平滑回路なし電圧形インバータ駆動誘導電動機の解析法と基礎特性

正 員 篠 原 勝 次 (鹿児島大)

正 員 実 成 義 孝 (鹿児島大)

正 員 入 佐 俊 幸 (鹿児島大)

准 員 今 村 浩 (鹿児島大)

1. ま え が き

GTO, BIMOS, パワー MOSFET, IGBT などの自己消弧形半導体スイッチング素子およびマイクロコンピュータの性能の向上により電動機駆動用 PWM インバータの研究が盛んに行われている。これらの高周波デバイスとデジタル技術により、電圧形・電流形インバータとも、正弦波入出力化、無騒音化などが実現されている⁽¹⁾。しかし、これらのインバータにおいては、直流リンク部に平滑回路を有している。すなわち、電圧形インバータでは電解コンデンサとリアクトル（または抵抗）を、電流形インバータでは直流リアクトルを使用しているため、装置の小形化、コンバータ-インバータ間の高速応答性の障害となっている。

電圧形インバータに使用されている電解コンデンサはインバータ内の他の構成部品より寿命が短く、信頼性も少し劣るのが現状である。また、装置内でのスペースもかなりの割合を占めている。

高橋らは電解コンデンサの容量を大幅に減らし、このために生ずる電源リプルによる電圧ベクトルの大きさの変動を補償する回路方式について報告している^{(2)~(4)}。

この方式は従来の平滑回路有りの 1/100 程度のコンデンサ容量で済むので、電解コンデンサである必要が

ない特長を有する。これに対して本方式は、ほぼ同じ容量のコンデンサ 3 個を交流フィルタ部に必要とし若干複雑になるが、コンバータの入力端に接続できる。また本方式では、誘導機の漏れインダクタンスに蓄えられるエネルギーを交流電源に帰還するため、コンバータ部をインバータ部と同じような構成にする必要がある。四象限運転用の回路に適する。Ziogas らは、平滑回路なし電圧形インバータについて、その回路方式、PWM スwitching パターン決定上の留意点について述べているが、その対象は $R-L$ 静止負荷である⁽⁵⁾。

著者らは、これまで平滑回路をなくした新しい誘導電動機駆動用電圧形インバータの回路方式を提案し、方形波および PWM 波形で駆動した場合の運転特性、解析結果などについて報告してきた^{(6)~(9)}。

本論文では、まず平滑回路なし電圧形インバータの構成およびその基本動作を説明した。次に、電圧ベクトルに対応する回路方程式から交流フィルタも含めた詳細な解析を状態変数法を利用して求めた。この数値計算結果より各部の瞬時波形および滑りに対する誘導電動機のトルク-一次電流特性などを明らかにした。最後に、これらの計算結果が実験結果と良く一致することを示した。

2. 回路構成と回路動作

〈2・1〉 回路構成 図 1 に平滑回路なし電圧形インバータの回路図を示す。主回路はインバータ、コンバータおよび交流フィルタから構成されている。インバータ部はパワー MOSFET モジュールを使用し、コンバータ部はダイオードと GTO の逆並列で構成されている。インバータは同期式の正弦波変調であり、搬送波 (f_0) の信号波 (f_s) に対する周波数比 N は $f_s=30$

Analysis and Fundamental Characteristics of Induction Motor Driven by Voltage Source Inverter without DC Link Components. By Katsuji Shinohara, Member, Yoshitaka Minari, Member, Toshiyuki Iriya, Member & Yutaka Imamura, Associate (Faculty of Engineering, Kagoshima University).

篠原勝次：正員，鹿児島大学工学部

実成義孝：正員，鹿児島大学工学部

入佐俊幸：正員，鹿児島大学工学部

今村 浩：准員，鹿児島大学工学部

図 1 インバータ回路
Fig.1. Inverter circuit.

図 2 GTO ゲート信号波形
Fig.2. Gate signals of GTO.

