可変速定周波独立運転形発電システムの新方式

正員 川 畑 良 尚 (大阪府立高専)
 非会員 森 根 義 久 (立命館大学)
 非会員 岡 寿 久 (立命館大学)
 正員 川 畑 隆 夫 (立命館大学)

New Variable Speed Constant Frequency Stand-alone Power Generating System

Yoshitaka Kawabata, Member (Osaka Prefectural College of Technology)
 Yoshihisa Morine, Non-Member, Toshihisa Oka, Non-Member,
 and Takao Kawabata, Member (Ritsumeikan University)

Variable speed and constant frequency power generating systems using rotor excitation of the wound-rotor induction machines have been used for such applications as variable speed pump generators and flywheel energy storage systems. However, the stand-alone generating system of this type, has only been reported and has not yet been practically used.

On the other hand, the stand-alone generating systems using diesel engines have been widely used for emergency supply of plants or isolated islands and so on. However, in these cases, the synchronous generators are usually used. If the output frequency is to be kept constant, there is the need to control the speed of the engine using a high performance governor. Even then, the output frequency changes in case of a sudden load change.

This paper proposes a new stand-alone power generating system. In this system, the constant frequency output voltage can be obtained even though rotor speed changes by several percent.

キーワード：発電機，独立運転形発電機，可変速定周波発電，二次励磁，巻線形誘導機

1. はじめに

巻線形誘導機の二次励磁による可変速定周波発電方式は可変速揚水発電やフライホイールエネルギー貯蔵などに実用されているが⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾，独立運転形の二次励磁発電システムは提案されているのみで⁽⁴⁾，実用はされていないようである。

エンジン駆動による独立運転形の発電機は，プラントの非常用発電機や離島などの電源として広く利用されている。これらの発電機は通常，同期機を用いているため，定周波数を確保するには高性能ガバナでエンジンの速度を制御する必要があるが，高性能ガバナを用いても，負荷急変時の周波数変動が避けられない。また，エンジンの気筒数が少ないと回転速度が一周期中で変化するので，それを軽減するため重いフライホイールを設ける必要があるという問題もあった。これらの問題点の解決策として，巻線形誘導機のインバータによる二次制御方式があるが，独立運転形の場合，商用連系形と違って，出力電圧を確立し，その周波数と電圧を一定に保つという機能が必要となる。

そこで本論文では，この機能を有するシステムとして，図 1 に示す巻線形誘導機の一次側に負荷，二次側に直流電源をバッテリーとしたインバータを接続する独立運転形の二

図 1 提案方式の主回路構成
 Fig.1. Proposed configuration.

次励磁発電方式を提案する。

本論文では，はじめに，提案する方式の原理および構成について述べる。次に，誘導機の二次制御方式の解析と設計に適した手法として，マトリクス理論を適用した新しい状態方程式を導入し，見通しの良い非干渉制御系の設計手法を提案する。さらに，電圧制御系の特性が負荷により変化することを示し，それに対して安定な電圧制御系の設計手法を提案する。最後に，モデル機による試験を行い，原動機の回転速度が数%変動しても出力周波数は全く変動しない定電圧・定周波数の良好な特性が得られることを検証する。

2. 基本原理と主回路構成

図1に示した提案方式の主回路構成の特徴は、二次回路には10%以下程度のインバータとバッテリーしか設けず、充電器を不要にしたことである。

二次制御システムでは、同期速度より少し高い回転速度で二次回路の損失がちょうど供給され、バッテリーが充放電しないバランス状態が得られるが、これを仮に基準速度 ω_{re0}^* と名付ける。原動機をこの基準速度 ω_{re0}^* の前後でうまく制御することで、たとえ原動機が速度が一時的に数%変動しても、バッテリーの充電状態を自由に制御することができる。また、このインバータとバッテリーは原動機の始動に利用することができ、通常必要な始動用のギヤードモータ、電池、およびその充電器を不要にしている。

