

学術論文

小形誘導電動機の電磁加振力発生要因および低減方法の検討

A Study of the Generation and Reduction of the Electromagnetic Excitation Force for Small Induction Motors

吉桑 義雄^{*1}(正員), 今城 昭彦^{*1}, 米谷 晴之^{*1}, 岡田 順二^{*1}

Yoshio YOSHIKUWA (Mem.), Akihiko IMAGI, Haruyuki KOMETANI, Junji OKADA

The electromagnetic excitation force of small induction motors was examined. Owing to the inevitable manufacturing tolerances in actual motors, the flux distribution is unbalanced and the electromagnetic excitation force is generated in the radial direction. In order to investigate the generation of the electromagnetic excitation force, we developed experimental apparatus which can measure the radial force generated between the rotor and the stator. A feature of the experimental apparatus is to set the amount of eccentricity of the rotor to the stator. We also apply optional voltage waveforms. As a result of the experimental study, it was found that the frequencies of the radial force are affected by the number of rotor slots and the frequency of the power supply, and the levels of the electromagnetic excitation forces are proportional to the eccentricity. We also propose a way of decreasing the unbalanced magnetic pull in mass-production motors by designing a different number of windings which are in a symmetrical position.

Keywords: induction motor, electromagnetic excitation force, power supply distortion, eccentricity, slot, winding

1 緒言

小形誘導電動機は家電製品や産業機器に幅広く用いられているが、快適性向上の観点から低騒音化が強く要求されている。モータ駆動時の電磁振動が機械系と共振すると騒音が発生するため、電磁振動の周波数やモードについて多くの研究がなされてきた[1-4]。しかしながら実際のモータでは、製造誤差による電磁加振力が原因となって騒音が発生することが多い。例えばモータの組み立て誤差によりロータとステータが偏心している場合、空隙磁束密度分布が非対称になるため、半径方向の電磁加振力が発生する[5,6]。小形モータでは軸の剛性がステータの剛性より小さいことが多く、半径方向の加振力が軸の固有値と共振すると騒音が大きくなる。このような製造誤差の影響を検討するためには、実機の電磁加振力を測定するのが効果的と考えられるが、製造誤差等の条件を模擬した電磁界解析例[7,8]はあるものの、電磁加振力の実測例はほとんど見あたらない。

そこで筆者らは、モータの電磁加振力を実測でき、また偏心量を定量的に設定できる実験装置を開発した。本論文では家電製品で用いられる小形コンデンサモータを対象に、偏心によって生じる半径方向の電磁加振

力に注目して検討する。またモータの印加電圧は高調波成分を含む歪んだ波形となるため、電源の高調波成分が原因となる加振力について検討する。さらに量産モータを対象として、製造誤差による磁気的アンバランスを緩和するモータの設計方法を提案する。

2 顕著な電磁力波の周波数とモード

2.1 単相誘導電動機の電磁力波

ステータによるパーミアンス P_s は次式で表される。

$$P_s = \sum_{K_{ps}} A_{K_{ps}} \cos(K_{ps} N_s \theta + \phi_{K_{ps}}) \quad (1)$$

ここで、 θ はモータの軸を中心とする周方向の角度を表す。 θ の係数は空間高調波次数であり、機械角の一周期を基準としている。 N_s はステータのスロット数であり、 K_{ps} はステータパーミアンスの高調波次数を示す任意の整数、 $A_{K_{ps}}$ は K_{ps} 次成分の最大振幅、また $\phi_{K_{ps}}$ は基準点からの位相である。

ロータによるパーミアンス P_r は次式で表される。

$$P_r = \sum_{K_{pr}} A_{K_{pr}} \cos\{K_{pr} N_r (\theta - \frac{1-s}{p} \omega t) + \phi_{K_{pr}}\} \quad (2)$$

ここで、 ω は電源電圧の基本波の角周波数、 t は時間を表す。 ωt の係数は時間高調波次数であり、電気角の一周期を基準としている。 N_r はロータのスロット数、 s はモータのすべり、 p は極対数であり、 K_{pr} はロータパーミアンスの高調波次数を示す任意の整数、 $A_{K_{pr}}$

連絡先： 吉桑 義雄, 〒661-8661 兵庫県尼崎市塚口本町8-1-1, 三菱電機株式会社 先端技術総合研究所,
e-mail: Yoshikuwa.Yoshio@ab.MitsubishiElectric.co.jp

^{*1} 三菱電機株式会社

は K_{pr} 次成分の最大振幅, また $\phi_{K_{pr}}$ は位相である.

