簡易解析に基づく全節巻 RM の運転特性評価法

正員 小坂 卓 (名古屋工大)

正員 松井 信行 (名古屋工大)

Simplified Analysis and Evaluation of Drive Characteristic of Fully-Pitched Winding Reluctance Motors

Takashi Kosaka, Member, Nobuyuki Matsui, Member (Nagoya Institute of Technology)

Compared to the conventional SRM, fully-pitched winding reluctance motors have a higher salient ratio for a given motor dimensions. In addition, since the generated torque of the motor is determined by a product of the rate of change of mutual inductance with respect to a rotor position and winding current amplitude of the corresponding two phases, the motor is suitable for the bipolar current drives. Accordingly, the conventional general purpose inverter drive of the fully-pitched winding reluctance motor is possible. In this case, the optimum lead angles of voltage plays an important role to obtain the maximum torque and maximum torque/current ratio operations.

In this paper, the scheme for determining the optimum angles of voltage without any measurement, and, the method to evaluate the drive characteristics in the design stage are proposed by a combination of simple magnetic and electrical analysis. The effectiveness of the proposed analytical scheme is verified by a experiment using a 400W prototype fully-pitched winding reluctance motor.

キーワード：全節巻リラクタンスモータ、インバータドライブ、磁気解析、電流解析、最適電圧進み位相角

1. ま え が き

構造的に簡単かつ堅牢で、安価な駆動源として産業界で期待されるスイッチトリラクタンスモータ (以下、SRM と略記) の新たなタイプとして、近年、巻線仕様のみ全節巻に変更された全節巻 RM が提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。固定子/回転子極が 6/4 で同一の体格および巻数/相を有する SRM と全節巻 RM を対象に、ギャップパーミアンスのみを考慮した線形磁気解析によって得られる両者のインダクタンス分布の概形を図 1 に示す。同図から明らかなように、全節巻 RM では回転子位置に対して自己インダクタンスは一定で相互インダクタンスが変化し、SRM に比べ、相互インダクタンスの変化に基づく突極比を大きくできる点に加え、瞬時トルク式の係数が 2 倍となることから、より高いトルク/電流比が実現できるとして注目を集めている⁽³⁾。また、全節巻 RM では位置に対する相互インダクタンスの変化量と対応する二相の巻線電流との積によってトルクが発生するため、電流極性の組み合わせによっては位置に対する相互インダクタンスの変化量が負となる領域でも正トルクの発生が可能となる。従って、駆動電流の極性の観点から SRM と比較すれば、全節巻 RM はバイポーラ電流駆動に適し、汎用インバータ駆動による廉価な可変速ドライブシステム

への適性を有する⁽⁴⁾。

筆者等は既に、廉価な可変速ドライブへの応用を前提と

図 1 SRM と全節巻 RM の比較

Fig. 1. Comparisons of SRM and fully-pitched winding RM.

した全節巻 RM のインバータ駆動について、測定した実インダクタンス分布と全節巻 RM の電圧方程式に基づく電流解析によって、最大トルク運転やトルク/電流比最大運転時に必要となる速度に応じた電圧進み位相角の導出法を提案し、実験によりその有効性を検証してきた⁽⁵⁾。

本論文では、設計段階で既知のモータ構造定数を用いてインダクタンス特性を算出する簡易磁気解析と電流解析を組み合わせた最適電圧進み位相角の決定法、設計段階での運転特性の評価法を提案している。定格出力 400W、3000rpm、固定子/回転子が 12/8 極の全節巻 RM を対象に、提案手法の有効性およびインバータ駆動時の運転特性を実験的に明らかにしている。

2. 供試モータ構造と瞬時トルク式

解析および実験の対象とした全節巻 RM の構造を図 2 に示す。固定子/回転子極数は 12/8 で、巻線は U 相巻線を例にすると $U \rightarrow \bar{U} \rightarrow U \dots$ の順で固定子スロットに全節巻で 50 ターン施されている。定格出力 400W、定格速度 3000rpm で定格電流、電圧はそれぞれ 3A、200V である。

電気角 5° 毎に回転子位置を固定し、商用交流電源により

図 2 供試モータの構造

Fig. 2. Construction of test motor.

図 3 供試モータのインダクタンス分布

Fig. 3. Inductance distributions of test motor.

