回転磁界形直列リアクトルを持つ多相 インバータ-誘導電動機駆動方式

早稲田大学 小 貫 天
早稲田大学 高 原 英 明

1. ま え が き

近年サイリスタの開発により電動機の SCR 制御が広範囲に行なわれるようになってきたが、特にインバータを用いた誘導電動機の運転は速度制御が容易であることを始めとして諸々の利点があるところから応用範囲が広いと、高調波が原因して振動トルクや予期せぬ発熱を引き起こしかねない。このため波形改善の方法としては、一周中に数回の転流を行ない特定の高調波とを除去する方法⁽¹⁾及び多相化して出力変圧器の二次側巻線を適当に結合することにより三相出力を得る方法⁽²⁾が一般的である。この他に、インバータと同様に電動機巻線も多相化し、トランスを介することなく電動機エアギャップ中で波形を合成する方法も試みられている⁽³⁾⁽⁴⁾。本論文はこの方法について論じたものであるが、この場合インバータと電動機を単に相順を一致させて接続したのみでは、エアギャップ中で回転磁界が打消される特定の高調波については巻線に誘起電圧が生じないため極端にインピーダンスが低下し、高調波電流が増加して一次電流が乱されかえって悪い結果を生じてしまう。そこで電動機と直列に、やはり回転磁界を利用した高調波リアクトルを設けることによりこの問題を解決した⁽⁵⁾⁽⁶⁾。この直列高調波リアクトルは電動機と等しい相数の巻線を持ち、その接続相順は電動機とは異なるものであって基本波には非常に低いインピーダンスを示し、高調波には高インピ

ーダンスを示してこれを抑制し、しかも可変周波数にて作動する。また、この方式によると適当な個数の直列高調波リアクトルを用いれば、総ての相数のインバータ-電動機系を運転することができるが、本論文では最も実用的と思われる回路として三相ブリッジインバータ（6相インバータ、以下同様）を二組、位相差 $\pi/6$ で組合せた12相インバータ及び12相誘導電動機の系について検討した。さらにこの場合の実負荷試験においては、12相インバータ出力を6個の変圧器を用いて三相出力とする従来の方式との比較を同一電動機によって行ない、直列高調波リアクトルによる12相電動機方式が特性面また経済面でも有利である可能性を示した⁽⁷⁾。

インバータ駆動誘導電動機系の運転時の特性解析はすでにいくつかの文献⁽⁸⁾、⁽⁹⁾で種々の方法により行なわれており、特に12相インバータ出力波形によるものは、状態推移法を用いた解析した論文⁽¹⁰⁾などが発表されているため、詳細は省略することにする。

2. 12 相インバータ-誘導電動機系

〈2・1〉 回転磁界利用直列高調波リアクトル インバータ電源のように交流電圧に高調波を含む場合でも、6相電動機（通常の三相電動機、以下同様）においては3の倍数次の時間高調波はエアギャップ磁界に含まれないことは周知のとおりである。電動機を12相とするとさらに5, 7, 17, 19, …, $(12k \pm 5)$, …, $(k=0, 1, 2, \dots)$ 次の各時間高調波が消滅して基本波, 11, 13, …, $(12k \pm 1)$, … 次の時間調波のみが残る。これはインバータ出力のように時間高調波を含む電源で駆動する場合特に有効であるが、 $(12k \pm 5)$ 次の時間高調波磁界が存在しないことは電源電圧の同

A Method of Polyphase-Inverter Induction Motor Drive with Rotating M. M. F. Type Series Reactors. By T. ONUKI, Member & E. TAKAHARA, Member (Department of Electrical Engineering, Waseda University).

小貫 天: 正員, 早稲田大学電気工学科教授
高原英明: 正員, 早稲田大学電気工学科修士課程 (現, 東京芝浦電気(株))

第1図 本文中で提唱する12相インバータ-誘導電動機系の基本接続

Fig. 1. Basic circuit of 12-phase inverter induction motor system suggested in this paper.