ステータによる起磁力 F_s は次式で表される.

$$F_s = \sum_{K_{ms}} A_{K_{ms}} \cos\{(4K_{ms} \pm 1)p\theta - (\pm 1)\omega t + \phi_{K_{ms}}\} \quad (3)$$

単相誘導機では正相成分と逆相成分があるため, 符号は複号任意である. ここで, K_{ms} はステータ起磁力の高調波次数を示すための任意の整数, $A_{K_{ms}}$ は最大振幅, $\phi_{K_{ms}}$ は位相である.

ロータによる起磁力は, 空隙部の磁束によってロータの導体部分に電流が誘導されて発生する. ロータの電流は空隙磁束密度をロータの座標系に変換することで求められる[3]が, 小形モータの電磁振動を扱う場合にはロータの電流を再度ステータの座標系に変換するため, 空隙磁束密度の周波数は基本的に同じである.

ステータによる起磁力 F_s , ステータによるパーミアンス P_s , ロータによるパーミアンス P_r を考慮すると, 空隙磁束密度 b_g は近似的に次のように表される[4].

$$b_g \propto F_s P_s P_r \sum_{K_{ms}} \sum_{K_{ps}} \sum_{K_{pr}} A_{K_{ms}} A_{K_{ps}} A_{K_{pr}} \times \cos[(K_{ps}N_s + K_{pr}N_r + 4K_{ms}p \pm p)\theta - \{\frac{K_{pr}N_r(1-s)}{p} \pm 1\}\omega t + \phi_b] \quad (4)$$

ここで, 符号は複号任意であり, ϕ_b は位相である.

電磁力波は空隙磁束密度 b_g の 2 乗に比例する. 顕著な電磁力波 f は, 空隙磁束密度の基本成分の 2 乗あるいは基本成分と高次成分の乗算で導かれる成分となり, 次のように表される.

$$f \propto \sum_{K_{ms}} \sum_{K_{ps}} \sum_{K_{pr}} A_{K_{ms}} A_{K_{ps}} A_{K_{pr}} \times \cos[(K_{ps}N_s + K_{pr}N_r + 4K_{ms}p + X)\theta - \{\frac{K_{pr}N_r(1-s)}{p} + Y\}\omega t + \phi_f] \quad (5)$$

ただし, $X = (2p, -2p, 0)$, $Y = (2, -2, 0)$ であり, 組み合わせは任意である. また ϕ_f は位相である.

2.2 電源高調波の影響

電源の基本周波数に高調波成分が重畳した場合を検討する. 基本周波数の N 次成分が重畳した場合のステータによる起磁力 F_s は次のように表される.

$$F_s = \sum_{K_{ms}} A_{K_{ms}} [\cos\{(4K_{ms} \pm 1)p\theta - (\pm 1)\omega t + \phi_{K_{ms}}\} + \alpha_n \cos\{(4K_{ms} \pm 1)p\theta - (\pm N)\omega t + \phi_{\alpha_n}\}] \quad (6)$$

ここで, α_n は基本周波数の振幅に対する N 次成分の

振幅の割合であり, ϕ_{α_n} は位相である.

空隙磁束密度 b_g について, 電源周波数の N 次成分が影響する磁束密度 b_{gn} を求めると, 次のようになる.

$$b_{gn} \propto \sum_{K_{ms}} \sum_{K_{ps}} \sum_{K_{pr}} \alpha_n A_{K_{ms}} A_{K_{ps}} A_{K_{pr}} \times \cos[(K_{ps}N_s + K_{pr}N_r + 4K_{ms}p \pm p)\theta - \{\frac{K_{pr}N_r(1-s)}{p} \pm N\}\omega t + \phi_{bn}] \quad (7)$$

ここで, 符号は複号任意であり, ϕ_{bn} は位相である.

