

CVCF Inverter Based on Nonlinear Control of Instantaneous Active and Reactive Power and its Operation Characteristics

Akira Sato Student Member (Nagaoka University of Technology, asato@stn.nagaokaut.ac.jp)

Toshihiko Noguchi Member (Nagaoka University of Technology, tnoguchi@vos.nagaokaut.ac.jp)

Keywords: CVCF inverter, instantaneous active and reactive power, nonlinear control, switching-state table

This paper describes a direct-power-controlled CVCF inverter and presents its experimentally determined operation characteristics. The key feature of the proposed strategy is the direct selection of the switching states of the CVCF inverter on basis of the instantaneous errors in the active and reactive power. In addition, this paper presents a theoretical analysis of the relationship between the behavior of the instantaneous power and the switching state, which is essential for deriving a switching table for the controller. The validity of the proposed strategy has been verified through computer simulations and experimental tests.

Fig. 1 shows the system configuration of the proposed CVCF inverter based on nonlinear control of the instantaneous active and reactive power. The power control block consists of several hysteresis elements and a switching table. A two-level hysteresis comparator is employed to regulate the instantaneous active and reactive power. Moreover, the phase information of the output voltage command is digitized by using several different comparators, achieving a phase resolution of only six. This digitized output signal is passed to the switching table to select the optimum switching state.

Fig. 2 shows the experimental results of the proposed strategy under a nonlinear load. The output is controlled to a stable sinusoidal waveform with no large distortions, where the total harmonic distortion is only 1.13%. Fig. 3 shows the waveforms of line-to-line voltage and load current when a single-phase rectifier is connected

to the inverter. Under an unbalanced load, the output voltage waveform is also controlled to have low distortion.

Fig. 4 shows the deviations in the output voltage with respect to the load power. As observed in the figure, the output voltage deviates from the command voltage by 0.15%. As confirmed, the proposed strategy is effective in enhancing the performance of CVCF inverters.

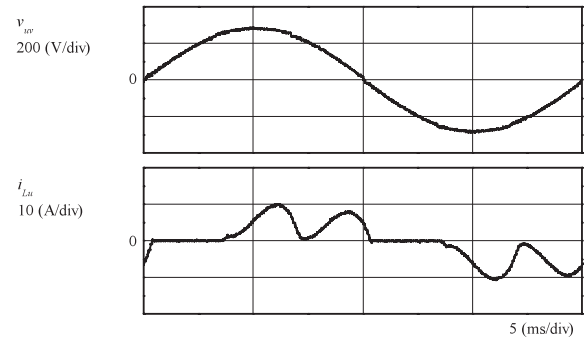


Fig. 2. Experimental results under nonlinear load

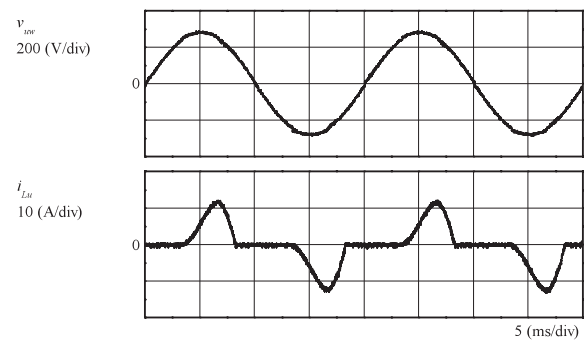


Fig. 3. Experimental results under unbalanced load

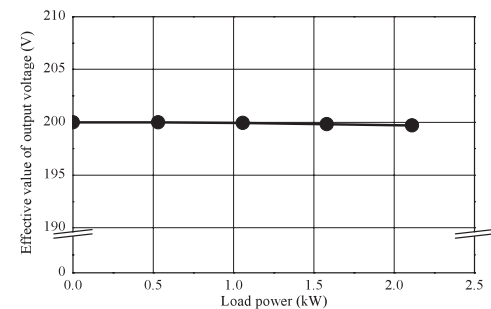


Fig. 4. Deviation characteristic of output voltage

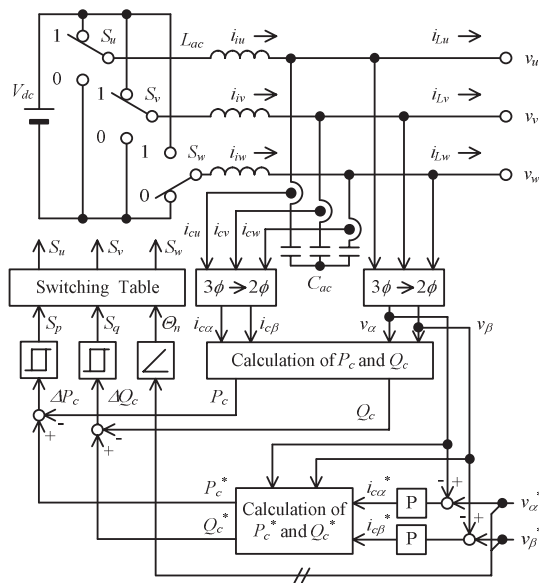


Fig. 1. System configuration of CVCF inverter based on nonlinear control of instantaneous active and reactive power

瞬時有効・無効電力の非線形制御を適用した CVCF インバータと運転特性

学生員 佐藤 明* 正 員 野口 季彦*

CVCF Inverter Based on Nonlinear Control of Instantaneous Active and Reactive Power and its Operation Characteristics

