結合リアクトル転流法と電流形インバータ

上智大学 金 東 海
上智大学 黒 沢 良 一

1. はじめに

パワエレクトロニクスの技術分野における重要課題の1つとしてインバータによる交流電動機駆動の分野がある。この分野は、サイリスタが発明されて以来多くの研究者によって研究されてきた。現時点においては、研究段階を終え、実用化の段階に入りつつあるかに思える。しかし、技術的には決して満足すべき域に達したとは言い難い。たとえば、この論文の主題たる一定電圧の直流電源を駆動源とする自励形のインバータについて考えてみた場合、現在、PWM制御を施したブリッジ形のインバータが実用性のあるものと考えられているが^{(1)~(4)}、このインバータも本論文において後述するように多くの欠点をもつものである。この論文では、新しい方法として結合リアクトル転流法およびこの方法を応用して構成した自励形インバータの回路例を紹介する。この新しい転流法とインバータは理想的な回路の実現へ一歩前進させるものであり、この転流法の導入により、インバータによる交流電動機の駆動の分野において、新しい技術的展開が期待されよう。

2. 結合リアクトル転流法

著者らは前に磁気結合を紹介しての転流方法を発表し、これによる新しい方式の移動磁界誘起インバータを紹介した^{(3)~(6)}。その後の継続研究で、この転流方法にさらに多くの可能性が見出され、合せて改良を重ねた結果、一つの完成された形態に到達することがで

きた。ここで、前論文⁽⁷⁾で説明した磁気結合を介しての転流方法を含み、より一般的な名称に改めた結合リアクトル転流法を紹介する。

結合リアクトル転流法は、その動作形態からして4種類に分類することができる。それらは次の通りである。

〈2・1〉 正電圧転流 第1図に直流電圧通減チョップ回路(a)と(b)が基本回路として示されている。普通の場合と異なるのは、平滑リアクトル CR_a と CR_b は磁氣的に結合している。このリアクトルは電流平滑の役割の他に、結合リアクトル転流法の主役を演ずるので、ここでは結合リアクトルと名づける。負荷としては電動機の電機子巻線に相当する起磁コイル MC_a と MC_b が接続される。

まず、チョップ CH_{a1} が閉路され、(a)回路に適当な値の電流 I_0 を流す。次にこの電流を(b)回路に転流すべく、 CH_{a1} を開路し、 I_0 をフリーホイーリングダイオード D_{a1} を通じて循環させた状態で CH_{a1} を閉路させる。(b)回路に電源より電流が流れようとするが、 CR_a と CR_b の磁気結合のために、被転流回路(a)と転流先回路(b)の電流 i_a と i_b は(1)式に従って変化する。

第1図 正電圧転流基本回路

Fig. 1. Basic circuits for positive voltage commutation.

The Coupled Reactor Commutating Method and the Contralled Current Type Inverter. By *Tung-Hai Chin*, Member & *Ryoichi 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: 正員, 上智大学理工学部 (現在, 東京芝浦電気(株))

$$\left. \begin{aligned} L_a \frac{di_a}{dt} + M_{ab} \frac{di_b}{dt} &= 0 \\ M_{ba} \frac{di_a}{dt} + L_b \frac{di_b}{dt} &= E_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 L_a と L_b はおのの(a)と(b)回路の負荷を含む全自己インダクタンスとし、同一回路で構成されているので、 $L_a = L_b = L_0$ とする。同様に $M_{ab} = M_{ba} = M_0$ は両回路間の全相互インダクタンス。抵抗分は説明の便宜上無視する。初期条件 $t=0$ で、 $i_a = I_0$ 、 $i_b = 0$ のもとで、(1)式を解くと、(2)式が得られる。

