PWMインバータ駆動ACサーボモータのデッドタイムを考慮した解析法と出力電圧誤差補償

正員 山本吉朗 (鹿児島大)

正員 篠原勝次 (鹿児島大)

Analysis of AC Servo Motor Driven by PWM Inverter with Switching Dead-Time and Compensation for Output Voltage Deviation

Kichiro Yamamoto, Member, Katsuji Shinohara, Member (Kagoshima University)

The carrier frequency tends to be raised in the PWM inverter due to the appearance of high-speed switching devices. The PWM inverter which is operated by the high carrier frequency is easily influenced by the switching dead-time in comparison with the square-wave inverter. In case that the load is a motor, it is known that the switching dead-time causes serious problems such as current waveform distortion, increased torque ripples at low speed and light load operation.

In this paper, the permanent-magnet AC servo motor driven by the PWM inverter was analyzed in consideration of the output voltage deviation and the zero-current-clamping phenomenon during the switching dead-time. The effect of the output voltage deviation on the current waveform were clarified by the analytic results. The current behavior and the switching states around the zero-current clamps were clarified, too. Furthermore, the compensation for the output voltage deviation was proposed and the effect of the compensation was confirmed by the analytic and experimental results. The analytic waveforms coincided with experimental waveforms and the validity of the analysis was given by the coincidence.

キーワード：PWMインバータ，デッドタイム，出力電圧誤差，電流クランプ，永久磁石形ACサーボモータ

1. まえがき

電圧形インバータでは、上下スイッチング素子の同時導通による電流短絡事故を防止するため、一方の素子のターンオフと他方の素子のターンオンの間に、両素子ともオフ状態となる期間、デッドタイムを設ける。このデッドタイムは1回のスイッチングにつき1回必要である。近年スイッチング素子の高速化に伴い、小容量可変速ドライブにおいてはPWMインバータ駆動が主流となってきた。PWMインバータは方形波インバータに比べ電流制御性能が高い反面、スイッチング回数が多くデッドタイムの影響を受けやすい。特に低速時、軽負荷時における電流制御への影響は大きく、電流歪み、トルク脈動の一因ともなるため、その補償法について様々な検討がなされている^{(1)~(5)}。

デッドタイム時の現象として、出力電圧誤差と電流の零クランプ現象があげられる。出力電圧誤差は、理想的なPWM波形と出力PWM波形との誤差であり、この誤差のために出力電圧の平均値は歪み、結果として電流波形も歪む。出力電圧誤差はデッドタイムの影響として従来からよく知られているものである。これに対し、電流の零クランプ現象はデッドタイム中に電流が零付近でクランプされる現象である。この現象は非常に短い時間内に起こり、その電流

波形への影響も出力電圧誤差の影響と似ているため、実験で捕捉しにくく、取り扱った文献^{(4)・(5)}も少ない。

文献(1)~(3)は出力電圧誤差に対する補償法を提案するもので、電流の零クランプ現象については触れられていないが、文献(4)・(5)は出力電圧誤差の補償だけでなく、電流の零クランプ現象に対しても、検討を行っている。文献(4)では電流の零クランプ現象についてインダクタンスモデルを用いた検討を行っており、零ベクトルを分割するPWM法を用いた零クランプ現象の抑制法を示している。しかし、インダクタンスのみの検討にとどまっており、相互インダクタンス、巻線抵抗、モータの誘起電圧等の影響は考慮されていない。文献(5)では誘導機に対して電流の零クランプ時に起こる電圧歪みについて数式を用いて説明を与えており、この歪み電圧分を平均的に補償する方法を提案しているが、電流の零クランプ時の挙動についての詳細は検討されていない。

本論文では、デッドタイム時の現象として出力電圧誤差および電流の零クランプ現象を考え、これらを考慮に入れた永久磁石形ACサーボモータ駆動系の解析方法を示す^{(6)~(10)}。この解析により、出力電圧誤差、電流の零クランプ現象の影響を詳しく検討する。さらに、解析結果をもとに、ソフトウェアのわずかな変更のみで可能な出力電圧誤差補

図1 永久磁石形 AC サーボモータ駆動システム
Fig.1. Permanent-magnet AC servo motor drive system.

償法を提案し⁽⁸⁾，計算波形および実験波形によりその補償効果を確認する。また，計算結果，実験結果の比較から解析方法の妥当性を示す。

2. 回路構成

今回，検討の対象とした回路について説明する。図1に電流制御形PWMインバータを用いた永久磁石形ACサーボモータ駆動システムを示す。主回路にはIGBTモジュールを，永久磁石形ACサーボモータは771W，6極のものを用いている。制御回路は主にDSP(TMS320C25)により構成されている。3相電流 i_u, i_v, i_w は，回転座標系の電流 i_d, i_q に変換され，速度PI制御演算によって得られるトルク電流指令 i_q^* と励磁電流指令 i_d^* （本論文では0としている。）に対してPI制御される。このPI制御の出力であるdq軸電圧指令 v_{sd}, v_{sq} は3相電圧指令 v_{su}, v_{sv}, v_{sw} に変換される。 v_{su}, v_{sv}, v_{sw} からPWMパターンを求める際には空間電圧ベクトル法を用いた⁽¹¹⁾。出力される電圧のパターンおよびその時間のデータはPWMパルス発生用タイマ回路によりPWM信号となり，さらに短絡防止回路で4μsのデッドタイムを設けた後，IGBTのゲートを駆動する。サンプリング周期 T_{samp} は132μs，直流リンク電圧 E_{dc} は100Vとした。

