UDC 621.314.57: 621.313.3.044.3

論文

50-B 9

移動磁界誘起インバータ

上智大学
上智大学金 東 海
黒 沢 良 一

1. はじめに

インバータによる交流電動機の駆動は、パワーエレクトロニクスの分野における重要な課題の一つである。現在、それについてのさまざまなインバータ及び制御方法が考案され、すでに研究開発の段階を終え、徐々に実用化の段階に移行しつつあるのが現状ではないだろうか。しかし、対象を直流を電源とするケースに限定して考えた場合に、実用化するのにはまだ種々の不都合な問題点を解決しなければならない。周知のように、交流電動機を自由に制御するためには、インバータの出力電圧と周波数を任意かつ独立に変化させることが必要である。このことは思ったほど容易なものではない⁽¹⁾。これを実施するために、さまざまな回路が考案されているが、各々一長一短がある。現在、PWM 制御を施した、三相ブリッジ型のインバータがもっとも有力のように思われるが、回路、動作及び制御などが比較的に複雑で難点があり、効率もあまり良くないようである⁽²⁾⁽³⁾。

この論文は直流を電源とする交流電動機駆動用の新しい型のインバータについてのものであるが、このインバータは既存のものにとらわれずに、始めから交流電動機の駆動を目的として考案された全く新しい原理に基づく電流形のインバータである。移動磁界誘起インバータ (Travelling Magnetic Field Inducing Inverter, 以下、略して TMFI インバータ) という名称は、このインバータは交流電動機の基本となる移動磁界を誘起することを目的とする単能のインバータであり、インバータとモータは一体であることを強調する

ためにつけられたものである。

2. 磁気結合を介しての転流の原理

磁気結合を介しての転流は TMFI インバータの基本的動作である。第 1 図はその動作説明図である。第 1 図(a)はごく一般のチョップ式降圧用 DC-DC 変換回路である。これを基本回路として(b)図のように多数配置して、隣接する回路の平滑リアクトルに磁気結合をもたせ、負荷としては移動磁界を発生させるための起磁コイルを接続する。まず、最先にすべてのチョップがオフ状態になっているところで、チョップ CH_1 を一定時間 T_1 だけオンさせてからオフ状態にもどしたとする。この時間内に電源より負荷に電流が流れ始

第 1 図 TMFI インバータの原理説明図
Fig. 1. Illustration for describing the principle of TMFI inverter.

Travelling Magnetic Field Inducing Inverter. By TUNG-HAI CHIN, Member & R. KUROSAWA, Member (Faculty of Science and Technology, Sophia University).

金 東 海: 正員, 上智大学理工学部

黒沢良一: 准員, 上智大学理工学部(現在, 東京芝浦電気株式会社)

め、時刻 T_1 で任意の電流値 I_0 に達し、これ以後電流 i_1 は図示のように CR_1 (平滑リアクトル、しかし TMFI インバータでは平滑作用の他に、隣接リアクトルとの結合による転流動作が重要であるので、以後結合リアクトル Coupling Reactor と呼ぶ) と起磁コイル MC_1 及びフライホイールダイオード D_1 の閉回路を循環する。適当な時間 T_2 経過後に、 CH_2 を同様な時間 T_1 だけオンさせると、図示のように電流 i_2 が流れ始めようとする。しかし、 CR_1 と CR_2 は磁氣的に結合しているために、その間の電流変化は次式のようになる。

$$\left. \begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} &= 0 \\ M_{21} \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} &= E_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 L_1 と L_2 は各々第1基本回路と第2基本回路の全自己インダクタンスとし、同一回路で構成されていることから、 $L_1 = L_2 = L_0$ とする。同様に $M_{12} = M_{21} = M_0$ は両回路間の全相互インダクタンスとし、抵抗分は説明の便宜上無視する。初期条件 $t=0$ で $i_1 = I_0$ 、 $i_2 = 0$ のもとで(1)式を解くと、次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_0 - \frac{M_0}{L_0^2 - M_0^2} E_0 t = I_0 - \frac{M_0}{L_0} i_2 \\ i_2 &= \frac{L_0}{L_0^2 - M_0^2} E_0 t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

