

2 レグ単相 - 単相 PWM 電流形コンバータの定常解析 *

根 葉 保 彦 **
 松 本 洋 和 **
 伊 藤 良 三 **
 石 坂 耕 一 **
 加 地 大 樹 ***
 下 北 光 伸 ****

Steady-state Analysis of Single-to-Single Phase PWM Current Source Converter with Two Legs

Yasuhiko NEBA**, Hirokazu MATSUMOTO**, Ryozo ITOH**, Kouichi ISHIZAKA**,
 Daiki KAJI*** and Mitsunobu SHIMOKITA****

This paper deals with a current source converter between single-phase power source and single-phase load, and presents the numerical analysis in the steady-state operation of the converter. The converter has two legs with four switching devices. The load is connected in series to the source and they are connected to the bridge legs. The converter circuit contains the LC low pass filter, the dc smoothing inductor and the LC tank circuit. The PWM method with a sinusoidal modulating and triangular carrier waves are employed to obtain the sinusoidal input and output voltage/current. The strict analysis using the state space methods and the approximate analysis of the fundamental phasor are shown. The calculated waveforms are given, compared with the experimental waveforms. The steady-state characteristics in voltage, current, power factor and efficiency are given.

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

1. まえがき

交流-交流変換は、交流-直流変換を行う整流器と直流から交流に変換するインバータを BTB 接続した構成で行われるのが一般的である。両変換器には通常、同一回路のコンバータが使用され、互いに独立して動作可能なため交流出力の可変電圧可変周波数機能を有する。交流電圧調整器や無停電電源装置としての用途では、固定周波数変換を行うので、2 台のコンバータは共に電源に

同期して動作する。したがって、コンバータのレグを共用して使用素子数を低減した回路構成が可能であり、種々の方式が提案されている。この中で、単相変換回路では、4 素子 2 レグと 2 分割の電圧平滑コンデンサにより入出力に対してハーフブリッジ構成とした方式⁽¹⁾⁽²⁾、入力がフルブリッジで出力側をハーフブリッジ構成とした方式⁽³⁾、6 素子 3 レグと電圧平滑コンデンサにより 1 レグを共通として入出力共にフルブリッジ構成とした方式⁽²⁾⁽⁴⁾⁽⁷⁾、電圧平滑コンデンサを有する 4 素子 2 レグに電源と負荷を直接接続した方式⁽⁸⁾などが報告されている。これらの回路方式はいずれも電圧形コンバータであり、パルス幅変調 (PWM) スイッチングによって正弦波入出力電流が得られる。しかしながら、コンバータレグの出力電圧波形は一定振幅の正弦波分布パルス列交流

* 平成 24 年 11 月 30 日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

**** 研究生

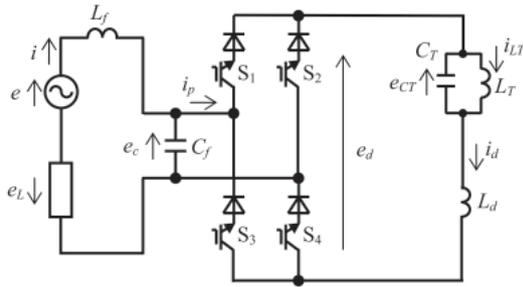


図1 2レグ電流形コンバータ
Fig.1. Current source converter with two legs.

であり、電源や負荷のインダクタンスによる電磁ノイズが発生する可能性がある。一方、直流部に電流平滑インダクタを接続した電流形コンバータは、インダクタのサイズ、重量やその抵抗分による損失の難点はあるが、PWM動作によって電圧、電流を共に正弦波形にできるため、騒音の点で有利である。筆者らは、2素子を入出力で共用した6素子2レグ方式⁽⁹⁾や1レグ共用の6素子3レグ方式⁽¹⁰⁾電流形コンバータを提案した。さらに、使用素子数を低減した4素子2レグ構成のコンバータ⁽¹¹⁾を提案し、動作波形を示した⁽¹²⁾。

本論文は、4素子2レグ単相-単相PWM電流形コンバータ⁽¹¹⁾について、状態空間法による厳密解析⁽¹³⁾と基本波フェーザによる近似解析⁽¹⁴⁾を行い、実測波形と比較するとともに、動作波形と定常特性を理論から検討したものであり、本コンバータは、正弦波形入出力電圧、電流が得られ、出力調整が可能なることを明らかにする。