3. デッドタイム時に起こる現象

<3.1> 出力電圧誤差 図2に相電流 i_u の極性に対する出力電圧 v_u を示す。ここで i_u の向きはモータへ流れ込む向きを正とする。図からわかるように，上側IGBT, S_1 （図1参照）のゲート信号の立ち上がりは，理想電圧の立

図2 相電流 i_u の極性に対する出力電圧 v_u
Fig.2. Actual voltage v_u for the polarity of the phase current i_u .

ち上がりに対してデッドタイム T_d だけ遅れる。下側IGBT, S_2 のゲート信号の立ち上がりは理想電圧の立ち下がりに対してデッドタイム T_d だけ遅れる。上側IGBT, S_1 がオン状態の時は，実際の電圧は直流リンク電圧 E_{dc} となり，下側IGBT, S_2 がオン状態の時は，0となる。どちらのIGBTともオフしている期間の出力電圧は，相電流 i_u の極性に依存する。 i_u が正の時， i_u は下側ダイオード D_2 を流れており出力電圧は0となる。また電流 i_u が負の時， i_u は上側ダイオード D_1 を流れており出力電圧は E_{dc} となる。

イオード D_1 を流れており出力電圧は直流リンク電圧 E_{dc} となる。

理想電圧と実際の電圧との比較より、実際の電圧は切り替わりに遅れがあり、理想電圧に対して誤差を生じていることがわかる。遅れ時間には短いものと長いものの2種類があるが、これらを T_s , T_L と表すことにする。遅れ時間 T_s はIGBTのターンオフ時間 T_{off} のみであり、遅れ時間 T_L はデッドタイム T_d とIGBTのターンオン時間 T_{on} の合計である。これらの遅れ時間が出力電圧誤差の原因である。表1に u 相の電流極性、スイッチング方向と遅れ時間の関係を示す。

表1 電流極性、スイッチング方向と遅れ時間
Table1. Lag time for the polarity of the current and the switching sequence.

電流極性	スイッチング方向	S1オン→S2オン v_u ()	S2オン→S1オン v_u ()
$i_u > 0$		T_s (T_{off})	T_L ($T_d + T_{on}$)
$i_u < 0$		T_L ($T_d + T_{on}$)	T_s (T_{off})

S:Short, L:Long $T_{off}=0.9\mu s$, $T_{on}=0.6\mu s$, $T_d=4.0\mu s$
電流の符号は、モータへの流れ込みを正とする。

<3.2> 電流の零クランプ現象 デッドタイム中にダイオードを流れる電流が零になると、そのデッドタイムの終わりまで電流は零にクランプされる。図3に電流の零クランプ現象のメカニズムを示す。図では i_u が初めわずかに正の状態、下側IGBT, S_2 から上側IGBT, S_1 へと切り替わる場合について示している。図3(a)には出力電圧 v_u の理想的な波形と実際の波形、さらに相電流 i_u の波形が示されている。 α 区間では上側IGBT, S_1 がオフ、下側IGBT, S_2 がオンで i_u が正である。このときの電流経路を図3(b)に示す。この区間では i_u は下側ダイオード D_2 を流れており、徐々に減少している。 α 区間中の理想電圧の立ち上がりから遅れ時間 T_L に入る。 β 区間では下側IGBT, S_2 はオフするが i_u は減少しながら下側ダイオード D_2 を流れ続ける。この時の電流経路を図3(c)に示す。 β 区間中に電流が零になり下側ダイオード D_2 がオフすると、IGBT, S_1 , S_2 ともオフの状態であるので、電流経路がなくなり i_u は流れられなくなる。電流クランプはデッドタイムが終わって上側のIGBT, S_1 がオンするまで続く。この間 v_u はフローティングの状態となりモータの誘起電圧が現れる。 γ 区間の初めで上側IGBT, S_1 がオンし、遅れ時間が終わる。 γ 区間では上側IGBT, S_1 がオン、下側IGBT, S_2 がオフである。電流は上側IGBT, S_1 を通って再びモータへ流れ込む。この時の電流経路を図3(d)に示す。このようにデッドタイム期間中にスイッチング相の電流が零になると、逆側アームのIGBTがオンするまでの間、その相電流は零にクランプされる。

4. デッドタイムの影響を考慮した解析方法

出力電圧誤差および電流の零クランプ現象を考慮した解析方法について説明する。

図3 電流の零クランプ現象

Fig.3. Zero-current-clamping phenomenon.

