

電氣的位置検出法による無整流子電動機*

知 野 照 信**

1. ま え が き

最近、誘起電圧転流無整流子電動機（以下CLMと略す）は各方面で実用化がなされているが、強制転流無整流子電動機に比較し転流限界が小さいことが問題となっている。従来から広く行われている近接スイッチあるいはフォトランジスタなどを用いた機械的位置検出法（以下MPS法と呼ぶ）は、電機子反作用の影響により制御進み角が減少し、転流限界が小さくなる。これがその主因をなしている。これに対して種々の解決法が研究されているが^{(1)~(4)}、筆者は電動機の誘起電圧が零となる時点を検出し電動機回転子位置を知る方法（以下EPS法と呼ぶ）を考案し、解析及び実験を行った。この方法は電動機に特別な改良を加えることなく、ゲート制御回路のみの工夫により電機子反作用の影響による進み角の減少を補償しようとするもので、従来の近接スイッチなどによる位置検出器を省略でき、従って、電動機付属装置が不要となり簡単化する利点がある。

2. 制 御 回 路

2.1 MPS法とEPS法

従来から広く用いられているMPS法は、図1に示した同期電動機のベクトル図において、無負荷誘起電圧 E_{fo} を基準として設定進み角 γ_0 (E_{fo} と電機子電流 I との位相差) を設定することに相当する。実際にサイリスタを転流するために印加される逆電圧は電機子端子電圧 V であるから、実効制御進み角 γ は V と I の位相差である。従って、電機子反作用の影響を受け負荷電流の増大と共に V の位相は進み、 γ_0 一定である限り γ は減少し転流限界は小さくなる。これは誘起電圧転流CLMの大きな問題点の一つとなっている。

ここで述べるEPS法は V を基準として γ を設定することになるので、電機子反作用の影響による進み角の減少は自動的に補償され常に一定となり、転流限界を増大することができる。また、この方法はフィードバック回路を構成することなく補償ができるので、負荷急変などに対して本質的に安定である。

2.2 誘起電圧検出回路

電動機の回転数及び負荷の大きさによらず、回転子が固定子に対し一定の位置関係となる電圧の検出点は零電圧か最大電圧の時点

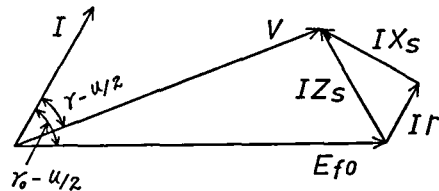


図1 電動機のベクトル図

* 昭和50年4月 電気学会全国大会, 昭和51年4月 電気学会全国大会において発表

** 電気工学科 助手

原稿受付 昭和51年9月30日

で、そのうち簡単な検出点は零電圧時点である。

検出される電圧は完全な正弦波ではなく、交流式では電源電圧に高調波を多量に含有し、特に α 制御を行う場合は断続する場合もあり、直流式でも重なり期間に基づく高調波成分が重じょうする。また、回転数の大きさにより電圧の大きさが異なる。従って、これらに対して低速から高速まで満足な位置検出を行うには何らかの対策を必要とする。

図2に一相の零電圧検出回路の一例を示す。この回路の動作は、検出電圧 e を定電圧ダイオード ZD で波形整形し矩形波とし、その波形を演算増幅器 OP で増幅し微小入力で飽和するようにすれば、低速から高速まで一様に零電圧時点に同期した矩形波をフォトカプラ PC の出力側に得る。検出電圧波形のひずみに対してはダイオード SR とコンデンサ C でホールド回路を構成し、 C の電荷は負の半周期でトランジスタ Tr を導通させ放電させる。ゲートパルス制御回路との絶縁はフォトカプラで行い線間電圧を保持する。抵抗 R は数 $10K\Omega$ オーダーの高抵抗でよいのでその抵抗損失は僅かである。

三組の零電圧検出回路で検出された、六個の矩形波（各相の零電圧時点に同期している）の論理積をとり、図3に示すサイリスタのオン時間に適合した信号を発生させ、この信号を電力増幅しサイリスタの点弧信号とする。進み角 γ の調整は抵抗位相器にて任意に調整できる。