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

すなわち、 i_b は時間とともに直線的に増加し、 i_a は初期値 I_0 より $-(M_0/L_0)i_b$ の割合で減少する。時刻 $t = I_0(L_0^2 - M_0^2)/E_0 M_0$ で i_a が零となり、転流が完了する。転流に伴い、漏れインダクタンスの蓄積分を含む被転流回路の全蓄積電磁エネルギーはすべて転流先回路に移る。これは大変重要な事である。起磁コイルの蓄積電磁エネルギー、すなわち、交流電動機の無効電力に相当するものが電源にもどされずに、被転流回路から転流先回路に移される。したがって、この転流法によって構成されたインバータは無効電力処理の問題から解放される⁽⁵⁾。また、その間接的な効果として高い運転効率と迅速な転流が期待される。

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、一般に言う転流電圧に相当する。この場合、転流先回路に正の転流電圧をそう入することから、この転流方式を正電圧転流と名づけた。もし、電動機あるいは発電機として誘起電圧 v_a と v_b が第1図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 $(E_0 + v_a - v_b)$ になる。一方、転流リアクタンスに相当する量は(2)式の i_a 式より $L_0(1-k^2)/k$ である。ただし、 k は両基本回路の結合係数 (M_0/L_0) とする。もし、磁束の漏れが少なく、 $k \approx 1$ とすれば、転流リアクタンスは $2(1-k)L_0$ となり、すなわち、各回路の漏れインダクタンスの2倍である。

〈2・2〉 負電圧転流 第2図にその基本回路を示した。第1図の回路にチョップとダイオードを各1個ずつ付加したものである。図の場合と同様に、まず CH_{a1} と CH_{a2} を閉じて(a)回路に任意の電流 I_0 を流す。次にこの電流を(b)回路に転流すべく CH_{b1}

第2図 負電圧転流基本回路

Fig. 2. Basic circuits for negative voltage commutation.

か CH_{b2} のいずれかを閉じて(b)回路の負荷側で閉ループを構成させた状態で、 CH_{a1} と CH_{a2} を同時に開路させる。そうすると、(a)回路において $CR_a \rightarrow MC_a \rightarrow D_{a2} \rightarrow E_0 \rightarrow D_{a1} \rightarrow CR_a$ (矢印は電流の流れる方向を示す) からなる電源充電回路が構成され、 i_a は減少しようとするが、 CR_a と CR_b との磁気結合のために i_a と i_b は(3)式に従って変化する。

$$\left. \begin{aligned} L_0 \frac{di_a}{dt} + M_0 \frac{di_b}{dt} &= -E_0 \\ M_0 \frac{di_a}{dt} + L_0 \frac{di_b}{dt} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

前述同様に初期条件 $t=0$ 、 $i_a = I_0$ で解くと、

$$\left. \begin{aligned} i_a &= I_0 - \frac{L_0}{L_0^2 - M_0^2} E_0 t = I_0 - \frac{L_0}{M_0} i_b \\ i_b &= \frac{M_0}{L_0^2 - M_0^2} E_0 t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

となり、 i_a は正電圧転流の場合に比べてわずかに大きい減少率で転流される。(3)式では被転流回路(a)に負の転流電圧を印加するので、この転流方式を負電圧転流と名づけた。この場合では、被転流回路の蓄積電磁エネルギーの内、 $(1-k^2)(1/2)L_0 I_0^2 \approx (1-k)L_0 I_0^2$ 相当量は転流されずに、無効電力として電源にもどされる。しかし、一方では、負荷より電源への充電回路が構成され得るので、この転流方式はインバータに再生能力をもたせるのに必要な動作である。もちろん、正電圧転流のみでも再生動作を可能とすることはできるが、いくら回路は複雑になる。

〈2・3〉 正負電圧転流 第2図の回路において、転流に際して CH_{a1} と CH_{a2} を開路させるが、それと同時に CH_{b1} と CH_{b2} を閉じれば、転流先回路には正の転流電圧が、被転流回路には負の転流電圧が同時にそう入されるので、実効の転流電圧がほぼ2倍になりより迅速な転流動作が得られる。このような転流方式

を正負電圧転流と名づけた。

〈2・4〉 インピーダンス転流 負電圧転流を行なう際に、負の転流電圧電源を被転流回路にそう入する代わりに、インピーダンスをそう入して、インピーダンスの端子に発生する逆起電力により被転流回路の電流を強制的に減衰させれば、結合リアクトルを介して転流を起こさせることができる。インピーダンスとしてはターンオフ動作中のチョップ素子やコンデンサなどが考えられる。このような転流方式をインピーダンス転流と名づけた。