2. 回路構成とPWM動作モード

図1は単相-単相電流形コンバータの回路であり、4素子2レグ構成、すなわち単一の単相ブリッジ回路で交流-交流変換を実現できる。スイッチング素子はIGBTであり、逆電圧阻止能力を有しないため直列ダイオードを挿入している。電源と負荷を直列接続し、これらをレグに接続する。コンデンサCfは素子のスイッチングに伴うパルス電流をバイパスするために必要であり、交流側のインダクタンスとローパスフィルタを形成して交流電流を正弦波化する。インダクタLfは電源の漏れインダクタンスを想定して挿入しているが、負荷にインダクタンスを含む場合には不要である。直流部には直流電流平滑インダクタLdを接続する。単相交流では、電源の2倍周波数の電力変動を生じるので、これを吸収するために2倍周波数に同調したLCタンク回路を挿入し、直流インダクタLdの値の低減を図っている。本コンバータは従来の電流形コンバータ⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾と異なり、負荷には電源と同一の電流が流れる。また、電源から見てフィルタコンデンサCfも負荷の一部となる。

図2はPWM法を示す。素子の平均スイッチング周波

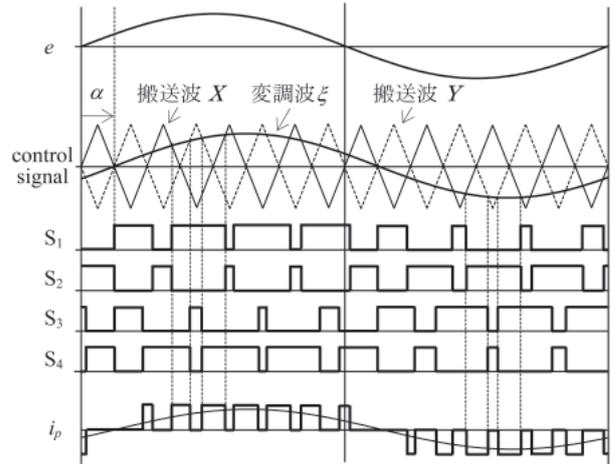


図2 PWM法
Fig.2. PWM method.

数と電流分担を均等化させるために、同一振幅の2つの三角波搬送波X、Yを用い、正弦波変調波xiとの比較によりスイッチングパターンを決定する。ブリッジレグには素子がオン時に直流電流idが流れ、レグに流し出すPWM制御電流ipは、振幅がidの正弦波分布パルス列交流となる。ローパスフィルタの作用により電源および負荷にはPWM制御電流の基本波が流れ、正弦波電圧、電流が得られる。PWM制御電流の調整は変調波xiによって行い、搬送波振幅に対する変調波振幅の比を変調率MI、電源電圧に対する変調波の遅れ位相角をalphaと定義する。

本コンバータは素子の導通状態より4つの回路状態を生じ、PWM制御電流は、素子S1S4オン時にip=id、S2S3オン時にip=-id、S1S3またはS2S4オン時にはip=0となる。素子S1S3またはS2S4オンはレグ短絡状態となり、いずれの回路も等価である。単相コンバータ動作の半周期毎の周期性より、厳密解析は半周期に対して行えば十分であるので、変調波の正の半周期区間における回路動作モードを図3に示す。素子S1S4オン時のモード1では電源および負荷が直流と接続されており、フィルタコンデンサは交流電流と直流電流との差分の電流をバイパスする。一方、レグ短絡のモード2では、交流側と直流側は切断される。この時、直流電流は徐々に減少しながら循環して流れ続け、フィルタコンデンサには交流電流が流れる。変調波の正の半周期区間では、これら二つのモードが交互に繰り返され、交流電流は正弦波状に変化する。

