$  は  $M_1$  が高い範囲では、 $I_d$  にほぼ比例して変化するが、 $M_1$  が低くなるにしたがい  $I$  におけるフィルタコンデンサ充電電流の割合が高くなり、その結果、電源力率が低下している。負荷力率による特性の差異を見ると、低力率の方が高い電圧を出力できることがわかる。計算では、実測値とほぼ一致する結果が得られている。

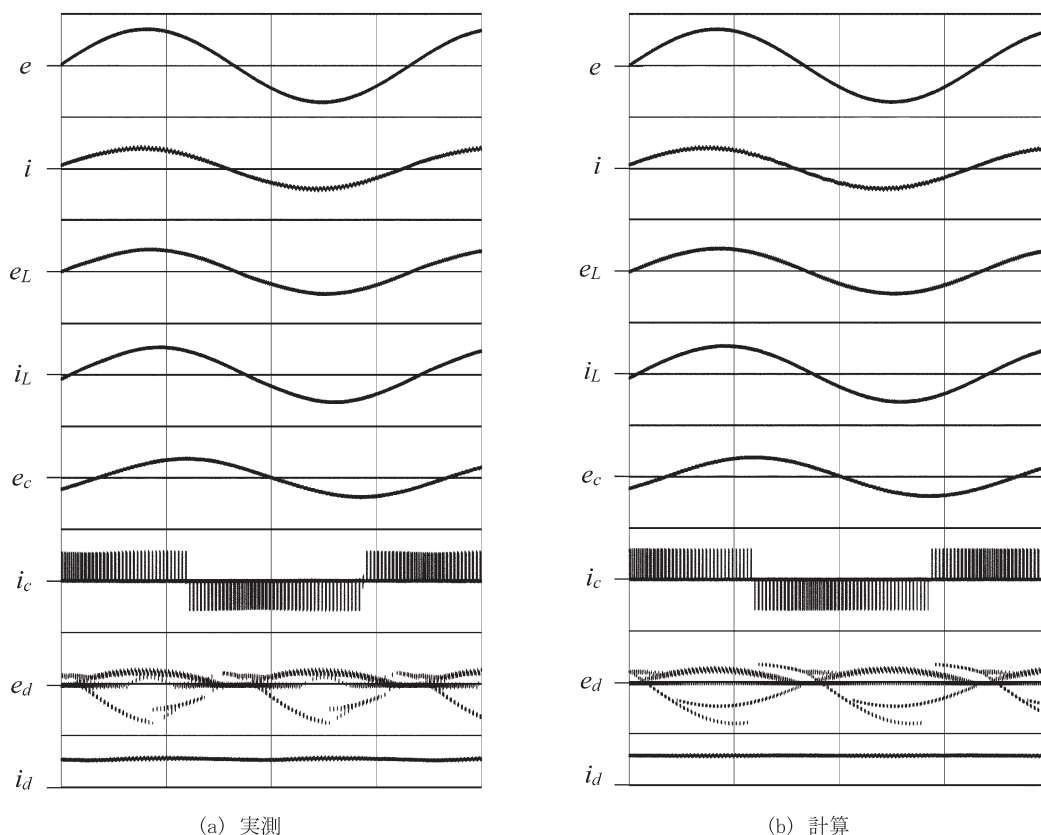


図5 負荷力率  $0.99$  時の各部波形 (200V/div., 8A/div., 5ms/div.)

Fig.5. Voltage and current waveforms with power factor  $0.99$  of load.

