

# 単一の三相ブリッジによる PWM 単相-三相 電圧形コンバータの定常特性\*

根 葉 保 彦\*\*  
松 本 洋 和\*\*  
石 坂 耕 一\*\*

## Steady-State Characteristics of PWM Single-to-Three Phase Voltage Source Converter Using Single Three-Phase Bridge Circuit

Yasuhiko NEBA\*\*, Hirokazu MATSUMOTO\*\* and Kouichi ISHIZAKA\*\*

This paper deals with the single-to-three phase voltage source converter and presents the steady-state characteristics in the experiments. The converter is a single bridge circuit with three legs and it is a three-phase power module only. The single-phase source and the three-phase load, or the three-phase source and the single-phase load are commonly connected to the legs of the bridge circuit. The normal three-phase PWM method with the sinusoidal modulating wave and the triangular carrier wave are employed and the PWM switching contributes to waveshape the ac currents into sinusoidal. The experiments prove that the converter is capable of both the single-to-three and the three-to-single phase conversion. Moreover, the input/output characteristics for changing the output voltage are given, and the advantages and disadvantages are clearly shown.

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

### 1. まえがき

交直変換回路はブリッジ回路が基本であり、単相から三相あるいは三相から単相への交流電力変換は、一般に、2台のブリッジ回路を用い、直流を介して整流器とインバータを接続した構成のダブルコンバータ方式で行われる。この時、2台のブリッジは互いに独立して動作でき、VVVFシステムとなる。一方、使用するスイッチ素子数の低減および回路の単純化を行うことによりシステムの小型化、信頼性や効率の向上を図った単相-三相変換方式として、直流部に電圧平滑コンデンサを接続した三相ブリッジ1台による方式<sup>(1)</sup>、1台の三相ブリッジに2個のコンデンサと2個のダイオードを付加した方式<sup>(2)</sup>が報告されている。前者の方式は回路構成が最も

シンプルで有用性があると考えられる。しかし、文献(1)では原理と制御方法を簡単に述べているに過ぎず、PWM法や動作波形の報告、特性を検討した他の文献は見当たらない。後者の方式はシンプルな構成でVVVFシステムを実現できる反面、三相ブリッジのレグを単相側と三相側に分けてスイッチングするため、PWM制御が幾分複雑化する。この他、マトリクスコンバータによる方法<sup>(3)</sup>も提案されているが、スイッチ素子数が上記回路より2倍の12素子必要である。また、ブリッジ回路を使用しない方法<sup>(4)</sup>では、三相正弦波が得られない難点がある。

そこで、筆者らは、文献(1)で示された方式に対して、三相PWMの適用を提案し、入出力電流の正弦波化および単相-三相間の双方向の電力変換が可能なることを示した<sup>(5)(6)</sup>。この方式は、三相ブリッジレグに直接、単相電源と三相負荷を接続した電圧形コンバータ回路であるため、固定周波数のVVCF動作に限定されるが、容易

\* 平成 25 年 5 月 31 日受付

\*\* 電気工学科

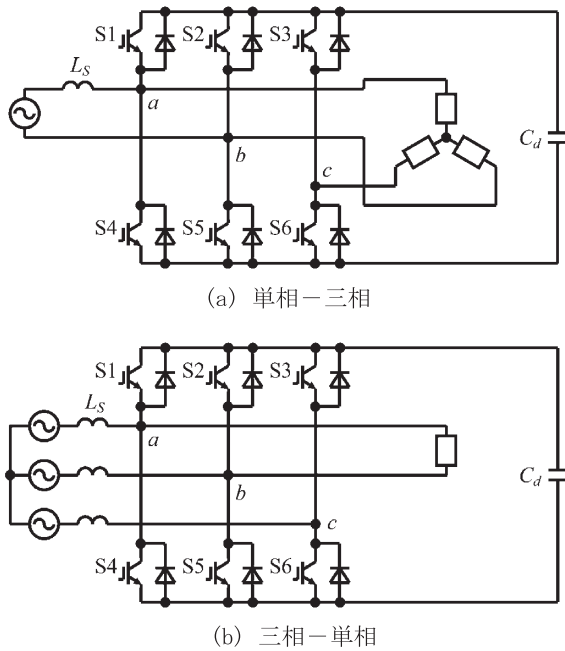


図1 コンバータ回路  
Fig.1. Converter circuits.