<4.1> 制御系および永久磁石形ACサーボモータの式
速度および電流の制御はPI演算によって行われる。速度PI演算においてトルク電流指令 i_q^* は次のようになる。

$$i_q^*(n) = K_{p\omega} \{ \omega_r^*(n) - \omega_r(n) \} + \frac{K_{p\omega}}{\tau_\omega} \sum_{m=0}^n \{ \omega_r^*(m) - \omega_r(m) \} T_{\text{samp}} \quad (1)$$

ここで $K_{p\omega}$ は速度PI演算における比例ゲイン、 τ_ω は積分時定数であり、 n は n 回目のサンプリング区間における値を示している (n, m は整数)。また励磁電流指令 i_d^* は零とした。

電流PI演算の式は次のようになる。

$$v_{sd}(n+1) = K_{pi} \{ i_d^* - i_d(n) \} + \frac{K_{pi}}{\tau_i} \sum_{m=0}^n \{ i_d^* - i_d(m) \} T_{\text{samp}} \quad (2)$$

$$v_{sq}(n+1) = K_{pi} \{ i_q^*(n) - i_q(n) \} + \frac{K_{pi}}{\tau_i} \sum_{m=0}^n \{ i_q^*(m) - i_q(m) \} T_{\text{samp}} \quad (3)$$

ここで K_{pi} は電流PI演算における比例ゲイン、 τ_i は積分時定数である。

ACサーボモータに対しては以下の式を用いる⁽¹²⁾。

$$p i_d = (v_d - R i_d + \omega_e L_q i_q) / L_d \quad (4)$$

$$p i_q = (v_q - R i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \phi_f) / L_q \quad (5)$$

$$p \omega_r = \left[-D \omega_r + \frac{P}{2} \{ (L_d i_d + \phi_f) i_q - L_q i_d i_q \} - T_{\text{load}} \right] / J \quad (6)$$

ここで、 p は微分演算子 d/dt である。その他の記号については表2に示す。

<4.2> 計算方法 図4に1サンプリング周期における電圧ベクトルのモードとその出力時間を示す。微分方程式(4)~(6)はそれぞれの計算区間①~⑥に対し、ルンゲクッタ法により計算される。新しい電圧モードはそれぞれ時刻 t_0, t_2, t_4, t_6 でセットされるが、このとき三相の電圧は dq 変換され v_d, v_q の形で(4)~(6)式に代入される。遅れ時間

$T(i)$ は時刻 t_1, t_3, t_5 でスイッチングの方向とその相電流の極性により決定される(表1参照)。遅れ時間 $T(i)$ は、 T_s か T_L となる。これにより実際の出力時間は $T'(1) \sim T'(4)$ のようになる。④～⑥区間の計算終了後、サンプリング時刻 t_0 (前サンプリング周期の t_7)における速度、電流値を(1), (2), (3)式に代入し、次のサンプリング期間のための v_{sd}, v_{sq} を求める。 v_{sd}, v_{sq} を $dq-3$ 相変換した後、 v_{su}, v_{sv}, v_{sw} に対して空間電圧ベクトル法を適用し、次のサンプリング周期における電圧ベクトルのモードMODE1～MODE4とその出力時間 $T(1) \sim T(4)$ を決定する(MODE1は出力電圧ベクトル V_1 の意味ではなく、1番目に出力される電圧ベクトルを示している)。最後に時刻 t_7 における速度、電流の値を次の周期における制御演算のためにサンプリングし、再び次のサンプリング周期の計算に移る。

電流の零クランプ現象に関しては、デッドタイム中にスイッチング相の電流が零になった場合に、そのデッドタイムの終わりまで強制的にその相の電流を零とすることで考慮した。

5. 解析結果

<5.1> 出力電圧誤差の出現パターン 図1のシステムに対し、100rpm, 30%負荷($i_u^* \text{peak} = 2A$)の場合について解析を行った。計算に用いたモータ、インバータの定数を表2に示す⁽¹³⁾。図5(a)に相電流 i_u の計算波形、図5(b)にこれに対応する実験波形を示す。実験波形、計算波形ともデッドタイムの影響により電流の零付近で歪みが生じている。60°, 120°, 240°, 300°付近の歪みは、 i_v, i_w の零付近の歪みの干渉によるものである。(c), (d)はそれぞれ(a)のA部分, (b)のB部分の拡大波形である。両者は零付近での歪みの様子がよく一致している。

図6に100rpm, 30%負荷の計算を行った場合に現れる出力電圧誤差のパターン(1サンプリング区間)を示す。図は u 相, v 相, w 相の順に立ち上がりになるような場合のみを示している。簡単のために遅れ時間 T_L による電圧

図4 電圧ベクトルのモードと出力時間
Fig.4. Modes and on-times of voltage vectors.

誤差部分を L とし、 T_s による電圧誤差部分を S と表すことにする。これらのパターンの相電流1周期あたりの出現割合を表3に示す。比較のために、表には同じ30%負荷で1000rpmの場合についても示してある。表からわかるように、1000rpmでは(a)や(b)のパターンがほとんどだが、100rpmになるとこれらは減少し、代わって(c)や(d)のパターンが増加している。また100rpmでは1000rpmのときには現

表2 モータおよびインバータの定数
Table2. Constants of machine and inverter.