Hz で 33, $f_s=60$ Hz で 15 とした。コンバータ部の GTO のゲートには、それと並列に接続されているダイオードが導通する 120° の期間だけオン信号を常時印加している。

図 2 に電源の相電圧と GTO のゲート信号の関係を示す。交流フィルタ部 LC はインバータおよび GTO スイッチング時に、直流リンク部および交流電源ラインに発生する過電圧の吸収と、交流電源電流波形の改善のために挿入する。また、 C の作用により交流電源からみた変換器全体の力率も良くなる。

〈2・2〉 回路動作 図 3 に基本動作波形を示す。同図はインバータ周波数 $f_s=60$ Hz, 搬送波の周波数 $f_0=900$ Hz, 変調率 0.795 で 0.75 kW 誘導電動機を無負荷運転したときの波形である。これは電気角で 60° の範囲の波形である。この区間で、電圧ベクトル⁽¹⁰⁾ は V_0, V_1, V_5, V_6, V_7 だけの五種類である。また、回路動作としては i_{dc} の波形からわかるように流入・帰還・環流動作の三種類のみである。なぜなら、コンバータ出力電圧 e_{dc} は正であるので、コンバータ出力電流 i_{dc} の正、負、零がそれぞれ流入、帰還、環流に相

図 3 基本動作波形 ($N=15, M=0.795$)
Fig.3. Basic operation waveforms ($N=15, M=0.795$).

当する。図 3 で V_0, V_7 は環流動作のみ, V_1 も帰還動作のみ, V_5 と V_6 は流入と帰還のいずれか、または両方の動作が存在する。

図 3 で A 部分に相当する回路動作を図 4 に示す。(a) 図では、コンバータ部とインバータ部の相互干渉はなく、インバータ部は環流動作を行っている。(b) 図では破線の帰還動作と一点鎖線の環流動作の両方が存在するが、回路全体としては帰還動作である。(c) 図では実線の流入動作と一点鎖線の環流動作の両方が存在するが、全体としては流入動作である。

図 4 回路動作

Fig.4. Circuit operations.

3. 解析方法および数値計算結果

解析を簡単にするため、誘導電動機に印加される電圧波形は相間対称で、かつ各相とも正負対称であると仮定する。これを満足するため、搬送波の信号波に対する倍率 N は 3 の倍数で奇数とする。

〈3・1〉 等価回路 等価回路は図 4 の環流・帰還・流入動作に関係なく、インバータのゲート信号によって決まる電圧ベクトルで一義的に表される。例えば、図 4 (b), (c) は帰還・流入動作に対応しているが、コンバータ、インバータ、誘導電動機相互の接続状態は同じである (電圧ベクトル V_6 として表される)。図 5 に $V_6, V_5, V_6(V_7)$ および V_1 モードでの等価回路を示す。

いま図 5 の等価回路において、各モード共通に

$$i_u + i_v + i_w = 0 \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$e_{uv} - L \frac{d}{dt} i_u + L \frac{d}{dt} i_v = e_{CR} - e_{CS} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$e_{vw} - L \frac{d}{dt} i_v - L \frac{d}{dt} (i_u + i_v) = e_{CS} - e_{CT} \quad (3)$$

$$e_{CR} + e_{CS} + e_{CT} = 0 \quad \dots\dots\dots (4)$$

であり、 V_5 モードにおいて以下の関係式が成立する。

図 5 各モードにおける等価回路

Fig.5. Equivalent circuits of each mode

V_6 モード：

$$e_{CR} = e_{CS} = e_{sa} - e_{sb} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$e_{sa} = e_{sc} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$e_{CR} = \frac{1}{C} \int (i_u + i_{sb}) dt \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$e_{CS} = \frac{1}{C} \int (i_v - i_{sb}) dt \quad \dots\dots\dots (8)$$

V_5 モード方程式は付録 1 に示す。 e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} を (9) 式で e_{sa}, e_{sb} に静止座標変換する。

$$\begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \\ e_{sc} \end{bmatrix} \quad \dots\dots (9)$$

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} の i_{sa}, i_{sb} への変換も (9) 式を使用する。誘導電動機の電圧、電流方程式は、静止座標変換した量を更に瞬時値対称座標変換することにより (10) 式となる⁽¹¹⁾。

$$\begin{bmatrix} e_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s p & M p \\ M(P - jP\omega_r) & r_r + L_r(p - jP\omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (10)$$

ただし、

$$e_s = \frac{1}{\sqrt{2}} (e_{sa} + e_{sb}) \quad i_s = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sa} + i_{sb})$$

$$i_r = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{ra} + j i_{rp})$$

ここで、二次鎖交磁束ベクトル ϕ_r を次式で導入する。

$$\phi_r = \frac{1}{\sqrt{2}}(\phi_{ra} + j\phi_{rb}) = M i_s + L_r i_r \quad \dots\dots\dots (11)$$