顕著な電磁力波 f について, 電源周波数の N 次成分が影響する電磁力波 f_n を求めると, 次のようになる.

$$f_n \propto \sum_{K_{ms}} \sum_{K_{ps}} \sum_{K_{pr}} \alpha_n A_{K_{ms}} A_{K_{ps}} A_{K_{pr}} \times \cos[(K_{ps}N_s + K_{pr}N_r + 4K_{ms}p + X_n)\theta - \{\frac{K_{pr}N_r(1-s)}{p} + Y_n\}\omega t + \phi_{fn}] \quad (8)$$

ただし, $X_n = (2p, -2p, 0)$, $Y_n = (N+1, N-1, -N+1, -N-1)$ であり, 組み合わせは任意である. また ϕ_{fn} は位相である. このように, 電源に基本周波数の N 次成分が重畳した場合には, $N \pm 1$ 次の周波数の電磁力波が発生する. また電磁力波の大きさは, 電源の N 次成分の割合に比例する.

2.3 偏心の影響

製造誤差や組立精度によりロータとステータが偏心した場合を検討する. 本論文では, ロータの回転軸とステータの中心軸が異なる静的偏心状態について示す.

偏心したロータとステータおよび巻線電流による磁束を Fig.1 に示す. ステータの中心を O_1 , ロータの中心を O_2 , 偏心量を e とする. 偏心方向から角度 θ の位置の巻線電流による磁束 Φ_θ の磁路が空隙部分と交わる位置を角度 θ_1, θ_2 とし, 次のように表す.

$$\theta_1 = \theta - \pi/(2p) \quad (9)$$

$$\theta_2 = \theta + \pi/(2p) \quad (10)$$

偏心方向から角度 θ の位置の空隙長 g_θ は近似的に次式で表せる.

$$g_\theta = g_0 - e \cdot \cos \theta \quad (11)$$

ここで, g_0 は偏心がない場合の空隙長である. また, Fig.1 の磁路における空隙長の和は次のようになる.

$$g_{\theta 1} + g_{\theta 2} = 2g_0[1 - e_r \cdot \cos \theta \cdot \cos\{\pi/(2p)\}] \quad (12)$$

ここで, e_r は偏心率であり, $e_r = e/g_0$ である.

巻線電流による磁束の磁気抵抗として空隙部分のみを考慮し, また漏れ磁束等の影響を無視すると, 偏心方向から角度 θ の位置の巻線電流による磁束 Φ_θ は近

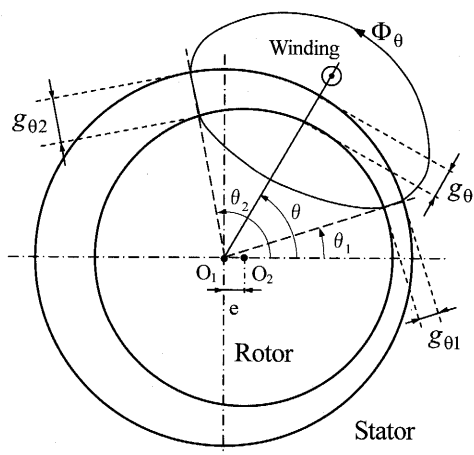


Fig.1 Eccentric rotor and stator and magnetic flux

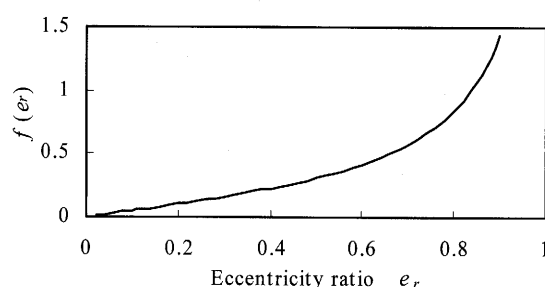


Fig.2 Permeance of the eccentricity

似的に次のように表される。

$$\Phi_{\theta} = \mu N i S / (g_{\theta 1} + g_{\theta 2}) \quad (13)$$

ここで、 N は巻線数、 i は巻線電流、 S は磁束が通る部分の断面積、 μ は空気の透磁率である。このように偏心がある場合の磁束は θ によって変わるため、磁束分布は不均一になる。なお、偏心がない場合の磁束 Φ は次式のようになり、磁束分布は均一である。

