

3レグ単相PWM電流形AC-ACコンバータの定常特性*

根 葉 保 彦**

廣 田 侑 也***

Steady-state Characteristics of Single-phase PWM Current Source AC-AC Converter with Three Legs

Yasuhiko NEBA** and Yuya HIROTA***

This paper presents a current source ac-ac converter between single-phase power source and load. The converter circuit consists of three legs with six switching devices. One among three legs is used as the common one in bridge circuits for the power source and the load. The 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 contribute to shape the waveform into sinusoidal. The experimental and the simulated waveforms are given and these results prove that the three-leg converter has sinusoidal waves in the input and the output sides, and can regulate the output voltage.

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

1. まえがき

単相交流の電力調整は、2個のスイッチング素子を逆並列接続した交流スイッチを電源と負荷との間に挿入することによって可能であるが、電源電流および負荷電圧、電流が歪み波形となる。波形の正弦波化を実現するには、素子4個2レグのブリッジ回路を2台使用し、直流を介して接続する構成によってパルス幅変調（PWM）を採用する必要がある。この構成では、負荷側において可変電圧可変周波数の交流を得ることができる。

固定周波数の電力調整の場合には、電源と負荷に対して1レグを共用した6素子3レグの回路構成によって単相のAC-AC電力変換を実現できることが報告されている⁽¹⁾⁽²⁾。この回路は、直流部に電圧平滑コンデンサをもつ電圧形変換器であり、PWMによって交流電流波形は正弦波となるが、負荷側電圧波形は正弦波分布パルス列交流となる。筆者らは、単相ブリッジに交流チョッパ

回路を直列接続した6素子2レグ構成のPWM電流形コンバータ⁽³⁾を提案し、これを単相AC-AC変換器として動作できることを示した⁽⁴⁾。この回路では、入出力電圧、電流ともに正弦波形が得られるが、電流通路にある導通素子数が増加するため、全体の素子導通損が増加する問題があった。

本論文は、6素子3レグPWM電流形コンバータ⁽⁵⁾について、単相AC-AC変換動作を行う場合を検討したものである。本回路では、負荷側PWMパターンの位相制御ができる点に特長があり、電源と負荷との瞬時電力変動の位相を一致させることによって、直流部の電力変動を最小化して波形歪みを抑制する。本文では、回路構成とPWM法を示すと同時に、負荷力率を考慮した制御方法について説明する。種々の負荷に対する実験結果および状態空間法によるシミュレーション結果を示し、正弦波入出力電圧、電流が得られることを明らかにする。

2. 回路構成とPWM法

図1は3レグ単相PWM電流形コンバータの回路構成を示す。オンオフ制御デバイスIGBTで示す素子S1からS4のレグは電源に対するブリッジ回路、素子S2、

* 平成21年5月30日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

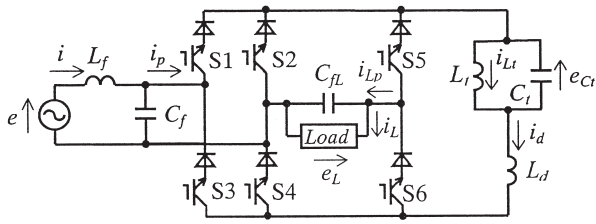


図1 3レグ電流形コンバータ

Fig.1 Current source converter with three legs.

S4, S5 および S6 のレグは負荷に対するブリッジ回路を構成する。したがって、本回路は1個の三相パワーモジュールで構成できる。素子 S2 と S4 のレグは両ブリッジで共用するため、本回路の動作は可変電圧固定周波数の AC-AC 変換に限定される。直流部には電流平滑インダクタ L_d および電源と負荷で生じる2倍周波数の瞬時電力の変動差を吸収するタンク回路 (LC 並列共振回路) を接続して、直流電流 i_d を平滑化するとともに交流波形を正弦波化する。LC 回路定数は電源の2倍周波数に設定する。電源部の L_f と C_f は正弦波分布パルス列である PWM 制御電流 i_p の基本波を通過させるローパスフィルタであり、負荷部には正弦波分布パルス列の PWM 制御電流 i_{Lp} をバイパスするフィルタコンデンサ C_{fl} を並列接続する。なお、実験に使用する IGBT は逆電圧阻止能力を有しないため、直列にダイオードを挿入している。

