

交流チョッパを並列結合した単相PWM 電流形コンバータの定常特性*

根 葉 保 彦**
藤 本 哲 弘***

Steady State Characteristics of Single-phase PWM Current Source Converter with AC Chopper in Parallel

Yasuhiko NEBA and Tetsuhiro FUJIMOTO

In a single phase PWM current source converter, the dc smoothing reactor with very large inductance is connected in the dc side for the purpose of the suppression of the dc current pulsation and the improvement of the waveform in the ac current. To reduce the dc reactor, several converter circuits with auxiliary devices have been reported. However, the number of the conducting devices that exist in the current path increases, and the conducting losses result in the decreases of the conversion efficiency.

This paper deals with a single phase PWM current source converter coupled in parallel with ac chopper. The circuit configuration and the PWM strategies are shown and the steady state characteristics at the rectifier and the inversion operations are given. The calculated results by employing a state space method are shown. The experimental and the analyzed results prove that the propose converter allows the dc inductance to be greatly reduced, and the ac chopper contributes to achieving the dc current with no pulsation and to shaping the ac current into sinusoidal wave.

Key Words: Current Source Converter, AC Chopper, Pulsewidth Modulation, Single-Phase Circuit, Numeric Analysis

1. まえがき

単相交流から直流に変換するPWM電流形コンバータでは、直流出力電圧は交流電圧をチョッピングした波形となり、電源周波数の2倍で変動する。直流部の電流平滑リアクトルは、この電圧変動を吸収して直流電流を平滑化し、負荷へ一定電流を供給するために接続するが、有限値のリアクトルでは、直流電圧と同一周波数で変動する直流電流となるので、負荷の電力変動を生じる。また、電流形コンバータの交流電流は、PWMによって直

流電流を正弦波分布パルス列に変換して得られるので、直流電流変動は交流電流波形歪みの原因となる。このため、非常に大きな直流平滑リアクトルが必要となり、システムの大型化やリアクトルの銅損による変換効率低下の問題がある。

単相電流形コンバータの直流リアクトル低減に対して、2台のブリッジ回路を用いた直角二相化方式⁽¹⁾、直流部に降圧チョッパを付加した方式⁽²⁾⁽³⁾が報告されている。筆者らは、交流チョッパを直流部に接続した方式⁽⁴⁾や使用素子数を減少するために主ブリッジと直列に交流チョッパを結合した回路方式⁽⁵⁾を提案した。しかし、これらの回路はいずれもスイッチング素子を追加するので、電流通路にある導通素子数が増加し、これによる導通損失増加のために変換効率の低下を生じる。また、平滑リアク

* 平成15年11月30日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

トルの電流を並列接続した素子でバイパスさせる方式⁽⁶⁾も提案されているが、リアクトル電流の2倍周波数変動は除去されておらず、直流部に高調波LCフィルタを必要とする。

本論文は、先に示した交流チョッパ直列結合回路における導通素子数増加の欠点を解消するために、主ブリッジと並列に交流チョッパを結合した回路^{(7)~(9)}を提案し、基本特性を明らかにする。まず、回路構成を示してPWM原理を説明し、順変換動作および逆変換動作におけるPWM法を示す。つぎに、実測波形と定常特性を示し、本方式が直流電流の平滑化を実現でき、直流リアクトルの大幅な低減が可能であることを明らかにする。また、状態空間法による定常解析を行い、理論からも本方式の有効性を確認する。

2. 回路構成とPWM原理

提案する単相PWM電流形コンバータの回路構成を図1に示す。素子S1~S4は電源に対してブリッジ回路を構成し、S2、S4、S5およびS6とコンデンサCは交流チョッパ回路を構成する。素子S2とS4を両回路で共有することにより素子数の低減を図っている。また、直流電流は正側素子群(S1、S2、S5)および負側素子群(S3、S4、S6)のいずれか1つを通して流れ、電流通路に存在する導通素子は常に2個となる。なお、同図に示すように、使用したスイッチング素子IGBTは逆電圧阻止能力を有しないので、ダイオードを直列接続している。

