DSP による実時間出力波形合成形三相 PWM インバータ

正員 石原 清志 (川崎製鉄)

正員 河村 篤男 (横浜国大)

DSP Based Real Time Output Waveform Synthesis for Three Phase PWM Inverter

Kiyoshi Ishihara, Member (Kawasaki Steel Co.Ltd.), Atsuo Kawamura, Member (Yokohama National University)

A new digital control technique is proposed to synthesize arbitrary three phase PWM inverter output. Sensing two line-to-line voltages, the required pulse patterns for deadbeat response are computed in real time manner, based on the predicted voltage by an observer at 18 kHz sampling frequency. When used for the uninterruptible power supply, this closed loop voltage control inherently results in a very low THD and a very quick transient response with the less filter capacity. Also with repetitive compensator, the proposed scheme has advantages in improving the output waveform for non-linear load. This paper describes modeling technique, theoretical analysis, simulations and experimental results.

キーワード：PWM インバータ，デッドビート制御，UPS，繰返し制御，DSP

1. ま え が き

無停電電源装置(UPS: Uninterruptible Power System)は、主電源が停電した場合でも一定の振幅で一定の周波数の正弦波電圧を負荷に供給する装置であり、銀行や空港などの計算機や医療用機器などのように一瞬たりとも停電の許されない重要な装置の電源として使われる。無停電電源の性能として、更に望まれる特性としては、(1)出力電圧にひずみが少ないこと、(2)負荷急変などの場合の電圧制御応答が速いこと、(3)小形軽量、(4)低騒音、(5)高効率であることなどが挙げられる。特に良質の正弦波電圧を供給するという意味で、出力電圧のひずみ率THD(Total Harmonic Distortion)を低くすることが重要である。

通常のUPSは交流入力電源を整流、平滑し、バッテリーをバックアップパワーとして並列に接続し、更にインバータで交流電圧を作り、交流フィルタで出力電圧の高調波を取除いて、THDを小さくしている。

THDを小さく抑える方法としては、出力変圧器を多重化して出力波形を階段状にする手法⁽¹⁾、三角波と基準波を比べてPWM(Pulse Width Modulation)の略、パルス幅変調とも言う動作を行わせる、いわゆる正弦波変調方式⁽²⁾⁽³⁾、あるいは特定の高調波を減少させるかまたは特定次数までのTHDを最小化するようなPWMパターンをあらかじめ大形計算機で計算し、これをROMへ覚え込ませて毎周期ごとに読出す方法^{(4)~(7)}が存在した。

ところが、これらの方法では電圧制御応答が遅く、通常は2~3サイクルぐらい必要であった。またインバータ出力波形を交流フィルタに通すため、最終出力電圧は基準波形と位相差を生じ、負荷によって位相差が変化した。

これらの欠点を改良するために、実時間でフィードバックするアナログ技術が考案された。瞬時電圧制御と呼ばれ、出力電圧と基準電圧の差信号と三角波信号とを比較することによりパルスパターンをキャリア周

期ごとに発生させる方法⁽²³⁾や、ヒステリシスコンパレータを用いて出力電圧と基準電圧を比較し、インバータのスイッチを切換える方法^{(8)~(10)}が存在する。ところが過渡応答は改善されるが、スイッチング周波数を十分高くしないと使えず、後述するデジタル制御のように融通性があまりない。

この欠点を克服するものとして、マイクロプロセッサを用いて一定サンプル時間ごとに実時間デジタルフィードバックを行う、いわゆるデッドビート制御(または有限整定制御)により、出力電圧を制御する方法が文献(11)で提案された。応答性が速く、デジタル制御により任意の波形が合成されるので文献(11)の後、各所で研究開発が行われ、必要なセンサの数、制御方法、相数により各種手法が提案されている。例えば単相では電圧、電流センサ⁽¹¹⁾、電圧センサのみ⁽¹²⁾、繰返し制御⁽¹³⁾、パルス幅を直流電圧まで増加させたもの⁽¹⁴⁾、二重デッドビート⁽¹⁵⁾、実用例⁽¹⁶⁾、また三相では二重デッドビート⁽¹⁷⁾⁽¹⁹⁾、電圧センサのみ⁽²⁰⁾⁽²¹⁾、繰返し補償形⁽²²⁾、積分形⁽¹⁸⁾と多種多様である。

本論文の制御法の基本的な考え方は文献(11)を踏襲しているが、対象を単相から三相のインバータに拡張した点、更にオブザーバを組合せることで直流電源電圧に近い大きな出力電圧振幅が得られる点、また電流センサを必要とせずに二つの電圧センサのみで制御できる点などが異なる。加えて、プロセッサにDSP(Digital Signal Processor)を用いることにより高いサンプリング周波数(18 kHz)が実現され、応答が速く、低騒音化でき、小さなLCフィルタで低いTHDが得られ小形化ができる。また特に周期的な非線形負荷に対しては、繰返し制御を付け加えることにより、性能を向上できるなどの特徴がある。