図2はPWM法であり、各素子のスイッチングパターンと制御電流を示す。両ブリッジ共に正弦波変調波による三角波搬送波比較方式によってスイッチングパルスを作成し、電源電流を力率1の正弦波とするために、変調

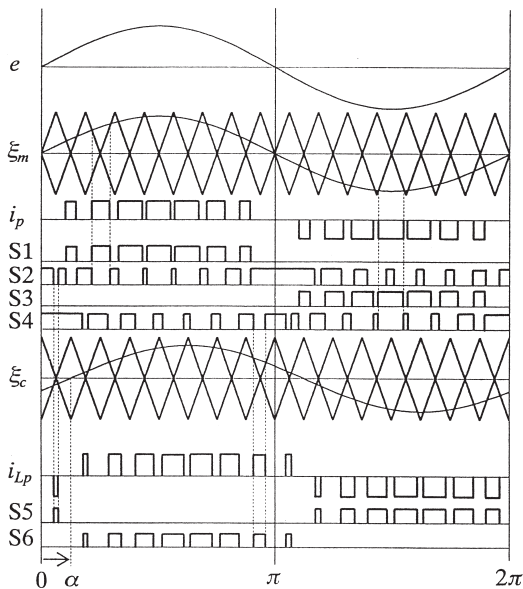


図2 PWM法

Fig.2 PWM method.

波 ξ_m は電源電圧 e と同位相に固定する。この時、図示するように、電源および負荷ブリッジ PWM に対して、互いに逆位相の三角波搬送波を採用することにより、共用レグの素子は両ブリッジに必要なスイッチングを行うことができ、さらに、電源電圧 e に対する負荷ブリッジ変調波 ξ_c の位相角 α を $-\pi/4$ から $\pi/4$ の範囲で調整可能となる。位相角 α 制御により、電源と負荷の瞬時電力変動の位相関係を調整でき、直流部のタンク回路で処理される2倍周波数瞬時電力変動分を最小化する。負荷電圧は変調波 ξ_m および ξ_c の振幅 (搬送波振幅に対する変調波振幅の比で定義する変調率 M_m および M_c) を変えて調整できる。

3. 位相制御

単相電源と単相負荷における2倍周波数瞬時電力変動の位相関係は、変調波の位相および負荷力率に依存する。電源ブリッジ PWM の変調波 ξ_m は電圧 e と同位相に固定して動作するので、負荷ブリッジ PWM の変調波 ξ_c の位相角 α と負荷遅れ力率角 φ との関係を導出する。なお、負荷にはフィルタコンデンサ C_{fl} が並列接続されているので、力率角 φ は C_{fl} を含む角とする。

いま、電源電圧 e を

$$e = E_m \sin \omega t \tag{1}$$

とする。ただし、 E_m は電源電圧最大値、 $\omega = 2\pi f$ 、 f は電源周波数である。電源ブリッジ PWM の変調波は、電源と同相としているので

$$\xi_m = M_m \sin \omega t \tag{2}$$

と表現でき、直流電流 i_d が流れる時、その平均電流を I_d とすると、電源電流 i は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i &= \xi_m I_d \\ &= M_m I_d \sin \omega t \end{aligned} \tag{3}$$

電源側瞬時電力は

$$\begin{aligned} p &= ei \\ &= \frac{E_m M_m I_d}{2} - \frac{E_m M_m I_d}{2} \cos 2\omega t \end{aligned} \tag{4}$$