定格出力		771W
極数	P	6
電機子抵抗	R	0.613Ω
電機子d軸インダクタンス	L_d	2.75mH
電機子q軸インダクタンス	L_q	3.01mH
界磁磁束	ϕ_f	0.101Wb
IGBTターンオン時間	T_{on}	Typ 0.6μs (Max 1.0μs)
IGBTターンオフ時間	T_{off}	Typ 0.9μs (Max 1.5μs)
短絡防止時間	T_d	4.0μs
電流PI制御比例ゲイン	K_{pi}	1.0
電流PI制御積分定数	τ_i	2.0ms
サンプリング周期	T_{smp}	132μs
直流リンク電圧	E_{dc}	100V

図5 相電流波形(100rpm, 30%負荷)
Fig.5. Current waveforms. (100rpm, 30%load)

図6 出力電圧誤差の出現パターン
Fig.6. Patterns of the output voltage deviations.

れなかった(e)のパターンも現れている。このように高速、重負荷の高変調率時には重なりのないパターンがほとんどであるが、低速、軽負荷の低変調率時には次第に電圧誤差部分が重なりを持つパターンが現れてくる。さらに低変調率になると前の T_L 期間中に後ろの T_S 期間が完全に含まれるパターン（この場合には図7に示すようにスイッチング順序が入れ替わり、出力される電圧ベクトルが本来のものと異なったものとなる）や、電圧誤差が3つとも重なるパターンも現れる。このように出現するパターンは変調率によって変化する。

出力電圧誤差の出現パターンについて、さらに詳しく考察する。本論文では実験、解析とも空間ベクトル方式により出力電圧ベクトルのモードと出力時間を決定しているが、その電圧ベクトルは必ず1回のスイッチングで次のベクトルに移行できるような出力順序にしている（例 111→101→001→000, 000→001→101→111 ただし、上側IGBTオンを1、下側IGBTオンを0として u 相、 v 相、 w 相の順に示してある）。このように出力順序を定めれば、スイッチングの順序は三角波比較方式の場合と同じになる。そこで、図8のような三角波比較方式のPWMの例を基に出力電圧誤差の出現パターンを考える。図8では駆動状態を想定して、電圧指令 v_s と相電流指令 i^* の位相差 ϕ を 20° 程度として描いてある。図9は図8のA部分（一点鎖線の内部）の拡大図である。図9からわかるように、三角波の増加時にはIGBTは上側全オンの状態からスタートする。最初にスイッチングする相の電流は必ず負側にあるのでこのときの出力電圧誤差はLとなり（㉔点）、3番目にスイッチングする相の電流は必ず正側にあるのでこのときの出力電圧誤差はSとなる（㉕点）。三角波の減少時には、IGBTは下側全オンの状態からスタートする。最初にスイッチングする相の電流は必ず正側にあるのでLとなり（㉖点）、3番目の相の電流は必ず負側にあるのでSとなる（㉗点）。2番目にスイッチングする相の出力電圧誤差は、スイッチング時のその相の電流の正負によって決まる。したがって、 $\phi \approx 20^\circ$ ではL L SのパターンかL S Sのパターンしか現れない。

図8、図9においてキャリア周波数とインバータ周波数の比が十分大きい場合には、 ϕ に対する出力電圧誤差のパターンは表4のようなになる（図8では考え方を示すために比を12としたが、実際には十分大きい）。出力電圧誤差のパターンは ϕ の 60° ごとの各範囲に対して決まる。図10にモータの駆動状態、制動状態に対するベクトル図を示す。さらにこれらのベクトル図を基に、 ϕ をパラメータとしたモータの電流-速度特性を求め、使用したモータの運転状態と表4の各パターンの関係を図11に示す。図10、11では駆動側、制動側の ϕ を区別して ϕ_M 、 ϕ_B と表す。図11では、速度0～4000rpm、相電流実効値0～16Aの範囲（定格3000rpm、5.3A）について表してあるが、駆動状態では、かなりの高速、重負荷時に $\phi_M > 30^\circ$ であるのを除き、ほとんどの範囲

表3 出力電圧誤差パターンの相電流1周期あたりの出現割合

Table3. Appearance percentage of the pattern of the output voltage deviations.

	(a) LLS 重なりなし	(b) LSS 重なりなし	(c) LLS LとL重なり	(d) LSS SとS重なり	(e) LSS LとS重なり
100rpm	3.2%	43.0%	44.0%	9.8%	0.13%
1000rpm	27.8%	64.6%	6.3%	1.3%	0.0%

図7 低変調率時に出力電圧ベクトルが変わる例

Fig.7. Example of the change of the output voltage vector in the low range of the modulation factor.

図8 三角波比較方式によるPWM

Fig.8. PWM waveform generation by the subharmonic method.

図9 図8のA部分の拡大図

Fig.9. Enlarged waveforms corresponding to A of Fig.8.