各素子のスイッチングPWMパターン作成において、三角波搬送波を用いる場合、変換される電圧、電流は採用する変調波の波形に依存する。いま、電源電圧を

$$e = \sqrt{2} E \sin \omega t \tag{1}$$

とし、搬送波周波数が十分に高く、PWMリップルを無視する時、主ブリッジとチョッパに対して、次式の正弦波

変調波を適用する。

$$\xi_i = M_i \sin \omega t \tag{2}$$

$$\xi_c = M_c \sin(\omega t - \theta) \tag{3}$$

ここで、 $\omega = 2\pi f$ 、 f は電源周波数、 E は電源電圧実効値である。主ブリッジ変調波は電源電圧に同期し、 M_i と M_c は搬送波振幅を1とした時の主ブリッジおよびチョッパPWMパターンに対する変調波振幅を表す変調率である。また、 θ はチョッパ変調波の位相角である。主ブリッジ変調率 M_i が正の時は順変換動作、負の場合は逆変換動作である。

主ブリッジが出力する直流電圧 e_{dm} は

$$\begin{aligned} e_{dm} &= \xi_i e \\ &= E_d - E_d \cos 2\omega t \end{aligned} \tag{4}$$

となる。ただし、

$$E_d = \frac{M_i E}{\sqrt{2}} \tag{5}$$

は平均直流電圧である。(4)式からわかるように、主ブリッジの直流電圧は2倍周波数変動分を含んでいる。

一方、チョッパコンデンサには、直流電流 i_d を変調波 ξ_c で変調した電流

$$\begin{aligned} i_c &= \xi_c i_d \\ &= M_c i_d \sin(\omega t - \theta) \end{aligned} \tag{6}$$

が流れ込み、その電圧は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} e_c &= \frac{1}{C} \int i_c dt \\ &= -\frac{1}{\omega C} M_c i_d \cos(\omega t - \theta) \end{aligned} \tag{7}$$

チョッパは、コンデンサ電圧を変調波 ξ_c で変調し、次式の電圧を直流側に出力する。

$$\begin{aligned} e_{dc} &= -\xi_c e_c \\ &= \frac{1}{2\omega C} M_c^2 i_d \cos\left(2\omega t - 2\theta - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \tag{8}$$

なお、(8)式の負号はコンデンサ電圧の極性定義による。

直流電圧 e_d は主ブリッジとチョッパの出力直流電圧の合成

$$e_d = e_{dm} + e_{dc} \tag{9}$$

であるので、(4)式と(8)式から、チョッパ変調波 ξ_c の位相を順変換動作時、すなわち主ブリッジ変調率 $M_i \geq 0$ の場合には、

$$\theta = -\pi/4 \tag{10}$$

また、 $M_i \leq 0$ における逆変換動作では、主ブリッジ直流電圧の変動が順変換時と比べて逆位相となるので

$$\theta = \pi/4 \tag{11}$$

とし、変調率を

$$M_c = \text{sign}(M_i) \sqrt{\frac{\sqrt{2} E |M_i| \omega C}{i_d}} \tag{12}$$

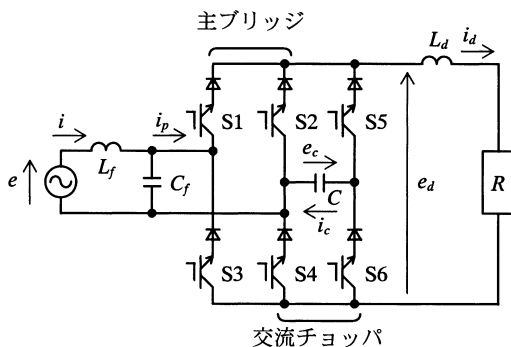


図1 コンバータ回路
Fig.1 Converter circuit

に設定することで、直流電圧の2倍周波数変動分が打ち消され、一定電圧 E_d が得られる。

このように、本方式は、主ブリッジが出力する直流電圧の2倍周波数変動分をチョップパコンデンサによってキャンセルして一定直流電圧を出力するので、直流電流が平滑化され、正弦波形の交流電流が得られる。その結果、直流リアクトルの大幅な低減が可能となる。