(10) 式の i_r の部分に (11) の式を代入すると、次式となる。

$$\begin{bmatrix} e_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \sigma L_s p & M p / L_r \\ -\sigma_r M & p - a_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (12)$$

ただし、

$$\sigma = 1 - M^2 / L_s L_r \quad \sigma_r = r_r / L_r$$

$$a_r = \sigma_r + j P \omega_r$$

〈3・2〉 係数行列および接続行列 V_6 モードでの

係数行列 A_6 を次に求める。電源の相電圧の大きさを V_m 、角速度を ω_s とすると、

$$\left. \begin{aligned} e_u &= V_m \sin \omega_s t \\ e_v &= V_m \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\ e_w &= V_m \sin(\omega_s t - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (13)$$

であり、これらは仮想の二相電圧

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= V_m \sin \omega_s t \\ e_2 &= V_m \cos \omega_s t \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (14)$$

の組合せで表せるので、線間電圧 e_{uv} は次式となる。

$$e_{uv} = \frac{3}{2} e_1 + \frac{\sqrt{3}}{2} e_2$$

$$e_{vw} = -\sqrt{3} e_2$$

(1)～(8) 式において未知数は $e_{uv}, e_{vw}, i_u, i_v, i_w, e_{cr}, e_{cs}, e_{ct}, e_{sa}, e_{sb}, e_{sc}, i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ の計 14 個である。

(9) 式で e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} を e_{sa} と e_{sb} に (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} に関しても同様) 変換し、 e_{uv}, e_{vw} を (14) 式の e_1, e_2 で表わすと、未知数は $e_1, e_2, i_u, i_v, i_w, e_{cr}, e_{cs}, e_{ct}, e_{sa}, e_{sb}$ の計 12 個となる。(1)～(8), (12) 式および (14) 式を利用することにより、前記 12 個の未知数に ϕ_{ra}, ϕ_{rb} を加えた 14 個の未知数に関して、次の (15)～(19) 式が得られる。

$$p x = A_6 x \quad \dots\dots\dots (15)$$

ただし、

$$x = [e_1, e_2, i_u, i_v, i_w, e_{cr}, e_{cs}, e_{ct}, i_{sa}, i_{sb}, \phi_{ra}, \phi_{rb}]^T$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L & 0 & 0 & 0 & -1/L & 0 \\ -1/2L - \sqrt{3}/2L & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L \\ 0 & 0 & 1/C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -K_5 & K_5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} * \\ \\ \\ \\ \\ \\ \uparrow \\ A_{62} \end{matrix}$$

$$\left. \begin{aligned} & \begin{matrix} A_{61} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_1 & 0 & 0 \\ 0 & -K_1 & 0 & 0 \\ -K_2 & 0 & K_3 & K_4 \\ 0 & -K_2 & -K_4 & K_3 \\ K_5 & 0 & -\sigma_r & -P\omega_r \\ 0 & K_5 & P\omega_r & -\sigma_r \end{matrix} \\ & \dots\dots\dots (16) \end{aligned} \right\}$$

ここで、

$$r_{se} = r_s + (1 - \sigma) L_s L_r, \quad K_1 = \sqrt{2} / \sqrt{3} C,$$

$$K_2 = r_{se} / \sigma L_s$$

$$K_3 = \sigma_r M / \sigma L_s L_r, \quad K_4 = P \omega_r M / \sigma L_s L_r$$

$$K_5 = \sqrt{2} / \sqrt{3} \sigma L_s, \quad K_6 = \sigma_r M$$

$$i_w = -i_u - i_v \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$e_{ct} = -e_{cr} - e_{cs} \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$e_{sa} = (r_{se} + \sigma L_s p) i_{sa} + M \operatorname{Re}(a_r \cdot \phi_r) / L_r \quad \dots\dots\dots (19)$$

$$e_{sb} = (r_{se} + \sigma L_s p) i_{sb} + M \operatorname{Im}(a_r \cdot \phi_r) / L_r \quad \dots\dots\dots (20)$$

(16) 式の実線で囲まれた小行列を A_{61} 、破線で囲まれた小行列を A_{62} とする。 V_6, V_0, V_1 モードでの係数行列は、この小行列 A_{61}, A_{62} に相当する部分だけが A_6 から異なり A_{51}, A_{52} などとなる。

