予見サーボ系を用いた PWM インバータ パルスパターンの設計[†]

江 上 正*・土 谷 武 士**

A Design of Pulse Pattern for PWM Inverter Based on Preview Servo System

Tadashi EGAMI* and Takeshi TSUCHIYA**

Systematical design method of pulse patterns of single phase PWM (Pulse Width Modulated) inverter is proposed in this paper on the basis of system control theory such as optimal preview servosystem, adaptive control system etc. Merits of the design by means of system control theory are as follows:

- (1) Pulse patterns are designed with consideration on the load conditions and then, optimal pulse patterns are designed for the whole system.
- (2) PWM inverter with low sensitivity for the system variations such as variations of the source voltage and load changes etc. is theoretically designed by means of the robust control theory.
- (3) Output feedback control or partial state feedback control or observer application is effective when measurements of variables such as currents and/or voltages are difficult.

The first step of the procedure is the derivation of the state equations of the whole system with inverter circuit and the load. In the state equation, pulse width during one sampling period is taken to be control input variable of the state equations. In this paper, state equations for a full-bridge type inverter and a half-bridge type inverter are derived. Any control system design method can apply to the obtained state equations. Preview servo

system is applied when the future desired signals are known in advance, which is possible in the case of application to UPS (Uninterruptible Power System). In this case, almost perfect generation of the desired sinusoidal voltage output is obtained by obtained PWM pulse patterns. Adaptive control system is effective for system changes or load changes.

Key Words: PWM inverter, preview control system, pulse pattern design, MRACS, CVCF inverter

1. ま え が き

パワーエレクトロニクス、マイクロエレクトロニクスなどの進展により、特性の優れた正弦波 PWM 形インバータが開発されており、電動機の変速運転などに用いられる VVVF インバータや交流無停電電源 (UPS) などに用いられる CVCF インバータなど各種用途に用いられている。

インバータは当然のことながらそれ単体で用いられることはなく、必ず何らかの負荷に対して適切な質 (周波数、電圧、波形など) の電力を供給することが要求される。さらに入力側の電源への影響がなるべく少なくなるような設計上の配慮が必要である。すなわち、インバータを単体で設計するのではなく、システムのなかの一要素としてとらえ、パワーエレクトロニクスシステムの最適設計へとつながる捉え方を基本として、その立場からインバータの設計を考えるのが適当であると思われる。そのような意味においてインバータのパルスパターン設計をシステム制御理論の立場からアプローチすることは意義のあることであると考えられる。

これまでパワーエレクトロニクス分野における一般的な解析および設計のための理論的方法としては状態平均化法¹⁾と呼ばれるマクロ的な方法が割合よく知られているが、最近、UPS への適用を前提とした抵抗

[†] 第 21 回計測自動制御学会北海道支部学術講演会 (1989・2) および第 28 回計測自動制御学会学術講演会 (1989・7) で発表

* 神奈川大学工学部 横浜市神奈川区六角橋 3-27-1

** 北海道大学工学部 札幌市北区北 13 条西 8

* Faculty of Engineering, Kanagawa University, Yokohama

** Faculty of Engineering, Hokkaido University, Sapporo

(Received June 19, 1989)

(Revised October 16, 1989)

負荷からなる単相正弦波 PWM インバータシステムに対して、状態平均化法や従来の三角波比較方式と異なってシステム制御理論的な立場から解析を行う方法が提案されている^{2), 3)}。これはパルスパターンをあるタイプに決めて各サンプリングごとのパルス幅を制御入力とした離散時間モデルを導出するものであり、デジタルフィードバック制御により出力電圧制御を行い、デッドビート制御系を構成している。インバータシステムのパルスパターンの設計はもとより前述のように負荷や電源側をも考慮した全システムの総合的設計に向けての第一段階としてこのようなアプローチは有力なものと思われる。しかしながらこれらの報告においてはロバスト性やパラメータが変化した場合の不安定零点などの問題点についての検討がなされていないなどのシステム制御理論面からのさらなる検討が必要と思われる。