V 相巻線にのみ定格巻線電流 3A を与えて測定した供試モータのインダクタンス分布特性を図 3 に示す。ここで、電気角 θ は、供試モータを 4 極対モータとして、 $V - \bar{W}$ 間および $\bar{V} - W$ 間の固定子突極と回転子突極の対向時の突極中心 (図 2 の破線に相当) を原点に定義している。

図 3 から明らかなように SRM とは異なり、全節巻 RM では位置に対して自己インダクタンスが一定で相互インダクタンスが変化し、これによってリラクタンストルクを発生する。三相 RM の瞬時トルクは磁化特性の線形性を前提とすれば、各相の自己インダクタンス L_u, L_v, L_w 、相互インダクタンス M_{uv}, M_{vw}, M_{wu} 、巻線電流 i_u, i_v, i_w を用いて、一般には (1) 式で与えられる。

$$\tau = \frac{P}{2} \left[i_u^2 \frac{\partial L_u}{\partial \theta} + i_v^2 \frac{\partial L_v}{\partial \theta} + i_w^2 \frac{\partial L_w}{\partial \theta} + 2i_u i_v \frac{\partial M_{uv}}{\partial \theta} + 2i_v i_w \frac{\partial M_{vw}}{\partial \theta} + 2i_w i_u \frac{\partial M_{wu}}{\partial \theta} \right] \quad (1)$$

ここで、 P は極対数である。全節巻 RM では、自己インダクタンスは一定なので、(1) 式は (2) 式に改められる。

$$\tau(\theta) = P \left[i_u i_v \frac{\partial M_{uv}}{\partial \theta} + i_v i_w \frac{\partial M_{vw}}{\partial \theta} + i_w i_u \frac{\partial M_{wu}}{\partial \theta} \right] \quad (2)$$

以下の簡易磁気解析および電流解析では、磁化特性の線形性を前提に (2) 式でトルクが得られるとし、鉄心の比透磁率を 3000 一定、また、電流値に対して自己、相互インダクタンスが変化しないことを仮定して議論を進める。

3. 簡易磁気解析によるインダクタンス解析

供試機の等価磁気モデルを得るための第 1 段階として、ギャップの中心を通る円を基準に固定子、回転子を直線状に展開したものを図 4 に示す。図中の $\Phi_1 \sim \Phi_3$ は、V 相巻線に電流を供給した場合に各固定子突極を通過する磁束である。ここで、破線部で囲まれた $V - \bar{V}$ 間での固定子突極と回転子突極の対向断面に注目すると、回転子位置に依らずほぼ一定となることがわかる。すなわち、(3) 式で与えられる V 相巻線に鎖交する磁束 Φ_{vv} も回転子位置に依らず、

$$\Phi_{vv} = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 \simeq \text{一定} \quad (3)$$

となるため、図 3 に示したように自己インダクタンスはほぼ一定の値を持つ。

図 4 供試機の固定子-回転子間の展開図

Fig. 4. Horizontal view between stator and rotor poles of test motor.

図5 供試機の等価磁気回路モデル

Fig. 5. Equivalent magnetic circuit model of test motor.

一方、この場合の W 相巻線へ鎖交する磁束 Φ_{vw} は、

$$\Phi_{vw} = \Phi_1 - \Phi_2 - \Phi_3 \dots (4)$$

で与えられ、(3) 式の関係を用いれば次式に書き改められる。

$$\Phi_{vw} = 2\Phi_1 - \Phi_{vv} \dots (5)$$

図4から、磁束 Φ_1 の値は回転子位置に対して変化することが明らかで、この結果、図3に示したように相互インダクタンスが回転子位置に応じて変化する。

図4に対応する等価磁気回路モデルを図5に示す。図中の $P_{g1} \sim P_{g3}$ は図4の $V - \bar{V}$ 間に対応する固定子突極-回転子間ギャップパーミアンスで、 P_{sy} 、 P_{st} および P_{ry} 、 P_{rt} はそれぞれ固定子のヨークと歯部、回転子のヨークと歯部の鉄心パーミアンスである。図2の構造定数を用いて、直線と円弧の組み合わせでギャップ間の最短磁路を設定する仮定磁路法⁽⁶⁾により、各回転子位置に対するギャップパーミアンス $P_{g1} \sim P_{g3}$ を得る。これと鉄心の比透磁率を3000として求めた鉄心パーミアンスを用い、図5の等価磁気回路モデルに基づいて得られたインダクタンスの解析値およびスペクトルを図6に示す。

図6(a) から、自己インダクタンス分布の解析値は測定値とほぼ同一で、相互インダクタンス分布の解析値は、測定値に比べて振幅に誤差を持つものの、その分布形状は同様な傾向を示すことが確認できる。同図(b)で相互インダクタンス分布の解析精度の定量的な評価を行うと、解析値と測定値の直流分はほぼ同一で、解析値の空間2次成分振幅が測定値に比べて17%大きくなっているが、スペクトル分布はほぼ一致しており、簡易な手法として十分な解析精度を持つことがわかる。

