三相誘導電動機の計測用不平衡入力を用いた センサレス 回転速度推定と PWM 運転システムへの応用[†]

岡 内 祥 司*・青 島 伸 治*

The Rotation Speed Measurement of Three-Phase Induction Motor
by Use of Unbalanced Input and Application to PWM Operation[†]

Shoji OKAUCHI* and Nobuharu AOSHIMA*

We often use induction motor in the hard environment including vibration and high ambient temperature, or in maintenance free operation, because induction motor has durable and simple structure. However, when we use it as servo actuator or accurate speed control motor, we have to equip sensor such as encoder and tachogenerator with the motor control system. And generally those sensor's abilities against bad environment are less than the induction motor itself. So if we can remove these sensors from the system, it'll have more environmental resistance, and the cost will also be reduced. Actually, estimation of the states such as speed or generating torque from the current or input voltage has realized in sensorless vector control for special purpose. However, that needs complex calculations. In our study, we intended to estimate the rotational speed from the motor current instead of speed sensor, easily and rapidly in comparison to former methods. For it, we use the special test current to estimate the rotational speed of induction motor easily without extra speed sensor. To generate this special current, we added sinusoidal voltage to only one terminal of three-phase motor, while delivering normal balanced three-phase voltage to all of three terminals. Then, the phase difference of the current through another two terminals excited by this added input gives us rotational speed of motor. Further, most induction motors are driven by PWM inverter for variable speed operation. So, we attempt the application to PWM operation.

Key Words: induction motor, sensorless system, speed measurement, unbalanced input

1. はじめに

誘導電動機は構造が簡単であるため、耐候性にすぐれ保守にも手間がかからない。しかし誘導機を高精度なサーボアクチュエータや速度制御用モータとして使用するためには、エンコーダ、タコジェネレータといったセンサを必要とする。一般にこれらのセンサ類は誘導電動機自体に比べて耐候性が劣り、これがシステムの設置環境、保守点検頻度を決定してしまうことが多い。また場合によっては補機を取り付けるスペースが確保できない場合もある。よってセンサを用いずに、電動機の電圧、電流の状態から運転状態を推定することができれば、システムの設置可能範囲が広がる。またコストも節約することができる。

以上のような観点から誘導機のセンサレス制御システムが開発されてきた。このシステムで代表的なものはセンサレス

ベクトル制御である。^{1), 2)}ベクトル制御は直交二軸理論³⁾に基づいて磁束や発生トルクを算出するものである。この方法は電動機解析に有力なものであり広く用いられているが、座標変換のための計算が煩雑であり、また実現するためには電動機に関する相応の知識が要求される。ベクトル制御をもちいた速度制御まで必要としない場合などは、センサレス速度推定のために座標計算を行うことは労力が大きいことといえる。

誘導電動機は本来、観方によっては回転速度によって入力に対する応答が変わる計測器としての性質を備えている。具体的には、過去に二相誘導機を加速度計として使用する試みなどがなされてきた。⁴⁾また本方法と同様な誘導作用を利用した回転速度計として誘導型 AC タコジェネレータも実用に供されている。本研究は、このような誘導機がもつ計測器としての性質に視点を帰し、現在行われている方法に比べて簡単に、かつ相対的に精度よく、センサレス速度推定を実現することを意図したものである。本方法では、電動機を駆動するための三相入力のほかに計測用の正弦波を入力し、回転速度を推定する。そのため、本来電動機の運転には必要ではない電流が僅かに流れることになるが、それにより簡単な原理

[†] 第 41 回自動制御連合講演会で発表 (1998・11)

* 筑波大学機能工学系 つくば市天王台 1-1-1

* Institute of Engineering Mechanics, University of Tsukuba, Tsukuba

(Received April 26, 1999)

(Revised November 9, 1999)

での計測が可能となった。

また近年パワーエレクトロニクス技術の進展によりインバータを用いた PWM (Pulse Width Modulation) 運転が誘導電動機の主要な運転方式となってきた。このような状況を踏まえて本計測方法の PWM 運転への応用についても検討を行った。次章以下にそれらの原理と実験結果について記する。

2. 計測原理

2.1 定性的な説明

三相誘導電動機に通常の駆動用三相入力ではなく、三相のうち一相のみ (a 相とする) に正弦波電圧を印加すると、残りの二相 (b, c 相とする) に回転速度によって変化する振幅と位相を持った正弦波電流が流れる。このふたつの相に流れる電流の位相差を測定することによって電動機の回転速度を推定する。本論における速度推定範囲は、この計測用入力に対する回転子のすべり (slip) で 0~1 を対象とする。ここで言う slip 値は電動機と同方向の回転磁界成分に対するものである。次の説明中の正相分に対応するもので、逆相分から観れば (2-slip) となるものを指す。以後も同様である。本方法の定性的な説明は以下のとおりである。