本論文では、より実際的な負荷に近い RL 負荷からなるインバータシステムの離散時間モデルをハーフブリッジ方式およびフルブリッジ方式の場合について同様に導出し、このようにして導出されたモデルを基にしてシステム制御理論の立場から各種の制御方法の適用を考える。このようなアプローチにより負荷をも考慮した最適パルスパターンの設計が可能となり電源や負荷の変動に対しても影響を受けにくい制御系の構成を行うことができる。とくに UPS などシステムの目標値信号の未来値が既知の場合には予見制御問題としての扱いができることになり、それにより位相遅れの少ない、また任意の周波数成分を含む目標波形にも追従可能となるシステムの構成が可能となる。中容量 UPS などにおいて商用電源とインバータを並列に設置し、無瞬断切り替えを行う場合には位相遅れの少ない予見制御系の性質は有利となると考えられる。この場合にもまた一般のインバータシステムの場合にもシステムのすべての状態変数を検出できないかあるいはしたくない場合も多いが、その場合には検出可能な状態変数のみを用いる部分状態フィードバック制御系の構成⁴⁾が有効となる。さらに制御対象が最小位相系の場合には大幅な負荷変化にも対応可能な目標値信号の 1 ステップ未来値を利用したモデル規範型適応制御系^{5), 6)}の利用も可能となる。

本論文においては単相 PWM インバータシステムの離散時間モデルを導出し、これに対して応答改善や負荷変動の抑制を目的として最適予見サーボ系および MRACS の各予見サーボ系を構成し、シミュレーションによりその有効性を確かめたので報告する。

Fig. 1 Considered PWM inverter system

2. インバータシステム

Fig. 1 に示すような LC フィルタと RL 負荷からなる単相インバータシステムを考える。ここではこのシステムのシステム制御理論的考察をするためにまず状態方程式を導出する。いま、入力を $V_i(t)$ 、出力を出力電圧 $V_0(t)$ とし、状態変数を $V_0(t)$ 、電流 $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ としこれらを $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$ 、 $x_3(t)$ で表わすと (1) 式を得る。

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C & -1/C \\ -1/L & 0 & 0 \\ 1/L_0 & 0 & -R_0/L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \\ 1 \end{bmatrix} V_i(t) \quad (1)$$

$$V_0(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix}$$

あるいは

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_c V_i(t)$$

$$V_0(t) = \mathbf{c} \mathbf{x}(t)$$

なお、(1) 式において $\mathbf{c} = [0 \ 1 \ 0]$ とすると電流 $i_2(t)$ を出力とする電流出力型になる。

3. 離散時間モデル

(1) 式の離散時間モデルをハーフブリッジ方式およびフルブリッジ方式の場合について求める。ハーフブリッジ方式は Fig. 2(a) のようなパルスパターンをもつものであり、正電圧の場合には Fig. 1 において $S_4(S_1)$ がオン、 S_2 と S_3 がオフで $S_1(S_4)$ を PWM モードで動作させ、負電圧の場合には $S_2(S_3)$ がオン、 S_1 と S_4 がオフで $S_3(S_2)$ を PWM モードで動作させた場合となる。一方、フルブリッジ方式は Fig. 2(b) のようなパルスパターンをもつものであり S_1 と S_4 、 S_2 と S_3 をそれぞれ組にしてオン・オフした場合である。フルブリッジ方式はハーフブリッジ方式に比べて同じ電源電圧の場合出力電圧を高くとれない、高調波が多いなどの欠点をもつが、入力電圧がゼロライ

Fig. 2 Considered pulse pattern

ンと交差して滑らかに変化し、また回路構成が簡単になるなどの利点をもっている。

3.1 ハーフブリッジ方式

文献2), 3)と同様に Fig. 2(a)に示すようにサンプリング周期 T の真中に対して対称となるパルスパターンを考え、このパルス幅 $P(k)$ を入力とする離散時間システムに変換すると(2)式を得る。

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{b}V_i(k)P(k) \quad (2)$$

$$V_0(k) = \mathbf{c}\mathbf{x}(k)$$

ただし、

$$\mathbf{A} = e^{\mathbf{A}_c T}, \quad \mathbf{b} = e^{\mathbf{A}_c T/2} \mathbf{b}_c$$

なお、このとき $V_i(k)$ は 0, $-E$, E の三つの状態から選択され、制御系の取扱いとしては

(I) $u(k) = V_i(k)P(k)$ をこのシステムの入力と考えて制御系を構成し、求まった $u(k)$ から以下のようにパルス幅 $P(k)$ を求める。

$$\begin{aligned} P(k) &= u(k)/E & : u(k) > 0 \\ P(k) &= 0 & : u(k) = 0 \end{aligned} \quad (3)$$

$$P(k) = u(k)/-E : u(k) < 0$$

(II) $P(k)$ をこのシステムの入力として入力係数行列 $\mathbf{b}V_i(k)$ がパラメータ変化を行うものとして扱う。の2通りの扱いが考えられる。

