ボビンコイル形高効率コンデンサモータの開発

正 員 横 塚 勉 (群馬大)

正 員 馬 場 英 治 (群馬大)

非会員 小 林 俊 夫 (日本サーボ)

1. ま え が き

冷蔵庫用のファン駆動用電動機として出力が1W程度の電動機が数多く使用されているが、この種の電動機では効率を高め、構造を簡単にして低価格とすることが強く要求されている。石油危機以前は効率はあまり問題とされず、入力が8W程度のくま取り電動機が広く使用されていた。その後の省エネルギーの強い要求により、極の形状、くま取りコイルの位置およびその寸法などの最適化により入力を6.5W程度で低下させることができた。しかし、くま取り電動機ではこれが限界であった。そこでこれら二つの要求に沿って構造が簡単なボビンコイル形コンデンサモータ(以後、ボビンコイルモータと呼ぶ)を開発し、入力を3.5Wまで低減できたので、そのときの問題につき報告する。

コンデンサモータの解析法についてはMorrill氏⁽¹⁾、岐部氏⁽²⁾らの報告があり、これらは正逆に回転する二つの回転磁界として解析するものであるが、最も基本的解析法とみることができる。また、平衡運転条件、トルク、効率など主要な特性については見城氏⁽³⁾⁻⁽⁵⁾の報告があり、これらによって通常の形のコンデンサモータの解析法ならびに特性についてはほぼ明らかになったとみられる。しかし、ボビンコイル形とすることによって発生する問題、すなわち、固定子歯の先端を磁氣的に短絡(以後、ブリッジと呼ぶ)することの特性への影響、毎極毎相溝数が1で、1/2の短節巻とすることの影響などについてはまだ明らかにされていない。これらはボビンコイルモータ固有の問題である

が、効率およびトルク特性に大きな影響を与えるので重要な問題である。

本文では既に一部報告したように⁽¹⁰⁾小形のボビンコイルモータの問題点を示し、その特性ならびに原因を明らかにして、改善法について検討するもので

(1) ブリッジが特性に及ぼす影響、特に効率への影響を明らかにし、改善法を示す。

(2) ボビンコイルモータでは測定値から求めた等価回路定数(以後、定数と呼ぶ)を使ってトルクを計算するとかなり大きな誤差を生ずるが、その原因を究明する。また、空間高調波起磁力の影響を明らかにする。

(3) 小形のコンデンサモータでは巻線が細くなるので断線事故を起こしやすく、信頼性に問題が出てくる。そこで補助巻線と並列にコンデンサを接続し、これに主巻線を直列接続する方式について検討する。

ボビンコイルモータでは多くの場合、固定子極の機械的強度をもたせるためにブリッジを付けるが、(1)ではブリッジを付けた機種と付けない機種を試作して特性を比較し、その影響を明らかにする。(2)はボビンコイルモータでは毎極毎相溝数が1で、1/2の短節巻となるために空間高調波起磁力の影響が特に大きいこと、測定値から求めた定数では二次抵抗および二次漏れリアクタンスに大きな誤差がでることなどを示す。(1)、(2)はボビンコイルモータ固有の問題とみることができるが、これらに関する報告はまだないようである。(3)の線径が細くなる問題は小形のコンデンサモータで一般的に起る問題で、この結線方式にしたときの特性の計算法、平衡運転条件などを明らかにする。この結線は既に使用されているが、解析法ならびに特性に関する報告はまだないようである。本文に示す開発機種がほぼ普通の結線方式の限界で、これより小形にする場合はこの結線にするのが良いと考え

Development of a Bobbin-coil Type High Efficiency Capacitor Motor. By Tsutomu Yokozuka, Member, Eiji Baba, Member (Faculty of Engineering, Gunma University) & Toshio Kobayashi, Non-member (Japan Servo Co., Ltd).