$$\Phi = \mu N i S / (2g_0) \quad (14)$$

ロータとステータが偏心している場合、空隙部のパーミアンス P_e は次のように表される。

$$P_e = P_{e0} + \sum_{K_e} A_{K_e} \cos(K_e \theta + \phi_{K_e}) \quad (15)$$

ただし、 $P_{e0} = \mu S / (g_0 \sqrt{1-e_r^2})$ である。ここで、 K_e は静的偏心によるパーミアンスの高調波次数を示す任意の整数、 A_{K_e} は K_e 次成分の最大振幅、 ϕ_{K_e} は位相である。式(15)の第2項は静的偏心によるパーミアンス変動を表し、その1次成分の振幅 $A_{K_{e1}}$ は次のようになる。

$$A_{K_{e1}} = \frac{2\mu S}{g_0 \sqrt{1-e_r^2}} \cdot \frac{1-\sqrt{1-e_r^2}}{e_r} = \frac{2\mu S}{g_0} \cdot f(e_r) \quad (16)$$

このように、偏心によるパーミアンス変動は偏心率 e_r の関数になる。式(16)の $f(e_r)$ と偏心率 e_r の関係を求

めると、Fig.2 のようになる。したがって偏心率が0.4以下であれば、パーミアンスの1次成分の振幅 $A_{K_{e1}}$ は偏心率 e_r にほぼ比例するといえる。

空隙磁束密度 b_g は次のように表される。

$$\begin{aligned} b_g &\propto F_s P_s P_r P_e \\ &\propto \sum_{K_{ms}} \sum_{K_{ps}} \sum_{K_{pr}} \sum_{K_e} A_{K_{ms}} A_{K_{ps}} A_{K_{pr}} A_{K_e} \\ &\times \cos[(K_{ps} N_s + K_{pr} N_r + 4K_{ms} p + K_e \pm p)\theta \\ &- \{ \frac{K_{pr} N_r (1-s)}{p} \pm 1 \} \omega t + \phi_{be}] \end{aligned} \quad (17)$$

ここで、 ϕ_{be} は位相である。

顕著な電磁力波 f は次のように表される。

$$\begin{aligned} f &\propto \sum_{K_{ms}} \sum_{K_{ps}} \sum_{K_{pr}} \sum_{K_e} A_{K_{ms}} A_{K_{ps}} A_{K_{pr}} A_{K_e} \\ &\times \cos[(K_{ps} N_s + K_{pr} N_r + 4K_{ms} p + K_e + X)\theta \\ &- \{ \frac{K_{pr} N_r (1-s)}{p} + Y \} \omega t + \phi_{fe}] \end{aligned} \quad (18)$$

ただし、 $X = (2p, -2p, 0)$ 、 $Y = (2, -2, 0)$ であり、組み合わせは任意である。また ϕ_{fe} は位相である。このようにロータとステータが偏心した場合には、電磁力波の空間次数が変わる。また電磁力波の大きさは、偏心率にほぼ比例する。

3 実験装置およびモータ仕様

3.1 実験装置

開発した実験装置の構成をFig.3に示す。本装置の特徴は、ロータにはたらく半径方向の電磁加振力を測定できること、ロータとステータの偏心量を設定できること、また任意の電圧波形を印加できることである。

ロータ・シャフトは軸受で支持しており、高剛性の力センサを介してベースに設置する。この力センサはPCB社製の圧電型ロードセルであり、力の検出方向がモータ軸を中心とした半径方向となるように配置して、ロータにはたらく加振力の半径方向成分のみを検出する。ステータはベースに固定した一軸テーブル上に設置している。この一軸テーブルの位置は $10\mu\text{m}$ 単位で設定でき、ステータの位置を変えることで偏心状態を精度よく実現する。モータ軸にはカップリングを介してトルク計を設置し、さらに負荷や回転数が設定できるサーボモータを接続している。なお、一軸テーブルやその他固定治具の剛性は、モータ軸の剛性と比べて十分大きくなるように設計している。供試モータはコンデンサモータであり、パソコンで作成した電圧波形を交流電源に入力して主巻線および補助巻線に印加す

