

誘導電動機を母体とした発振形ブラシレス直流電動機

Brushless DC Motors Composed of Oscillator and Induction Motor

大 西 和 夫* 高 橋 正*
Kazuo Onishi Tadashi Takahashi

要 旨

単相および二相の誘導電動機を母体として、ステータ巻線に発振コイルを兼用させたタイプの発振形ブラシレス直流電動機について、その動作原理と試作結果を述べる。このモータは発振回路とモータの動作の間に密接な相互関係を有するため、一般のモータにはない興味ある特質を持っている。誘導電動機を母体としているため高効率はあまり期待できないが、比較的簡単安価に製作することができる。

1. 緒 言

直流電源で回転するモータは一般にブラシ、整流子を持っているため、火花による各種障害が発生し、また保守にも手がかかるのが欠点である。このため直流電動機のブラシレス化の動きは古くからあるが、近年の半導体技術の発展に伴って、各方面で活発に研究が行なわれるようになった。

ブラシのない直流電動機には種々の方式が考えられるが、われわれは最も簡単安価に実現できる誘導電動機を母体とした発振形ブラシレスモータを試作し検討したので、その概要を述べる。

2. ブラシレス直流電動機の概要

ブラシレス直流電動機は、その制御方式のうえから分類すると、次の三つのタイプに大別される。

- (a) 発 振 形
- (b) 位 置 検 出 形
- (c) 発振、位置検出併用形

これらの制御系統をブロック線図で示すと、図1のようになる。(a)の発振形は直流を交流に変換して交流のモータを回そうとするもので、交流モータには誘導電動機あるいは同期電動機が用いられる。(b)の位置検出形は一般の直流電動機のブラシ、整流子の動作をそのまま半導体に置き換えようとするもので、その位置検出の手段によってさらに細分される。(c)の方式は同期電動機を母体とした発振形において発振回路のフィードバックコイルをモータ内部に巻き込んだもので、この場合は回転数がある程度上昇するとフィードバックコイルにロータの回転による電圧が誘起されるので、回転子の位置をもあわせて検出できるようになる。

ブラシレス電動機は、以上述べたようにその母体となるモータとして誘導、同期あるいは直流の3種のモータが用いられるが、その性能においてもこれらのモータの特長をそのまま受け継いでいる。たとえば、(a)あるいは(c)の方式で同期電動機を母体とした場合には、一般に自己起動することができず、普通の同期電動機と同様になんらかの特別な起動手段を必要とする。(b)の位置検出形はモータ本体のほかに、回転子の位置を検出するための特別な装置を必要とするので、機構的にやや複雑で高価となるが、性能的には直流機のそれを受け継いでいるので最もすぐれている。

誘導電動機を母体とした発振形はモータの性質上あまり高い効率は期待できないが、特別な起動手段あるいは位置検出手段を必要としないので、最も簡単安価に実現することが可能である。