に単相-三相変換を実現できるので、十分に実用性があると考えられる。通常、電力変換回路では、出力や入力に対するフィードバック制御を必要とし、このコンバータも例外ではない。そのためには、コンバータの基本制御に対する特性や回路特有の特性を明らかにする必要がある。

本論文は、単一ブリッジPWM単相-三相電圧形コンバータの定常特性を検討したものであり、単相-三相変換および三相-単相変換時の電圧電流波形、出力変化時の入出力および直流電圧の特性について実験結果、電圧・電流基本波による近似計算結果を示す。また、三相電圧、電流に対するPWM制御パラメータやデッドタイムの影響を検証し、コンバータの長短を明らかにするとともに、制御ループを含むシステムを構築するための基礎特性を示す。

## 2. コンバータ回路とPWM法

図1はコンバータ回路であり、(a)は単相から三相への電力変換、(b)は三相から単相への電力変換を行う場合を示す。三相ブリッジのlegに直接、単相と三相を接続した構成であり、単相電源はいずれのleg間に接続してもよい。本コンバータは三相ブリッジ1台であり、1個の三相パワーモジュールで構成できる。電源側には電源電流の正弦波化および電源電圧と負荷電圧の電圧差を受けるために連系インダクタ  $L_s$  を挿入する。また、直流部には電圧平滑コンデンサ  $C_d$  を接続する。同図のいずれの変換動作も、次に示すPWM法で実現できる。

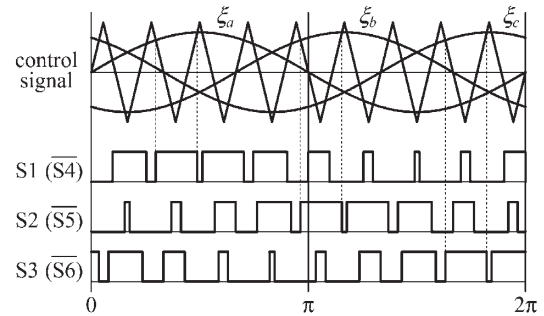


図2 PWM法  
Fig.2. PWM method.

本コンバータは原理的に直流を共有して単相三相交流間の変換を行うので、従来の電圧形コンバータ/インバータと同様にPWMスイッチングによって、leg間すなわち負荷側に正弦波分布パルス列交流電圧を発生し、入出力波形を正弦波化する。コンバータ動作は、三相側に対応させるために三相PWM法を採用し、単相側に対しては2legのPWMパターンの合成が単相PWMとして機能する。単相交流と直流との間、直流と三相交流との間の電力変換動作は、いずれも従来の整流器、インバータと変わる所はない。したがって、PWMパルス発生については特別な手法は必要とせず、一般的な三相PWM法によるスイッチングで動作できる。なお、PWMスイッチングの電源同期の必要性から、本コンバータは電源と同一周波数の電力変換すなわちVVCf動作に限定される。

図2はサブハーモニックPWMの一方法を示し、三相平衡正弦波変調波  $\xi_a, \xi_b, \xi_c$  と共通の三角波搬送波との比較<sup>7)</sup>によって素子のスイッチングパターンを決定する。本コンバータの制御は、搬送波振幅に対する変調波振幅比で定義する変調率  $MI$  および電源電圧に対する変調波の遅れ位相角  $\alpha$  を変えて行うが、後の実験結果で示すように、出力は位相角  $\alpha$  に依存する。位相角  $\alpha$  の基準 ( $\alpha=0$ ) は以下の通りである。単相-三相変換では、電源電圧に対して、 $a$ 相と $b$ 相PWMの合成が単相PWMパターンとなり、これは $a$ 相変調波より $30(\text{deg.})$ 進み位相である。したがって、合成パターンが電源電圧と一致する時、すなわち、 $a$ 相変調波  $\xi_a$  が電源電圧より $30(\text{deg.})$ 遅れの時を基準とする。一方、三相-単相変換の場合には、各相の変調波が三相電源の各相電圧に一致する時とする。

## 3. 解析および実験結果

〈3・1〉単相-三相変換 単相電源と三相負荷を接続した場合の実測波形を図3に示す。動作条件と回路定数は、電源電圧実効値  $E=100\text{V}$  ( $f=60\text{Hz}$ )、負荷線間電圧実効値を $100\text{V}$  ( $R=19\Omega$ と $L=5\text{mH}$ の直列負荷、Y結線、

