

# 3レベルインバータ駆動永久磁石形 ACサーボモータの定常・過渡特性

篠原 勝次\*・久保 芳朗\*\*・楠原 良人\*\*\*

## Steady-State and Transient Characteristics of Permanent Magnet AC Servo Motor Driven by Three Level Inverter

Katsuji SHINOHARA, Yoshiro KUBO and Yoshito KUSUHARA

Abstract: The three level inverter's output voltage may contain less harmonics than that of conventional full-bridge inverters and since the imposed voltages across the main switching devices are a half of the dc source voltage, it is particularly attractive in high power applications. We have discussed the application of the three level inverter to permanent magnet ac servo motor drives. In this paper, we have investigated the output waveforms of the three level and the two level inverter at steady state. We have also presented experimental results. The results prove low current distortion of the three level inverter. Transient responses have also been considered.

### 1. まえがき

近年、半導体デバイスの高速化、多様化が進行し、インバータにおける大容量ACドライブシステムの研究が行われている。3レベルインバータは高耐圧大容量化が可能で出力高調波が少ないことから大容量システムへの適応が進んでいる。また、3レベルインバータは3値の出力電圧を発生することから、低損失、低高調波で、波形歪みの少ない出力が得られる。

筆者等はこれまで3レベルインバータの制御回路を試作し、3レベルインバータを用いて永久磁石形ACサーボモータを駆動したときの定常解析を行い、実験結果との検証を行ってきた<sup>1)</sup>。本稿では、定常特性について計算波形と実験波形を示し、解析の妥当性を確認し、解析においては2レベルインバータ駆動時の出力波形との比較を行い、高調波の低減を検証する。更に、過渡特性について計算機シミュレーションにより、速度指令をステップ及びランプ状に、負荷トルクをステップ状に変化したときの応答を示した<sup>2)</sup>。

### 2. 3レベルインバータ

#### 2.1 3レベルインバータの動作原理

図1にスイッチング素子としてIGBTを用いた3レベルインバータ主回路構成を示す。直流リンク部電圧は $E_d$ であり、同図N点はインバータの中性点を示す。3レベルインバータ主回路は各相毎に4個の逆並列ダイオード付き主素子を有し、インバータ全体で12個の主素子 $T_{U1} \sim T_{W4}$ により構成される。また、各相には出力電圧を中性点にクランプ(固定)するクランプダイオードが接続されている。各相のスイッチングパターンとして、直列に隣接された2個のIGBTが同時に導通状態を作り、正電圧、0、負電圧の3値の出力電圧を与える。例えば、

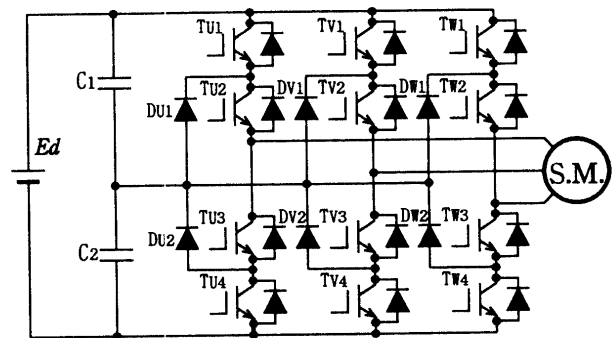


図1 3レベルインバータ主回路

平成9年5月31日受理

\*電気電子工学科

\*\*博士前期課程電気電子工学専攻

\*\*\*川内職業能力開発短大

表1 各相のスイッチング状態

出力相電圧	+Ed/2	0	-Ed/2
T <sub>U1</sub> , T <sub>V1</sub> , T <sub>W1</sub>	ON	OFF	OFF
T <sub>U2</sub> , T <sub>V2</sub> , T <sub>W2</sub>	ON	OFF	OFF
T <sub>U3</sub> , T <sub>V3</sub> , T <sub>W3</sub>	OFF	ON	ON
T <sub>U4</sub> , T <sub>V4</sub> , T <sub>W4</sub>	OFF	ON	ON

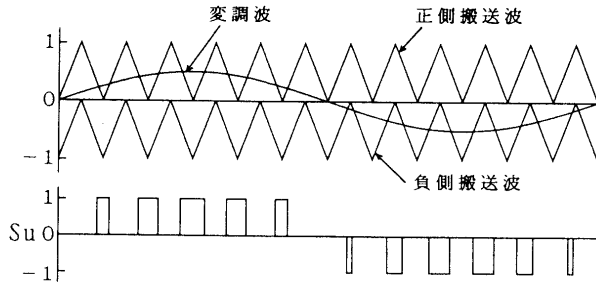


図2 3レベルインバータのPWM発生 (ダブルキャリアユニポーラPWM)