また、瞬時トルク τ に関しては次式が成立する。

$$\tau = P M \operatorname{Im}(i_s \phi_r^*) / L_r \quad \dots\dots\dots (21)$$

ここで、*：複素共役

ここでは、60 度期間のみを考えているので、(22) 式で表される接続行列 B_c を導入することにより (23) 式が成立する。

$$B_c = \begin{bmatrix} B_{c1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B_{c2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_{c2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B_{c3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & B_{c3} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (22)$$

ここで、

$$B_{c1} = \begin{bmatrix} 1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \quad B_{c2} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_{c3} = \begin{bmatrix} 1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

$$x(O_+) = B_c x(T_-) \quad \dots\dots\dots (23)$$

〈3・3〉 状態方程式の解法 図 5 の各区分で次式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} 0 \leq t < t_1 \\ p\mathbf{x}(t) &= \mathbf{A}_0 \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}(t) &= \Phi_0(t) \mathbf{x}(0_+) = \Phi_0(t) \mathbf{B}_c \mathbf{x}(0_-) \\ \mathbf{x}(t_1) &= \Phi_0(t_1) \mathbf{B}_c \mathbf{x}(0_-) \end{aligned} \right\} \cdots (24)$$

ここで,

$$\left. \begin{aligned} \Phi_0(t) &= e^{\mathbf{A}_0 t} \\ t_1 \leq t < t_2 \\ p\mathbf{x}(t) &= \mathbf{A}_5 \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}(t) &= \Phi_5(t-t_1) \mathbf{x}(t_1) \\ \mathbf{x}(t_2) &= \Phi_5(t_2-t_1) \Phi_0(t_1) \mathbf{B}_c \mathbf{x}(0_-) \\ &\vdots \\ t_{15} \leq t < T \end{aligned} \right\} \cdots (25)$$

図 6 各部の計算波形 ($s=0.056\%$)
Fig. 6. Calculated waveforms in various parts ($s=0.056\%$).

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \Phi_0(t-t_{15}) \mathbf{x}(t_{15}) \\ \mathbf{x}(T_-) &= \Phi_0(T-t_{15}) \Phi_1(t_{15} - t_{14}) \cdots \Phi_0(t_1) \mathbf{B}_c \mathbf{x}(0_-) \\ &\equiv \mathbf{H} \mathbf{x}(0_-) \end{aligned} \right\} \cdots (26)$$

周期性の条件より

$$\mathbf{x}(T_-) = \mathbf{x}(0_-) \cdots (27)$$

であるので、次式が成立する。

$$(\mathbf{H} - \mathbf{I}) \mathbf{x}(0_-) = 0 \cdots (28)$$

10 元連立方程式である (28) 式をガウスの消去法で解き $\mathbf{x}(0_-)$ を求めた。

ここで検討しているインバータ部の 60° 区間で、コンバータ部のダイオード間の転流が存在する場合 (図 3 で e_{uv}, e_{uw} が破線に相当) の係数行列および状態方程式の解法については省略する。

〈3・4〉 数値計算結果 以下、図 6～図 9 では、 $f_s=60\text{ Hz}$, $f_0=900\text{ Hz}$, $N=f_0/f_s=15$, $M=0.915$, $V=200\text{ V}$ の条件で計算を行う。

表 1 の定数を使用した各部の計算波形を図 6 に示す。上から、電源電圧 e_{uv} , 直流リンク部電圧 e_{dc} , 誘導機線間電圧 e_{ab} , 誘導機相電流 i_a , 直流リンク部電流 i_{dc} , コンバータ入力電流 i_R , 交流コンデンサ入力電流 i_{CR} , 交流電源からの入力電流 i_u である。コンバータの入力線間電圧波形 e_{RS} が交流フィルタの挿入で電源の線間電圧波形 e_{uv} よりわずかにひずんでいる。最初の $\pi/3$ の期間において、誘導機線間電圧のピーク値

表 1 誘導電動機およびインバータ定数
Table 1. Induction machine and inverter constants.

$P_0 = 0.75\text{ kW}$	$r_r = 2.09\ \Omega$
$V = 200\text{ V}$	$L_s = L_r = 0.192\text{ H}$
$f = 60\text{ Hz}$	$M = 0.184\text{ H}$
$P = 4\text{ 極}$	$C_y = 22.5\ \mu\text{F}$
$r_s = 3.45\ \Omega$	$L = 4\text{ mH}$

図 7 一次電流特性
Fig. 7. Stator current characteristics.