本回路では、正側群素子と負側群素子のいずれか1つをオンし、電源とチョップパコンデンサへ0、 i_d または $-i_d$ を流してそれぞれにPWM制御電流を発生するが、 $i_p=i_d$ かつ $i_c=-i_d$ 、および $i_p=-i_d$ かつ $i_c=i_d$ の導通状態は不可能である。したがって、この導通状態を生じないようなPWMパターンを作成するために、互いに半周期の位相差がある2つの三角波を組み合わせた搬送波を採用し、その周波数を正弦波変調波の4の整数倍に設定する。

図2は順変換動作時のPWMパターンを示す。主ブリッジは電源電圧 e と同位相の変調波、チョップパは主ブリッジより $\pi/4$ 進み位相の変調波を用い、三角波との交点で各素子のオンオフを行う。互いに逆位相の三角波の採用により、変調波 ξ_i と ξ_c が異符号区間における電流 i_p と i_c の重なりを発生せずに、チョップパコンデンサ電流を独立して制御できる。

表1は1周期における電流 i_p と i_c の状態に対応した導通素子の関係を示す。アーム短絡は3つのいずれでも等価であるが、スイッチング回数や狭幅パルスを考慮して、S2S4アームで直流短絡回路を形成するようにPWMパターンを作成する。

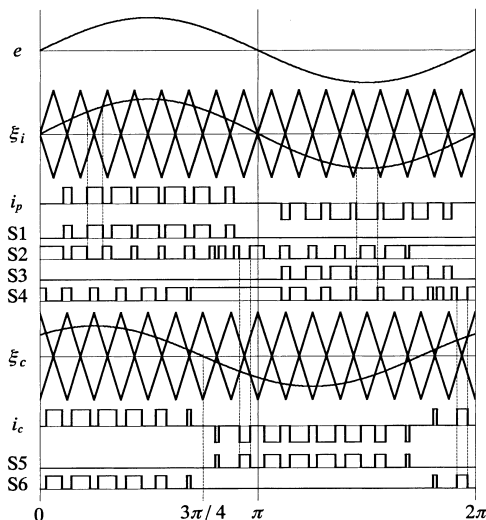


図2 順変換動作時のPWMパターン
Fig.2 PWM pattern at rectifier operation

図3は逆変換動作に対するPWMパターン発生法を示す。 $M_f \leq 0$ では、主ブリッジ変調波は電源電圧と逆位相となり、チョップパ回路の素子 S5 と S6 は、 ξ_i より $\pi/4$ 遅れ位相の変調波によってPWMスイッチングを行う。

3. 実験結果

実験条件は、 $E=100V$ ($f=60Hz$)、 $L_f=1mH$ 、 $C_f=10\mu F$ 、 $C=50\mu F$ 、 $L_d=10mH$ 、PWM搬送波周波数 (スイッチング周波数) 4.80kHz、直流電流 I_d を5Aとした。

図4は変調率 $M_f=0.8$ として順変換動作した場合の各部実測波形である。電源電圧 e に対して交流側のPWM制御電流 i_p は同位相、チョップパコンデンサの電流 i_c は $\pi/4$ 進み位相の正弦波分布パルス列電流が流れ、チョップパコンデンサ電圧 e_c は i_c より $\pi/2$ 遅れの正弦波電圧となる。直流電圧 e_d はフィルタコンデンサ C_f の正弦波電