表1に示したようにU相においてT<sub>U1</sub>とT<sub>U2</sub>が導通するとU相の出力電圧として+Ed/2が出力される。T<sub>U2</sub>とT<sub>U3</sub>が導通すると0が出力され、このときの出力電圧は中性点にクランプされる。次に、T<sub>U3</sub>とT<sub>U4</sub>が導通すると-Ed/2が出力される。このため、出力電圧には3値の相電圧が得られ、線間電圧には+Edと-Edを加えた5値の電圧が得られるのが特長である。このことから、3レベルインバータはトランスレスでの構成が可能であり、一般的な2レベルインバータに比較して、低損失で、高調波含有率の減少した出力が得られる。

### 2.2 3レベルインバータのPWM制御法

インバータのPWM波の発生方法には三角波比較方式、空間ベクトル制御方式、ヒステリシスバンド方式など様々な方式が存在するが、本稿では制御が比較的容易かつ、最も汎用されている三角波比較方式を用いている。三角波比較方式においても、幾つかのPWM制御方式が提案されているが、図2に示したようなダブルキャリアユニポーラPWM制御法を用いている。零点を基準として正側、負側の2つの三角波が搬送波として用いられ、三相の変調波はこの搬送波と比較され、PWM波形が得られる。ここで、スイッチング状態Suの1, 0, -1はそれぞれ表1において相電圧に+Ed/2, 0, -Ed/2を与える状態である。

### 3. 解析モデル

図3に解析モデルを示す。ここで行う定常解析は最初にi<sub>u</sub><sup>\*</sup>を与えi<sub>d</sub><sup>\*</sup>, i<sub>q</sub><sup>\*</sup>に変換し、回転座標系でi<sub>d</sub>, i<sub>q</sub>とのPI演算を行い、v<sub>sd</sub>, v<sub>sq</sub>を得る。これを3相に変換し、正側、負側の2つの三角波v<sub>c1</sub>, v<sub>c2</sub>との比較を行って3相の印加電圧を決定する。更にv<sub>d</sub>, v<sub>q</sub>に変換して永久磁石形ACサーボモータのモデルに印加しi<sub>d</sub>, i<sub>q</sub>を求める。これを再び3相に変換し、実際の相電流i<sub>u</sub>を得る。(1)式は解析に用いた定常状態での永久磁石形ACサーボモータのd-q軸での基本式を表す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \phi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、pは微分演算子である。