じ次数の高調波成分に対してインピーダンスが非常に低くなる(巻線抵抗と漏れリアクタンスのみ)ことを意味する。その結果これらの次数の高調波電流の含有率が多くなり、一次電流は却って増加したはずだ波形となり、インバータの転流にも悪影響を及ぼす。このため次に述べるような回転磁界を利用した可変周波数にて作動する直列高調波リアクトルを考案して余分な高調波電流を抑制し良い結果を得ることができた。

第1図に本論文で提唱する直列高調波リアクトルを用いた12相インバータ-誘導電動機系の基本接続を示す。インバータは電圧制御形で一相あたりの出力電圧は 180° 方形波となっており、1, 3, 5相で示される6相系と2, 4, 6相で示される6相系を $\pi/6$ の位相差で組合せて12相出力としている。直列高調波リアクトルの構造は、本質的には12相誘導電動機と同じであるといっても良い。回転子側は回路は不必要で固定された構造であり、また容量が小形であることを除けば12相電動機同様固定子側に12相巻線を持ち、エアギャップ中に回転磁界を作る構造となっている。ただし、両者の電源との接続相順が異なっていることが大きな相違点で、このため一方は電動機として働き他方は直列リアクトルの役を果たす。すなわち第1図に示すように電動機では電源電圧の時間的位相順(インバータの点弧順)と巻線の空間位相を合致させているため、エアギャップ中には基本波を始めとする $(12k \pm 1)$ 次調波が単相起磁力の $6/2$ 倍の起磁力を作る。これに対して直列高調波リアクトルは1, 3, 5相は電動機同様相順を一致させているが、2, 4, 6相は 180° 空間位相の異なる巻線に接続している。すなわち、2, 4, 6相系を逆極性に加えることによって双方の6相系で作る基本波を含む $(12k \pm 1)$ 次調波起磁力が打消し合って零となるようにしてある。このため $(12k \pm 1)$ 次調波に対するインピーダンスは低くなって、直列高

調波リアクトルを通りぬけることになるが、これらに替って電動機中には生じていない $(12k \pm 5)$ 次調波が起磁力を作ることになりこちらに対するインピーダンスが高くなる。この機構によって電源中のすべての時間高調波は重複すること無く電動機か直列高調波リアクトルのどちらか一方に必ず受持たれる形になり、電流の乱れは全く無くなる。

直列高調波リアクトルの電流容量は電動機と等しくとる必要があるが、端子電圧は5, 7, 17, 19……次調波のみであり、それぞれ基本波の $1/5, 1/7, 1/17, 1/19$ の大きさであるので全体の容量は電動機の0.255倍となり約 $1/4$ で良いことになる。

また、実際問題としてこの直列高調波リアクトルは回転機の形状を持つ静止器であるため、回転子側に多相コイルを設け得る限り狭いギャップで外側に鉄轂をかぶせる構造とすれば、製作上も容易になるものと思われる。

その他の問題として、空間高調波の影響が考えられるが、これらは僅少であるため無視してさしつかえない。

〈2.2〉多軸行列法による解析⁽¹¹⁾ 多軸行列法を用いて、電圧電流を対称座標軸に変換すれば、この直列リアクトルの意味をいっそう明確にすることができる。いま、固定子側が12軸12相で回転子は6相巻線を持つ回転機のモデルを考える。この場合固定子で

第2図 12相回転機械6軸モデル

Fig. 2. 6-axes model for 12-phase rotating machine.

は 180° 隔る軸は同一軸と見なせるため、実際には第2図に示すような6軸モデルで表現できる。

第2図において R_1, R_2 : 一次側及び二次側一相分抵抗値, L_1, L_2 : 一次側及び二次側一相分自己インダクタンス, l_1, l_2 : 一次側及び二次側一相分漏れインダクタンス, M : 一次及び二次間相互インダクタンス最大値, θ : 固定子第1軸と回転子第1軸の変位角, $\omega' = \theta/t$: 回転角速度である。

第2図の固定子, 回転子のそれぞれの線軸につき9個の電圧方程式をたて, これらの両辺を12相対称座標変換行列(B)及び6相(一般には三相)対称座標変換行列(A)を用いて書き替れば(1)~(9)式に示される対称座標軸に変換された電圧方程式を得ることができる。ただし, (B)は6軸用としているため6行6列の行列で表わされ, 次のようになる。

$$[B] = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ b^{11} & b^9 & b^7 & b^5 & b^3 & b \\ b^8 & 1 & b^4 & b^8 & 1 & b^4 \\ b^7 & b^9 & b^{11} & b & b^3 & b^5 \\ b^4 & 1 & b^8 & b^4 & 1 & b^8 \\ b^3 & b^9 & b^3 & b^9 & b^3 & b^9 \end{pmatrix}$$

$$[A] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{pmatrix}$$

ただし, $b = \varepsilon^{j(\pi/6)}$, $a = \varepsilon^{j(2/3)\pi}$

固定子側については

$$E_{11} = \{R_1 + (l_1 + 3L_1)p\} I_{11} + \frac{3}{\sqrt{2}} M p I_{21} \varepsilon^{j\theta} \quad (1)$$

$$E_{12} = (R_1 + l_1 p) I_{12} \quad (2)$$

$$E_{13} = (R_1 + l_1 p) I_{13} \quad (3)$$

$$E_{14} = (R_1 + l_1 p) I_{14} \quad (4)$$

$$E_{15} = (R_1 + l_1 p) I_{15} \quad (5)$$

$$E_{16} = \{R_1 + (l_1 + 3L_1)p\} I_{16} + \frac{3}{\sqrt{2}} M p I_{22} \varepsilon^{-j\theta} \quad (6)$$