2.3 始動回路と制御

EPS法では、電動機停止時には誘起電圧を発生していないので停止時の回転子位置を検出できない、従って、CLMとして始動することはできないことになる。そこで、主回路を図3に示したサイクロコンバータとし、転流を電源転流で行う可変周波数電源とし、三相ゲート信号を外部の独立した信号源から与え同期電動機として運転し、誘起電圧検出可能な電動機速度に達した時点で誘起電圧転流CLMに切換えることにより自己始動することができる。誘起電圧転流CLMは始動能力が小さく、始動はサイクロコンバータによる電源転流方式あるいは電流断続方式に頼り、電動機定格回転数の5~10%位まで加速し誘起電圧転流に切換える方式が採用されている。従来の方式でもこのような始動方法をとらなければならないので、本始動方式が特に不利とはならない。

図4に電動機始動時の構成線図を示す。同図において、三相ゲート信号発生部は六段リングカウンタから 120° ずつ位相が異なった三相信号を発生させる。CLM切換部は三相ゲート信号の周波数を検出し自動的に切換わるように制御する。その切換回路を図5(a)に示す。この回路の動作は、同期電動機として運転中スイッチは1側に閉じている。このときNA

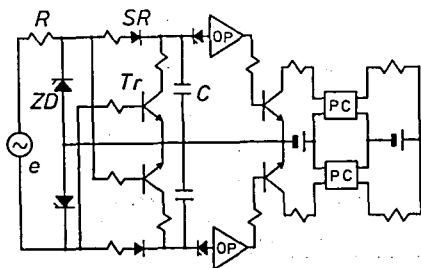


図2 零電圧検出回路

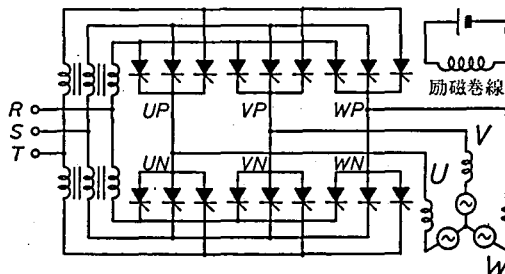


図3 サイクロコンバータ式無整流子電動機

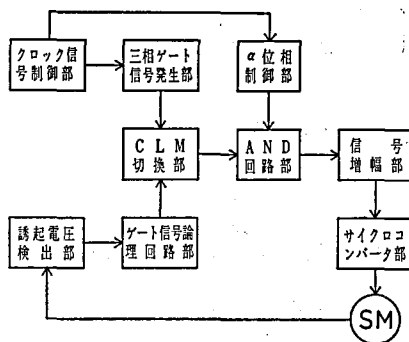


図4 始動時の構成線図

NAND及びOR回路はインバータとなるので、三相ゲート信号入力はそのままだ出力信号となる。三相信号が設定周波数以上となるとスイッチは2側に切換わる。この状態の各部の波形を図5(a)に示す。同図において、三相ゲート信号 a と誘起電圧検出信号 b とでNAND論理積 c をとり、 c と b の位相反転した信号 d とで再びOR論理和 e をとれば、図5(b)に示した過程で三相ゲート信号は消去され誘起電圧検出信号だけが得られる。これを論理式で表わすと次式となる。

$$\overline{(a \cdot b)} + \overline{b} = a \cdot b + b = b(a+1) = b$$

この回路の特徴は、リレーの切換わり期間(約10数ms)中でもNAND及びOR回路はインバータとして動作するので、信号は停止することなく連続的に切換わることである。

信号 e は α 制御信号とAND積で合成され、合成出力信号は電力増幅され、サイクロコンバータのサイリスタゲート制御信号となる。

始動は、三相ゲート信号の周波数及び α 制御により電源電圧を自動的に上昇させて行われ、電動機回転速度は上昇する。CLMに切換わってからは電源電圧上昇と共に電動機速度は上昇し定常状態に達した後始動は完了する。