三相に対する不平衡な入力電圧 V_a, V_b, V_c は対称座標変換法⁵⁾に拠ると、下式のような変換により平衡な正相、逆相および零相分 V_p, V_n, V_0 に置き換えられる。ここでは、a 相にのみを入力し、b, c 相の電圧は 0 であるので、変換後の正、逆、および零相入力電圧ベクトルの大きさはすべて等しいものとなる。

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

here, $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$

V_a, V_b, V_c : input unbalanced voltage

V_0 : zero sequence voltage

V_p : positive sequence voltage

V_n : negative sequence voltage

in our case, $V_b = V_c = 0$

then, $|V_0| = |V_p| = |V_n|$

計測用入力電圧は上記のとおり分解して考えられるが、次にこれら正逆電圧によって流れる電流について述べる。なお、零相電圧は三線式の三相の場合は通常電流を流さない。中性線を設ける場合や二次側に地落が起きるような場合は考慮を要することになるが、本論においてはこのような状況は想定していない。

まず電動機が停止した状態では、正相と逆相電流は振幅、位相 (入力電圧に対する遅れ) 共に等しいものとなる。ゆえ

Fig. 1 Phase symmetrical coordination of unbalanced current

Fig. 2 Circle diagram of induction motor

に、それらの合成である b および c 相の電流に位相差は生じない。次に電動機が停止状態から正相方向に回転し始めたすると、それによってもって電流は、一般的な誘導機の場合次のように変化する。正相分の各相は振幅が減少するとともに位相が進み、逆相はその反対となる。停止時と同様に、正逆の電流をそれぞれ合成して b, c 電流を作ると、これら二電

流の位相差は回転速度に応じて変化をする。本方法ではこの位相差により電動機の回転速度を推定する。以上に述べたようにベクトル図によって説明すると Fig. 1 のようになる。図中、各ベクトルの添字は対称三相成分名 (a, b, c) および非対称から対称へ分解した相名である正逆 (p, n) を表す。

正相および逆相電流個々の回転速度 (slip) に対する変化の様子は、Fig. 2 に示すように、誘導電動機の円線図⁶⁾を用いてよく説明される。電動機の回転は正相と同じ方向としたので、正相電流は電動機モード (Fig. 2 中①) の振る舞いをし、逆相電流は制動機モード (Fig. 2 中②) となる。この円を描いて移動するベクトルの様子は、誘導機特性 (Fig. 2 の円の直径、停止時のベクトル位置など) によって異なったものとなる。例えば、回転開始とともに正相分の位相遅れが増加し始める特性 (Fig. 2 で示したよりも停止時のベクトルが励磁電流側にある) を持つ電動機も多いが、回転速度に応じた bc 電流位相差を生ずる考え方は同じである。

本方法は、位相と振幅の両方の変化を組み合わせたふたつの電流の位相差をもって回転速度を推定する。そして、その結果として比較的線形性に優れ、計測対象速度域 (繰り返すが計測入力 slip=1~0) において安定した精度で計測が可能となる特徴を有する。また計測入力電圧の大きさが速度推定に関係しないため、誘導機の運転に及ぼす影響や計測精度などを考慮に入れた柔軟な設定が可能となる。

2.2 速度に対する位相差の定量的検討

以上述べた二電流間の位相差と回転速度との関係を、Table 1 のような諸元の誘導機について算出すると Fig. 3 に示すようになる。計算に用いた諸元は、以後の実際に実験に使用したかご型誘導機の拘束試験ならびに無負荷試験の結果と T 型等価回路に基づき決定したものである。また bc 電流位相差計算についても、同じく T 型等価回路に基づいて正確を期した。計算時に仮定した入力の周波数は 50Hz である。位相計算方法は定常特性に基づいたもので以下のとおりである。

入力電圧正相分を $\dot{V}_p$ 、逆相分を $\dot{V}_n$ とすると、b 相電流 $\dot{I}_b$ は、正の b 相電圧にて誘起される b 相電流 $\dot{I}_{bp}$ とその位相遅れ θ_p と逆相電圧による、 $\dot{I}_{bn}$ および θ_n をつかって下式のように表わせる。(Fig. 1 参照)

$$\begin{aligned}\dot{I}_b &= \dot{I}_{bp} + \dot{I}_{bn} \\ &= |I_{bp}|e^{-j(\frac{2}{3}\pi + \theta_p)} + |I_{bn}|e^{-j(\frac{2}{3}\pi - \theta_n)} \\ &= \left| \frac{V_p}{Z_p} \right| \left\{ -\frac{1}{2} \cos \theta_p - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_p - j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta_p - \frac{1}{2} \sin \theta_p \right) \right\} \\ &\quad + \left| \frac{V_n}{Z_n} \right| \left\{ -\frac{1}{2} \cos \theta_n + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_n + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta_n + \frac{1}{2} \sin \theta_n \right) \right\}\end{aligned}$$