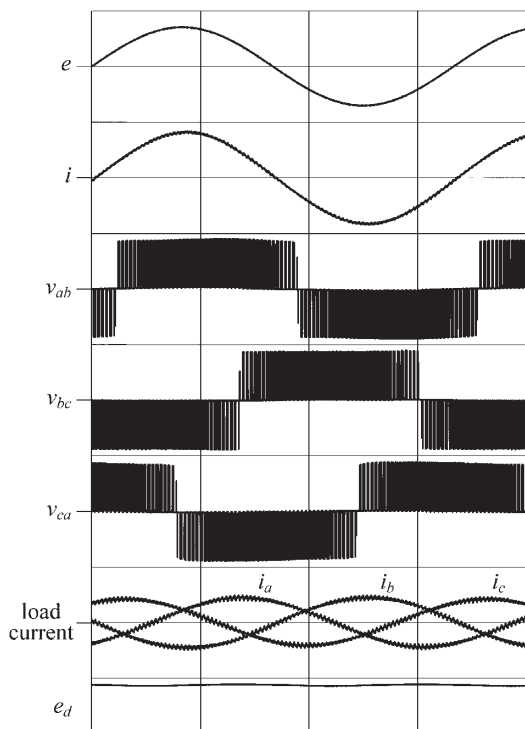


図3 単相-三相変換時の実測波形 (200V/div., 10A/div., 5ms/div.)

Fig.3. Experimental waveforms in single-to-three phase conversion.

力率0.995),  $MI=0.95$ ,  $\alpha=29\text{deg.}$ , 搬送波周波数5.4kHz, デッドタイム  $2\mu\text{s}$  で,  $L_s=25\text{mH}$ ,  $C_d=2000\mu\text{F}$  である。PWMスイッチングの採用によって, 単相電源には正弦波電流  $i$  が流れ, 負荷にはほぼ平衡した三相正弦波電流が得られることが確認できる。電流波形に現れるPWMリップルは, 搬送波周波数を高く設定することで低減できる。一方, 直流電圧  $e_d$  は, 単相交流瞬時電力変動に伴う2倍周波数変動を含むが, ほぼ一定であり, 三相負荷電圧波形は振幅  $e_d$  の正弦波分布パルス列交流となる。この条件では, 電源力率はほぼ1となっているが, 電源電流の位相と大きさは動作条件に依存する。

図4は変調波位相角 $\alpha$ の変化に対する特性を示し, 入力電源電流 $I$ , 電源力率 $PF$ , 入力電源電力と出力負荷電力との比で求めたコンバータ変換効率 $\eta$ , 出力負荷の端子電圧  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$ , 直流電圧  $E_d$  および負荷端子電圧3相の平均 $V$ をプロットしたものである。なお,  $MI=0.95$ , デッドタイム  $2\mu\text{s}$  である。電源電流 $I$ は位相角 $\alpha$ によって大きく変化している。これは, 電源電流 $I$ と比例関係にある連系インダクタ電圧が電源電圧と負荷電圧との差に依存するためである。連系インダクタ電圧は電源電流 $I$ に  $\omega L_s$  を乗じた特性曲線となり, 電流が最も小さい時に最小となる。力率は  $\alpha$  とともに高くなり, コンバータ変換効率 $\eta$ は, 広範囲で高効率を維持してい

る。効率 $\eta$ は, 電流 $I$ が最小付近で最大約93%であった。回路損失の主なものは, 連系インダクタの抵抗分による損失と素子導通損である。一方, 出力負荷電圧と直流電圧は共に, 位相角 $\alpha$ と線形の関係にあるが, 負荷の各線間電圧は若干, 不平衡となっている。これは次のことに原因すると思われる。すなわち, 負荷だけが接続されているc相レグに対して, a相とb相レグには電源電流と負荷電流が流れるので, 三相平衡PWMスイッチングであっても, 各レグのIGBTおよびダイオードの1周期平均導通期間が異なる。また, IGBTとダイオードは逆並列接続のため, 電流導通時の順方向電圧降下の出力電圧に与える影響が異なるために, 出力電圧不平衡を生じると考えられる。さらに, レグ短絡を避けるデッドタイムに関しても素子の導通期間が変わるので, 不平衡への影響が予想される。なお, 出力電圧の不平衡による出力電流不平衡の改善は, 電流追従制御<sup>8)</sup>などの適用によって実現できることを報告している。