3. 転流限界の理論的考察

転流限界は無整流子電動機の過負荷耐量を決めるもので、より大きいことが望ましい。ここではEPS法の転流限界改善について理論的に考察する。

転流限界におけるEPS法の理論的最大電流、最大トルクを次式から計算した⁽⁴⁾。平均電流 I_d は、

$$I_d = \frac{3}{\pi} \left[-\frac{I_o}{x} (e^{-xu} - 1) + \frac{E_d}{\omega \sigma L_s (m + 3/2)n} \left(u + \frac{e^{-xu} - 1}{x} \right) \right]$$

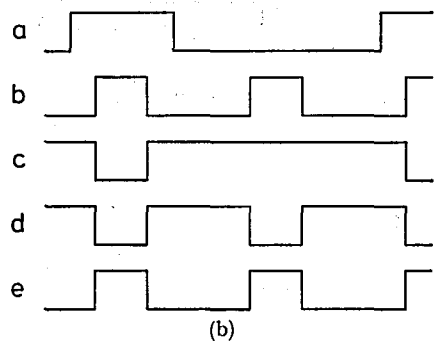
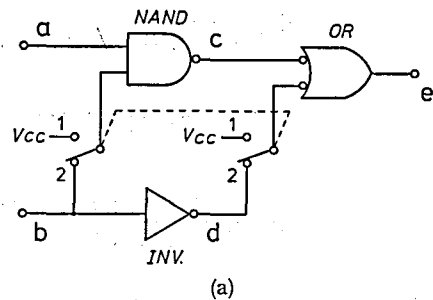


図5 信号切換回路

$$\begin{aligned}
& + \frac{3}{2} \frac{E_p}{\omega \sigma L_s \sqrt{(l+3/2)^2 + (m+3/2)^2 n^2}} \left\{ -\frac{e^{-xu}-1}{x} \cos(\gamma+\theta_1) \right. \\
& - \sin(u-\gamma-\theta_1) - \sin(\gamma+\theta_1) \left. \right\} - \frac{I_{\infty}}{y} \{e^{-y(\pi/3-u)}-1\} \\
& + \frac{E_d}{\omega \sigma L_s (m+2)n} \left\{ \frac{\pi}{3} - u + \frac{e^{-y(\pi/3-u)}-1}{y} \right\} + \frac{\sqrt{3} E_p}{\omega \sigma L_s \sqrt{(l+2)^2 + (m+2)^2 n^2}} \\
& \times \left\{ -\frac{e^{-y(\pi/3-u)}-1}{y} \cos\left(\gamma-u+\frac{\pi}{6}+\theta_3\right) - \sin\left(\frac{\pi}{6}-\gamma-\theta_3\right) \right. \\
& \left. + \sin\left(u-\gamma-\frac{\pi}{6}-\theta_3\right) \right\} \dots\dots\dots(1)
\end{aligned}$$

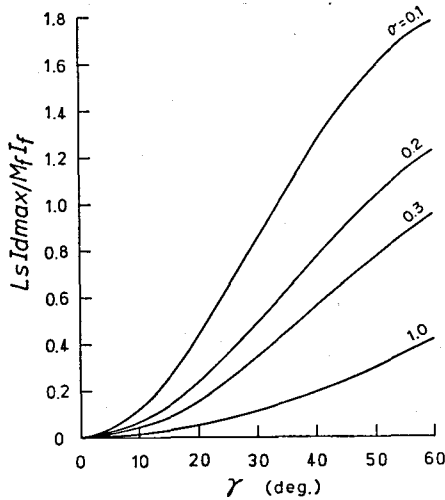


図6 理論的最大電流

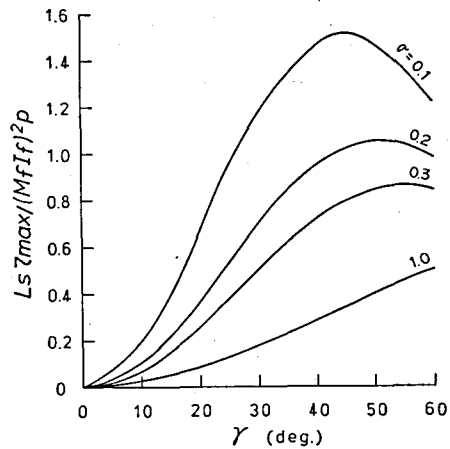


図7 理論的最大トルク

ここで, $l=L_d/\sigma L_s$, $m=R_d/R_c$, $n=R_c/(\omega \sigma L_s)$, $x=(m+3/2)n/(l+3/2)$, $y=(m+2)n/(l+2)$, $\theta_1=\tan^{-1}(1/x)$, $\theta_3=\tan^{-1}(1/y)$