3. 発 振 回 路

3.1 発振回路の動作

* 日立製作所日立研究所

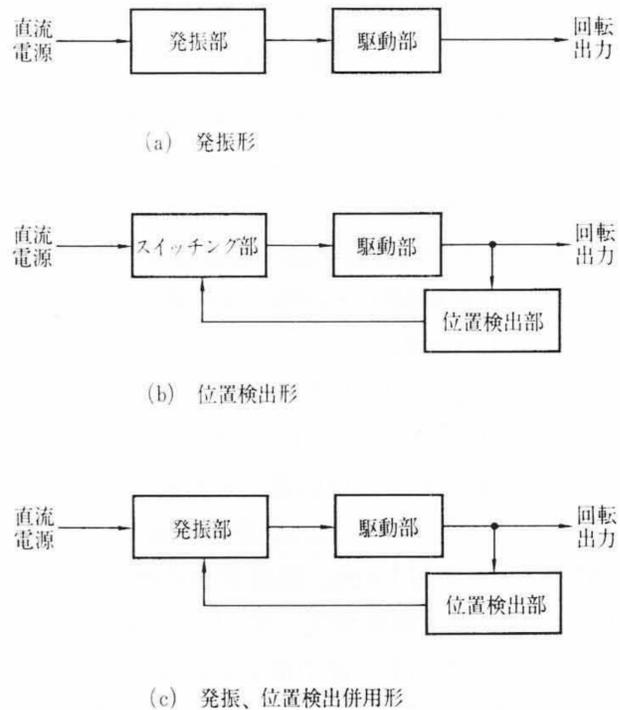


図1 ブラシレス電動機の制御方式

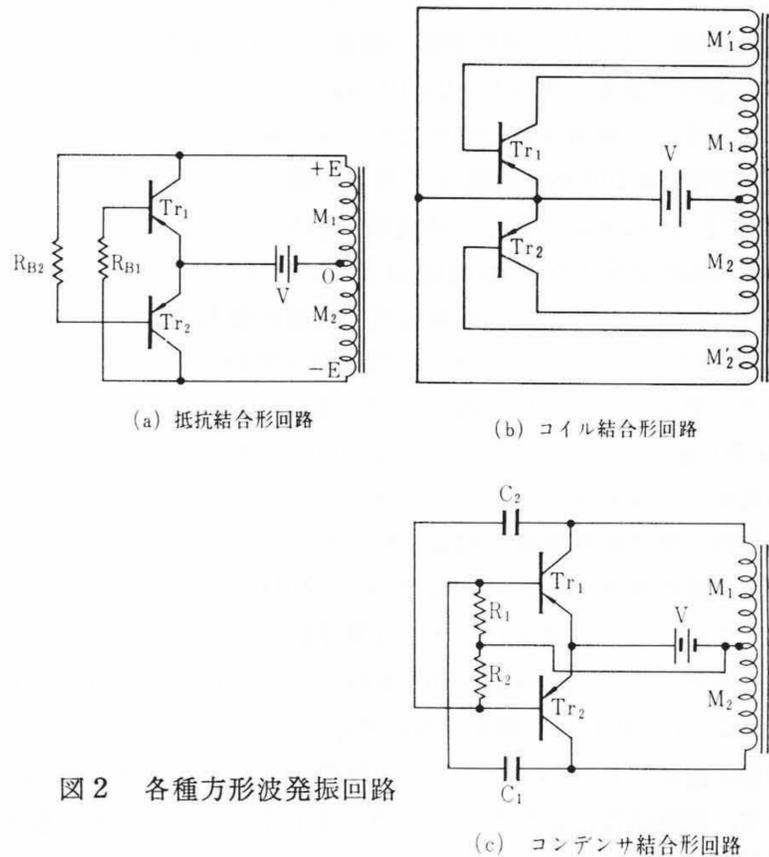


図2 各種方形波発振回路

最も簡単安価に実現できるのは、単相誘導電動機とトランジスタ発振器を組み合わせた方式である。モータの巻線に供給される電圧は、モータの側だけからいえば正弦波が望ましいが、発振回路の価格および変換効率のうえでは不利となるので、総合的にみて方形波のほうが有利である。

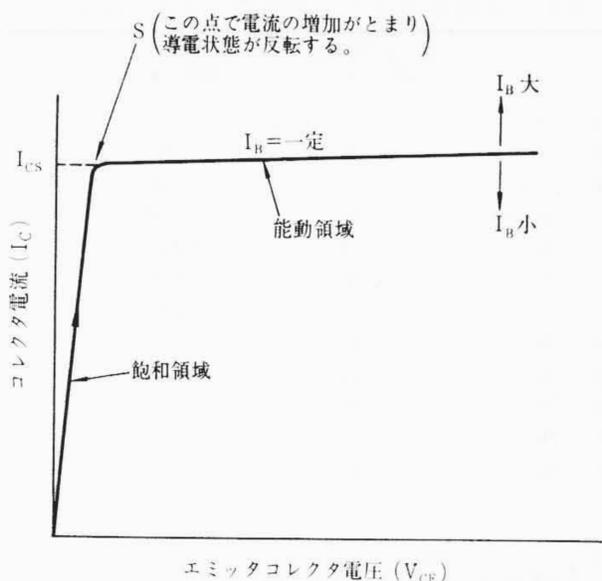


図3 トランジスタの特性と発振の関係

この場合、発振回路をモータと独立に構成することも可能であるが、小形安価に作るには発振コイルをモータの巻線と兼用させる方式が有利である。この種の用途に適するトランジスタ発振器として図2にあげた3種のタイプが考えられるが、ここでは最も簡単に動作的に安定している抵抗結合形回路を採用することにす。

発振回路とモータが一体となったこの種の発振形ブラシレスモータにおいては発振回路の動作がモータの動作と相互に影響し合い、このモータを理解するうえに重要な役割を演じるので、ここで簡単に発振の原理を調べておく。

図2(a)の回路において、まずトランジスタ Tr_1 が on, Tr_2 が off の場合を考えると、コイル M_1 および M_2 にはそれぞれ $+E, -E$ の電圧が誘起される。

$$E = V - V_{CE1} \dots\dots\dots(1)$$

ここに、 V : 電源電圧

V_{CE1} : Tr_1 のコレクタ・エミッタ間電圧

トランジスタ Tr_1 のベースには抵抗 R_{B1} , 電池 V , コイル M_2 を通して

$$I_{B1} = \frac{V + E}{R_{B1}} \dots\dots\dots(2)$$

なる電流が流れ、 Tr_1 の on 状態を保っている。 Tr_2 のベース・エミッタ間には、on 状態の Tr_1 のコレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE1} がかかるが、これは一般にベース電流の立ち上り電圧より小さいので、ベース電流は流れず Tr_2 は off 状態に保たれる。

$$I_{B2} = \frac{V - E}{R_{B2}} = \frac{V_{CE1}}{R_{B2}} = 0 \dots\dots\dots(3)$$

すなわち、on 状態のトランジスタは on, off 状態のトランジスタは off の状態を保つように働いている。

このような自己保持状態がそのまま続いたのでは発振は成立しないが、トランジスタの電流特性の特異性のためこの状態が反転して発振することになる。トランジスタ Tr_1 には(2)式によってほぼ一定のベース電流が流れるので、 Tr_1 のコレクタ電流は図3のような特性を示す。すなわち、コレクタ電流はゼロから飽和領域の曲線に沿って高導電状態で増加するが、点Sに達すると電流の増加が急に止まり能動領域にはいる。電流の増加が止まると、これによって作られていた磁束の増加がなくなるのでコイルの逆起電力がなくなり、図2(a)における $+E, -E$ はほぼゼロになる。したがって、(2)および(3)式より

