UDC 621.313.333.2-503
621.314.57: 621.311.69

論文

52-B 22

電流形インバータ駆動のかご形誘導電動機の最適制御とその図式解法

正員 金 東 海 (上智大)

正員 富 田 英 雄 (上智大)

1. はじめに

かご形誘導電動機(以下誘導機と略す)は構造的にすぐれた電動機である。最近のパワエレクトロニクスの発達により、誘導機の原理的な欠点である可変速駆動の困難さも解決され、今後応用面での発展が期待される。インバータによる誘導機の駆動技術に関して1964年代を中心に数多くの文献が発表されている^{(1)~(8)}。これらにおいて論じられている制御法を大別すると2種類に分けられる。その一つは主磁束一定あるいは V/f 一定制御法と称するもので^{(1)~(6)}、これは電圧形インバータの本質を反映した制御方法であるが、駆動と制御回路が比較的複雑で、特性や効率の面でも問題がある。他の一つは電流-すべり周波数制御法と称するもので^{(6)~(8)}、最大トルクの条件を選ぶことにより、制御が簡易な上に電動機の機能をフルに引出すことが可能である。この場合は一定電流制御を要するために、電圧形インバータながら電流形的な動作をさせる言わゆる準電流形インバータが必要である⁽⁷⁾⁽⁸⁾。これはインバータの適当な部分に電流の急変を抑制するためのインダクタンスをそう入して得られる。

筆者の一人は最近新しい形の電流形インバータとして結合リアクトル転流インバータを開発した⁽⁹⁾。このインバータは誘導機の駆動に適することが実証済みであるが、誘導機の機能を十分に引き出すためには、制御法の理論的検討がなお必要である。その理由は電流形インバータであるために前述の電流-すべり周波数制御法が適切であるが、その場合に励磁インダクタンスの非線形性が特性に重要な影響を及ぼす。いままで

の文献における解析は非線形特性を無視するか⁽⁶⁾、複雑な現象の数値解析のみにとどめた⁽⁷⁾⁽⁸⁾。従って、結果の解析的な検討は困難である。本論文は誘導機の電流-すべり周波数制御における最適制御条件を求める新しい理論的手法について記述するもので、この手法は励磁の非線形性を考慮しつつも複雑な計算を一切必要とせず、誘導機の円線図と同程度に簡易かつ有効であり、明確な設計基準を与えることが可能である。

2. 電流形インバータの特徴

電流形インバータの定義ははっきりしないが、筆者らは次のように考える。交流出力端子より電源をみた場合に転流期間を含めて常に大きなインピーダンスを呈し、電動機を駆動する場合には負荷の影響を受けることなく電流を一義的に制御することができ、あたかも定電流源によって駆動されるがごとく電動機を駆動することができる。しかし、ある領域を越えると、電流制御能力を失い、出力特性も定電圧源駆動特性になる。第1図はその特性を簡単に示したものである⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。定電圧源駆動特性の領域においては、電流形インバータもその特質を失い、電圧形インバータとは出力特性的にあまりちがわなくなる。また、この領域での議論はすでに多くの文献においてなされているので⁽⁶⁾

第1図 電流形インバータ駆動時の電動機の出力特性

Fig. 1. Output characteristics of the motors driven with controlled current type inverters.

Optimum Control of the Squirrel Cage Induction Motors Fed with Controlled Current Type Inverters and its Graphical Determination. By Tung-Hai Chin, Member & Hideo Tomita, Member (Faculty of Science and Technology, Sophia University)

金 東 海: 正員, 上智大学理工学部

富田英雄: 正員, 上智大学理工学部

(6)(8), この論文では定電流源駆動の領域のみを取上げる。

3. 誘導機の等価回路

インバータ駆動用の誘導機は一般に2次抵抗を小さくすることができるので、すべり周波数が小さく（特に最大トルク条件において）、2次漏れインダクタンスの影響は相対的に小さくなる。2次漏れインダクタンスを無視すると、誘導機の等価回路は第2図のようになる⁽¹³⁾。この場合、電動機の端子電圧は定電流源駆動領域の範囲の決定に関連するが、制御特性とは全く関係しないので、1次の漏れインダクタンスは電源インピーダンスに含ませた。なお、第2図で R_2 は2次抵抗の1次換算値、 L_M は励磁インダクタンス、 R_1 は1次抵抗、 S はすべりである。ところで、第2図は基本波成分に対する等価回路であるが、一般の電流形インバータの出力電流波形は多くの高調波成分を含む。しかし、出力トルクの平均値を問題とする限りにおいては、基本波成分のみを考慮すれば十分であることが確認されている⁽⁸⁾⁽¹¹⁾。