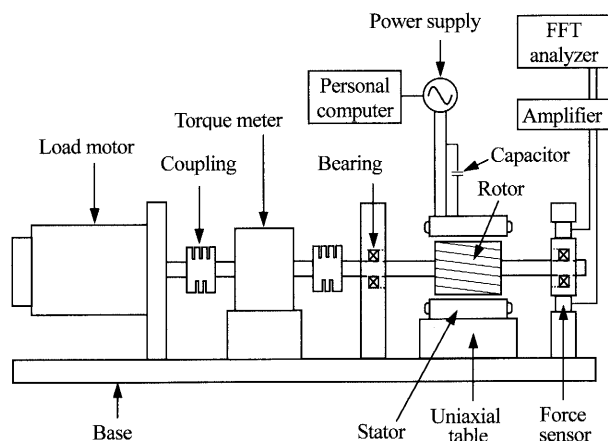


Fig.3 Configuration of the experimental apparatus

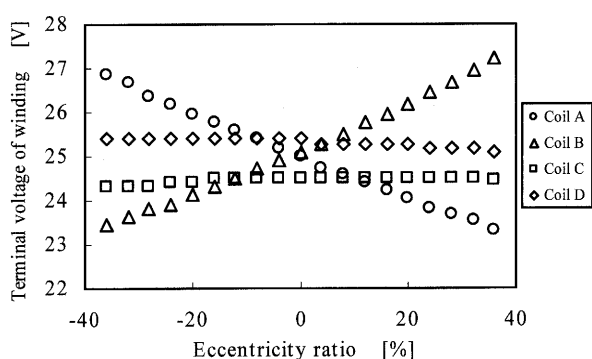


Fig.4 Terminal voltage of each winding

る。また力センサの出力をアンプで増幅し、FFTアナライザに入力している。

モータ組み込み時には、ロータとステータの同軸度や平行度を小さくする必要がある。実験装置では以下のように機械的な方法と電気的な方法によって組込状態を推定し、偏心が微小な状態に設定している。

機械的な方法とは、設置した一軸テーブルの可動範囲を参考にする方法である。組込状態が悪い場合には可動範囲が小さくなるため、一軸テーブルの可動範囲が設計通りとなるように組み込み、可動範囲の中央を偏心がない状態とする。

電気的な方法とは、モータ駆動時に発生する誘導起電力を利用する方法である。各巻線の鎖交磁束数は、空隙長の影響を受ける。したがって、モータ駆動時の各巻線の電流や端子電圧を測定すれば、モータ組込状態が推定できると考えられる。偏心状態を変えながら、モータ駆動時の巻線端子電圧を測定した例を Fig.4 に示す。巻線 A,B,C,D は 90° 間隔に配置した 4 個の主巻線であり、直列に接続している。巻線 A は正の偏心方向にあり、巻線 B は負の偏心方向にあり、これらの端子電圧は偏心率にほぼ比例して変化している。巻線 C

Table 1 Specifications of the motor

Rated voltage	100 V
Rated frequency	60 Hz
Rated output	50 W
Rated speed	580 r/min
Number of poles	4
Number of rotor slots	34
Number of stator slots	24
Capacity	$12 \mu\text{F}$

Table 2 Specifications of the power supply distortion

Frequency	Rate of gain	Phase
1f (60Hz)	100 %	0°
3f (180Hz)	1 %	314°
5f (300Hz)	5 %	198°
7f (420Hz)	1 %	327°

と巻線 D は偏心方向とほぼ直角の位置にあるため偏心の影響は小さいが、巻線 C の方が空隙長が小さいといえる。このようにモータ駆動時の巻線端子電圧を測定することにより、モータの組込状態が推定できる。

3.2 モータ仕様

供試モータの仕様を Table 1 に示す。定格回転数で発生する電磁力波の周波数を式(5)から求めると、120Hz, 209Hz, 329Hz, 449Hz, 537Hz, 657Hz, 777Hz などとなる。

住宅等の立地条件によっては商用電源の歪みが大きい場合、印加電圧波形として正弦波に高調波成分を重畳した波形を検討する。歪みが比較的大きい場所での実測結果を参考にして Table 2 の実験条件を設定した。表の f は電圧の定格周波数 60Hz を示し、その 5 次成分の高調波 5f が最も多く重畳した波形としている。

4 電磁加振力の実測結果

モータに正弦波状の電圧を印加して、定格回転数で駆動した。ロータとステータが偏心した状態で測定した主巻線電流と半径方向加振力の時間波形を Fig.5 に示す。電源周波数の 60Hz に対して、加振力は 120Hz が発生することがわかる。これは式(5)と対応している。

