

サイリスタによる交流電動機の制御

三菱電機KK中央研究所* 大野 栄 一

1. ま え が き

交流電動機は直流電動機のような整流子、刷子がなく、構造的にも堅牢で保守の要がなく、各種産業分野における一般動力源として広く用いられてきた。特に誘導電動機は構造が簡単で商用電源により直接駆動でき、苛酷な使用条件にも耐える汎用電動機として重宝されている。

しかしこれら交流電動機は電源周波数と電動機の極数で決まる同期速度、若しくはそれより数パーセントの滑り分だけ低いほぼ一定の運転速度となるため、広範囲の速度制御を行うことは困難であった。従来から極数変換の他、リアクトル等を用いた一次電圧制御、二次抵抗制御、さらにクレーマ、セルビウス等種々の方式が考案実施されてきたが、いずれも決定的とは云い難いように思われる。

これに反して直流電動機は電機子制御と界磁制御の組み合わせによって広範囲の速度制御から微細な速度調整にいたるまで、優れた制御性能を発揮できるため製鉄、製紙等の工業用、あるいは頻繁な加速、減速制御を要する電鉄用等に広く用いられている。しかし直流機では逆に整流子、刷子の存在が設計上にも、使用上にも大きな制約となっていることも否定できない。

このような事情から、交流電動機に直流電動機の制御特性を与えることができれば理想的な電動機になるのではないかと予想される。

これを実現する道を開いたのが、半導体電力制御素子サイリスタ(SCR)である。サイリスタは固体サイラトロンとして従来の放電管に代るばかりでなく、それ以上の優れた特性を示すため電力制御に貴重なものとなって急速な発達を遂げつつある。このサイリスタの出現によって飛躍的發展を示したのが、その短かいターンオフ時間を有効に利用することのできる直流-交流変換器としてのインバータである。これにより従来実用的な可変周波数電源が得られないため困難視されていた可変周波数電源による交流電動機の制御が技術的にも経済的にもサイリスタ・インバータを用いて可能となってきた。

* 尼崎市南清水字中野

このような可変周波数インバータを用いた交流電動機駆動方式はインバータ周波数によって簡単に、しかも速度検出器なしで開ループのまま速度制御でき、今後の発展が極めて注目される。

また、同期電動機に対しても、このインバータを電動機回転子と同期して運転することによって、いわゆる無整流子電動機となり従来の直流電動機に類似の特性が無刷子・無整流子で実現できる。

以下では交流電動機の新しい制御方式をもたらしたサイリスタインバータおよびサイクロコンバータと、それらによる無整流子電動機に重点を置いて新しい交流電動機制御の一端を紹介することにしたい。

2. サイリスタによる電力変換回路

2.1 サイリスタ・インバータ

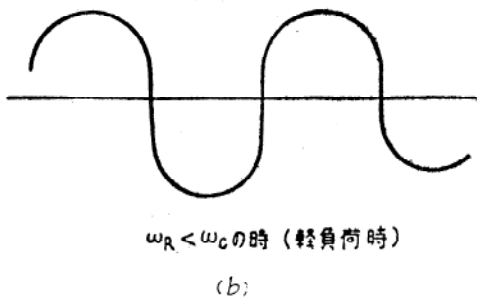
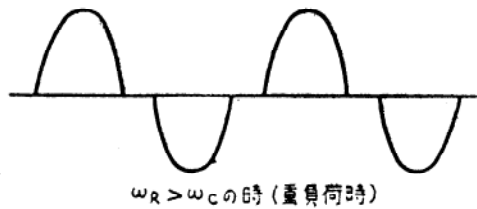
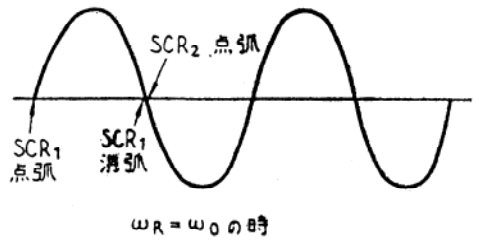
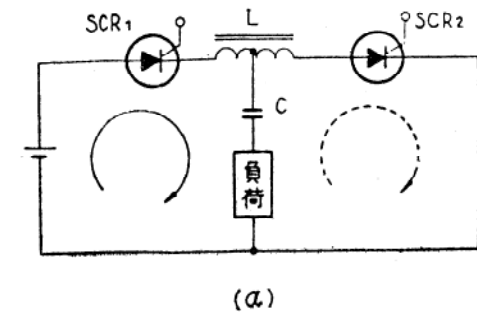
(a) 直列インバータ¹⁾