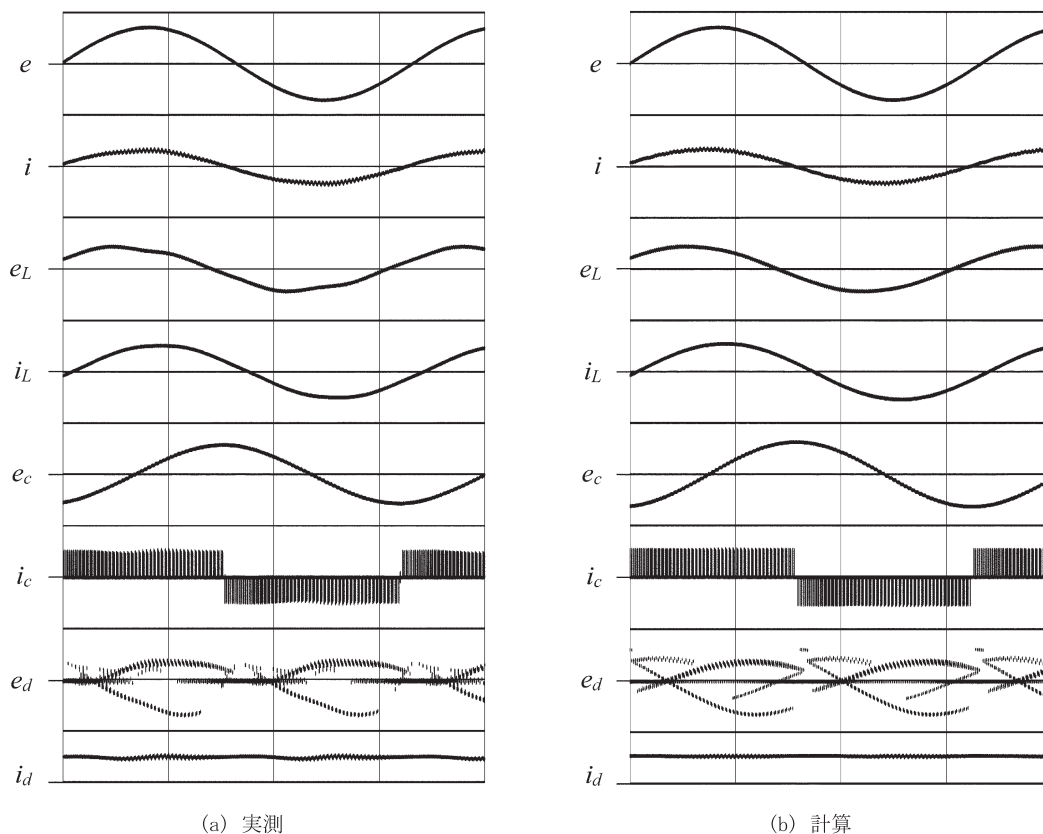


図6 負荷力率 0.80 時の各部波形 (200V/div., 8A/div., 5ms/div.)

Fig.6. Voltage and current waveforms with power factor 0.80 of load.

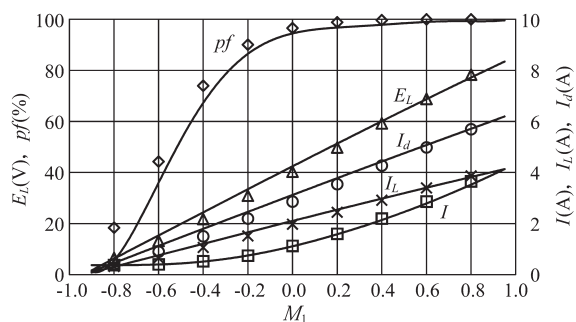
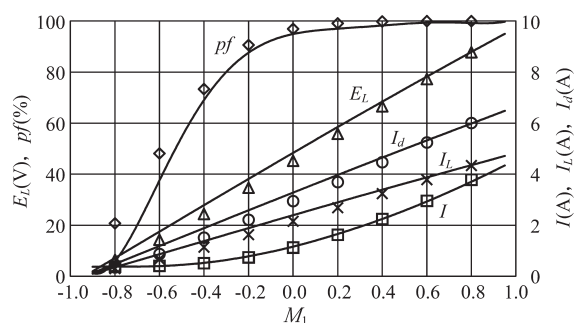
(a)  $\cos \phi_L = 0.99$ (b)  $\cos \phi_L = 0.80$ 

図7 入出力特性

Fig.7. Input and output characteristics.