回転子側については

$$E_{20} = (R_2 + l_2 p) I_{20} \quad (7)$$

$$E_{21} = \left\{ R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2} L_2 \right) p \right\} I_{21} + \frac{3}{\sqrt{2}} M p I_{11} \varepsilon^{-j\theta} \quad (8)$$

$$E_{22} = \left\{ R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2} L_2 \right) p \right\} I_{22} + \frac{3}{\sqrt{2}} M p I_{16} \varepsilon^{j\theta} \quad (9)$$

ここで, $E_{11}, E_{12}, E_{13}, E_{14}, E_{15}, E_{16}$: $I_{11}, I_{12}, I_{13}, I_{14}, I_{15}, I_{16}$ は対称座標法表示による固定子側電圧電流の各相分であり, 同様に E_{20}, E_{21}, E_{22} : I_{20}, I_{21}, I_{22} は回転子側各相分である。 E_{11} 及び E_{16} はそれぞれ固定子側正相分, 逆相分電圧を示しトルクに関係しているが $E_{12}, E_{13}, E_{14}, E_{15}$ で表わされる各相分は固定子損失に関係し電動機動作には不用のものである。回転子側も同様に E_{21}, E_{22} はそれぞれ正相分, 逆相分であり, E_{20} は零相分で不必要なものであることを示している。

ここでいま, 直列高調波リアクトルを使用せずに, 12相電動機を直接12相インバータに接続したとして考えてみる。電動機の非正弦波状相電圧, すなわちインバータ出力電圧をフーリエ級数に展開して表示すれば(10)式となる⁽¹²⁾。ただし, ここでは電動機の線形性を仮定し重ね合せの理が成り立つものとする。また, 巻線形状による空間高調波の影響は無視し, 磁束分布はエアギャップ中において正弦波状であるとする。

$$\begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{12} \\ e_{13} \\ e_{14} \\ e_{15} \\ e_{16} \end{pmatrix} = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} \begin{pmatrix} E_{(n)1} \cos(n\omega t + \varphi_n) \\ E_{(n)2} \cos(n\omega t + \varphi_n - n\pi/6) \\ E_{(n)3} \cos(n\omega t + \varphi_n - n\pi/6) \\ E_{(n)4} \cos(n\omega t + \varphi_n - n\pi/6) \\ E_{(n)5} \cos(n\omega t + \varphi_n - n\pi/6) \\ E_{(n)6} \cos(n\omega t + \varphi_n - n\pi/6) \end{pmatrix} \quad (10)$$

n : 奇数

(10)式で $E_{(n)}$ は n 次高調波の相電圧実効値, φ_n は n 次高調波位相角である。(10)式を更に書替れば

$$\begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{12} \\ e_{13} \\ e_{14} \\ e_{15} \\ e_{16} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{n=1}^{\infty} \begin{pmatrix} \dot{E}_1 \\ \dot{E}_2 \\ \dot{E}_3 \\ \dot{E}_4 \\ \dot{E}_5 \\ \dot{E}_6 \end{pmatrix}_{(n)} \varepsilon^{jn\omega t} + C \begin{pmatrix} \dot{E}_1^* \\ \dot{E}_2^* \\ \dot{E}_3^* \\ \dot{E}_4^* \\ \dot{E}_5^* \\ \dot{E}_6^* \end{pmatrix}_{(n)} \varepsilon^{-jn\omega t} \quad (11)$$

と表わされる。(11)式において

$$[C] = \begin{pmatrix} 1 & & & & \\ & b^{1-n} & & & \\ & & b^{4(1-n)} & & \\ & & & b^{5(1-n)} & \\ & & & & b^{8(1-n)} \\ & & & & & b^{9(1-n)} \end{pmatrix}$$

$b = e^{j(\pi/6)}$ であり、また

$$\begin{pmatrix} \dot{E}_1 \\ \dot{E}_2 \\ \dot{E}_3 \\ \dot{E}_4 \\ \dot{E}_5 \\ \dot{E}_6 \end{pmatrix}_{(n)} = \begin{pmatrix} E_{(n)} e^{j\varphi_n} \\ E_{(n)} e^{j(\varphi_n - \pi/6)} \\ E_{(n)} e^{j(\varphi_n - 4\pi/6)} \\ E_{(n)} e^{j(\varphi_n - 5\pi/6)} \\ E_{(n)} e^{j(\varphi_n - 8\pi/6)} \\ E_{(n)} e^{j(\varphi_n - 9\pi/6)} \end{pmatrix}$$