次に半径方向加振力の周波数特性を Fig.6 に示す。Fig.6(a)は偏心が小さい場合であり、Fig.6(b)は偏心率が約 30% の場合である。偏心が大きくなると電源周波数の 2 倍の 120Hz 成分が極めて大きくなる。またスロット数に対応した高調波成分の 209Hz, 329Hz, 449Hz, 537Hz, 777Hz も大きくなる。またスロット数に対応した高調波成分の 209Hz, 329Hz, 449Hz, 537Hz, 777Hz も大きくなる。またスロット数に対応した高調波成分の 209Hz, 329Hz, 449Hz, 537Hz, 777Hz も大きくなる。

モータに Table 2 の高調波成分を含む電圧を印加して、定格回転数で駆動した。ロータとステータが偏心した状態で測定した主巻線電流と半径方向加振力の時間波形を Fig.7 に示す。加振力は電源周波数の 2 倍の

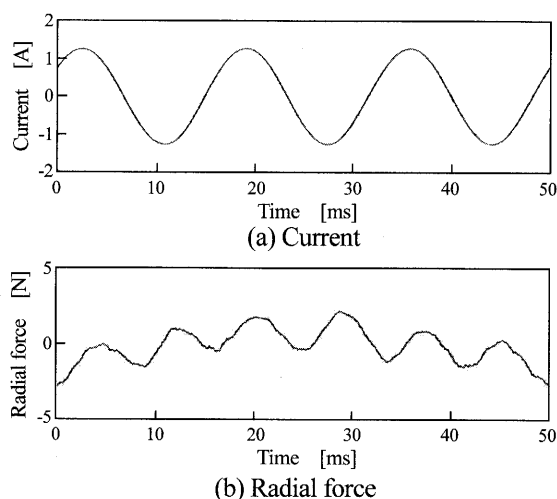


Fig.5 The waveform when applying the sine wave voltage

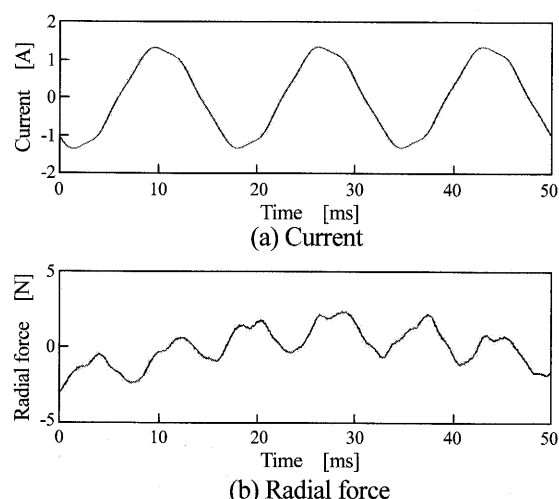


Fig.7 The waveform when applying distorted voltage

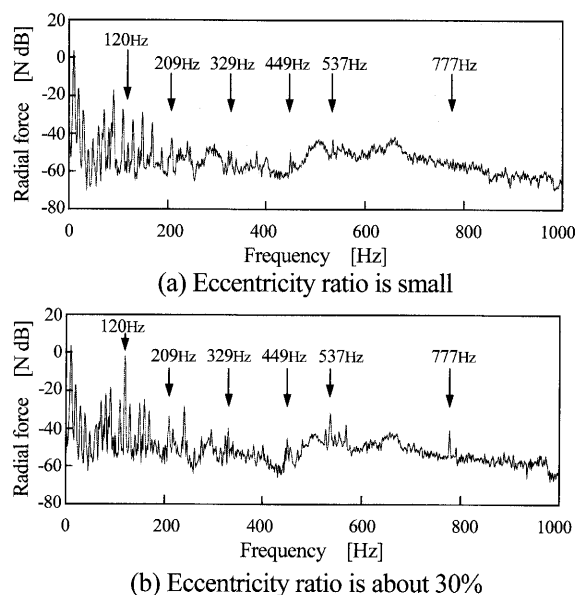


Fig.6 Frequency characteristics of the radial force when applying the sine wave voltage

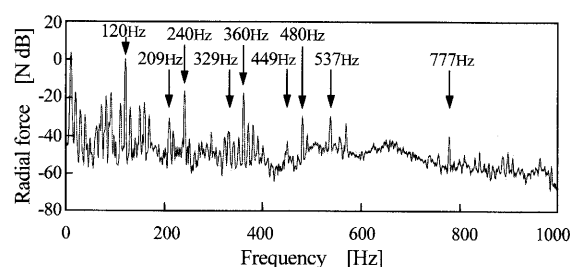


Fig.8 Frequency characteristics of the radial force when applying distorted voltage