となる。一方、負荷ブリッジ PWM の変調波は

$$\xi_c = M_c \sin(\omega t - \alpha) \tag{5}$$

で表されるので、負荷電流は

$$\begin{aligned} i_L &= \xi_c I_d \\ &= M_c I_d \sin(\omega t - \alpha) \end{aligned} \tag{6}$$

負荷電圧は、最大値を E_{Lm} として

$$e_L = E_{Lm} \sin(\omega t - \alpha + \varphi) \tag{7}$$

となり、負荷側瞬時電力は次式で与えられる。

$$p_L = e_L i_L = \frac{E_{Lm} M_c I_d}{2} \cos \varphi - \frac{E_{Lm} M_c I_d}{2} \cos(2\omega t - 2\alpha + \varphi) \quad (8)$$

(4) および (8) 式の第2項目で表される瞬時電力変動分の関係より、変調波 ξ_c の位相角を

$$\alpha = \frac{\varphi}{2} \quad (9)$$

と設定することにより電力変動の位相を一致させることができる。ただし、定常状態において、変調率 M_m と M_c を調整して両式の第1項目で表される平均電力をバランスしても変動分の振幅が異なるために2倍周波数瞬時電力変動の差分が残る。この差分電力は直流部のタンク回路で吸収され、(9) 式の条件で最小となる。

フィルタコンデンサ C_{μ} を含む負荷の基本波力率角は、電流 i_{Lp} と負荷電圧 e_L との基本波位相角である。電流 i_{Lp} はパルス電流で検出が困難であるので、直流電流 i_d と負荷ブリッジ変調波 ξ_c から基本波を演算する。負荷電圧と電流の位相角 φ_e と φ_i は電源電圧 e を基準とし、搬送波周波数に対応したサンプリングデータを用いて、基本波フーリエ係数を数値積分で演算して次式の1周期毎の位相角を求める。

$$\varphi_e = \sin^{-1} \frac{E_{a1}}{\sqrt{E_{a1}^2 + E_{b1}^2}} \quad (10)$$

$$\varphi_i = \sin^{-1} \frac{I_{a1}}{\sqrt{I_{a1}^2 + I_{b1}^2}} \quad (11)$$

ただし、

$$E_{a1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e_L \cos(\omega t - \alpha) d\omega t$$

$$E_{b1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e_L \sin(\omega t - \alpha) d\omega t$$

$$I_{a1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} M_c i_d \sin(\omega t - \alpha) \cos(\omega t - \alpha) d\omega t$$

$$I_{b1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} M_c i_d \sin(\omega t - \alpha) \sin(\omega t - \alpha) d\omega t$$

したがって、負荷の基本波力率角は次式で与えられる。

$$\varphi = \varphi_e - \varphi_i \quad (12)$$

演算はソフトウェアによってオンラインで行い、負荷変化に対応するために毎周期実行する。

4. シミュレーション

単相コンバータの動作の周期性より、図2に示す0から π 区間の半周期について解析を行う時、この区間で5つの動作モードが存在する (モードは付録参照)。負荷を RLC 直列回路とし、状態空間法による数値解析において、状態変数 x を

$$x = \text{col}[e_1, e_2, i, e_f, e_{\mu}, e_{LC}, i_L, i_d, e_C, i_{L1}] \quad (13)$$

とする。ここで、

$$e_1 = E_m \sin \omega t \quad (14)$$

$$e_2 = E_m \cos \omega t \quad (15)$$

は電源電圧 e を計算するために導入する仮想二相電圧、 e_f は電源側フィルタコンデンサ電圧 (e と同じ向き)、 e_{μ} は負荷フィルタコンデンサ電圧 (e_L と同じ)、 e_{LC} は負荷コンデンサ電圧 (e_L と同じ向き) である。

各モードの状態方程式は

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_k x(t), k=1\sim 5 \quad (16)$$