であり*は共役を示す。(11)式の両辺に6軸用12相対称座標変換行列[B]を適用すれば電動機相電圧を瞬時値対称座標法にて表示できる。各調波別に計算すれば(12)式が得られる。

$$\begin{pmatrix} E_{11} \\ E_{12} \\ E_{13} \\ E_{14} \\ E_{15} \\ E_{16} \end{pmatrix} = [B]^{-1} \begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{12} \\ e_{13} \\ e_{14} \\ e_{15} \\ e_{16} \end{pmatrix} = \sqrt{3} \begin{pmatrix} \dot{E}_{1(1)} e^{j\omega t} + \dot{E}_{1(11)}^* e^{-j11\omega t} \\ \dot{E}_{1(3)} e^{j3\omega t} + \dot{E}_{1(9)}^* e^{-j9\omega t} \\ \dot{E}_{1(5)} e^{j5\omega t} + \dot{E}_{1(7)}^* e^{-j7\omega t} \\ \dot{E}_{1(5)}^* e^{-j5\omega t} + \dot{E}_{1(7)} e^{j7\omega t} \\ \dot{E}_{1(3)}^* e^{-j3\omega t} + \dot{E}_{1(9)} e^{j9\omega t} \\ \dot{E}_{1(1)}^* e^{-j\omega t} + \dot{E}_{1(11)} e^{j11\omega t} \\ + \dot{E}_{1(13)} e^{j13\omega t} + \dot{E}_{1(23)}^* e^{-j23\omega t} + \dots \\ + \dot{E}_{1(15)} e^{j15\omega t} + \dot{E}_{1(21)}^* e^{-j21\omega t} + \dots \\ + \dot{E}_{1(17)} e^{j17\omega t} + \dot{E}_{1(19)}^* e^{-j19\omega t} + \dots \\ + \dot{E}_{1(17)}^* e^{-j17\omega t} + \dot{E}_{1(19)} e^{j19\omega t} + \dots \\ + \dot{E}_{1(15)}^* e^{-j15\omega t} + \dot{E}_{1(21)} e^{j21\omega t} + \dots \\ + \dot{E}_{1(13)}^* e^{-j13\omega t} + \dot{E}_{1(23)} e^{j23\omega t} + \dots \end{pmatrix} \quad (12)$$

となる。

(12)式の各行ごとに(1)～(6)式を代入すると固定子相電圧の高調波成分と対称座標法表示された各相分との関係が求められる。 $E_{11}=E_{16}^*$, $E_{12}=E_{15}^*$, $E_{13}=E_{14}^*$, また $I_{11}=I_{16}^*$, $I_{12}=I_{15}^*$, $I_{13}=I_{14}^*$ は明らかであり、そのうえ実際には6相結合二組の組合せとしていため3の倍数調波は相電圧に生じることはなく $E_{12}=E_{15}=0$ である。よって固定子側で実際に考慮すればよいものは E_{11} 及び E_{13} のみであり、正相分電圧 E_{11} に関係する式は、回転磁界を作りトルクに関係するものが電源中の基本波を始めとする $(12k \pm 1)$ 次調波

であることを表わし、損失に係る E_{13} は $(12k \pm 5)$ 次調波の組合せであることを示している。(1)及び(3)式から E_{13} に対するインピーダンスは E_{11} に対するインピーダンスに対して無負荷時で $1/15$ 以下と計算されるのに対し、 E_{13} の絶対値は(12)式より E_{11} の $1/4$ 程度 (0.255) と計算され E_{13} による高調波電流 I_{13} の含有率が相当に多いことを示している。