3. 結合リアクトル転流インバータ

結合リアクトル転流法を応用して種々のインバータ回路を構成することができる。筆者らが試みただけでもその数は 20 に達する。ここで、比較的シンプルで代表例を紹介する。第 3 図はその回路図である。この回路は第 1 図、第 2 図の基本回路を複素個組合せたものである。複素個の基本回路の導通期間を分離するための分離サイリスタ $ST_1 \sim ST_6$ 、および定められた期間だけフリーホイーリングダイオードの作用をなすフリーホイーリングサイリスタ FT_1 と FT_2 が新たに付加されている。起磁コイル MC_1, MC_2 と MC_3 はおのおの 3 相電動機の U, W と V 相電機子巻線に相当する。筆者らは前にこの種のインバータを移動磁界誘起インバータと名づけた^{(5)~(8)}。この名称はインバータの開発初期における歴史的事由によることもさながら、任意の交流電動機駆動のために、必要な移動磁界を発生する単能のインバータであり、電動機とインバータは一体であることを強調するにつけられた。しかし、研究が進むにつれて、より大きな自由度と広範囲な可能性が見出された今日においては、より一般性をもった名称が必要となってきた。ここにおいて、新たにこの種のインバータを結合リアクトル転流インバータ (Coupled Reactor Commutating Inverter, 以下略して CRC インバータ) と名づける。移動

第 3 図 結合リアクトル転流インバータの回路例

Fig. 3. Example of coupled reactor commutating inverters.

磁界誘起インバータは CRC インバータの 1 種で後述のように中性点端子を転流に利用し、磁界が転流ごとに 30 度ずつ移動するものを指すとする。

第 4 図 CRC インバータの制御パルスと電流波形

Fig. 4. Pulses for control and current waveforms of the CRC inverter.

第 5 図 CRC インバータの動作説明回路図

Fig. 5. Circuit diagrams for describing the operation of the CRC inverter.

第3図のCRCインバータを制御するためのゲートパルスシーケンスおよびインバータ各部電流波形の1例を第4図に示す。その回路動作の6分の1周期についての詳しい説明が第5図に示されている。図はの $t_1 \sim t_7$ 期間にわたって各期間の電流ループを示したものである。図中において太線のループ（同時に電流の流れは実線で示されている）は被転流回路を示し、細線のループ（電流の流れは1点鎖線）は転流先回路を示す。期間中に転流が起こらない場合は太線のループのみで示される。各期間についての説明は下記の通りである。

(期間)

(動作説明)

$\sim t_1$: 電動機の U 相巻線にのみ電流が流れ、 FT_1 を通して電流は循環し、その値は約 $2I_0$ である。

$t_1 \sim t_2$: t_1 で CH_1, CH_2 と ST_2 がターンオンし、正電圧転流が起こる。 FT_1 には i_u と i_w が互に逆向きに流れる。 $i_u > i_w$ の間は流れるが、 $i_u = i_w = I_0$ となった期間 t_2 においてはターンオフされ転流が完了する。

$t_2 \sim t_3$: FT_1 がターンオフされた後は、電流 i_{uw} が図示のループを流れる。この期間では電源 E_0 より加熱されて、電流増加の期間である。

$t_3 \sim t_4$: t_3 で CH_2 がターンオフされる。電源を流れていた電流は D_2 を通るようになる。電源が切り離されて電流減衰の期間である。 $t_2 \sim t_3$ 対 $t_3 \sim t_4$ の時期長の割合で平均入力電圧値が制御され得る。または、電流値の上下限による CH_2 のオンオフ制御により電流値の直接制御が可能である。

$t_4 \sim t_5$: t_4 で CH_1 と CH_2 がともにターンオフされる。電流は電源を充電するループに流れる。この期間は電源への電力回生の期間である。期間の長短で電力回生量が決まり、電動機駆動時は期間を零とするのが普通である。