4. 電流解析と運転特性の事前評価

〈4・1〉 全節巻 RM の電圧方程式 インバータ駆動時の全節巻 RM の電気等価回路は図7で与えられ、対応する線間電圧方程式は(6)式で記せる。

(a) インダクタンス分布

 (b) M_{vw} のスペクトル

図6 インダクタンス解析結果

Fig. 6. Results of inductance analysis.

$$\left. \begin{aligned} v_{uv} &= \left(R - \frac{dM_{uv}}{dt} \right) i_u + (L - M_{uv}) \frac{di_u}{dt} \\ &+ \left(-R + \frac{dM_{uv}}{dt} \right) i_v + (-L + M_{uv}) \frac{di_v}{dt} \\ &+ \left(\frac{dM_{wu}}{dt} - \frac{dM_{vw}}{dt} \right) i_w + (M_{wu} - M_{vw}) \frac{di_w}{dt} \\ v_{vw} &= \left(\frac{dM_{uv}}{dt} - \frac{dM_{wu}}{dt} \right) i_u + (M_{uv} - M_{wu}) \frac{di_u}{dt} \\ &+ \left(R - \frac{dM_{vw}}{dt} \right) i_v + (L - M_{vw}) \frac{di_v}{dt} \\ &+ \left(-R + \frac{dM_{vw}}{dt} \right) i_w + (-L + M_{vw}) \frac{di_w}{dt} \end{aligned} \right\} (6)$$

ただし、 $i_u + i_v + i_w = 0$

ここで、 R 、 L はそれぞれ各相の巻線抵抗および自己インダクタンスで、相互インダクタンス M_{uv} 、 M_{vw} 、 M_{wu} は、直流分を M_{g0} 、2次空間高調波振幅を M_{g2} 、2次空間高調波振幅で規格化された $2n$ 次空間高調波成分を m_{2n} とすれば(7)式で表現できる。

図7 全節巻RMの電気等価回路

Fig. 7. Equivalent electrical circuit of fully-pitched winding RM.

$$\left. \begin{aligned} M_{uv} &= M_{g0} + M_{g2} \sum_{n=1}^{\infty} m_{2n} \cos n(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ M_{vw} &= M_{g0} + M_{g2} \sum_{n=1}^{\infty} m_{2n} \cos 2n\theta \\ M_{wu} &= M_{g0} + M_{g2} \sum_{n=1}^{\infty} m_{2n} \cos n(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

次に、電流解析に必要なのは駆動電圧の変調方式、運転音やトルク脈動抑制の観点に立てば、種々の変調方式について検討すべきではあるが、ここでは最も簡単かつインバータの電源直流電圧の利用率高い等パルス幅変調方式を採用している⁽⁷⁾。この場合、電圧形インバータの直流電圧を V_{dc} 、電圧変調率、電圧進み位相角をそれぞれ K_s 、 ϕ_v とすれば、線間電圧は (8) 式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} v_{uv} &= \begin{cases} K_s V_{dc} & (0 \leq \theta' < \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & (\frac{2\pi}{3} \leq \theta' < \pi, \frac{5\pi}{3} \leq \theta' < 2\pi) \\ -K_s V_{dc} & (\pi \leq \theta' < \frac{5\pi}{3}) \end{cases} \\ v_{vw} &= \begin{cases} K_s V_{dc} & (\frac{2\pi}{3} \leq \theta' < \frac{4\pi}{3}) \\ 0 & (\frac{\pi}{3} \leq \theta' < \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} \leq \theta' < \frac{5\pi}{3}) \\ -K_s V_{dc} & (0 \leq \theta' < \frac{\pi}{3}, \frac{5\pi}{3} \leq \theta' < 2\pi) \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

ただし、 $\theta' = \theta + \phi_v$

〈4・2〉 電流解析結果 (6) 式に、(7)、(8) 式を代入して得られる多項係数連立1階常微分方程式を、ルンゲークッタ-ギル法によって解いて電流解析を行う。先のインダクタンス解析によって得られた表1の電気パラメータを用いて、ルンゲークッタ-ギル法での電気角一周あたりのサ

表1 電気パラメータ

Table 1. Electrical parameters.