$$I_{B1} \cong I_{B2} \cong \frac{V}{R_{B1}} \dots\dots\dots(4)$$

となるので、 Tr_1 はベース電流の減少によってコレクタ電流が減少

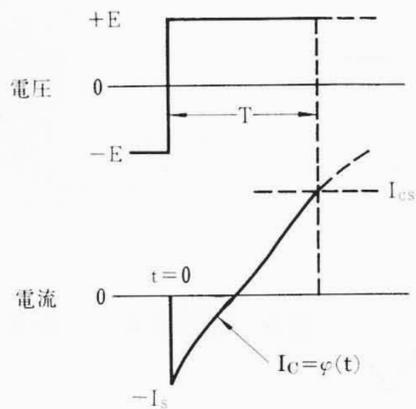


図4 電流変化と発振周期

し、いままで off 状態にあった Tr_2 は on 状態に移る。しかるに、この状態ではこれまで Tr_1 によって流されていたコイル M_1 の電流が減少し、コイル M_2 の電流が流れ始めるので、磁束は減少し図2(a)の電圧 $+E, -E$ はその符号を逆転する。したがって、(2)式および(3)式の関係は

$$I_{B1} = \frac{V - E}{R_{B1}} = 0, \quad I_{B2} = \frac{V + E}{R_{B2}} \dots\dots\dots(5)$$

となってちょうど逆の関係が成立するので、いままで on 状態にあった Tr_1 が off, off であった Tr_2 が on となる。この反転の過程は瞬間的に行なわれる。

続いて Tr_2 のコレクタ電流が増加して図3のS点に達すると上に述べたと同じメカニズムによってトランジスタの導電状態が反転して初めの状態にもどる。このようにして、両トランジスタの on, off が交互にくり返され、方形波発振が持続される。

なお、図2(b)のコイル結合形回路も同じ原理の発振が行なわれるが、図2(c)のコンデンサ結合形回路ではこれと異なりコンデンサの充放電に基づいて発振が遂行される。

3.2 発振の周波数

普通この種の磁気結合形の方形波発振回路においては、コイル M_1, M_2 の巻かれた鉄心の磁気飽和によってコレクタ電流が急増して図3のS点に達することによって発振が行なわれるので、トランジスタの on 状態にある期間は鉄心が飽和するまでの時間で定まり、周波数は次式で表わされる⁽⁴⁾。

$$f' = \frac{E}{4N_1\Phi_s} \dots\dots\dots(6)$$

ここに、 N_1 : コイル M_1 の巻数

Φ_s : 鉄心の飽和磁束

しかしながら、コイル M_1, M_2 をモータに巻き込んだ場合には鉄心の急激な飽和はありえないので、(6)式の関係は成立しない。この場合には、トランジスタの電流 I_c が図3のS点の電流 I_{cs} (以後この電流をスイッチ電流と称する)まで達する時間 T が発振の半周期となる。この電流増加の状況は負荷によって異なり、特にモータの場合には単純な関係で表わすことはできない。図4は電流変化と発振周期の関係を示したものである。

導電状態の反転した瞬間を $t=0$ として電流の変化を

$$I_c = \varphi(t) \dots\dots\dots(7)$$

と表わすと、 I_c がスイッチ電流 I_{cs} に達するまでの時間 T はこの逆関数 φ^{-1} を用いて、 $T = \varphi^{-1}(I_{cs})$ と表わすことができるので、発振周波数 f は次のようになる。

$$f = \frac{1}{2T} = \frac{1}{2\varphi^{-1}(I_{cs})} \dots\dots\dots(8)$$

$I_c = \varphi(t)$ の形が単純な指数関数によって、たとえば

$$I_c = \frac{V}{R_1} - \left(\frac{V}{R_1} + I_s \right) e^{-\frac{R_1}{L_1}t} \dots\dots\dots(9)$$

のような形になる場合には、周波数は次式で与えられる。ここに、

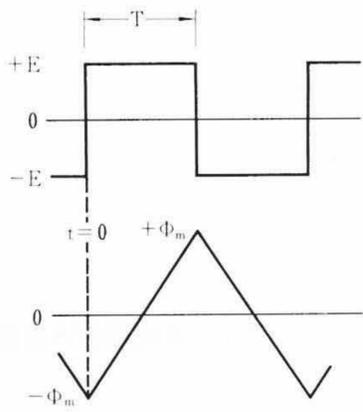


図5 方形波電圧と磁束

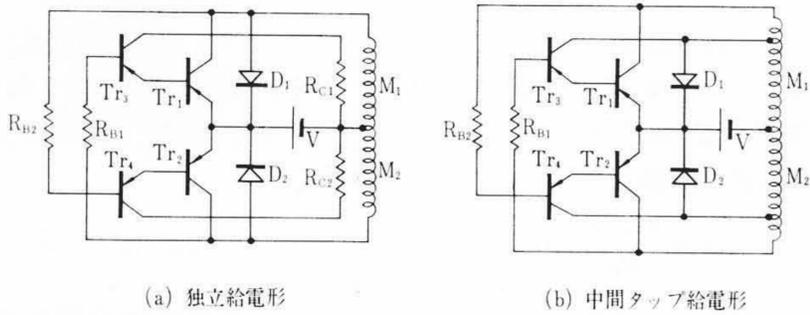


図6 2段増幅形発振回路

$-I_s$ は電流の初期値, R_1, L_1 はそれぞれ回路の等価抵抗およびインダクタンスである。

$$f = \frac{R_1}{2L_1} \frac{1}{\log_e \frac{V/R_1 + I_s}{V/R_1 - I_{cs}}} \quad \dots\dots\dots (10)$$