3. 厳密解析

解析区間は図2に示す変調波xiの正の半周期であり、この区間に存在する図3の2つの動作モードの等価回路から以下の電圧、電流関係が得られる。交流部について

$$e - L_a p i - R_a i - e_c = 0 \tag{1}$$

ここで、 $p=d/dt$, $L_a=L_f+L$, $R_a=R_f+R$, R_f はフィルタインダ

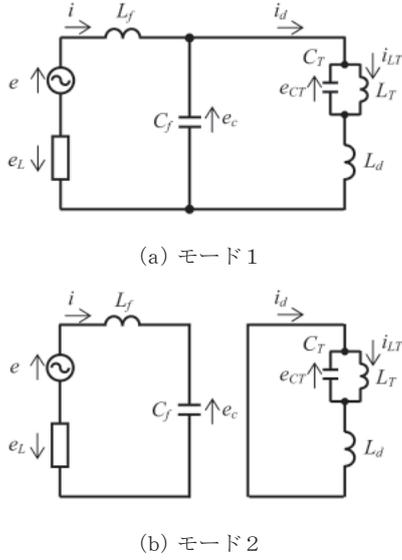


図3 動作モード

Fig.3. Operational modes.

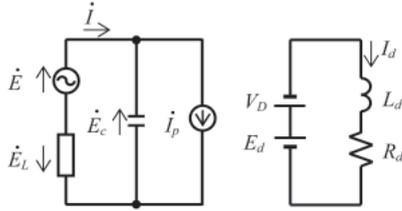


図4 等価回路

Fig.4. Equivalent circuits.

クタ L_f の抵抗分, R と L は負荷抵抗, 負荷インダクタンスである。直流部について次式が得られる。

$$e_d = L_d p i_d + R_d i_d + e_{CT} \quad (2)$$

$$e_{CT} = L_T p i_{LT} + R_T i_{LT} \quad (3)$$

$$C_T p e_{CT} = i_d - i_{LT} \quad (4)$$

ここで, e_d は直流電圧を表し, R_d と R_T はそれぞれ電流平滑インダクタ L_d , タンク回路インダクタ L_T の抵抗分である。また, モード1では次の関係を得る。

$$C_f p e_c = i - i_d \quad (5)$$

$$e_d = e_c \quad (6)$$

モード2では次式の関係がある。

$$C_f p e_c = i \quad (7)$$

$$e_d = 0 \quad (8)$$

状態空間法の状態変数 \mathbf{x} を

$$\mathbf{x} = \text{col}[e_1, e_2, i, e_c, i_d, e_{CT}, i_{LT}] \quad (9)$$

とする。ここで

$$e_1 = E_m \sin \omega t \quad (10)$$

$$e_2 = E_m \cos \omega t \quad (11)$$

は電源電圧 e を演算するために導入する仮想二相電圧である。また, $\omega = 2\pi f$, f は電源周波数, E_m は電源電圧最大値である。状態変数を用いて, 各モードの状態方程式は, 次式で表される。

$$p\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\cos \alpha}{L_a} & \frac{\sin \alpha}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & a_{4,5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{5,4} & -\frac{R_d}{L_d} & -\frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_T} & 0 & -\frac{1}{C_T} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_T} & -\frac{R_T}{L_T} \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) \quad (12)$$

ただし, モード1の時, $a_{4,5} = -\frac{1}{C_f}$, $a_{5,4} = \frac{1}{L_d}$

モード2の時, $a_{4,5} = 0$, $a_{5,4} = 0$

状態変数の瞬時値は, モード k の遷移行列 Φ_k を用いて

$$\mathbf{x}(t+\tau) = \Phi_k(\tau) \mathbf{x}(t) \quad (13)$$

で計算できる。遷移行列を解析区間に存在するモード順に接続し, 初期値と半周期後の最終値を関連付けることにより, 容易に状態変数の初期値を求めることができる。

4. 近似解析

PWMの搬送波周波数が十分に高い時, 電流, 電圧のリプルを無視した基本波フェーザによる関係式を導出する。いま, 電源電圧を基準として

$$\dot{E} = E \quad (14)$$

で定義すると, 変調波は次式で表すことができる。

$$\dot{E} = \frac{MI}{\sqrt{2}} e^{-j\alpha} \quad (15)$$

PWM制御電流 i_p は直流電流を変調して得られるので, そのフェーザは

$$\dot{i}_p = I_p e^{-j\alpha} \quad (16)$$

ただし, $I_p = \frac{I_d MI}{\sqrt{2}}$

と表現できる。ここで, I_d は平均直流電流である。

電流形コンバータは, 交流側に電流源 \dot{i}_p , 直流側に電圧源 E_d が接続された図4に示す等価回路で表現できる。ここで, V_D は導通素子の順方向電圧降下を表す。この回路から, 電源電流すなわち負荷電流 \dot{i} は次式で与えられる。

$$\dot{i} = \frac{\dot{E}}{\dot{Z}_0} + \frac{\dot{Z}_c}{\dot{Z}_0} \dot{i}_p \quad (17)$$