図5は, 位相角  $\alpha=29\text{deg.}$ , デッドタイム  $2\mu\text{s}$  のもとで変調率 $MI$ を変化した場合の各特性を示す。変調率の増加によってスイッチングパルス幅, 例えば図2において変調波  $\xi_a$  の正の半周期のS1パルス幅が広くなり, 交流側に対する直流電圧の利用率が高くなるために, 直流電圧  $E_d$  は低下する。その結果, パルス列交流電圧の振幅が小さくなることによる損失減少のため, 効率が向上していると考えられる。変調率変化により負荷電圧は若干変化するものの, 電源および負荷側の他の特性にはほとんど影響を与えないことがわかる。したがって, 低直流電圧と高効率の点から, 変調率 $MI$ はスイッチングパルスの最小幅を考慮して, できる限り高い値に設定する。

図6には,  $MI=0.95$ ,  $\alpha=29\text{deg.}$ としてデッドタイムを変えた時の特性を示す。デッドタイムの変化では, 電源電流, 三相負荷の電圧と不平衡に変化があることを除いて, 他特性はほとんど変わらない。素子の電流導通期間がデッドタイムに関係すること, また, 本コンバータにおけるレグ電流の不平衡のために負荷電圧が変化し, 電圧低下による出力電力減少で電流 $I$ が減少していると考えられる。この特性の結果から, 三相出力の平衡化のためには, デッドタイムは可能な範囲で小さく設定することが望ましい。

無損失の理想的な回路の位相角 $\alpha$ に対する電源側の特性は, 図7に示すように, 電源側の等価回路とPWMリップルを無視した電圧, 電流基本波のフェーザ関係によって推察できる。フェーザ  $\dot{E}$  は電源電圧,  $\dot{I}$  は電源電流,  $\dot{V}$  は負荷端子電圧を表す。連系インダクタ  $L_s$  の電圧  $j\omega L_s \dot{I}$  は, 電源と負荷の電圧差に等しく, これは  $\dot{E}$  と  $\dot{V}$  の大きさおよび位相角 $\alpha$ に依存する。負荷電圧  $\dot{V}$  の大きさが位相角 $\alpha$ とともに増加する実験結果を考慮すると,  $V < E$  の範囲で連系インダクタ電圧  $j\omega L_s \dot{I}$  の大きさの最小値が存在すると考えられ,  $V \geq E$  では,  $\alpha$  の

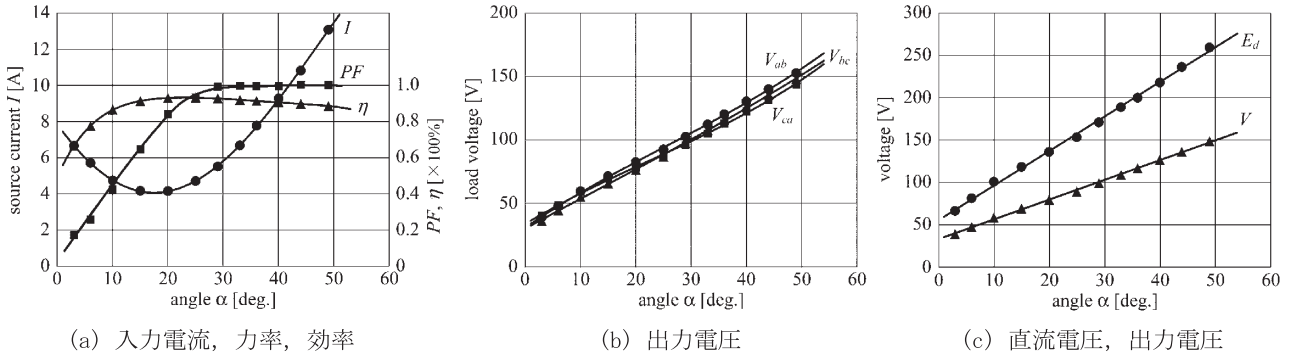


図4 位相角 $\alpha$ 変化に対する特性 (単相-三相変換)

Fig.4. Characteristics for changing phase angle  $\alpha$ . (single-to-three phase conversion)