$\dot{Z}_p$, $\dot{Z}_n$ は正相分および逆相分入力から観た誘導電動機の等価インピーダンスであり、電動機の諸定数と回転速度 (slip) によって決定される。これを用いて、 $|I_{bp}|$, $|I_{bn}|$ ならびに、 θ_p , θ_n が計算される。さらにこれらの値を使って、次式のように入力電圧に対する b 相電流の位相遅れ θ_b を得る。

Table 1 Specification of used induction motor

primary resistance	100.0 Ω
secondary* resistance	70.5 Ω
excitation reactance	554.9 Ω
primary, secondary* reactance	26.5 Ω

*secondary terms are transformed into primary

Fig. 3 Calculated phase difference

c 相電流の位相遅れ θ_c についても同様の手順で計算でき、回転速度 (slip) に対する bc 電流間の位相差を知ることができる。

$$\theta_b = \tan^{-1} \frac{\text{Im } \dot{I}_b}{\text{Re } \dot{I}_b}$$

$$\text{Im } \dot{I}_b =$$

$$\left| \frac{V_p}{Z_p} \right| (-\sqrt{3} \cos \theta_p + \sin \theta_p) + \left| \frac{V_n}{Z_n} \right| (\sqrt{3} \cos \theta_n + \sin \theta_n)$$

$$\text{Re } \dot{I}_b =$$

$$\left| \frac{V_p}{Z_p} \right| (-\cos \theta_p - \sqrt{3} \sin \theta_p) + \left| \frac{V_n}{Z_n} \right| (-\cos \theta_n + \sqrt{3} \sin \theta_n)$$

Fig. 3 において、これら bc 電流の位相差と回転速度 (slip) との間には 1 対 1 の関係が観られ、この位相差が速度推定に利用可能であることが分かる。

Fig. 4 は正、逆相電流ベクトルそれぞれの入力電圧に対する位相遅れ、および振幅の変化を示したものである。この二つの要素で Fig. 3 の bc 位相差を形造っているわけである。前節で述べたように正相分は電動機、逆相は制動機としての電流変化である。これら単体で速度推定をすることを考えた場合、速度に対して十分な変化量が得られない領域がある、また速度との関係が 1 対 1 になっていないなどの理由から困難である。これと Fig. 3 の比較により、二電流の位相と振幅の変化が組み合わさった結果、単体の変化よりも線形性、変化量の点で効果的に速度を推定しうることがわかる。

電動機が停止しているときはどんな定数の電動機であっても位相差は 0 である。このことは、正逆電流の位相遅れが等しくなることから考えて明らかである。また計測入力周波数に対する同期速度 (slip=0) における位相差は、励磁リアクタンスと他の定数の大きさの割合によるところが大きい。前者が他と比べて十分に大きい、言い換えると同期速度で

Fig. 4 Each sequence changes

の正相電流（励磁電流）が無視し得るほど小さい場合、逆相電流だけが存在している形となり、bc 電流位相差は $2/3 \pi$ [radian] となる。実用されている誘導電動機の励磁リアクタンスは、他の定数と比べ大きいものが一般的であるのでほぼ同じような位相差に到達するといつて差し支えない。

実際に速度推定を行うことを考えた際に、計測対象域が線形となっていれば計測の取り扱いが非常に容易になる。電動機の 1 次抵抗値 r_1 を変更することで、これをより線形に近づけたものが Fig. 5 である。実際の電動機で変更が比較的容易であることから r_1 を変更対象とした。具体的には r_1 を 100 Ω から 48 Ω としている。また参考として正逆それぞれの位相変化も同図中に記載した。

このように、本推定方法に適した誘導機を用いれば、特徴である簡便性をさらによくすることができる。また、制御システムが必要とする速度領域の分解能を高めた電動機などを設計する事も可能である。

2.3 実験

Fig. 6 は実験から得られた bc 電流位相差の変化を示したものである。パラメータは入力周波数であり、それぞれ停止時から同期速度まで (slip=1~0) の関係を測定したものである。実験によっても計算と同様の位相差の変化が認められ、これを使って回転速度推定が可能であるといえる。