3.2 フルブリッジ方式

Fig. 2(b)に示すようにやはりサンプリング周期 T の真中に対して対称となるパルスパターンを考え、パルス幅を $P(k)$ とすると離散時間システム(4)を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{b}P(k) + \mathbf{d} \\ V_0(k) &= \mathbf{c}\mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (4)$$

ただし、

$$\mathbf{A} = e^{\mathbf{A}_c T}, \quad \mathbf{b} = 2e^{\mathbf{A}_c T/2} \mathbf{b}_c E,$$

$$\mathbf{d} = \mathbf{A}_c^{-1} [\mathbf{I} - e^{\mathbf{A}_c T}] \mathbf{b} E$$

この場合には直接パルス幅 $P(k)$ が制御入力となる。またフルブリッジ方式の場合にはハーフブリッジ方式の場合と異なって定値外乱を含んだ形となっているが、以下に示すようにこの補償は容易である。

なお、(2)および(4)式は可制御、可観測となる。

4. 最適予見サーボ系

4.1 最適予見サーボ系構成

本章において CVCF インバータの場合のように目標値信号の未来値が既知の場合を考え、フルブリッジ方式の場合を例として最適予見サーボ系の構成を示す。(I)の考え方によるハーフブリッジ方式の場合には定値外乱は陽には存在しないが離散化にともなう誤差などを外乱と見なして補償するために制御系の構成は以下に示すものとまったく同様な取扱いとなる。

いま誤差信号をつぎのように定義する。

$$e(k) = R(k) - V_0(k) \quad (5)$$

$R(k)$: 目標値信号

誤差信号、状態変数の一階差分値をとることによりつぎのようなエラーシステムを導出する。このとき定値外乱 $\mathbf{d}$ は一階差分により消去される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e(k+1) \\ \Delta \mathbf{x}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & -\mathbf{c}\mathbf{A} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ \Delta \mathbf{x}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\mathbf{c}\mathbf{b} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} \Delta P(k) \\ &\quad + \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta R(k+1) \end{aligned} \quad (6)$$

または

$$\mathbf{x}_0(k+1) = \Phi \mathbf{x}_0(k) + \mathbf{G} \Delta P(k) + \mathbf{G}_R \Delta R(k+1)$$

ただし Δ は一階差分を表すものとする。

ここで、 M_R ステップ未来までの目標値信号が既知であるとしてつぎの評価関数を定義する。

$$J = \sum_{j=-M_R}^{\infty} [\mathbf{x}_0^T(j) \mathbf{Q} \mathbf{x}_0(j) + H \{\Delta P(j)\}^2] \quad (7)$$

$\mathbf{Q}$: 半正定対称行列, H : 正定

(6), (7)式より最適予見制御系の制御入力を求める以下のようなになる。

$$\Delta P(k) = \mathbf{F} \mathbf{x}_0(k) + \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{F}_R(j) \Delta R(k+j) \quad (8)$$

$$\mathbf{F} = -[\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{P} \Phi$$

$$\mathbf{F}_R(j) = -[\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T (\xi^T)^{j-1} \mathbf{P} \mathbf{G}_R$$

$$\xi = [\mathbf{I} - \mathbf{G}[\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{P}] \Phi$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{Q} + \Phi^T \mathbf{P} \Phi - \Phi^T \mathbf{P} \mathbf{G} [\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{P} \Phi$$

ここで、コントローラの演算処理時間を補償するために1サンプリング周期に等しい入力むだ時間を考慮

すると(9)式のようになる.

$$\begin{aligned} \Delta P(k) &= \mathbf{F}\Phi \mathbf{x}_0(k) + \mathbf{F}\mathbf{G}\Delta P(k-1) + \mathbf{F}\mathbf{G}_R\Delta R(k+1) \\ &\quad + \sum_{j=2}^{M_R+1} \mathbf{F}_R(j)\Delta R(k+j) \\ &= f_e e(k) + \mathbf{F}_x \Delta \mathbf{x}(k) + f_P \Delta P(k-1) \\ &\quad + \sum_{j=1}^{M_R+1} \mathbf{F}_R(j)\Delta R(k+j) \quad (9) \end{aligned}$$