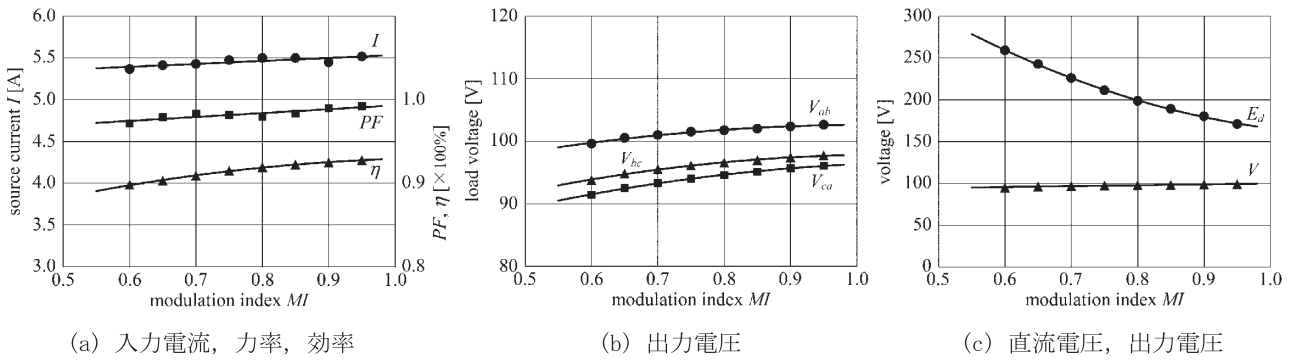


図5 変調率MI変化に対する特性 (単相-三相変換)

Fig.5. Characteristics for changing modulation index  $MI$ . (single-to-three phase conversion)

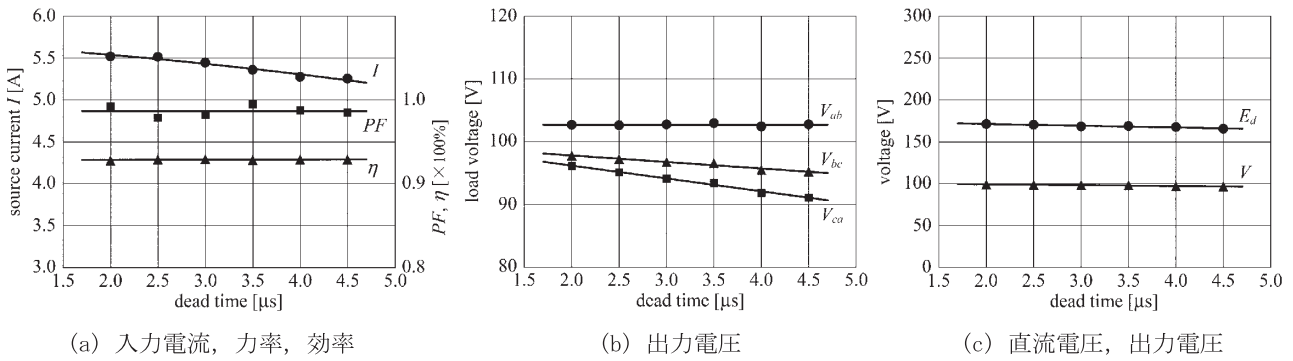


図6 デッドタイム変化に対する特性 (単相-三相変換)

Fig.6. Characteristics for changing dead time. (single-to-three phase conversion)

増加によって  $j\omega L_s \dot{i}$  は大きくなる。電源電流  $\dot{i}$  は連系インダクタ電圧  $j\omega L_s \dot{i}$  によって決まるので、電源電圧  $E$  と負荷電圧  $V$  との差が大きいほど電源電流  $I$  は大きいことが理解できる。また、電源力率  $PF$  すなわち  $\cos\phi$  も、連系インダクタ電圧に依存して変化する。したがって、連系インダクタ  $L_s$  に関して、出力電圧調整範囲を考慮して電源が過電流とならないよう、値の選定に注意が必要である。

入出力電圧、電流の理論値は以下の関係から導出でき

る。図7のフェーザ図より

$$\dot{E} - \dot{V} = j\omega L_s \dot{i} \quad (1)$$

同図の等価回路より、電力平衡条件から、次式が得られる。

$$EI \cos\phi = VI \cos(\phi - \alpha) \quad (2)$$

また、上記の単相電源電力は三相出力電力と等しいので

$$EI \cos\phi = 3RV^2/Z^2 \quad (3)$$

の関係がある。ただし、 $Z$ は負荷1相のインピーダンス

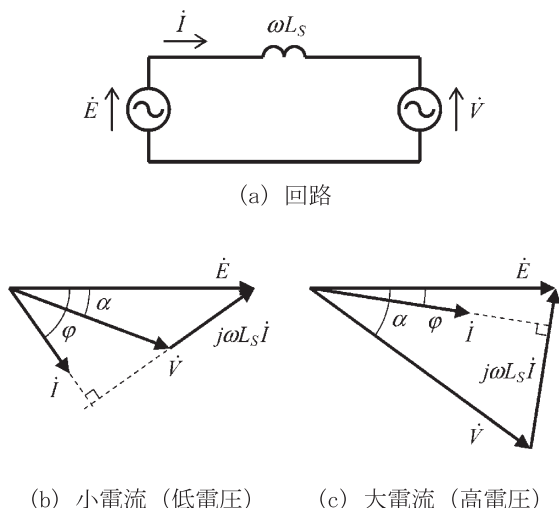


図7 等価回路とフェーザ図  
Fig.7. Equivalent circuit and phasor diagrams.