直列インバータは図1のように転流コンデンサCが負荷Rと直列に接続され、転流リアクトルLとの間にL-C-Rの直列共振回路を形成する。ここで2ケのサイリスタSCR₁とSCR₂に交互にゲート信号が与えられると、図に示すように過渡振動の第1半サイクルをつらねた交流出力が得られる。したがって出力周波数 f はLCの共振周波数に近い限られた範囲となり、負荷の変動も大きな範囲では許せない。特に軽負荷時に非振動的となって動作が確保できなくなる。

これに対しては電力帰還方式等の補償が考えられているが、一般に共振のためLCの容量が大きくなり、高周波用以外では不利となって、数100c/s以下では余り用いられない。

(b) 並列インバータ

これに対して、負荷と並列に転流コンデンサをもった図2の並列インバータでは、転流リアクトルLと転流コンデンサCの共振周波数を出力周波数よりかなり高くすることによって、出力電圧波形を方形波に近づけることができるため、LCの容量を出力周波数に無関係に小さくでき、自由に広い範囲に周波数を変化させること



(a) 基本回路 (b) 出力波形

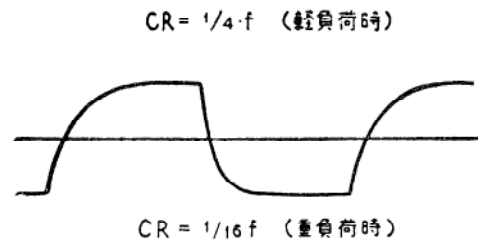
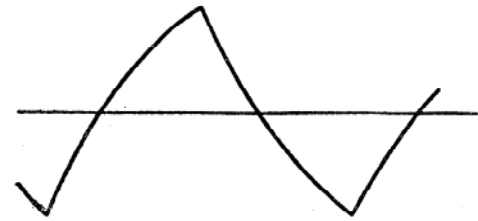
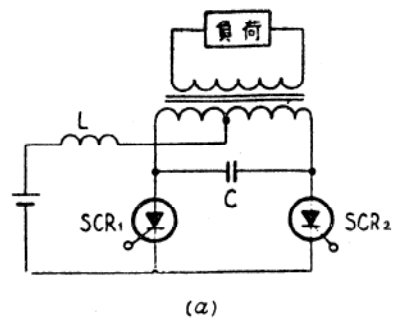
図1 直列インバータ

が可能となる。また出力の電圧変動率も小さく、安定度も高い。

しかし、並列インバータでは直列インバータの場合のように自然転流が望めず、常に強制転流となるため重負荷に弱い欠点がある。特に低力率負荷に対しては大きな転流コンデンサを必要とするが、このような大きなCに対しては軽負荷時の尖頭電圧が高くなる等の問題があり、実用上多くの問題を残していた。

(c) McMurray の改良形並列インバータ²⁾

McMurray等は上記の並列インバータに対して図3に示すような帰還ダイオードを設けて、負荷の無効電力分を直接電源に返還できるようにし著しい特性の改善を行った。



(a) 基本回路 (b) 出力波形 (L=∞ のとき)

図2 並列インバータ

この改良により出力電圧は負荷に無関係に直流電源電圧にほぼ等しい振巾の方形波となり、電圧変動率や安定度も格段に向上した。また転流回路の設計も負荷の力率に関係なくなり、サイリスタのターンオフ時間のみを考慮して行えばよい。そのためLCの値も小さくてよく、実用的なインバータとして広く用いられている。その後更に新しい発展もあるが、このような方形波インバータがサイリスタインバータ、特に可変周波数インバータの基本となったと考えられよう。

(d) 並列インバータの転流限界

ここでこの改良形インバータの転流について簡単に考察を加え、転流コンデンサCの大きさと転流限界出力電流の関係について述べておこう。

図3においてCR11が導通している状態からCR12へ電流をスイッチするためCR12を点弧すると、その瞬間CR11には転流コンデンサの端子電圧 v_{e1} の2倍が逆電圧として印加される。Cの電荷はLおよびCR12を通じて、負荷を通じての2つの回路により放電されるが、負荷が誘導性の場合にはいずとも近似的には転流直前の負荷電流 L_{oo} に等しいと考えられる。