<2.1> パワーフロー

パワーフローは速度に応じて二つの状態がある。

速度 ω_{re} が基準速度 ω_{re0}^* より低い場合は、図1に示すように、機械入力 P_m とバッテリーからの二次電力 P_2 により出力 P_1 （一次電力）が供給される。一方、速度 ω_{re} が基準速度 ω_{re0}^* より高い場合は、機械入力 P_m により出力 P_1 が供給され、過剰分が二次電力 P_2 としてバッテリーを充電する。

このことからわかるように、原動機を速度制御によりバッテリーを充放電できるので、バッテリー電圧 v_{dc} は原動機を速度指令を変化させることにより制御することができる。

すなわち、バッテリー電圧 v_{dc} がその指令値 v_{dc}^* よりも小さければ、バッテリーを充電するように、基準速度 ω_{re0}^* よりも高速で回転させる。一方、バッテリー電圧がその指令値よりも大きければ、バッテリーを放電するように、基準速度 ω_{re0}^* よりも低速で回転させる。

<2.2> インバータ容量

原動機を速度変動を仮に同期速度を中心に数%とすると、二次側のインバータ容量は10%以下で良い。仮にインバータ容量を10%とすると、誘導機の1次:2次の巻数比を1:10とし、二次電流を10分の1にする。この場合、すべりが10%で二次電圧は一次定格電圧と同じ、例えば200Vとなるので、通常の電圧定格のインバータが適用できる。数十%以上の大きな負荷急変ですべりが10%以上になると二次電圧は200V以上となるが、そのような条件にならないようフライホイールの慣性とガバナの応答を選ぶ必要がある。

3. 制御系の原理と構成

図2はDSP（TMS320C40, T.I.製）を用いて構成した制御システムである。この制御系は、インバータの周波数・角度演算部、出力電圧制御部、非干渉電流制御部、バッテ

図2 制御系
Fig.2. Control system.

リの充放電管理部から構成されている。なお、本論文では、発電機システムを扱っているので、二軸直流成分を有効分と無効分で論じるのがわかりやすいため、有効成分の軸を p 軸、無効成分の軸を q 軸としている。

誘導機の一次角度 θ_1 は回転角度を θ_{re} 、二次角度を θ_2 とすると、次式となる。

$$\theta_1 = \theta_{re} + \theta_2 \quad \dots\dots\dots (1)$$

この式から、回転数変動にかかわらず所定の一次角度 θ_1 をもつ電圧を出力するためには、 θ_{re} に応じて θ_2 を制御すればよいことがわかる。すなわち、二次回路の電圧、電流は、次式で決まる二次角度 θ_2 を座標基準とするインバータにより制御する。

$$\theta_2 = \theta_1 - \theta_{re} \quad \dots\dots\dots (2)$$

一次角度 θ_1 は、一次周波数指令 f_1^* をもとにソフトウェアで積分し、固定子の U 相の一周期ごとにリセットをかけることにより求めている。この角度および $\sin$, $\cos$ テーブルを用いて、三相と p - q 軸間の座標変換を行う。

回転角度 θ_{re} は、外部のカウンタで二相の6000パルス/回転（ A 相、 B 相パルス）と1パルス/回転の位置信号が得られるロータリエンコーダのパルスをカウントし、1パルス/回転のパルスでリセットをかけることにより得られる。供

試験機は4極であるため、カウンタの6000カウントが720°となる。

二次角度 θ_2 は、(2)式により求め、この角度およびsin, cosテーブルを用いて、三相と $p-q$ 軸間の座標変換を行う。

一次角度 θ_1 は一次周波数指令をもとに作成された一定周期の角度であり、回転角度 θ_{re} が変化しても、二次角度 θ_2 が(2)式に従って自動的に変化するので、角度 θ_1 は全く影響を受けず一定周期を保つことができる。仮に、エンジンが6気筒で1回転に6回のトルク脈動が生じて、上述の角度制御により、一定の一次周波数を得ることができ、高い周波数成分の速度変動に対しても定周波出力を維持することができる。