直列高調波リアクトルは先に述べたように本質的には12相回転機械と考えられるので、そのモデルは第2図に示す12相、6軸回転機の固定子側のみで表現することができる。各相の相電圧、相電流を e_{R1} , e_{R2} , e_{R3} , e_{R4} , e_{R5} ; i_{R1} , i_{R2} , i_{R3} , i_{R4} , i_{R5} , i_{R6} とし、 R_R を一相分抵抗値、 L_R を一相分自己インダクタンス、 l_R を一相分漏れインダクタンスとして電圧方程式をたて、対称座標軸に変換すれば(1)式から(6)式に準じて六つの相分についての電圧方程式が求まるが、必要なもののみ記述すると(13), (14)式となる。

$$E_{R1} = \{R_R + (l_R + 3L_R)p\} I_{R1} \dots \dots \dots (13)$$

$$E_{R3} = \{R_R + l_R p\} I_{R3} \dots \dots \dots (14)$$

E_{R1} , E_{R3} , I_{R1} , I_{R3} はそれぞれ対称座標法表示された直列高調波リアクトル電圧電流であり、 E_{R1} , I_{R1} は正相分である。ここで、もし直列高調波リアクトルのみをインバータ電源に接続したと仮定すると(11)式を多少操作することによりそのまま用いてリアクトルの各電圧相分を高調波成分に対応させて表わすことができる。

すなわち、(11)式右辺の

$$[\dot{E}_1, \dot{E}_2, \dot{E}_3, \dot{E}_4, \dot{E}_5, \dot{E}_6]_{(n)t}$$

の替りに

$$[\dot{E}_1, \dot{E}_2 e^{j\pi}, \dot{E}_3, \dot{E}_4 e^{j\pi}, \dot{E}_5, \dot{E}_6 e^{j\pi}]_{(n)t}$$

を代入すれば2, 4, 6相の6相系のみを 180° ずらして給電することを意味する。

ただし、 $[\]_t$ は対称行列を表わす。これを同様に計算すると(15)式となる。

$$\begin{pmatrix} E_{R1} \\ E_{R2} \\ E_{R3} \\ E_{R4} \\ E_{R5} \\ E_{R6} \end{pmatrix} = [B]^{-1} \begin{pmatrix} e_{R1} \\ e_{R2} \\ e_{R3} \\ e_{R4} \\ e_{R5} \\ e_{R6} \end{pmatrix} = \sqrt{3} \begin{pmatrix} \dot{E}_{1(5)} e^{j5\omega t} + \dot{E}_{1(7)}^* e^{-j7\omega t} \\ \dot{E}_{1(3)} e^{j3\omega t} + \dot{E}_{1(9)}^* e^{-j9\omega t} \\ \dot{E}_{1(1)} e^{j\omega t} + \dot{E}_{1(11)}^* e^{-j11\omega t} \\ \dot{E}_{1(1)}^* e^{-j\omega t} + \dot{E}_{1(11)} e^{j11\omega t} \\ \dot{E}_{1(3)}^* e^{-j3\omega t} + \dot{E}_{1(9)} e^{j9\omega t} \\ \dot{E}_{1(5)}^* e^{-j5\omega t} + \dot{E}_{1(7)} e^{j7\omega t} \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 & + \dot{E}_{1(17)} \varepsilon^{j17\omega t} + \dot{E}_{1(19)}^* \varepsilon^{-j19\omega t} + \dots \\
 & + \dot{E}_{1(15)} \varepsilon^{j15\omega t} + \dot{E}_{1(21)}^* \varepsilon^{-j21\omega t} + \dots \\
 & + \dot{E}_{1(13)} \varepsilon^{j13\omega t} + \dot{E}_{1(23)}^* \varepsilon^{-j23\omega t} + \dots \\
 & + \dot{E}_{1(13)}^* \varepsilon^{-j13\omega t} + \dot{E}_{1(23)} \varepsilon^{j23\omega t} + \dots \\
 & + \dot{E}_{1(15)}^* \varepsilon^{-j15\omega t} + \dot{E}_{1(21)} \varepsilon^{j21\omega t} + \dots \\
 & + \dot{E}_{1(17)}^* \varepsilon^{-j17\omega t} + \dot{E}_{1(19)} \varepsilon^{j19\omega t} + \dots
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

(12) と (15) 式を比較すると $E_{R1}=E_{13}$, $E_{R3}=E_{11}$, $E_{R4}=E_{16}$, $E_{R5}=E_{14}$ なる関係があり右辺の一行と三行及び四行と六行が入れ替わっている。電動機の場合と全く同様に $E_{R1}=E_{R6}^*$, $E_{R2}=E_{R5}^*$, $E_{R3}=E_{R4}^*$ であり、また、6 相結合の条件から $E_{R2}=E_{R5}=0$ であるため、 E_{R1} 及び E_{R3} のみ考慮すれば良い。これらを (13), (14) 式に代入すれば、 $(12k \pm 5)$ 次調波に対するインピーダンスがきわめて高く、 $(12k \pm 1)$ 次調波はほとんど通りぬけることを示し、ちょうど電動機とは裏表の関係となっている。ところで実際の系の結合は第 1 図のようであるので $I_{11}=I_{R3}$, $I_{13}=I_{R1}$ とすることができ、インバータ電源電圧の正相分、第 3 相分をそれぞれ E_{S1} , E_{S3} として全体の系について表わせれば最終的には次の方程式となる。

$$\begin{aligned}
 E_{S1} = \{R_1 + R_R + (l_1 + l_R + 3L_1)p\} I_{11} \\
 + \frac{3}{\sqrt{2}} M p I_{21} \varepsilon^{j\theta} \dots \dots \dots (16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{S3} = \{R_1 + R_R + (l_1 + l_R + 3L_R)p\} I_{13} \\
 \dots \dots \dots (17)
 \end{aligned}$$