で $0^\circ < \varphi_M < 30^\circ$ となり, LLS, LSS だけが現れる。これに対し制動状態では, φ_M はモータの運転状態により $0^\circ < \varphi_M < 30^\circ$, $30^\circ < \varphi_M < 90^\circ$, $90^\circ < \varphi_M < 150^\circ$, $150^\circ < \varphi_M < 180^\circ$ といった幅広い値をとり, LLS, LSS に加えて LSL, SSL, SSL, SSL といったパターンが現れる。表4における残りの範囲, $210^\circ < \varphi < 330^\circ$ については, 界磁弱め運転等で i_d 制御を行う場合にとる可能性がある。

図12を用いて, 1 サンプル中における出力電圧誤差の影響を考える。図は駆動状態におけるパターンについて示してあるが, 図12(a)からわかるように, S と S に挟まれた出力時間は影響を受けず, L と S に挟まれた出力時間のみが減少する。同様に LLS のパターンにおいても, L と L に挟まれた出力時間は影響を受けず, L と S に挟まれた出力時間のみが減少する。このため図12(b)に示すように, 出力電圧の振幅だけでなく位相も出力電圧誤差の影響を受けることになる。LLS, LSS 以外のパターンについても, L と L あるいは S と S に挟まれた出力時間は影響を受けず, L と S に挟まれた出力時間のみが減少する。また, S と L に挟まれた出力時間は逆に増加する。これらの組み合わせによって, LLS, LSS の場合と同様, 出力電圧の振幅および位相が影響を受ける。

表4 位相差 φ に対する出力電圧誤差の出現パターン
Table4. Patterns of the output voltage deviation for phase angle φ .

φ の範囲	出力電圧誤差の出現パターン
$330^\circ \sim 30^\circ$	LLS, LSS
$30^\circ \sim 90^\circ$	LLS, LSS, LSL, SLS
$90^\circ \sim 150^\circ$	LSL, SLS, SSL, SLL
$150^\circ \sim 210^\circ$	SSL, SLL
$210^\circ \sim 270^\circ$	LSL, SLS, SSL, SLL
$270^\circ \sim 330^\circ$	LLS, LSS, LSL, SLS

図10 各運転状態におけるベクトル図
Fig.10. Vector diagrams of a permanent-magnet AC servo motor.

<5・2> 出力電圧誤差の平均値による検討 出力電圧誤差の影響が顕著になる低速, 軽負荷の定常時 ($\varphi_M \approx 0$, LLS, LSS のパターンのみ) に対して, 平均値を用いて検討を行う。図13は, 出力電圧誤差を平均化し, 振幅 Δv の方形波として示してある。これらの電圧に対して dq 変換を行えば Δv_d , Δv_q が得られる。図からわかるように, Δv_d は 60° ごとに不連続となっており, これが相電流零付近における歪みの原因になっている。このことは i_d, i_q の $dq \rightarrow 3$ 相変換 $i_u = \sqrt{2/3} \{ i_d \cos(\omega t + \pi) - i_q \sin(\omega t + \pi) \}$ (ただし, $t=0$ で $i_u=0$ となるように dq 軸の初期位相を π とした) において, $t=0$ 付近で i_d が支配的になることから明らかである。ここで, $\Delta v = (T_L - T_S) E_{dc} \cdot f_c$ で $E_{dc} = 100V$, $f_c = 1/(2 \cdot T_{\text{samp}}) = 3780\text{Hz}$, $T_L = 4.6 \mu s$, $T_S = 0.9 \mu s$ に対して $\Delta v = 1.36V$ となる。これは dq 領域では

図11 速度, 電流に対する出力電圧誤差の出現パターン
Fig.11. Patterns of the output voltage deviation for motor speed and phase current.

理想的な 電圧モード	V_7	V_2	V_3	V_0
実際の 電圧モード	V_7	V_2	V_3	V_0

(a) LSS の場合の電圧ベクトル出力時間の変化

(b) 1 サンプル周期あたりの出力電圧の変化

図12 1 サンプル中における出力電圧誤差の影響
Fig.12. Effect of the output voltage deviation during a sampling period.

2.22Vになる。図14(a)に100rpm, 30%負荷時におけるデッドタイムを考慮しない理想的なベクトル図を示すが、周波数が5Hzと低いため、 $\omega_e L_q i_q$ の値は0.23Vとかなり小さく、電圧と電流はほぼ同位相になっている。同図(a)に示されたdq領域における v が4.7Vであるのに対し、誤差電圧が2.22Vとなるのでこの誤差電圧が出力電圧に多大な影響を及ぼす。さらに同図(b), (c) (それぞれ図13の360°の前、後に相当)に示されているように、dq領域では誤差電圧 Δv は不連続となる。図では電流が零となる付近で、 Δv の位相が v_2 方向から v_3 方向へと60°変化している。図からわかるように Δv は電流が負の時は位相を進める向きに、正の時は位相を遅らす向きに働いている。つまり電流を零付近にとどめておくように働いている。理想的な出力電圧 v と実際の出力電圧 v_{out} を比較すれば、 Δv は出力電圧の振幅を減少させるだけでなく、位相的にかなり大きな影響を与えている。図15に i_d, i_q の計算波形を示す。 Δv が不連続となる60°ごとに i_d が大きく脈動しているのがわかる。図16に同一条件で計算されたトルク波形を示す。トルクは電流歪みの影響を受けて60°おきに脈動している。特に低速時であるのでこの脈動はそのままモータ速度の脈動につながり、速度制御に悪影響を及ぼすことが予想される。