以上の解析から明らかのように周波数はコイルの負荷側の回路定数 (R_1, L_1), 電圧, スイッチ電流値に依存する。ただし電圧 V が変化した場合には I_{cs} および I_s とほぼこれに比例して変化するので, その影響が相殺されて大きい周波数変化は生じない。ここで注意すべきことは, モータのように外部負荷とともに回路状態の変化する負荷の場合には運転状態によって発振周波数が変わり得ることである。また, スイッチ電流 I_{cs} はベース抵抗 R_{B1}, R_{B2} の変更によって簡単に調節できるので, 比較的容易に周波数, したがってモータの回転数を変化できるという特長を持っている。

4. くま取極形単相モータによる試作

4.1 巻線の設計

最も簡単なくま取極形モータの場合は, 図2のコイル M_1, M_2 をそのままモータのコイルとして用いればよい。ここではすでにあるモータの巻線を巻き換えてブラシレスモータを試作するので, 設計の基本的な考え方として次の方法を採用する。

- (1) 最大磁束が交流励磁の場合のそれとほぼ同じになるように巻数を定める。
- (2) 設計周波数が得られるように適当なベース抵抗を選ぶ。
- (3) 以上で得られたモータを Cut and Try で修正する。

次に巻数の決定法について考察する。モータに加わる方形波電圧は正の半波と負の半波はそれぞれ別の巻線を通じて供給されるが, 磁束を作るという立場から見れば, 一つの巻線に交番する方形波電圧が加えられたのと同じである。この場合の電圧と磁束の関係は原理的に図5に示すようになる。

モータの磁束 ϕ と誘起電圧 E の関係は

$$E = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad \dots\dots\dots (11)$$

で表わされる。図5の関係を参照して, (11)式を半周期 T の間積分する。

表1 各回路方式の主要特性と損失(負荷時)

回路方式	基本回路 図2(a)	2段増幅(a) 図6(a)	2段増幅(b) 図6(b)
電流 (A)	2	1.66	1.46
回転数 (rpm)	3,000	2,980	2,940
周波数 (c/s)	59	58	57
トルク ($g \cdot cm$)	96	96	96
入力 (W)	24	19.9	17.5
出力 (W)	2.96	2.94	2.9
効率 (%)	12.3	14.8	16.5
1次銅損 (W)	2.94	2.41	2.18
機械損 (W)	0.43	0.43	0.43
回路抵抗損 (W)	5.68	1.72	0.1
TRS 損失 (W)	0.57	0.45	0.36
その他損失 (W)	11.4	12	11.5

$$\int_0^T E dt = N_1 \int_{-\phi_m}^{+\phi_m} d\phi \quad \dots\dots\dots (12)$$

巻線の誘起電圧 E は実際には T の期間一定ではなく, トランジスタの V_{CE} および I_C の変化によって変動するので, この平均値

$$E_m = \frac{1}{T} \int_0^T E dt \quad \dots\dots\dots (13)$$

を用いると, (13)式の積分は次のようになる。

$$E_m T = 2N_1 \phi_m$$

したがって

$$N_1 = \frac{E_m}{4\phi_m f} \quad \dots\dots\dots (14)$$

f は希望するモータの回転数よりスリップを仮定して決定される周波数である。一方正弦波電圧の場合は(14)式に対応して次式が成立する。

$$N_a = \frac{E_a}{4.44\phi_m f_a} \quad \dots\dots\dots (15)$$

- ここに, E_a : 巻線に誘起する交流電圧
- f_a : 商用周波数
- N_a : 交流モータの巻数

これより, すでにある誘導電動機を巻き換える場合には

$$N_1 = N_a \frac{1.11 E_m f_a}{E_a f} \quad \dots\dots\dots (16)$$

に従って巻数を決定すればよい。

4.2 試作モータおよびその特性

くま取極形モータの場合, 図2(a)の回路をそのまま用いるのが最も簡単安価な方法であるが, モータの出力が大きくなるに従ってトランジスタの制御側の損失がかなりの値となるので, 効率を問題にする場合には制御用トランジスタを1段増加して2段増幅とするほうが良い。ここでは比較のため原回路と2段増幅形回路をあわせ試作に用いることにした。2段増幅回路としては図6に示す2種類を採用した。図2(a)の原回路の場合, 制御側損失は $I_{cs}/I_{B1} = \beta_1$ としたとき

$$P_1 = (V + E) I_{cs} / \beta_1 \quad \dots\dots\dots (17)$$

となるが, 図6(a)では

$$P_2 \cong V I_{cs} / \beta_1 \quad \dots\dots\dots (18)$$

図6(b)の場合は

$$P_3 \cong V_{BE} I_{cs} / \beta_1 \quad \dots\dots\dots (19)$$

となって順次制御損失が小さくなる。しかし, 図6の2段増幅形では小トランジスタが2個増加しており, また図6(b)では巻線に中間タップを必要とするので高価となるのはやむをえない。

以上の3種の回路を用いた場合の最大出力時の主要特性および各部の損失値を表1に比較して示した。図7は図6(b)の中間タップ付2段増幅形回路を用いた場合のモータの負荷特性を示す。特性的には交流電源によるくま取極形モータと類似している。図8は同じ