で表される (定係数行列 A_k は付録参照)。各モードの状態変数瞬時値は、遷移行列 Φ_k を用いて次式で計算できる。

$$x(t+\tau) = \Phi_k(\tau)x(t) \quad (17)$$

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 (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。

$$[B_c \Phi(T) - I]x(0) = 0 \quad (18)$$

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、(18) 式は容易に解くことができ、(17) 式から各変数の瞬時値を計算できる。

5. 実験結果

実験は、系統電圧実効値 $E=100V$ ($f=60Hz$)、 $L_f=1mH$ 、 $C_f=10\mu F$ 、 $L_d=10mH$ 、 $L_i=22.4mH$ 、 $C_i=79\mu F$ 、 $C_{\mu}=20\mu F$ 、搬送波周波数を $4.8kHz$ に設定し、負荷ブリッジ変調率 $M_c=0.95$ 一定として電源ブリッジ変調率 M_m を変えて負荷電圧を調整した。

図3は異なる RL 負荷において負荷電圧 E_L を $50V$ に維持し、負荷ブリッジPWMパターンの位相角 α を変えた時の C_{μ} を含む負荷の基本波力率角 (PFA) の実測、演算値と負荷電圧 e_L の総合歪み率 (THD) の変化を示す。なお、波形歪みに対する演算精度を調べるために、タンク回路を挿入していないデータを示す。角 α の値によって THD すなわち波形歪みが大きく変化しているが、力率角演算値はほぼ一定であり、実測値との差が2度未満の精度で測定できていることがわかる。実測と演算との差は、電流、電圧検出タイミングやソフトウェアにおける三角関数の精度によるものと思われる。

図4はタンク回路が無い場合において、負荷ブリッジ変調波の遅れ位相角 α を零とした時および負荷力率に対

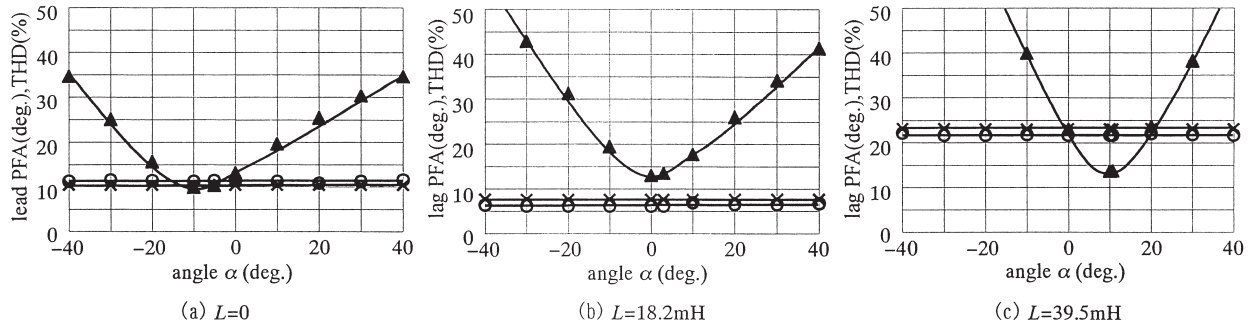
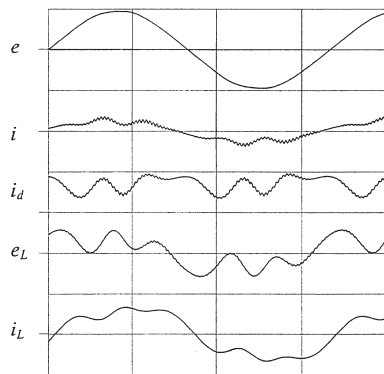


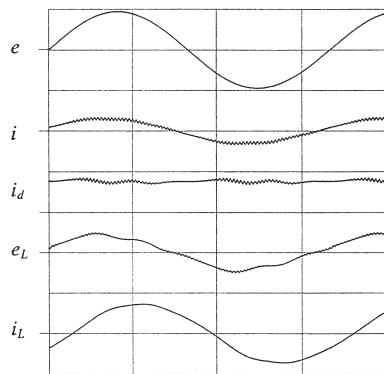
図3 位相角 α に対する THD と負荷力率角 φ ($R=21.9\Omega$, \circ : PFA 演算値, \times : PFA 実測値, \blacktriangle : THD)
 Fig.3 THD and power factor angle φ of load for changing angle α .