第二章では三相PWMインバータの離散時間モデル化、デッドビート制御、状態予測、繰返し制御、パルスパターンの選択などの制御則について、第三章ではシミュレーションおよび小電力インバータを用いた実証試験について述べ、第四章でしめくくる。

2. 提案している制御則

〈2・1〉 システムの離散時間モデル化 本論文で用いた三相PWMインバータシステムは図1の構成図に示すように直流電源、三相ブリッジインバータ、LCフィルタ、抵抗負荷からなる。二つの線間電圧 v_{12} と v_{23} を検出し、DSPを用いて実時間でパルス幅を計算し、それに応じたゲート信号をスイッチング素子に出力するというような制御を行う。

LCフィルタと抵抗負荷に関して線間電圧 v_{12} 、 v_{23} 、

図1 三相PWMインバータの構成図
Fig. 1. Circuit diagram of the proposed three phase PWM inverter.

v_{31} とインダクタンス電流 i_a 、 i_b 、 i_c を状態変数とすると三相のモデルが得られる。しかし、フィルタと負荷が三相平衡であると仮定すると、これを静止座標系の二相のモデル(α - β 相)に変換することにより、非干渉化された二つのサブシステムに分離される⁽²¹⁾(付録I参照)。そのうち α 相のみについて以下にそのモデルを示す。

$$\dot{x}_a = A_a x_a + b_a u_a \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$y_a = C_a x_a \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで、

$$A_a = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/3C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix}$$

$$b_a = [0 \quad 1/L]^T$$

$$c_a = [1 \quad 0]$$

$$x_a = [v_{a0} \quad i_a]^T$$

$$y_a = v_{a0}$$

$$u_a = v_{ai}$$

ただし、 v_{ai} は $(v_{ab} \ v_{bc} \ v_{ca})$ を、 v_{a0} は $(v_{12} \ v_{23} \ v_{31})$ を、 i_a は $(i_a \ i_b \ i_c)$ を各々 α - β 相変換した α 相成分である。

次に、60 Hzの基準正弦波を n 等分(サンプリング周波数18 kHzでは $n=300$)し、その1区間 T 内ではすべての線間電圧が図2のように左右対称な場合、以下のような離散時間モデルが得られる⁽²⁴⁾(付録II参照)。

$$x_a(k+1) = F_a x_a(k) + g_a \Delta T a(k) \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$y_a(k) = c_a x_a(k) \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、

図2 パルスパターン(一例)
Fig. 2. Pulse pattern (one example).

$$F_a = e^{A_a T}$$

$$g_a = e^{A_a T/2} b_a E$$

$$c_a = [1 \ 0]$$

$$x_a(k) = [V_{ao}(k) \ i_a(k)]^T$$

$$y_a(k) = v_{ao}(k)$$

ただし、 ΔT_a は α 相におけるパルス幅であり、 $x_a(k)$ 、 $\Delta T_a(k)$ 、 $y_a(k)$ は k 番目のサンプリング時間における各々の値を示す。

β 相の離散時間モデルも同様にして得られ、同一の形をしている。

(2.2) デッドビート制御アルゴリズム ここで提案する制御アルゴリズムの方針は、次のようになる。(3)式の左辺の第1項はサンプル時間 $k+1$ の電圧であるが、右辺の式はこれがサンプル時間 k における電圧と電流およびパルス幅の線形和であることを示している。つまり、サンプル時間 k における電圧と電流およびパルス幅から1サンプル時間先の電圧が求まる。この関係式を用いて、1サンプル先の電圧として指令値を用い、また現サンプル時刻での電圧および電流を測定すれば、(3)式をサンプル時刻 k でのパルス幅について解くことにより1サンプル先の電圧を指令値どおりにすることができる。これは状態フィードバックによる1サンプル予測、あるいは時間遅れゼロのデッドビート(有限整定)制御と呼んでもよい⁽¹¹⁾。

サンプル時刻 k において電圧や電流を測定すると、制御則の計算に有限の時間が必要になるので、サン

ル時刻 k でのパルス幅は物理的にサンプル時間 T より小さくなる。パルス幅をサンプル時間いっぱいまで利用するには、サンプル時刻 $k-1$ において測定した状態量からサンプル時刻 k での電圧電流を予測すればよい。この手法としてはオブザーバ(状態推定器)が利用できる。ただし、検出できる状態量によって、オブザーバの設計は異なる。本論文では、センサの数を減らすことを考え、電圧だけが検出されると仮定した。