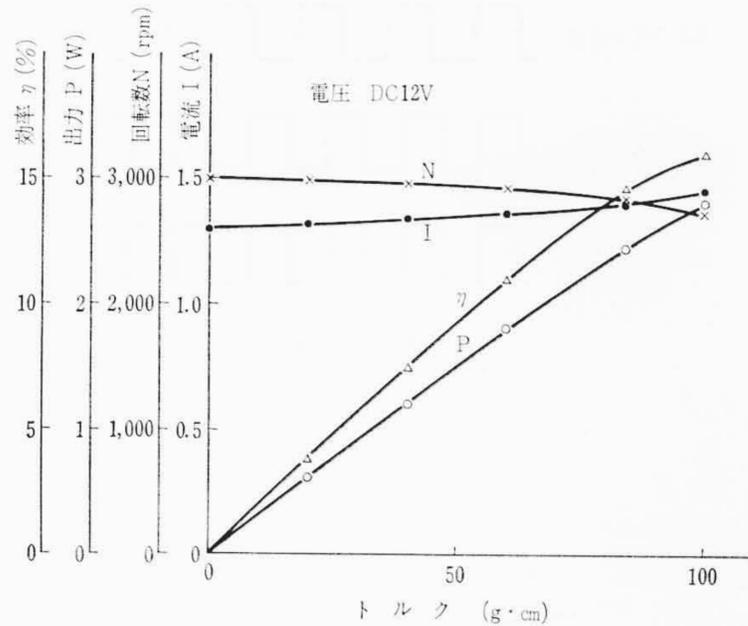


図7 くま取極形ブラシレスモータの負荷特性

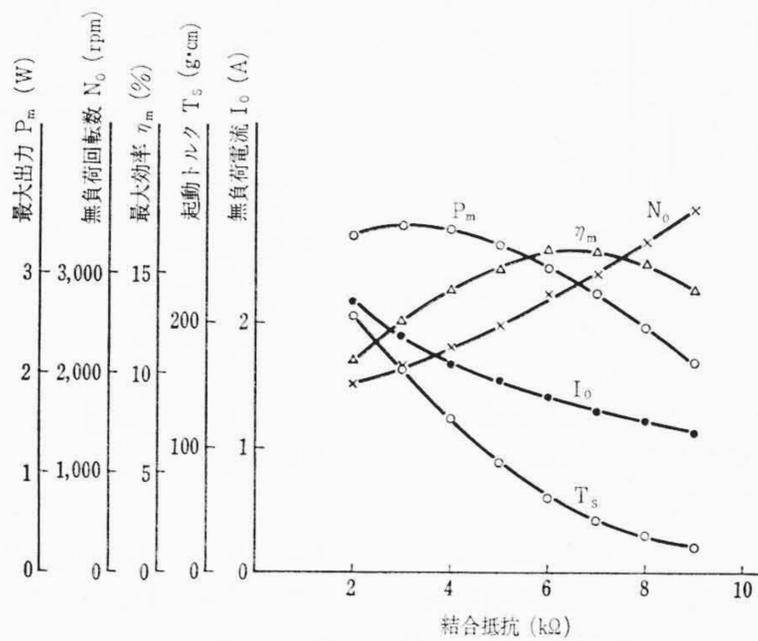


図8 くま取極形モータの結合抵抗と主要特性

回路で結合抵抗を変化させた場合の主要特性変化を示したものである。抵抗を大きくするとスイッチ電流 I_{cs} が減少するので、平均電流が減少するとともに周波数が増加するが、(14)式よりわかるように磁束が減少するのでトルクも減少する結果となっている。

5. コンデンサ分相形モータによる試作

くま取極形モータは元来効率が悪く起動トルクも小さいので、大きい出力、大きいトルクを要求する用途には適さない。そこで、一階級上の出力用にコンデンサ分相形単相誘導電動機を母体としたブラシレスモータを試作した。この場合はモータ自体の性能がくま取極よりすぐれているので、巻線に中間タップを設けない図6(a)の回路を採用する。図9に回路接続を示す。主巻線は前章で述べた方法で設計することができる。補助巻線については簡単な決定法がないので、Cut and Try で行なった。

このようにして試作したブラシレスモータの特性を図10に示す。効率はいくま取極の場合よりすぐれている。負荷時の各部の電圧電流波形を示したのが図11である。主電流がいったん立ち上がってから減少し、再び上昇する形となっているのが注目される。

コンデンサ分相形ではくま取極形に比較して変化できるパラメータが多いが、特に補助巻線およびコンデンサ容量の選定が問題となる。補助巻線については交流のコンデンサモータでは理論的に種々検討されているが、この場合にはこれらのパラメータがモータの動作だけでなく発振の動作にも関係してくるのでかなり複雑となる。

