

3 レグ単相-三相 PWM電流形コンバータの定常特性*

根 葉 保 彦**
 松 本 洋 和**
 伊 藤 良 三**
 石 坂 耕 一**
 柴 戸 洋次郎***

Steady-state Characteristics of Single-to-Three Phase PWM Current Source Converter with Three Legs

Yasuhiko NEBA**, Hirokazu MATSUMOTO**, Ryozo ITOH**, Kouichi ISHIZAKA** and
Yojiro SHIBAKO***

This paper presents a current source ac-ac converter between single-phase power source and three-phase load. A three-phase bridge circuit, which consists of three legs with six switching devices, is used for the converter circuit. Two among three legs are used in common for the power source and the load lines. The normal PWM switching strategy is employed to obtain the sinusoidal voltage and current. The tank circuit with LC parallel resonance is inserted in the dc line and this also contributes to shape the waveform into sinusoidal. The experimental waveforms are shown and these are compared with the simulated waveforms obtained by using the state space method. These results prove that the three-leg converter with the single-phase input can generate the three-phase output and has sinusoidal waves in the input and the output sides.

Key Words : Current Source Converter, Single-phase, Three-phase, Sinusoidal Wave, PWM, AC-AC Conversion

1. まえがき

単相交流から三相交流を得るには、4素子2レグ構成の単相ブリッジコンバータと6素子3レグ構成の三相ブリッジコンバータを用いて直流接続するダブルコンバータシステムが一般に用いられる。この方式では、それぞれのコンバータで独立にPWMスイッチングを行い、単相入力および三相出力で正弦波交流が得られ、また三相出力の可変電圧可変周波数制御を実現できる。単相三相電力変換に対して、直流部に電流平滑インダクタを接続

した2台のサイリスタ三相ブリッジ回路とCTを組み合わせた電流形コンバータが報告され、動作原理と波形が示されている⁽¹⁾。筆者らは先に、1台の三相ブリッジ回路に単相電源と三相負荷を直接接続する電流形コンバータ⁽²⁾を提案し、PWMスイッチングによって正弦波入出力の単相三相変換が可能なることを報告した⁽³⁾。このコンバータでは出力が入力とほぼ同じ電圧、同一周波数に限定されるが、ダブルコンバータ方式と比べて導通素子数が減少するため、これによる導通損の低減から変換効率の向上が期待できると考えられる。

本論文は、3レグ単相-三相PWM電流形コンバータの定常特性について検討を行ったものであり、PWM動作原理、制御方法の詳細を説明する。状態空間法による数値解析を行い、実測波形と比較して理論と実験から本

* 平成 22 年 5 月 31 日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

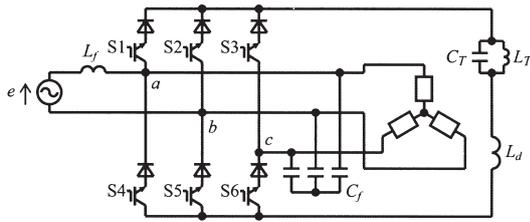


図1 3レグ電流形コンバータ

Fig.1 Current source converter with three legs.

コンバータの入出力特性を明らかにする。

2. 回路構成とPWM法

3レグ単相-三相PWM電流形コンバータの回路構成を図1に示す。素子IGBTで示すS1からS6の接続構成は従来の三相ブリッジ回路であり、3つのレグに直接、単相電源と三相負荷を接続する。同図では、*ab*間に単相電源を接続しているが、*bc*間あるいは*ca*間でも変換動作可能である。ダイオードは逆電流阻止のために接続しており、IGBTが逆耐圧を有する場合には不要である。各レグ間にはフィルタコンデンサ C_f を接続し、 L_f は単相側フィルタインダクタ、 L_d は直流電流平滑インダクタである。2倍周波数の単相瞬時電力変動は直流電流変動と交流波形歪みを誘発するので、直流部に2倍周波数に同調したLCタンク回路を挿入して、交流波形正弦波化と L_d の低減を図っている。

PWMスイッチングは電源の単相側に同期して行うので、出力周波数は電源と同一となる。また、三相の1線間が単相と直接接続されているので、固定電圧固定周波数の単相-三相電力変換となる。コンバータは直流を共

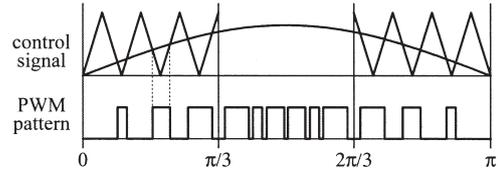


図2 PWM法

Fig.2 PWM method.