表1 電流状態と導通素子

Table 1. Current conditions and conducting devices

モード	電流状態	導通素子
1	$i_p=i_d, i_c=i_d$	S1, S6
2	$i_p=i_d, i_c=0$	S1, S4
3	$i_p=0, i_c=i_d$	S2, S6
4	$i_p=0, i_c=-i_d$	S5, S4
5	$i_p=0, i_c=0$	アーム短絡
6	$i_p=-i_d, i_c=-i_d$	S5, S3
7	$i_p=-i_d, i_c=0$	S2, S3

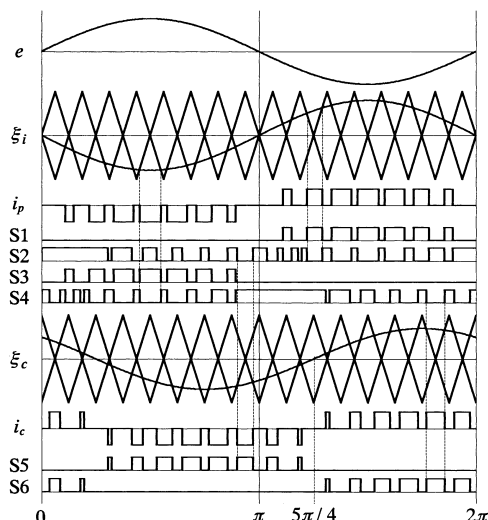


図3 逆変換動作時のPWMパターン
Fig.3 PWM pattern at inverter operation

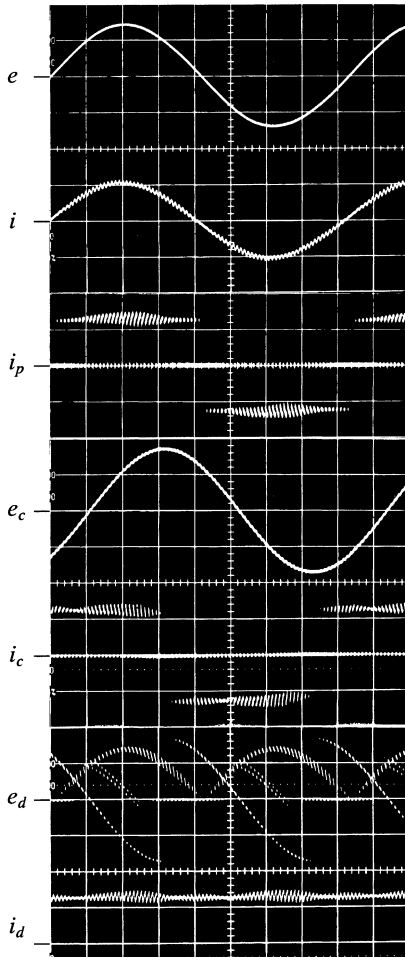


図4 順変換動作時の実測波形
(100V/div, 4A/div, 2ms/div)

Fig.4 Experimental waveforms at rectifier operation

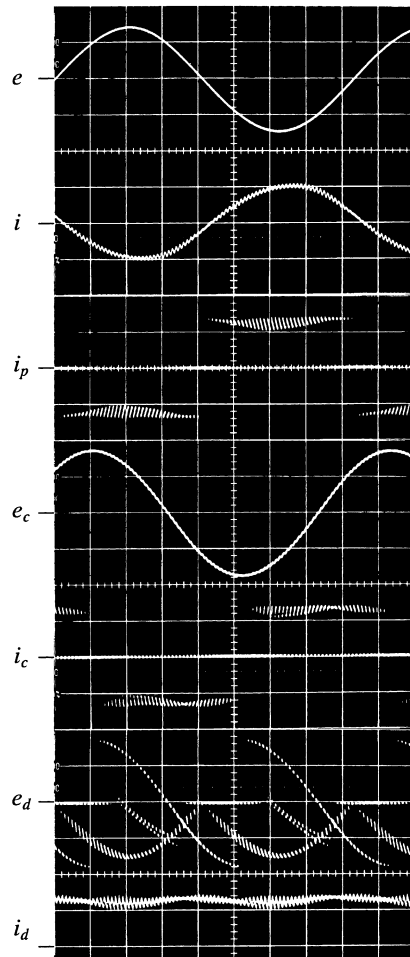


図5 逆変換動作時の実測波形
(100V/div, 4A/div, 2ms/div)