## 6. むすび

交流チョッパを含む3台の単相ブリッジを8素子2レグで構成する単相AC-AC電流形コンバータの回路方式を提案し、そのPWM法を示した。本方式は交流チョッパのPWM制御によって直流電流を平滑化し、交流波形の正弦波化を図る。そのため、基本波近似解析による直流電流平滑化条件を導出し、本コンバータの制御方法を説明した。また、電源1周期における回路の動作モードを明らかにし、各モードの等価回路から電圧、電流方程式を導出して、状態空間法による厳密解析を行った。実験結果から、提案したコンバータでは平滑直流電流と正弦波交流が得られることを示し、入出力特性を明らかにした。さらに、計算波形と実測値とのよい一致が得られ、本コンバータは直流インダクタの低減に有効であることを確認した。

終わりに、修士論文の研究として実験および解析に協力頂いた平成28年度福岡大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程前期修士の松尾照久君に謝意を表す。

## 参考文献

- (1) 東・真田・佐志田・小山：「UPS 用非絶縁主回路の4象限入出力電圧制御法」，平成6年電気学会産業応用部門大会，No.123 (1994-8)
- (2) 大西：「多機能高品質単相 PWM 制御電源」，電学論 D, 115, 1, pp.70-76 (1995-1)
- (3) 黒木・川上：「交流変換回路」，平成12年電気学会全国大会シンポジウム，No.4-S20-5 (2000-3)
- (4) 根葉：「6素子 PWM 単相電流形コンバータ／インバータ」，電学論 D, 116, 2, pp.220-221 (1996-2)
- (5) 谷・根葉：「3レグ単相 PWM 電流形電力変換器の動作特性」，平成19年電気学会全国大会，No.4-089 (2007-3)
- (6) 松尾・帆足・松本・根葉：「交流チョッパを接続した AC-AC 単相電流形コンバータ回路の検討」，平成27年度電気・情報関係学会九州支部連合大会，No.02-2P-03 (2015-9)
- (7) 川添・松本・根葉・石坂：「複数 PWM 単相電流形コンバータの定常近似解析」，平成26年電気学会全国大会，No.4-026 (2014-3)

## 付録

## 定係数行列

$$A_k = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L_f & 0 & -R_f/L_f & -1/L_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_f & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{4,8} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R/L & 1/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_{fL} & 0 & 0 & a_{6,8} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{7,8} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{8,4} & 0 & a_{8,6} & a_{8,7} & -R_d/L_d & -1/L_d \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

行列要素は各動作モードに対して付表1で与えられる。

App.Table 1. Elements of matrices in each operational mode.

付表1 定係数行列の要素

モード $k$	$a_{4,8}$	$a_{6,8}$	$a_{7,8}$	$a_{8,4}$	$a_{8,6}$	$a_{8,7}$
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	$1/C$	0	0	$-1/L_d$
3	0	$-1/C_{fL}$	$-1/C$	0	$1/L_d$	$1/L_d$
4	0	$-1/C_{fL}$	0	0	$1/L_d$	0
5	$-1/C_f$	$1/C_{fL}$	0	$1/L_d$	$-1/L_d$	0
6	$-1/C_f$	$1/C_{fL}$	$1/C$	$1/L_d$	$-1/L_d$	$-1/L_d$
7	$-1/C_f$	0	$-1/C$	$1/L_d$	0	$1/L_d$
8	$-1/C_f$	0	0	$1/L_d$	0	0
9	$1/C_f$	0	0	$-1/L_d$	0	0
10	$1/C_f$	0	$1/C$	$-1/L_d$	0	$-1/L_d$
11	$1/C_f$	$-1/C_{fL}$	$-1/C$	$-1/L_d$	$1/L_d$	$1/L_d$
12	$1/C_f$	$-1/C_{fL}$	0	$-1/L_d$	$1/L_d$	0
13	0	$1/C_{fL}$	0	0	$-1/L_d$	0
14	0	$1/C_{fL}$	$1/C$	0	$-1/L_d$	$-1/L_d$
15	0	0	$-1/C$	0	0	$1/L_d$