横塚 勉: 正員, 群馬大学工学部電気工学科
馬場英治: 正員, 群馬大学工学部電気工学科
小林俊夫: 非会員, 日本サーボ(株)

2. 特性の計算法

〈2・1〉 基本波成分 普通の形のコンデンサモータの特性は対称座標法で解析でき、その磁界は正逆に回転する二つの回転磁界と考えることができる⁽¹⁾⁽²⁾。正方向に回転する成分（正相分）の主巻線相の等価回路は図1(a)で表わすことができる。なお、本文中扱う主な記号は次の諸量を示すものとする。

- V_1 : 電源電圧 (V), f : 電源の周波数 (Hz)
 p : 極数, s : すべり
 r_1 : 主巻線相一次巻線抵抗 (Ω)
 x_1, x_2 : 主巻線相一次, 二次（一次換算値）漏れリアクタンス (Ω)
 x_m : 主巻線相励磁リアクタンス (Ω)
 r_2 : 主巻線相二次（一次換算値）抵抗 (Ω)
 r_i : 主巻線相等価鉄損抵抗 (Ω)
 W_m, W_a : 主巻線, 補助巻線の巻数
 a : 巻数比 (W_a/W_m)
 x_c : コンデンサリアクタンス主巻線相換算値 (Ω)
 $\dot{Z}_p, \dot{Z}_n$: x_m, r_i を含めた正相, 逆相分の回転子側のインピーダンス (Ω)
 $\dot{I}_p, \dot{I}_n$: 基本波成分の正相, 逆相分電流 (A)
 $\dot{I}_m, \dot{I}_a$: 主巻線, 補助巻線電流主巻線相換算値 (A)
 W_p, W_n : 正相分, 逆相分二次入力 (W)
 T : トルク (N-m), T_n : n 次空間調波トルク
 Y : 効率 (%), n : 空間高調波次数
 b_n : n 次空間調波起磁力の大きさ
 k_{mn}, k_{an} : 主巻線, 補助巻線相の n 次空間調波起磁力の比（基本波成分基準）

(a) 基本波, 正相分, (b) 三次空間高調波, (c) 五次空間高調波

図1 等価回路

Fig. 1. Equivalent circuits, (a) for fundamental, positive-sequence component, (b) for third space harmonic component, (c) for 5-th space harmonic component.

Y_m : 最大効率 (%)

r_{23} : 三次空間調波の二次抵抗 (Ω)

両相の鉄心の形状が等しく、巻線軸角度が $\pi/2$ で、両相の銅量が等しいとすると（これらの条件は多くの場合成立）、 $\dot{I}_p, \dot{I}_n$ はそれぞれ⁽⁵⁾

$$\dot{I}_p = \{Z_{nr} + r_1 + Z_{nj}/a + x_1/a + j(Z_{nj} + x_1 - x_c - Z_{nr}/a - r_1/a)\} V_1/D \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\dot{I}_n = \{Z_{pr} + r_1 - Z_{pj}/a - x_1/a + j(Z_{pj} + x_1 - x_c + Z_{pr}/a + r_1/a)\} V_1/D \quad \dots\dots\dots (2)$$

但し,

$$D = \{2(Z_{pr} + r_1)(Z_{nr} + r_1) - (Z_{pj} + x_1 - x_c)(Z_{nj} + x_1) - (Z_{nj} + x_1 - x_c)(Z_{pj} + x_1) + j\{(Z_{pr} + r_1)(2Z_{nj} + 2x_1 - x_c) + (Z_{nr} + r_1)(2Z_{pj} + 2x_1 - x_c)\}\}$$

$$\dot{Z}_p = \frac{1}{\frac{1}{r_i} + \frac{1}{jx_m} + \frac{1}{(r_2/s) + jx_2}} \equiv Z_{pr} + jZ_{pj} \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\dot{Z}_n = \frac{1}{\frac{1}{r_i} + \frac{1}{jx_m} + \frac{1}{r_2/(2-s) + jx_2}} \equiv Z_{nr} + jZ_{nj} \quad \dots\dots\dots (4)$$

定常分トルク T は二次の正相分入力 W_p すなわち r_2/s の電力と二次逆相分入力 W_n の差から(5)式で求まる。この場合、等価鉄損抵抗 r_i の電力は固定子内で熱になるだけでトルクには直接関係ないと考えられる。入力 W_i は $\dot{I}_m, \dot{I}_a$ の電源電圧に対する位相差をそれぞれ φ_m, φ_a とすると(6)式で求められ、出力は(7)式、効率 Y は(8)式で求めることができる⁽⁵⁾。

$$T = \frac{2}{4\pi f/p} (W_p - W_n) \text{ (N-m)} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$W_i = V_1 \dot{I}_m \cos \varphi_m + V_1 \dot{I}_a \cos \varphi_a \text{ (W)} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$W_o = 2(W_p - W_n)(1-s) \text{ (W)} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$Y = (W_o/W_i) \times 100 \text{ (%) } \quad \dots\dots\dots (8)$$

〈2・2〉 空間高調波起磁力の影響 ポビンコイルモータでは一般に毎極毎相溝数が1で1/2の短節巻となるために〈4・2〉節に示すように空間高調波起磁力の影響が大きく、これを考慮する必要がある。図2(b)に示すように固定子歯幅が τ で、回転子導体の斜溝の角度（電気角）が $\beta - \alpha$ とすると空隙の起磁力分布は等価的に台形とみることができて図2(a)で表わすこ

図2 極の構造と起磁力波形

Fig. 2. Pole construction and mmf waveform.