また、入力周波数 50Hz と 100Hz の時の計算値も同図中に点をもって記載した。計算値と実験値の差異が認められるが、この差は電動機の諸元決定の際の試験および励磁コンダクタンスの評価や、速度に伴う定数の変化に起因するものと考えられる。本方法を実際に応用し、回転速度の判定をする際には、予め基準値を実験により求めておき、それと比較するの

Fig. 5 Example of linear character

Fig. 6 Experimental results of phase difference

が正確かつ現実的であろうと思われる。

なお、実験は後述する Fig. 9 と同じ構成で被測定電動機を速度調節用電動（制動）機に繋いでおこなった。計測用入力には Fig. 9 と異なり正弦波の発信器出力を増幅器を通して電動機に加えている。また位相計算は FFT アナライザによる。

3. PWM インバータシステムへの応用

3.1 PWM 運転への応用方法

冒頭で述べたように PWM による電動機制御システムへの応用について検討を行うが、応用対象としては、広く普及していると考えられる電圧型インバータと三角波比較変調方式で作られた PWM 信号の組み合わせとした。

具体的な実現要領であるが、まず通常の駆動用三相入力に計測に用いる不平衡入力を重畳した波を変調して PWM 信号を作る。この際、過変調にならないように注意を要する。Fig. 7 はこの様子を示したものである。ただし様子を誇張するために、a 相における計測用信号は電動機駆動用の平衡三相電圧と同等の大きさのものを重畳してある。実際には計測用の不平衡入力の比率はこの図のものよりはるかに小さいものとなる。次にこの PWM 信号（駆動用入力+計測用入力）によって運転されている電動機の b, c 相電流を測定する。そして、その中から計測信号の周波数成分を抽出し、前述し

た位相差を得る。

応用するにあたり留意すべき点は、PWM 信号の高調波と計測用信号周波数が一致しないようにすることである。平衡三相である高調波成分が、抽出した電流信号に含まれると正しい速度推定ができなくなる。PWM 信号は多くの高調波成分を含んでおり、解析計算は大変複雑なものとなるが、過去に多くの研究がなされ多数の文献が執筆されている。^{7), 8)} それらによると三角波比較変調方式の場合、次のような周波数成分を持つことが分かっている。

$$\omega_s \text{ and } n\omega_c \pm k\omega_s$$

$$\begin{cases} n = 1, 3, 5, \dots \\ k = 3(2m - 1) \pm 1, m = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

$$\begin{cases} n = 2, 4, 6, \dots \\ k = \begin{matrix} 6m + 1, & m = 0, 1, 2, \dots \\ 6m - 1, & m = 1, 2, 3, \dots \end{matrix} \end{cases}$$

here,

ω_s : modulation wave angular frequency

ω_c : carrier wave angular frequency

理論どおり正確な方形波電圧をインバータに発生させることができれば、高調波は上記のような周波数の線スペクトルとなるはずである。これらを超えることは比較的容易で、種々の要求に応じて計測信号の周波数を選択できると考えられる。しかし実際には、高調波のスペクトルは Fig. 8 のようなひろがりを持つ、または計測装置の分解能の問題でつながって捉えてしまう。さらに使用ハードウェアなど種々の条

Fig. 7 Example of addition of measuring signal

Fig. 8 Spectrum of PWM signal

件によりこの様子が変化すると考えられ、応用上注意を要する点となる。

その他、計測用周波数の選択の要素としては、システムの要求する計測範囲や計測時間が挙げられる。つまり、Fig. 6 が示しているとおり計測範囲の広さの点からは高い周波数を用いた方が優位であるが、計測の正確さの点では低周波のほうが優れる。また計測所要時間からすれば高周波のほうが値の決定が迅速に行えるので有利となる。

3.2 実験

PWM 運転システムにて本計測法を用いた場合、前節で述べたような方法で推定が行えるか実際に検証するため、簡単な実験を行った。ここの結果で着目するところは、駆動入力と計測信号から成る PWM 信号をもちいて運転されている場合においても、2章で示した計測信号単体で測定した時の位相差と同様の位相差が読み出せるかである。

実験は計測原理のときと同じく、回転数を推定する誘導電動機に回転速度調節用電動（制動）機を結合して行った。その

Fig. 9 Experimental set up

Fig. 10 Phase difference in PWM operation

装置全体の実態図を Fig. 9 に示す。被測定電動機は Table 1 で示した諸元をもつ三相四極かご形誘導機である。インバータは六相の電圧型インバータであり、パーソナルコンピュータで作成した PWM 信号（キャリア周波数 1.5kHz）で駆動される。変調方式は前述のとおり三角波比較法である。エンコードは 60[pulse/round] であり、電流センサはホール素子型のものを用いた。