実際の計算においては(1)式と三相PI制御の式を

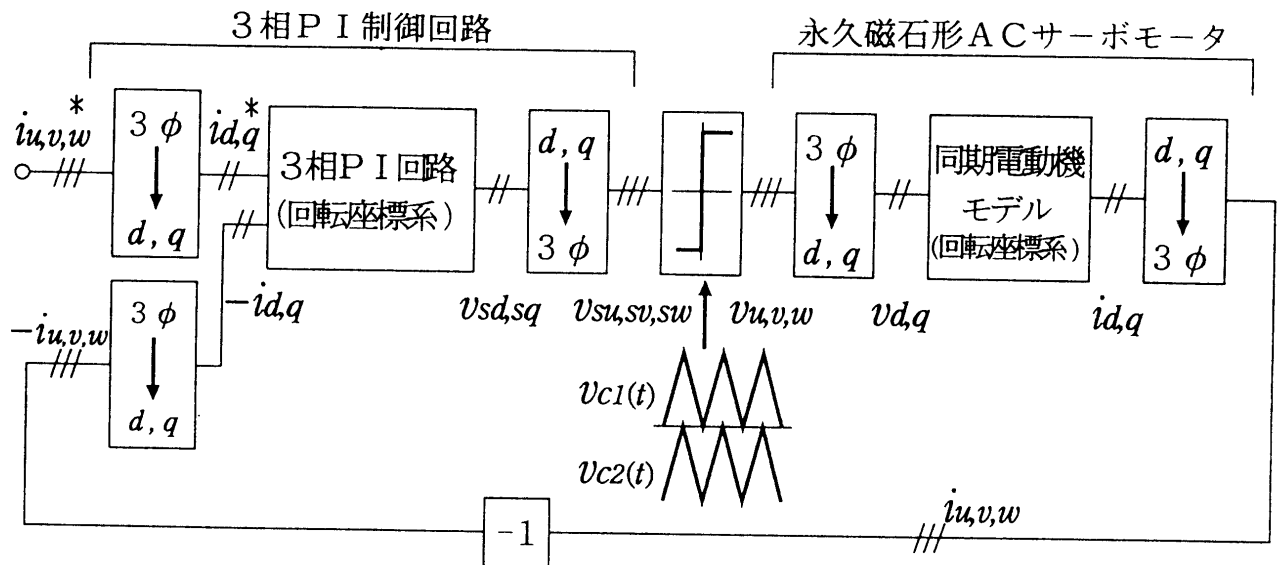


図3 電流ループを考慮した解析モデル

$d-q$  軸上で表した式及び2つの三角波の式を用いて行っている。

### 4. 実験回路

図4に実験回路を示す。IGBTを用いて、3レベルインバータで771W、6極の永久磁石形ACサーボモータを駆動する。制御回路では $\omega_r^*$ と実速度 $\omega_r$ の偏差をPI増幅してトルク成分電流 $i_q^*$ を作る。これをインクリメンタルエンコーダ及びEPROMによって作り出された2相正弦波により2相の信号に変換する。更に2相3相変換器により3相の電流指令 $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ とする。各電流指令と実電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ との偏差をPI増幅して $v_{su}$ 、 $v_{sv}$ 、 $v_{sw}$ を得る。 $v_{su}$ 、 $v_{sv}$ 、 $v_{sw}$ は三角波と比較され、IGBTのゲート信号を作る。PWM方式については同位相の2つの三角波搬送波を使用するダブルキャリアユニポーラ法を用いており、 $v_{su}$ 、 $v_{sv}$ 、 $v_{sw}$ は正側、負側2つの三角波と比較される。

### 5. 定常特性

各パラメータは表2で示した値を用いた。

表2 試供機及びシステムの定数

定格出力		771(W)
定格電圧		200(V)
相数	$m$	3
極数	$P$	6
電機子抵抗	$R$	0.613( $\Omega$ )
電機子d軸インダクタンス	$L_d$	2.75(mH)
電機子q軸インダクタンス	$L_q$	3.01(mH)
界磁磁束	$\phi_f$	0.10134(Wb)
機械系の慣性モーメント	$J$	$5.013 \times 10^{-4}(\text{kgm}^2)$
ダンパ定数	$D$	$2.87 \times 10^{-4}(\text{Nm}\cdot\text{s}/\text{rad})$
比例ゲイン(速度制御器)	$KP\omega$	0.7013
積分時定数(速度制御器)	$\tau\omega$	250(ms)
比例ゲイン(電流制御器)	$KPi$	1
積分時定数(電流制御器)	$\tau i$	0.1(ms)
トルク定数	$kT$	0.2927(Nm/A)

図5は三角波周波数 $f_c=3,780\text{Hz}$ 、インバータ直流入力電圧180V、電流指令 $i_u^*$ ピーク1Aとし、回転数1,200rpmの場合の電流PI制御の入出力である電流指令 $i_u^*$ 、相電流 $i_u$ 、電圧指令 $v_{su}$ を示し、(a)は3レベルインバータによる実験波形、(b)は3レベルインバータ、(c)は2レベルインバータによる計算波形を示す。計算波形において2レベルと3レベルで駆動した場合の相電流波形 $i_u$