とができる。もし、斜溝をしない場合には $\alpha=\beta$ となって方形となる。図2(a)の波形をフーリエ展開すると基本波および奇数次調波から成り(9)式で表わすことができる。

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f(x) \cos n\theta d\theta$$

$$= \frac{4A}{(\beta-\alpha)\pi n^2} \{\cos n\alpha - \cos n\beta\} \dots\dots (9)$$

固定子歯幅を磁束の広がりやを考慮して、92度(電気角)として斜溝の大きさと各調波成分の大きさの関係を(9)式で計算し図3に示す。同図の数値はポビンコイルモータに一般的に適用できると考えられる。主巻線相および補助巻線相の基本波成分 b_1 に対する n 次調波成分の比 $k_{mn}(=k_{an})$ を図3に併せて示した。主巻線相に i_m , 補助巻線相(主巻線相換算値)に i_a なる

図3 斜溝の $b_1, b_3, b_5, k_{m3}, k_{m5}$ への影響Fig. 3. Effects of rotor skew on b_1, b_3, b_5, k_{m3} and k_{m5} .

電流を流したときの合成起磁力は

$$\begin{aligned} & \sqrt{2} W_m k_{mn} I_m \sin(\omega t + \varphi_m) \cos n\theta \\ & + \sqrt{2} W_m k_{an} I_a \sin(\omega t + \varphi_a) \cos n(\theta - \pi/2) \\ & \equiv \sqrt{2} W_m \{I_{pn} \sin(\omega t - n\theta + \gamma_2) \\ & + I_{nn} \sin(\omega t + n\theta + \gamma_1)\} \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

但し i_m, i_a は

$$i_m = i_p + i_n \dots\dots\dots (11)$$

$$i_a = j(i_p - i_n) \dots\dots\dots (12)$$

(10)式の I_{pn}, I_{nn} は n 次空間高調波電流で極数は基本波の n 倍となり、1極あたりの巻数は基本波のそれと等しいと考えることができる。 I_{pn}, I_{nn} は(13), (14)式から求めることができる。

$$\begin{aligned} I_{pn} = & (1/2) \sqrt{k_{mn}^2 I_m^2 + k_{an}^2 I_a^2} * \\ & * 2 k_{mn} k_{an} I_m I_a \cos(\varphi_m - \varphi_a - n\pi/2) \\ & \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{nn} = & (1/2) \sqrt{k_{mn}^2 I_m^2 + k_{an}^2 I_a^2} * \\ & * 2 k_{mn} k_{an} I_m I_a \cos(\varphi_m - \varphi_a + n\pi/2) \\ & \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

(10)式の γ_1, γ_2 は I_{pn}, I_{nn} 成分の電源電圧に対する位相差とみることができ

$$\gamma_1 = \tan^{-1} \frac{k_{mn} I_m \sin \varphi_m + k_{an} I_a \sin(\varphi_a - n\pi/2)}{k_{mn} I_m \cos \varphi_m + k_{an} I_a \cos(\varphi_a - n\pi/2)}$$

$$\gamma_2 = \tan^{-1} \frac{k_{mn} I_m \sin \varphi_m + k_{an} I_a \sin(\varphi_a + n\pi/2)}{k_{mn} I_m \cos \varphi_m + k_{an} I_a \cos(\varphi_a + n\pi/2)}$$

この空間高調波電流 I_{pn}, I_{nn} の求め方では、簡単にするために I_p, I_n を空間調波起磁力を無視して(1), (2)式で求め、これを基に起磁力波形を台形で表わした。次にこの台形を(9)式でフーリエ展開(図3)し、基本波成分に対する空間高調波の比 k_{mn}, k_{an} を求め、(13), (14)式で I_{pn}, I_{nn} を求めた。7次以上の空間高調波起磁力を無視すると、 I_{n3}, I_{p5} は正方向、 I_{p3} および I_{n5} は逆方向のトルクを発生し、空間高調波起磁力によるトルクは回転子抵抗の電力から

$$\begin{aligned} T_n = & \frac{2}{4\pi f/(pn)} \{I_{n3}^2 Z_{nr3} + I_{p5}^2 Z_{pr5} \\ & - (I_{p3}^2 Z_{pr3} + I_{n5}^2 Z_{nr5})\} \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