ここで,

$$\dot{Z}_0 = R_a + j(\omega L_a - \frac{1}{\omega C_f})$$

$$\dot{Z}_c = \frac{1}{j\omega C_f}$$

である。また, 負荷電圧 \dot{E}_L は次式で求められる。

$$\dot{E}_L = \dot{Z}I \tag{18}$$

ここで、

$$\dot{Z} = R + j\omega L$$

は負荷インピーダンスである。一方、直流電圧 E_d は、コンデンサ電圧

$$\dot{E}_c = \dot{E} - \dot{E}_L \tag{19}$$

を変調波で変調して得られるので、次式で求めることができる。

$$E_d = \text{Re}[\dot{E}_c \bar{\dot{E}}] \tag{20}$$

ここで、 $\bar{\dot{E}}$ は \dot{E} の共役複素数、 Re は実部を表す。電圧降下 V_D とタンク回路のインダクタンスの抵抗分を含む直流部の抵抗 R_{dc} を考慮すると、

$$E_d = R_{dc}I_d + V_D \tag{21}$$

の関係となるので、与えられた条件に対して直流電流を求め、交流側各諸量を計算する。

なお、無損失回路の場合には、負荷率を $\cos\phi_L$ として電力平衡の関係

$$EI \cos\alpha = E_L I \cos\phi_L \tag{22}$$

より、負荷電圧は

$$E_L = \frac{\cos\alpha}{\cos\phi_L} E \tag{23}$$

となる。すなわち、出力電圧は位相角 α で調整可能であり、変調率 MI に依存しないことがわかる。

5. 解析および実験結果

実験条件は、電源電圧 $E=100\text{V}$ ($f=60\text{Hz}$)、 $L_f=1.5\text{mH}$ ($R_f=0.016\Omega$)、 $C_f=10\mu\text{F}$ 、 $L_d=10\text{mH}$ ($R_d=0.13\Omega$)、 $L_T=49.7\text{mH}$ ($R_T=0.53\Omega$)、 $C_T=35.4\mu\text{F}$ 、負荷を $R=45\Omega$ 、 $L=5\text{mH}$ の直列負荷とし、搬送波周波数 2.79kHz である。

図5は、変調率 $MI=0.95$ に設定して負荷電圧 $E_L=80\text{V}$ となるように位相角 α を調整 (26deg.) した時の実測波形および状態空間法による厳密計算波形を示す。なお、計算では、平均直流電流値を実測値に一致させるために、導通素子の順方向電圧降下 V_D (約 2V) を考慮して、これを直流側抵抗 (1.37Ω) として R_d に含めて行った。同図より、交流電流および負荷電圧は正弦波形となっていることがわかる。電源電圧 e に対する電流 i の位相角すなわち電源力率角はPWMパターンの遅れ位相角 α に一致する。タンク回路は、交流部の瞬時電力変動を吸収するので、電圧 e_{CT} と電流 i_{LT} に2倍周波数の変動を生じるが、直流電流 i_d は一定となっている。計算波形は形状、大きさともに実測とよく一致している。

図6は位相角 $\alpha=0$ のもとで MI を調整 (0.54) して $E_L=80\text{V}$ とした場合の各部波形である。この場合でも正弦波電圧、電流と一定直流電流が得られ、電源力率はほぼ1となることが確認できる。しかしながら、図5の位相角による調整の場合と比べて、直流電流 i_d が増加し

ている。これは、(16)式で与えられるように、変調率の減少が交流側に対する直流電流利用率の低下となるためである。

図7は位相角 α 変化に対する出力電圧 E_L 、フィルタコンデンサ電圧 E_c 、電源 (負荷) 電流 I 、電源力率 pf 、直流電流 I_d の特性であり、プロットは実測、実線は厳密解析による計算値を示す。なお、 $MI=0.95$ とした。負荷電圧および電流は位相角のほぼ余弦曲線で変化し、ほぼ零まで調整できる。しかしながら、負荷力率が1に近い