である。負荷端子電圧は、直流電圧をPWMパターンでチョッピングしたパルス列交流となるので、その基本波実効値 $V$ と直流電圧 $E_d$ との関係は次式で与えられる。

$$V = \sqrt{3}E_d MI / 2\sqrt{2} \quad (4)$$

回路損失のために低出力時には実測と若干異なることが考えられるが、入出力特性は、設定する電源電圧 $E$ 、位相角 $\alpha$ と $RL$ 負荷に対して、(1)から(3)式を連立して解くことにより求めることができ、その結果から、設定変調率 $MI$ における直流電圧 $E_d$ は(4)式で得られる。図3に示した結果の実測値  $I=5.52A$ ,  $PF=0.993$ ,  $V=98.9V$ , 負荷電流  $I_L=2.96A$ ,  $E_d=170.9V$  に対して、理論値は  $I=5.27A$ ,  $PF=0.964$ ,  $V=98.8V$ ,  $I_L=2.97A$ ,  $E_d=169.9V$ であった。電源電流 $I$ と力率 $PF$ における差、約40Wは回路損失によるものであると考えられる。

紙面の都合上、ここでは負荷力率が高い時の結果を示したが、力率が低くなるにつれて、位相角 $\alpha$ に対する直流電圧と負荷電圧の変化が大きくなることを除いて、他は同様な特性曲線となることを確認している。例えば、負荷力率0.589 ( $R=11\Omega$ と $L=40mH$ )では、位相角 $\alpha$ が18deg.で負荷電圧100Vとなり、 $\alpha=28deg.$ 時には $E_d=257V$ ,  $V=148V$ であった。

〈3・2〉 三相-単相変換 図8は、三相-単相変換動作を行った場合の実測波形である。なお、測定条件は、電源線間電圧実効値  $V=100V$  ( $f=60Hz$ )、負荷電圧実効値を $E=100V$  ( $R=19\Omega$ と $L=5mH$ の直列負荷)、 $MI=0.95$ ,  $\alpha=31deg.$ , 搬送波周波数5.4kHz, デッドタイム $2\mu s$ ,  $L_s=25mH$ ,  $C_d=2000\mu F$ である。単相-三相動作時と同一PWMパターンによって、三相から単相への電力変換も可能である。単相負荷電流 $i$ は正弦波であり、電源側にはほぼ三相平衡の正弦波電流が流れることを確

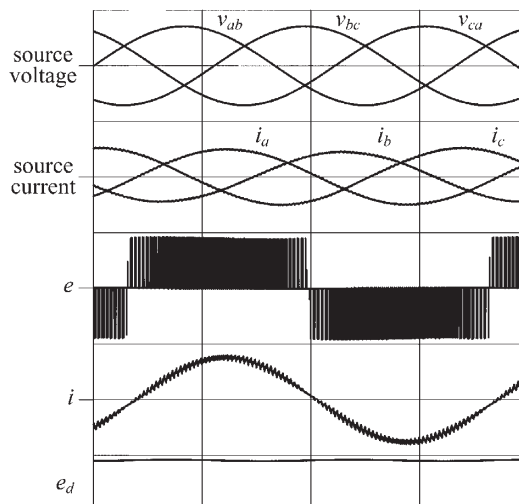


図8 三相-単相変換時の実測波形 (200V/div., 10A/div., 5ms/div.)

Fig.8. Experimental waveforms in three-to-single phase conversion.