(15)式の Z_{pr3}, Z_{nr3} は図1(b)の x_{m3} を含めたインピーダンス $\dot{Z}_{p3}, \dot{Z}_{n3}$ の実数部であり、 Z_{pr5}, Z_{nr5} は(c)図の $\dot{Z}_{p5}, \dot{Z}_{n5}$ の実数部である。(b), (c)図では鉄損の等価抵抗は十分大きいものとして無視している。

$$\dot{Z}_{p3} = \frac{1}{\frac{1}{j x_{m3}} + \frac{1}{r_{23}/(-3s+4) + j x_{23}}}$$

$$\begin{aligned} &\equiv Z_{p r 3}+j Z_{p j 3} \\ \dot{Z}_{n 3} &=\frac{1}{\frac{1}{j x_{m 3}}+\frac{1}{r_{23} /(3 s-2)+j x_{23}}} \\ &\equiv Z_{n r 3}+j Z_{n j 3} \\ \dot{Z}_{p 5} &=\frac{1}{\frac{1}{j x_{m 5}}+\frac{1}{r_{25} /(5 s-4)+j x_{25}}} \\ &\equiv Z_{p r 5}+j Z_{p j 5} \\ \dot{Z}_{n 5} &=\frac{1}{\frac{1}{j x_{m 5}}+\frac{1}{r_{25} /(-5 s+6)+j x_{25}}} \\ &\equiv Z_{n r 5}+j Z_{n j 5} \end{aligned}$$

3. ブリッジの影響

従来広く製作されているボビンコイルモータの固定子の構造を図4(a)に示す。同図では1個のコイルだけを図示したが、全体では4個のコイルで構成されている。この形の電動機の固定子はボビンに巻いたコイルを固定子歯にはめ込み、これをヨークに圧入するので、コイル入れ作業を大幅に簡単にすることができる。図4(a)の電動機では固定子の機械的強度を増すために歯の先端がブリッジで磁氣的に短絡されている。

ブリッジで歯の先端を短絡することの運転特性に与える影響を調べるために、ブリッジのない機種 B 機種とブリッジ付き電動機 A 機種の両機種をロータなどほかの条件を変えないで試作した。トルク、入力特性を測定して図 5 に示す。同図にはファン負荷の負荷曲線も併せて示してあるが、負荷トルクは速度の自乗

図 4 極の構造, ブリッジ

Fig. 4. Construction of the pole piece, showing magnetic wedge.

図 5 ブリッジの特性への影響

Fig. 5. Effects of the magnetic wedge on characteristics.

表 1 ブリッジの効率への影響

Table 1. Effects of the magnetic wedge on efficiency.

フリ ツジ	f (Hz)	最大効率 Y _m (%)	rpm	ファン負荷 Y (%)	rpm
有 A	50	19.0	2300	14.6	2630
	60	25.6	2900	22.0	3170
無 B	50	29.3	2500	16.1	2780
	60	35.5	3000	25.3	3310

100 V

に比例するとみることができる。図5のトルクの測定はヒステリシス形トルク計を使用しており、トルクの谷の部分も測定が可能になっている。図5から最大効率 Y_m およびファン負荷を付けたときの効率を求め表1に示す。ブリッジをなくして漏れ磁束を減らすことによって Y_m は 50 Hz で 10.3%, 60 Hz で 9.9% 高くなっている。また、ファン負荷を付けた実際の使用速度と比較しても 50 Hz で 1.5%, 60 Hz で 3.3% 高

図 6 ブリッジの磁束密度

Fig. 6. Magnetic flux density in the magnetic wedge.