4. 最大トルク制御

第2図より明らかのように、定電流制御（1次電流一定、以下同様）のもとでは、すべり S 、言換えるとすべり周波数 f_s によって励磁電流 I_M と2次電流 I_2 との分流比が決まり、出力特性が決定される。従って f_s を適当な値に設定すれば、同じ1次電流の値でトルク T を最大とすることができる。この最大トルクの条件を求めてみよう。誘導機の主磁束鎖交数を $\Phi = \Phi(I_M)$ とすると、トルク T は

$$T = k\Phi \times I_2 = k\Phi \cdot \sqrt{I_1^2 - I_M^2} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 k : 定数、 I_M, I_2, I_1, Φ : 基本波成分の実効値、 T : 平均値

である。2次の漏れインダクタンスは無視されているので、 Φ と I_2 は常に直角で交わる。 T を I_M で微分

第2図 定電流源駆動時の誘導機の簡易化等価回路

Fig. 2. Simplified equivalent circuit of induction motor under constant current source driving.

して最大トルクの条件を求めると

$$\frac{dT}{dI_M} = k \frac{d\Phi}{dI_M} \cdot \sqrt{I_1^2 - I_M^2} - k\Phi \cdot \frac{I_M}{\sqrt{I_1^2 - I_M^2}} = 0 \quad \dots\dots\dots (2)$$

(2)式を書きなおせば

$$\left(\frac{d\Phi}{dI_M} \right) \frac{\Phi}{I_M} = \frac{I_M^2}{I_1^2 - I_M^2} \quad \dots\dots\dots (3)$$

(3)式の左辺の関数は第3図(a)に示すように磁気回路の飽和の度合を示すもので、直流インダクタンスに対する交流分インダクタンスの比であり、各電動機について一義的に決まる関数である。これを磁化飽和関数 $F(\Phi)$ と定義する。誘導機の無負荷試験から求めた無負荷磁化曲線と $F(\Phi)$ の関係を第3図(b)に示す。ここで Φ_N, I_N はそれぞれ誘導機の定格励磁電流における主磁束鎖交数と定格1次電流である。

$I_M/I_1 = a$ とおくと、(3)式は次のようになる。

$$F(\Phi) = \frac{a^2}{1 - a^2} \quad \dots\dots\dots (4)$$

上式の右辺は簡単な2次関数で、任意の I_1 に対して比例推移により容易に作図できる。第4図に示すように、(4)式の両辺を示す関数の交点が与えられた1次

(a) 無負荷磁化曲線

(b) 磁化飽和関数 $F(\Phi)$

第3図 誘導機の無負荷磁化曲線と磁化飽和関数

Fig. 3. No-load magnetizing curve and magnetic saturating function of induction motor.

式は(4)式と同じように作図でき、第4図と同じ手法を用いて最大効率の条件における I_M'' , f_s'' , Φ'' , I_2'' , $\cos \theta''$ と T'' を求めることができる。(4)と(8)式を比較すれば明らかのごとく、最大効率条件の I_M'' は最大トルク条件の I_M' よりも大であり、最大トルク条件の場合に比べてより小さな f_s で運転した方がより高い効率を得られる。

以上、鉄損を無視した場合の結論であるが、実際の場合においては、鉄損の他にインバータの損失も総合効率を考える場合に関係して来る。これらの損失を便宜上固定損として扱い、(8)式の K の値に算入すれば、(8)式の右辺第2項が小さくなり、最大トルク条件と最大効率条件との間のずれが小さくなる。特にこれらの損失はともに周波数に関する増加関数であるので、高回転数ほどこの傾向が強くなる。