u : 重なり角, γ : 進み角, ω : 電動機角速度, σ : ダンパ漏れ係数, L_d : 直流リアクトルのインダクタンス(H), L_s : 同期インダクタンス(H), R_d : 直流リアクトル抵抗 (電源の内部抵抗を含む) (Ω), R_c : 電機子抵抗(Ω), E_d : 直流入力電圧(V), E_p : 誘起相電圧波高値(V)

トルク τ は

$$\tau = \frac{3p}{\pi\omega} \left[\int_0^{u/\omega} \{v_1(t)i_1(t) + v_2(t)i_2(t) - v_3(t)i_{d0}(t)\} dt \right. \\ \left. + \int_{u/\omega}^{\pi/3\omega} \{v_2(t)i_{dp}(t) - v_3(t)i_{dp}(t)\} dt \right] \quad \dots\dots\dots(2)$$

最大電流及び最大トルクの計算結果を図6, 7に示す。図中電流は $L_s I_{dmax}/M_f I_f$ (電機子AT/界磁AT) と、トルクは $L_s \tau_{max}/(M_f I_f)^2 p$ (p : 極対数) と表わし正規化されている。最大電流は制御進み角 γ を大きくとればそれに応じて増大するが、最大トルクは γ に対して最大値を生じる。最大トルクの最大値を生じる γ の値はダンパ結合の度合により異なり、電機子巻線とダンパ巻線との漏れ係数 $\sigma=0.1$ では 45° 位で生じ、ダンパ結合が粗になるほど即ち電機子反作用の影響が弱くなるほど γ 大の方向に移る。同期電動機のダンパ漏れ係数は普通 $0.1 \sim 0.2$ の値をとるから、EPS法では、最大トルクの生じる γ の最適な設定値は $45^\circ \sim 50^\circ$ となり、従来のMPS法の 60° より小さく、トルク脈動、効率及び力率などに好ましい方向に改善されている。

図8は最大電流と最大トルクについて、EPS法とMPS法の比をとる転流限界改善度を示した。同図で実線は電流の、点線はトルクの改善度をそれぞれ示す。これより電機子反作用の大きい $\sigma=0.1$ が最も改善度が大きく、その最大値は電流でMPS法の3.75倍、トルクで3.24倍となり、非常に効果的であることがわかる。

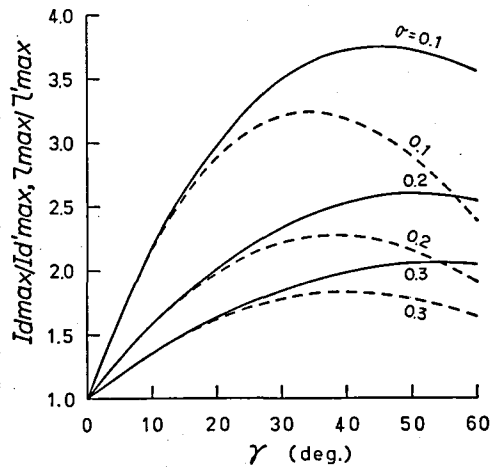
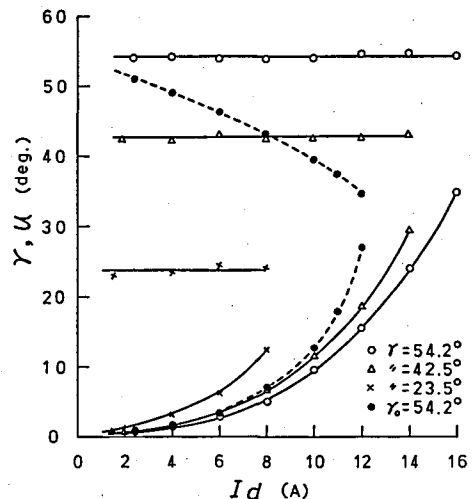


