AC モータ可変速システムの変調率最適化制御法[†]

伊 藤 雄 三^{*}・味 田 昌 也^{**}・土 谷 武 士^{*}

Modulation Ratio Optimized Control for AC Motor Drive System

Yuzo ITOH^{*}, Masaya AJITA^{**} and Takeshi TSUCHIYA^{*}

A design method of an AC motor variable speed control system, which is made up of a power source, a PWM converter, a PWM inverter and an AC motor, is described. And how to decide the DC Link voltage reference is described. Main purpose of this research is to design a system which satisfies the following control objectives; motor speed control, PM motor vector control, DC voltage control and input power factor control. Optimal regulator theory is suitable for control system design such a control system with multiple control objectives.

And in this paper, one method how the DC voltage reference should be decided, the modulation ratio optimized control, is proposed. That is, the DC voltage which satisfies the condition that the PWM modulation ratio is lower than 0.95 and higher than 0.85 is obtained. By this manner, not only the quick motor speed response but also the suppression of total harmonic distortion factors (THD) in source current and losses in semi-conductor swichting devices are realized.

Simulation results of the proposed control system, are shown with discussions.

Key Words: PM motor, PWM converter, PWM inverter, variable speed control, optimal control

1. ま え が き

近年、パワエレクトロニクス技術の進展により信頼性、制御性ともに優れた可変周波数交流電源が得られるようになり、直流機に代わって省保守の面から交流電動機がサーボモータとして用いられるようになった。そのなかで永久磁石型同期機(PM モータ)がたとえばロボットアームの駆動源として多用されている。これに伴い PM モータドライブ特性改善のための種々の研究がなされているが^{1),2)}、筆者らは電源部リアクトル、コンバータ、インバータそしてモータの回路構成を一つのシステムとしてとらえ各要素相互の影響を考慮したシステム全体の制御系を構成し、それにより性能向上を目指す検討を行ってきた。従来の AC モータの可変速システムには改善すべき課題がある。その主なものを下記に示せば、

- (1) 従来のダイオードを用いた整流装置では電源系統に歪み電流成分を発生し、高調波障害を引き起こす。
- (2) インバータにリンクする直流電圧回路には静電容量の大きい平滑用コンデンサが必要で、そのため製造コストを押し上げる。
- (3) 電動機に関する過渡応答特性を向上させるために直流リンク電圧を高く設定すれば、半導体素子のスイッチングロスや電動機の損失が増加する。
- (4) 従来の可変速システムでは直流リンク電圧が固定され、用途が変われば回路部品などの変更が必要で汎用性に欠ける。

などである。

本論文では、制御理論を応用し速度制御性能を損なわずに上に述べた諸課題を解決し、AC モータの可変速システムの性能向上を図る手法を提案するものである。第2章ではシステムの回路構成とそのモデリングを、第3章では制御系構成法、第4章では変調率最適化制御法が提案されている。第5章で本論文で提案する制御方式で構成されたシステムのシミュレーションによるシステム応答が示され、改善された特性とその有用性が確かめられている。

[†] 電気学会産業応用部門全国大会で発表(1991・8)

^{*} 北海道大学工学部 札幌市北区北 13 条西 8 丁目

^{**} 王子製紙(株) 苫小牧市王子町

^{*} Faculty of Engineering, Hokkaido University, Sapporo

^{**} OJI Paper Co., Ltd, Tomakomai

(Received May 11, 1992)

(Revised September 24, 1992)

2. システム回路構成とモデリング

システムの回路構成を Fig. 1 に示す。商用交流電源を直流に変換する装置に PWM 制御コンバータを用いる。従来広く用いられてきたダイオードブリッジ整流装置は回路構成が簡単であるが、負荷回路の定数によって電源系統に高調波電流を発生して電気機器の誤動作や通信障害などを引き起こし社会的な問題となってきた。近年、「逆変換装置を設備する需要家は流出電流の総合歪み率を 5% 以下とすること」が勧告されていることから今後重視される課題である。これに対し PWM 制御コンバータを用いれば、高調波電流を大幅に低減することができる。Fig. 2 に順変換回路に平滑のためのコンデンサインプット形の負荷を有する場合について、整流方式に