<5・3> 電流の零クランプ現象 電流クランプに関して詳しく見ていくために、図5(c)のC部分の拡大波形を図17(a)に示す。同図(b), (c), (d)に図17(a)の①, ②, ③付近の出力電圧誤差の様子をそれぞれ示す。 i_u の零クランプに関係する u 相のスイッチングは v_2, v_3 間の切り替わりで起こる。この切り替わりは図17(a)では電流の上下に延びるリップルの先端にあたる。このうち上側へ向かうリップルは $v_2(110) \rightarrow v_3(010)$ の切り替わりであるので、 u 相は上側オンから下側オンへのスイッチングとなる。図17(a)の①の点でのスイッチング時には、図17(b)の黒点部分の電流符号は正であるので出力電圧誤差はSとなる。次に下側へ向かうリップルは $v_3(010) \rightarrow v_2(110)$ の切り替わりであ

るので、 u 相は下側オンから上側オンへのスイッチングとなる。このスイッチングにおいて、ゲート信号が入った時点で既に電流が負まで下がっている場合は、その出力電圧誤差はSとなりクランプには関係しない(②の点, 図17(c))。ところが下側IGBTのゲート信号がLowレベルになった時点でまだ電流が正の時、その出力電圧誤差はLとなる。この時 v_3 のモードでは電流 i_u は負へ向かうのでデッドタイム中に零となり、クランプが起こる(③の点, 図17(d))。

図14 永久磁石形ACサーボモータおよび出力電圧誤差のベクトル図(100rpm, 30%負荷)
Fig.14. Vector diagrams of a permanent-magnet AC servo motor and output voltage deviation. (100rpm, 30%load)

図13 出力電圧誤差の平均値に対するdq変換
Fig.13. dq transformation for the average of the output voltage deviations.

図15 i_d, i_q の計算波形(100rpm, 30%負荷)
Fig.15. Calculated waveforms of i_d and i_q . (100rpm, 30%load)

図16 トルクの計算波形(100rpm, 30%負荷)
Fig.16. Calculated waveform of torque. (100rpm, 30%load)

つまり、電流のクランプは零に向かってのびるリップルの先端で起こることがわかる。また、図17の①、②点付近では、 i_u , i_v の u 相成分がほぼ相殺しており i_u の区間と i_v の区間で電流値に大きな差は見られないが、③点付近では i_v がクランプ現象で削られた分だけ i_u が支配的になるため、 i_u の区間で電流のはね上がりが生じ、相電流は位相的に押し戻される。参考のために図17(d)に零クランプが起こらなかったと仮定した場合の i_u の波形を破線で示す⁽¹⁰⁾。1回のクランプ時間はデッドタイムよりも長くなることはないで非常に短い時間であるが、電流が完全に零付近を抜けて負になるまでに図17(a)の③、④、⑤、⑥、⑦…のようにクランプが複数回起こり、 $\langle 5 \cdot 2 \rangle$ の出力電圧誤差の場合と同様、電流波形歪みを引き起こす。

6. 出力電圧誤差補償

<6・1> 出力電圧誤差補償法 <5・1>で述べたように出力電圧誤差の出現パターンはモータの運転状態で変化するが、全てのパターンは3つの相電流の極性と次のサンプリング周期に出力予定の電圧ベクトルから、表5のようになる。このことから、DSPから出力される $T(1) \sim T(4)$ を表6に従って $T_c(1) \sim T_c(4)$ に変更しておけば、出力電圧誤差の補償が可能である。

(a) 図5(c)のC部分の拡大波形

(b)①付近のスイッチング (c)②付近のスイッチング (d)③付近のスイッチング

図17 i_u 零付近のスイッチングの様子

Fig.17. Switching behavior around $i_u=0$.

この補償法は、図18に示すように低変調率時に出力電圧誤差が重なって、電圧ベクトルが本来出力予定のものと異なってしまう場合（図7参照）でも $T(i) = T_c(i)$ となり、問題なく適用できる。このとき、電圧ベクトルも元に戻る。

この補償法において重要なことは、2番目の出力電圧誤差の判定、つまり電流の絶対値が最小となる相の電流極性を正確に検出することである。補償はソフトウェアで行うので、電流のサンプリング時刻と実際のスイッチング時刻は異なり、両時刻の電流値には差が生じる。特に相電流の零付近においては両時刻の電流値が異符号になることもある。この場合には出力電圧誤差の判定ミスが起こり、補償は逆に出力電圧誤差を増長する。