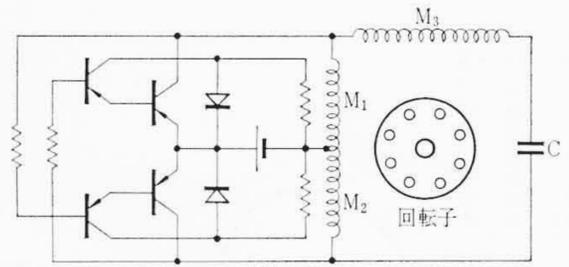


図9 コンデンサ分相形ブラシレスモータ接続図

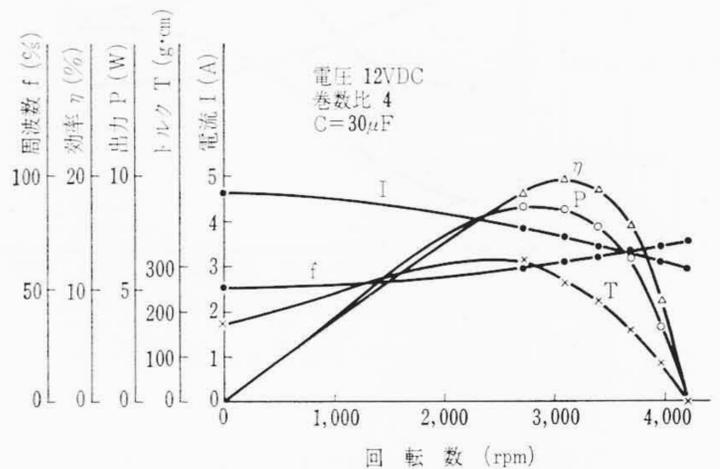
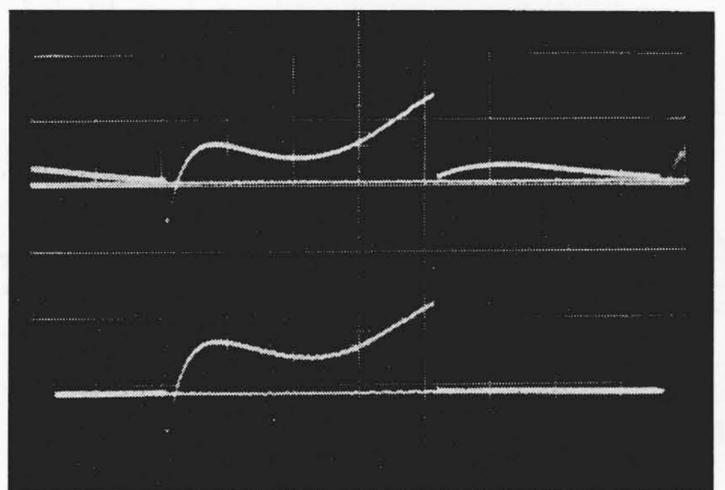
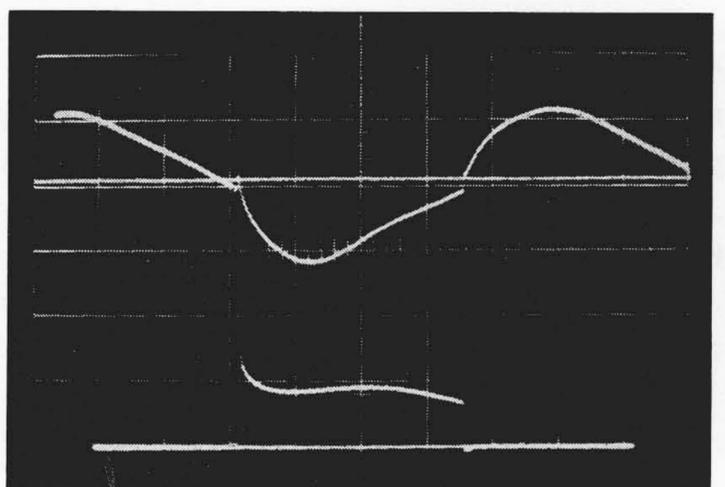


図10 コンデンサ分相形試作機の実験特性



主巻線電流 5A/div (上)
コネクタ電流 5A/div (下)



補助巻線電流 1A/div (上)
EC間電圧 20V/div (下)
(時間軸 2ms/div 共通)

図11 コンデンサ分相形の電圧電流波形

詳細な検討は今後の課題として、ここでは実験的な簡単な検討結果のみを述べる。

補助巻線の主巻線 (M_1) に対する巻数比は、0.5, 1.0, 2.0, 4.0 の4種を実験した結果では巻数比の大きいものほど特性および発振の安定性が良好であった。これは巻数比の大きいほど補助巻線電流が減少し、これによるコネクタ電流波形への影響が小さくなるためと思われる。