$t_5 \sim t_6$: t_5 で FT_2 にゲートパルスが印加される。 B 点は E_0 電位、 N 点は $E_0/2$ 電位にあるために、 FT_2 はターンオンして負電圧転流が起こる。 i_w が増大し i_u が減少する。 t_6 で i_u が零となり、 i_w はほぼ $2I_0$ になって転流が完了する。

$t_6 \sim t_7$: 電動機の W 相巻線にのみ電流が流れ、次の転流を待機する。

以上、説明した動作に従ってインバータが動作すれ

第6図 電機子電流と磁束の位置

Fig. 6. The armature currents and the positions of the magnetic flux.

第7図 制御による電流波形の変化

Fig. 7. Variations of current waveforms by control.

ば、電機子巻線には第4図に示す3分の1周期ずつ位相のずれた3相交流電流が流れ、電動機は駆動される。ここで、電機子電流による電動機の磁界の推移状況を考えてみよう。第6図は3相電機子巻線と各期間における磁束の位置を示したものである。すなわち、磁束は $t_1 \sim t_2$ 期間と $t_5 \sim t_6$ 期間において30度ずつ移動する。一方、 $t_1 \sim t_7$ までの各期間の内、 $t_1 \sim t_2$ と $t_5 \sim t_6$ の転流期間は電源電圧等の諸条件により拘束を得る他は全く自由に变化し得るものである。制御により電流波形を変えることが可能である。これはCRCインバータの中においても中性点を転流に利用した移動磁界誘起インバータの一大特徴である。制御の仕方により出力電流波形を変えた例を第7図に示す⁽⁶⁾。第7図(c)はほぼ120度導通角に近い電流波形になり、結合リアクトル電機子巻線等の利用率が最大で、最も効率は良い運転状態である。(b)は12分の1周期ごとに30度ずつ磁束が移動する特殊な電流波形である。(c)の場合に比べて巻線の利用率が落ちて効率が悪くなるが、誘導電動機を起動する場合に問題となるトルクリップルは計算によると約半減する。これは、低速時のトルクリップルの原因は、2次電流の減衰にあるが⁽¹⁾、30度ずつの磁束移転は2次電流があまり減衰しない内に新たに磁束移転を起こすために、トルクの最小値が相対的に上昇し、トルクリップルが減少する。したがって、起動時には(b)の波形に、継続運転時には(c)の波形になるよう制御すれば、望ましい出力特性

が得られよう。

4. CRC インバータによる誘導電動機の駆動

CRC インバータは特性的に電流形の自励インバータである。したがって、すべてのタイプの交流電動機を駆動できる。同期機やステップモータを駆動したところ、ともに良い結果が得られた⁽⁸⁾⁽⁹⁾。ここでは、端子間インピーダンスが著しく変化し、もっとも駆動しにくい誘導機についての運転例を紹介する。

第3図の回路は比較的にシンプルで、チョッパとして大電力のパワートランジスタが入手できたことから、電気自動車用誘導機の駆動装置を実用規模において試作した。チョッパに大形のパワートランジスタ T200D 38 (200 A, 380 V, 内部ダーリントン接続, 新電元工業製造) を用い、電動機は3相 185 V, 80 A 星形接続, 20 kW, 2 極, 9,000 rpm の電気自動車用かご形誘導機を用いた⁽¹⁰⁾。結合リアクトルは各巻線 1 mH, 結合係数約 97.5% のものを用いた。電源としては 12.6 V のバッテリーを 20 個直列接続した場合を想定して、直流 250 V に選んだ。制御方法としては、チョッパのオンオフ制御による電流値一定制御を施した上で、この電流値における最大トルク係数を与える最適すべり周波数を選んで定すべり周波数運転を行なった。各電流値に対する最適すべり周波数は第8図に示す通りである。鉄心の飽和のために電流の増大に伴って最適すべり周波数は増大している⁽²⁾。また、最適すべり周波数は電流のみの関数であることが理論的に知られているが、回転数が変わっても最適すべり周波数がほとんど変化しないことを第9図の実験結果よりも確認できる。なお、図示の電流波形 I_{AVE} を定義するために第11図の波形をスケッチしたものである。

次に定電流定すべり周波数制御のもとでの出力特性

第8図 相電流に対する最適すべり周波数、トルクと効率の変化

Fig. 8. The variations of the most suitable slip frequency, torque and efficiency with phase current.