$(l_1 + l_R + 3L_1) \doteq (l_1 + l_R + 3L_R)$ であるとしても E_{S3} の絶対値は E_{S1} に対して小さく周波数も高いため I_{13} の値は非常に小さくおさえられる。

〈2・3〉 電動機基礎方程式 電動機自身のみの特性について考えてみると、対称座標法表示された電圧電流方程式 (1) ~ (9) のうちトルクに無関係なものを除けば、 E_{11} , E_{16} , E_{21} , E_{22} に関する四つの式のみが残る。これをさらに整流行列 $[K]$ を用いて座標変換し正相分のみ記述すれば次の基礎方程式が得られる⁽¹²⁾。

$$\begin{aligned}
 E_{11} = \{R_1 + (l_1 + 3L_1)p\} I_{11} + \frac{3}{\sqrt{2}} M p I_{21}' \\
 \dots \dots \dots (18)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 0 = \frac{3}{\sqrt{2}} M (p - j\omega') I_{11} \\
 + \left\{ R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2} L_2 \right) (p - j\omega') \right\} I_{21}' \\
 \dots \dots \dots (19)
 \end{aligned}$$

ただし、 $I_{21}' = I_{21} \varepsilon^{j\theta}$, ω' は回転子の回転角速度 (電気角) であり、また

$$[K] = \begin{bmatrix} 1 & & \\ & 1 & \\ & & \varepsilon^{-j\theta} \\ & & & \varepsilon^{j\theta} \end{bmatrix}$$

である。(18), (19) 式は電動機トルクなどの特性計算の基礎となる方程式である。

〈2・4〉 その他の相数について この直列高調波リアクトル方式を用いれば 12 相ばかりでなく、8 相、10 相、14 相、16 相、18 相……とあらゆる相数のインバータ-電動機系を運転することができる。すなわち電動機と等しい相数の巻線を持つ直列高調波リアクトルと電源との接続相順を規則的にずらすことにより、基本波が打消された高調波のみの回転磁界を必ず一組以上作ることが可能である。このずらし方は多相対称座標法を用いれば容易に求められる。しかし直列高調波リアクトルの個数は 8, 10, 12 相は 1 個で良いが、14 相では 2 個、16 相は 3 個要する。18 相では 6 相結合三組の組合せのため 3 の倍数調波が打消されており、このぶんを抑制する必要が無いため 2 個で良くなり、実用上からは 12 相の次に有利である。18 相の場合電動機エアギャップ中の磁界は基本波、17, 19, ……、 $(18k \pm 1)$, ……次調波となり運転特性としてはかなり良いものとなる。このときのそれぞれ 20° の位相差をもつ三組の 6 相系をおのおの 1, 4, 7 相系, 2, 5, 8 相系, 3, 6, 9 相系とすると 18 相電動機エア

第 3 図 18 相電動機及び直列高調波リアクトルのエアギャップ中基本波起磁力

Fig. 3. Fundamental m.m.f.s in the air gaps of the 18-phase motor and the series harmonics reactors.

ギャップ中では第3図(a)のようにそれぞれの6相系の作る基本波合成起磁力が空間的に一致しているのに対し、直列高調波リアクトルでは2, 5, 8相系及び3, 6, 9相系を 120° 空間的にずらして給電することにより基本波の空間的位相は第3図(b), (c)のようになって全体で零となる。このときのずらし方が(b)及び(c)のように二通り可能であるため、それぞれ対称座標法によって計算すると一方は $(18k \pm 5)$ 次調波をまた、他方は $(18k \pm 7)$ 次調波を回転磁界に生じている。また、これらの直列高調波リアクトルの容量は端子電圧の実効値の比であるので電動機を1として計算すると前者は0.215, 後者は0.173となる。12相, 18相以外の相数については、回転形電動機ではその実用性は乏しいがリアモータなどの特殊用途には応用できる。

3. 実験結果

実験に用いたインバータは第4図に示すマクマレー形6相ブリッジインバータで、同一のものを二組組合わせて12相としたものである。

この方式は単一ユニットのみでの運転も可能であり多相化には適している。供試電動機は3.75kW 端子電圧200Vの6相巻線形誘導電動機を、固定子側の毎

第4図 マクマレー形6相ブリッジインバータ
Fig. 4. McMurray's 6-phase bridge inverter.