また, $x_2(k)$, $x_3(k)$ を検出せずに出力電圧 $V_0(k)$ のセンサのみを用いる場合³⁾ には出力フィードバック制御系を構成する. (4)式において1ステップの入力むだ時間を考慮するとつぎのような行列表現が得られる⁴⁾.

$$\begin{bmatrix} V_0(k) \\ V_0(k+1) \\ V_0(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{cA} \\ \mathbf{cA}^2 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \mathbf{cb} & 0 \\ \mathbf{cAb} & \mathbf{cb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(k-1) \\ P(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{cd} \\ \mathbf{c[A+I]d} \end{bmatrix} \quad (10)$$

ここで(8)式は可観測であるので $[\mathbf{c}^T (\mathbf{cA})^T (\mathbf{cA}^2)^T]^T$ は正則となる. (4)と(10)式よりつぎの推定式が成り立つ.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) &= \mathbf{A}^2 \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{cA} \\ \mathbf{cA}^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_0(k-2) \\ V_0(k-1) \\ V_0(k) \end{bmatrix} \\ &\quad + \{-\mathbf{A}^2 \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{cA} \\ \mathbf{cA}^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \mathbf{cb} & 0 \\ \mathbf{cAb} & \mathbf{cb} \end{bmatrix} \\ &\quad + [\mathbf{Ab} \ \mathbf{b}] \} \begin{bmatrix} P(k-3) \\ P(k-2) \end{bmatrix} \\ &\quad + [-\mathbf{A}^2 \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{cA} \\ \mathbf{cA}^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{c} \\ \mathbf{c[A+I]} \end{bmatrix} + [\mathbf{A+I}]] \mathbf{d} \quad (11) \end{aligned}$$

初期値を零また前制御区間における定常値として(9)式を z 変換し, (11)式の関係を用いると以下のような式が成り立つ.

Fig. 3 Optimal preview output feedback control system structure

$$\begin{aligned} P(k) &= f_e \frac{z}{z-1} e(k) + \frac{F_U(z)}{z^3} V_0(k) + \frac{F_P(z)}{z^3} P(k) \\ &\quad + F_{PR}(z) R(k) + F_d \quad (12) \end{aligned}$$

$$F_U(z) = f_0 z^3 + f_1 z^2 + f_2 z$$

$$F_P(z) = f_P z^2 + f_{P1} z + f_{P2}$$

$$\begin{bmatrix} f_2 & f_1 & f_0 \end{bmatrix} = \mathbf{F}_x \mathbf{A}^2 \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{cA} \\ \mathbf{cA}^2 \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\begin{bmatrix} f_{P2} & f_{P1} \end{bmatrix} = \mathbf{F}_x \{ -\mathbf{A}^2 \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{cA} \\ \mathbf{cA}^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \mathbf{cb} & 0 \\ \mathbf{cAb} & \mathbf{cb} \end{bmatrix} + [\mathbf{Ab} \ \mathbf{b}] \}$$

$$F_d = \mathbf{F}_x \{ -\mathbf{A}^2 \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{cA} \\ \mathbf{cA}^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{c} \\ \mathbf{c[A+I]} \end{bmatrix} + [\mathbf{A+I}] \} \mathbf{d}$$

$$F_{PR}(z) = F_R(1)z + F_R(2)z^2 + \dots + F_R(M_R+1)z^{M_R+1}$$

(12)式よりフルブリッジ制御による最適予見出力フィードバック制御系の構成図は Fig. 3 に示すようになる.