Fig. 1 AC motor variable speed control system

Fig. 2 Comparison of waveforms of diode bridge rectifier and PWM converter (Condenser input type load)

よる動作波形の比較を示す。図より、通常のダイオードブリッジ整流回路では入力電流波形が充電電流により大きく歪んでいる。これに比べ、PWM コンバータ方式では入力電流波形がほぼ正弦波状に流れるようにスイッチング素子が高周波数でオン・オフ動作で制御されるために歪みが少ない。またほかの特長として電源電圧と同位相の電流を流せば、総合力率 1 で動作可能である。

このシステムでサーボモータとして使用する PM モータは、従来小容量の駆動源として用いられ、高効率、省保守などの特長から今後さらに広い領域で利用される。

つぎに可変周波・可変電圧形インバータ部には、交流モータを駆動する際に最も一般的に用いられている電圧形 PWM インバータを用い、ベクトル制御法などの採用で高性能に PM モータを駆動できる。

使用電源は 3 相であるが、直流量で状態量を扱うことができ過渡状態にも対応出来ることから電気系を 3 相 2 相変換し d-q 座標変換を用いて、この可変速システムは (1)~(6) 式で表現できる³⁾。ここで i_d , i_q はコンバータ入力電流, V_{dc} はコンバータ・インバータリンク直流電圧, i_{dm} , i_{qm} はインバータ出力電流, ω_m はモータの回転角速度である。

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\{\phi + (L_q - L_d)i_{dm}\}i_{qm}}{J} - \frac{R_m\omega_m}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (1)$$

$$\frac{di_{dm}}{dt} = -\frac{R}{L_d}i_{dm} - \omega_m \frac{L_q}{L_d}i_{qm} + \frac{1}{L_d}V_{dc}m_{dm} \quad (2)$$

$$\frac{di_{qm}}{dt} = \omega_m \frac{L_d}{L_q}i_{dm} - \frac{R}{L_q}i_{qm} + \frac{1}{L_q}V_{dc}m_{qm} - \frac{\phi}{L_q}\omega_m \quad (3)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(m_{di}i_d + m_{qi}i_q - m_{dm}i_{dm} - m_{qm}i_{qm}) \quad (4)$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{r}{L}i_d - \omega_s i_q - \frac{1}{L}V_{dc}m_d + \frac{E}{L} \quad (5)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \omega_s i_d - \frac{r}{L}i_q - \frac{1}{L}V_{dc}m_q \quad (6)$$

ただし

J : 回転子慣性係数, R_m : 制動係数, R : 巻線抵抗

T_L : 負荷トルク, ϕ : 電機子鎖交磁束

L_d, L_q : d 軸, q 軸インダクタンス

ω_s : 電源角周波数

L, r : コンバータ入力部インダクタンス, 抵抗

E : 電源線間電圧実効値

C : 平滑コンデンサ容量

である。

この中で $m_{dm} = P_{dm}/T$, $m_{qm} = P_{qm}/T$, $m_d = P_d/T$, $m_q = P_q/T$ は 1 サンプル時間 T に対するパルス出力時間の比(変調率と呼び $0 \leq m \leq 1$)で, P_{dm} , P_{qm} , P_d , P_q は サンプル時間内の実際の出力電圧パルス幅を示

Fig. 3 Equi-area method

す。本論文で取り上げているインバータ、コンバータは PWM 制御であるので実際の操作量となるのはパルス幅である。電気系の時定数に比べてスイッチング周期が十分小さい場合には Fig. 3 に示す等価面積変換⁴⁾の考え方を用いてインバータ出力電圧またはコンバータ入力電圧 v を直流電圧 V_{dc} 、パルス幅 P およびサンプリング時間 T を用いて (7) 式のように表わすことが出来る。