第9図 相電流一定時のトルク対すべり周波数特性

Fig. 9. Torque vs slip frequency under constant phase current.

第10図 出力トルクと総合効率特性

Fig. 10. Output torque and total efficiency characteristics.

および総合効率特性（インバータ、電動機、制御装置と冷却ファンを含む）を第10図に示した。トルク特性は実効相電流が一定であればほぼ一定である。相電流の実効値は、回路にそう入された無誘導抵抗の端子電圧を熱電対形計器によって測定して求めた。実験は 6,000 rpm まで行なった。実験において、84% 前後の最大効率を得られた。これは現時点において、開発されつつあるこの種の駆動装置と比較して、決してそんな色のないものである^{(11)~(13)}。なお、効率計算のための入力測定法は、電源の直流分巻発電機の出力端子に約 20,000 μ F のコンデンサを接続し、インバータの入力

第 11 図 電圧電流波形 ($E_0=245\text{V}$, $I_{rms}=57.5\text{A}$, トルク $=1.50\text{kg}\cdot\text{m}$, rpm $=5,000$, $f_s=0.68\text{Hz}$)

Fig. 11. Waveforms of voltage and current.

第 12 図 回生時の出力トルクと総合効率特性

Fig. 12. Output torque and total efficiency characteristics at regenerative braking operation.

電圧のリップルを $\pm 1.5\%$ 以下に抑えた状態で、入力平均電圧と、入力平均電流の積より入力電力を計算した。

動作中の回路各部の電圧電流波形の 1 例を第 11 図に示した。理論通りの波形である。

装置を回生動作で運転した場合の出力特性と効率特性を第 12 図に示した。実験装置の関係上、データはせまい範囲にとどまった。

5. CRC インバータの機能と評価

結合リアクトル転流法の機能についてはすでに第 2 章において詳述したが、CRC インバータ全体としての機能について検討してみよう。

定電圧電源を駆動源とする自励形インバータは 2 つの機能をもつことを要求される。すなわち、可変周波数と可変電圧の出力を作ることである。可変周波数は一般に問題なく達成され得るが、可変電圧の達成はインバータ内に変圧機能をもつことが必要である。交流変圧はいろいろの意味で無理であるから、第 1 図に示すように直流変圧作用にたよることになる。この場合、良い動作を得るためにはなるべく大きな電磁エネルギー蓄積素子たるリアクトルを出力側、すなわち、交流側におくことが必要である。ところが、交流回路に大きなリアクトルを置くことは電流を交番しなければならない交流回路の基本的立場と矛盾し、むしろ、無効電力処理の観点からなるべくリアクタンス分を小さくすることが望ましい。CRC インバータはこの矛盾を解決し、交流側に大きなリアクトルをそう入して理想的に近い変圧作用で機能する。また、結合リアクトルの作用で、スムーズに無効電力の処理が可能となり、しかも、変圧作用と関係なく電源電圧が転流電圧として利用できるのも、一般のインバータよりも迅速な転流が可能である⁽⁹⁾。

CRC インバータの特性を評価するために、誘導機の駆動に焦点をしばって、現時点ですぐれた装置として考えられている PWM 制御を施した電圧形インバータとの比較を試みよう⁽¹⁾。この比較はまた CRC インバータの出現によって新たな展開が期待される電流形インバータと在来の電圧形インバータとの比較ともなろう。電圧形インバータ (PWM 制御を施したもの、以下同様) としては第 13 図に示す標準的なものを考えとする。

第 13 図 比較用の電圧形インバータ

Fig. 13. Controlled voltage type inverter for comparison.