有して単相から三相への変換を行うので、三相PWMによって動作し、図2に基本パターン発生法を示す。スイッチングは三角波搬送波と正弦波変調波との比較によって決定するが、電流形では正側群 (S1, S2, S3) および負側群 (S4, S5, S6) における単一素子導通の制約から、 $\pi/3$ から $2\pi/3$ 区間のパルスは0から $\pi/3$ 区間と $2\pi/3$ から π 区間パルスの合成 (論理 OR) で得られる。なお、搬送波振幅に対する変調波振幅の比を変調率 MI と定義する。図3は1周期における各素子のスイッチングパターンとレグの流出入するPWM制御電流 (レグへの流入を正として表示) を示す。直流電流の連続性を考慮して、0から $\pi/3$ 区間と $2\pi/3$ から π 区間の基本パルス、 $\pi/3$ から $2\pi/3$ 区間パルスの論理 NOT および $\pi/3$ 期間常時オンの信号を各素子へ分配する。角度 α は電源電圧 e に対する S1 の変調波すなわち PWM制御電流 i_{pa} の遅れ位相角である。

3. 制御方法

いま、搬送波周波数が十分に高く、フィルタコンデンサが小さく無視できるものと仮定する。図4は入出力電流とPWM制御電流を示す。なお、各電流はフェーズで表している。PWM制御電流 I_{pa} , I_{pb} , I_{pc} は図3に示す

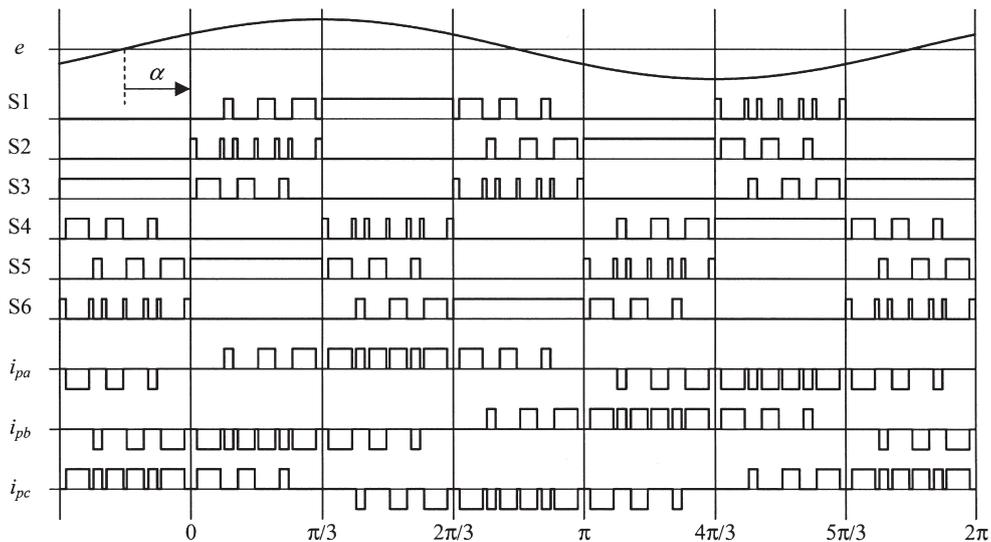


図3 1周期のPWMパターン

Fig.3 PWM patterns in one cycle.

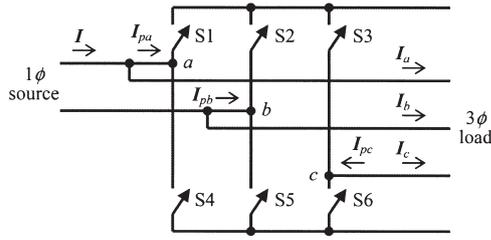


図4 PWM制御電流
Fig.4 PWM controlled current.