くなることがわかる。これはブリッジをなくすと入力
の増加以上にトルクが大幅に増すため、ブリッジの
漏れ磁束に起因しているとみられる。

歯の先端が短絡(図6)された機種について、ブリ
ッジの部分にさぐりコイルを巻き付け(10ターン)で
漏れ磁束を測定し、最も狭い所の磁束密度を求め図6
に示す。同図から、使用電圧の範囲で磁束密度は2.8
~3.2T となることがわかる。この結果から図5のA
機種を基準にブリッジの漏れ磁束の率を求めると、磁
束密度3T、ブリッジ厚さ0.5mm、すべり0.2とし
て、24% となった。ブリッジの厚さはこれ以上薄く
することは困難とみられるので、ポビンコイルモータ
(特に小形の)の漏れ磁束の率はかなり高くなること
がわかる。

4. 定数の誤差

〈4.1〉 測定定数による特性計算 図5および表
1からブリッジをなくして歯の先端を開放した方が良
好な特性が得られることがわかった。そこで、量産を
考慮して寸法を多少修正してブリッジのない機種Cを
再度試作した。このC機を両相の起磁力の大きさが等
しく、位相差が $\pi/2$ となるような電圧で励磁したと
きの拘束時および無負荷時の電流、入力、ならびに無
負荷回転数、一次巻線抵抗 r_1 の6項目を測定し表2

表 2
Table 2.

(a) 定数決定のための測定データ
(a) Measured data for parameter determination.

測定項目	測定値	測定電圧
無負荷回転数	2920rpm	100 V
・ 電流	332mA	・
・ 入力	1.23 W	・
拘束時電流	48.0mA	80V
・ 入力	2.50 W	・

$r_1 = 546.0$ 50 Hz

(b) 測定定数と設計定数
(b) Measured parameters and
design parameters.

定数	測定定数	設計定数
r_1	546.0	(546.0)
x_1	646.8	7000
x_2	646.8	8696
x_m	2304.5	2147.0
r_2	960.0	679.3
r_i	1144.95	(1144.95)

C 機種

図 7 計算結果と実験結果の比較, C 機種
Fig. 7. Comparison of test and computed
results, machine C.

表 3 三次および五次の空間高調波の定数
Table 3. Parameters for third and 5-th
space harmonics.

f_{m3}	0.246	f_{m5}	-0.120
x_{m3}	2392.8	x_{m5}	2392.8
x_{23}	5364.4	x_{25}	10139.9
r_{23}	2127.3	r_{25}	5068.9

C 機種

(a)に示す。但し、拘束時の電圧は過熱を避けるため
に80%に下げて測定した。

ポビンコイルモータの正相分等価回路を図1(a)で
表わすものとして定数を求め表2(b)に示す。同表の
定数はこの値を使って逆に最初に与えた電流および入
力の値を計算すると完全に一致するように繰返し、電
流、入力の方を修正して精度を向上(誤差0.1%以
下)させたものである⁽⁶⁾。コンデンサモータでは始動
トルクを大きくするために r_2 を比較的大きくするの
で、一般に使用されている定数決定法を適用すると
 r_2 , $x_1(\equiv x_2)$ に大きな誤差を生ずる問題がある。

表2(b)の測定定数を使って正相分電流 i_p および
逆相分電流 i_n を(1),(2)式を使って求め、(5)式でト
ルクを計算し、実験結果と比較してそれぞれ図7の2
点と太い実線で示す。この計算値は空間高調波起
磁力を無視したときの特性であるが、実験値と比べて
かなり大きくなっている。このように大きな誤差を生
ずるのはポビンコイルモータ特有の現象とみられる。
〈4.2〉~〈4.3〉節ではこの原因を究明する。

〈4.2〉 空間高調波起磁力を考慮した場合 起磁
力分布を図2の台形で表わし、図7に示したC機種の

k_{m3} , k_{m5} を図3から求めると、斜溝溝数と全溝数の比が1.5/13であることから $k_{m3}=0.246$, $k_{m5}=-0.120$ となる。なお、この場合の α , β (図2) は $\alpha=0.451$ rad, $\beta=1.175$ である。空間高調波電流 I_{pn} , I_{nn} はそれぞれ(13), (14)式で求められる。空間高調波分の定数を各極の巻数が基本波のそれと等しく、極数が基本波の n 倍と考える寸法、材質(設計定数)から求めて表3に示す。

表2の基本波に対する測定定数および表3の空間高調波の定数を使って(1)~(5), (11)~(15)式および図3(あるいは(9)式)を使ってトルクを計算し、図7の点線で示す。空間高調波起磁力を考慮することによって実験値に近付く傾向はみられるが、まだ大きな誤差が認められる。

〈4・3〉 測定定数と設計定数の比較 測定定数を使ってトルクを計算すると、空間高調波起磁力を考慮してもかなり大きな誤差が生ずることがわかった。その原因として測定定数の誤差が考えられるので、寸法および材質から定数を計算(設計定数)し、測定定数とともに表2(b)に示す。同表で両者を比較すると x_2 および r_2 において大きな差がみられる。