Akira Sato*, Student Member, Toshihiko Noguchi*, Member

This paper describes a direct-power-controlled CVCF inverter and presents its experimentally examined operation characteristics. The most important feature of this strategy is the direct selection of the switching states of the CVCF inverter to restrict errors between the feedback and command values of active and reactive power. In addition, this paper presents a theoretical analysis of the relationship between the instantaneous power and the switching state, which is essential for deriving a switching-state table for the controller. The feasibility of the proposed method was verified through several computer simulations and experimental tests using a 2.0-kVA prototype setup. The output voltages were confirmed to be stable sinusoidal waveforms with a total harmonic distortion of 1.13% under nonlinear load conditions. Furthermore, excellent voltage balance was achieved by the proposed strategy even under unbalanced load conditions.

キーワード：CVCF インバータ，瞬時有効・無効電力，非線形制御，スイッチングテーブル

Keywords: CVCF inverter, instantaneous active and reactive power, nonlinear control, switching-state table

1. はじめに

コンピュータに代表される情報通信機器は商用電源の瞬時電圧低下や停電等の電源トラブルにより，データの喪失やシステム停止などの大きな被害を引き起こす可能性がある。また，インターネットや LAN 等のネットワーク化により，情報化社会はさらに高度化している。これらのデータ保護には無停電電源装置（UPS）が必要不可欠である⁽¹⁾。

三相 UPS 用 PWM インバータ（定電圧・定周波数インバータ：CVCF インバータ）は非線形負荷においても安定した周波数と低歪みをもつ正弦波電圧波形が要求される。これを実現するために，種々の制御アルゴリズムが提案されている。よく知られている手法の一つに出力電圧制御法があり，出力電圧とその指令値の制御偏差に PID レギュレータを用いた方式である。この方式に負荷電流急変時に生じるフィルタリアクトルの電圧降下分を補償するために負荷電流を検出し，PD レギュレータを用いたフィードフォワード補償と組み合わせた方式がある⁽²⁾。また，この出力電圧制御ループの内側にフィルタリアクトル電流やフィルタコ

ンデンサ電流のマイナーループを付加する方式があり，PI レギュレータやヒステリシスコンパレータを用いた方式，デッドビート制御方式，誤差追従式 PWM など種々の電流制御方式が提案されている^{(3)~(7)}。この他に，コンデンサインプット形整流器のように繰返し突入電流を発生する負荷による出力電圧歪み対策として，繰返し制御を用いた方式が提案されている⁽⁸⁾⁽⁹⁾。以上から，これまでの発表文献ではフィルタコンデンサが充放電するエネルギーに着目した方式については議論されていないようである。また，三相 CVCF インバータに単相コンデンサインプット形整流器のような不平衡負荷が接続された場合，出力電圧の不平衡を引き起こし，これを改善するため制御系に何らかの補償ブロックを設ける必要がある⁽¹⁰⁾。

一方，筆者らは瞬時有効・無効電力の非線形制御を適用した PWM 整流器を提案し，その有効性を実験的に確認してきた^{(11)~(13)}。この制御システムは瞬時有効・無効電力と PWM 整流器のスイッチングモードを直接関連付け，瞬時電力をリレー制御するものである。本制御法の特長は一般的な電流マイナーループをもつ制御方式と比較すると，1) PWM 変調器，回転座標変換などの要素が不要，2) 特別な補償を施すことなく，電源不平衡時も安定した直流バスを出力可能，などの利点を有している。しかし，リレー制御のため瞬時電力の演算フィードバックにおける遅れが制御特性に

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka 940-2188

影響を与える欠点も有している。

本稿では、瞬時有効・無効電力の非線形制御を適用した CVCF インバータのシステム構成について述べる⁽¹⁴⁾。また、CVCF インバータと瞬時有効・無効電力の関係を理論的に解析し、これを用いたスイッチングテーブルの構成法について述べる。そして、本制御法の有効性を計算機シミュレーションにより評価する。さらに 2.0kVA の実験システムを構築して定常特性、負荷急変特性、そして不平衡負荷における運転特性を検証する。

2. システム構成と制御原理

〈2・1〉 制御原理 図 1 に CVCF インバータのモデル図を示す。CVCF インバータの出力電圧 v_o が良好な正弦波電圧と仮定すれば、出力電圧 v_o は (1) 式のように回転ベクトルとして表現することができる。

$$v_o = \sqrt{3}V_{rms}e^{j\omega t} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 V_{rms} は相電圧の実効値である。

また、フィルタコンデンサ電流ベクトル i_c は (2) 式のように与えられる。

$$i_c = C_{ac} \frac{dv_o}{dt} = j\sqrt{3}\omega C_{ac} V_{rms} e^{j\omega t} \dots\dots\dots (2)$$

(1), (2) 式を用いることにより、フィルタキャパシタ C_{ac} の瞬時有効電力 P_c と瞬時無効電力 Q_c は下式のように導出される。

$$P_c = v_o \bullet i_c = 0 \dots\dots\dots (3)$$

$$Q_c = v_o \times i_c = -3\omega C_{ac} V_{rms}^2 \dots\dots\dots (4)$$

ここで、「 \bullet 」は内積、「 \times 」は外積を示す。

したがって、フィルタコンデンサ C_{ac} が充放電するエネルギーを (3), (4) 式となるよう適切に電力制御すれば、結果的に安定した正弦波電圧を得ることができる。なお、負荷急変時のような過渡時に生じる高周波成分は、基本波周波数の時間幅に対して短いため、無視することができる。