<6・2> 補償結果 図19に出力電圧誤差補償なしの場合の、図20に補償ありの場合の相電流 i_u および相電圧指令 v_{su} の波形を示す。ACサーボモータは、加減速を頻繁に行うタイプのモータであるが、①急な加減速時や負荷変化時には高変調率になるので零電圧ベクトル以外の電圧ベクトルの出力時間が長くなり、デッドタイムの影響を受けにくいこと、②デッドタイムの影響は、低変調率となる低速、軽負荷の定常時に大きくなること、③提案の補償は、1サンプリング分の遅れはあるが、各スイッチングごとに瞬時に補償を行っており、表4～6よりどのような運転状態にも対応できること等を考慮して、これらの計算、実験は低速、軽負荷時である100rpm、15%負荷の場合に対して行った。それぞれ(a),(c)は計算波形、(b),(d)は実験波形である。計算、実験とも、サンプリング時の相電流の極性を用いて、次のサンプリング周期に出力予定のスイッチングパターンを補正している。 v_{su} は三角波比較方式の場合の変調波あるいは信号波にあたるもので図の縦軸は変調率（三角波振幅相当値を100%としている）で表してある。両図とも計算波形、実験波形はよく一致しており本稿で用い

表6 出力電圧誤差補償法
Table6. Compensation method for the output voltage deviation.

出力電圧誤差パターン	出力電圧誤差補償後の各電圧ベクトルの出力時間			
	$T_c(1)$	$T_c(2)$	$T_c(3)$	$T_c(4)$
LLS	$T(1)-T_L$	$T(2)$	$T(3)+(T_L-T_S)$	$T(4)+T_S$
LSS	$T(1)-T_L$	$T(2)+(T_L-T_S)$	$T(3)$	$T(4)+T_S$
LSL	$T(1)-T_L$	$T(2)+(T_L-T_S)$	$T(3)-(T_L-T_S)$	$T(4)+T_L$
SLS	$T(1)-T_S$	$T(2)-(T_L-T_S)$	$T(3)+(T_L-T_S)$	$T(4)+T_S$
SLL	$T(1)-T_S$	$T(2)-(T_L-T_S)$	$T(3)$	$T(4)+T_L$
SSL	$T(1)-T_S$	$T(2)$	$T(3)-(T_L-T_S)$	$T(4)+T_L$

表5 各相電流の極性、電圧ベクトルと出力電圧誤差のパターン

Table5. Patterns of the output voltage deviations for polarity of phase currents and voltage vectors.

電流の極性	立ち上がり(↑)時の電圧ベクトルとスイッチング相												立ち下がり(↓)時の電圧ベクトルとスイッチング相											
	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_0-V_1-V_2-V_3$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$	$V_1-V_2-V_3-V_0$
i_u	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-
i_v	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-
i_w	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-
u	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
v	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
w	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
u	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
v	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
w	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
u	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
v	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
w	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
u	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
v	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S
w	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S	L	S

た解析方法が妥当であることがわかる。図19(a),(b)を見れば、オープンループのインバータでの駆動とは異なり電流ループがあるためにそれほどひどく電流振幅が減少したりすることはないが、出力電圧誤差の変化が激しい 0° , 60° …といった部分では電流制御が悪化している。また図19(c),(d)より、電流制御ループがデッドタイムによる電圧の減少分を変調率の増加によって補っていることがわかる。これに対し図20(a),(b)を見れば、提案の補償法を用いた場合、計算波形においても実験波形においても零付近におけるわずかな歪みを除いて、十分な補償効果が得られている。また図20(c),(d)より v_{su} は補償なしのときに比べ全体的に変調率が下がり、その波形も正弦波に近づいている。つまり電流制御系への負担が減少しており、補償法の効果が現れている。零付近に残る歪みの原因としては、サンプリングに伴う電流極性の判定ミスや電流の零クランプ現象の影響などが考えられる。

図19, 図20では低速、軽負荷時について示したが、サンプリングに伴う電流極性の判定ミスの影響について考察するため、図21に低速、重負荷時、高速、軽負荷時、高速、重負荷時それぞれの補償あり、補償なしの場合の電流の計算波形を示す。補償ありの場合、高変調率時には図21(e)のように電流の脈動幅が広がり、電流極性の判定ミスの影響が現れてくる。しかし、図21(f)からわかるように、高変調率時でも電流の基本波が大きい場合にはあまり影響を受けない。つまり、サンプリングに伴う電流極性の判定ミスの影響は高速、軽負荷時に最も顕著になる。これに対し、図21(b)からわかるように、高変調率時にはデッドタイム

図18 出力電圧誤差補償の例
Fig.18. Example of compensation for the output voltage deviations.

図19 相電流 i_u および相電圧指令 v_{su} の波形
(出力電圧誤差補償なし, 100rpm, 15% 負荷)
Fig.19. Waveforms of current i_u and command voltage v_{su} .
(without compensation, 100rpm, 15%load)

図20 相電流 i_u および相電圧指令 v_{su} の波形
(出力電圧誤差補償あり, 100rpm, 15% 負荷)
Fig.20. Waveforms of current i_u and command voltage v_{su} .
(with compensation, 100rpm, 15%load)

図21 種々の運転状態における相電流の計算波形
Fig.21. Calculated current waveforms of motor operated under various conditions.