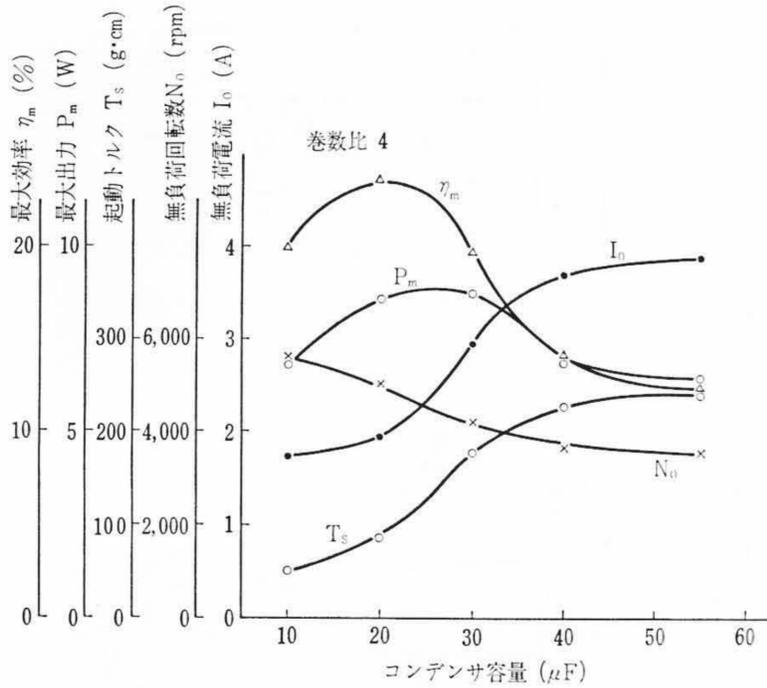


図12 分相コンデンサ容量と主要特性

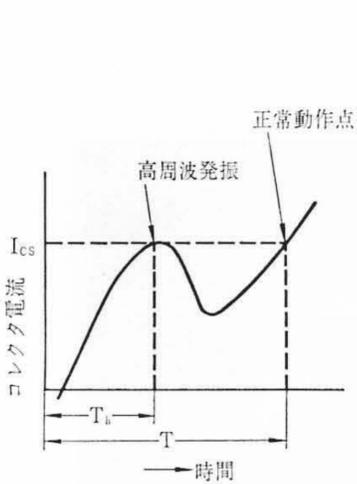


図13 電流波形のこぶと高周波発振

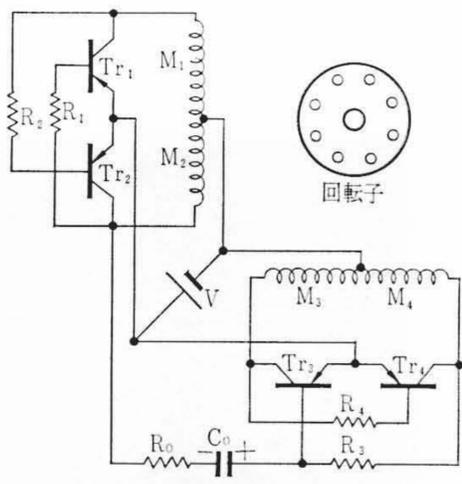


図14 二相共振形モータの接続

図12は分相コンデンサの容量を変化させた場合の特性変化を示す。トルク、出力、効率などはいずれもある容量で最大値を持っている。コンデンサ容量があまり大きくなると、補助回路の電流が増加して高周波異常発振を生ずることがある。図13はこのときの電流波形と発振の半周期の関係を示したもので、電流波形のこぶの部分の高さがスイッチ電流 I_{cs} 以下であれば正常な発振を行なうが、こぶの高さが I_{cs} に達するとその時点で導通状態が反転するので高周波発振を生じモータは回転しなくなる。

以上によって補助巻線の巻数比をできるだけ大きくして、コンデンサ容量を小さくすることが、安定な運転を行なうために効果的であると結論することができる。

6. 二相形モータによる試作

以上の試作はいずれも単相誘導電動機を母体としたものであるが、多相誘導電動機を用いることも可能である。多相の場合は発振回路は相数だけ必要となるが、モータの特性は大幅に向上するので大形の場合には有利となる。

トランジスタ回路で多相発振させる方法は種々考えられるが、かなり複雑となる。しかしながら、モータの場合には独立した2個の発振回路をモータに組み込んだ場合、モータの回転が始まればロータ磁束の作用で、自動的に二相発振が行なわれるので、問題は起動時にいかにして相回転の一定した二相発振を行なわせるかということに帰する。これには一方の発振器の出力で移相回路を通して他方の発振器を制御する方法が考えられる。方形波電圧の完全な移相に