〈2・2〉 システム構成 図 2 に瞬時有効・無効電力の非線形制御を適用した CVCF インバータのシステム構成を示す。本制御法は瞬時有効・無効電力を CVCF インバータのスイッチングにより直接制御を行う。

本インバータシステムでは瞬時有効電力 P_c と瞬時無効電力 Q_c を算出するために、出力電圧 v_u, v_v, v_w とフィルタ

コンデンサ電流 i_{cu}, i_{cv}, i_{cw} を検出する。そして、(5), (6) 式を用いて、検出した三相量を二相量に変換する。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

算出して得られた v_α, v_β と $i_{c\alpha}, i_{c\beta}$ から (7) 式を用いることにより、フィルタコンデンサ C_{ac} の瞬時有効電力 P_c と瞬時無効電力 Q_c を得ることができる。

$$\begin{bmatrix} P_c \\ Q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

一方、瞬時有効電力指令値 P_c^* と瞬時無効電力指令値 Q_c^* は出力電圧制御系から与える。まず、出力電圧指令値 v_α^*, v_β^* と算出した出力電圧 v_α, v_β をそれぞれ比較する。それらの偏差を P 制御器に入力し、その出力値であるフィルタコンデンサ電流指令値 $i_{c\alpha}^*, i_{c\beta}^*$ を得る。下式により瞬時有効電力指令値 P_c^* と瞬時無効電力指令値 Q_c^* を算出する。

$$\begin{bmatrix} P_c^* \\ Q_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

そして、瞬時有効・無効電力の各偏差、 $\Delta P_c = P_c^* - P_c$, $\Delta Q_c = Q_c^* - Q_c$ をヒステリシスコンパレータに入力して量子化信号 S_p, S_q を生成する。この量子化信号 S_p, S_q は瞬時電力の増減“1：電力増加”，“0：電力減少”に相当する。

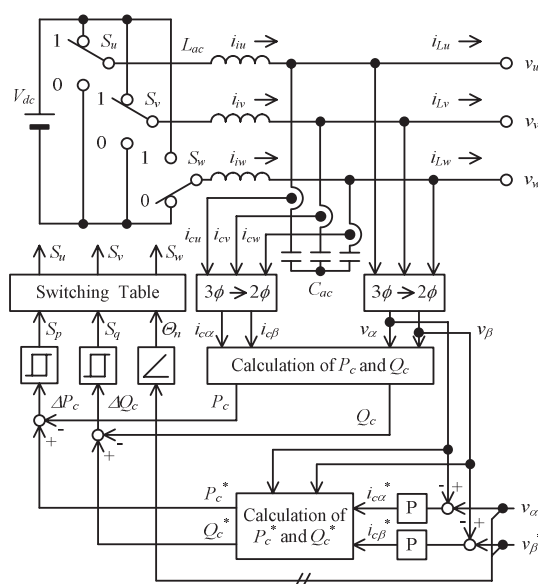


図 2 瞬時有効・無効電力の非線形制御を適用した CVCF インバータのシステム構成

Fig.2. System configuration of CVCF inverter based on nonlinear control of instantaneous active and reactive power.

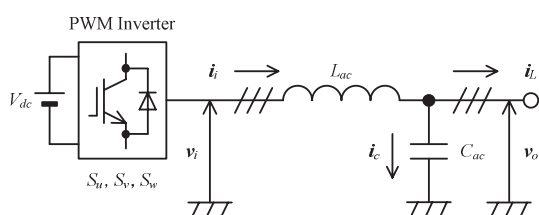


図 1 CVCF インバータのモデル図

Fig.1. Mathematical model of CVCF inverter.

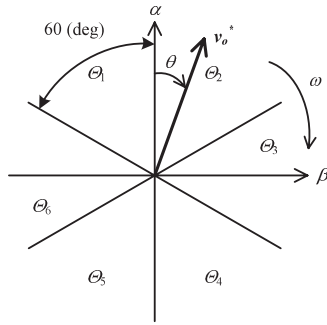


図3 出力電圧ベクトル位相の量子化

Fig. 3. Quantized phase of output-voltage vector.

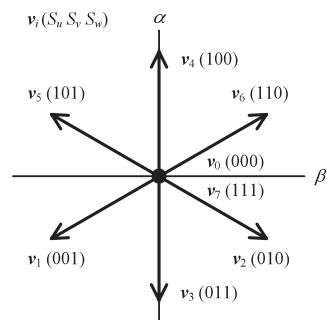


図4 CVCF インバータの出力電圧ベクトル

Fig. 4. Output voltage vectors of CVCF inverter.