すなわち、 i_2 は時間とともに直線的に増加し、その増加に対応して、 i_1 は初期値 I_0 より $-i_2 M_0 / L_0$ の割合で減少していく。時刻 $T = I_0 (L_0^2 - M_0^2) / E_0 M_0$ で i_1 が零となり、転流が完了する。その時刻における i_2 は両回路の結合係数を k として

$$i_2 = I_0 L_0 / M_0 = I_0 + I_0 (1-k)/k \dots\dots\dots (3)$$

になる。すなわち、期流期間中に第1基本回路の電流 i_1 がすべて第2基本回路に転流する他に、 $I_0(1-k)/k$ だけの電流増加が生じる。転流が起これば、起磁コイルの磁束も MC_1 より MC_2 に移動する。このようにして、 $CH_1, CH_2, CH_3, \dots$ を順次にオンオフさせてゆけば、 $MC_1, MC_2, MC_3, \dots$ 上を移りゆく磁界が発生する。この移動磁界の強さは T_1 の調整により、速度は T_2 の調整によって、任意可変とすることができる。

これらの転流動作は磁気結合をもった回路間で行なわれ、一つの回路の蓄積電磁エネルギーは電源にもどされることなく、隣接回路に移されていくことがいままでにない特徴である。なお、(1)と(2)式から明ら

かのように、 E_0 は転流を起こさせる原動力であり、一般にいう転流電圧に相当する。もし、駆動対象物よりの反作用としての誘起電圧 v_1 と v_2 が第1図(b)に示すように起磁コイルに誘起されていれば、転流電圧は $(E_0 + v_1 - v_2)$ になる。

一方、転流リアクタンスに相当する量は(2)式により $L_0(1-k^2)/k$ であり、磁束の漏れが小さく $k \approx 1$ とすれば、 $L_0(1-k^2)/k \approx 2(1-k)L_0$ になる。すなわち、各回路の漏れインダクタンスの2倍である。

3. TMFI インバータ

前章において、基本となる転流動作についての説明を行なった。実用に際して、そのまま適用するケースも十分考えられる。たとえば、ステップモータのように巻線の利用率などが問題とならない場合がそうである。しかし、一般的にいて、そのままでは回路構成要素の利用率が悪く、回路の簡易化をはかる必要がある。第2図は磁気結合を介しての転流動作を応用した典型的 TMFI インバータの回路例を示す。このインバータ回路は三相モータへの応用を目的に考案されたものである。三つの起磁コイル MC_1, MC_2 と MC_3 は中性線つき三相星形接続交流電動機の電機子巻線である。起磁コイルに正負両方向に電流が流れることを計算に入れば、このインバータ回路は第1図に示した基本回路を6個含んでいる。図中において太線で示された回路は基本回路一つを示している。ただし、この基本回路には各起磁コイルの導通期間を分離するための分離サイリスタ ST_1 が余分に加えられている。 CR_1 と CR_2 は密な結合をもったリアクトルである。

第2図のインバータ回路を制御するためのパルスシーケンスと回路の動作波形などをまとめて第3図に示した。最先に制御パルスについて説明しよう。まず、パルス間隔 T_0 のタイミングパルスが発生させる。このタイミングパルスに合せて ST_1 から ST_6 まで順次に点弧していく。奇数番目の ST の点弧に合せて CH_1 をオンさせ、偶数番目では CH_2 をオンさせる。

第2図 TMFI インバータの基本的な回路構成
Fig. 2. Basic circuit of TMFI inverter.

太線の回路(実線の電流ループ)は転流前の回路を、
細線の回路(点線の電流)は転流後の回路を示す

第3図 TMFI インバータの制御と動作

Fig. 3. The control and operation of TMFI inverter.

T_0 より短い時間 T_1 経過後にチョップをオフさせる。インバータの動作波形は図の下部に示されているが、時刻 $t_1 \sim t_3'$ までの期間について説明しよう。 $t_1 \sim t_1'$ は転流期間である。(a)図はこの期間の転流に関与する回路部分を抜き出したものである。実線で示されたループ電流(回路部分は太線で示されている)は転流直前及び転流期間中に流れるものを示し、点線で示されたループ電流(細線の回路部分)は転流期間中及び転流完了後に流れるものを示す。時刻 t_1 直前では電流 IMC_3 は MC_3 を負方向に循環する。時刻 t_1 で CH_1 と ST_1 がオンすると、 MC_1 の正方向向きに電流 IMC_1 が流れ始め、前述の磁気結合(CR_1 と CR_2 間)を介しての転流動作が行なわれる。時刻 t_1' で転流が完了し、 IMC_3 が零となるが、 IMC_1 はより低い上昇率で継続的に上昇する。時刻 t_2 で CH_1 がオフすれば、 IMC_1 は(b)図の点線で示されるように循環するようになる。電流は回路抵抗及び回転子にエネルギーを与えるために徐々に減衰していく。時刻 t_3 で CH_2 と ST_2 がオンすると、(c)図で示されるように IMC_1 と IMC_2 間において転流動作が起こり、時刻 t_3' で IMC_1 は零となる。 $t_1 \sim t_3'$ の間に IMC_1 は MC_1 を正方向に台型状に流れ、その導通期間は1周期のほぼ6分の1である($t_1 \sim t_3$ で 60°)。