応して角 α を自動制御した時の各部実測波形を示す。なお、負荷は $R=11.3\Omega$, $L=30\text{mH}$ である。電源と負荷の瞬時変動電力の差分はすべて直流インダクタ L_d で吸収されるので、直流電流が変動する。同図 (a) では、電力差分が大きいため各波形が大きく歪んでいる。この時の電源電流 i , 負荷電流 i_L , 負荷電圧 e_L の THD はそれぞれ 18.35%, 22.04%, 56.02% であった。一方、 α 制御時の同図 (b) では、変動する交流瞬時電力の位相が一致しているために電力差分が最小化され、直流電流の

変動および交流波形の歪みはかなり抑制されている。この時の各波形の THD は i が 3.28%, i_L が 3.34%, e_L が 9.50% であった。なお、負荷力率角の実測値は 45.2 度、



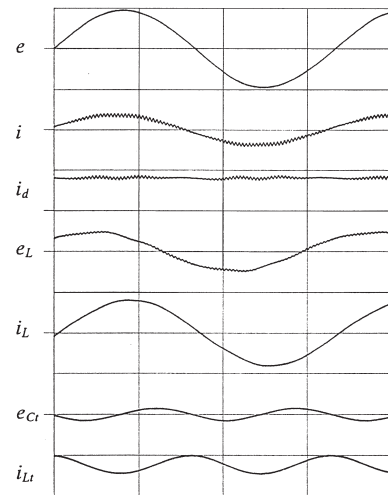
(a) $\alpha=0$



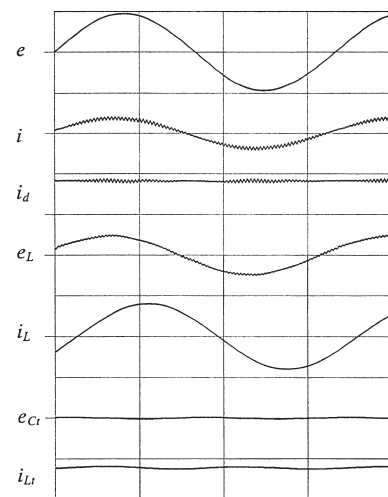
(b) α 制御

図4 タンク回路がない場合の実測波形
 (150V/div, 6A/div, 5ms/div)

Fig.4 Experimental waveforms without tank circuit.



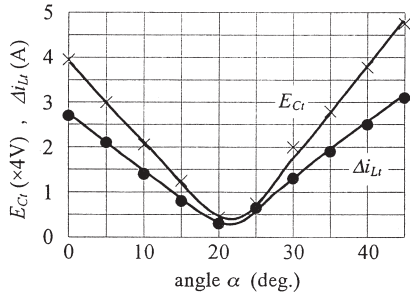
(a) $\alpha=0$



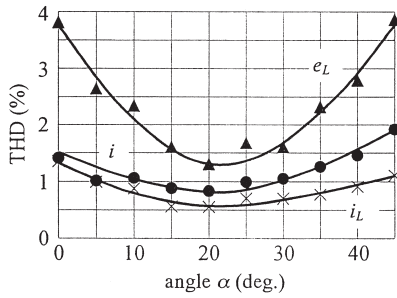
(b) α 制御

図5 タンク回路接続時の実測波形
 (150V/div, 6A/div, 5ms/div)

Fig.5 Experimental waveforms with tank circuit.



(a) タンク回路の電圧, 電流



(b) 電圧と電流の THD

図6 位相角 α に対する特性

Fig.6 Characteristics for changing angle α .