図 8 出力トルク特性
Fig.8. Output torque characteristics

図 9 瞬時トルク波形
Fig.9. Calculated waveform of instantaneous torque ($s=3\%$).

の包絡線は、この e_{rs} の波形に等しい。直流リンク部電流 i_{dc} が正、負、零に変化していることがわかる。交流フィルタ部のコンデンサ電流 i_{cr} はコンバータ入力電流 i_R のパルス分を吸収しているため、交流電源からの入力電流 i_u はほぼ正弦波になっている。

図 7、図 8 に滑りに対する一次電流および出力トルク特性の計算値を破線でそれぞれ示す。

図 9 に滑り $s=3\%$ での瞬時トルク波形の計算値を示す。誘導機電流波形 i_a の脈動のためのトルクに脈動を生じている。

4. 実験結果

〈4・1〉 各部の波形と出力特性 図 10 に図 6 の計算波形に対応する各部の実測波形を示す。形状、大きさともよく一致していることがわかる。

図 10 各部の実測波形 ($s=0.056\%$, $N=15$, $M=0.915$, $V=200\text{ V}$)

Fig.10. Experimental waveforms in various parts ($s=0.056\%$, $N=15$, $M=0.915$, $V=200\text{ V}$).

図 7 に誘導電動機の一次電流、図 8 に出力トルクの実測値を実線で示す。出力トルクの実測値は、供試誘導機に直流機を直結し、力行領域では直流発電機としての入力、回生領域では、直流電動機としての出力を直流機から求めた。すなわち、軸トルクである。出力トルクで、力行領域では計算値のほうが実測値より大きく、回生領域ではその逆になっている。これは計算で誘導機銅損のみを考慮し、鉄損などの損失を無視しているためと思われる。

また、一次電流、出力トルクともに力行領域より回生領域での値が大きい。これは正弦波での運転特性と同じ傾向を示している。

〈4・2〉 交流フィルタの影響 交流フィルタ L , C の大きさがコンバータ入力電流 i_R 、コンデンサ入力電流 i_{cr} 、交流電源入力電流 i_u 、コンバータ入力電圧 e_{rr} に及ぼす影響を図 11 に示す。同図より、コンバータ入力電流 i_R の波形はフィルタ定数にはほとんど関係がないことがわかる。また、交流フィルタ部の共振周

波数 f は次式で示される。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$C=3\mu\text{F}$, $L=10\text{ mH}$ では $f=919\text{ Hz}$ となり, インバータの PWM 周波数 900 Hz に近いので i_{CR} , i_U に大きな共振電流が流れ, e_{TR} も大きく振られている。LC の積を増加すると, この PWM 周波数による共振は避けられるが別の低次の脈動が i_U に生じている。図 1 のコンバータ入力電流 i_R が近似的に 120° 通電の電流源として働くので, この低次の脈動は i_R の高調波成分 ($6n\pm 1, n=1, 2, 3$) による LC の共振が生じている。更に, LC の積を大きくすると i_U は正弦波に

近くなるが, その振幅は大きくなる。

5. 交流フィルタ定数の選定

PWM 周波数 f_0 による交流フィルタの共振は, f_0 を高く設定することにより, LC の積の小さい所へ移動するので, 以下 $f_0=4.5\text{ kHz}$ で考える。更に, 直流リンク部の電圧脈動を考慮した PWM パターンとして, 搬送波の振幅を電源電圧 e_{uv} の三相全波で変調したものを考える⁽¹²⁾ (以下, 搬送波変調と呼ぶ)。図 12 に $L=10\text{ mH}$ での誘導機一次電流 i_a および電源電流 i_U のひずみ率を, 図 13 に交流フィルタ容量の計算値を示す。比較のため, 従来の平滑電源でのひずみ率を図 12(a) に示す。 i_R の高調波成分で $n\omega L=1/n\omega C$ を

図 11 交流フィルタ変化時の電圧-電流波形 ($s=0.056\%$)

Fig.11. Voltage and current waveforms with changing input capacitance and inductance ($s=0.056\%$)

(a) i_a のひずみ率

(b) i_U のひずみ率

図 12 i_a, i_U のひずみ率特性 ($L=10\text{ mH}$)
Fig.12. Distortion factors of i_a and i_U ($L=10\text{ mH}$).

図 13 交流フィルタ容量特性 ($L=10\text{ mH}$)
Fig.13. Total kVA of input filter ($L=10\text{ mH}$).