このようにして、 MC_1 、 MC_2 と MC_3 に図に示すように導通期間約 60° の三相交流電流が流れて、それらの起磁コイルが三相交流電動機の U 、 W と V 相の電機子巻線であれば、そこに移動磁界が誘起される。この移動磁界の強さ(いいかえれば、起磁コイルの電流の大きさ)はチョップのオン時間を調節することによって制御することができ、移動速度は T_0 を変化させることによって制御できる。

4. TMFI インバータによる同期機の運転⁽⁴⁾

比較的少ない構成要素で構成された TMFI インバータは移動磁界の強さと移動速度を独立に変化させることができ種々の交流電動機の駆動に応用可能である。筆者らは同期電動機、誘導電動機とステップモータの駆動を試みたが、ここで、同期電動機についての実験結果を報告する。

試験用電動機は定格 200 V, 2.2 kW, 50 Hz, 4 極の塊状磁極の突極機を用いた。制動巻線は装着されていない。TMFI インバータはその回路構成及び第3図の電流波形からもわかるように定電流形のインバータである。一般に定電流形のインバータで同期機プループで駆動することは不安定になるといわれているので、同期機軸に位置検出装置を設けて任意の位相でタイミングパルスが発生させる無整流子電動機的な制御を行なった。チョップの導通時間を定めるパルスも同様な方法で発生させた。図に示したパルスシーケンスを用い、直流 200 V の電源で電動機を駆動した場合の回路各部の電圧電流波形の一例を第4図に示した。電流波形はほぼ第3図において説明したとおりになっている。電動機の端子電圧は正弦波に近い電圧になっている。回路中で一番高い電圧が印加されている素子は分離サイリスタで、図では電源電圧の約2倍の順電圧が印加されているが、理論的には最大3倍になり得る。その他の素子には電源電圧程度の電圧が印加される。なお、直列チョップ(CH_1 と CH_2)は共通の転流 LC 素子を有する補助インパルス転流チョップを用いた⁽⁴⁾⁽⁶⁾。

次に導通時間比 $K = T_1/T_0$ をパラメータとした場合のトルク-速度特性を第5図に示した。この特性は、 KE_0 (E_0 : 電源電圧)に降圧された直流電圧によって運転された直流他励分巻電動機の特性に類似している。トルクの小さい部分での直線特性からのずれは、トルクが小さくなると、すなわち電機子電流が小さくなると、結合リアクトルの電流が断続し始めたためによる。また、同図においてタイミングパルスの発生位置を変えて、電流の位相を進めたり遅らせたりした場

第 4 図 TMFI インバータの動作波形

Fig. 4. Waveforms in the TMFI inverter.

第 5 図 TMFI インバータによって駆動された同期電動機のトルク速度特性

Fig. 5. Torque-speed curve of the synchronous motor driven by TMFI inverter.

第 6 図 トルク-転流角特性

Fig. 6. Torque-commutating angle characteristics.

第 7 図 インバータ駆動と AC 駆動の場合における効率の比較

Fig. 7. Comparison of the efficiency between the case of inverter-drive and the case of AC source-drive.

合の特性も並記した。遅れ位相の場合に限り、高速領域において転流時間が著しく増大し、分離サイリスタがターンオフ不能となった。これは第 2 章で説明した転流電圧 $E_0 - (v_2 - v_1)$ の内 $(v_2 - v_1)$ の値が遅れ位相にずれるにつれて増大するためである。第 6 図にトルク-転流角特性を示した。

TMFI インバータによる運転効率についても検討した。このインバータは前に説明したように、インバータとモータは一体のものとして考えるべきものである。インバータのみの効率を求めるのは困難なばかりでなくあまり意味がない。ここで、一応の目安として、50Hz の交流で運転したときのデータとの比較を行なった。第 7 図に出力-効率特性を示した。実線は位相角零で 1,500rpm 一定でモータをインバータ駆動したときの効率である。これに対して三相 50Hz 交

第 8 図 出力-効率特性 ($K=0.9$)

Fig. 8. Output-efficiency characteristics.