4.2 パラメータを予見する最適予見サーボ系構成

ハーフブリッジ方式の場合, (II)の扱いによれば入力の係数行列に含まれる $V_i(k)$ は変動するがその変動は E , 0 , $-E$ の3通りであり, この切り換え時を目標値の正負の切り換え時に一致させて考えると $V_i(k)$ は E , $-E$ の2通りで切り替わり入力係数行列のパラメータ $V_i(k)$ の未来値も既知となる. この変動するパラメータの未来値をも予見することにより, パラメータ切り替わり時の応答特性を良好にすることが可能となる. この場合にはエラーシステムは(13)式のようなになる.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e(k+1) \\ \Delta \mathbf{x}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & -\mathbf{cA} \\ 0 & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ \Delta \mathbf{x}(k) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} -\mathbf{cb} V_i(k) \\ \mathbf{b} V_i(k) \end{bmatrix} \Delta P(k) \\ &\quad + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta R(k+1) \quad (13) \end{aligned}$$

または

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_0(k+1) &= \Phi \mathbf{x}_0(k) + \mathbf{G}(k) \Delta P(k) \\ &\quad + \mathbf{G}_R \Delta R(k+1) \end{aligned}$$

(7)式と同様の評価関数を定義し, パラメータの未来値をも予見する予見サーボ系を構成すると以下のようなになる⁷⁾.

$$\begin{aligned} \Delta P(k) &= \mathbf{F}(k) \mathbf{x}_0(k) \\ &\quad + \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{F}_R(j, k) \Delta R(k+j) \quad (14) \end{aligned}$$

$$\mathbf{F}(k) = -[\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T(k) \mathbf{P} \Phi$$

$$\mathbf{F}_R(j, k)$$

$$= -[\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T(k) (\xi^T)^{j-1} \mathbf{P} \mathbf{G}_R$$

$$\xi = [I - G[H + G^T P G]^{-1} G^T P] \phi$$

$$P = Q + \phi^T P \phi$$

$$- \phi^T P G [H + G^T P G]^{-1} G^T P \phi$$

この場合実際には Riccati の方程式は $G^T(k) [\quad] G(k)$ の形となっているが $G^T(k) [\quad] G(k) = G^T [\quad] G$ でありここでは定常 Riccati 方程式となっている。ここで、入力むだ時間の考慮、出力フィードバック系の構成などは 4.1 節と同様であるが推定式の符号の切り替わりに工夫が必要となる。

4.2 節の方法は理論的に興味深いものとなっているが、4.1 節の方法のほうがシステムを定係数系とみなすことができ、制御系の構成が容易で実用上も有利となる。

5. モデル規範型適応制御系の構成

モデル規範型適応制御系 (MRACS) は対象が最小位相系の条件の基で最適サーボ系では対応できないパラメータ変動に対しても対応可能である。本論文では負荷変動を考えているので MRACS の構成は有効であると考えられる。フルブリッジ方式の場合には (4) 式より入出力関係式を導出し、一階差分をとることによって定値外乱を消去する。ハーフブリッジ方式においては陽には外乱は存在しないがやはり一階差分をとることによって離散化に伴う誤差の補償を行う。

ここではフルブリッジ方式の場合を例としてモデル規範型適応制御系 (MRACS) を構成する。有界な規範モデル出力を $R(k)$ とすると、以下に示すような制御則が得られる⁵⁾。

適応制御入力

$$\begin{aligned} \Delta P(k) = & 1/\hat{b}_0(k) [R(k+1) - V_0(k) + \hat{a}_0(k)\Delta V_0(k) \\ & + \hat{a}_1(k)\Delta V_0(k-1) + \hat{a}_2(k)\Delta V_0(k-2) \\ & - \hat{b}_1(k)\Delta P(k-1) - \hat{b}_2(k)\Delta P(k-2)] \quad (15) \end{aligned}$$

パラメータ調整則

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) = & \hat{\theta}(k-1) - \frac{\Gamma(k-1)\zeta(k-1)}{1 + \zeta^T(k)\Gamma(k-1)\zeta(k-1)} \\ & \times [\Delta y(k) - \zeta^T(k-1)\hat{\theta}(k-1)] \quad (16) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Gamma(k) = & \frac{1}{\lambda_1(k)} [\Gamma(k-1) \\ & - \frac{\lambda_2(k)\Gamma(k-1)\zeta(k-1)\zeta^T(k-1)\Gamma(k-1)}{\lambda_1(k) + \lambda_2(k)\zeta^T(k-1)\Gamma(k-1)\zeta(k-1)}] \quad (17) \end{aligned}$$

$$(0 < \lambda_1(k) \leq 1, 0 \leq \lambda_2(k) < 2, \Gamma(0) > 0)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \zeta^T(k-1) = & [\Delta V_0(k-1) \Delta V_0(k-2) \Delta V_0(k-3) \\ & \cdot \Delta P(k-1) \Delta P(k-2) \Delta P(k-3)] \end{aligned}$$