の影響が小さくなるので、補償なしの場合でも歪みの少ない波形になっている。以上を考慮すれば、サンプリングに伴う電流極性の判定ミスの影響を避けるために、高変調率時には補償をオフにすることが望ましい。

7. まとめ

本論文の内容を要約すると、以下のようになる。

(1) PWM インバータのデッドタイム時に起こる現象として、出力電圧誤差、電流クランプ現象を考慮した永久磁石形 AC サーボモータ駆動系の解析方法を示した。この解析法により、出力電圧誤差の影響を瞬時的および平均的に検討した。さらに、電流の零クランプ現象についても計算波形を基に零付近における電流挙動、クランプが起こる時のスイッチング状態について検討した。

(2) ソフトウェアのわずかな変更のみで可能な出力電圧誤差補償法を提案し、計算および実験によってその補償効果を示した。

(3) 相電圧と相電流の位相から 1 サンプル中の 3 回のスイッチングにおける出力電圧誤差の出現パターンと運転状態との関係を明らかにした。

(4) 出力電圧誤差により、L と S に挟まれた電圧ベクトルの出力時間は減少し、S と L に挟まれた電圧ベクトルの出力時間は増加する。また L と L、S と S に挟まれた電圧ベクトルの出力時間は変化しない。このため出力電圧は振幅だけでなく位相も大きく影響を受ける。

(5) 出力電圧誤差平均値の dq 領域における不連続の影響が相電流の零付近に現れる。出力電圧の位相誤差は相電流を零付近にとどめておくように働いている。

(6) 電流の零クランプは電流の零に向かうリップルの先端で起こる。1 回のクランプはデッドタイムより短い、このクランプにより電流のはね上がりが生じ、電流位相が押し戻される。クランプは、電流が零を抜けるまでに複数回起こるため、出力電圧誤差とともに電流波形歪みの原因となる。

(平成 7 年 9 月 25 日受付、平成 8 年 3 月 27 日再受付)

文 献

- (1) 武藤・藤井・酒井・植田・藤本・南藤:「ソフトウェア手法による超可聴周波 PWM 信号の発生法」, 電学論 D, **110**, 1282~1291 (平2-12)
- (2) T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mizuno, T. Matsui & T. Okuyama: "Fully Digital, Vector-Controlled PWM VSI-Fed ac Drives with an Inverter Dead-Time Compensation Strategy", *IEEE, Trans. Industr. Applic.*, **IA-27**, 552-559 (1991)
- (3) R. C. Dodson, P. D. Evans, H. Tabatabaei Yazdi & S. C. Harley: "Compensating for Dead Time Degradation of PWM Inverter Waveforms.", *IEE, Proc.B*, **137**, (2), 73-81 (1990)
- (4) Y. Murai, A. Riyanto, H. Nakamura & K. Matsui: "PWM Strategy for High Frequency Carrier Inverters Eliminating Current Clamps during Switching Dead-Time", *IEEE IAS Annual Meeting*, 317-322 (1992)
- (5) J. W. Choi & S. K. Sul: "New Dead Time Compensation Eliminating Zero Current Clamping in Voltage-Fed PWM Inverter", *IEEE IAS Annual Meeting*, 977-984 (1994)
- (6) 篠原・山本:「永久磁石形 AC サーボモータ駆動系のデッドタイムの影響について」, 平5電気学会全大 No. 623
- (7) 山本・篠原:「永久磁石形 AC サーボモータ駆動系における低速時の電流脈動」, 電気学会回転機研究会研資, RM-93-81
- (8) 山本・篠原:「永久磁石形 AC サーボモータ駆動系におけるデッドタイムの補償法について」, 平6電気学会全大 No. 681
- (9) 山本・篠原:「永久磁石形 AC サーボモータ駆動系におけるデッドタイム時の電流クランプ現象の解析」, 平6電気学会産業応用部門全大 No. 68
- (10) K. Yamamoto & K. Shinohara: "Analysis of Zero-Current-Clamping Phenomena during Switching Dead-Time in PWM Inverter", *IPEC-YOKOHAMA'95*, 1519-1524 (1995)
- (11) 大橋・執行・松井:「パラメータ同定機能をもつブラシレス D C モータの適応電流制御法」, 電学論 D, **108**, 1091~1098 (昭63-12)
- (12) 篠原・山本:「電流制御形 P W M インバータ駆動永久磁石形 AC サーボモータの特性解析」, 電学論 D, **110**, 1081~1090 (平2-10)
- (13) 桜井・堀田・平野・二宮・田中:「AC サーボドライブの新シリーズ」, 安川電機, **50**, No. 4, 294~309 (昭61)
- (14) 杉本・小山・玉井:「AC サーボシステムの理論と設計の実際」, 総合電子出版社, p. 56 (平2)

山本 吉朗 (正員) 1965 年 1 月 11 日生まれ。89 年 3 月鹿児島大学大学院電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月鹿児島工業高等専門学校電気工学科助手、93 年 4 月鹿児島大学工学部電気電子工学科助手。主として電動機のインバータ駆動に関する研究に従事。

篠原 勝次 (正員) 1943 年 1 月 2 日生まれ。68 年 3 月九州工業大学大学院制御工学専攻修士課程修了(株)安川電機製作所を経て、77 年 3 月九州工業大学助手、85 年 4 月鹿児島大学工学部助教授、92 年 4 月同電気電子工学科教授。主として電動機のインバータ駆動に関する研究に従事。工学博士。