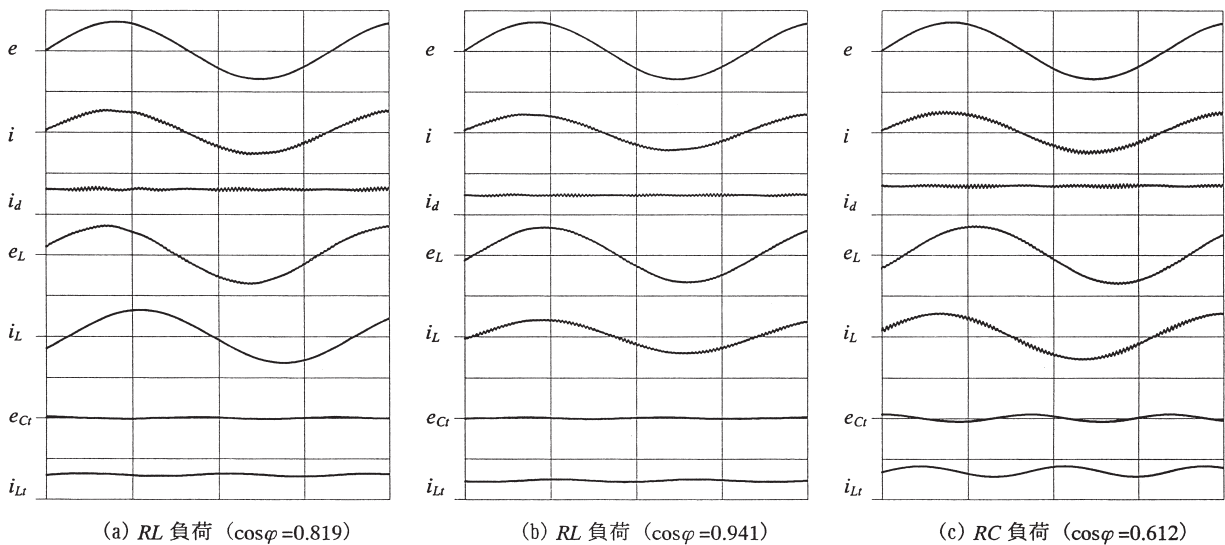
演算値は 43.4 度であり, 位相制御時の α の値は 21.7 度である.

図5はタンク回路を接続した時の実測波形を示す. タンク回路挿入時には, 瞬時電力差分が全てタンク回路内の LC によって吸収されるため, L_d に流れる直流電流は平滑化され, いずれの場合も, 電源および負荷は共にほぼ正弦波形の電圧, 電流となることが確認できる. この時, タンク回路のコンデンサ電圧とインダクタ電流は2

倍周波数で変動するが, α 制御によって電源と負荷の瞬時電力変動の位相を一致させることにより, タンク回路内の変動は最小となり, 交流波形はさらに正弦波化される. タンク回路のコンデンサ電圧実効値 E_C と電流変動幅 Δi_L は同図 (a) の 15.8V, 2.7A に対して同図 (b) では 1.7V および 0.3A であった. また, 各波形の THD は同図 (a) では i が 1.41%, i_L が 1.35%, e_L が 3.82%, 同図 (b) では, i が 0.77%, i_L が 0.60%, e_L が 1.40% で, 位相制御時の α の値は 21.7 度であった.

図5の結果からわかるように, タンク回路では電源と負荷の瞬時変動電力の差分を吸収するので, コンデンサ電圧とインダクタ電流が2倍周波数で変動する. この場合, 負荷ブリッジ変調波の位相によって電源と負荷との瞬時電力変動の位相関係が変わり, タンク回路の変動が変化する. 図6は, 位相角 α に対するタンク回路コンデンサ電圧実効値 E_C とインダクタ電流の変動幅 Δi_L および交流波形の THD の変化を示す. 供試定数では, α が約 22.5 度で入出力間の瞬時変動電力の位相が一致して各値は最小となることがわかる. 実験では, ほぼこの値に自動制御できることが確認できた.