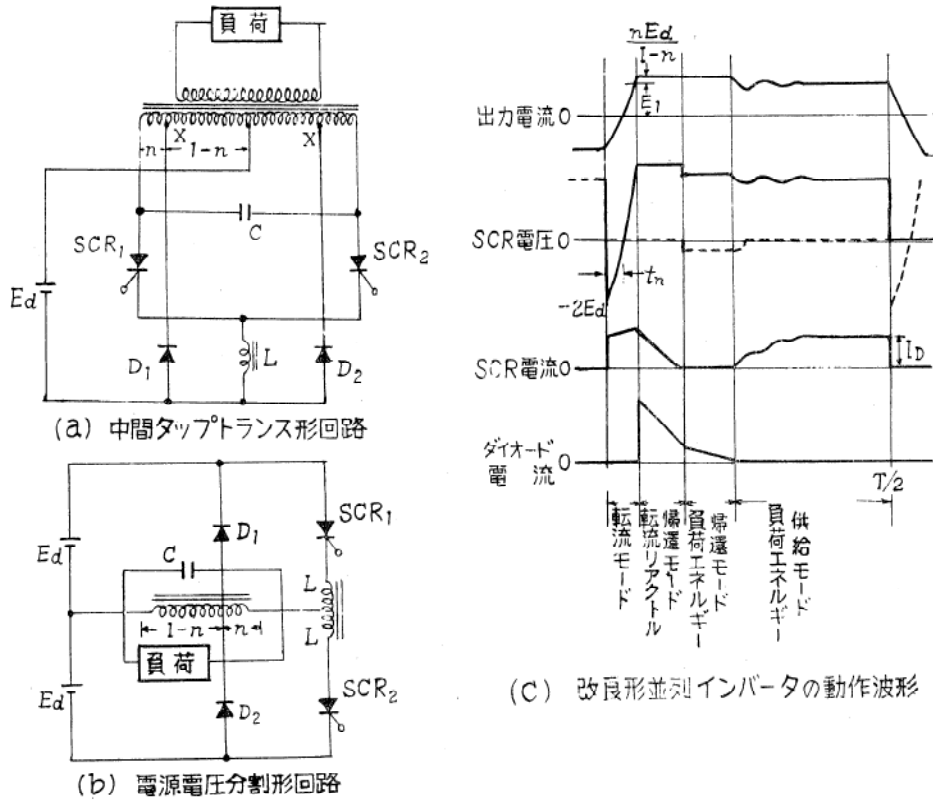
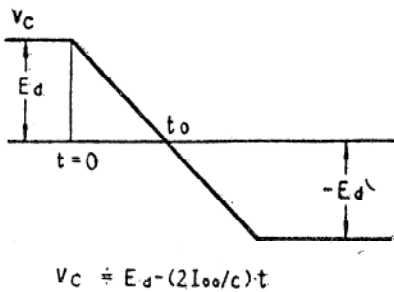


図3 McMurray の改良形並列インバータ回路



$$V_c \approx E_d - (2I_{oo}/c)t$$

図4 並列インバータの転流

したがって v_{c1} は図4に示すように直線的に減少し、 $t_0 = E_d \cdot C / 2 \cdot I_{oo}$ のとき0となる。 t_0 以後は v_c は負となり CR 11 に対しては順電圧が再印加されることになるから、 t_0 までに CR 11 は電流阻止能力を回復してはならない。 このため、 t_0 はサイリスタ 自体のターンオフ時間 t_{off} より充分長いことが転流成功のために必要となる。

t_{off} は素子の温度や転流前の電流値その他の影響を受け増大することがあるから、設計に際しては最大の値を用いなくてはならない。 また負荷電流も I_{oo} を超すことは絶対に許されないもので、これを転流限界出力電流と呼ぶが、これが電源電圧 E_d と転流コンデンサ容量 C に比例し、ターンオフ時間 t_{off} には逆比較する。

2.2 サイクロ・コンバータ

上に述べたインバータは直流電源から交流出力を得るものであるが、一般に直流電源のない場合には商用周波数電源を整流して直流とする部分が必要となる。 したがって、直流を介さずに直接交流間の周波数変換を行わせるのがサイクロコンバータである。