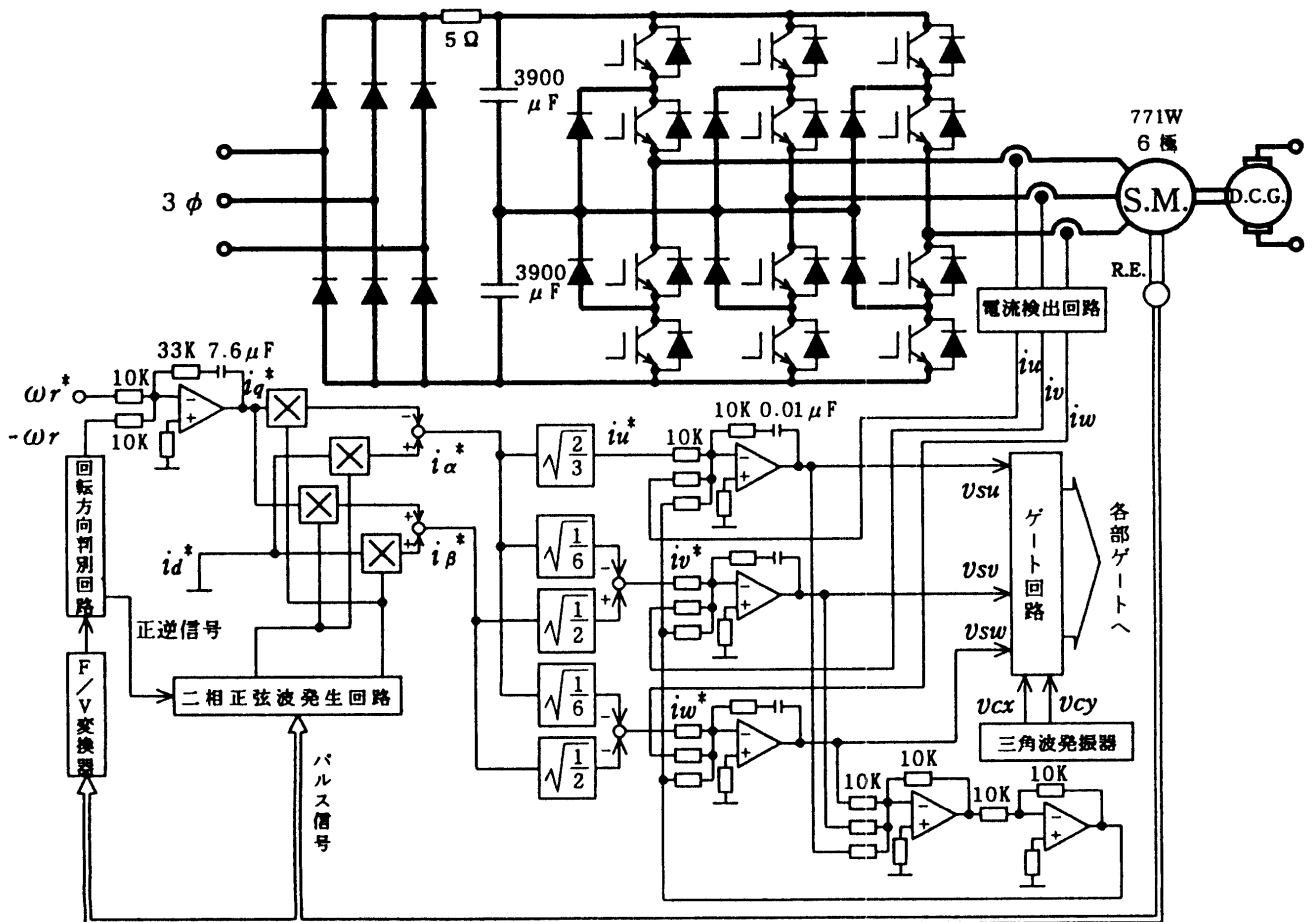


図4 システム構成

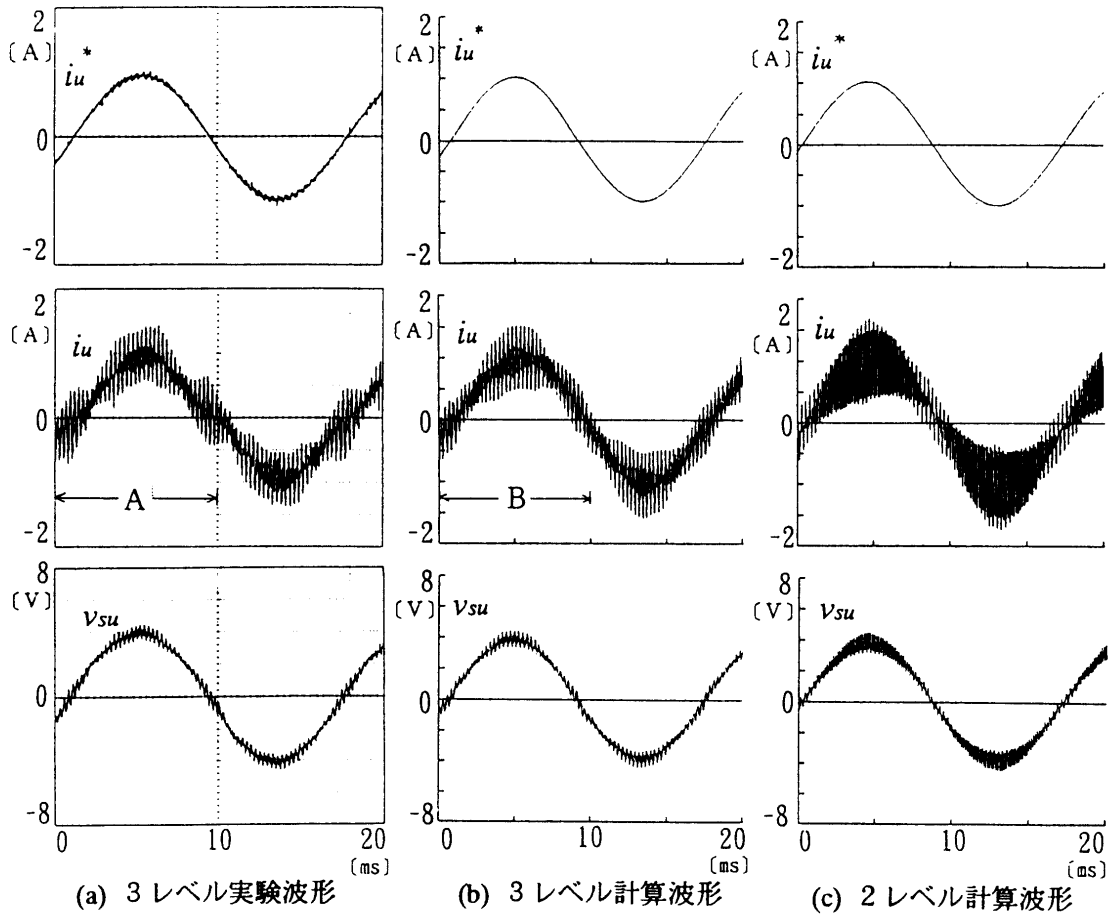


図5 電流指令, 相電流, 電圧指令

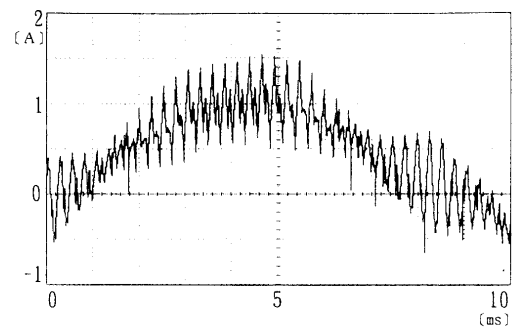
を比較すると, 3レベルの出力高調波が低減されている。図6(a)は図5(a)実験波形  $i_u$  のA部分, 図6(b)は図5(b)計算波形  $i_u$  のB部分の拡大波形を示す。3レベルの計算波形と実験波形は高調波の形状及び振幅がよく一致しており解析の妥当性が確認された。図7は相電流  $i_u$  の計算波形を基に高調波スペクトルを示したもので, 3レベルインバータでは高次の調波が減少していることが分かる。また, 2レベル, 3レベルともに三角波周波数  $f_c = 3,780\text{Hz}$  であるために  $f_c, 2f_c$  付近で振幅の大きな高調波がみられる。相電流波形  $i_u$  についての THD を求めると 2レベルでは  $\text{THD} = 35.91\%$ , 3レベルでは  $\text{THD} = 30.17\%$  となり, 3レベルインバータでは出力高調波による歪みが小さいことが示された。

## 6. 過渡特性

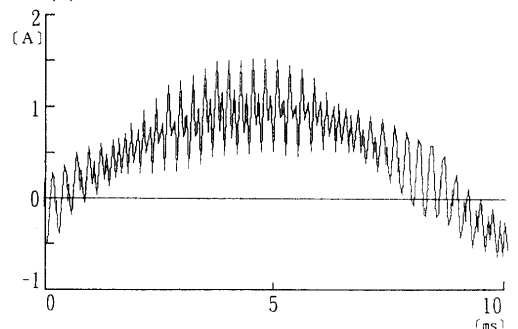
永久磁石形ACサーボモータの瞬時トルク  $T$  は

$$T = \frac{P}{2} \{ (L_d \dot{i}_d + \phi_f) i_q - L_q \dot{i}_q i_d \} \quad (2)$$

また, 永久磁石形ACサーボモータの機械系の式より,



(a) 実験波形 (図5のA部分拡大)



(b) 計算波形 (図5のB部分拡大)