$$v = V_{dc} \frac{P}{T} = V_{dc} m \quad (7)$$

(1)~(6) 式の状態方程式を線形近似し離散化を行うと行列表現で (8) 式のように表わせる。

$$X(k+1) = AX(k) + Bu(k) + Ed(k) \quad (8)$$

$$Y(k) = CX(k)$$

ただし、

X : 状態変数ベクトル

$$X = [\omega_m \ i_{dm} \ i_{qm} \ V_{dc} \ i_d \ i_q]^T$$

Y : 出力変数ベクトル

$$Y = [\omega_m \ i_{dm} \ V_{dc} \ i_q]^T$$

u : 入力変数ベクトル

$$u = [V_{dc} m_{dm} \ V_{dc} m_{qm} \ V_{dc} m_d \ V_{dc} m_q]^T$$

d : 外乱ベクトル

$$d = [T_L \ E]^T$$

である。

デジタル制御をするうえで演算時間が無視できないため入力むだ時間が存在する。今むだ時間を 1 サンプル時間にとれば、(8) 式は次式となる。

$$X(k+1) = AX(k) + Bu(k-1) + Ed(k) \quad (9)$$

$$Y(k) = CX(k)$$

このシステムの入力は $V_{dc} m_{dm}$ 、 $V_{dc} m_{qm}$ 、 $V_{dc} m_d$ および $V_{dc} m_q$ の 4 種類、制御目標は、第一にモータの速度 ω_m で、ほかにモータの磁化成分電流 i_{dm} の制御、コンバータ力率 $\cos \theta$ 、出力直流電圧値 V_{dc} の 4 種類である。これら四つの目標に応じてコンバータ・インバータのスイッチングのオン・オフ時間を制御する。このような多入力多出力系に対する制御系構成法に種々あるが数式モデルが示されているので最適レギュレータ理論を適用して制御系を構成する。本論文ではこのシステムの拡大系である

Fig. 4 Control structure of PM motor variable speed system

エラーシステム⁴⁾を導出し、それに対し最適レギュレータ理論を適用し制御系を構成する。

3. 制御系構成

目標値ベクトルと出力ベクトルの誤差を $e(k)$ とし、さらに X 、 u の 1 階差分値を用いてつぎのようなエラーシステム⁴⁾が導出される。

$$\begin{bmatrix} e(k+1) \\ \Delta X(k+1) \\ \Delta u(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I - CA & -CB \\ 0 & A & B \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ \Delta X(k) \\ \Delta u(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I \end{bmatrix} \Delta u(k) + \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta R(k+1) + \begin{bmatrix} -CE \\ E \\ 0 \end{bmatrix} \Delta d(k) \quad (10)$$

(10) 式に最適レギュレータ理論を適用する。ただし、評価関数を次式のように定義する。

$$J = \sum_{j=0}^{\infty} \left([e^T \Delta X^T \Delta u^T] Q \begin{bmatrix} e \\ \Delta X \\ \Delta u \end{bmatrix} + \Delta u^T H \Delta u \right) \quad (11)$$

Q 、 H はそれぞれ状態変数、入力変数に対する重みである。この評価関数を最小にする入力は (12) 式のように表わされ制御系構成は Fig. 4 となる。

$$u(k) = F_e \sum_{i=0}^{\infty} e(i) + F_X X(k) + F_u u(k-1) \quad (12)$$

これより積分器を一つもつ I 型の制御系となるのでステップ状の目標値変化や外乱に対し、定常偏差のない制御系構成となる。

4. 変調率最適化制御法

従来の AC モータ可変速システムでは各電力変換部が互いに連係しておらず、コンバータ・インバータ間のリンク部の直流電圧は脈動がない一定電圧となるように大きなコンデンサ C が設けられている。そのため直流電圧値の選択は可変速システムの用途ごとに変わり、たとえば一般に可変速範囲が広く、速度の高速応答特性を重視

(a)

Fig. 5a Turn off waveforms of IGBT $V_{dc}=200[V]$
Horizontal: $1[\mu\text{sec}/\text{div}]$,
Vertical: V_{dc} ; $50[V/\text{div}]$, i ; $1[A/\text{div}]$

(b)

Fig. 5a Turn off losses ($V_{dc}=200[V]$)

(a)