Fig. 7 にて説明したような方法で、電動機駆動用の三相 100Hz に 50Hz の計測用不平衡信号を重畳した PWM 電圧を誘導機に与えた。そして bc 相に流れる電流から 50Hz の成分を取り出し位相差を計測したものが Fig. 10 である。図中、点線は連続した正弦波を計測入力に用いたもので前章 Fig. 6 で得られたものである。実線は本章で説明した PWM インバータシステムへの応用結果である。ここに両曲線はほぼ一致していると判断でき、PWM 運転の速度計測に応用が可能であることが分かる。ここで低速度域において両者のずれが観られるが、これは PWM 信号変調プログラムの問題で 50Hz の駆動入力成分（本来 100Hz の PWM 高調波には存在しない）が計測信号に混入しているためであり、本質的なものではない。駆動用電流は回転の上昇とともに減少するので、この影響も伴に減少している。

計測入力の発生するトルクについてであるが、ここで用いた電流の振幅は電動機の停止時において、100Hz 主電源は 0.06A、50Hz 計測用入力は 0.01A である。この場合、計測用入力が単純に平衡三相入力と同様のトルクを発生すると考えても、主電源の 3% 程度の値にしかならない。逆相分が正相分のトルクをうち消すことを考えれば、さらに低く評価できる。今後、運転用の PWM 高調波と計測用入力の周波数を完全に分離するなどして、この割合をさらに低下させることが可能と考える。

4. ま と め

以上に述べたことをまとめると、以下ようになる。

三相誘導機において不平衡入力を用いたセンサレス速度計測法を考案し、その計測原理を説明した。また、基礎となる実験結果を紹介し、理論から導かれる値との比較検討を行った。さらに PWM インバータで運転されるシステムに応用することを考え、実験によって本方法がシステムに応用可能であることを確かめた。

最後に、本計測方法の特徴をまとめると次のようになる。まず第一に、直交二軸に置き換えてから計算推定する方法に比べると、理解が容易で計算も簡単となる。つぎに、計測量が振幅と位相の変化を組み合わせた形であり、その結果、回転速度に対して比較的線形となるため取り扱いやすい。また計測用入力電圧の大きさに影響されないため、電動機の運転状況にあわせて柔軟な設定が可能である。

問題となる点を挙げると、計測用入力を印加することにより多少なりとも余計なトルクや損失を発生してしまう。これについては、現在の電流センサの性能から考える。また

PWM 高調波と計測用入力を完全に分離するなどの対策を講じることによって、今後計測入力は十分小さな値に設定することが可能であると思われる。他には、初めに回転速度と位相差の関係を設定してしまえば、温度変化などによるずれを補正することが現実的に困難であるなどが挙げられる。

本論は基礎的な結果を得た段階であり、他にもいくつかの特徴や問題点を有していると考えられるが、全体としては実用可能性はあるものと思料する。

参 考 文 献

- 1) 金：誘導機のセンサレスベクトル制御，電学誌，112-3，167/175 (1992)
- 2) 木下，橋井：センサレスベクトル制御インバータ，電学誌，108-2，142/146 (1988)
- 3) 穴山：エネルギー変換工学基礎論，丸善，(1977)
- 4) 須藤，関根，水出：誘導発電機型加速度計の動作特性とその改善に関する統一的な考察，電学論 B，98-6，57/64 (1978)
- 5) 喜安，斉藤：電気回路，朝倉書店，23/25 (1977)
- 6) 坪島：誘導電動機，東京電機大出版局，91/107 (1982)
- 7) B.K.Bose：Power Electronics & AC Drive, Prentice-Hall Co., 146/180 (1986)
- 8) 矢野，他：半導体電力変換回路，電気学会，117/124 (1987)

[著 者 紹 介]

岡 内 祥 司 (学生会員)

1986 年東北大学工学部電気工学科卒業。96 年筑波大学理工学研究科。98 年同工学研究科，現在に至る。航空自衛隊に在籍し委託研修中。誘導電動機制御，エネルギー変換に興味を持つ。

青 島 伸 治 (正会員)

1970 年東京大学工学系研究科応用物理学専門課程博士課程修了。同年東京大学宇宙航空研究所助手。75 年熊本大学工学部助教授。79 年筑波大学物理工学系助教授，89 年同教授。99 年同機能工学系教授。計測制御工学の教育と研究に従事（工学博士）。