図6 相電流波形

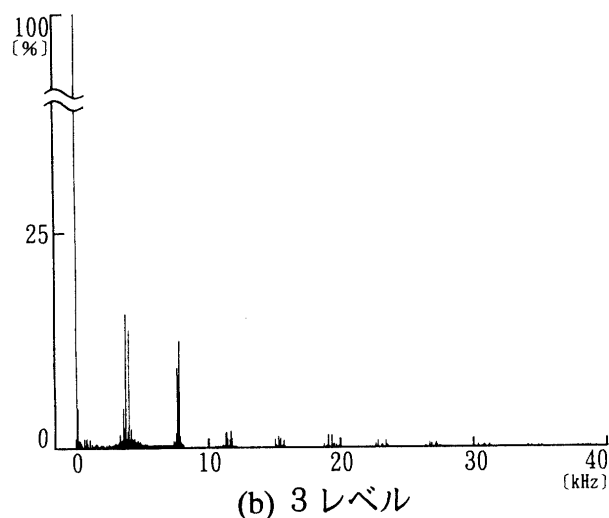
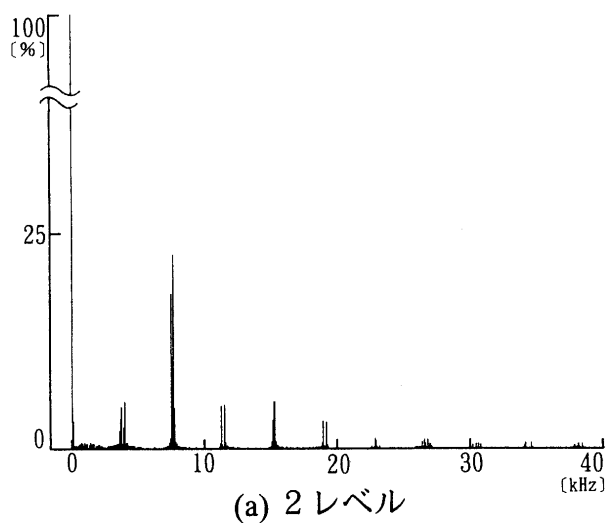


図7 電流波形の高調波スペクトル

$$T = J \frac{d\omega_r}{dt} + D\omega_r + \tau_B \quad (3)$$

ただし、 $J$ は機械系の慣性モーメント ( $\text{kgm}^2$ )、 $D$ はダンパ定数 ( $\text{Nm}\cdot\text{s}/\text{rad}$ )、 $\tau_B$ は負荷トルク ( $\text{Nm}$ )を表す。  
(2)、(3)式より、

$$p\omega_r = \frac{1}{J} \left[ -D\omega_r + \frac{P}{2} \{ (L_d i_d + \phi_f) i_q - L_q i_d i_q \} - \tau_B \right] \quad (4)$$

過渡応答の解析では定常解析で用いる(1)式と三相PI制御の式を  $d-q$  軸上で表した式及び2つの三角波の式に加え、(4)式を用いることにより、計算を行っている。瞬時トルク  $T$ は(2)式により与えられ、また、トルク指令  $T^*$ は次式で定義される。