また、出力電圧指令値 v_o^* の位相情報も 60 deg ごとに量子化し、図3に示すように6つの領域に分割して検出する。これは(9)式のように表現することができる。

$$(n-2)\frac{\pi}{3} \leq \theta_n < (n-1)\frac{\pi}{3} \quad \because n=1, 2, \dots, 6 \quad \dots\dots\dots (9)$$

これらの量子化信号 S_p , S_q , θ_n は CVCF インバータの適切なスイッチングモードを選択するために用いられ、各レグの ON/OFF を制御する。言い換えれば、量子化信号 S_p , S_q , θ_n の組み合わせが CVCF インバータの最適なスイッチングモードを決定する。なお、CVCF インバータのスイッチングモードと出力電圧ベクトルは図4のように対応しており、離散的な7種類のベクトルとして記述できる。

〈2・3〉スイッチングテーブル構成法 本制御システムは原理的に瞬時有効・無効電力のリレー制御に基づいているため、出力電圧位相 θ_n における CVCF インバータのスイッチングモード S_u , S_v , S_w と瞬時有効・無効電力の時間的変化率 dP_c/dt , dQ_c/dt の関係がスイッチングテーブルの決定に重要な役割を担う。瞬時有効・無効電力とその指令値の偏差 ΔP_c , ΔQ_c の量子化信号 S_p , S_q は dP_c/dt , dQ_c/dt の極性に相当するため、瞬時有効・無効電力の増減と密接に関わってくる。したがって、ヒステリシス幅で指定された制御誤差範囲内で瞬時有効・無効電力をそれらの指令値に追従させるようにスイッチングテーブルの内容を検討する必要がある。

以下の解析では CVCF インバータのスイッチングが行わ

れる瞬間に相当した極短期間における瞬時有効・無効電力の時間的変化率 dP_c/dt , dQ_c/dt を検討する。

図1に示した CVCF インバータのモデル図から以下の回路方程式が得られる。

$$v_i = L_{ac} \frac{di_i}{dt} + v_o = L_{ac} \frac{d}{dt} (i_L + i_c) + v_o \quad \dots\dots\dots (10)$$

CVCF インバータの出力電圧ベクトル v_i は (11) 式で表現することができる。ここで、 V_{dc} はインバータ直流バス電圧である。

$$v_i = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_u + S_v e^{j2\pi/3} + S_w e^{j4\pi/3}) \quad \dots\dots\dots (11)$$

また、出力電圧ベクトル v_o は、(12) 式のように定義する。

$$v_o = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_u + v_v e^{j2\pi/3} + v_w e^{j4\pi/3}) \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$\begin{aligned} v_u &= \sqrt{2} V_{rms} \cos \theta \\ \because v_v &= \sqrt{2} V_{rms} \cos (\theta - 2\pi/3) \quad \dots\dots\dots (13) \\ v_w &= \sqrt{2} V_{rms} \cos (\theta - 4\pi/3) \end{aligned}$$

これより、(13) 式を (12) 式に代入すると、出力電圧ベクトルは (14) 式のように回転ベクトルして表記することができる。

$$v_o = \sqrt{3} V_{rms} e^{j\theta} \quad \dots\dots\dots (14)$$

CVCF インバータのスイッチングを行われる極短期間において、負荷電流 i_L の変動は無視できるほど小さいことから、 i_L はほぼ一定値として考えることができる。これにより、フィルタコンデンサ電流ベクトルの時間的変化率 di_c/dt は下式のように (10) 式から導出される。

$$\frac{di_c}{dt} \approx \frac{v_i - v_o}{L_{ac}} \quad \dots\dots\dots (15)$$

同様に出力電圧ベクトル v_o の変化も無視できるほど小さいため、瞬時有効・無効電力の時間的変化率 dP_c/dt , dQ_c/dt は下式のように近似することができる。

$$\frac{dP_c}{dt} = \frac{dv_o}{dt} \bullet i_c + v_o \bullet \frac{di_c}{dt} \approx v_o \bullet \frac{di_c}{dt} \quad \dots\dots\dots (16)$$

$$\frac{dQ_c}{dt} = \frac{dv_o}{dt} \times i_c + v_o \times \frac{di_c}{dt} \approx v_o \times \frac{di_c}{dt} \quad \dots\dots\dots (17)$$

そして、(11), (14), (15) 式を (16), (17) 式に代入することにより、瞬時有効・無効電力の時間的変化率 dP_c/dt , dQ_c/dt を (18), (19) 式のように求められる。

$$\frac{dP_c}{dt} = \frac{V_{rms}}{L_{ac}} \{ -3V_{rms} + \sqrt{2}V_{dc}(S_1 \cos \theta + S_2 \sin \theta) \} \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$\frac{dQ_c}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_{rms}V_{dc}}{L_{ac}} (S_1 \sin \theta - S_2 \cos \theta) \quad \dots\dots\dots (19)$$

$$\because S_1 = S_u - \frac{1}{2}S_v - \frac{1}{2}S_w, \quad S_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}S_v - \frac{\sqrt{3}}{2}S_w$$

ただし、 θ は図3で示した出力電圧指令ベクトル v_o^* の位相

である。(18), (19) 式より各出力電圧位相 θ_n におけるスイッチングモード S_u, S_v, S_w に対応した $dP_c/dt, dQ_c/dt$ を算出することができる。図 5 は領域 θ_1 におけるこれらの

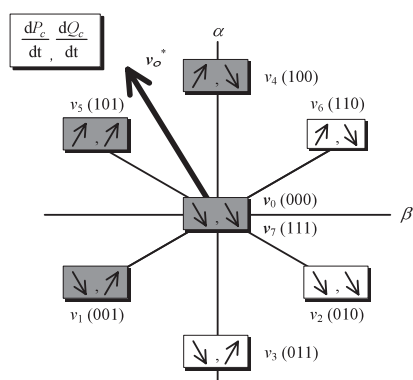


図 5 θ_1 における $dP_c/dt, dQ_c/dt$ の計算結果
Fig. 5. Calculation results of $dP_c/dt, dQ_c/dt$ in θ_1 .