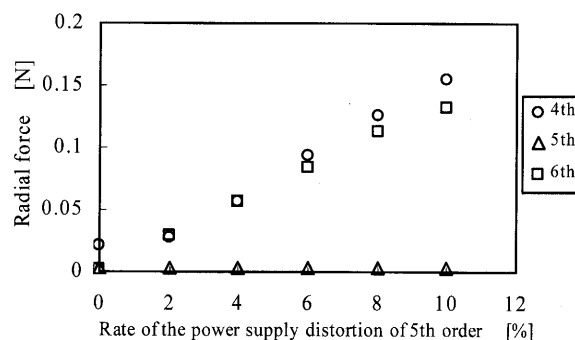


Fig.9 Relationship between the radial force and the power supply distortion

120Hz 成分が発生し、さらに高調波成分が重畳していることがわかる。これは電源に含まれる高調波成分の影響と考えられる。

次に偏心率が約30%の状態に測定した半径方向加振力の周波数特性を Fig.8 に示す。正弦波状の電圧を印加した Fig.6(b) と比較すると、Fig.8 ではさらに 240Hz, 360Hz, 480Hz の周波数成分が増大していることがわかる。

印加電圧に含まれる高調波成分と加振力の関係について検討する。電圧の基本周波数に 5 次成分が重畳した電圧を印加し、半径方向加振力の 4 次, 5 次, 6 次成分を測定した。偏心率が約 20% の状態で測定した加振力と電圧の高調波成分の関係を Fig.9 に示す。印加電圧の 5 次成分の割合が大きくなると、加振力の 4 次成分および 6 次成分がほぼ比例して増大しているが、加

振力の 5 次成分は発生していない。このように印加電圧に高調波成分が含まれる場合には、高調波成分の次数から 1 次ずれた次数成分の加振力が発生する。また加振力の大きさは高調波成分の割合に比例する。これらの関係は式(8)と対応している。

実験装置を用いて偏心状態を設定し、Table 2 に示す高調波成分を含む電圧を印加して定格回転数で駆動した。電源の高調波成分である 240Hz, 360Hz, また溝高調波である 537Hz, 777Hz について、半径方向加振力と偏心の関係を図 10 に示す。電源の高調波成分および溝高調波成分ともに、加振力は偏心率にほぼ比例して大きくなることがわかる。これは式(18)と対応している。

5 電磁加振力低減方法の検討

モータ駆動時の電磁加振力を低減するためには偏心を小さくすればよいが、量産モータで偏心を完全になくすのは困難である。しかし、同じ製造ラインで量産されるモータの偏心状態は、同じ傾向になると考えられる。そこで、量産モータの機械的な偏心状態を把握した上で、磁束分布が均一になる起磁力分布とすることで、電磁加振力の低減をはかる。

偏心したモータの磁束の式(13)において、巻線数を θ の関数として N_θ と表す。磁束 Φ_θ が偏心がない場合の磁束 Φ と等しいとすると、 $\Phi = \Phi_\theta$ をみたす巻線数 N_θ は次のようになる。

$$N_\theta = N \cdot [1 - e_r \cdot \cos \theta \cdot \cos \{\pi / (2p)\}] \quad (19)$$

ここで、 N_θ は偏心方向から角度 θ の位置の巻線数であり、 N は偏心がないとして設計した巻線数である。

量産モータで15%程度偏心した場合を想定し、巻線数を設計した。偏心がない場合の巻線数に対する本方式による巻線数の比 N_θ / N を式(19)から求め、Fig.11に示す。図の横軸は偏心方向を基準とした巻線の位置であり、偏心側では巻線数が少なく、反偏心側では巻線数が多くなっている。なお、巻線は異なる2つのスロットにわたって巻かれるため、試作モータでは各スロット位置で計算した巻線数の平均をとることにした。

試作モータを実験装置に組み込み、定格回転数で駆動した。半径方向加振力と偏心の関係を図12に示す。偏心率が約15%の状態に加振力が最小になっている。このように、機械的な偏心量を考慮して巻線数を調整することにより、半径方向加振力を低減できる。