流駆動のデータは点線で示されている。ここで、インバータの効率比——同じ回転数と軸出力の状態でもータを運転したときのインバータ直流入力と正弦波交流入力の比——なるものを定義すると、全負荷付近で一番効率比が低下したところで効率比が 92% 以上に達している。出力 0.8kW 以下で効率比が 100% をこえているが、これは実験がすべて励磁電流 2.75A 一定 (交流駆動で定格出力、力率 1 の場合の励磁電流) のもとで行なわれたので、低出力で交流駆動のほうが低力率となるためと考えられる (インバータ駆動は一定力率)。また、同じインバータ運転の場合でも第 8 図に示すように、位相角零の場合が一番効率が良い。次に進み位相で遅れ位相では一番効率が悪い。しかし、その差はわずかである。

5. TMFI インバータによる同期機駆動の解析

インバータで駆動された同期機についての解析はすでに多くの文献において発表されている。しかし、ほとんどの場合はモータとインバータは互に独立的なものとして取り扱っているために、たとえば、定電流形インバータの場合では無限大のインダクタンスが電源側にそう入され、電源電流が一定であるとの仮定が余儀なくされている⁽⁷⁾。また、転流時間についても、転流限界の問題として出力特性などと別個に論議されるケースもある。TMFI インバータは始めにおいて強調したように、インバータと電動機は一体のものとして考えることが望まれるので、これに適応した新しい解析法を開発した。

第 9 図 電機子電流波形と転流回路

Fig. 9. Waveforms of armature current and circuits under commutating.

解析に先だって、次の仮定をおく。

- (1) 鉄損と鉄心の飽和を無視する。
- (2) チョッパ、サイリスタとダイオードはともに理想的なスイッチング素子として取り扱う。
- (3) 電流波形は直線折線で近似され得るものとする。
- (4) 励磁電流は一定不変で I_f とする (実際の励磁回路はあまり大きくない抵抗を介して定電圧電源に接続されているので、励磁電流は変動する。しかし、この問題について、後で論議する)。

次に第 3 図に示した電機子電流 $i_u (=I_{MC1})$ の半波分を取り出して、第 9 図 (a) のように各電流値と角度を定義する。定常速度で回転している場合において、 $I_{u3} = -I_{v3}$ である。また、同期機の端子電圧と電流の関係はすでに多くの文献において記述されているので省略するが⁽⁷⁾、第 9 図 (b) に示された v 相から u 相への転流期間に対して回路方程式は (4) と (5) 式ようになる。ただし、 R_a と L_a は各々電機子巻線抵抗と漏れインダクタンスの 1 相分、 R_{CR} , L_{CR} と M_{CR} は各々結合リアクトルの巻線抵抗、自己インダクタンスと相互インダクタンスで、 M_f は電機子巻線と励磁巻線間の相互インダクタンス、

$$E_0 = \{R_a + R_{CR} + P(L_a + L_{CR} + L_a + L_{a0} \cos 2\theta)\} i_u - P\{M_{CR} + 0.5 L_a - L_{a0} \cos (2\theta - 2\pi/3)\} i_v + P(M_f \cos \theta) I_f \quad (4)$$

$$0 = -P\{M_{CR} + 0.5 L_a - L_{a0} \cos (2\theta - 2\pi/3)\} i_u + \{R_a + R_{CR} + P(L_a + L_{CR} + L_a + L_{a0} \cos (2\theta + 2\pi/3))\} i_v + P\{M_f \cos (\theta - 2\pi/3)\} \quad (5)$$

$L_a = (L_d + L_q)/2$, $L_{a0} = (L_d - L_q)/2$ で、 L_d と L_q は

各々電機子巻線の直軸と横軸インダクタンス,

$P=d/dt$, $\theta=\omega t+\gamma$, ω はモータの回転角速度, γ は位相角である。電機子巻線軸と励磁巻線軸が一致したときに $\gamma=0$ になる。

電動機駆動の定常状態は第9図に示す電流波形の各期間について(4), (5)式を解くことにより得られる。電流波形は図より明らかのように, 三つの期間の繰り返しであるので, それらについて説明しながら解析を行なう。

(a) 転流期間, $\omega t=(-\pi/6)\sim(\varphi-\pi/6)$ φ は転流角である。いま, (4)と(5)式を $\omega t=(-\pi/6)$ で $i_v=I_{v3}$, $i_u=0$, $\omega t=(\varphi-\pi/6)$ で $i_v=0$, $i_u=I_{u1}$ の初期条件と最終条件を用い, 電流が直線的に変化するとして解くと, (6)と(7)式が得られる。

$$\begin{aligned} E_0\varphi &= 0.5(R_a+R_{CR})I_{u1}\cdot\varphi + \omega\{l_a+L_a \\ &+ L_{CR}+L_{a0}\cos(2\gamma+2\varphi-\pi/3)\}I_{u1} \\ &+ \omega\{M_{CR}+0.5L_a+L_{a0}\cos 2\gamma\}I_{v3} \\ &+ \omega M_f I_f \{\cos(\gamma+\varphi-\pi/6) \\ &-\cos(\gamma-\pi/6)\} \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 0 &= 0.5(R_a+R_{CR})I_{v3}\cdot\varphi - \omega\{M_{CR} \\ &+ 0.5L_a+L_{a0}\cos(2\gamma+2\varphi)\}I_{u1} \\ &- \omega\{l_a+L_a+L_{CR}+L_{a0}\cos(2\gamma \\ &-5\pi/3)\}I_{v3} + \omega M_f I_f \{\cos(\gamma+\varphi \\ &-5\pi/6)-\cos(\gamma-5\pi/6)\} \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