以上で述べた制御アルゴリズムを実現するためには、次の二つのサブアルゴリズムが必要になる。

- (1) 1サンプル時間先の状態変数の予測
- (2) 状態フィードバックによるデッドビート制御則

まず、状態変数の予測のための全次元オブザーバは、(3)式を基にして次式のように構成される。

$$\begin{aligned} \hat{x}_a(k+1) = & F_a \hat{x}_a(k) + g_a \Delta T_a(k) \\ & + L\{y_a(k) - H\hat{x}_a(k)\} \quad \cdots \cdots (5) \end{aligned}$$

ここで、 $L = [l_1 \ l_2]$ (ゲイン)

$$H = C_a$$

ただし $\hat{\cdot}$ の付いた値は、予測された変数を意味する。(3)式から(5)式を引いて(6)式のような誤差系が得られ、この系の極配置はゲイン $L = [l_1 \ l_2]$ によって制御できるので、後述するような安定な極配置をとるように l_1, l_2 を決めて(5)式で1サンプル時間先の状態変数を予測する。

$$e_a(k+1) = (F_a - LH)e_a(k) \quad \cdots \cdots (6)$$

ここで、 $e_a(k) = x_a(k) - \hat{x}_a(k)$

次に、状態フィードバックによるデッドビート制御則は、(3)式の第1列の式において $v_{ao}(k+1)$ をその時間における電圧の基準値 $v_{aref}(k+1)$ に置き換えて整理すると(7)式ようになる。

$$\begin{aligned} \Delta T_a(k) = & \{v_{aref}(k+1) - F_{a11}v_{ao}(k) \\ & - F_{a12}i_a(k)\}/g_{a1} \quad \cdots \cdots (7) \end{aligned}$$

ここで、 F_{a11} 、 F_{a12} 、 g_{a1} は各々 F_a および g_a の対応する要素である。上式は k 番目のサンプリング時間における電圧 $v_{ao}(k)$ 、電流 $i_a(k)$ と、次のサンプリング時間での電圧の基準値 $v_{aref}(k+1)$ から、出力すべきパルス幅 $\Delta T_a(k)$ が求められることを意味する。

また、 α - β 相での基準波は、三相での線間電圧の基準波を二相に変換することにより次のようになる⁽²¹⁾。

$$\left. \begin{aligned} v_{aref} &= E/\sqrt{3} \sin(\omega t) \\ v_{\beta ref} &= -E/\sqrt{3} \cos(\omega t) \end{aligned} \right\} \quad \cdots \cdots (8)$$

以上の制御則をまとめると、図3のタイミングチャートになる。すなわち、サンプル時刻 $k-1$ において

図 3 本制御アルゴリズムのタイミングチャート

Fig. 3. Timing chart of the proposed control algorithm.

て検出された出力電圧は α - β 相に変換される。それを用いてオブザーバで 1 サンプル時間先つまり時刻 k での電圧、電流が予測される。これらと更に 1 サンプル時間後の電圧の基準値とから (7) 式のデッドビート (有限整定) 制御則が計算されパルス幅が求められる。これを再び三相に変換して電圧パルスを出力する。

このアルゴリズムでは時刻 $k-1$ から k までを計算時間として使え、時刻 k から $k+1$ までの時間をパルスを出すための時間として使うことができるので、高いサンプリング周波数でも計算時間が確保できる。また、サンプル間隔と等しい幅のパルスを出力できるため大きな線間電圧振幅を得ることができる。

更に (7) 式における基準値の波形は正弦波だけではなく、任意の波形を生成させることも可能である。

〈2・3〉 繰返し制御 整流器のような非線形な負荷を前述のインバータシステムに接続すると、出力波形が周期的にひずむが、これを補償するには繰返し制御が有効であると考えられる⁽¹³⁾。繰返し制御とは、周期的に繰返し生じる外乱に対して、何周期前もの外乱を覚えておくことにより次の周期の外乱を予測するものと解釈してもよい。

前節で述べた制御法は大きく分けて 1 サンプル時間先を予測する部分と、デッドビート制御則との二つからなるが、この二つの部分にそれぞれ繰返し制御を適用することを試みた。

前者に適用するのをタイプ I と名付け、予測された電圧と実際測定された電圧との偏差を 1 周期間記憶

図 4 繰返し制御(タイプ I)を加えたタイミングチャート

Fig. 4. Timing chart of algorithm including repetitive control (type I).