6 結言

小形誘導電動機の電磁加振力に関し、開発した実験装置を用いて検討した結果、以下の事項がわかった。

- (1) 半径方向の電磁加振力には電源周波数成分と溝高調波成分があり、いずれも偏心率にほぼ比例する。
- (2) 電源高調波による加振力の周波数は、電源高調波の次数 ± 1 次であり、加振力の大きさは高調波成分の大きさに比例する。
- (3) 偏心がないモータは製造困難であるが、偏心状態を把握して巻線数を設計することにより、量産モータの偏心状態で電磁加振力を最小にすることができる。

(2005年4月25日受付, 2005年9月17日再受付)

参考文献

- [1] 坪井和男, 廣塚功, 石橋文徳, かご形誘導電動機の負荷時における電磁振動の発生原因と特徴, 電気学会論文誌 D, Vol.117, No.1, pp.73-80, 1997.

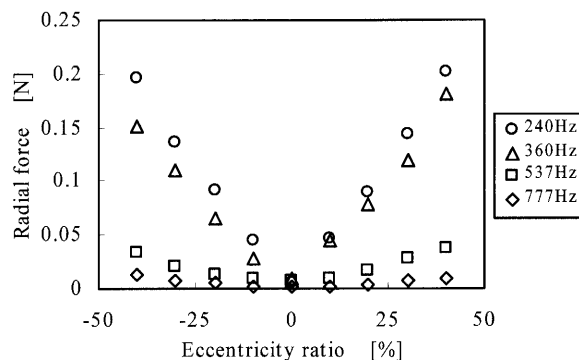


Fig.10 Relationship between the radial force and eccentricity

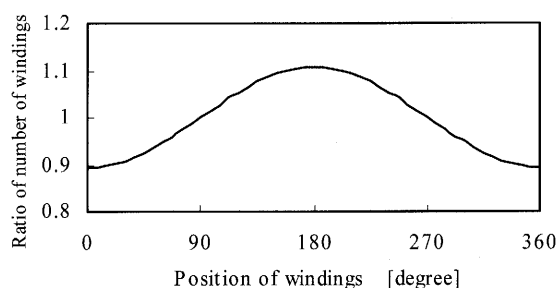


Fig.11 Calculated result of number of the windings

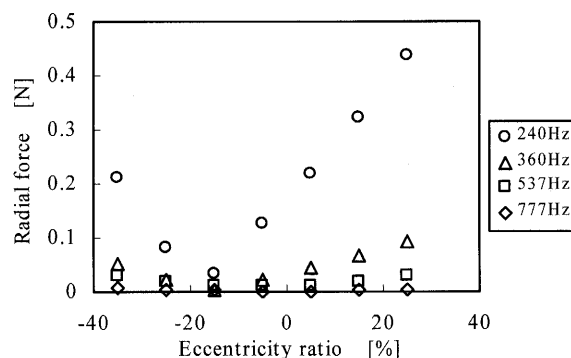


Fig.12 Relationship between the radial force and eccentricity of the proposed motor

- [2] 廣塚功, 坪井和男, コンデンサ誘導電動機の負荷時電磁振動の発生原因と特徴, 電気学会論文誌 D, Vol.124, No.4, pp.405-412, 2004.
- [3] 石橋文徳, 小林和夫, 小形かご形誘導電動機の高調波磁束の実験的検討, 電気学会論文誌 D, Vol.110, No.8, pp.891-898, 1990.
- [4] S.J.Yang, Low-noise electrical motors, Oxford University Press, 1981.
- [5] A.J.Ellison and S.J.Yang, Effects of rotor eccentricity on acoustic noise from induction machines, Proceedings of IEE, Vol.118, No.1, pp.174-184, 1971.
- [6] D.G.Dorrel and A.C.Smith, Calculation of U.M.P. in Induction Motors with Series or Parallel Winding Connections, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.9-2, pp.304-310, 1994.
- [7] 江部克佳, 原田和郎, 石原好之, 戸高敏之, 回転子偏心を考慮した回転機のトルク解析, 電気学会論文誌 B, Vol.118, No.10, pp.1085-1090, 1998.
- [8] 河瀬順洋, 三村寛世, 井田一男, 埋込磁石構造回転機の偏心が電磁力に及ぼす影響の三次元解析, 電気学会回転機研究会資料, RM99-79, pp.69-74, 1999.