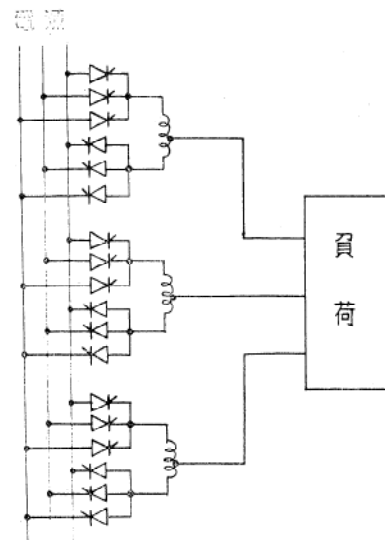


図5 3相サイクロコンバータ回路

図5は三相-三相のサイクロコンバータの1例である。一般の負荷に対しては、出力周波数は電源周波数の $\frac{1}{3}$ 程度以下とされているが、同期電動機のような逆起電力のある負荷に対しては陽極転流によって電源周波数以上の高い周波数を得ることもできる。

サイクロコンバータでは図5(b)に示すようにサイリスタのゲート位相角の制御を行って、出力波形を正弦波状にすることができる。また電源が交流であるためインバータの場合のように転流失敗はなく、直流用の平滑回路も不要なため、大容量に適した方式として発展することも考えられる。

3. 交流電動機のインバータによる駆動

3.1 高周波駆動(超高速回転)用インバータ

誘導電動機は刷子やスリップリングがないため高速回転用として適しており、送風機等の比較的低速(150c/s~数100c/s)のものから、グラインダ、遠心分離機等の超高速(数kc~10kc)のものと種々の応用が考えられる。また電動機の小型化の面からも興味あるものであろう。

この種のもののインバータとしては高周波で効率のよい直列インバータが通常用いられている。図6はその1例を示す回路図で、2.5kc、15万回転の超高速運転を行うものである³⁾。この回路は三相直列インバータである

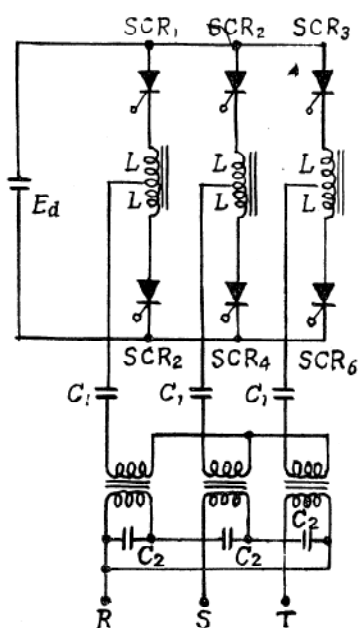


図6 高速回転用相直列インバータ

が、出力トランスの二次側に並列コンデンサを接続して出力波形および電圧変動率の改善を行うとともに、転流をも円滑に行わせるよう考慮されている。

3.2 可変周波駆動(可変速回転)用インバータ⁹⁾

交流電動機は直流機に比べて構造が簡単で信頼度が高いため、これを簡単に速度制御できれば用途は更に広がる。サイリスタインバータを電源として、この出力周波数を変化して速度制御を行えば簡単に優れた特性が得られるため、特に大きな関心が持たれている。

可変周波数インバータが技術的に確立されたのは前章2.1に述べたように McMurray の改良並列形に負う所が大きく、これから出発した方形波インバータによって実用的段階に達したと云えよう。

可変周波数インバータ(以下VFインバータと略す)の問題点として、第1に可変周波数であると同時に可変電圧であること、すなわちVF・VVインバータであることが要求される。これは負荷となる電動機が電磁機械であるため当然のことで、磁束振巾を一定に保つためには出力電圧は周波数にほぼ比例して変化しなければならない。しかし出力電流は十分なトルクを得るため常に一定の範囲が安定に取り出せることが必要である。

第2に可変周波とするため出力電圧波形が必然的に方形波になることで、このため正弦波印加の場合に比べて多少の効率低下や振動トルクの増加が問題となる。しかし、通常これは極めて僅かであるが、大容量機の場合には後に述べる多段インバータ等により高調波分を除いて正弦波に近づけることも行われている。

さらに電動機制御の一般的問題として、電力の回生が問題となる。インバータは上述のように帰還ダイオードをもっており、直流電源への回生は可能であるが、更に商用電源まで回生しようとするならばここにもインバータが必要となってくる。