$$T^* = k_T i_q^* \quad (5)$$

ここで、 $k_T$ はトルク定数である。

図8は速度指令  $\omega_r^*$ を  $125.7\text{rad/s}$  ( $1,200\text{rpm}$ ) から

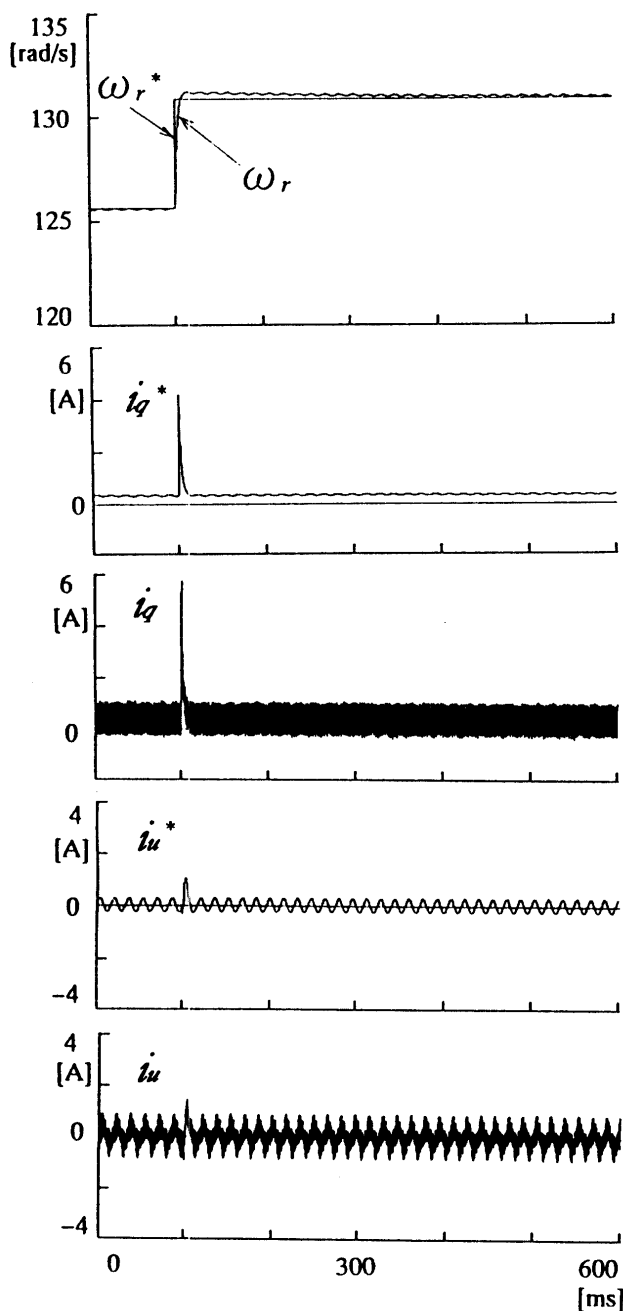


図8 速度のステップ応答

$131.0\text{rad/s}$  ( $1,250\text{rpm}$ )へ変化させたときのステップ応答を、図9は  $\omega_r^*$ を70ms間で  $125.7\text{rad/s}$ から  $240.0\text{rad/s}$  ( $2,291\text{rpm}$ )へ加速させたときのランプ応答を示す。各々、速度指令と実速度、 $q$ 軸電流指令、 $q$ 軸電流、 $u$ 相電流指令、 $u$ 相電流を示す。図8において機械系の慣性モーメント  $J$ の値が小さいために定常時に若干の脈動が見られるが  $\omega_r$ の応答はオーバーシュートも小さく、良く指令値に追従している。図9のランプ応答も十分に追従しているのが分かる。