Fig. 5b Turn off waveforms of IGBT ($V_{dc}=100[V]$)
Horizontal: $1[\mu\text{sec}/\text{div}]$,
Vertical: V_{dc} ; $50[V/\text{div}]$, i ; $1[A/\text{div}]$

(b)

Fig. 5b Turn off losses ($V_{dc}=100[V]$)

する場合には直流リンク電圧が高く設定される。その場合以下の問題が生じる。

- ・PWM コンバータの出力電圧を高くする必要が生じるために PWM 制御のパルス幅が広くなり、入力電流の高調波成分が増加する。
- ・高い直流電圧のオン・オフにより電力変換部の半導体素子のスイッチング損失が増大する。
- ・リンク部における平滑コンデンサの誘導体損が増える。
- ・電動機の低速回転時や軽負荷時ではインバータの変調率が低くなるため電動機への入力電流の高調波成分が増加し、脈動トルクや鉄損・銅損が増える。

などである。

他方、リンク部直流電圧を低く設定すれば変調率が高くなり、高い直流電圧のもとでの PWM チョッパ動作が避けられ、上に述べた問題点は解決される。しかし、電動機速度の高速運転領域が狭められ、同時にシステムの高速応答性も損なわれる。以上のように直流リンク電圧の設定値は AC モータの可変速システムの性能に大きな影響を与えることが理解できる。

つぎにリンク部直流電圧と電力変換部の半導体素子の

スイッチング損失の関係を考察する。Fig. 5 a および Fig. 5 b に、インバータ回路に用いられるスイッチング素子 IGBT のターンオフ特性と損失の計算例を示す。図よりスイッチングロスの大部分を占めるターンオフ時の損失が直流電圧 V_{dc} の大きさに強く依存することがわかる。

そこで本論文では相対立する課題を解決する手法として、電動機の入力電圧に応じ PWM インバータ部における直流リンク電圧を調整して PWM 変調率を常に最適な値となるような制御方式「変調率最適化制御法」を提案する。

これは定常・過渡状態にかかわらずモータの速度応答特性を最優先としながらコンバータ部の PWM 変調率を出来るだけ低く、インバータ部の PWM 変調率は出来るだけ高い値とすることによって直流リンク電圧を低く抑え、流入電流の高調波やシステム全体の損失を出来るだけ小さくしようとする考え方である。

ただし、この本システムでは変調率の基準値 m^R を一定値としても、速度に関する制御が最優先に行われるため、過渡状態では大きく逸脱することがあり得る。このことを防ぐためにインバータ部の PWM 変調率の基準

値 m^R に上・下限値 (0.85 と 0.95) を設けた。変調率の値や幅の決め方に明確な指針はないがつぎのような目安で選ばれる。すなわち、速い速度応答特性が要求されるときは変調率の値は低めに、直流電圧のリップルを抑えるときにはその幅は広く設定される。

ここで (7) および (12) 式を用い変調率最適化制御を中心にその制御アルゴリズムを以下に示す。

- 1) 各制御周期ごとに 4 種類の制御目標に対する誤差信号や状態量を用い操作入力 $u(k)$ が (12) 式より計算される。
- 2) 操作入力のうちモータ入力 $U_m(k)$ と、直流リンク電圧目標値 V_{dc}^R を用い (7) 式よりインバータの変調率 m が計算される。
- 3) m の値により以下の場合分けによって V_{dc}^R が更新される。
 - ① $0 \leq m < 0.85$ ならば $V_{dc}^R = U_m(k)/0.85$
 - ② $0.85 \leq m \leq 0.95$ V_{dc}^R は変更なし
 - ③ $0.95 < m \leq 1$ $V_{dc}^R = U_m(k)/0.95$
- 4) 直流リンク電圧目標値 V_{dc}^R に応じコンバータ部の PWM 制御がなされる。
- 5) 以下繰返し。

なお、変調率最適化の速度応答に対する評価関係は、(11) 式の重み関数 Q の値によって調整される。

以下、シミュレーションによりシステムの特性および応答を求める。

5. システム応答(シミュレーション)