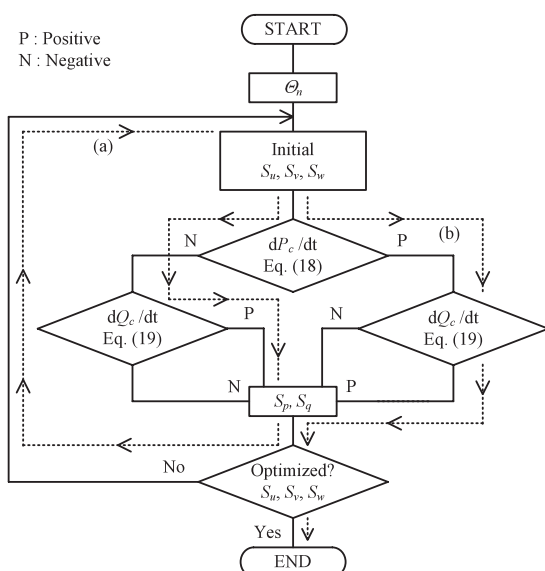


図 6 スwitchングモード選定のアルゴリズム
Fig. 6. Algorithm of switching mode selection.

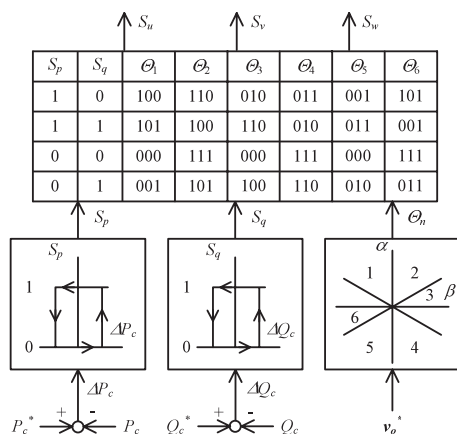


図 7 スwitchングテーブルと制御器
Fig. 7. Optimum switching-state table and regulators.

計算結果を例示したものである。同図で矢印の傾きは P_c, Q_c それぞれの変化を表している。この中から操作量として最適な電圧ベクトルを選択する。一例として、 θ_1 において瞬時有効電力を増加させ ($S_p = 1$), 無効電力を減少させる ($S_q = 1$) モードにおける選択する手段を図 6 に示すスイッチングモード選定のアルゴリズムを用いて述べる。まず, 初期スイッチングモード $S_u S_v S_w = 001$ を (18) に代入すると dP_c/dt は “Negative” となり, dQ_c/dt は (19) より “Positive” となるため, 量子化信号 S_p, S_q を満たさない “No” (図 6 破線 (a))。次にスイッチングモード $S_u S_v S_w = 101$ を与え, 同様の手順で行うと $dP_c/dt, dQ_c/dt$ ともに “Positive” となり S_p, S_q を満たす “Yes” (図 6 破線 (b)), これが選択すべき最適スイッチングモードの候補となる。他の条件においても同様の基準でスイッチングモードの選択を行う。もし, 同じ極性のモードが複数存在した場合は出力電圧指令ベクトル v_o^* に近いスイッチングモードを選択する。このようにして得られた最適スイッチングテーブルと制御器 (リレー要素) を図 7 に示す。

3. シミュレーション結果

提案する手法の制御特性を確認するために計算機シミュレーションによる検証を行った。また, 従来法として図 8 に示す出力電圧メインループ, フィルタコンデンサ電流マイナーループをもつシステムで比較を行った。この従来システムでは出力電圧制御系で得たフィルタコンデンサ電流指令値 i_c^* と検出した電流 i_c の偏差を P 制御器に入力し, インバータ出力電圧指令値 v_i^* を得る。この出力電圧指令値 v_i^* と三角波キャリアと比較することにより, CVCF インバータのスイッチングモードが得られる。表 1 に計算機シミュレーションに用いた主回路定数を示す。また, 実機検証に用いた $2\mu s$ のデッドタイムを設けている。

図 9 に示す単相コンデンサインプット形整流器 1.0kVA を端子 U, W に接続したときの本制御システムの出線間電圧 v_{uw} および負荷電流 i_{Lu} を図 10 に, 同条件における従来システムの波形を図 11 に示す。ここで, 両制御システムの平均スイッチング周波数は 16kHz である。従来法で

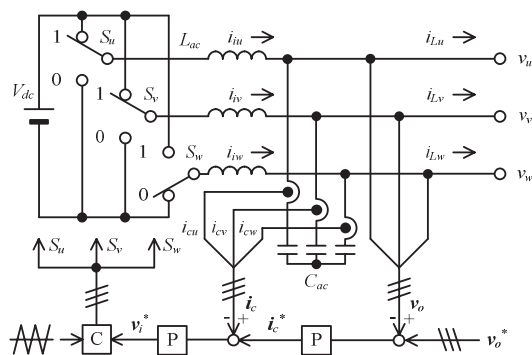


図 8 従来システムの構成
Fig. 8. Configuration of conventional system.