図10は負荷トルク  $\tau_B$ を無負荷から  $1.0\text{Nm}$ へ変化させ

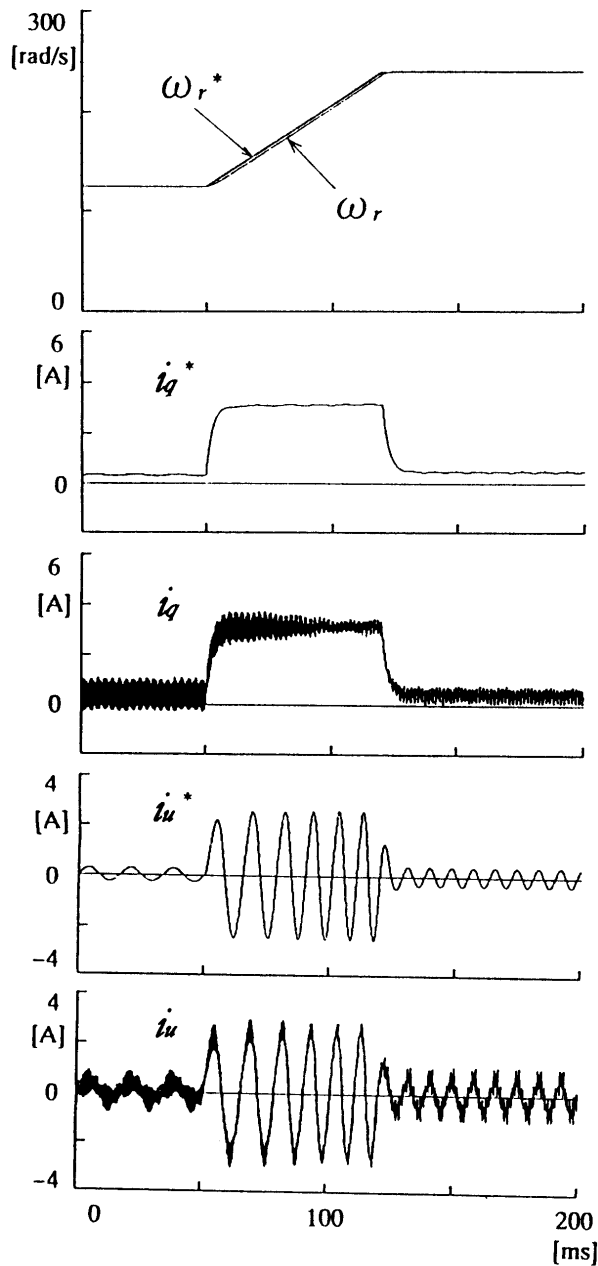


図9 速度のランプ応答

たときのステップ応答であり、各々、トルク指令と瞬時トルク、速度指令と実速度、 $q$ 軸電流指令、 $q$ 軸電流、 $u$ 相電流指令、 $u$ 相電流を示す。負荷トルクのステップ変化により、 $\omega_r$ が変動するためにトルク指令  $T^*$ には速度制御による応答の遅れが見られるが、瞬時トルク  $T$ はトルク指令に速やかに応答している。

## 7. まとめ

本稿では、3レベルインバータにより永久磁石形ACサーボモータを駆動した際の定常特性と過渡特性を示した。定常時の出力波形は計算機シミュレーションにより

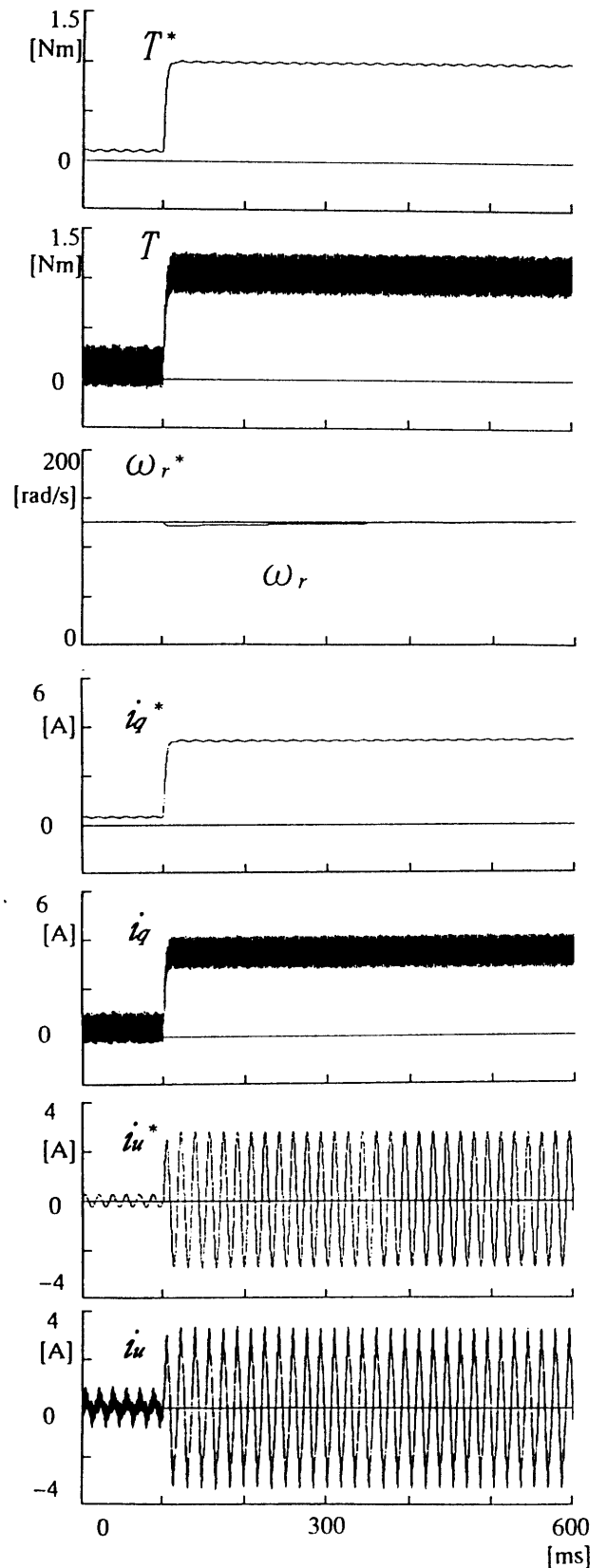


図10 トルクのステップ応答

2レベルインバータ駆動時の出力波形と比較され、出力高調波の低減を確認した。また、過渡応答の結果についても報告した。

## 文 献

- 1) 篠原，久保，楠原：平9電気学会全国大会 No.973
- 2) 山本，篠原，原園，入佐：平3電気学会全国大会 No.603