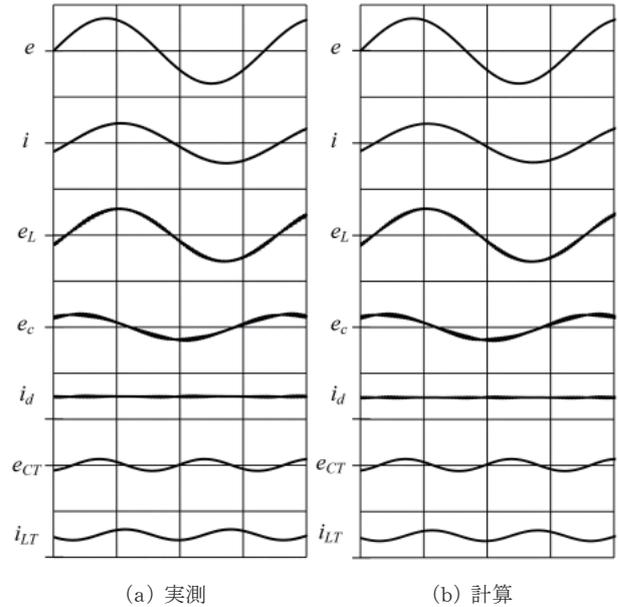


図5 α 制御時の動作波形 (200V/div., 6A/div., 5ms/div.)

Fig.5. Waveforms in α regulation.

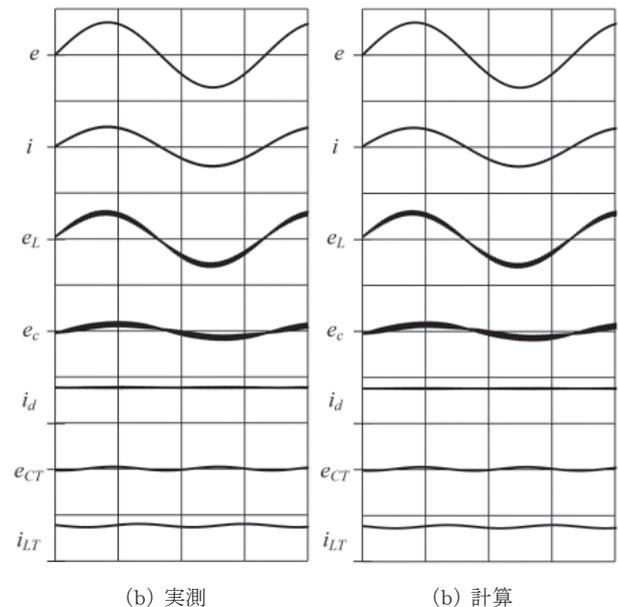
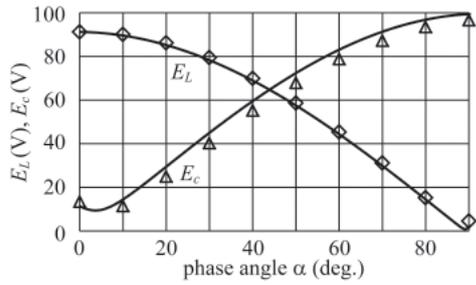
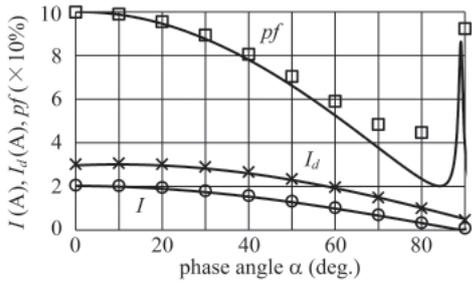


図6 MI 制御時の動作波形 (200V/div., 6A/div., 5ms/div.)

Fig.6. Waveforms in MI regulation.