次に、具体的な方式について簡単な説明を加えておこう。

(a) 可変直流電圧方式

図7に示すように整流回路のサイリスタ位相制御によ

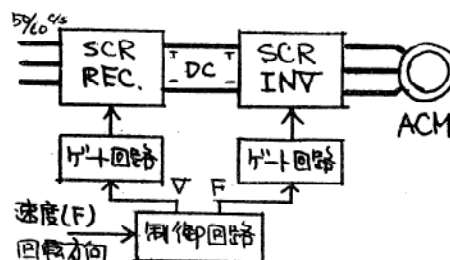


図7

って周波数に応じた直流電圧に調整し、VFインバータによって目的とする交流を得て交流電動機に供給する。直流電圧は電動機の1次巻線による電圧降下を考慮して周波数に比例する分と、固定分との和で制御するのが簡単で実用的である。また電池等の一定直流電圧源を使用する場合にはDCチョップ等によるDC-DCコンバータでインバータへの入力電圧を調整する。

ここで最も問題となるのは、可変直流電圧で動作するVFインバータの転流限界である。2.1節(d)に示したように並列インバータの転流限界は直流電圧に比例するから、一定の転流コンデンサに対しては低周波、低電圧時の転流限界が低下し、許容出力電流したがって電動機トルクが減少することになり好ましくない。

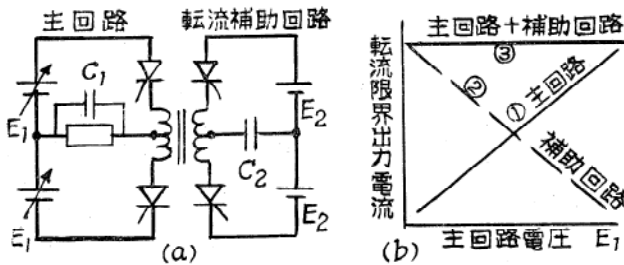


図8 転流補助回路はインバータ

図8に示した転流補助回路付インバータはこの欠点を解決するもので、常に一定電圧の補助電源 E_2 により C_2 に充電した電荷を転流リアクトルの2次巻線を通じて、主サイリスタの転流時の逆電圧源として利用することにより、同図(b)に示すように主電源電圧 E_1 にかかわらず一定の転流限界が得られるものである。

この回路の附加により、周波数0迄安定確実に動作させることができるようになった上、さらに万一主回路が転流失敗しても補助回路により自己復帰できるという利点があった。

図9は3相出力の場合、補助回路を1つにまとめたもの、写真1は試験セットの外観を示すものである。波形改善のためには次節に述べる多段インバータを併用して高調波分を除くことができる。

(b) 固定直流電圧方式

この場合、電圧調整は直流側では行えないので、イン

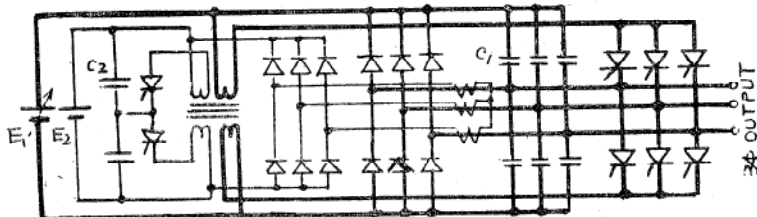
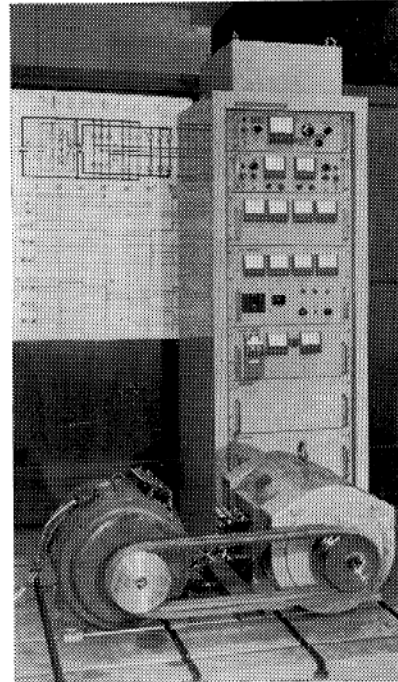
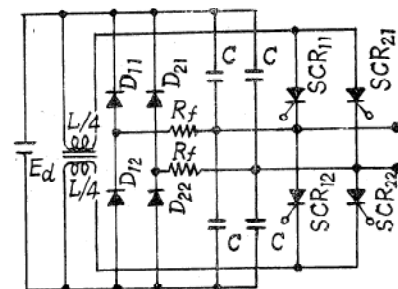