は負荷電流の影響を受け、出力電圧に歪みが生じているが、提案法は歪みのない正弦波電圧が得られていることがわかる。また、この条件における電圧不平衡率はそれぞれ、提案法は0.1%、従来法は0.9%となった。

負荷不平衡時において、従来法より提案法が平衡した出力電圧を得られるのは以下の理由と考えられる。

本方式では瞬時電力の一定制御を行っているため、瞬時

表 1 主回路の電気定数

Table 1. Electrical parameters of power circuit.

DC bus voltage V_{dc}	340 V
Output filter inductor L_{dc}	0.4 mH (0.63 %)
Output filter capacitor C_{dc}	20 μ F (12.6 %)
Output voltage command v_o^*	200 V _{rms} 50 Hz

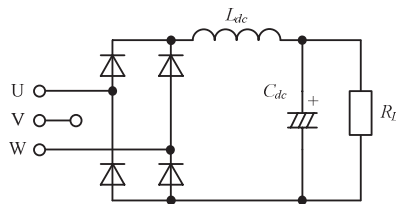


図 9 単相コンデンサ入力形整流器負荷

Fig. 9. Single-phase capacitor input rectifier load.

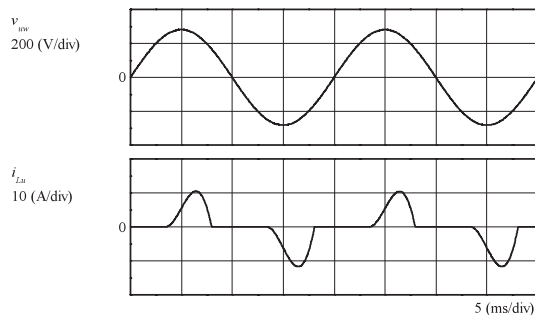


図 10 提案システムの出力線間電圧・負荷電流波形 (シミュレーション結果)

Fig. 10. Output line to line voltage and load current of proposed system (Simulation results).

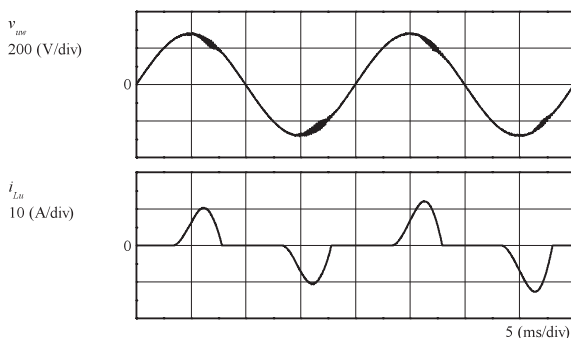


図 11 従来システムの出力線間電圧・負荷電流波形 (シミュレーション結果)

Fig. 11. Output line to line voltage and load current of conventional system (Simulation results).

電力が低下しているときはより多くの瞬時電力を伝送するように動作する。これにより、第2章で示した(3)、(4)式を満足することができ、結果的として平衡した出力電圧波形が得ることができる。

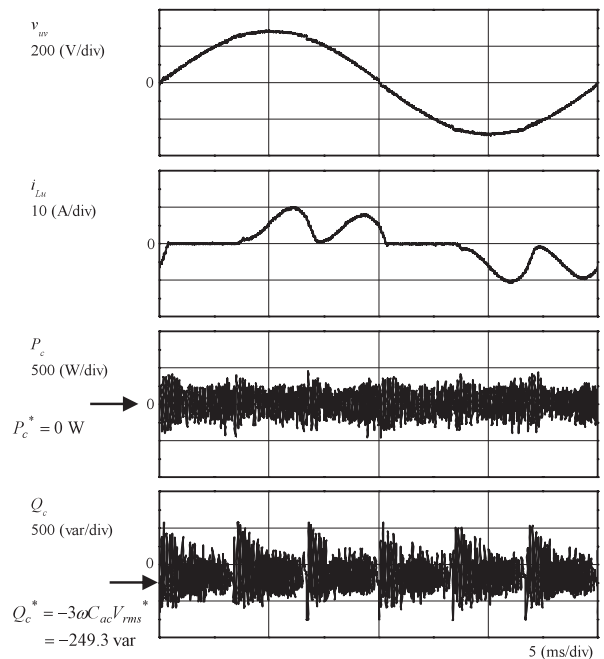
以上のシミュレーション結果より、CVCF インバータにおいても提案する手法が有効に動作することを確認した。

4. 実験結果

実験条件は計算機シミュレーションと同様した。なお、平均スイッチング周波数は計算機シミュレーションと同一のヒステリシス幅 (350 W, 350 var) としたが 12 kHz となった。これは瞬時電力フィードバックの検出・演算遅れに起因するものと考えられる。

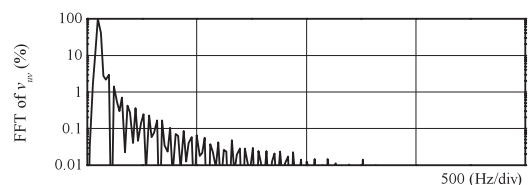
図 12(a) にコンデンサ入力形整流器 2.0 kVA における出力線間電圧、相電流、および瞬时有効・無効電力を、(b) に出力線間電圧の FFT 解析結果を示す。瞬时有効・無効電力を制御することにより、結果的に出力電圧は良好な正弦波波形になっており、総合歪み率は 1.13% と波形歪みが少ないことがわかる。

図 13 は抵抗負荷を 0 W → 2.0 kW → 0 W と変化させた



(a) 出力線間電圧、負荷電流波形

(a) Output line to line voltage, and load current.