第1表 供試電動機及び直列高調波リアクトル諸定数

Table 1. Parameters of tested motor and series harmonic reactor.

誘導電動機	12相	定格出力 電圧 電流 極数	3.75kW 100V 15.0A 4	$R_1=0.30\Omega$ $R_2=0.30\Omega$ $L_1=0.008H$ $L_2=0.028H$ $l_2=0.004H$ $L_2'=0.044H$ $M=0.047H$
	6相	定格出力 電圧 電流 極数	3.75kW 200V 15.0A 2	$R_1'=0.60\Omega$ $R_2'=0.30\Omega$ $l_1'=0.012H$ $L_1'=0.110H$ $l_2'=0.004H$ $L_2'=0.044H$ $M'=0.071H$
直列高調波リアクトル		電流 極数	15.0A 2	$R_R=0.20\Omega$ $l_R=0.004H$ $L_R=0.041H$

極毎相のコイル数を半分に分割することにより12相としたものを用いた。この場合、外部の接続替によって6相あるいは12相の両方で運転可能なように端子を設けてある。6相及び12相としたときの電動機の各定数は第1表に示す通りである。12相直列高調波リアクトルとしては6相電動機を改造してもよいが、巻線抵抗が少いことなどから通常の三相(6相)誘導電圧調整機の固定子側のみをやはり12相巻として用い回転子側は開放して固定した。直列高調波リアクトルの各定数もやはり第1表に示す。

12相インバータ出力を直接12相電動機に接続し、直列高調波リアクトルは用いていない場合の電動機の電流波形のオシログラムを第5図(a)に示す。これは回転子側を開放したときの固定子側無負荷電流をほぼ二周期にわたって撮影したものであるが、多くの高調波を含むことがわかる。なお、低周波では電流値が大

(a) 12相電動機無負荷一次電流
直列リアクトル無し (200 Hz 20 A/div)

(b) 12相電動機無負荷一次電流
直列リアクトル使用 (200 Hz 5 A/div)

(c) 12相電動機端子電圧 (50 Hz 75 V/div)

(d) 12相直列高調波リアクトル端子電圧 (50 Hz 37.5 V/div)

第5図 オシログラム
Fig. 5. Oscillograms.

第 6 図 12 相インバータトランス結合出力方式接続図

Fig. 6. Circuit diagram of 12-phase inverter transformer connection system.

き過ぎて実験が不可能なため 200 Hz にて行なった。ここで第 1 図の接続図のように直列高調波リアクトルを接続すると、同一条件での固定子側無負荷電流は第 5 図(b)のように正弦波に近くなり、値も減少して理論通りの効果が表われていることが示される。

実負荷試験は第 1 図に示す方式 (12 相電動機方式) と第 6 図の方式 (トランス結合方式) の二通りについて行ない、それぞれの比較を行なった。第 6 図に示すものは従来の 12 相インバータ出力をトランスにより 6 相出力に合成し 6 相電動機を運転する方法である。6 個の出力トランスの二次側を第 6 図に示す結合を行なうが、内側の△結合をなす三組と外側の三組の端子電圧の比は $\sqrt{3}:1$ とする必要がある。ただし、電流比はその逆の値となるため 6 個のトランス及びインバータの各ユニットの定格はすべて等しくて良い。トランス容量は計算上は一個につき約 0.8 kVA となるが方形波入力であることを考慮して 1 kVA のものを 6 個を用いた。

負荷試験は一定周波数 (50 Hz) で行なったが電動機端子電圧波形のオシログラムは 12 相電動機方式、トランス結合方式ともに第 5 図で示されるものとなり全く同一となる。ただし(c)図は 12 相電動機方式のものであり、トランス結合方式では値が二倍となる。直列高調波リアクトルの端子電圧は(d)図のオシログラムで示され理論通りの高調波を吸収している。第 7 図、第 8 図はそれぞれ 12 相電動機方式及びトランス結合方式におけるすべりとトルクの関係を表わす。計算値は、(18), (19) 式を基として算出したものであるが、12 相階段波による運転が正弦波にかなり近い特性を示すことがわかる。

第 9 図は、各二方式の各部分での入力電力を表わしている。インバータの直流側入力からそれぞれ直列高調波リアクトル入力あるいはトランス入力を差引いたものが、インバータ損失であり、これは両方式ともほぼ等しいが、トランス損失に比べると直列高調波リア

第 7 図 12 相誘導電動機方式速度トルク特性
Fig. 7. Speed-torque characteristics of 12-phase induction motor system.