〈5・1〉 電圧形インバータはより大きな転流能力をもつチョッパを必要とする 電圧形インバータは平滑リアクトルがないので、チョッパのオンオフに従って電流は激しく増減する。そのために、電流の最大値対平均値の比が大きく、チョッパの転流能力は交流電流平均値の数倍以上のものが要求される⁽¹²⁾。特に、誘導機の場合は起動時の入力インピーダンスが著しく低下するので、起動時の大きなラッシュ電流を抑えるために第 13 図に示すように直流側にリアクトルをそう入するか⁽²⁾、または電動機巻線と直列にリアクトルをそう入する場合さえある。CRC インバータにおいては平均値と同程度の転流能力をもつチョッパでよい。

〈5・2〉 電圧形インバータの転流損は大きく、電動機の鉄損、銅損も大きい 電圧形インバータは前記理由により平均値の数倍の電流をターンオフする必要がある。また、高い周波数でチョッパが動作するために、チョッパの転流損が大きい。その上、電圧形インバータの場合に、高調波電圧が誘導機に印加されるので、その電圧に対応する高調波の磁束が生じ、その結果として大きな高調波電流が流れる⁽¹²⁾⁽¹⁴⁾。それに対して、CRC インバータのような電流形インバータは、強制的に高調波電流を流すが、この高調波電流に対して誘導機は拘束状態にあるので、漏れインダクタンスの影響を無視すれば高調波電流による磁束は生じないと考えてよい。高調波電流分も当然小さいために、電動機で発生する銅損と鉄損は電圧形インバータの場合に比べて小さくなる⁽¹⁵⁾。第 11 図中の電動機の相電圧波形が正弦波に近いのはこの事実を物語っている。ただし、CRC インバータでは結合リアクトルの損失が加わる。

〈5・3〉 電圧形インバータの制御が複雑である

CRC インバータはチョッパのオンオフによる電流の直接制御が容易である。これに対して、電圧形インバータの出力電流波形に大きなリップル分布があり、チョッパのオンオフは PWM 制御の一定のパターンに従わねばならないので、電流の直接制御を行なうことは困難である。一般に V/F 制御による間接的な電流制御しかできない⁽¹⁾⁽²⁾。そのために、制御対象のパラメータがふえて相当複雑化する。また、 V/F 制御そのものも大変複雑で、主磁束一定制御などの方法がとられている⁽¹⁾。

〈5・4〉 電圧形インバータは、出力特性において劣る⁽¹⁰⁾ これは、むしろ前述諸点の副次的効果と考えてよい。たとえば、起動時の大きな電流リップルのために、チョッパの転流能力の限界からある程度の起動トルクの低減がまぬがれない。また、電源電圧対電動

機定格誘起電圧の比を大きくとめることは技術的見地から不適当である。そのために、広範囲にわたる一定トルク特性並び最適すべり周波数制御の条件を保持できない。CRC インバータにおいてはこのような問題は原則的に起こらない。

〈5・5〉 CRC インバータの転流が円滑である 誘導機の問題と離れるが、CRC インバータは電動機の無効電力の処理がスムーズであり、大きな転流 di/dt を得ることが容易であるので、ステップモータの駆動に特に有利である。CRC インバータの出現により、ステップモータの大出力高速度化における駆動回路から生ずる障壁は打破され、今後の発展が期待される⁽⁹⁾。

〈5・6〉 CRC インバータの起動トルクリップルが大きい これは、電流形インバータ共通の欠点である⁽¹⁾。しかし、CRC インバータは現在開発されたばかりであるので、今後の研究改良により、この問題は相当程度まで改善されることは十分にその可能性をもっている。第 7 図の説明もその一例である。

なお、回路構成の複雑さなどの問題は、CRC インバータは多種多様の回路が考案され、実験されつつあるので、第 3 図の回路だけでの比較は一般性を欠くので省略する。また、以上の特性比較は定常運転の場合に限定したが、過渡的運転状態では制御遅れによる過渡的ラッシュ電流や制御の複雑さ等の面で⁽¹⁾、電圧形インバータは一層不利な立場にある。この問題は今後の研究に委ねる。なお、いわゆる直列ダイオード電流形インバータで誘導機を駆動する場合に、ある動作領域で乱調現象を起こすといわれているが、これは主に直流側に大きなリアクトルをもつための制御遅れ⁽¹⁶⁾、および転流コンデンサの転流予備時間⁽¹⁸⁾等に起因するもので、CRC インバータの場合は、電流直接制御による遅れが小さいことおよび転流予備時間を必要としないことにより、原理的に不安定となる危険性は少ない。