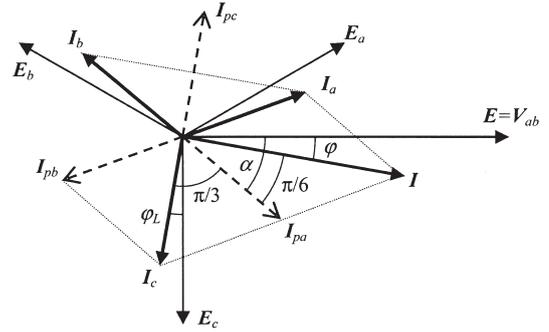


図5 フェーザ図
Fig.5 Phasor diagram.

波形の基本波である。直流電流を I_d 一定とする時、PWM制御電流の実効値と位相はPWMパターンの変調率 MI と位相角 α で決まり、電源電圧 E を基準として次式で与えられる三相平衡電流である。

$$I_{pa} = I_p \varepsilon^{-j\alpha} \quad (1)$$

$$I_{pb} = I_p \varepsilon^{-j(\alpha + \frac{2\pi}{3})} \quad (2)$$

$$I_{pc} = I_p \varepsilon^{-j(\alpha + \frac{4\pi}{3})} \quad (3)$$

ここで、電流 I_p は、次式で与えられる基本波実効値である。

$$I_p = \frac{I_d MI}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

図4から、電流に関して

$$I_a = I - I_{pa} \quad (5)$$

$$I_b = -I - I_{pb} \quad (6)$$

$$I_c = -I_{pc} \quad (7)$$

であり、これらは図5に示す関係となる。負荷電流 I_a

と I_b が電源電流 I に依存することを考慮すると、負荷の三相平衡電流を得るには

$$\begin{aligned} I &= I_{pa} - I_{pb} \\ &= I_a - I_b \end{aligned} \quad (8)$$

の関係を必要とする。これは a 相PWM制御電流 I_{pa} について、電源電流 I との位相差が $\pi/6$ となること、すなわち

$$I_{pa} = I \varepsilon^{-j\frac{\pi}{6}} \quad (9)$$

および、大きさについて

$$I = \sqrt{3} I_p \quad (10)$$

の条件を満足する必要がある。その結果、同図からわかるように、相順 abc のPWM動作に対して、三相出力は相順 acb の逆相となる。

一方、電源 e はレグの ab 端子に接続しており、負荷

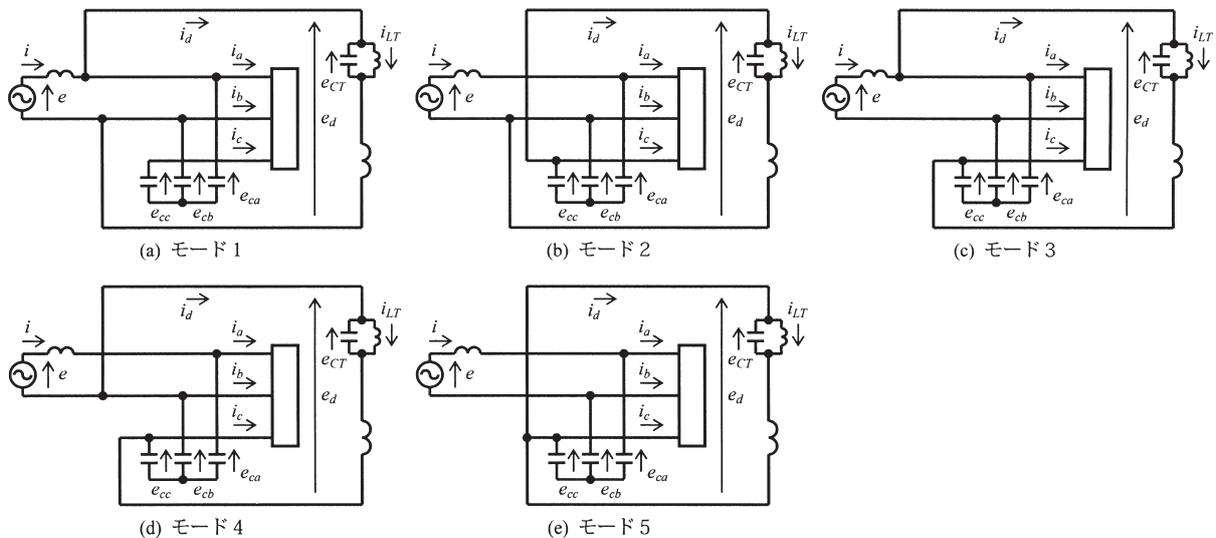


図6 各モードの等価回路
Fig.6 Equivalent circuits for each mode.