Fig.5 Experimental waveforms at inverter operation

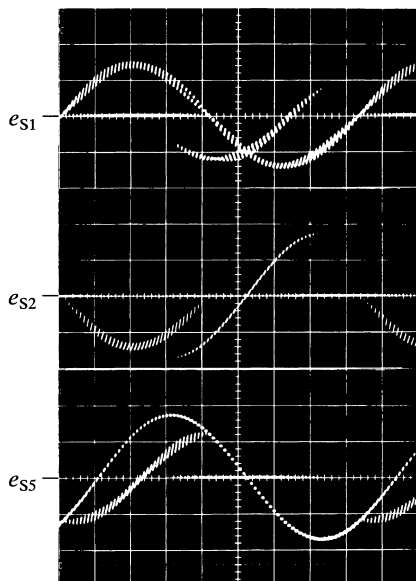
圧をチョッピングした2倍周波数変動電圧にチョップコンデンサ電圧をチョッピングした2倍周波数変動電圧が重畳された波形となる。これらの変動電圧は互いにキャンセルされるため、直流電流 i_d はPWMスイッチングによるリップル分だけを含む平滑電流となる。その結果、交流電流 i は完全な正弦波形となっていることがわかる。

図5は直流側にバッテリーを挿入し、変調率 $M_i = 0.8$ として逆変換動作を行った時の各部実測波形である。逆変換時には主ブリッジが出力する直流電圧は、順変換動作に対して逆位相の2倍周波数変動電圧となるが、チョップコンデンサ電圧により、合成直流電圧 e_d の変動分は除去され、一定直流電流と正弦波交流電流が得られていることが確認できる。

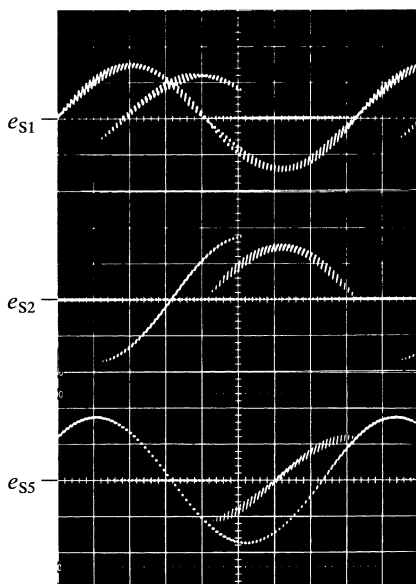
図6は、それぞれ順変換動作および逆変換動作時の素子S1, S2, S5(直列ダイオードを含む)の印加電圧波形である。素子S1には、S2導通時にフィルタコンデンサ電圧 e_{cf} (ほぼ電源電圧 e に等しい)、S5導通時に e_{cf} とチョップコンデンサ電圧 e_c の合成が印加される。素子S2には、S1導通時に e_{cf} 、S5導通時に e_c の電圧が印加される。また、素子S5には、S1導通時に e_{cf} と e_c の合成電圧、S2導通時に e_c の電圧が印加される。

図7は直流電流 $I_d = 5A$ 一定において、主ブリッジ変調率 M_i の変化に対する電圧、電流、力率、効率およびチョップ変調率の特性を示す。直流電圧 E_d は変調率に比例して変化する。電源電流 I は、PWM制御電流 i_p の基本波とフィルタコンデンサ充電電流の合成であり、

直流電流一定の下では、ほぼ M_i に比例するが、 $M_i=0$ 時は充電電流だけとなる。したがって、力率 pf は、充電電流が支配的となる変調率が零に近い範囲では低下す