認できる。

位相角 $\alpha$ 変化に対する特性を図9に示し、入力電源電流3相の平均 $I$ 、電源力率 $PF$ 、電源入力と負荷出力との電力比で求めたコンバータ変換効率 $\eta$ 、入力電源電流 $I_a, I_b, I_c$ 、直流電圧 $E_d$ および負荷電圧 $E$ をプロットしている。本質的に単相-三相変換時と同様な特性を有しており、負荷電圧は位相角 $\alpha$ に比例して調整可能である。電源力率は位相角 $\alpha$ の増加とともに1に近づき、また、効率は広い範囲で高い値を保持している。三相ブリッジに単相を接続することは、leg電流の不均衡となり、その結果として三相leg間電圧の不均衡を生じて電源電流の不均衡となる。平衡化するためには、振幅と位相調整機能を持つ電流追従制御などの策が必要である。

図10に変調率 $MI$ に対する特性、図11にはデッドタイムに対する特性を示す。これらについても単相-三相変換時と同様な特性を示しており、高い $MI$ および最短のデッドタイムが良い特性を呈することがわかる。

三相-単相変換動作時の特性もまた図7の等価回路とフェーザを用いて近似計算で求めることができる。すなわち、三相電源をY結線として1相分で考え、単相出力電圧は2legの合成PWMパターンで得られるので、等価回路の入出力電圧は三相電源線間電圧、単相負荷電圧ともに $1/\sqrt{3}$ 倍となる。その結果、図8の実測値  $I=3.39A$ ,  $PF=0.959$ ,  $E=98.7V$ , 負荷電流  $I_L=5.15A$ ,  $E_d=179.0V$  に対して、理論値  $I=3.38A$ ,  $PF=0.984$ ,  $V=105.4V$ ,  $I_L=5.49A$ ,  $E_d=181.2V$  が得られた。

#### 4. むすび

単一の三相ブリッジのlegに直接、単相と三相交流を

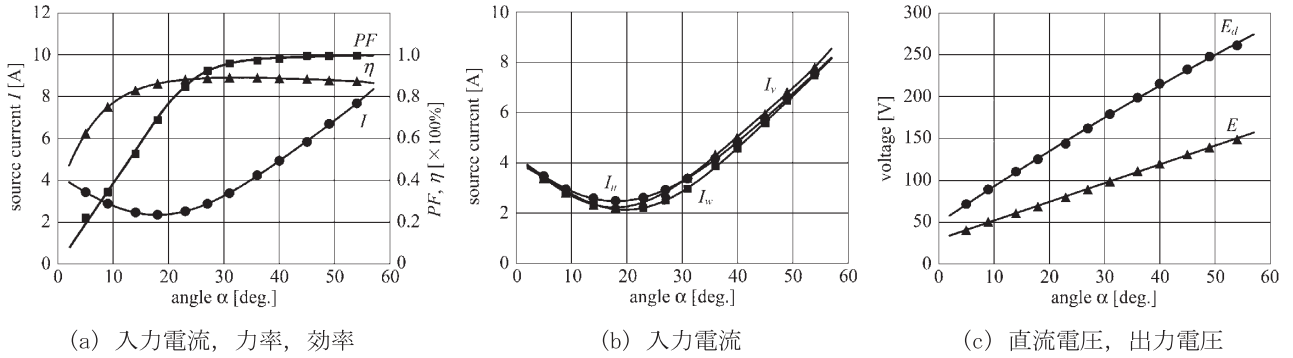


図9 位相角 $\alpha$ 変化に対する特性 (三相-单相変換)

Fig.9. Characteristics for changing phase angle  $\alpha$ . (three-to-single phase conversion)

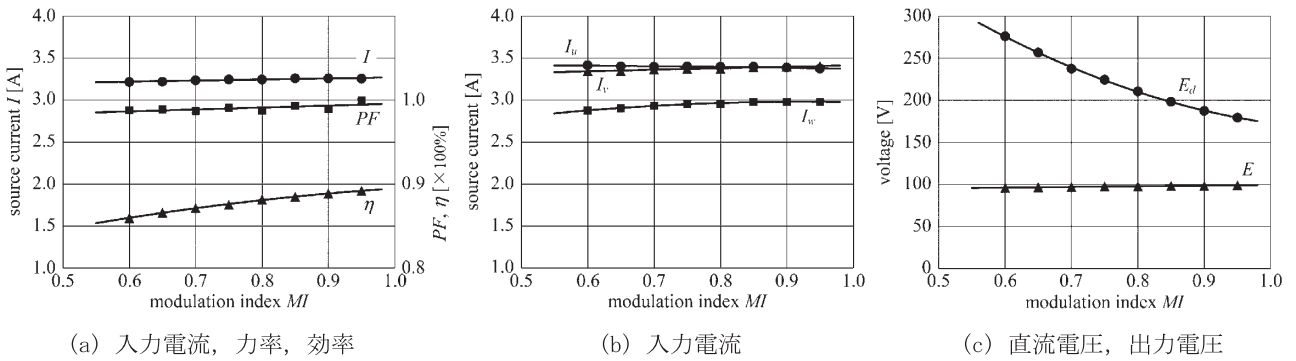


図10 変調率 $MI$ 変化に対する特性 (三相-单相変換)