6. 誘導機の駆動例

著者らは上記理論の適用例として、結合リアクトル転流インバータによる誘導機の駆動実験を行なった。電動機に流れる1次電流は、インバータの特性上変形120度導通電流波形である⁽⁹⁾。その波形の一例を第5図に示す。使用した電動機は定格20kW, 185V, 84A, 9,000rpm 2極の誘導機で、その無負荷磁化曲線と磁化飽和関数は第3図に示す通りである ($I_N=84$ A, $\Phi_N=0.113$ (Wb·Turn))。50Hzの交流電源で行なった拘束試験より求めた1, 2次漏れインダクタンスの合計は0.019mH, 1次抵抗は0.02 Ω , 定格磁束における励磁インダクタンスは4.35mHである。2次抵抗値は特性の決定に大きな影響をもつが、拘束試験で求めた値は低すべり周波数運転時の実際値よりもだいぶ大きくなったので、実負荷試験から計算して求めた値を用いた。すべり周波数は2Hzまでの範囲である(この誘導機はインバータ駆動用のもので、一般の汎用モータよりも2次抵抗は低くつくられている)。その場合、2次抵抗値は第6図に示すように2次電流の値により広い範囲にわたり変化する。特に過負荷運転の場合にその影響が増大することが予想される。第4図の説明において記述した通り、2次抵抗の平均値 ($R_2=0.012\Omega$) を用いた場合と2次電流に従って2次抵抗値を修正した場合とについて計算を行なった。

第4図の作図法に従って、最大トルク条件と最大効率条件における励磁電流 I_M' と I_M'' を求める作図例を第7図に示す。1次電流が大きいほど I_M' と I_M'' との差は大きくなる。なお、定格励磁電流は26Aで図中において三角印で示されている。一方、すべり周波数を変えた場合のトルクの変化についての実験値と

第5図 電動機の電流電圧波形例

Fig. 5. Examples of the current and voltage waveforms.

第6図 実負荷試験から求めた2次電流による2次抵抗値の変化

Fig. 6. The variation of rotor resistance with rotor current calculated from the data of load test.

計算値の一例を第8図に示した。第4図に従って求めた最大トルク曲線が実験値とよく一致していることがわかる。任意のすべり周波数に対するトルクの値は任意の I_M を決めて作図していけば、すべり周波数とトルクの関係が求められる。第8図の細線は2次抵抗の平均値を用いた計算であり、点線は2次電流で修正した2次抵抗値を用いた計算である。定格負荷以下では修正値を用いなくとも実用的に十分な計算精度が得られる。第8図は2,000rpm についての数値例であるが、6,000rpm まで大きな変化がないことが確認されている。同様に効率についての計算値と実験値を第9図に示した。記号については第8図と同様である。実験値はインバータの損失と鉄損を含めた総合効率である。

第7図 励磁電流を求めるための作図例
Fig. 7. Examples for determining the motor exciting currents graphically.

第8図 定電流源駆動誘導機のトルク対すべり周波数特性および最大トルク曲線

Fig. 8. The torque-slip frequency characteristics and maximum torque curve of the induction motor under constant current source driving.

るために、基本波銅損のみを考慮した計算値との間にずれを生じた。総合効率の最大点は第8図のトルク最大点の位置とほぼ一致しているか、わずかに低すべり周波数寄りにずれている。

なお、回生制動動作に対しても、本論文の手法を適用することができ、ただすべり周波数を負とおけばよい。第10図は回生動作に対するトルク特性の一例を示す。

以上で、電流形インバータによって駆動された誘導機の特徴が明らかになった。ここで、誘導機の機能を十分に生かすための制御法について考察しよう⁽⁷⁾⁽¹⁰⁾。

第11図は著者らの実験に用いたインバータと制御回路図である⁽⁹⁾。電流制御とすべり周波数制御のマイナーループは共に時間遅れ要素をほとんどもたない直接制御方式である。電流は設定値に従って上下限を設けたオンオフ制御による。周波数はすべり周波数と電動機回転数のデジタルの加算により制御される。トルク指令が与えられる場合に、 T - I と I - f_s パターン発生器により I と f_s の値が与えられる。これらのパターンによって電動機にいろいろの特性をもたせるこ

第9図 効率対すべり周波数特性
(記号は第8図参照)

Fig. 9. The efficiency-slip frequency characteristics. (Symbols see Fig. 8)

第10図 回生時の制動トルク対すべり周波数特性

Fig. 10. The braking torque-slip frequency characteristics under regenerating braking.