(b) 出力電圧の周波数スペクトル

(b) Frequency spectra of output line to line voltage

図 12 実験結果

Fig. 12. Experimental results.

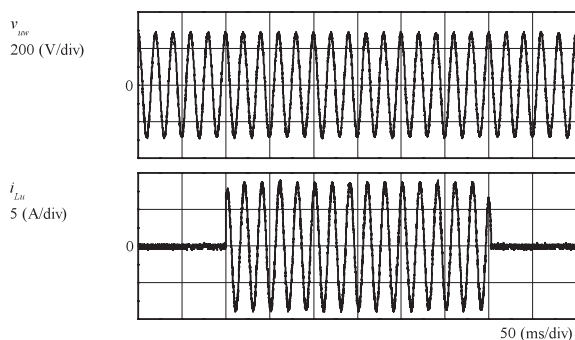
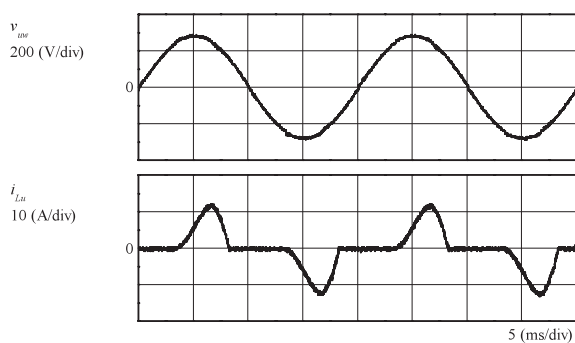
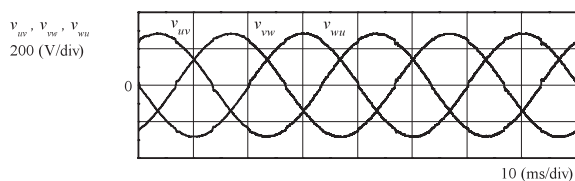


図 13 負荷外乱応答（実験結果）

Fig. 13. Disturbance step response (Experimental result).



(a) 出力線間電圧，負荷電流
(a) output line-to-line voltage and load current



(b) 各線間電圧
(b) output line to line phase voltages

図 14 不平衡負荷における実験結果

Fig. 14. Experimental results under unbalanced load condition.

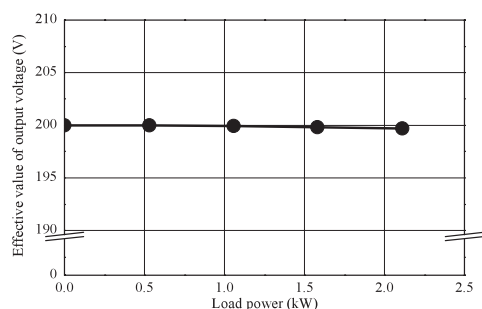


図 15 出力電圧変動特性

Fig. 15. Deviation characteristic of output voltage.

ときの外乱応答を示したものである。図からわかるように、負荷のステップ的な変動に対して出力電圧の変動は見られず、安定した出力電圧が得られていることが確認できる。不平衡負荷における提案するシステムの制御特性を確認

するために、単相コンデンサインプット形整流器を端子 U, W に接続して行った。図 14 に負荷 1.0kVA における出力線間電圧 v_{uv} および負荷電流 i_{Lu} を示す。本方式では瞬時有効・無効電力の制御を行っているため、特別な補償を付加することなく、良好にバランスした出力電圧が得ることができ、電圧不平衡率 0.17%を確認した。

図 15 に負荷に対する出力電圧変動特性を示す。全負荷領域において、出力電圧変動率は 0.15%以内に抑制されており、良好な結果が得られている。

5. まとめ

本稿では瞬時有効・無効電力の非線形制御を適用した CVCF インバータについて論じた。また、瞬時有効・無効電力と CVCF インバータのスイッチングモードの関係を理論的に解析し、これを用いたスイッチングテーブルの構成法について述べた。さらに、本制御アルゴリズムに基づいたシステムの妥当性を計算機シミュレーションで評価するとともに、2.0kVA の実機システムを試作して実験検証を行った。実験検証では非線形負荷においても低歪み (1.13%) の良好な出力電圧波形が得られた。また、負荷急変時においても出力電圧に変動が見られず、安定した出力電圧が得られることを確認した。さらに、本方式は瞬時電力の一定制御を行うため、不平衡負荷においても特別な補償ブロックを付加することなく、平衡した出力電圧が得られることを確認した。以上より、CVCF インバータに対しても瞬時有効・無効電力に基づく提案法の有効性を確認することができた。

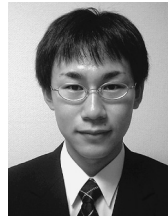
(平成 19 年 10 月 23 日受付，平成 20 年 5 月 13 日再受付)