(6)と(7)式を相加し, $I_{v3}=-I_{u3}=-I_{u1}+\Delta I_1$ の関係を入れて I_{u1} について解くと

$$\begin{aligned} I_{u1} &= \frac{E_0\varphi - \omega M_f I_f \cos(\gamma+\varphi/2)\cdot 2\sin(\varphi/2)}{2\omega\{l_a+0.5L_a+L_{CR}\}} \\ &\cdot 2) + \Delta I_1 \{\omega\{l_a+0.5L_a+L_{CR}-M_{CR}\} \\ &- M_{CR}\} + \omega L_{a0}\{\cos(2\gamma+2\varphi-2\pi/3)\} \\ &\cdot -0.5(R_a+R_{CR})\varphi + \omega L_{a0}\cos(2\gamma) \\ &\cdot + \cos(2\gamma-4\pi/3)\} \\ &\cdot -4\pi/3) \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

また, 同じようにして, (6)と(7)式の差を取り, ΔI_1 について解くと

$$\begin{aligned} \Delta I_1 &= \frac{\{E_0-(R_a+R_{CR})I_{u1}\}\varphi + \sqrt{3}\omega}{\omega\{l_a+1.5L_a+ \\ &\cdot \frac{M_f I_f \sin(\gamma+\varphi/2)\cdot 2\sin(\varphi/2)}{L_{CR}+M_{CR}} + \sqrt{3}L_{a0}\sin(2\gamma) \\ &\cdot + \sqrt{3}\omega L_{a0}I_{u1}\{\sin(2\gamma+2\varphi) \\ &\cdot -4\pi/3\} - 0.5(R_a+R_{CR})\varphi \\ &\cdot -2\pi/3\} + \sin(2\gamma-4\pi/3)\} \dots\dots (9) \end{aligned}$$

(b) 電流増加期間, $\omega t=(\varphi-\pi/6)\sim(K\cdot\pi/3-\pi/6)$ この期間では単一回路だけが導通するから, (4)式

より

$$\begin{aligned} E_0 &= \{R_a+R_{CR}+P(l_a+L_{CR}+L_a \\ &+ L_{a0}\cos 2\theta)\}i_u + P M_f I_f \cos \theta \\ &\dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

$\omega t=(\varphi-\pi/6)$ で $i_u=I_{u1}$, $\omega t=(K\cdot\pi/3-\pi/6)$ で $i_u=I_{u2}$ の条件で上式を積分すると

$$\begin{aligned} E_0(K\cdot\pi/3-\varphi) &= 0.5(R_a+R_{CR})(I_{u1} \\ &+ I_{u2})(K\cdot\pi/3-\varphi) + \omega\{l_a+L_a \\ &+ L_{CR}\}(I_{u2}-I_{u1}) + \omega L_{a0}\{I_{u2}\cos(2\gamma \\ &+ 2K\cdot\pi/3-\pi/3)-I_{u1}\cos(2\gamma+2\varphi \\ &- \pi/3)\} + \omega M_f I_f \{\cos(\gamma+K\cdot\pi/3-\pi/6) \\ &- \cos(\gamma+\varphi-\pi/6)\} \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

$\Delta I_2=I_{u2}-I_{u1}$ として上式を解くと

$$\begin{aligned} \Delta I_2 &= \frac{\{E_0-(R_a+R_{CR})I_{u1}\}(K\cdot\pi/3-\varphi)}{\omega\{l_a^* \\ &- \omega M_f I_f \{\cos(\gamma+K\cdot\pi/3-\pi/6) \\ &\cdot + L_a+L_{CR}\} + \omega L_{a0}\cos(2\gamma+2K\cdot \\ &\cdot -\cos(\gamma+\varphi-\pi/6)\} - \omega L_{a0}I_{u1} \\ &\cdot \cdot \pi/3-\pi/3\} + 0.5(R_a+R_{CR})(K\cdot \\ &\cdot \{\cos(2\gamma+2K\cdot\pi/3-\pi/3)-\cos(2\gamma \\ &\cdot \cdot \pi/3-\varphi) \\ &\cdot + 2\varphi-\pi/3)\} \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