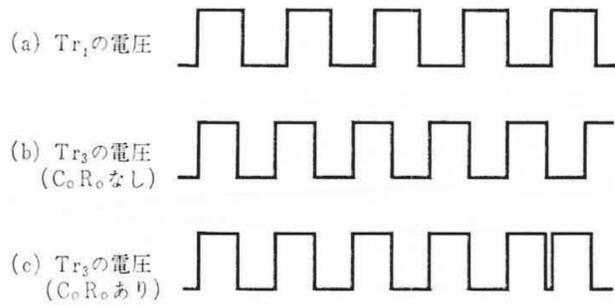


図15 相回転回路の動作

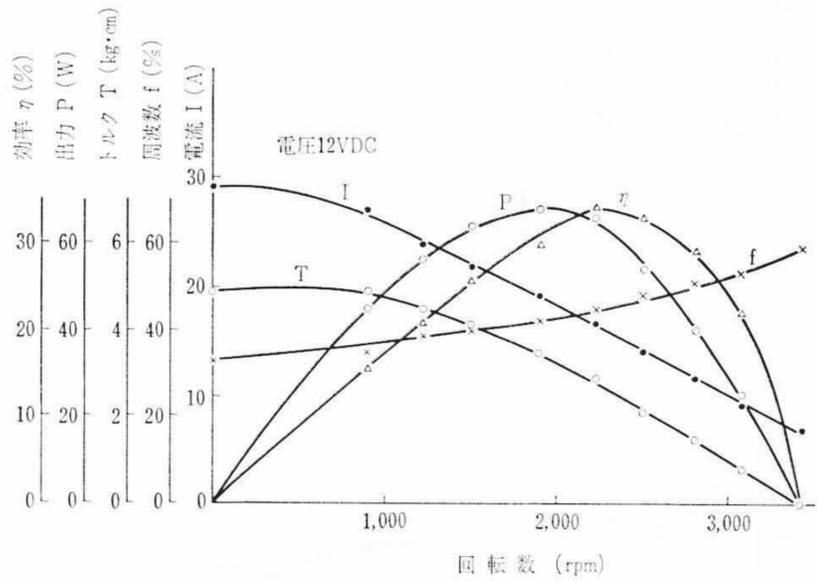


図16 二相共振形モータの特性

はかなり複雑な回路を必要とするが、ここでは実用を旨として簡単なRCによる相回転回路をもつ二相共振を採用した。図14はその基本的回路である⁽²⁾。

次に、この相回転回路の原理を述べる。まずロータは停止しているとして、相回転回路のない場合にはトランジスタ Tr_1, Tr_2 からなる発振回路が図15(a)の周波数で発振し、 Tr_3, Tr_4 の回路は(b)のような発振をするとする。ここで相回転回路がはいった場合を考える。トランジスタ Tr_2 が off となると相回転用コンデンサ C_0 は図の極性に充電され、この充電電流は Tr_3 を正バイアスして on にする。次に Tr_2 が on になると C_0 の電荷は R_0, Tr_2 を通して放電し Tr_3 を逆バイアスして off にする。このため Tr_3 の導通状態のいかんにかかわらず、トランジスタ Tr_2 が on になるときは Tr_3 は off、 Tr_2 が off になるときは Tr_3 は必ず on になる。したがって、ベースに相回転回路がつながっているトランジスタ Tr_3 の位相が必ずコレクタに相回転回路のつながっているトランジスタ Tr_2 より遅れるように2相発振の相回転が決定されることになる。図15において停止時の両発振回路の固有周波数 f_1, f_2 は後述する理由によってわずかに異なっているので、相回転回路がはいったときのトランジスタ Tr_3 の波形は図15(c)のようになり、2組の発振の間の位相差は時間とともに0から π まで変化する。位相のずれの周波数 f_0 はほぼ次式のようなになる。

$$f_0 = 2|f_1 - f_2| \dots\dots\dots (20)$$

なお、 f_1 と f_2 を同じ値にセットすると位相差の変動がなくトルク脈動がなくなってよいように考えられるが、実際には同相になったり、位相差が小さくなったりすると平均トルクが低下するので、 f_1 と f_2 の間にわずかな差を持たせるのがよいようである。

この一定相回転の発振磁束によって回転が始まると発振器の巻線にはロータ磁束によって $\pi/2$ だけ位相差のある電圧が誘起されるので、発振回路はこの電圧に同期して完全な二相発振を行なうようになる。

二相形モータはコンデンサ分相形よりも大きい出力に適している

ので、試作モータは図6(b)に示した中間タップ付2段増幅形発振回路を用いて、30Wの4極コンデンサモータを巻き換えて製作した。図16にこのモータの特性を示す。周波数が回転数とともに変化しているのが特長で、起動時には周波数が低くなるので大きい起動トルクが得られる。効率も単相方式に比較して大幅に向上している。

7. 考 察

以上に述べた発振形ブラシレスモータは発振回路とモータが一体に構成されているので、両者の動作に密接な相互作用をもつのが特長である。たとえば、回転数によって周波数が変化するので、この性質を利用して起動時に周波数を下げて起動トルクを大きくすることが可能である。またコンデンサ容量の選び方などによって異常発振を生ずることもある。電流のピーク値はトランジスタ回路のスイッチ電流 I_{cs} になるので、負荷によって変化しない。したがって、起動電流はあまり大きくならないのに対して、無負荷電流もそれほ

ど小さくならない。

このほかにも種々の特質をもっているが、新しいタイプのモータであるため、その本質である発振回路およびモータの動作に関してさらに深く追求していくことが必要である。

8. 結 言

くま取極、コンデンサ分相および二相の誘導電動機を母体として、ステータ巻線に発振コイルを兼用させるタイプの発振形ブラシレス直流電動機の動作と試作結果について述べた。これらのモータは誘導電動機を母体とするため、本質的にあまり高効率を期待することはできないが、火花障害がなく、静粛、無保守などブラシレスモータの特長を備え、かつ比較的簡単安価に実現できる。

参 考 文 献

- (1) G. H. Royer: Trans. AIEE pt. I 74, 322~326 (1955)
- (2) 特許出願中

本誌第50巻第1号「昭和42年度における日立技術の成果」号につきまして、次の誤りがございましたのでおわびと訂正を申し上げます。

お わ び

12頁「電子式ボイラ自動制御装置の開発」の中で、旧社名を使用いたしました。謹んでおわび申し上げますとともに、ここに訂正申し上げます。

誤： 東海製鉄株式会社

正： 富士製鉄株式会社名古屋製鉄所

訂 正

頁	欄	誤	正
11	右	図12 東京電力姉ヶ崎火力発電所納 1,950 t/h OP ボイラ	図12 東京電力株式会社姉ヶ崎火力 発電所納 1,950 t/h UP ボイラ
34	左	図26 立軸スパイラル斜流ポンプ構造	図26 水資源開発公団印旛沼建設所 山田機場納 2,300 mm 立軸軸流ポンプ
72	右	図10 12~17形水平偏向用 2SC281A	図10 12~17形水平偏向用 2SC681A