(a) 順変換動作時



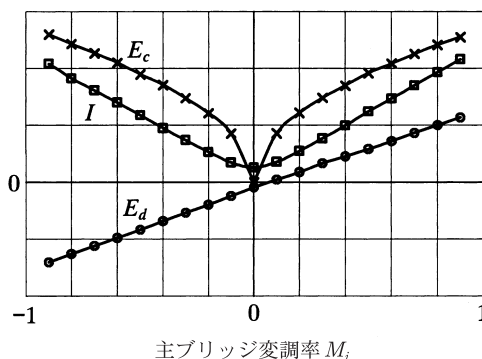
(b) 逆変換動作時

図6 各素子の電圧波形
(100V/div, 2ms/div)

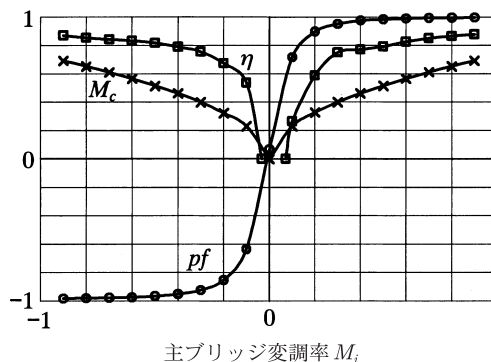
Fig.6 Voltage across device

るが、広範囲で1あるいは-1となっている。一方、チョップ変調率 M_c は、(12)式で示したように、 M_i の平方根で変化し、チョップコンデンサ電圧 E_c も同じ特性となる。インバータ効率 η は順変換動作の $M_i=0.9$ 時 (直流出力 283W) で88%となっており、損失は約40Wであった。この損失の大部分は導通素子の順方向電圧降下による導通損 (実測で約35W) であり、残りの損失はスイッチング損と考えられる。

本方式では、チョップコンデンサ電圧を利用して直流電圧の2倍周波数変動を除去し、直流電流平滑化を実現するが、コンデンサ電圧は、直流電流に依存するため、電流が小さい範囲で所望の電圧を確保できない状態を生じる。したがって、チョップコンデンサは直流電流の制御範囲を考慮し、チョップが過変調を生じない範囲でPWMで動作できるように、その容量を選定する必要がある。



(a) 電圧, 電流 (50V/div, 1.5A/div)



(b) 変調率, 力率, 効率

図7 変調率 M_i の変化に対する特性 ($I_d=5A$)

Fig.7 Characteristics for changing modulation index M_i

4. 定常解析

解析は単相コンバータ動作の周期性から、図2および図3に示した $0 \sim \pi$ の半周期について考える。この区間では、表1に示したモード1からモード5までの動作モードが存在する。これらのモードにおいて、図1の交流部および直流部では次式の電圧方程式が得られる。

$$e = L_f di/dt + R_f i + e_{cf} \tag{13}$$

$$e_d = L_d di_d/dt + R_d i_d - E_b \tag{14}$$

ここで、 e_{cf} はフィルタコンデンサ電圧（回路では上向きを正）、 R_f 、 R_d はフィルタリアクトル L_f および直流リアクトル L_d の抵抗分、 E_b は逆変換動作を行うために直流側に挿入するバッテリー電圧である。フィルタコンデンサ電圧 e_{cf} 、チョップコンデンサ電圧 e_c および直流電圧 e_d は、それぞれのモードにおいて以下のように与えられる。