シミュレーションに用いた回路定数を Table 1 に示す。本論文では実験を行っていないためシミュレーションが実モデルに忠実であることが重要となる。そのためシミュレーションにあたり、従来行われていたサンプル周期間を平均値を用いて計算する方法はとらず、PWM コンバータ、インバータ入力電圧および出力電圧波形を直接パルス状の波形で扱い、より厳密な計算が実行されるような配慮を行った。ただし、半導体素子の抵抗および PWM インバータのアーム間短絡防止のためのデッドタイムは考慮されていない。なお、システム応答を求めるにあたり、システムを非線形のまま扱い Runge-Kutta 法 (step size はサンプル周期の 1/200) により計算を行った。また制御パラメータは、 $Q = \text{diag.}[1, 100, 10, 100, 0, \dots, 0]$, $H = \text{diag.}[10^7, 10^7, 10^7, 10^7]$ のもとで求めた。

また、各種目標値は以下のとおりである。

- ・速度目標値; $\omega^R = 157.08$ [rad/sec]
- ・システム入力力率 $\cos \theta = 1$. すなわち
 ; q 軸成分電流目標値 $i_q^R = 0$
- ・PM モータのベクトル制御運転. すなわち

Table 1 System parameters

PWM Converter	PM Motor
$r = 0.2$ [Ω]	$J = 0.010$ [kgfms ²]
$L = 10$ [mH]	$R_m = 0.0054$ [N·msec/rad]
$E = 100$ [V]	$\phi = 0.65$ [wb]
	$L_d = L_q = 21$ [mH]
Smoothing Condenser	Sampling Period
$c = 100$ [μ F]	$T = 0.1$ [msec]

; 磁化成分電流目標値 $i_{dm}^R = 0$

ただし、直流リンク電圧目標値 V_{dc}^R については別に記す。

5.1 基本特性

最初に第 4 章で変調率最適化法を提案する理由の一つにあげた問題点、すなわち直流リンク電圧値が高い場合に流入電流の波形歪み率が増加することについてシミュレーションと周波数解析で明らかにする。定常状態において直流リンク電圧が低い場合を Fig. 6(a) に、高い場合を Fig. 6(b) に示す。図中 eu , iu はコンバータ入力電圧および電流を、 ia はモータ電流を示す。第 4 章の PWM コンバータの出力電圧の高・低に関する考察で示したように図よりリンク電圧が低いほうが高調波の含まれる割合が少ないことがわかる。

つぎにシステム応答について示す。Fig. 7(a) は、直流リンク電圧目標値 V_{dc}^R を 200[V] 一定とすると、負荷トルクがステップ状に変化した場合の応答である。速度のインバクトドロップがわずかに生ずるが定常偏差なく目標値に追従している。Fig. 7(b) は電源 u 相電圧、コンバータ u 相入力電流、モータ a 相電流の波形を示す。過渡時も含め電圧と電流が同位相 (力率=1) と正弦波状の波形が得られていることがわかる。

5.2 変調率最適化制御法

システム全体の損失や入力電流の歪みを少なくする目的で直流電圧を低い目標値 200[V] とし、負荷トルクが 0[N·m] から 12[N·m] にステップ状に大きく変化したときのシステム応答を Fig. 8(a) および (b) に示す。インバータの変調率 m_{ab} が 1 以上となり出力電圧が飽和するために回転速度が目標値に整定されず制御がうまく行われていない。

つぎに電動機入力電圧に合せて直流電圧を変化させる方法、すなわち変調率最適化法を適用した制御系の場合についてのシステム応答を Fig. 9(a) および (b) に示す。過渡時に大きな電動機入力電圧が要求されるため直流リンク電圧目標値が高い値に設定されインバータの変調率 m_{ab} が 1 以下で出力電圧が飽和することなくシステムの制御がなされている。

最後に、直流電圧一定方式と変調率最適化法の場合について、定常状態について電流波形とその周波数解析結

Fig. 6

Fig. 7

果などを Fig. 10 および Fig. 11 に示す。直流電圧一定方式での総合波形歪率 THD がコンバータ入力電流およびモータ電流でそれぞれ 5.49[%] および 7.45[%] に対し、変調率最適化方式ではそれぞれ 0.10[%] および 0.14[%] と大幅に改善されている。