Fig. 4 Control system structure of MRACS

$$\hat{\theta}^T(k) = [\hat{a}_0(k) \hat{a}_1(k) \hat{a}_2(k) \hat{b}_0(k) \hat{b}_1(k) \hat{b}_2(k)]$$

以上において示した MRACS の構成図は Fig. 4 に示すようになる。

なお、入力むだ時間を考慮した場合についても同様に構成できる。また文献2), 3)で用いられているデッドビート制御系は (15) 式で差分をとらない形のものであり、文献2)においては各パラメータを固定しており、文献3)においては各パラメータは同定されている。

6. シミュレーション結果

(2) 式のハーフブリッジ方式あるいは (4) 式のフルブリッジ方式の離散時間モデルに対して 4 章、5 章で示した最適予見サーボ系および MRACS の予見サーボ系を構成し、その制御入力を (1) 式の PWM インバータシステムの状態方程式に用いてシミュレーションによりこれらの有効性を確かめた。

今回、サンプリング周期を $T = 666.66 \mu\text{s}$ 、サンプリング周波数 $1,500 \text{ Hz}$ 、目標正弦波を $30 \text{ V}_{\text{peak}}$ 、 50 Hz 、 $E = 50 \text{ V}$ 、 $L = 0.64 \text{ mH}$ 、 $C = 1,590 \mu\text{F}$ 、 $R_0 = 2 \Omega$ 、 $L_0 = 0.05 \text{ mH}$ とした。また最適予見サーボ系は 4.1 節の方法にしたがって構成して、評価関数の重み行列を $Q(1,1) = 1000.0$ 、 $H = 1.0$ とし、予見ステップ数は 5 とした。さらに出力電圧のみの検出を想定した出力フィードバック制御系とした。

Table 1(a), (b) はそれぞれ負荷抵抗 R_0 と負荷インダクタンス L_0 の変化に対する零点のようすを調べたものであり、零点はハーフブリッジ方式、フルブリッジ方式の場合とも同様なものとなる。このパラメータを用いた場合 R_0 に関しては R_0 が減少するようなパラメータ変動の場合にはほとんど安定な零点をもつが、 R_0 が増加するような場合には 1.5 倍程度が安定零点の限界であることがわかる。また L_0 に関しては増加する場合はほとんど安定な零点をもつが減少す

Table 1 Zero for load resistance R_0 and load inductance L_0 variation(a) Zero for load resistance R_0 variation

$\times 0.01$	$\times 0.5$	$\times 1$	$\times 1.2$	$\times 1.5$	$\times 1.51$
-0.927	-0.814	-0.901	-0.917	-0.932	-0.933
0.811	0.292×10^{-4}	0.102×10^{-5}	0.372×10^{-3}	0.864	2.13

(b) Zero for load inductance L_0 variation

$\times 0.66$	$\times 0.67$	$\times 0.8$	$\times 1$	$\times 5$	$\times 10$
-0.902	-0.901	-0.901	-0.901	-0.922	-0.955
1.29	-0.381	0.001	0.102×10^{-5}	0.481×10^{-3}	0.072

る場合は 0.67 倍程度が限界であることがわかる。したがってこの場合これ以上の大きなパラメータ変動のある場合にはシステムが不安定零点をもつため MRACS の使用には注意が必要となる。しかしながら以下に示すように負荷抵抗 R_0 が大きくなるようなパラメータ変化、および負荷インダクタンス L_0 が小さくなるようなパラメータ変化の場合には最適予見サーボ系の応答が良好であることが確かめられる。

Fig. 5 は 4 章で示した最適予見サーボ系と最適サーボ系のボード線図を示したものである。(a) は最適予見サーボ系、(b) は最適サーボ系のボード線図を示している。最適サーボ系の場合には 3 Hz 程度以上の正弦波目標値に対して位相の遅れを生じ、またいくつかの異なった周波数成分をもつ合成波形を目標値とする場合には波形自体が変わってしまうが、予見補償を行うことにより位相特性は大幅に改善されほぼ完全な目標値追従特性が得られることがわかる。