端子 (線間) 電圧 v_{ab} である. 各 PWM 制御電流の位相は角 α で固定されているので, 電圧 V_{ab} と電流 I_c との位相角は $\pi/3 + \alpha$ である. また, 負荷側の相順が逆相であることから, c 相電圧 E_c は V_{ab} より $\pi/2$ 遅れとなる. 負荷の遅れ力率角を φ_L とすると, 上記の電圧 V_{ab} と電流 I_c との位相角は $\pi/2 + \varphi_L$ に等しいので, PWM パターンの遅れ位相角 α は次式の値に設定する.

$$\alpha = \frac{\pi}{6} + \varphi_L \quad (11)$$

すなわち, 電源の力率角 φ は負荷力率角 φ_L となる. この時, 本コンバータの電源と負荷 1 線間が共通レグに接続されており固定電圧変換であることから, 負荷が一定であれば (4) 式で与えられる電流 I_p は一定であるので, 変調率が低いほど直流電流 I_d は増加する. したがって, 直流電流増加によるシステム効率の低下を避けるために, 変調率 MI をできる限り高い値に固定して動作する.

4. 動作解析

解析に対する状態方程式の導出は, 本コンバータ動作の電源半周期毎の周期性より, 図 3 に示す 0 から π 区間について行う. この区間では, 図 6 の等価回路で示す 5 つの動作モードが存在する. なお, モード 5 で示すレグ短絡時の回路は, S1S4 または S2S5 のレグであって等価である.

等価回路から全てのモードにおいて, 以下の電圧, 電流関係が得られる. 交流部について

$$e - L_f p i - R_f i - e_{ca} + e_{cb} = 0 \quad (12)$$

$$e_{ca} - e_{cb} = L p i_a + R i_a - L p i_b - R i_b \quad (13)$$

$$e_{cb} - e_{cc} = L p i_b + R i_b - L p i_c - R i_c \quad (14)$$

$$e_{cc} - e_{ca} = L p i_c + R i_c - L p i_a - R i_a \quad (15)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (16)$$

ここで, $p = d/dt$, R_f はインダクタ L_f の抵抗分, R と L は負荷抵抗, インダクタンスである. 直流部について

$$e_d = L_d p i_d + R_d i_d + e_{CT} \quad (17)$$

$$e_{CT} = L_T p i_{LT} + R_T i_{LT} \quad (18)$$

$$C_T p e_{CT} = i_d - i_{LT} \quad (19)$$

ここで, R_d と R_T はそれぞれインダクタ L_d , L_T の抵抗分である. また, 各モードに対して, 以下の関係を得る.

i) モード 1 (S1, S5 導通)

$$C_f p e_{ca} = i - i_d - i_a \quad (20)$$

$$C_f p e_{cb} = -i + i_d - i_b \quad (21)$$

$$C_f p e_{cc} = -i_c \quad (22)$$

$$e_d = e_{ca} - e_{cb} \quad (23)$$

ii) モード 2 (S3, S5 導通)

$$C_f p e_{ca} = i - i_a \quad (24)$$

$$C_f p e_{cb} = -i + i_d - i_b \quad (25)$$

$$C_f p e_{cc} = -i_d - i_c \quad (26)$$

$$e_d = e_{cc} - e_{cb} \quad (27)$$

iii) モード 3 (S1, S6 導通)

$$C_f p e_{ca} = i - i_d - i_a \quad (28)$$

$$C_f p e_{cb} = -i - i_b \quad (29)$$

$$C_f p e_{cc} = i_d - i_c \quad (30)$$

$$e_d = e_{ca} - e_{cc} \quad (31)$$

iv) モード 4 (S2, S6 導通)

$$C_f p e_{ca} = i - i_a \quad (32)$$

$$C_f p e_{cb} = -i - i_d - i_b \quad (33)$$

$$C_f p e_{cc} = i_d - i_c \quad (34)$$

$$e_d = e_{cb} - e_{cc} \quad (35)$$

v) モード 5 (レグ短絡)

$$C_f p e_{ca} = i - i_a \quad (36)$$

$$C_f p e_{cb} = -i - i_b \quad (37)$$

$$C_f p e_{cc} = -i_c \quad (38)$$

$$e_d = 0 \quad (39)$$

状態空間法による数値解析において, 状態変数 x を

$$x = \text{col} [e_1, e_2, i, i_d, i_a, i_b, e_{ca}, e_{cb}, e_{cc}, i_{LT}, e_{CT}] \quad (40)$$

とする. ここで,

$$e_1 = E_m \sin \omega t \quad (41)$$

$$e_2 = E_m \cos \omega t \quad (42)$$

は電源電圧 e 演算のために導入する仮想二相電圧である. なお, $\omega = 2\pi f$, f は電源周波数, E_m は電源電圧最大値である.