モード1：

$$de_{cf}/dt = (i - i_d)/C_f \tag{15}$$

$$de_c/dt = i_d/C \tag{16}$$

$$e_d = e_{cf} - e_c \tag{17}$$

モード2：

$$de_{cf}/dt = (i - i_d)/C_f \tag{18}$$

$$de_c/dt = 0 \tag{19}$$

$$e_d = e_{cf} \tag{20}$$

モード3：

$$de_{cf}/dt = i/C_f \tag{21}$$

$$de_c/dt = i_d/C \tag{22}$$

$$e_d = -e_c \tag{23}$$

モード4：

$$de_{cf}/dt = i/C_f \tag{24}$$

$$de_c/dt = -i_d/C \tag{25}$$

$$e_d = e_c \tag{26}$$

モード5：

$$de_{cf}/dt = i/C_f \tag{27}$$

$$de_c/dt = 0 \tag{28}$$

$$e_d = 0 \tag{29}$$

数値解析の状態変数 x を次のように選ぶ。

$$x = \text{col}[e_1, e_2, i, e_{cf}, e_c, i_d, E_b] \tag{30}$$

ここで、仮想二相電圧

$$e_1 = \sqrt{2} E \sin \omega t \tag{31}$$

$$e_2 = \sqrt{2} E \cos \omega t \tag{32}$$

は(1)式の電源電圧 e を計算するために導入した変数であり、次式の関係がある。

$$e = e_1 \tag{33}$$

$$de_1/dt = \omega e_2 \tag{34}$$

$$de_2/dt = -\omega e_1 \tag{35}$$

各モードの状態方程式は、

$$d\mathbf{x}(t)/dt = \mathbf{A}_k \mathbf{x}(t), \quad k=1 \sim 5 \tag{36}$$

として表され（定係数行列 \mathbf{A}_k は付録参照）、各モードの状態変数瞬時値は

$$\mathbf{x}(t+\tau) = \Phi_k(\tau) \mathbf{x}(t) \tag{37}$$

で与えられる。ここで、遷移行列は

$$\Phi_k(\tau) = \exp(\mathbf{A}_k \tau) \tag{38}$$

から計算できる。遷移行列を解析区間 $T=1/2f$ に存在する動作モード順に接続し、初期値 $\mathbf{x}(0)$ と最終値 $\mathbf{x}(T)$ の関係を接続行列 \mathbf{B}_c （付録参照）によって関連付ければ、初期値 $\mathbf{x}(0)$ に関する次の線形連立方程式を得る。

$$[\mathbf{B}_c \Phi(T) - \mathbf{I}] \mathbf{x}(0) = \mathbf{0} \tag{39}$$

ここで、 \mathbf{I} は単位行列である。状態変数 e_1 、 e_2 および E_b は既知であるので、(39)式の初期値は容易に求めることができ、(37)式から各変数の瞬時値を計算できる。

図8と図9は、それぞれ図4と図5に対応する各部計算波形である。各波形は実測波形と非常によく一致しており、理論からも直流電流が平滑化され、正弦波交流電流が得られることを確認できる。

5. むすび

単相PWM電流形コンバータの直流平滑リアクトル低減に対して、交流チョップを主ブリッジと並列に結合し

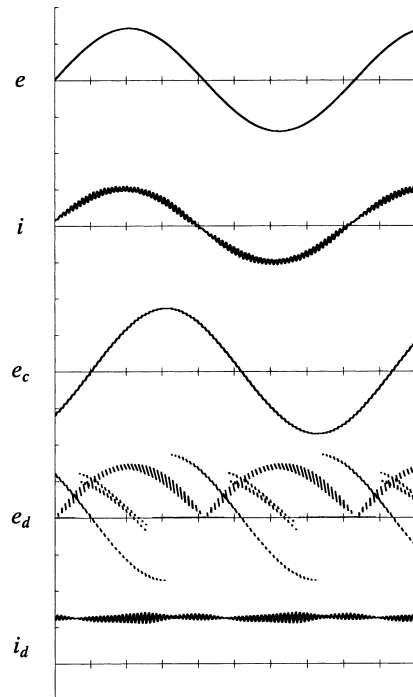


図8 順変換動作時の計算波形 (100V/div, 4A/div, 2ms/div)