設計定数の x_2 が x_1 に比べて大きくなるのは、固定子の溝数が4であるのに対して回転子は13溝であるために二次側の千鳥漏れリアクタンス $x_{2s}^{(7)}$ が大きくなるのが原因とみられる。これは、二次電流によって発生した磁束が固定子の歯幅が広いために歯の中を通り、一次導体とさ交せず漏れ磁束になるためである。C機種では一次側の千鳥漏れリアクタンスは 262.8Ω と x_1 全体の37%であるのに対して、二次のそれは 556.9Ω となり x_2 の64%を占めていた。このようにブリッジがないポビンコイルモータでは一般に $x_2 > x_1$ となると考えられる。

測定では x_1 と x_2 の分離は困難であるが、表2(b)で x_1+x_2 について比較すると測定値の方が設計定数に比べて小さくなっている。この原因としては、空間高調波の入力などによって二次抵抗 r_2 が大きくなることの影響が考えられる。 r_2 の測定値が大きくなる原因としては空間高調波の入力が基本波の入力として加わってしまうこと(測定定数は空間高調波を無視して求めている)のほかに、次のことが考えられる。 x_2 が x_1 に比べて大きいと、 $x_1=x_2$ として定数を決定しているので x_1 (測定値)が大きくなり、そのぶんだけ x_m が小さくなって、拘束時の二次電流を小さく見積ってしまうために r_2 が大きくなると考えられる。

設計定数を使用し、空間高調波起磁力を考慮して(1)~(5), (11)~(15)式でトルクを計算して図7の

細い実線で示す。計算値は実験値とほぼ一致しているとみられる。また、 x_2 あるいは r_2 に測定値を使用した場合の曲線も併せて図示した。 x_2 に測定定数を使うとトルクが全体的に大きくなり、また、 r_2 に測定定数を使うと最大トルクのすべりが低速側にずれる傾向がみられる。入力 W_i を(6)式で計算し、実験値と比較して図7に併せて示した。両者は良く一致しているとみることができる。

以上の比較から図4(b)のような極の形状をしたポビンコイルモータでは空間高調波起磁力の影響を考慮する必要があること、空間高調波起磁力によって同期速度の約1/3のところで速度に対するトルクの増加率が低下する現象があること、 x_2 および r_2 の測定定数に大きな誤差が生ずることなどがわかった。

〈4・4〉 効率および二次抵抗の配分 図7に示したポビンコイルモータC機種の最大効率 Y_m は28.8%であるが、普通の形の市販されているコンデンサモータの Y_m (測定値)とを比較して図8に示す。同図からポビンコイルモータの Y_m は小形のわりにはかなり高いとみることができる。

くま取りモータにおいて r_2 を一定に保ちながらバーの断面積を大きくとることにより、空間高調波による銅損を減らせることが、定性的ではあるが報告されている⁽⁸⁾。そこで、空間高調波起磁力が特に大きいポビンコイルモータについて二次抵抗の配分の影響について検討する。

図7のC機種について基本波の二次抵抗を $r_2=679.3\Omega$ に一定に保ち、バーの断面積を0.5倍、1.0(基準)倍、2.0倍としたときの空間高調波起磁力によるトルク T_3+T_5 および T_5 を(11)~(15)式で計算し図9に示す。バーの断面積を0.5, 1.0, 2.0倍とし

図8 コンデンサモータの最大効率

Fig. 8. Maximum efficiency of capacitor motors.

図9 コータバー断面積の空間高調波トルク T_3 , T_5 への影響。ロータ抵抗 r_2 は一定

Fig. 9. Effects of cross section area of rotor bar on space harmonic torque T_3 and T_5 . Rotor resistance r_2 is held constant.

たときの r_{23} はそれぞれ 3,458.3, 2,127.3, 1,462.6 Ω , r_{25} はそれぞれ 9,029.0, 5,068.9, 3,095.0 Ω であった。空間高調波起磁力によるトルクは同期速度の $1/3$ より少し高速のところで逆方向トルクの極大値をとること、第3調波によるトルクが第5に比べて大きいこと、バーの断面積を広くとった方が r_{23} , r_{25} は小さくなる傾向があり、空間高調波起磁力による影響が少なく、良好なトルク特性が得られ、効率が高くなることなどがわかった。