図7と図8は, 負荷電圧を $E_L=100V$ とし, 負荷力率を変えて動作した場合の定常実測波形とシミュレーション波形を示す. なお, 負荷定数は同図 (a) は $R=19.2\Omega$, $L=50.3mH$, (b) は $R=41.4\Omega$, $L=11.1mH$, (c) は $R=22.4\Omega$, $C=118.4\mu F$ である. いずれの場合でも平滑直流電流とほぼ正弦波形の交流が得られることがわかり, 負荷電圧および電流の THD は 2% 以下であった. シミュレーション波形は実測波形とよく一致しており, 理論からも入出力波形が正弦波となること, およびタンク回路の適用が波形改善に有効であることを確認した. なお, 各場合について, 負荷力率角の実測値, 演算値



(a) RL 負荷 ($\cos\phi=0.819$)

(b) RL 負荷 ($\cos\phi=0.941$)

(c) RC 負荷 ($\cos\phi=0.612$)

図7 実測波形 (200V/div, 8A/div, 5ms/div)

Fig.7 Experimental waveforms.

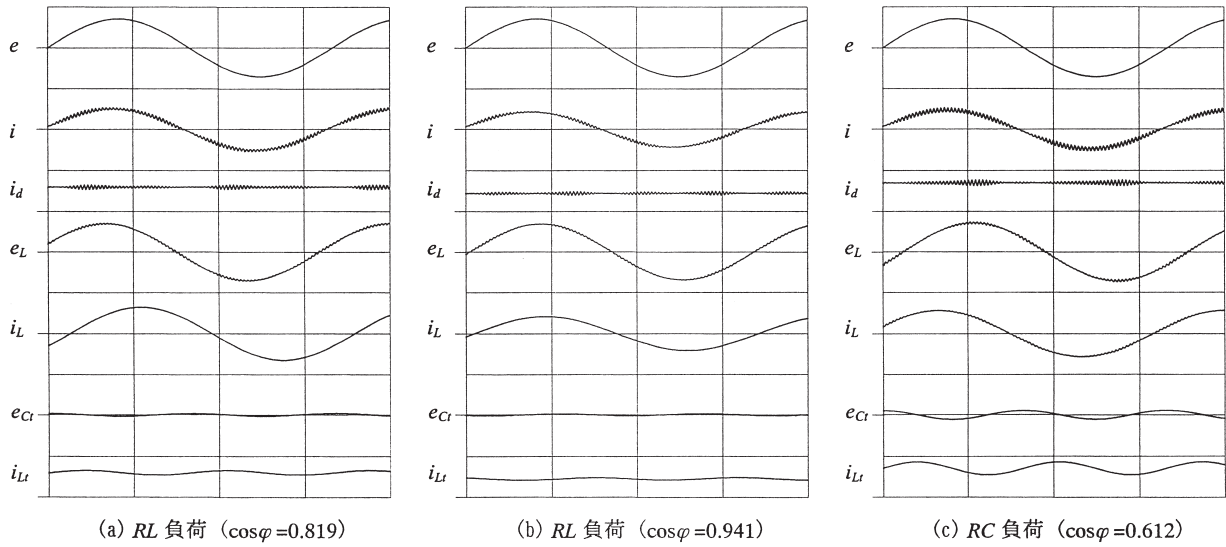


図8 シミュレーション波形 (200V/div, 8A/div, 5ms/div)
Fig.8 Simulated waveforms.