図8 転流限界改善度

4. 実験結果

4・1 入力電流と制御進み角及び重なり角

図9に、定格電圧140V、電流7A、出力1.4KW、2極の非突極形同期電動機を用い、直流式誘起電圧転流CLMとして運転した時の、入力平均電流 I_d と制御進み角 γ 及び重なり角 u の実測結果を示す。同図で実線はEPS法の、点線はMPS法の実測値である。 γ , u の測定は電機子電圧波形をシンクロスコープで観測して求めた。これより、EPS法は I_d の大きさにかかわらず γ は常に一定であることがわかり、EPS法の有効性を示している。 $\gamma=54.2^\circ$ のとき、MPS法と比較すると、EPS法は同一 I_d に対して γ は大きく、 u は小さく、転流限界が増大していることがわかる。実験では

図9 入力電流と進み角及び重なり角 ($I_f=1.4A$, $N=1000RPM$)

発熱の問題などで $I_d=16A$ までしかとれなかったが転流限界電流は更に大きくなる。

4・2 電動機始動特性

図10に、第2章2・3節で述べた始動法で、定格電圧200V、電流8.5A、出力2.2KW、4極の非突極形同期電動機に慣性負荷を接続して始動した時の始動オシログラムを示す。始動特性は非常に良好で、始動後3.2Hzまでは同期電動機として加速され、その後誘起電圧転流CLMに切換わっている。CLMへの切換えは三相ゲート信号の周波数を検出し自動的に行われているので、何ら問題なく切換わっている。電機子電流に脈動が生じているが、これは電動機周波数と電源周波数とのビートである。

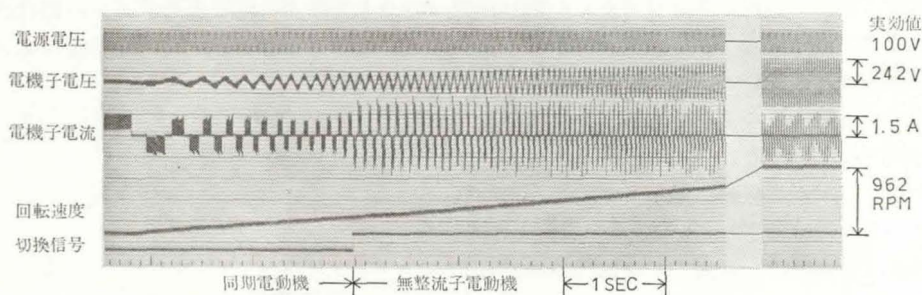


図10 始動オシログラム ($I_f=3A$)

5. あとがき

誘起電圧の零電圧時点を検出し電動機回転子位置を知り、誘起電圧転流無整流子電動機を制御する制御法について述べた。この方法はゲート制御回路を工夫するだけで電機子反作用による進み角減少の補償がなされ、かつ、従来からの機械的位置検出器（近接スイッチあるいはフォトランジスタ及びセクターなど）を省略できる利点を持った制御法である。このため従来の同期電動機に工作を加えることなく制御回路のみで同期電動機を無整流子電動機として制御することが可能となった。

転流限界の理論的考察では、本制御法の転流限界は、 $\sigma=0.1$ のとき、従来の機械的位置検出法の最大電流で3.75倍、最大トルクで3.24倍に達することがわかった。また、本制御法の最適な設定進み角は $45^\circ \sim 50^\circ$ にあり、機械的位置検出法の 60° より小さく有利であることがわかった。

本制御法の電動機始動法を提案し良好に始動し得ることを示した。

本研究において、御指導いただいた東京工業大学佐藤則明教授に感謝の意を表します。

参考文献

- (1) 佐藤：電学誌 vol. 91, No. 6, p.1065 (1971)
- (2) 小貫，他：昭49電気学会全国大会 No. 508
- (3) 武田，川勝，平沙：昭51電気学会全国大会 No. 736
- (4) 知野，佐藤：電気学会論文誌昭和51年12月号掲載決定