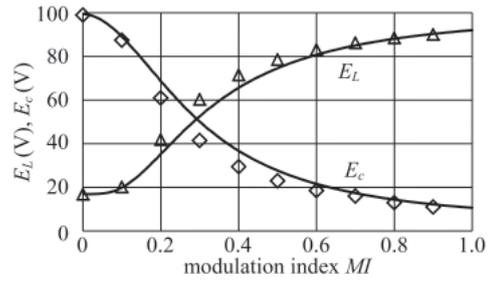


(a) 電圧

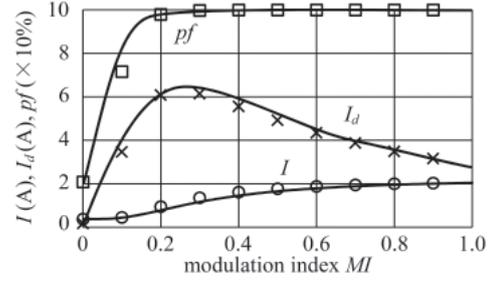


(b) 電流, 力率

図7 α 変化に対する特性
Fig.7. Characteristics for changing α .



(a) 電圧



(b) 電流, 力率

図8 MI 変化に対する特性
Fig.8. Characteristics for changing MI .

条件では、回路損失のために $\alpha=0$ でも負荷電圧は電源電圧まで高くできない。これは(23)式から理解でき、負荷力率が低いほど電源より高い電圧を出力できる。コンデンサ電圧は α とともに上昇する。電源力率角は位相角 α にほぼ一致するので、力率は α の余弦曲線として遅れ力率で低下するが、直流電流の小さい領域ではフィルタコンデンサの影響により進み電流が流れるため、力率が大きく変化する。計算値は実測値とよく一致していることがわかる。

図8は $\alpha=0$ として、変調率 MI を変化した時の各特性を示しており、変調率の操作によっても出力電圧(電流)を調整できる。変調率 MI が零の時に出力は最低となり、この時には直流電流が零であり、負荷は電源電圧をフィルタコンデンサと負荷で分圧した電圧となる。変調率制御では、広範囲で電源力率は1に維持されるが、 $MI=0$ 時にはコンデンサと負荷との合成力率となる。また、位相角 α 制御と比べて直流電流が増加し、特に低変調率範囲では顕著となる。(23)式で示したように、理想回路では、本コンバータの出力電圧は変調率 MI に関係しないが、実際は、素子と直流部抵抗分による損失を生じることにより、 MI 変化でも出力は変化する。これらの損失は直流電流に関係するので、変調率変化時の特性は、特に直流パラメータに依存することが推察される。変調率制御においても、計算と実測との良い一致が得られている。

図9は出力電圧に対する効率を比較したものである。回路内の主な損失は素子の導通損と直流部抵抗による損失であると考えられ、これらは直流電流に関係するので、

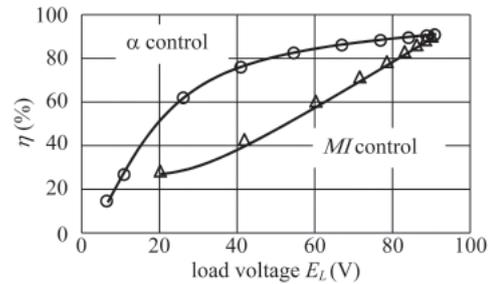


図9 効率特性(実測値)
Fig.9. Efficiency (measured).

電流の大きい変調率制御は効率が低下している。それぞれの制御には一長一短があり、電源力率に関しては変調率制御、効率の点では位相角制御の方が有利である。なお、位相角制御時では、直流電流利用率の点から、変調率をできるだけ高い値に設定する。

図10は図5に示した実測波形に対応する近似解析波形である。なお、計算では $V_D=2V$ 、 $R_{dc}=0.57\Omega$ とした。実測波形と比較して、大きさおよび位相ともよく一致した波形が得られている。

図11は、位相角 α 変化に対する入出力特性の実測値(プロット)と近似計算値(実線)を示す。両者はよく一致しており、特性の検討は基本波近似解析で十分であると考えられる。