6. む す び

以上において、結合リアクトル転流法およびそれに依拠した結合リアクトル転流インバータについて簡単に紹介し、効率、制御性、出力特性および経済性の面でもとにすぐれていることを説明した。

この論文ではインバータの一例を、それも電動機の中性点を転流動作に利用する移動磁界誘起インバータの例を示したが、結合リアクトル転流法は元来電氣的に絶縁された回路間での転流が可能な転流方法であるので、回路構成上の自由度が大きく、今後、パラメータに富んだ多くのインバータが考案され、実用化され

ることが期待されよう。交流側に平滑リアクトルを入れるという本転流法の基本的概念に基づいて、現在すでに各々1個, 2個, 3個および4個のリアクトル巻線をもつインバータ回路が考案され、近い内に発表されるであろう。本論文の回路例は電気自動車の駆動のように小容量装置に向けたものであるが、用途に応じた各種回路も考案試作されつつある。さらに、本転流法は自励インバータばかりでなく、他励インバータの転流補助回路などにも応用され得る。

また、いままで電流形の自励インバータといえはゆる直列ダイオード形のブリッジインバータとその変形が唯一のものであった。しかし、このインバータは安定性や素子耐圧等の点でも問題があり、あまり広く応用されていない。結合リアクトル転流インバータの出現により、電流形インバータの分野は新たな発展を見るであろう。特に電流形インバータが適している誘導電動機の変速駆動は、本論文の実例によっても示されるように、誘導電機の諸特質と合せて新しい技術的進歩をもたらであろう。

終わりに、インバータと制御回路の製作に多大なるご援助を頂いた東京芝浦電気の難波江章氏と牛腸長一氏、電動機を貸して頂いた東洋電機の前野拓三氏、お

よび、出力試験の場を提供して頂いた東京芝浦電気の赤石三郎氏と稲垣純平氏の各位に心より感謝の意を表する次第である。

(昭和50年9月12日受付, 同51年2月2日再受付)

文 献

- (1) 岩金・甲斐・浦野: 安川電機 **38**, 148, 588 (昭 49)
- (2) 難波江, 他: 電力応用研究会 EPT-74-13 (昭 49)
- (3) L. Abraham, et al.: AEG-Mitt, **54**, 1/2, 89 (1964)
- (4) A. Schönung, et al. Brown Boveri Rev. **51**, 8/9, 555 (1964)
- (5) 金・黒沢: 昭47年電気学会全国大会 No. 532
- (6) 金・黒沢: 昭48年電気学会全国大会 No. 730
- (7) 金・黒沢: 昭50年電気学会全国大会 No. 708
- (8) 金・黒沢: 電気学会論文誌 **95-B**, 65 (昭 50-2)
- (9) 富田, 他: 第14回計測自動制御学会 No. 1703 (昭 50)
- (10) 斎藤: 東洋電機技報 **14**, 31 (昭 51)
- (11) 稲垣: 電気自動車の研究開発 p. 391, 通産省工業技術院編 (昭 49-12)
- (12) 三橋・大沢: “ p. 461, “ (昭 49-12)
- (13) 大前・柴田: 第14回計測自動制御学会 No. 1313 (昭 50)
- (14) 沢井・原島・賀屋: 電学誌 **90**, 2523 (昭 45-2)
- (15) 村井・安岡・常広: 制御変換装置研究会 PCC-74-19 (昭 49)
- (16) 平松・塚本・常広: 電気学会論文誌 **94-B**, 1 (昭 49-1)
- (17) 大谷, 他: 昭50年電気学会全国大会 No. 744
- (18) 安岡・常広: 電気学会論文誌 **94-B**, 335 (昭 49-7)