各モードの状態方程式は

$$p x(t) = A_k x(t), \quad k=1 \sim 5 \quad (43)$$

で表され (定係数行列 A_k は付録参照), 状態変数の瞬時値は, 遷移行列 Φ_k を用いて次式で計算できる.

$$x(t + \tau) = \Phi_k(\tau) x(t) \quad (44)$$

遷移行列を解析区間 $T = 1/2f$ に存在するモード順に接続し, 初期値 $x(0)$ と最終値 $x(T)$ の関係を接続行列 B_c (付録参照) によって関連付ければ, 初期値 $x(0)$ に関する次の線形連立方程式が得られる.

$$[B_c \Phi(T) - I] x(0) = 0 \quad (45)$$

ここで, I は単位行列である. 状態変数 e_1, e_2 は既知であるので, 上式は容易に解くことができ, (44) 式から

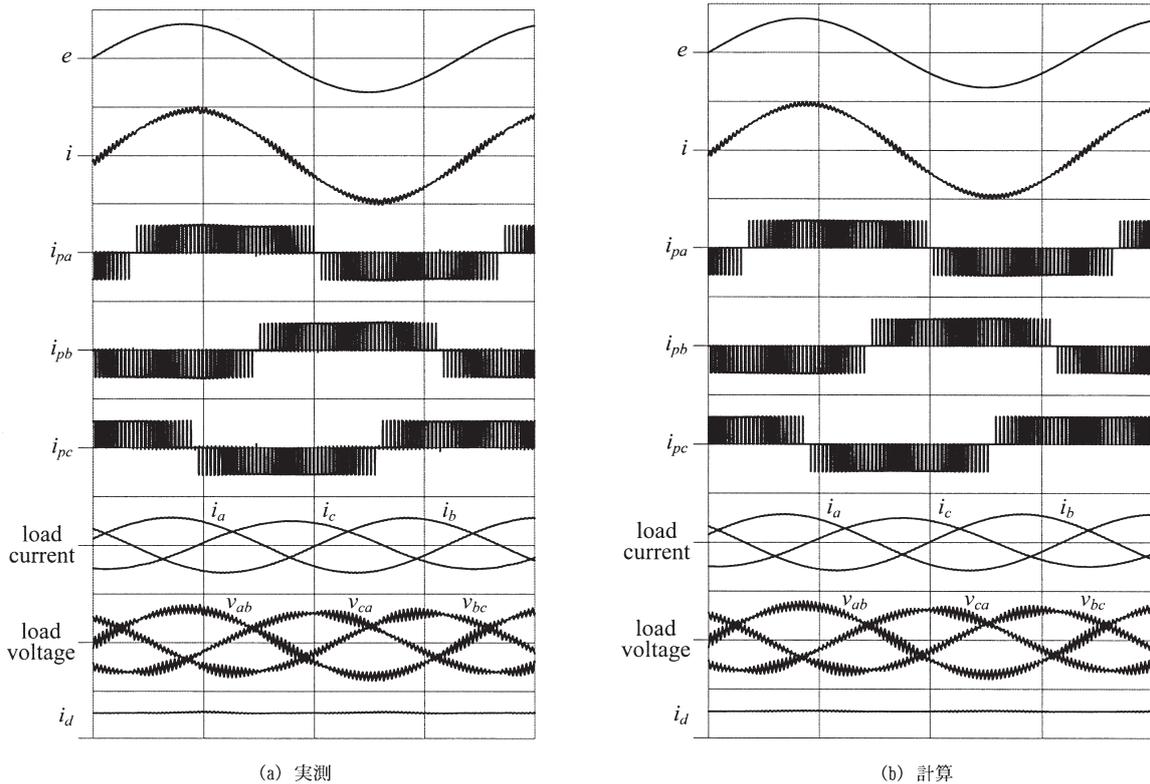


図7 負荷 $R=13.6\Omega$, $L=5\text{mH}$ 時の動作波形 (200V/div, 10A/div, 5ms/div)

Fig.7 Waveforms in $R=13.6\Omega$, $L=5\text{mH}$.