(c) 電流減衰期間, $\omega t=(K\cdot\pi/3-\pi/6)\sim(\pi/6)$ この期間では, (10)式の左辺を零とおいた式が成り立つ。これを $\omega t=(K\cdot\pi/3-\pi/6)$ で $i_u=I_{u2}$, $\omega t=\pi/6$ で $i_u=I_{u3}$ の条件を積分すると

$$\begin{aligned} 0 &= 0.5(R_a+R_{CR})(I_{u2}+I_{u3})(\pi/3-K\cdot\pi/3) \\ &+ \omega\{l_a+L_a+L_{CR}\}(I_{u3}-I_{u2}) \\ &+ \omega L_{a0}\{I_{u3}\cos(2\gamma+\pi/3)-I_{u2}\cos(2\gamma \\ &+ 2K\cdot\pi/3-\pi/3)\} + \omega M_f I_f \{\cos(\gamma \\ &+ \pi/6)-\cos(\gamma+K\cdot\pi/3-\pi/6)\} \dots (13) \end{aligned}$$

(6), (11)と(13)式を加え合せて, ω について解くと

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{E_0 K\cdot\pi/3 - 0.5(R_a+R_{CR})\{(I_{u1} \\ &I_{u3}\{l_a+0.5L_a+L_{CR}-M_{CR}\} \\ &- I_{u3}\}K\cdot\pi/3 + \{I_{u2}+I_{u3}\}\cdot\pi/3 - I_{u2}\varphi\} \\ &\cdot - L_{a0}\sin(2\gamma+\pi/6)\} - M_f I_f \sin \gamma \\ &\dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

以上の計算によれば, I_{u1} , ΔI_1 , ΔI_2 と ω は(8), (9), 式(12)と(14)式を連立させて求めることができ, 第9図の電流波形が確定する。その場合において, K は設定定数として与えられ, φ はパラメータとして変化させて各動作点を求めればよい。

一方, 発生トルクの一般式は(15)式で書き表わされるが, 第9図に示された電流波形に対して瞬時トルク

は $(-\pi/6) \sim (\varphi - \pi/6)$ の期間では (16) 式, $(\varphi - \pi/6) \sim (\pi/6)$ の期間では (17) 式のようになる。

$$\begin{aligned}
 -t_e = & \left\{ L_{a0} \begin{bmatrix} i_u & i_v & i_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin 2\theta \\ \sin(2\theta - 2\pi/3) \\ \sin(2\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \right\} * \\
 & * \begin{bmatrix} \sin(2\theta - 2\pi/3) & \sin(2\theta - 4\pi/3) \\ \sin(2\theta - 4\pi/3) & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & \sin(2\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \\
 & + M_f I_f \begin{bmatrix} \sin \theta & & \\ & \sin(\theta - 2\pi/3) & \\ & & \end{bmatrix} * \\
 & * \begin{bmatrix} & i_u \\ & i_v \\ \sin(\theta - 4\pi/3) & i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 -t_e = & L_{a0} \{ i_u^2 \sin 2\theta + i_v^2 \sin(2\theta - 4\pi/3) \\
 & + 2 i_u i_v \sin(2\theta - 2\pi/3) \} + M_f I_f \{ i_u \sin \theta \\
 & + i_v \sin(\theta - 2\pi/3) \} \dots\dots\dots (16)
 \end{aligned}$$

$$-t_e = L_{a0} i_u^2 \sin 2\theta + M_f I_f i_u \sin \theta \dots (17)$$

(16) と (17) 式を各該当期間において積分して平均し機械損 T_M を差引いたものが出力トルク T_{out} として求まる。

$$\begin{aligned}
 T_{out} = & -(3/\pi) p M_f I_f \{ (K_1 \\
 & + K_2) \sin(\gamma + K \cdot \pi/3 - \pi/6) - K_1 \sin(\gamma \\
 & + \pi/6) - K_2 \sin(\gamma + \varphi - \pi/6) \} + \{ \cos \gamma \\
 & - \cos(\gamma + \varphi) \} I_{u1} / \varphi - (3/2\pi) p L_{a0} \\
 & \{ K_1 \Delta I_2 \cdot I_{u2} \sin(2\gamma + \pi/3) + (K_2 \\
 & - K_1) \Delta I_2 \cdot I_{u2} \cdot \sin(2\gamma + 2K \cdot \pi/3 - \pi/3) \\
 & + \{ I_{u1}^2 - (I_{u2} + \Delta I_2)^2 + K_1^2 \Delta I_1^2 / 2 \} \\
 & \cos(2\gamma + \pi/3) + (K_2^2 - K_1^2) (\Delta I_2^2 / 2) \\
 & \cos(2\gamma + 2K \cdot \pi/3 - \pi/3) - K_2 \Delta I_2 \cdot I_{u1} \\
 & \sin(2\gamma + 2\varphi - \pi/3) - K_2^2 (\Delta I_2^2 / 2) \\
 & \cos(2\gamma + 2\varphi - \pi/3) - K_2^2 (\Delta I_2^2 / 2) \cos \\
 & (2\gamma + 2\varphi - \pi/3) + (I_{u1}^2 / \varphi) \{ \sin(2\gamma - 4\pi \\
 & / 3) + \sin(2\gamma + 2\varphi - 2\pi/3) \} + (I_{u1}^2 / 2 \varphi^2) \\
 & \{ \cos(2\gamma) - \cos(2\gamma + 2\varphi) \} - T_M \dots\dots\dots (18)
 \end{aligned}$$