Fig. 6, **Fig. 7** は最適予見サーボ系と最適サーボ系の応答を比較したものである。Fig. 6 はハーフブリッジ方式の場合について負荷抵抗 R_0 を 5 倍に変化させた場合を示している。また Fig. 7 はフルブリッジ方式の場合について負荷インダクタンス L_0 を 0.1 倍に変化させた場合を示している。最適サーボ系のほうは 1 サンプル程度の位相遅れが見られるのに対して最適予見サーボ系はほぼ完全に目標値に追従していること、両者ともこれらのパラメータ変動に対してほとんど影響を受けていないことがわかる。

(a) Preview steps=5

(b) Preview steps=0

Fig. 5 Bode diagrams

Fig. 6 System response of optimal preview control system for load resistance R_o change ($\times 5.0$) (half-bridge type)

Fig. 7 System response of optimal preview control system for load inductance L_o change ($\times 0.1$) (full-bridge type)

Fig. 8 System response of deadbeat control system for load resistance R_o change ($\times 5.0$) (half-bridge type)

Fig. 9 System response of optimal preview control for load resistance R_o change ($\times 0.3$) (half-bridge type)

Fig. 10 System response of MRACS for load resistance R_L change ($\times 0.3$) (half-bridge type)

Fig. 8 は文献2), 3) で用いているデッドビート制御系の応答を Fig. 6 と同じ条件のもとで確かめたものであるが, ゲイン特性が劣化しており正弦波の振幅がずれていることがわかる. このようにデッドビート制御系はパラメータ変動に対してロバストでないことがわかる. Fig. 9, Fig. 10 はハーフブリッジ方式の場合の最適予見サーボ系と MRACS の応答を比較したものであり, 負荷抵抗を 0.3 倍に変化させたものである. ここではパラメータ推定は両限トレース法⁶⁾に基づいて行った. このような負荷抵抗の減少の方向のパラメータ変動に対しては予見サーボ系も応答が乱れているが, この場合には MRACS を用いることにより応答が大幅に改善されることがわかる.

6. あとがき

LC フィルタと RL 負荷からなる正弦波 PWM インバータシステムのパルスパターン設計に対して最適予見サーボ系および MRACS の各予見サーボ系を適用し, シミュレーションによりその有効性を確かめた. これらの制御系を用いることにより位相遅れは補償され, 良好な応答を示すことが確かめられた. とくに MRACS に関しては大きなパラメータ変化に対して有効であることが見られた. ここでは 1 形の予見サーボ系を用いて有効な効果が得られたが, より理論的には繰り返し制御系など周期目標値に対する内部モデルをもつ制御系⁸⁾を用いれば完全な目標値への追従が得られる.

これらの制御系を実際に実現するためには大きな演算処理時間を要することが予想され, この点は実験の

際に工夫が必要であると思われる. また整流器負荷の場合, 直流機などとの接続により VVVF インバータとして用いる場合, 3 相インバータの場合などのような総合的なインバータシステムとして扱う場合などについては今後の課題としたい.

本研究にあたり, シミュレーションに尽力してもらった漆畑真吾君 (神奈川大学大学院) に深謝いたします.

参考文献

- 1) R. D. Middlebrook and S. Cuk: A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stage IEEE PESC '76 Record (1976)
- 2) K. P. Gokhake, A. Kawamura and R. G. Hoft: Dead Beat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis, IEEE Trans. Industry Application, **IA-23-5**, 901/910 (1987)
- 3) A. Kawamura, T. Haneyoshi and R. G. Hoft: Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using Only Voltage Sensor, IEEE Trans. Power Electronics, **PE-3-2**, 118/125 (1988)
- 4) 江上, 品田, 土谷: 予見フィードフォワード補償を含む部分状態フィードバック制御系構成法, 計測自動制御学会論文集, **23-12**, 1260/1267 (1987)
- 5) 江上, 須藤, 土谷: エラーシステム技法を用いた MRACS による DC モータの効率最適化速度制御, 計測自動制御学会論文集, **22-7**, 800/802 (1987)
- 6) 新中新二: 離散時間パラメータ調整則, 第 14 回適応制御部会講義会資料, 60-3 (1985)
- 7) 江上, 土谷: 制御理論に基づく PWM インバータパルスパターン設計, 第 21 回計測自動制御学会北海道支部学術講演会予稿集, 34, 67/68 (1989)
- 8) 愛田一雄: 多項式目標入力に追従する準最適ディジタル制御系の設計, 計測自動制御学会論文集, **20-8**, 677/684 (1984)