各変数の瞬時値を計算できる。

5. 実験結果

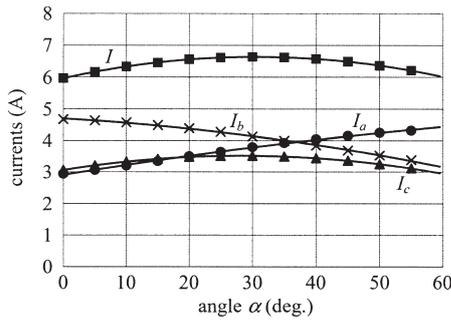
実験は, $E=100\text{V}$, $f=60\text{Hz}$, $L_f=1\text{mH}$ ($R_f=0.016\Omega$), $C_f=10\mu\text{F}$, $L_d=20\text{mH}$ ($R_d=0.188\Omega$), $L_T=49.7\text{mH}$ ($R_T=0.319\Omega$), $C_T=35.4\mu\text{F}$, 搬送波周波数 5.58kHz に設定し, 変調率 $MI=0.90$ とした. なお, 本コンバータでは, 三相平衡状態が位相角 α に依存するため, 最も平衡した状態となるように α を設定して動作波形を観測した.

図7は負荷力率 $\cos\phi_L=0.99$ ($R=13.6\Omega$, $L=5\text{mH}$) における実測および計算波形を示す. 位相角は $\alpha=37.2$ 度に設定しており, これは電源電圧 e に対する PWM 制御電流 i_{pa} の遅れ位相角となる. 相順 abc の PWM パターンすなわち i_{pa} , i_{pb} , i_{pc} の三相 PWM 制御電流に対して, 負荷は相順 acb の逆相の三相交流となっていることがわかる. 三相出力電圧, 電流の振幅と位相は若干, 不平衡となっているが, 正弦波形が得られており, 入力電流もまた正弦波形となることが確認できる. 三相不平衡の要因は回路損失と考えられ, 入出力電流に関して図5のフェーズ関係および(10)式の関係を満たさないためである. 主な回路損失はインダクタの抵抗分と導通素子の順方向電圧降下であり, 理論計算では素子電圧降下に相当する抵抗を直流部に考慮して行った. 計算の各波形

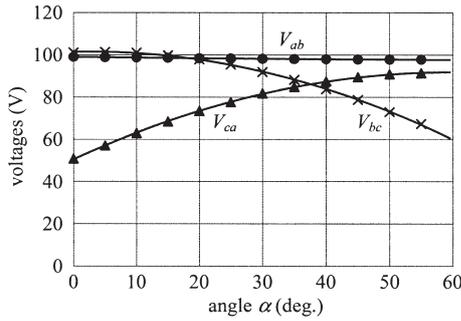
は形状, 大きさともに実測波形と良く一致しており, 理論からも入出力正弦波形が得られることおよび三相負荷が逆相で若干の不平衡を生じることを示している. なお, 変換効率の実測値は $\eta=90.7\%$, 入力力率は $\cos\phi=0.98$ であった.

図8は負荷力率 $\cos\phi_L=0.99$ において, 位相角 α を変化した時の入出力電流, 出力電圧, 直流電流および効率の特性を示す. 位相角の変化は電源に接続されている a 相および b 相電流に影響を与え, その結果, 負荷電圧 V_{bc} , V_{ca} が大きく変化している. 電源と共通の負荷電圧 V_{ab} はほぼ一定であり, また, 負荷 c 相電流は直流電流の大きさに依存する. この負荷条件では α が 38 度付近で三相が最も平衡することがわかり, この値は(11)式とほぼ一致している. この時, 直流電流と入力電流がほぼ最大となっている. 一方, 効率は直流電流に依存しており, 直流電流が回路損失に直接関係すると考えられるので, 負荷インピーダンスが大きいですなわち入出力電流および直流電流が小さいほど高効率で三相平衡化すると推察される.