R	1.65 Ω	m_4	0.15	m_{12}	0.00
L	28.8mH	m_6	0.00	m_{14}	-0.02
M_{g0}	-9.58mH	m_8	0.01	m_{16}	-0.01
M_{g2}	18.8mH	m_{10}	0.00	m_{18}	0.00

ンプル点数を 360、積分刻み幅を 0.2 とし、 $V_{dc} = 283V$ 、 $K_s = 1.0$ 、 $\phi_v = 40^\circ$ 、速度 $\omega_m = 3000\text{rpm}$ の運転条件の下で行った電流波形解析結果を図8に示す。同図に併せて示した同運転条件下での実電流波形との比較から、電流ピーク値近傍で両者の間に差が生じていることがわかる。この差は、測定したインダクタンス分布を用いた解析でも同様に現れるため⁽⁵⁾、インダクタンスの測定値に対する解析値の誤差に起因するものではなく、電流値の上昇に伴う磁気飽和の影響と考えている。表2は、調波解析によって得られた電流の実験値と解析値の基本波振幅と位相で、出力トルクを支配する電流基本波の振幅および位相ともに良い一致が見られ、ここでも簡易な手法として十分な解析精度が確認できる。

〈4・3〉 運転特性解析と最適電圧進み位相角の導出 電流解析で得られた任意の運転条件に対する電流波形を基に、(2) 式的全節巻RMの瞬時トルク式より出力トルクを計算することで、設計段階での運転特性の事前評価が可能となる。その一例として、速度をパラメータとした電圧進み位相角に対する出力トルク特性、トルク/電流比(出力トルク/巻線電流実効値で定義)特性をそれぞれ図9、10に示す。ここでは各速度における電圧変調率 K_s を定格電流値を越えない範囲で設定したが、 K_s を変更した場合、出力トルクやトルク/電流比の絶対値は変化するものの、電圧進み位相角に対する各特性の形状は変化しないことを解析により確認している。

図8 電流解析結果 ($V_{dc} = 283V$, $K_s = 1.0$, $\phi_v = 40\text{deg}$, $\omega_m = 3000\text{rpm}$)

Fig. 8. Result of current analysis ($V_{dc} = 283V$, $K_s = 1.0$, $\phi_v = 40\text{deg}$, $\omega_m = 3000\text{rpm}$)

表2 電流波形の基本波振幅と位相

Table 2. Fundamental amplitude and phase angle of current waveforms.

	解析値	実験値
電流基本波振幅 [A]	5.74	5.30
電流基本波位相 [deg]	-21.1	-19.5

 図9 ϕ_v -出力トルク特性(解析値)

Fig. 9. Voltage lead angle - output torque characteristics(calculated value).

 図10 ϕ_v -トルク/電流比特性(解析値)

Fig. 10. Voltage lead angle - torque/current ratio characteristics(calculated value).

図9、10から、全節巻RMで最大トルク運転やトルク/電流比最大運転を行う場合、速度に応じた電圧進み位相角の調整が必要となることが明らかである。解析で得られた最大トルク運転およびトルク/電流比最大運転を実現するための速度-最適電圧進み位相角特性を図11に示す。供試機の場合、各運転に必要な最適電圧進み位相角は速度が2000rpm以上ではほぼ一定となり、最大トルク運転時では $\phi_v^* = 38\text{deg}$ 、トルク/電流比最大運転時では $\phi_v^* = 28\text{deg}$ となる。

5. システム構成

供試全節巻RMの実験システム構成を図12に示す。コントローラにはDSP(TI社製TMS32010)を用い、回転子位置情報は2000pprのインクリメンタル形エンコーダ(三成電機社製SBS-2000-5MD)の出力信号を位置検出回路により4通倍した後にDSPに取り込んでいる。変調方式は等パルス幅変調とし、DSPに入力された電圧変調率 K_s および電圧進み位相角 ϕ_v を基に、回転子位置に応じた出力電

図11 最大トルク運転およびトルク/電流比最大運転時の速度-最適電圧進み位相角特性

Fig. 11. Speed - optimum lead angle of voltage characteristics for maximum torque or maximum torque/current ratio operation.

図12 実験システム構成

Fig. 12. Configuration of experimental system.