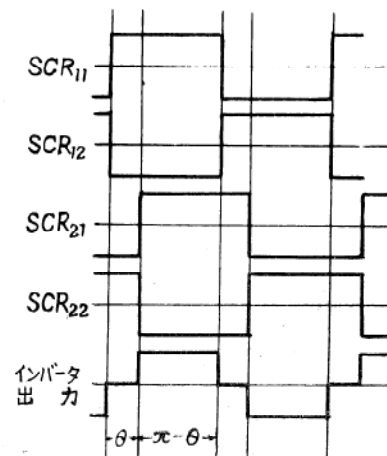
図9 転流補助回路付三相インバータ



写1 交流電動機駆動用可変周波数インバータ装置

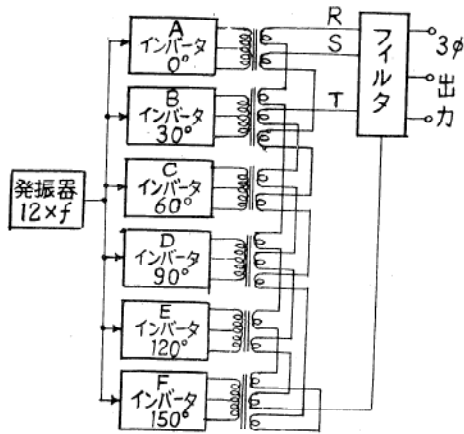


(a) 回路

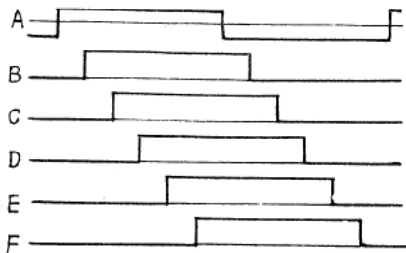


(b) 出力波形

図10 PWM インバータ



(a) 6段インバータ回路



(b) 出力波形

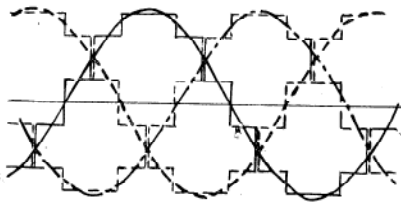


図11 多段インバータ

インバータ内部またはインバータ出力側で行うことになる。内部で行う方式は図10に示したようなパルス巾変調形 (PWM) インバータによるもので、ブリッジを形成する2組のサイリスタスイッチの動作位相を調整して実効出力電圧を制御する。したがって、このゲート位相を周波数に応じて適当な関数関係に設定しておけばよい。

これと同様な考えにより、先に図9(a)に示したような三相インバータを2台同一周波数で並列運転し、その間の位相を調整して2台のインバータの中間に負荷を接続することにより電圧制御することもできる。

さらに図11に示すように多数のインバータをそれぞれある位相差をもたせて運転し、その出力を合成して段付方形波出力とする多段インバータが大容量に適している。ここで、各インバータに図10の PWM インバータを用いて、それぞれの間の位相差は一定とする場合と、各インバータは普通の方角波インバータとし、それぞれの間の位相差を調整する場合とが考えられる。

この多段インバータは出力の高調波分を減少させると

共に、1つの単位インバータが事故を生じて、これを除いて残りにより僅かの出力低下のみで、運転が続けられるという別の面の利点も生じる。

3.3 誘導電動機駆動特性

誘導電動機は構造が簡単で広く用いられているが、VFインバータと組み合わせることにより速度制御も自由に行うことができる。しかしスリップ分のみを無視すれば開ループのままでもかなり精度のよい制御ができるので極めて実用的な方式である。

図12はわれわれの実験室で前に示した3・2(a)の方式(図7~9)を用いて、標準カゴ形電動機(2・2KW)を可変周波数運転した時の特性を示したものである⁴⁾。このような場合の周波数の上限は回転部の機械的強度により、下限は冷却効果の減少による温度上昇により制約される。