ただし, p : 極対数, $K_1 = 3/\pi(1-K)$, $K_2 = 1/(K \cdot \pi/3 - \varphi)$ ΔI_1 は小さいとして無視された。

結合リアクトルの電流が不連続になった場合の電機子電流波形は, 第9図(c)のようになる。この場合,

I_{u1} , I_{u3} と φ はともに零であり, 電流の減衰期間を $K'(\pi/3)$ とすると, $K' < (1-K)$ である。この状態での電動機特性を求めるには, まず, ω を適当に与える。次に (12) 式を用いて I_{u1} と φ を零として $\Delta I_2 = I_{u2}$ を求める。それから, (10) 式の左辺を零とおき, $\omega t = (K \cdot \pi/3 - \pi/6)$ で $i_u = I_{u2}$, $\omega t = (K \cdot \pi/3 + K' \cdot \pi/3 - \pi/6)$ で $i_u = 0$ の条件で期間 $(K \cdot \pi/3 - \pi/6) \sim (K \cdot \pi/3 + K' \cdot \pi/3 - \pi/6)$ について積分して得られた (19) が成立するように, K' を決めれば, 電流波形が確定する。

$$\begin{aligned}
 0 = & I_{u2} \{ K'(\pi/6) (R_a + R_{CR}) - \omega (L_a + L_{a0} \\
 & + L_{CR}) - \omega L_{a0} \cos(2\gamma + 2K \cdot \pi/3 - \pi/3) \} \\
 & + \omega M_f I_f \{ \cos(\gamma + K \cdot \pi/3 + K' \cdot \pi/3 \\
 & - \pi/6) - \cos(\gamma + K \cdot \pi/3 - \pi/6) \} \dots\dots (19)
 \end{aligned}$$

第9図(c)の電流波形に対する出力トルクは (18) 式同様に計算され, (20) 式のようになる。右辺第2項のリラクタンストルクは一般に小さく無視できる。

$$\begin{aligned}
 T_{out} = & -(3/\pi)^2 p M_f I_f I_{u2} \{ (1/K) \\
 & + (1/K') \sin(\gamma + K \cdot \pi/3 - \pi/6) \\
 & - (1/K) \sin(\gamma - \pi/6) - (1/K') \sin(\gamma \\
 & + K \cdot \pi/3 + K' \cdot \pi/3 - \pi/6) \} \\
 & - (3/2\pi)^2 p L_{a0} I_{u2}^2 \{ \{ (2/K) + (2/K') \} \\
 & \sin(2\gamma + 2K \cdot \pi/3 - \pi/3) + (3/\pi) \{ (1/K^2) \\
 & - (1/2K'^2) \} \cdot \cos(2\gamma + 2K \cdot \pi/3 - \pi/3) \\
 & - (3/\pi) (1/2K^2) \cos(2\gamma - \pi/3) \\
 & + (3/\pi) (1/K'^2) \cos(2\gamma + 2K \cdot \pi/3 - \pi/3) \} \\
 & - T_M \dots\dots\dots (20)
 \end{aligned}$$

6. 特性計算

上記において求められた特性計算式を用いて電動機の出力特性の計算を試みた。まず, 計算に必要な係数の測定を行なった。 $L_{CR} = 58.4 \text{ mH}$, $M_{CR} = 56.8 \text{ mH}$, $R_{CR} = 0.27 \Omega$, $R_a = 0.45 \Omega$, $M_f = 188 \text{ mH}$ である。