一方、定電圧制御に関しては、一次電圧検出値 v_f およびその指令値 v_f^* を電圧制御器に入力し、励磁電流の調整分の指令 i_{q2}^* を得る。また、一次電流の無効電流成分 i_{q1} は変圧器作用で二次と結合しており、二次に流す必要がある。さらにあらかじめわかっている励磁電流 I_m も二次に流す必要がある。したがってこれらの2つの成分をフィードフォワードし、インバータの無効電流指令 i_{q2}^* は次式で与える。

$$i_{q2}^* = i_{q2}^* + \{(l_1 + M)/M\}i_{q1} + I_m \quad \dots\dots\dots (3)$$

上述のフィードフォワードを行うことにより、電圧制御の応答が良くなる。

一次電流の有効電流成分 i_{p1} も変圧器作用で二次と結合しており、二次に流す必要がある。二次有効成分電流指令 i_{p2}^* は、 i_{p1} をフィードフォワードして次式で与える。

$$i_{p2}^* = \{(l_1 + M)/M\}i_{p1} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、(3)、(4)式の一次電流の係数 $(l_1 + M)/M$ は、一次回路に流れる電流の無効成分と有効成分の干渉を補償し、一次電圧の伝達関数を簡単にするものである[付録1]。

(3)、(4)式の電流指令を非干渉化電流制御器に入力し、二相電圧指令を得る。その指令を座標変換して得られた三相指令はPWMインバータの三角波比較器へ入力している。

<3.1> 誘導機の方程式

$p-q$ 座標系における誘導機の電圧電流方程式は、マトリクス表現を用いると(5)式のようになる⁽⁵⁾。ここで、発電機動作のため一次電流は端子から出てゆく方向を正とし、二次電流は端子から流入する方向を正と定めている。

図3 マトリクス表現をもちいた非干渉化制御
Fig.3. Decoupling control of induction machine.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} -R_1 \mathbf{I} & 0 \\ 0 & R_2 \mathbf{I} \end{bmatrix} + \omega_1 \begin{bmatrix} -l_1 \mathbf{J} & 0 \\ 0 & l_2 \mathbf{J} \end{bmatrix} + \omega_1 M \begin{bmatrix} -\mathbf{J} & 0 \\ 0 & \mathbf{J} \end{bmatrix} + \omega_1 M \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{J} \\ -\mathbf{J} & 0 \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} -l_1 \mathbf{I} & 0 \\ 0 & l_2 \mathbf{I} \end{bmatrix} + P M \begin{bmatrix} -\mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \end{bmatrix} - \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -M \mathbf{J} & (l_2 + M) \mathbf{J} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots (5)$$

ここで、 $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{i}_1 = \begin{bmatrix} i_{q1} \\ i_{p1} \end{bmatrix}$, $\mathbf{i}_2 = \begin{bmatrix} i_{q2} \\ i_{p2} \end{bmatrix}$,

$\mathbf{v}_1 = \begin{bmatrix} v_{q1} \\ v_{p1} \end{bmatrix}$, $\mathbf{v}_2 = \begin{bmatrix} v_{q2} \\ v_{p2} \end{bmatrix}$ である。また、 R_1, R_2 は抵抗、 l_1, l_2

は漏れインダクタンス、 M は相互インダクタンス、 ω_1 は一次角周波数、 ω_{re} は回転速度、 P は微分演算子である。なお、簡単にするため、巻数比は1としている。

誘導機の出力方程式、機械系の状態方程式はそれぞれ次のようになる。

$$T_e = pM(-i_{p1}i_{q2} + i_{q1}i_{p2}) \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$P\omega_{re} = p(T_m + T_e)/J \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 T_m は原動機駆動トルク、 T_e は発電機電磁トルク、 p は極対数である。また、発電機動作のため、一次電流は端子から出てゆく方向を正としているので、(6)式のトルクはマイナスとなる。

図4 $r-l$ 直列回路負荷のブロック
Fig.4. Block diagram of $r-l$ series circuit.