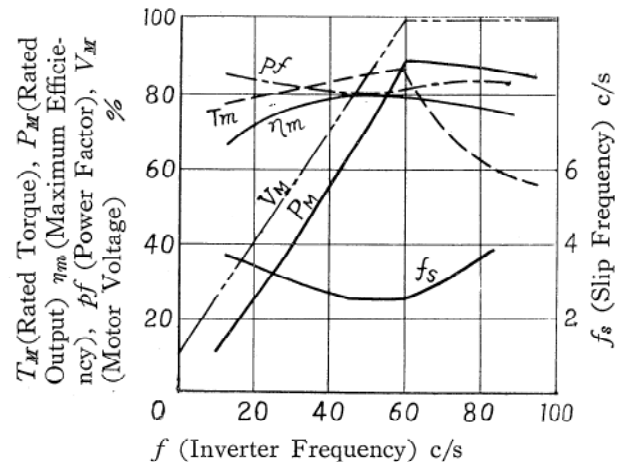


図12 2・2 KW カゴ形誘導電動機の可変周波数駆動特性

また正弦波印加の場合に比べて、60 c/s 方形波印加の場合には力率が約 7%、効率が約 2% 低下した。別の考察によれば高周波電流による銅損の増に伴う 1~2% の効率低下が計算されている。また同じく高調波電流により基本波の6倍の周波数の振動トルク(最大振巾 約 10%)が生じることが導かれている。

インバータの転流限界に余裕が充分あれば、直入起動はもちろん、インバータのゲート相回転を逆にするによるブラッキングにも耐え、極めて安定に動作することが確認された今後半導体素子のコストダウンにより、経済的にも充分実用的なものとなると思われる。

3.4 同期電動機駆動特性

上述のようなVFインバータの負荷として同期電動機

を組み合わせれば、電動機速度はインバータ周波数により完全に定まるので、極めて精度の高い速度制御を開ループのまま実現できる利点がある。また一つのインバータにより、多数の電動機を並列運転する場合でも、完全な同期がとれて理想的であろう。

この場合の問題点は、同期運転からの脱調と乱調である。同期電動機が重負荷になると脱調して過大電流が流れトルクを消失してしまうことは周知の通りであるが、VFインバータで電源周波数を自由に変えることができる場合、負荷の慣性によって周波数の変化速度を制限しないと特に脱調を生じやすくなる。

これに対しては、同期トルクの他に誘導電動機としてのトルクをも生じるような誘導同期電動機としてのリラクタンス電動機やヒステリシス電動機が可変周波数駆動用電動機として特に適しているといえる。ただ、これらのものは力率、効率がやや低く、通常数 kw 以上の大容量機には適さない。

同期電動機のVFインバータ駆動における他の一つの問題点は乱調で、特に低周波数時に生じることがある。これに対しては、ダンパ巻線や、外部リアクトル等による防止策が講じられる。

ところで同期電動機では、界磁の励磁を強めることによって進み力率にでき、この状態では転流条件も緩和されインバータの転流コンデンサを減らすことも可能である。これは同期電動機より転流に要する無効電力を得て、いわゆる他励式インバータとして動作させることになるが、さらに確実にするためには次に述べるような無整流子電動機の方式にする必要がある。この方式では脱調や乱調の心配もなく直流電動機同様の安定した特性が得られる。

4. 無整流子電動機

4.1 構成と原理

誘導電動機の変周波インバータ駆動も無整流子電動機の一つと云うことができるが、ここでは狭義の無整流子電動機として、サイリスタを直流電動機の整流子の代りに用いたものを指す。

すなわち図3に示すように、同期電動機の回転子軸に位置検出器としての分配器を設け、これよりの信号によってインバータを構成するサイリスタを点孤し、電機子電流を切りかえる。この分配器とサイリスタインバータとで、丁度直流機の整流子と刷子に相当した働きをし、常に一定方向のトルクを発生する。

このような無整流子電動機ではインバータ周波数は完全に電動機の回転と同期するため先に述べた脱調や乱調

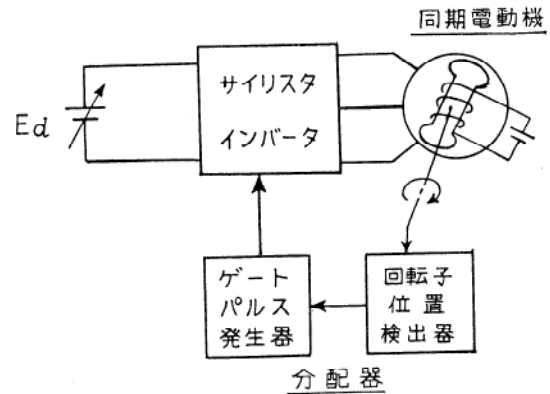


図13 無整流子電動機の構成

もなく、自動的に安定な運転が保たれる。

また転流時には電動機の誘起電圧が有効に働いて、いわゆる他励転流となるため転流コンデンサも不用となる。しかし起動時や低速時には誘起電圧が低く動作が不確実となるため、前章に述べたような転流補助回路を併用することが望ましい。