また, L_a と L_{a0} の値については, 文献によっては定常リアクタンスから求めた値を用いている場合もあるが⁽⁸⁾, 一般の無整流子電動機及び本論文の場合のように, 移動磁界は回転している極磁に対して常に相對運動を行なっていることを考えれば⁽⁹⁾, L_a と L_{a0} の値としては初期過渡リアクタンスから計算した値を用いるべきで, 各々 2.5 mH と -1.4 mH である。なお, 前出の仮定4は大変無理な仮定であると述べたが励磁電流の変動分を初期過渡リアクタンスの効果によるものと考えれば, その無理さは非常に緩和されるのではないかと考える。

その他, 機械損として電動機を定励磁 (2.75 A) の状態で回転させて測定したところ, $T_M = 0.1 + 1.2 \omega$

$\times 10^{-4} \text{kg}\cdot\text{m}$ の値が得られた。

以上においてすべての係数が得られたので、計算を行なうが、前述のように(8),(9),(12)と(14)式の連立は実際問題としては不可能であるので、繰返し計算法を用いた。計算方法としては、まず、定数 E_0, K と γ を与え、パラメータ ϕ を適当に定める。次に ω を適当に仮定して、最先は $\Delta I_1 = 0$ として(8),(9),(12)と(14)式を用いて $I_{a1}, \Delta I_1, \Delta I_2$ と ω を求める。もし、求めた ω が最先に仮定した ω との差が大きかったら、ここで求めた ΔI_1 と ω を用いて、もう一度 $I_{a1}, \Delta I_1, \Delta I_2$ と ω を求めていく。このようにして、 ω の誤差が十分小さくなるまで計算を繰り返す。幸いにこの繰返し計算の収斂が非常によく、最初に5割程度の誤差で ω を仮定しても、数回の繰返し計算でその誤差を0.1%以内にすることができた。このようにして、 ϕ を変えて計算していくと、トルク速度曲線が求まる。計算結果は第5図、第6図と第8図に示した。

第5図のトルク速度特性では、実測値と計算値が全動作領域において予想以上の一致がみられ、本論文の解析法の精確さを物語っている。第6図の転流角トルク特性において、転流角4度以上における両者のずれは、転流期間における電流の変化が直線的であるとの仮定によるもので、実測値は常に計算値より大きいのはそのためである。4度以下ではほぼ一致している。第8図の出力効率特性における両者のかい離は半導体素子損、リアクトル鉄損と電動機の計算に入っていない損失などによるものと考えられる。しかし、実測値と同じ傾向を計算値が示している。

7. む す び

以上において、TMFI インバータの基本原理と応用例及びその解析法について説明した。TMFI インバータは簡単な回路構成ながら、電圧と周波数を同時に変化させ得る機能を有し、補助電源あるいは複雑な制御と操作なしに、一般の交流電動機を駆動させることが

可能である。このインバータの特徴はその転流動作並びに無効電力の処理方法にある。結合リアクトルによって転流電圧が得られると同時に、無効電力に相当する前導通回路の蓄積電磁エネルギーはいったん電源にもどすことなく、結合リアクトルを介して、速やかに次に導通する回路に移されていく、まさに一挙両得である。電機子電流が 60° 導通角のために、巻線利用率の点並びに再生動作の点などにおいて、なお、改良すべき点は多々あるが、十分実用性をもつ回路として今後も発展されていくであろう。

また、本論文において、TMFI インバータで運転された同期電動機についての解析方法を開発した。この方法は今までの無整流子電動機の解析法に比べて、より精密で良い結果が得られたのにもかかわらず、方法としては大変簡単明瞭であり、一般の無整流子電動機の解析にも適用され得よう。

なお、TMFI インバータは、直流定電圧の電源を駆動電源とする強制転流方式の定電流形インバータである。この論文で説明したものは典型的な回路にすぎず、制御方法（たとえば、制御パルスの出し方）ならびに回路についてもなお改良の余地があるので、効率などについての詳しい検討ならびに他のインバータとの比較はみあわせた。

(昭和49年4月24日受付、同49年9月5日再受付)

文 献

- (1) E. W. Davis: IEEE Trans. Industr. Gen. Applic 5, 1, 45 (1969)
- (2) N. Vutz: IEEE Trans. Industr. Applic. 8, 1, 89 (1972)
- (3) J. J. Pollack: IEEE Trans. Industr. Applic. 8, 2, 145 (1972)
- (4) 金・黒沢: 昭46電気学会全国大会 No. 730
- (5) 金・黒沢: 昭47電気学会全国大会 No. 532
- (6) B. D. Bedford: Principles of Inverter Circuits (John Wiley & Sons, Inc.) 208 (1964)
- (7) 例えば、福田: 電気学会論文誌 93-B, 633 (昭 48-12)
- (8) 例えば、佐藤: 電学誌 91, 1065 (昭 46-6)
- (9) 富入, 他: 電学誌 85, 1585 (昭 40-9)