し、次の周期以降にその偏差を減少させるような信号をフィードフォードで予測された状態変数に加えて補償することとなる。

後者に適用するのをタイプ II と名付け、実際に測定された出力電圧とそのときの基準電圧との偏差を 1 周期記憶し、その偏差を減少させるような信号をデッドビート制御則で計算されたパルス幅に加えることとする。

図 4 にタイプ I の繰返し補償を加えた制御のタイミングチャートを示す。時刻 $k-1$ で検出された電圧を用いてオブザーバで 1 サンプル時間後の電圧、電流が予測され、繰返し補償器によって予測誤差を減少させるように補償される。それらによりデッドビート制御則に基づいてパルス幅が計算され、再び三相に変換されて出力される。ただし、繰返し補償器の出力信号は以下のように決めることにする。

$$\begin{aligned} RP_{1a}(k) &= c_1 \sum_{i=1}^{\infty} \{v_{ao}(k-in) - v_{ao}(k-in)\} \\ RP_{2a}(k) &= c_2 \sum_{i=1}^{\infty} \{v_{ao}(k-in) - v_{ao}(k-in)\} \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、 c_1 、 c_2 は定数ゲインであり、出力の基本周波数 60 Hz でサンプリング周波数 18 kHz のとき、 $n=300$ である。

図 5 にタイプ II の繰返し制御を適用した制御のタイミングチャートを示す。時間 $(k-1)$ での α - β 相電圧によって同様に時間 k での電圧と電流が予測され

図 5 繰返し制御(タイプII)を加えた
タイミングチャート
Fig. 5. Timing chart of algorithm including repetitive control (type II).

ードビート制御則が計算されると同時に繰返し補償器で時間 $(k-1)$ での電圧の基準値と比較され、記憶される。そして得られたパルス幅は、時間 $(k+1)$ での基準値と出力値の誤差を減少させるように繰返し補償器の信号が加えられた後に、再び三相に変換される。ただし、繰返し補償器の出力信号は次のように決めることにする。

$$RP_{3a}(k) = c_3 \sum_{i=1}^{\infty} \{v_{aref}(k-in) - v_{ao}(k-in)\} \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 c_3 : 定数ゲイン

〈2・4〉 パルスパターンを選択 以上のようにして求められた $\Delta T_a(k)$, $\Delta T_b(k)$ を、(付4)式を用いて三相のパルス幅 $\Delta T_{ab}(k)$, $\Delta T_{bc}(k)$, $\Delta T_{ca}(k)$ に変換する。更に、図2のような具体的なパルスのパターンを決めるには、三相の瞬時線間電圧の和は0であることに注意し、離散時間モデルの仮定およびシミュレーション結果から判断して、以下のようにした⁽²⁴⁾。

(1) 各々のパルスはサンプリング間隔の真中に対称になるように出力する(離散時間モデルの仮定)。

(2) 三つのパルスのうち、極性の同じ二つはその幅を比較して小さいほうを真中に出力し、大きいほうは二つに分割してその両端に出力する。

(3) もし、三つのパルスのうち一番大きな幅のパルスがサンプリング間隔よりも大きい場合、その幅をサンプリング間隔まで減らし、他の二つのパルスの幅も同じ割合で減らす。

(注) このようなパターンを用いるとサンプリング周波数 18 kHz に対して、各スイッチの実質上のスイッチング周波数は、約 2/3 の 12 kHz 程度となる。

3. シミュレーションおよび実証実験結果

第2章で提案した手法の実現性を確認するため、シミュレーションを行い、次に小電力インバータ装置を製作し、実証試験を行った。

〈3・1〉 システム設計 シミュレーションおよび実験で用いたシステムのパラメータを以下に示すが、フィルタやスイッチング素子の最適化は行っていない。 L の値がやや小さいため、後述する非線形負荷に対してひずみ率がやや小さい(図9参照)。実効値電圧 100 V で定格抵抗負荷のときシステムの出力は約 0.9 kW である。

(i) 基準正弦波: 線間電圧 141 V_{peak},

周波数 60 Hz

(ii) サンプリング周波数=18 kHz

(サンプリング間隔 $T=55.56 \mu\text{s}$)

(サンプリング数/周期 $n=300$)

(iii) 直流電源電圧 $E=149 \text{ V}_{\text{dc}}$

(iv) インダクタンス $L=600 \mu\text{H}$ (2.1%)

(v) キャパシタンス $c=30 \mu\text{F}$ (37%)

(vi) 定格抵抗負荷 $R=33 \Omega$

本制御法では1サンプル時間後の状態変数を予測することで、幅の広いパルスを出すことができ、出力の線間電圧の振幅を大きくできる。従って、電圧利用効率を良くするためになるべく小さな直流電圧から、実効値 100 V つまり 141 V 振幅の正弦波を得ることを目指し、直流電源電圧は基準波の振幅より 8 V 大きい 149 V とした。後述する実験において直流電源電圧をこれよりも下げると、出力電圧の振幅は 141 V まで出せなくなる⁽²⁵⁾。

オブザーバで用いたゲイン L は、 S 平面において極の実数部の絶対値を 16 倍増加させる、つまり極を S 平面の左側へ 16 倍移動させるような値を選んだ。その値は次のとおりである。

$$[l_1 \ l_2] = [0.39 \ 0.17] \quad \dots\dots\dots (11)$$

〈3・2〉 シミュレーション結果 表1にシミュレーション結果を示す。ただし、ここで用いた非線形負荷とは、整流器負荷を模擬して正弦波の頂点付近でピーク値 8 A ぐらいの負電流が流れるように、線間電圧の半周期ごとに電気角 60° から 120° の間抵抗の値を変化させたものであり、表中の値は三相の平均値を示している。

表 1 本制御法のシミュレーション結果
Table 1. Simulations of the proposed control.