Fig.8 Calculated waveforms at rectifier operation

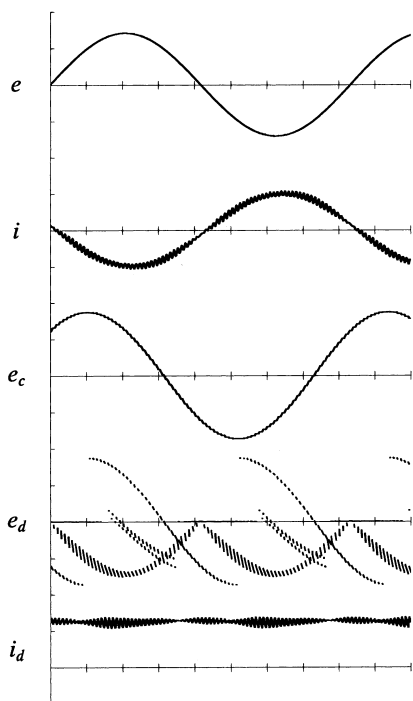


図9 逆変換動作時の計算波形
(100V/div, 4A/div, 2ms/div)

Fig.9 Calculated waveforms at inverter operation

た回路方式とPWM法を提案し、動作特性を示した。本方式では、2個の素子を主ブリッジとチョッパで共用して使用素子数の減少を図り、また、チョッパを並列結合した構成のため電流通路を形成する導通素子が常に2個となる利点がある。実験および解析結果から、本方式は、一定直流電流と正弦波交流電流が実現でき、平滑リアクトルの大幅な低減が可能であることを明らかにした。

参 考 文 献

(1) 橋本・曾根：「直角二相化PWMコンバータ」, 電学論D, 111, 3, pp.215-220 (1991-3)
 (2) 阿南・山崎・松田・山中・星野：「単相PWM電流形インバータのチョッパ回路付加による直流リアクトル低減について」, 平成5年電気関係学会九州支部連大, No.417 (1993-10)
 (3) 門田・榊川・飯田：「電流形インバータとDC-DCコンバータを用いた太陽光発電系統連系システム」, 電学論D, 116, 6, pp.718-719 (1996-6)
 (4) 野中・根葉・大村：「正弦波入力単相PWM電流形コンバータの直流電流平滑化」, 平成4年電気学会全大, No.484 (1992-3)
 (5) 根葉：「交流チョッパを結合した単相PWM電流形

電力変換器」, 電学論D, 117, 6, pp.673-679(1997-6)
 (6) 茂木・前田：「直流電流脈動を低減した系統連系単相電流形インバータ」, 電学論D, 119, 8/9, pp.1132-1133 (1999-8)
 (7) 藤本・根葉：「交流チョッパを並列結合した単相PWM電流形コンバータ」, 平成15年電気学会産業応用部門大, No. Y-28 (2003-8)
 (8) 藤本・根葉：「交流チョッパ並列結合単相PWM電流形コンバータ」, 平成15年電気関係学会九州支部連大, No.04-2P-15
 (9) 根葉：「単相PWM電流形コンバータの交流チョッパ並列結合回路」, 電学論D, 123, 10, pp.1238-1239 (2003-10)

付 録

1) 定係数行列

$$A_k = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_f} & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & a_{4,6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{5,6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{6,4} & a_{6,5} & -\frac{R_d}{L_d} & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

行列要素は各モードに対して付表1で与えられる。

付表1 定係数行列の要素

App. Table 1. Elements of matrices

モード	$a_{4,6}$	$a_{5,6}$	$a_{6,4}$	$a_{6,5}$
1	$-1/C_f$	$1/C$	$1/L_d$	$-1/L_d$
2	$-1/C_f$	0	$1/L_d$	0
3	0	$1/C$	0	$-1/L_d$
4	0	$-1/C$	0	$1/L_d$
5	0	0	0	0

2) 接続行列

$$B_c = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$