(5)式をもとに v_1 と i_2 に注目し、かつ加算点の入力が全て電圧となるように変形すると次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ P i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_2} I \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} R_1 I & 0 \\ 0 & R_2 I \end{bmatrix} - \omega_l \begin{bmatrix} l_1 J & 0 \\ 0 & l_2 J \end{bmatrix} \right. \\ \left. - \omega_l M \begin{bmatrix} J & 0 \\ 0 & J \end{bmatrix} + \omega_l M \begin{bmatrix} 0 & J \\ J & 0 \end{bmatrix} - P l_1 \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right. \\ \left. - P M \begin{bmatrix} I & -I \\ -I & I \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -M J & (l_2 + M) J \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

誘導機のブロックは(6)、(7)および(8)式から図3の点線で囲まれた部分となる。なお、このブロックでは加算点Aの入力部分は全て電圧となっているので、物理的に理解しやすくなっている。

一次電流は、負荷とその印加電圧で決まり、例えば、負荷を抵抗 r およびリアクトル l の直列回路とすれば、一次電流は次式となる。

$$i_1' = \left(\frac{1}{ls+r} \right) v_1' \quad (9)$$

ここで i_1' 、 v_1' は三相座標系における電圧、電流である。

上式を $p-q$ 座標系における電圧 v_1 、電流 i_1 に変換し変形すると、次式となる。

$$i_1 = \frac{1}{r} \{ v_1 - (lsI + \omega_l J) i_1 \} \quad (10)$$

直列回路負荷のブロックは(10)式から図4となる。

<3.2> 非干渉化制御法

図3の誘導機のブロックには、電流の無効成分と有効成分が干渉している J を含んだマトリクス[C], [D], [E], [F] および一次側と二次側の干渉を含んだマトリクス[E], [F], 無効成分と有効成分のそれぞれにおける相互インダクタンスによる一次回路と二次回路の結合を表すマトリクス[B]が存在する。そこで、これらのマトリクスの二次側電圧に関する(2,1)および(2,2)要素をキャンセルするため、図3のようにマトリクス[B], [C], [D], [E], [F]の二次側電圧に関する(2,1)および(2,2)要素の逆符号を $\begin{bmatrix} 0 & v_2' \end{bmatrix}'$ に加える。

図5 誘導機の電流制御ブロック
Fig.5. Current controller.

ここで、制御器における誘導機定数の設定値は、実際の誘導機定数と異なるため、制御器における誘導機定数の設定値に $\sim$ を付けて実際の定数と区別している。

なお、マトリクス[B], [C], [D], [E]の(1,1)および(1,2)要素にも無効成分と有効成分もしくは一次側と二次側の干渉した成分が存在するが、一次側は電流制御ができないため、補償の対象とはならない。

これらの非干渉化制御により、二次無効分電流と一次無効分電流および有効分電流との干渉、もしくは、二次有効分電流と一次有効分電流および無効分電流との干渉がなくなる。その結果、二次側の無効分電流と有効分電流は干渉することなく独立して制御することができるようになる。

<3.3> 電流制御器の設計法

非干渉化制御器における誘導機の設定値と実際の誘導機定数が等しいと仮定した場合、非干渉化制御後の誘導機の電流制御のブロックは図5のようになる。

ここで、 $G_{cq2}(s)$ 、 $G_{cp2}(s)$ は電流制御器の伝達関数であり、次式で表すPI制御である。

$$G_{cq2}(s) = K_{q2} \left(1 + \frac{1}{T_{q2}s} \right), \quad G_{cp2}(s) = K_{p2} \left(1 + \frac{1}{T_{p2}s} \right) \quad (11)$$