5. 主巻線と補助巻線を直列接続する方式

コンデンサモータの巻線は多くの場合図10(a)のように両相がそれぞれ電源に並列に接続されるが、出力が小さい機種にこの方式を採用すると巻数が多くなり、線径が細くなって断線事故を起す危険が出てくる。そこで、補助巻線と並列にコンデンサを接続し、これと直列に主巻線を接続する図10(b)の方式が採用されることがある。図7のC機種は図10(a)の結線方式で、線径が0.12mmであるが、これがほぼ限界で、更に小形とする場合は図10(b)の結線とした方が良いと考えられる。本章ではこの結線方式のモータの解析法について検討する。

図10(b)の主巻線と補助巻線の直列回路について電圧の関係を求めると(16)式が得られる。また、補助巻線とコンデンサの並列回路の電圧について(17)式が成立する。

$$\begin{aligned} \dot{I}_m(r_1 + jx_1) + \dot{I}_p \dot{Z}_p + \dot{I}_n \dot{Z}_n + \dot{I}_a'(a^2 k_1 r_1 + ja^2 x_1) - ja \dot{I}_p \dot{Z}_p + ja \dot{I}_n \dot{Z}_n = V_1 \\ \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

図10 コンデンサモータの結線

Fig. 10. Winding connections of capacitor motor.

$$\begin{aligned} \dot{I}_a'(a^2 k_1 r_1 + ja^2 x_1) - ja \dot{I}_p \dot{Z}_p + ja \dot{I}_n \dot{Z}_n + ja^2 x_c(\dot{I}_m - \dot{I}_a') = 0 \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

但し、 k_1 は両相の銅量比 (主/補), $\dot{I}_a'$ は実際の補助巻線電流 (未換算値) である。電流については主巻線相で(18)式、補助巻線相で(19)式が成立する。

$$\dot{I}_m = \dot{I}_p + \dot{I}_n \dots\dots\dots (18)$$

$$\dot{I}_a' = (-j \dot{I}_p + j \dot{I}_n)/a \dots\dots\dots (19)$$

(16)~(19)式を $\dot{I}_p$, $\dot{I}_n$ について整理すると

$$\begin{aligned} \{r_1 + jx_1 + \dot{Z}_p - ja k_1 r_1 + ax_1 - ja \dot{Z}_p\} \dot{I}_p + \{r_1 + jx_1 + \dot{Z}_n + ja k_1 r_1 - ax_1 + ja \dot{Z}_n\} \dot{I}_n \\ \equiv D_1 \dot{I}_p + D_2 \dot{I}_n = V_1 \dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \{-ja k_1 r_1 + ax_1 - ja \dot{Z}_p + ja^2 x_c - ax_c\} \dot{I}_p + \{ja k_1 r_1 - ax_1 + ja \dot{Z}_n + ja^2 x_c + ax_c\} \dot{I}_n \\ \equiv D_3 \dot{I}_p + D_4 \dot{I}_n = 0 \dots\dots\dots (21) \end{aligned}$$

(20), (21)式から $\dot{I}_p$, $\dot{I}_n$ は

$$\dot{I}_p = \frac{D_4}{D_1 D_4 - D_2 D_3} V_1 \dots\dots\dots (22)$$

$$\dot{I}_n = \frac{-D_3}{D_1 D_4 - D_2 D_3} V_1 \dots\dots\dots (23)$$

平衡運転条件は $D_3 = 0$ から求め、実数部が零の条件から x_c が、虚数部が零の条件から a が求まる。

$$x_c = x_1 + Z_{pj} \dots\dots\dots (24)$$

$$a = \frac{k_1 r_1 + Z_{pr}}{x_1 + Z_{pj}} \dots\dots\dots (25)$$

Z_{pr} , Z_{pj} は(3)式で求まる。普通の結線方式図10(a)の平衡運転条件は二つから成り、容量は補助巻線相の並列共振の容量、巻数比はリアクタンス成分と抵抗成分の比であった⁽⁹⁾。これに対し、この形式の結線図10(b)の平衡運転条件は(24), (25)式から容量は直列共振コンデンサの容量となり、巻数比は逆に抵抗成分とリアクタンス成分の比となることわかる。トルクは(5)式、入力 $\dot{I}_m$ の V_1 に対する位相を ϕ_m とすると(26)式で求め、出力は(7)式、効率は(26), (8)式、電流は(18)式で求めることができる。

図 11 計算結果と実験結果の比較，コンデンサと補助巻線並列接続

Fig. 11. Comparison of test and computed results. Capacitor is connected in parallel to auxiliary winding.