分配器には機械接点式の他光学式電磁式ホール素子式等種々のものが用いられている。

4.2 特性

このような無整流子電動機の実験結果は一定の仮定をおけば二軸法を用いて計算することができる。ここでは詳しく論ずる余裕もないので文献7)等によられたい。

図14にはわれわれの行った実験結果の一部を示す。このようにほとんど直流電動機に等しい特性となるが、さ

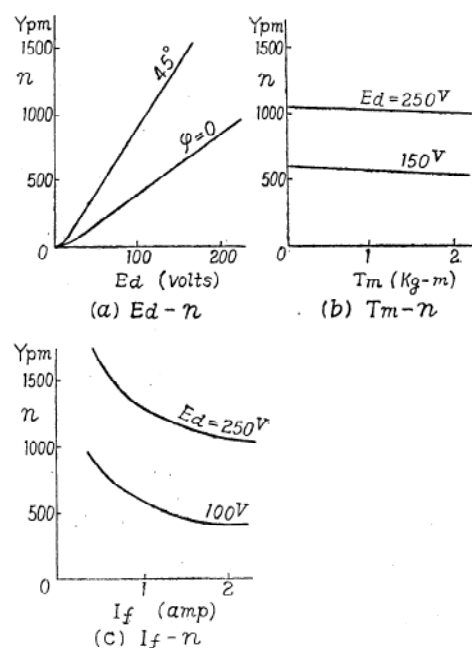


図14 直流無整流子電動機の実験特性

らに無整流子電動機の場合には分配器と回転子の間の偏角 ϕ を調整することにより分巻特性から直巻特性に特性を変化させることができる。しかしこの偏角を余り大巾に変化させると、トルクの脈動率が増大し、力率も低下して好ましくない。

4. 3 交流無整流子電動機

上に述べた無整流子電動機は、インバータの周波数を電動機の回転に同期制御したもので、自制式インバータの一種である。ところで、実際には通常の電力源は交流であるので、この前に整流器が必要となり、それによって直流電圧を得ることになる。したがって、2・2節に述べたサイクロコンバータを用いて同様にその出力周波数を電動機と同期制御すれば直接 AC/AC 変換による無整流子電動機となる。

このような交流無整流子電動機の考えは古くからあり、¹⁾で Alexander 等がサイラトロンを用いて 400HP のものを実験し 1934 年に報告しているが、余り実用化はされなかった²⁾。しかし最近サイリスタの発展により、再び話題となって各種の方式が検討されている³⁾。

サイクロコンバータとしては図 5 に示すようなものを用いればよく、電源および電動機の各々 3 つずつの相の間に、正方向と負方向に電流を流す合計 18 本のサイリスタはそれぞれ分配器よりの信号によりオンオフされる。また、同時に電源に対してゲート位相制御を行うことにより、電力を制御し速度制御を行うことができる。電源と負荷とは全く対象的であるから、同様にサイリスタのゲート制御のみで回生制動も実施でき、他励転流も可能な利点がある。

反面、サイリスタの数が多く、ゲート制御が複雑となる他、脈動率も高くなる欠点がある。

5. む す び

以上、最近大きく発展を遂げているサイリスタによる電動機制御の中、比較的新しい技術を含むインバータおよびサイクロコンバータを用いた交流電動機の駆動と、無整流子電動機について概説を試みた。

交流電動機は直流機のように整流子・刷子をもたないため、構造が簡単で信頼度が高く、これと性能のよい静止形電力変換器としてのサイリスタを組み合わせた方式は今後各方面に発展して行くものと考えられる。

ここに述べた所は限られた筆者の知識と経験によったもので、十分な紹介とはならなかったが、少しでも理解に役立てば筆者の幸とするところである。

文 献

- 1) 河合, 岡地: 三菱電機技報 37 (5), 1963, p. 56~62
- 2) McMurray, Shattuck: TAIEE NoV. 1961, p. 531~42
- 3) 林, 重里: 東芝レビュー 16 (5), 1961, p. 561~66
- 4) 大野, 赤松: 三菱電機技報 38 (6), 1964, p. 97~105
- 5) C. G. Helmick, K. Lipman: Westing house Engineer, NoV. 1963, p. 167~71
- 6) 大野, 赤松: 電気学会関西支部大会, 39年, S4-6
- 7) 宮入, 常広: 電学誌 82 (890), 1962, p. 1741~50
- 8) E. F. W. Alexanderson, A. H. Mittag: E. E. 53, 1934, p. 1517~23
- 9) 林, 倉重: 電気連合大会 39年4月 581