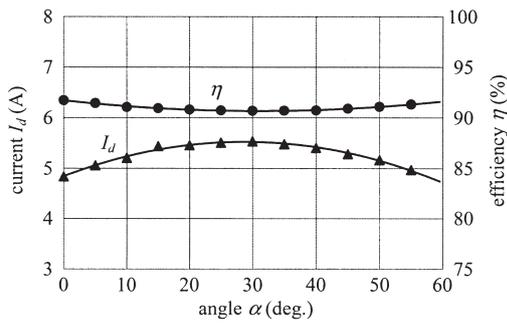
図9は負荷力率 $\cos\phi_L=0.99$ において, 位相角を $\alpha=37.2$ 度に固定して変調率 MI を変化した場合の各特性を示す. 変調率が高いほど PWM パターンの各パルス幅が広くなり, 直流側に対する交流電圧の利用効率および PWM 制御電流における直流電流の利用率が高くなるの



(a) 入出力電流

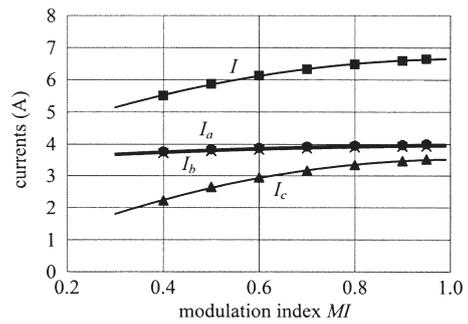


(b) 出力端子電圧

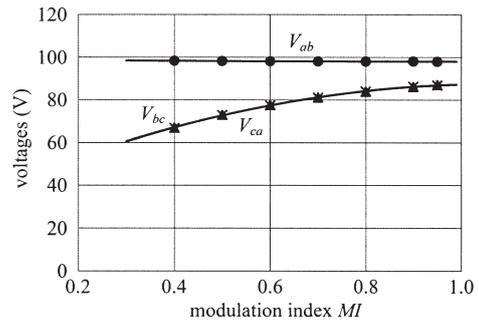


(c) 直流電流, 効率

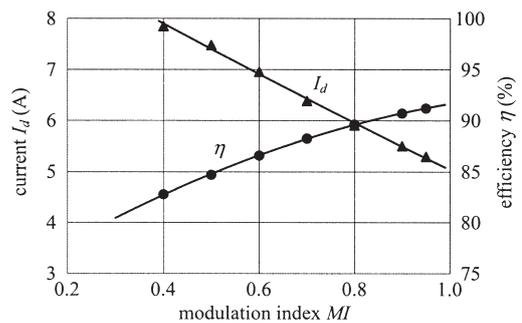
図8 位相角 α に対する特性
Fig.8 Characteristics for changing angle α .



(a) 入出力電流



(b) 出力端子電圧



(c) 直流電流, 効率

図9 変調率 MI に対する特性
Fig.9 Characteristics for changing modulation index MI .

で、直流電流が減少する。その結果、効率が向上するとともに三相がより平衡化されることがわかる。したがって、PWMパターンの狭幅パルス considering、できるだけ高い変調率に設定する必要がある。

図10は負荷力率 $\cos\phi_L=0.82$ ($R=10.8\Omega$, $L=20\text{mH}$) における実測および計算波形であり、位相角は $\alpha=61.0$ 度に設定した。図7の結果と同様に、三相電流、電圧は若干、不平衡ではあるが、正弦波形の入出力が得られている。PWMスイッチングによる出力電圧のリプルは、搬送波周波数を高く設定することで低減でき、これによって入力電流のPWMリプルも減少する。なお、この負荷条件での入力力率は $\cos\phi=0.83$ で負荷力率にほぼ一致し、また変換効率の実測値は $\eta=89.9\%$ であった。

6. むすび

3レグで構成した1台の三相ブリッジ回路に単相電源と三相負荷を接続したPWM電流形コンバータについて、実験および解析を行い、定常特性を示した。本コンバータでは、一般的な三相PWMスイッチングによって単相から三相への電力変換が可能であり、正弦波形の入出力電圧、電流が得られることを確認した。三相出力の各相電圧、電流の平衡状態はPWMパターンの位相角に依存するため、三相平衡を得るには負荷状態に応じて位相角を調整する必要がある。また、回路損失によって入力電流と三相PWM制御電流との大きさの関係が平衡条件を満足できないために、三相出力が若干、不平衡となることを明らかにした。一方、PWMパターンの変調率は、高い値に設定することによって直流電流が減少し、