[付録2]に示す大形機定数の場合において、無効分電流と有効分電流の制御系の交差角周波数 ω_{cq} 、 ω_{cp} を 1000rad/s として各ゲインを求めると、 $K_{q2} = K_{p2} = 0.4$ 、 $T_{q2} = T_{p2} = 0.0151$ となる。

<3.4> 電圧制御器の設計法

本提案方式では、インバータにより誘導機の二次電流を制御することで一次電圧を制御するが、この電圧制御系のブロックを描くと図6のようになる。

ここで、 $G_{cf}(s)$ は電圧制御器の伝達関数で、次式で表すPI制御である。

$$G_{cf}(s) = K_f \left(1 + \frac{1}{T_f s} \right) \quad (12)$$

一次電圧は、一次無効分電圧 v_{q1} と一次有効分電圧 v_{p1} の

ベクトル和 v_f の大きさとして求めることができ、次式となる。

$$v_f = \sqrt{v_{q1}^2 + v_{p1}^2} \quad \dots\dots\dots (13)$$

ここで、一次電圧 $v_1 (= [v_{q1} \ v_{p1}]^T)$ は、(8)式から次式となる。

$$\begin{aligned} v_1 = & -\{R_1 + P(l_1 + M)\} i_1 - \omega_1(l_1 + M) J i_1 \\ & + \omega_1 M J i_2 + P M i_2 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (14)$$

電流制御が<3.3>で述べた設計通りに行えるとすると、二次電流 i_{q2} および i_{p2} はその指令値 i_{q2}^* , i_{p2}^* を用いて次のように表すことができる。

$$i_{q2} = \frac{1}{(1/\omega_{cq})s + 1} i_{q2}^*, \quad i_{p2} = \frac{1}{(1/\omega_{cp})s + 1} i_{p2}^* \quad \dots\dots\dots (15)$$

(3), (4), (13), (14) および (15) 式から、一次電圧 v_f のブロックを描くと図6の点線で囲まれた部分となる。

i_{q2}^* から v_f への伝達関数 $G_f(s)$ は、負荷によって変化する。そこで代表的な以下の3種類の負荷についてその伝達関数を検討する。

- (i) 遅れ力率 90% 負荷時 ($r=1.15 \Omega$ と $l=0.0015H$ の直列回路)
- (ii) 遅れ力率 70% 負荷時 ($r=0.90 \Omega$ と $l=0.0024H$ の直列回路)
- (iii) 負荷開放時 ($1.0 \times 10^{10} \Omega$ に近似)

伝達関数 $G_f(s)$ を[付録 2]に示す大形機定数を用いてボード線図で表すと、図7の点線の(i)から(iii)のようになる。ここで、電流制御器の交差角周波数は、 $\omega_{cq} = \omega_{cp} = 1000 \text{ rad/s}$ としている。

図7の(i)から(iii)のうち (i) および (ii) は角周波数 500.0 rad/s でゲインに若干のピークがあり、他のものに比べ振動的な応答になり易いので、これに合わせて図7の実線のように進み補償を入れる。この場合の電圧制御器の積分時間 T_f は 0.002 sec で、 $G_f(s)$ との合成伝達関数は図8の点線のようになる。この伝達関数が交差角周波数 $\omega_{cf} = 50 \text{ rad/s}$ で 0 dB を切るように比例ゲインを $K_f = 0.00025$ に設定する。

上記に述べた比例ゲインと積分時間に設定したときの(i)から(iii)の合成伝達関数のボード線図は図8の実線となり、いずれの負荷においても、 ω_{cf} が 40 rad/s から 70 rad/s の範囲となり、充分位相余裕があり、安定な特性が得られていることがわかる。

図6 電圧制御のブロック図
Fig.6. Voltage controller.