負 荷	基本波振幅 (V)	THD (%)
(i) デッドビート制御(繰返し制御なし)		
定格負荷	140.8	0.08
非線形負荷 (50%)	140.5	2.64
(ii) デッドビート制御(繰返し制御付きタイプ I)		
定格負荷	140.9	0.08
非線形負荷 (50%)	140.34	1.30

(注) 非線形負荷のクレストファクタ=2.5

LC フィルタを小さくすると本制御法を用いたシステム自体の安定性は低下する。しかし、インダクタンスを小さくすると、負荷電流の急変に対するインダクタンスの両端の電圧の変化が小さくなり、出力電圧への影響が抑えられる。従って、小さな LC フィルタでシステムを安定化できれば、急変動する負荷に対して更に出力の電圧変動を抑制できることが期待できる。許容できるリップル電流とサンプル周波数から前述の LC フィルタを選んだ。

次に、繰返し制御(タイプ I)を加えた場合の、シミュレーション結果も表 1 に示してある。ただし、ここで用いた繰返し制御のゲインは、以下のとおりである。

$$[c_1 \ c_2] = [0.05 \ 0.025] \dots\dots\dots (12)$$

整流器は一般的に使われる負荷の中で最も高調波を発生させるものの一つである。この表から、繰返し制御(タイプ I)は定格負荷に対する出力電圧特性に影響を与えず、かつ整流器のような非線形負荷に対する THD 特性を改善している。これは負荷の急激な変化によって生じる周期的な電圧の変動を、繰返し制御によって一周期にわたって予測し補償するためである。

更に、タイプ II の繰返し制御であるが、これについてはシミュレーションではほとんど効果がみられなかった。その理由としては、タイプ I に比べて不安定になりやすくゲイン c_3 を大きくできないため、補償値が零に近くなったと考えられる。従って、以後の実験はタイプ I の繰返し制御のみを行った。

3・3 実験結果 インバータのスイッチング素子にはパワー MOSFET(富士電機 2M150F-050)を用い、コントローラには 32 ビット浮動小数点演算のできる DSP(日本電気 μ PD77230)を用いた。素子の定格は負荷の定格よりもはるかに大きいので、前述したように制御則の実証が目的であるのでインバータの最適化は行っていないためである。

制御装置は図 6 の構成図に示すように、DSP と 2 枚の自作ボードからなる。DSP はこの装置全体を統

図 6 制御装置のハードウェアの構成図
Fig. 6. Block diagram of controller hardware.

図 7 実験に用いた整流器負荷
Fig. 7. Rectifier used as nonlinear load.

括すると共に、非常に高速に計算し制御アルゴリズムを実行する。データ収集ボードでは、サンプリング時間ごとに同時に線間電圧 v_{12} , v_{23} がサンプルホールドされ、マルチプレクサで切換えて一つの高速な 12 ビット AD コンバータで順番に A/D 変換される。ここまでの時間はおよそ $10 \mu s$ である。パルスパターン発生ボードは五つのカウンタと五つの 3 ビットラッチからなり、DSP は計算の合間に既に求められたパルス幅をカウンタに転送し、パルスパターンをラッチして、カウンタによってパターンを切換えることで必要なゲート信号を作り出す。

DSP のプログラムはアセンブラ言語で書かれ、1 サイクルの計算実行時間は繰返し制御を加えてもおよそ $40 \mu s$ であるので、 18 kHz でサンプリングすることが可能である。

シミュレーションでは本制御によって直流電源電圧にほぼ等しい振幅の正弦波を出力できるが、実際にはスイッチング素子のオン電圧降下があることや理想的な方形波を出力できないことなどのために、振幅が小さくなる。従って、直流電源電圧はその分を考慮し

表 2 本制御法の実験結果
Table 2. Experiments of the proposed control.

負 荷	基本波振幅 (V_{peak})	THD (%)
(i) デッドビート制御 (繰返し制御なし)		
抵抗定格負荷 図 8	141.2	0.63
整流器負荷 (50%)		
インダクタインプット	142.0	1.36
キャパシタインプット 図 9	142.2	2.40
(ii) デッドビート制御 (繰返し制御付き)		
抵抗定格負荷	141.1	0.40
整流器負荷 (50%)		
インダクタインプット	141.4	0.95
キャパシタインプット 図 9	140.7	1.71

(注) キャパシタインプット整流器負荷 (50%) のクレストファクタ=2.5

V_{12} (上) と V_{32} (下)
(50V/div, 5ms/div)

図 8 定格抵抗負荷に対する出力波形

Fig. 8. Output waveforms of the proposed control with rated resistive load.