第 11 図 実験に用いたインバータ回路と制御回路ブロック図

Fig. 11. The inverter circuit used in experiment and block diagram of control circuits.

第 12 図 各種制御パターン例

Fig. 12. The examples of various control patterns.

とができる。第 4 図の手法に従って作られた最大トルク制御 (f_s' と T') と、最大効率制御 (f_s'' と T'') 及び一般的に用いられている主磁束一定制御 (f_s''' と T''') の三つのパターン曲線を第 12 図に示した。主磁束一定制御のパターンは第 4 図で I_M を一定とすれば容易に求められる。

最大トルクパターンは、電車の駆動のように少々効率が悪くとも、大きなトルクが必要ときに適するだろう。最大効率パターンは電気自動車のように、少しでも効率を上げた方が良いとする場合に適する。主磁束一定制御のパターンは図より明らかのごとく、トルクも効率も最善ではない。多くの文献においてこの制御法が取上げられているのは、多分に直流分巻電動機

との相似性が成立つこと及び電圧形インバータの場合では主磁束一定制御あるいは V/f 制御がより合理的であることによるのではないかと考える⁽⁴⁾。しかし、電流形インバータでは $I_1 = \sqrt{I_M^2 + I_2^2}$ であるために、 I_M を一定としても $I_1 \propto T$ の関係を得ることができない。本論文のような場合においては、むしろ、トルクと効率をあまり損わない程度に $T-I_1$ 座標上に直線を引き、この直線的 $T-I_1$ パターンに合致するよう I_1-f_s パターンを定めればよい⁽⁷⁾。あるいは、 $T-I_1$ 特性の直線性を少々犠牲にして、 f_s' と f_s'' 曲線によってはさまれた空間に直線を引き、 I_1 に比例した f_s の制御パターンを作ってもよい。

なお、主磁束一定制御法に比べ、本論文の制御法は効率の面ですぐれているばかりでなく、電流とすべり周波数の直接制御を用いることによる制御システムと検出装置の簡略化、制御遅れの低減による系の安定化、及び電動機性能の最適利用による出力増大（同じ電源電圧において）などの利点がある。

7. あとがき

以上において、電流形インバータで駆動されるかご形誘導電動機の特特性計算法並びに最適制御パターンの決定法について説明した。磁化飽和関数を用いた計算手法は簡易ながら、励磁の非線形性を包含した解析的な特性計算を可能とし、かつ、明確に現象をは握できる。これによって、誘導機の特徴を最大限に引き出す設計方法が確立され、円線図同様に手軽に利用できよう。ただ、問題は定常の場合についてのみ考えられているので、過渡的なトルクの制御問題は今後の課題として残されている。

(昭和 51 年 3 月 26 日受付、同 51 年 7 月 30 日再受付)

文 献

- (1) A. Schönung, et al: Brown Boveri Rev. **51**, 8/9, 555 (1964)
- (2) F. Blaschke: Siemens Rev. **39**, 5, 217 (1972)
- (3) W. Flöter, et al: Siemens Rev. **39**, 6, 248 (1972)
- (4) 岩金・甲斐・浦野: 安川電機 **38**, 4, 588 (1974)
- (5) L. Abraham, et al: AEG Mitt. **54**, 1/2, 89 (1964)
- (6) K. Heumann, et al: AEG Mitt. **54**, 1/2, 107 (1964)
- (7) 難波江, 他: 電力応用研究会資料 EPA-74-13 (1974)
- (8) 同上: 昭 49 年電気四学会大会 No. 54, 2-65
- (9) 金・黒沢: 電気学会論文誌 **96-B**, 8, 391 (昭 51-8)
- (10) T. A. Lipo, et al: IEEE Trans. Industr. Applic. **IA-11**, 6, 704 (1975)
- (11) 常広: 城市: 電学誌 **88**, 10, 153 (昭 43-10)
- (12) 金・黒沢: 電気学会論文誌 **95-B**, 2, 65 (昭 50-2)
- (13) 米永・谷脇: 安川電機 **38**, 2, 214 (昭 49)
- (14) de Mello, F.P. et al: IEEE Trans. Power Apparatus Syst. **PAS-80**, 2, 1206 (1961)