以上から速度応答特性のみならず低損失でトルク脈動

の少ない可変速システムを構成する上で、変調率最適化制御が有効であることが示された。

6. ま と め

インバータ出力電圧から逆算して設定された変調率となるように直流リンク電圧目標値を決定する方法，すな

Fig. 8

Fig. 9

Fig. 10 Waveforms and harmonic analysis of i_a , i_u
(Link voltage constant control)

Fig. 11 Waveforms and harmonic analysis of i_a , i_u (Modulation ratio optimized control)

わち変調率最適化法を提案した。これにより PM モータの可変速システムに以下の特性を与えることができる。

- (1) 操作量の飽和を防ぎ、定常および過渡ともに良好な制御性能を示す。
- (2) 電力系統に影響を与える高調波を低減できる。
- (3) 軽負荷・定常時にはスイッチング素子や電動機の損失を低減出来る。その結果素子の等価電流耐容量や電動機の等価定格を増大させることができる。
- (4) 高速応答を実現するためには直流リンク部の平滑コンデンサの容量は小さいほうが適切で、速度制御性能を低下させることなく従来の 1/20 程度になり部品コストを低減できる。
- (5) モータ入力電流の高調波電流成分が低減され脈動トルクを小さくできる。

以上、制御理論の適用し、速度制御だけでなく高調波電流や損失などの特性を考慮した交流電動機可変速システムが構成され、その有効性がシミュレーションで示された。本手法は PM モータに限らず、誘導電動機の可変速システムにも適用可能である。IGBT が利用できない大電力用では GTO サイリスタなどが用いられるが、その場合サンプル周期は大きくなり変調率最適化法が適用できないように見えるが電源部のインダクタンスを大き

くするなどすれば可能となる。

実際に制御系を製作するにあたり、本システムのようにサンプル周期が 0.1[ms] と短い場合は DSP などの高速処理用 LSI の使用²⁾が必要となる。また、PWM コンバータの動作原理からの制約で直流出力電圧の下限値が通常の全波整流方式の最大値に抑えられことを念のため申し添える。

参考文献

- 1) 竹下, 岩崎, 松井: 三相 PWM コンバータのパラメータ変動を考慮した電流制御法, 電気学会論文誌, D107-11(1987)
- 2) Y. Itoh, Y. Naitoh and T. Tsuchiya: The Advanced Speed Regulator System for Brushless Motor, Conf. Rec. of 1990, IEEE IAS Annual Meeting, 460/466 (1990)
伊藤, 土谷: PM モータの効率最適化速度制御系の構成, 計測自動制御学会北海道支部「デジタル信号処理と数値解析」シンポジウム(1990)
- 3) 味田, 伊藤, 土谷: 最適レギュレータ理論を用いた AC モータ駆動システムの制御, 電気学会産業応用部門全国大会論文集, 140(1991)
- 4) 土谷, 江上: 現代制御工学, 産業図書(1991)

[著者紹介]

伊藤 雄三 (正会員)

1964 年, 北海道大学工業教員養成所電気工学科卒業。同年同大学工業教員養成所助手, 65 年北海道大学工学部助手(電気工学科), 現在に至る。主としてパワーエレクトロニクスと回転機制御システム・マイコン応用に関する研究に従事, 電気学会, パワーエレクトロニクス研究会などの会員。

味田 昌也

1990 年, 北海道大学電気工学科卒業。92 年同大学工学研究科電気工学専攻修了。同年, 王子製紙(株)苫小牧工場動力部に配属となり, 現在に至る。プラント建設の仕事に従事。

土谷 武士 (正会員)

1965 年, 北海道大学大学院工学研究科修士課程修了。66 年同大学工学部に勤務。講師, 助教授を経て教授(電気工学科), 現在に至る。デジタル制御系構成, メカトロニクス, パワーエレクトロニクスに関する研究に従事, 電気学会, システム制御情報学会, 日本ロボット学会, 日本ファジィ学会, IEEE などの会員。