て、基準波の振幅より 8 V 大きくとることにした。

実験は定格の抵抗負荷と、図 7 に示した整流器について図中のインダクタンスのあるインダクティブ整流器負荷、およびインダクタンスのないキャパシタインプット整流器負荷に対して、本制御法の繰返し制御のあるもの、ないもの両方を行った。その結果を表 2 にまとめ、定格負荷に対する出力波形を図 8 に、キャパシタインプット整流器負荷に対する出力波形を図 9 に示す。

表 2 から定格負荷に対しては、基本波振幅はほぼ基準値どおりである。実時間のフィードバックによりスイッチング素子の特性のばらつきや短絡防止のために設けたデッドタイム (2 μ) による影響をほとんど受けない、非常に低い THD が得られたと考えられる。

フィルタのインダクタンスがやや小さく、キャパシタはやや大き目を選んであるので、整流器負荷に対して波形ひずみを抑える効果があるが、デッドビート制御系の安定度は減少している。

更に繰返し制御 (タイプ I) についてであるが、定格

V_{12} (外) と i_1 (内)
(50V/div, 5A/div)

図 9 整流器負荷に対する出力波形

Fig. 9. Comparison of the proposed controls when connected to rectifier load.

負荷に対してほとんど影響を与えずに、二種類の非線形負荷に対する特性が良くなっているのがわかる。繰返し制御は出力電圧の変化を一周期前にさかのぼって予測するので、周期的に変動する負荷に対して効果が大きい。ただし、整流器負荷の容量があまり大きくなると、出力パルスは飽和するので繰返し制御の効果は徐々に減少すると考えられる。逆に言うと、直流電圧が出力電圧のピーク値より大きいほど繰返し補償は効果がある。

直流電圧が変動する場合には、(3)式の g_a だけが直流電圧 E の関数でかつ比例するので、直流電圧を検出してゲイン g_a を修正すれば前述の制御則はそのまま使える。

また、負荷の抵抗変化に対しては(3)式のモデルおよび(7)式の制御則がほとんど影響を受けないことは、文献(14)で証明されている。更に、不平衡負荷に

V₁₂ (上) と V₃₂ (下)
(50V/div, 5ms/div)

図 10 三角波を合成させた場合の出力波形
Fig. 10. Output waveforms in case triangular waves are synthesized.

対しては(3)式のように非干渉化された二つのサブシステムが得られないが、サブシステム間の干渉が非常に小さいことは文献(21)で十分検討されており、(7)式を用いてもよいことは実験的にも確認されている。この二つの理由により、非線形負荷に対してもかなり低い THD が得られた。ただし、負荷変動やパラメータ変動に対してより厳しいロバストネスが要求される場合は各相の電圧の振幅を制御する必要がある。

〈3・4〉 任意波形合成例 第2章で述べたように、(7)式における基準波の波形を変えるだけで任意の波形を合成することができる。その一例として DC 電圧 149 V で、 v_{12} と v_{23} に振幅 141 V で 60 Hz の三角波を合成させた場合の出力波形を、図 10 に示す。この論文で提案している手法により任意の波形が合成できるので、その適用範囲は無停電電源のみならず、可変速交流モータ駆動、あるいは電力系統模擬電圧源などが考えられる。

4. 結 論

本論文では三相 PWM インバータの出力電圧を実時間でフィードバックし、デッドビート(有限整定)制御法に基づき波形を合成する方法と、それに更に繰返し制御を加えて整流器負荷に対する低ひずみ電圧制御法とを提案し、更にシミュレーションおよび数種類の負荷に対して実証実験を行った。

本論文ではサンプリング周波数を高く選んだので、LC フィルタを小さくでき、小型化や低騒音化に有利である。過渡応答はサンプル時間で決まるので、各種の負荷に対して THD を低く抑えることができた。またオブザーバを用いたのでサンプル間隔と等しい大きさまでのパルス幅を出力でき、出力電圧の振幅を大きくできた。

繰返し制御は一般にサンプリング周波数が低い場合に負荷の急変動に対する制御の時間遅れを補償することに効果があると考えられる⁽¹³⁾⁽²²⁾。しかし、本論文のようにサンプリング周波数が高くても直流電源電圧を基準波の振幅よりある程度大きくすれば、負荷変動を一周期前に予測して大きいパルスが出力できるので効果があることがわかった。

更に三角波出力の例でもわかるように、任意の波形が任意のサンプル周期で合成できるので、その適用範囲が広い。

以上の本論文の特徴を要約すると、デッドビート(有限整定応答)制御を含めてデジタルフィードバック制御が高いサンプル周波数で三相 PWM インバータに適用可能であることを実証したと結論できる。

(平成元年 4 月 4 日受付, 同元年 7 月 26 日再受付)