$$W_i = V_1 I_m \cos \varphi_m \quad (26)$$

主巻線相の定数が $r_1=217.5$, $x_1=x_2=119.0$, $x_m=1,095.5$, $r_2=280.1\Omega$ で，極数 $p=4$, $x_c=814.4\Omega$, $a=0.564$ の D 機種について図 10(b) の結線の場合の特性を (20)～(23), (5), (26) 式で計算し，実験結果とともに図 11 に示す。同図では特性をより正確に比較するために空間高調波の少ない毎極毎相の溝数が 2 の普通の形のコンデンサモータ（ポビンコイルモータでない）について比較したもので，そのために空間高調波起磁力の影響はみられない。図 11 で計算結果と実験結果は良く一致しており，この解析法は妥当なものといえることができる。

6. ま と め

冷蔵庫のファンモータとして，多くの場合，出力 1 W，入力 8 W 程度のくま取り電動機が使用されていたが，これの省力化を図ったところ，入力 6.5 W までは小さくなった。しかし，これが限界であった。そこで，構造が簡単なポビンコイルモータで更に入力の低減を図り，C 機種では入力 3.5 W，最大効率 28.8 %まで改善できた。この過程において，ポビンコイルモータでは三つの固有の問題があることがわかった。

第 1 点はブリッジの影響を明らかにすることで，ブリッジをなくして歯の先端を開放した方が効率は高くなること，開放すると入力が増加するが，それ以上にトルクが増加することなどがわかった。第 2 点は測定

定数の誤差が大きいことで，特に二次漏れリアクタンス x_2 と二次抵抗 r_2 の誤差が大きく， x_2 の測定定数は小さく， r_2 のそれは大きくなることがわかった。また，これらの誤差の発生原因を示し，この誤差がトルク特性に与える影響を求めた。第 3 点は同期速度の約 1/3 のところで速度に対するトルクの増加率が低下する現象があり，その原因は空間高調波起磁力にあることを示した。ポビンコイルモータでは約 1/2 の短節巻となるために空間高調波起磁力の影響は一般的に大きいと考えられる。また，バーとエンドリングの抵抗の配分が空間高調波起磁力によるトルクに与える影響を明らかにした。バーの断面積を大きくして三次調波の二次抵抗 r_{23} および五次調波の二次抵抗 r_{25} を小さく (r_2 は一定) すると逆方向のトルクが小さくなり，効率を高くできることを示した。

本文で示したポビンコイルモータより小形にするには，線径が細くなり断線の問題が出てくる。この対策としてコンデンサを補助巻線と並列に接続し，これを主巻線に直列に接続することがあるが，この結線のモータの特性の解析法，平衡運転条件の式などが得られた。平衡運転条件は巻数比 a とコンデンサのリアクタンス x_c から成るが， a は普通の結線と逆に入力インピーダンスの抵抗成分とリアクタンス成分の比になること， x_c の容量は普通の結線では補助巻線相の並列共振コンデンサとなるのに対し，この結線では直列共振コンデンサの容量になることなどがわかった。

終りにあたり，御指導いただいた本学の須藤全教授に謝意を表します。（昭和 58 年 11 月 10 日受付）

文 献

- (1) W.J. Morrill: "The Revolving Field Theory of the Capacitor Motor" *Trans. AIEE*, 48, 614 (1929-4)
- (2) 岐部・水戸・神村: 「単相誘導電動機のトルク特性について」 *電学誌* 82, 190 (昭 37-2)
- (3) 見城: 「二相巻線形単相機の対称条件と最適巻線設計」 *電学誌* 89, 957 (昭 44-5)
- (4) 大野, 他: 「小形単相コンデンサ誘導電動機のコンデンサ容量および補助巻線」 昭 36 電気四学会連大 No. 595
- (5) 例えば, 横塚: 「平衡運転条件を考慮した非対称軸コンデンサモータ」 *電学誌* 98, 169 (昭 53-2)
- (6) 横塚: 「計算機によるコンデンサモータの高精度な定数決定法」 *計測自動制御学会論文集* 13, 4, 406 (昭 52-8)
- (7) 上田: *電気機械設計* p. 144 (昭 24-11) 文隆堂
- (8) S.S.L. Chang: "Equivalent Circuits and Their Application in Designing Shaded Pole Motors" *AIEE Trans.* 70, 690 (1951)
- (9) 横塚: 「対称条件を考慮したコンデンサモータ」 *電学誌* 90, 181 (昭 45-10)
- (10) 横塚, 他: 「ポビンコイル形コンデンサモータの開発」 昭 58 電気学会全大 No. 747