および α の値は同図 (a) が 35.1 度, 33.2 度, 16.0 度, (b) が 19.8 度, 20.6 度, -10.2 度, (c) が -52.3 度, -52.9 度, -26.5 度であった。

図 9 は, 負荷力率角 57.0 度 ($\cos \varphi = 0.545$, $R=10.0\Omega, L=50.0\text{mH}$) の負荷を接続した場合において, 電源ブリッジ変調率 M_m の変化に対する電圧, 電流およ

び電源力率の特性を示す。直流電流 I_d , 負荷電圧 E_L , 負荷電流 I_L およびタンク回路コンデンサ電圧 E_{Ct} は変調率 M_m に比例することがわかる。電源電流 I は M_m のほぼ 2 乗に比例するが, $M_m=0$ ではフィルタコンデンサ C_f の充電電流となる。電源力率 PF は M_m の広範囲でほぼ 1 を維持するが, 変調率の低下による直流電流の減少に伴って C_f の充電電流が支配的となり低下している。この場合の負荷では, 負荷電圧調整は約 150V まで可能である。負荷電圧の調整範囲の上限値は, 理論的に負荷力率 1 の時が電源電圧と等しく, 力率の低下とともに高くなる。

6. むすび

電源側ブリッジと負荷側ブリッジのレグを共用した 3 レグ構成の単相-単相電流形コンバータの定常特性を示した。本回路は固定周波数の可変電圧変換に限定されるが, PWM スイッチングによって正弦波入出力波形が得られることを実験と理論から確認した。また, 直流部にタンク回路を挿入することで波形改善できることを示し, 負荷力率角を測定して PWM パターンの位相制御を行うことにより, タンク回路で処理される電力を最小化して, 回路内の 2 倍周波数電圧, 電流変動を小さくできることを明らかにした。

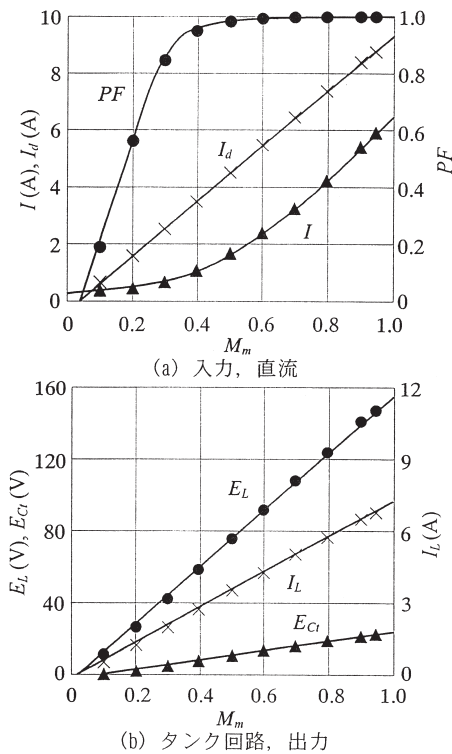


図9 電圧, 電流および力率
Fig.9 Voltage, current and power factor.

参 考 文 献

- (1) 大西：「多機能高品質単相PWM制御電源」, 電学論 D, **115**, 2, pp.70-76 (1995-1)
- (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, No.123 (1994-8)
- (3) 根葉・森・前田：「一定直流電流を出力する単相PWM電流形コンバータ」, 平成7年度電気関係学会九州支部連大, No.832 (1995-9)
- (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) 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)

2) 接続行列

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

付 録

1) 動作モードと定係数行列

$$A_k = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_f} & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{4,8} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{fL}} & a_{5,8} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{8,4} & a_{8,5} & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_d}{L_d} & -\frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_t} & -\frac{1}{C_t} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_t} & -\frac{R_t}{L_t} \end{bmatrix}$$

記号 R_f , R_d および R_t はそれぞれインダクタ L_f , L_d および L_t の抵抗分である。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 動作モードと導通素子および行列要素

App. Table 1. Conducting devices and elements of matrices in each mode.

モード	導通素子	$a_{4,8}$	$a_{5,8}$	$a_{8,4}$	$a_{8,5}$
1	S1, S6	$-1/C_f$	$1/C_{fL}$	$1/L_d$	$-1/L_d$
2	S1, S4	$-1/C_f$	0	$1/L_d$	0
3	S2, S6	0	$1/C_{fL}$	0	$-1/L_d$
4	S5, S4	0	$-1/C_{fL}$	0	$1/L_d$
5	レグ短絡	0	0	0	0