文 献

- (1) B. D. Bedford & R. G. Hoft: Principles of Inverter Circuits, (1964) John Wiley & Sons.
- (2) A. Schonung & H. Stemmler: "Static Frequency Changer with Subharmonic Control in Conjunction with Reversible Variable Speed Drive", BBC Review, p.555(1964)
- (3) S. B. Dewan & A. Straughen: Power Semiconductor Circuit (1964) John Wiley & Son
- (4) F. G. Turnbull: "Selected Harmonic Reduction in Static DC - AC Inverters" *IEEE Trans. Comm. & Elec.* 83, 374(1984)
- (5) H. S. Patel & R. G. Hoft: "Generalized Technique of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverter Part I", *IEEE Trans. Industr. Applic.* IA-9, 310(1973)
- (6) I. J. Pitel, S. N. Talukdar & P. Wood: "Characterization of Programmed Waveform Pulse Width Modulation", *ibid.*, IA-16, 707(1980)
- (7) G. S. Bujia: "Optimum Output Waveform in PWM Inverters", *ibid.*, IA-16, 830(1980)
- (8) A. Kernick, D. L. Stechschulte: D. W. Shireman: "Static Inverter with Synchronous Output Waveform Synthesized by Time-Optimal Response Feedback", *IEEE Trans. Industr. Electronics Control Instrum.*, IEI-24, 297(1977)
- (9) A. Kawamura & R. G. Hoft: "Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis", *IEEE Trans. Industr. Applic.* IA-20, 769, (1984)
- (10) P. Ziogas: "Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters", *ibid.*, IA-17, 289(1981)
- (11) K. P. Gokhale, A. Kawamura and R. G. Hoft: "Deadbeat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis", *ibid.*, IA-23, 901(1987) (originally published at PESC 85, 1985)
- (12) A. Kawamura, T. Haneyoshi & R. G. Hoft: "Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using only Voltage Sensor", *IEEE Trans. Power. Elec.*, PEL-3, 118(1988)
- (13) T. Haneyoshi, A. Kawamura & R. G. Hoft: "Waveform Compensation of PWM Inverter with Cyclic Fluctuating Loads", *IEEE Trans. Industr. Applic.* IA-24, 582(1988)
- (14) A. Kawamura, R. Chaurayapratip & T. Haneyoshi, "Deadbeat Control of PWM Inverter with Modified Pulse Patterns for Uninterruptible Power Supply", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, 35, No.2(1988)
- (15) 川端・山本・宮下: 「正弦波インバータの高速電流電圧制御

- 方式], 電気学会パワーエレクトロニクス研究会例会 (昭 61)
- (16) 「高周波 PWM 制御インバータ・コンバータ」, 東洋電機技 報, No.12 (昭 63)
- (17) T. Kawabata, T. Miyashita & Y. Yamamoto: "Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter", IEEE Pow. Elec. Spec. Conf. (1987)
- (18) Y. Miguchi, A. Kawamura & R. G. Hoft: "Decoupling Servo-Control of Three-Phase PWM Inverter for UPS Application", IEEE IAS Ann. Meet. (1987)
- (19) T. Kawabata, T. Miyashita & Y. Yamamoto: "Digital Control of Three Phase PWM Inverter with L-C Filter", IEEE Pow. Elec. Spec. Conf. p.634 (1988)
- (20) A. Kawamura & K. Ishihara: "High Frequency Deadbeat Control of Three Phase PWM Inverter Used for Uninterruptible Power Supply", IEEE Pow. Elec. Spec. Conf. p. 644 (1988)
- (21) A. Kawamura & K. Ishihara: "Real Time Digital Feedback Control of Three Phase PWM Inverter with Quick Transient Response Suitable for Uninterruptible Power Supply", IEEE IAS Ann. Meet., p.728 (1988)
- (22) 佐藤・大島・中島: 「IGBT を用いた CVCF インバータの出力波形改善」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-88-58 (昭 63)
- (23) 例えば, 黒木: 「小容量 UPS の動向」, 昭 63 電気学会産業応用部門全大, s.3-2
- (24) 河村: 「PWM インバータで駆動されるパワーエレクトロニクスシステムの線形サンプル値モデルの導出」, 昭 62 電気学会全大, No.534
- (25) 石原・河村: 「DSP による 3 相 PWM インバータの実時間出力波形合成」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-89-12 (平成)

付 録

1. 三相/二相変換による非干渉システム

まず, a, b, c 相から α, β 相への静止座標系での三相と二相変換を次のように定義する。ただし, 三相の変数は零相成分がないもの, すなわち $x_a + x_b + x_c = 0$ と仮定する。

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \dots\dots (付 1)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \dots\dots (付 2)$$

ただし, 変数 x は電圧または電流を表し, 添え字のある変数 x_a, x_b, x_c は三相の相変数を, x_{ab}, x_{bc}, x_{ca} は三相の線間の変数を, また x_α, x_β は二相の相変数を意味する。