第 8 図 12 相インバータトランス結合方式速度トルク特性

Fig. 8. Speed-torque characteristics of 12-phase inverter transformer connection system.

第 9 図 インバータ誘導電動機系各部の入力電力
Fig. 9. Input power of each section of the inverter induction motor systems.

第 10 図 インバータ入力に対する電動機効率

Fig. 10. Motor efficiency toward inverter input.

クトル損失はかなり小さくなっている。また、電動機自身も多相化により同一出力を得るための入力少く、良い。第 10 図はインバータの直流入力から見た電動機出力の総合効率を示すが、12 相電動機方式が 10 % 程度効率の向上がある。

トランス結合方式では個々のトランスの二次側には 3 の倍数調波を除く総ての高調波電圧が表われる。これは、この方式が高調波を除去するために二次巻線の結合という直接電圧の位相差を組合わせて打消す方法をとるため、具体的には外側三組のトランスの二次電圧実効値は約 54V、内側は約 93V でこの電圧に見合った巻数を施すと抵抗値がある程度高くなる。その上、二次の両巻線が抵抗損を生じるため効率に影響を与え、また、容量も全体で 4.8kVA (計算上) となる。これに対し 12 相電動機方式では、直列高調波リアクトルの内部で磁束 (電流) の位相差を利用して高調波を除去しているため、リアクトル巻線の端子には高調波電圧のみが現われて実効値で 27V 程度 (漏れインダクタンス分も含む) となり、容量は 1.4kVA と小さく、巻数も少ないため抵抗も低い。もっとも 12 相電動機方式はあくまで直列接続のリアクトルで高調波を除くのであるから、これにかかる高調波の励磁電

流は電動機をも流れるが、これは実験のオシログラムにも見られるように実際上問題とならない値である。両方式の効率などの差異は定性的には以上のように説明できるが、実験では直列高調波リアクトルの設計に多少厳密さを欠くため、定量的比較を行なうためには正確に設計された機械を用いる必要がある。しかし直列高調波リアクトルを用いる方式が特性面、経済面で有利であるという可能性を示すには十分である。

4. む す び

本論文では回転磁界の全く新しい考え方として、インバータのように時間高調波リアクトルとしての利用法を述べた。この直列高調波リアクトルの特徴としては、(1)電動機の一次側 (二次側でも良い) とほぼ同様の巻線構造を持ち特殊巻線や巻数比の考慮が無いため工作上従来の方法が応用できる、(2)L-C 共振形フィルタと異なり可変周波数にて作動する、(3)12 相ばかりで無くすべての相数のインバータ-電動機系が運転可能になるため、リニアモータなどには応用範囲が有る、などが上げられる。12 相による実負荷試験では特性面で一応良い結果を得たが、経済面から考えても鉄及び銅の量において直列リアクトルを用いるほうが有利であろう。複数個の電動機の並列運転の場合にはこの有利性はいっそう現われるものと思われる。

終わりに終始ご指導を賜った電気機器研究室 荒畑誠二教授に、深甚の謝意を表する次第である。

(昭和 49 年 3 月 30 日受付、同 49 年 9 月 18 日再受付)

文 献

- (1) B. D. Bedford, et al.: Principles of Inverter Circuit pp. 254 (1964) John Wiley & Sons, Inc.
- (2) C. W. Flairty: IRE Trans. Industrial Electronics. pp. 56 May (1962)
- (3) G. W. McLean, et al.: Proc. Inst. Elect. Engrs 116, 1405 (1969)
- (4) 小貫・市川・斎藤: 昭48電気学会全国大会 No. 644
- (5) 小貫・高原: 昭48電気四学会九州支部連大 No. 443
- (6) 小貫: 回転機研究会資料 RM-73-11 (昭 48-10)
- (7) 小貫・高原・斎藤: 昭49電気学会全国大会 No. 577
- (8) 竹内・前田・飯田: 電学誌 88, 335 (昭 43-2)
- (9) 松瀬・西山・高木: 電学誌 91, 1281 (昭 46-7)
- (10) 沢井・原島・賀屋: 電学誌 90, 2523 (昭 45-12)
- (11) 竹内: 尾本: 初等マトリクスと電機工学 p. 268 (昭 26) オーム社
- (12) 竹内: 電気機器テンソル解析 p. 57, p. 117 (昭 38) オーム社