6. むすび

2レグ構成の単一ブリッジによる単相-単相PWM電流形コンバータについて、状態空間法による厳密解析と基本波フェーザによる近似解析を行い、実験結果と比較

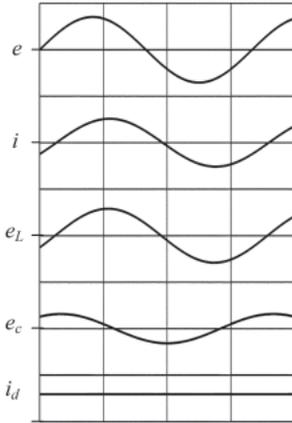
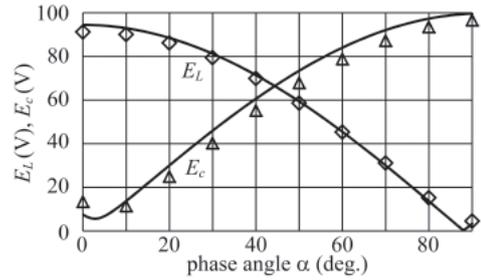


図 10 近似解析波形 (200V/div., 6A/div., 5ms/div.)
Fig.10. Waveforms of approximate analysis.

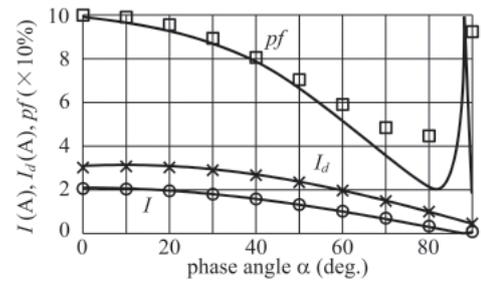
して定常特性について検討した。本コンバータはPWMパターンの変調率あるいは位相制御によって、正弦波電圧、電流を維持して出力電圧の調整が可能である。位相角制御では、電源力率が位相角に依存し、出力電圧は位相角の余弦に比例する。一方、変調率制御では直流電流の大きさに依存する回路損失の増減によって出力調整を行うため、位相角制御に比べて効率が低下する。定常波形および特性について、厳密解析結果は実測と非常に一致し、理論からも本コンバータが正弦波形のもとで単相交流-交流変換が可能ことを示した。また、近似解析による波形、特性も実測との良い一致が得られることを明らかにし、簡単な計算によって入出力特性を求めることができるため、近似解析は回路定数の変化に対する特性の検討や定数の選定に有効であると考えられる。

参 考 文 献

- (1) 高橋・竹内：「半ブリッジの構成を有する電流形インバータ」, 昭和63年電気学会全国大会, No.522 (1988-3)
- (2) 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)
- (3) 中島・伊東・渡辺・浅川：「変形ハーフブリッジ変換器を用いた単相UPSの検討」, 平成11年電気学会全国大会, No.916 (1999-3)
- (4) 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)
- (5) 大熊・黒木・山本：「交流チョップパ技術に基づく多機能電源の諸特性」, 平成10年電気学会全国大会, No.750 (1998-3)
- (6) 上松・平尾・二宮：「3アームPWMUPSの動作解析」, 平成10年電気学会全国大会, No.804 (1998-3)
- (7) 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)



(a) 電圧



(b) 電流, 力率

図 11 α 変化に対する特性 (近似解析)

Fig.11. Characteristics for changing α (approximate analysis).

- (8) 根葉・松本・伊藤・石坂：「単一ブリッジ回路によるVVCFA C-A Cコンバータ」, 電学論 D, 130, 6, pp.824-825 (2010-6)
- (9) 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)
- (10) 谷・根葉：「3レグPWM電流形コンバータのA C-A C変換動作」, 平成18年度電気関係学会九州支部連合大会, No.04-2A-13 (2006-9)
- (11) 根葉・松本・伊藤・石坂・橋本・加地：「単一ブリッジによるVVC F単相電流形コンバータ」, 電学論 D, 132, 3, pp.452-453 (2012-3)
- (12) 加地・橋本・松本・根葉・伊藤・石坂：「2レグ単相-単相PWM電流形コンバータ」, 平成23年度電気関係学会九州支部連合大会, No.01-1A-06 (2011-9)
- (13) 加地・橋本・松本・根葉・伊藤・石坂：「2レグ単相PWM電流形コンバータの定常特性」, 平成24年電気学会全国大会, No.4-062 (2012-3)
- (14) 下北・加地・松本・根葉・伊藤・石坂：「2レグ単相-単相PWM電流形コンバータの定常近似解析」, 平成24年度電気関係学会九州支部連合大会, No.04-1A-05 (2012-9)