文 献

- (1) "Trends of Uninterruptible Power System", *IEEJ Technical Report*, No.596 (1996) (in Japanese)
「無停電電源システム (UPS) の動向」, 電学技報, No.596 (1996)
- (2) I. Takahashi, I. Ando, Y. Ito, and K. Amei: "Development of a Long Life Three Phase Flywheel UPS using an Electrolytic Capacitor-Less Converter/Inverter", *IEEJ Trans. Ind. App.*, Vol.118-D, No.6, pp.173-178 (1998-6) (in Japanese)
高橋 勲・安東 至・伊東洋一・飴井賢治:「電解コンデンサレスコンバータ/インバータを用いた長寿命フライホイール式 UPS の開発」, 電学論 D, **118**, 6, pp.173-178 (1998-6)
- (3) T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto: "Dead Beat Control of Three-Phase PWM Inverter", *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol.5, No.1, pp.21-28 (1990)
- (4) Y. Ito and S. Kawauchi: "Microprocessor-Based Robust Digital Control for UPS with Three-Phase PWM Inverter", *IEEE Trans. PELS.*, Vol.10, No.2, pp.196-204 (1995)
- (5) M. Ohshima, F. Nakamura, S. Tamai, Y. Yamamoto, and K. Yoshida: "A Novel Three-Phase UPS Inverter Driven by Error-Tracking-Model PWM Scheme", *IEEJ Trans. Ind. App.*, Vol.125-D, No.2, pp.164-173 (2005-2) (in Japanese)
大島正明・中村文則・玉井伸三・山本融真・吉田幸一:「誤差追従式 PWM を電流マイナーループとする三相 UPS 用インバータ」, 電学論 D, **125**, 2, pp.164-173 (2005-2)
- (6) P. Mattavelli: "An Improved Deadbeat Control for UPS using Disturbance Observers", *IEEE Trans. on IES*, Vol.52, No.1, pp.206-212 (2005)
- (7) M.P. Kazmierkowski and L. Malesani: "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol.45, No.5, pp.691-703 (1998)

- (8) 佐藤伸二・大島 洋・中島喜平:「IGBT を用いた CVCF インバータの出力波形改善」, 半導体電力変換研究会, EDD-80-60, SPC-88-58, pp.11-20 (1988)
- (9) K. Ishihara and A. Kawamura: “DSP Based Real Time Output Waveform Synthesis for Three Phase PWM Inverter”, *IEEJ Trans. Ind. App.*, Vol.110-D, No.6, pp.627-636 (1990-6) (in Japanese)
石原清志・河村篤男:「DSP による実時間出力波形合成三相 PWM インバータ」, 電学論 D, **110**, 6, pp.627-636 (1990-6)
- (10) I. Takahashi, I. Ando, and Y. Okita: “Unbalance Load Compensation for a Three Phase Electrolytic Capacitor-Less Converter/Inverter”, *IEEJ Trans. Ind. App.*, Vol.118-D, No.11, pp.1260-1265 (1998-11) (in Japanese)
高橋 勲・安東 至・沖田美久:「三相電解コンデンサレスコンバータ/インバータを不平衡負荷補償法」, 電学論 D, **118**, 11, pp.1260-1265 (1998-11)
- (11) T. Noguchi and A. Sato: “Direct Power Control of Neutral-Point-Clamped PWM Converter”, *IEEJ Trans. Ind. App.*, Vol.124-D, No.12, pp.1237-1243 (2004-12) (in Japanese)
野口季彦・佐藤 明:「中性点クランプ形 PWM コンバータの直接電力制御法」, 電学論 D, **124**, 12, pp.1237-1243 (2004-12)
- (12) T. Noguchi, A. Sato, and D. Takeuchi: “Minimization of Smoothing Capacitor and Operation Characteristics under Unbalance Power Source of Direct Power Controlled PWM Rectifier”, *IEEJ Trans. Ind. App.*, Vol.126-D, No.2, pp.103-108 (2006-2) (in Japanese)
野口季彦・佐藤 明・竹内大裕:「直接電力制御形 PWM 整流器の平滑コンデンサ小容量化と不平衡電源における運転特性」, 電学論 D, **126**, 2, pp.103-108 (2006-2)
- (13) T. Noguchi, D. Takeuchi, S. Nakatomi, and A. Sato: “Novel Control Strategy of Instantaneous-Power Based Current-Source PWM Converter and Experimental Results”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.126-D, No.11, pp.1486-1492 (2006-11) (in Japanese)
野口季彦・竹内大裕・中富泰明・佐藤 明:「瞬時電力に着目した電流形 PWM 整流器の制御法と実験的検証」, 電学論 D, **126**, 11, pp.1486-1492 (2006-11)
- (14) A. Sato and T. Noguchi: “Novel Control Strategy of Instantaneous Power Based CVCF Inverter”, *IEEJ IAS Conf Proc.*, Vol.1, pp.433-434 (2007) (in Japanese)
佐藤 明・野口季彦:「瞬時電力に着目した CVCF インバータの制御法」, 電学産業応用部大, **1**, pp.433-434 (2007)

佐藤 明 (学生員) 1979 年 11 月 16 日生。2002 年 3 月秋田工業高等専門学校専攻科生産システム工学専攻修了。2004 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気・電子システム工学専攻修了。2004 年 4 月サンケン電気 (株) 入社。2006 年 4 月長岡技術科学大学大学院エネルギー・環境工学専攻博士後期課程入学。IEEE Member。



野口季彦 (正員) 1959 年 10 月 23 日生。1982 年 3 月名古屋工業大学工学部電気工学科卒業。1986 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気・電子システム工学専攻修了。1982 年 4 月東京芝浦電気 (株) 入社。1991 年 4 月岐阜工業高等専門学校講師。1994 年 4 月長岡技術科学大学助手。1996 年 4 月同助教授。2007 年 4 月同准教授。博士 (工学)。IEEE Senior Member。