また, 相と線間の電圧変数の関係は次式となる。

$$\begin{bmatrix} x_{ab} \\ x_{bc} \\ x_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_a - x_b \\ x_b - x_c \\ x_c - x_a \end{bmatrix} \dots\dots (付 3)$$

更に, 三相の線間電圧変数と二相の相電圧変数との変換式は(付 1)~(付 3)式および仮定より次式となる。

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/2 & 0 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{ab} \\ x_{bc} \\ x_{ca} \end{bmatrix} \dots\dots (付 4)$$

$$\begin{bmatrix} x_{ab} \\ x_{bc} \\ x_{ca} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1/\sqrt{3} \\ 0 & 2/\sqrt{3} \\ -1 & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \dots\dots (付 5)$$

次に, 図 1 で変数をインダクタの電流 i_a, i_b, i_c , およびキャパシタの電圧 v_{12}, v_{23}, v_{31} とし, 入力をインバータブリッジの電圧 v_{ab}, v_{bc}, v_{ca} として微分方程式を求める。その後, (付 4)式を用いて変数 i_a, i_b, i_c を i_α, i_β へ, 更に(付 4)式を用いて入力 v_{ab}, v_{bc}, v_{ca} を $v_{\alpha i}, v_{\beta i}$ に変換して整理すると, 簡単な計算の後, α 相および β 相についてそれぞれ非干渉した微分方程式が求まる。このうち, α 相のみを書き出すと次のようになる。

$$\dot{x}_\alpha = A_\alpha x_\alpha + b_\alpha u_\alpha \dots\dots (付 6)$$

ただし, 各記号の意味は本文(2)式のとおり。

2. 三相離散時間モデルの導出

まず, 単相の離散時間モデルについて考える。

[定理 1] 一入力定係数線形システム

$$\dot{x} = Ax + bu \dots\dots (付 7)$$

において, 入力 u がインバータ出力のようなパルス状(高さ一定で E , 幅の総和が ΔT でサンプル間隔 T の中心に関して左右対称)のとき, A が正則で, $\exp(AT/2) = 1 + AT/2 + (AT/2)^2/2!$ の近似式が精度良く成り立つとき, (付 7)式の離散時間モデルは,

$$x(k+1) = e^{AT/2} x(k) + e^{AT/2} b E \Delta T (k+1) \dots\dots (付 8)$$

となる。

証明は文献(24)に詳しい。

次に, 非干渉化された α 相および β 相の離散時間

付図 1 図 2 に対応する $\alpha\beta$ 相の電圧パルス波形

app. Fig. 1. $\alpha\beta$ phase voltage pulses corresponding to Fig. 2.

モデルについて考える。本文の図2のような線間電圧パルスに対して(付4)式から求めた α 相および β 相の電圧パルスは付図1となる。これは一例であるが、一般に α 相は高さ $\pm 2/3E$ および $\pm 1/3E$ の左右対称の多パルスになり、 β 相は高さ $\pm 1/\sqrt{3}E$ の左右対称の単一パルスとなる。

(付6)式で導かれた α 相および β 相の状態方程式に正確な $\alpha\beta$ 相のパルス電圧(例えば付図1)を入力として、重ね合せの定理と上述の[定理1]を用いて離散時間モデルを求めることができる。考えられるすべてのパルスパターンについて計算してみると、入力として高さ E 、幅は(付4)式から求まる値の単一パルスを仮定して[定理1]を使って求めた離散時間モデルと一致するがわかる。

以上の検討の結果、 $\alpha\beta$ 相でのモデルは入力電圧パルスは高さ E 、パルス幅は(付4)式で計算して良いことがわかる。

従って、制御則から $\alpha\beta$ 相に必要なパルス幅 ΔT_a 、 ΔT_β が求まれば、次に(付5)式で ab 、 bc 、 ca の線間パルス幅 ΔT_{ab} 、 ΔT_{bc} 、 ΔT_{ca} へ変換する。更に、具体的にどのような線間パルス(例えば図2)を作るかは<2・4>節のアルゴリズムによる。

石原清志(正員)

昭和39年12月18日生。平成元年3月横浜国立大学電子情報工科大学院修士課程修了。同年川崎製鉄入社。主として、産業用制御システムのネットワーク開発に従事。

河村篤男(正員)

昭和28年12月17日生。56年3月東京大学大学院数物系研究科電気工学博士課程修了。同年アメリカ・ミズーリ大学電気計算機工学科Post Doctoral Fellow, 58年同大学 Assistant Professor, 61年横浜国立大学電子情報工学科助教授、現在に至る。主として、PWMインバータのデジタル制御、圧電アクチュエータ、ロボットアーム制御などの研究に従事。工学博士。63年10月IEEE/IAS論文誌論文賞受賞。IEEE、電子情報通信学会、日本ロボット学会、計測自動制御学会など会員。