Fig.10. Characteristics for changing modulation index  $MI$ . (three-to-single phase conversion)

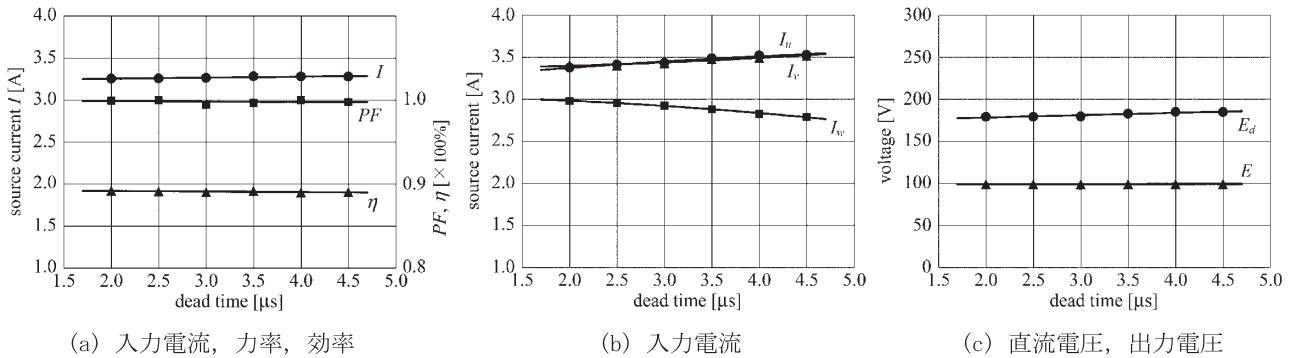


図11 デッドタイム変化に対する特性 (三相-单相変換)

Fig.11. Characteristics for changing dead time. (three-to-single phase conversion)

接続した電圧形コンバータについて実験を行い、以下の結果を得た。

- (1) 入出力を共通レグで接続するため、固定周波数の電力変換に限定される
- (2) 双方向の電力変換を実現でき、PWMの適用で正弦波形的入力電流と出力電流が得られる
- (3) 出力はPWMパターンの位相制御で調整可能であり、電源電圧に対する遅れ位相角と線形関係となる
- (4) 直流電圧の利用率と効率の点から、PWMパターンの変調率は高く設定する

(5) 電源電流の大きさと電源力率は、連系インダクタの値と負荷出力に依存する

(6) 2レグ間に单相を接続しているので、各レグの平均電流が不均一となり、三相交流が不平衡となる

(7) デッドタイムは三相不平衡に影響を及ぼし、この時間が短いほど不平衡の度合いは小さくなる

(8) 電源側の連系インダクタの値の選定は、出力電圧範囲を考慮して行う

また、電圧、電流の基本波フェーザと入出力電力および負荷電圧と直流電圧の関係を示した。近似計算結果は実

測値とほぼ一致することを確認し、理論から連系リアクトル値の選定を検討できる。

#### 参考文献

- (1)常広譲・大山和伸：「無効電力補償装置の新技術」, 1983年電気学会全国大会シンポジウム, S.7-5 (1983-4)
- (2)T.Ohnishi: “PWM Control Method for Single-Phase Converter with a Three-Phase Switching Power Module”, IEEE 29th Power Elect. Specialists Conf., PESC98, pp.464-469 (1998-5)
- (3)芳賀仁・高橋勲：「単相-三相マトリクスコンバータの高入力力率IPMモータ制御法」, 2003年電気学会全国大会, No.4-070 (2003-3)
- (4)愛澤忠良：「(単相-三相)直接変換器による三相誘導電動機の簡易運転」, 1987年電気学会全国大会, No.692 (1987-3)
- (5)根葉保彦・廣田侑也・松本洋和・石坂耕一・伊藤良三：「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)
- (6)廣田侑也・松本洋和・根葉保彦・石坂耕一・伊藤良三：「3レグ単相-三相電圧形コンバータのPWM動作」, 2010年電気学会全国大会, No.4-019 (2010-3)
- (7)電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編：「半導体電力変換回路」, pp.120 (電気学会, 1987-3)
- (8)廣田侑也・松本洋和・根葉保彦・石坂耕一・伊藤良三：「3レグ単相-三相電圧形コンバータの定常特性」, 2010年度電気関係学会九州支部連合大会, No.01-1P-16 (2010-9)