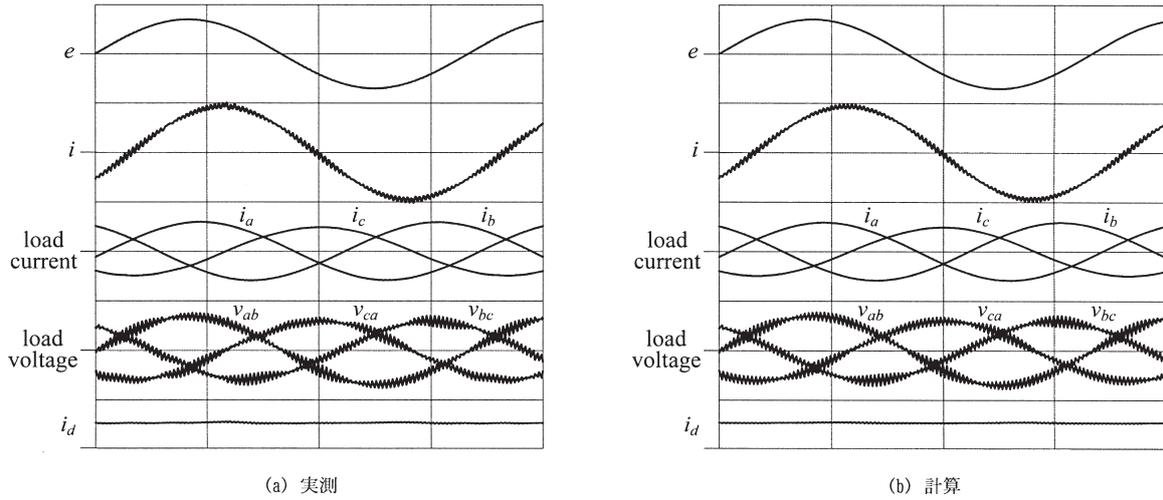


図 10 負荷 $R=10.8\Omega$, $L=20\text{mH}$ 時の動作波形 (200V/div, 10A/div, 5ms/div)
 Fig.10 Waveforms in $R=10.8\Omega$, $L=20\text{mH}$.

変換効率が向上することを示した。今後、三相出力の平衡化を検討するとともに、三相-単相変換について実験を行う予定である。終わりに、実験に協力いただいた平成21年度卒論生の橋本浩一郎君(現、福岡大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程前期1年)に謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) 常広・森治:「サイリスタを用いた単相-三相変換器」, 昭和56年電気学会全国大会, No.612 (1981-3)
- (2) 根葉・廣田・松本・石坂・伊藤:「単相電源を入力とする三相出力PWMコンバータ」, 電学論D, 129, 12, pp.1226-1227 (2009-12)
- (3) 廣田・松本・根葉・石坂・伊藤:「3レグ単相-三相電流形コンバータのPWM動作」, 平成21年度電気関係学会九州支部連大, No.01-1A-12 (2009-9)

付 録

1) 定係数行列

$$A_k = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\cos \alpha}{L_f} & \frac{\sin \alpha}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_d}{L_d} & 0 & 0 & a_{4,7} & a_{4,8} & a_{4,9} & 0 & -\frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{2}{3L} & -\frac{1}{3L} & -\frac{1}{3L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{3L} & \frac{2}{3L} & -\frac{1}{3L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & a_{7,4} & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & a_{8,4} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{9,4} & \frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_T}{L_T} & \frac{1}{L_T} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_T} & 0 \end{bmatrix}$$

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 in each mode.

モード	$a_{4,7}$	$a_{4,8}$	$a_{4,9}$	$a_{7,4}$	$a_{8,4}$	$a_{9,4}$
1	$1/L_d$	$-1/L_d$	0	$-1/C_f$	$1/C_f$	0
2	0	$-1/L_d$	$1/L_d$	0	$1/C_f$	$-1/C_f$
3	$1/L_d$	0	$-1/L_d$	$-1/C_f$	0	$1/C_f$
4	0	$1/L_d$	$-1/L_d$	0	$-1/C_f$	$1/C_f$
5	0	0	0	0	0	0

2) 接続行列

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