圧を決定し、キャリア周波数10kHzの三角波PWM方式によりインバータへのゲート信号を発生している。実験では、インバータの直流電源電圧を $V_{dc}=283\text{V}$ 一定とし、負荷トルクを調整することにより速度を所望の値に設定して諸特性の測定を行っている。負荷には、トルクモータ(藤井精密社製、型式B₂OT-450)を用い、出力トルクは遮断周波数10Hzのローパスフィルタ内蔵の歪みゲージ式トルク変換器(共和電業社製TPN-5KMxCB)と動ひずみ測定器(共和電業社製DPM-601A)により測定している。

6. 実験結果

4章で得られた運転特性の解析結果(図9、10)に対応する実機での特性をそれぞれ図13、14に示す。

図9および図13中の同一速度での特性を比較すると、出力トルクの絶対値に最大で30%程度の誤差がみられる。この原因は、主として磁気飽和の影響であると考えている。しかしながら、各速度での電圧進み位相角に対する出力トルク値の分布形状は良く一致し、速度に応じて最大トルクを実現する最適電圧進み位相角は、実験値と解析値でほぼ等しいことがわかる。図10および図14の比較でも同様な傾向が見られ、速度に応じてトルク電流比を最大とする最適電圧進み位相角の解析値は、実験値とほぼ等しい値となる。

以上の結果から、設計段階での最大トルク運転やトルク/電流比最大運転を実現する最適電圧進み位相角の決定法、有限要素解析の前段階としての運転特性の簡素評価法として、提案手法の有用性が確認できる。

図 13 ϕ_v -出力トルク特性 (実験値)

Fig. 13. Voltage lead angle - output torque characteristics (measured value).

図 14 ϕ_v -トルク/電流比特性 (実験値)

Fig. 14. Voltage lead angle - torque/current ratio characteristics (measured value).

提案手法で得られた図 11 の最適電圧進み位相角を用い、供試機を定格速度一定で駆動した場合のトルク-モータ効率特性を図 15 に示す。同図より、最大トルク運転時では定格の 130% まで出力トルクを得ることが可能で、トルク/電流比最大運転時には同一トルクを得るための電流値が低減され、定格点で 78% の効率が得られることが確認できる。

7. あとがき

本論文では全節巻 RM を対象に、設計段階に既知となるモータ構造定数のみからインダクタンス特性を算出する簡易磁気解析と電流解析の組み合わせによる、各運転モードのための簡易な最適電圧進み位相角の決定法、設計段階での簡易な運転特性評価法を提案した。提案手法の有効性を定格出力 400W、3000rpm、固定子/回転子が 12/8 極の全節巻 RM を用いた実験により確認し、得られた最適電圧進み位相角を用いてインバータで駆動した場合の全節巻 RM の運転特性を明らかにした。

(平成 11 年 3 月 25 日受付, 平成 11 年 6 月 7 日再受付)

図 15 各運転時のトルク v.s モータ効率特性

Fig. 15. Torque - motor efficiency characteristics for each operation.

文 献

- (1) B.C.Mecrow ; "Fully-Pitched Winding Switched Reluctance and Stepping Motor Arrangement", IEE Proc. Pt B, Vol.140, pp.61-70, 1993.
- (2) B.C.Mecrow ; "Drive Configuration for Fully-Pitched Winding Switched Reluctance Machines", Proc. of IEEE/IAS Ann. Meeting, Vol.1, pp.563-570, 1998.
- (3) 比田, 大西, 真田, 森本, 武田 ; 「全節巻二重突極リラクタンスモータの正弦波電流駆動」, 平 8 電学全国大会講演論文集, No.1031, 1996
- (4) 松井, 武田 ; 「見直されてきたリラクタンスモータ」, 電学論 D, Vol.118-D, No.6, pp.685-690
- (5) 小坂, 松井 ; 「全節巻 RM の運転特性評価」, 電学回転機研究会資料, RM-97-14, 平成 9 年
- (6) U.S.Deshpande, J.J.Cathey, and E.Richter ; "A High Force Density Linear Switched Reluctance Machines", Proc. of IEEE/IAS Ann. Meeting, pp.251-257, 1993.
- (7) 小津, 小坂, 松井 ; 「駆動電圧波形に対する全節巻 RM の出力トルク解析」, 平 10 電学産業応用部門全国大会講演論文集 1, No.17, pp.49-52

小 坂 卓 (正員) 昭和 43 年 12 月 29 日生。1996 年 3 月名古屋工業大学大学院博士前期課程電気情報工学専攻修了。1999 年 3 月同大学院博士後期課程電気情報工学専攻修了予定。リラクタンス形モータの構造と制御に関する研究に従事。

松 井 信 行 (正員) 昭和 18 年 5 月 7 日生。43 年 3 月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年 4 月名古屋工業大学助手, 講師, 助教授を経て, 60 年 4 月同電気情報工学科教授, 現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスおよびモーションコントロールの研究と教育に従事。計測自動制御学会, 日本ロボット学会, IEEE 会員。