図 14 一次電流，トルクの計算波形 ($N=75, M=0.795, V=200 \text{ V}$)
Fig.14. Calculated waveforms of stator current and torque ($N=7.5, M=0.795, V=200 \text{ V}$).

満足する C の値を矢印で示す。この共振周波数に相当する C の付近では i_a, i_u のひずみ率が大きくなり、交流フィルタ容量も増加する。ひずみ率および交流フィルタ容量が小さくなる LC の選択が望ましい。 $L=10 \text{ mH}$ では $C=8 \mu\text{F}$ の付近が適当であり、このときの交流フィルタ容量は $s=4\%$ で、 204 VA (リアクトル部 33 VA ，コンデンサ部 171 VA) である。

図 14 に平滑電源との運転特性の比較を示す。 $L=10 \text{ mH}$ ， $C=8 \mu\text{F}$ での運転では、 i_u, τ の波形とも、平滑電源での波形とほとんど同じであることがわかる。

6. あとがき

誘導機駆動用として、直流リンク部に平滑回路を有しない PWM 電圧形インバータの回路方式の提案を行った。次に、この回路で誘導機を運転した場合の解析を行い、更に実験結果との比較より、次のことが明らかになった。

(1) 平滑回路なし電圧形インバータは電解コンデンサ，リアクトルなどの平滑回路部がないので信頼

性，寿命の点で優れており，スペース的にも余裕ができ，小形化が可能である。

(2) しかしながら，直流リンク部の平滑回路を排除した代わりに，コンバータ部からのパルス状電流の吸収・供給を行う交流フィルタが必要である。

(3) 交流フィルタも考慮した平滑回路なし電圧形インバータで誘導電動機を運転した場合の状態方程式を導き，本回路方式の解析法を明らかにした。

(4) この解析法より各部の波形，誘導電動機出力特性を求め，それらを実験結果と比較し，良い一致が得られることを確認した。

以上より，本インバータは電動機電流が直流リンク部電圧の脈動の影響を受ける欠点はあるが，高信頼性の四象限運転用として実用性があると思われる。

(昭和63年7月25日受付，平成元年3月13日再受付)

文 献

- (1) 常広・松井：「パワーエレクトロニクスにおける電動機制御技術」，電学論 D, 107, 1200 (昭 62-10)
- (2) 高橋・伊藤：「コンデンサレスインバータの制御法」，昭 63 電気学会全大，No. 527
- (3) 伊藤・高橋・宮川：「コンデンサレス PWM インバータの制御法」，昭 63 同上，No. 528
- (4) 伊藤・高橋：「コンデンサレス PWM インバータ」，昭 63 電気学会産業応用部門全大，No. 95
- (5) P. D. Ziogas, Y. Kang & V. R. Stefanovic: "Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC Link Components", *IEEE Trans. Industr. Applic.*, IA-22, 1027 (1986)
- (6) 篠原・実成・入佐：「平滑回路なし電圧形インバータによる誘導電動機の運転」，昭 62 電気学会全大，No. 691
- (7) 篠原・今村・実成・入佐：「平滑回路なし電圧形インバータによる誘導電動機の運転特性」，昭 63 同上，No. 518
- (8) 篠原・今村・実成・入佐：「平滑回路なし電圧形インバータ駆動誘導電動機の定常特性」，昭 63 同上，No. 1484
- (9) 篠原・実成・入佐・今村：「平滑回路なし電圧形インバータによる誘導電動機の運転特性」，昭 63 電気学会産業応用部門全大，No. 97
- (10) 半導体電力変換回路，p. 138 (昭 62) 電気学会
- (11) 基礎電気機器学，p. 106 (昭 60) 電気学会
- (12) 篠原・実成・今村・福元・入佐：「平滑回路なし電圧形インバータの PWM 変調法」，電気学会半導体電力変換研資，SPC-89-13 (平成)

付 録

1. V_5 モードにおける方程式

V_5 モード：

$$e_{CR} - e_{CS} = e_{sc} - e_{sa} \dots\dots\dots (付 1)$$

$$e_{sa} = e_{sb} \dots\dots\dots (付 2)$$

$$e_{CR} = \frac{1}{C} \int (i_u - i_{sc}) dt \dots\dots\dots (付 3)$$

$$e_{CS} = \frac{1}{C} \int (i_v + i_{sc}) dt \dots\dots\dots (付 4)$$