図7 電圧オープンループ特性
(比例ゲイン調整前)
Fig.7. Open loop characteristic.
(before a proportional gain adjustment)

図8 電圧オープンループ特性
(比例ゲイン調整後)
Fig.8. Open loop characteristic.
(after a proportional gain adjustment)

<3.5> バッテリーの充放電管理

バッテリーの充放電管理は、図9に示す充放電管理システムにより、原動機の手動指令 ω_{re}^* を変化させることにより行う。ここで、バッテリー電流 i_{dc} は、バッテリーへ流入する方向を正としている。また、バッテリー電流指令値および速度指

図9 バッテリーの充放電管理
Fig.9. Battery management.

図10 実験システム
Fig.10. System of experimental setup.

令値が定格を越えないように、制御器にリミッタを内蔵している。

バッテリーの電圧は、急速には変化しないので、速度制御の応答性は緩やかなもので良い。バッテリーの制御手順は以下のとおりである。

- (1) 始動時にバッテリーは満充電で100%容量であるとする、始動後すぐに v_{dc}^* を下げ、バッテリーを放電状態にする。
- (2) (1)の間の放電 AH (Ampere Hour) を積分し、30%程度の AH を放電させ、バッテリーが充電電流を受け入れることのできる状態にする。
- (3) 適切な放電 AH を確認の後 v_{dc}^* をもとめて原動機を速度を基準速度 ω_{re0} まで上げる。
- (4) バッテリーが平均的に充放電のない状態を保つように速度を調整してバッテリーの管理を行う。

<3.6> 誘導機の始動方法

巻線形誘導機の二次側に接続されているインバータとバッテリーは10%速度まで100%のトルクを確保できるので⁽⁶⁾⁽⁷⁾、エンジン始動用に利用できる。誘導機の始動方法は以下のとおりである。

- (1) 負荷スイッチが開いていることを確認する。
- (2) 誘導機の一次側を短絡する。
- (3) バッテリーを電源としてインバータにより誘導電動機と

図11 DSP プログラムフローチャート
Fig.11. Flowchart of DSP program.

して動かし、原動機を始動する。

- (4) 始動すればすぐにインバータのゲートを停止し、一次側の短絡線を開く。
- (5) 原動機回転数を同期速度の近くまで上昇させる。
- (6) インバータを運転し、電圧制御系を動作させ、一次電圧が定格に達したら、負荷スイッチを閉じる。

4. 検証試験のシステム構成

検証試験のシステム構成を図10に示す。室内での実験でエンジンを使うことは騒音や排気ガスの点で問題があるので、本研究ではチョップにより速度制御できるようにした直流電動機で代用している。

[付録2]に示す供試機定数をもつ巻線形誘導電動機を発電機として用い、定格2kWの直流機により駆動している。供試機の巻数比は2:1であり、二次側のインバータ容量は10%程度でよいので、インバータの直流電圧は36V 定格に下げている。

インバータと直流機のチョップにはIPM (PM20CSJ060, 定格20A, 600V, 三菱電機製) を使用している。

出力電圧の検出には変圧器を用い、入力チャンネル数の都合により、外部回路で三相全波整流したものを v_f として入力している。

DSP プログラムはC言語で書かれており、そのフローチ

図 12 実験結果 (回転速度変動試験)
(速度, 電圧, 電流波形)

Fig.12. Experimental results of speed fluctuation operation.
(speed, voltage, current)

ャートを図 11 に示す。

演算割り込みはインバータのキャリア 2kHz の正の頂点ごとに行い、演算周期は $500 \mu\text{sec}$ (2kHz) に設定している。この 1 サンプル内での入出力と演算の所要時間には充分余裕があり、 $291 \mu\text{sec}$ でサンプリング時間の 58% 以下である。

回転角度 θ_{re} と速度を検出するため、二相の 6000 パルス/回転と 1 パルス/回転の位置信号が得られるロータリエンコーダ (RP-112AZ0, 小野測器製) を用いている。角度 θ_{re} は、5999 カウントのカウントにより求めているが、供試機の極数が 4 であることを考慮して、6000 パルスが電気角の 720° となるようにしている。

このカウンタに初期位置情報を与えるために、直流電動機で少なくとも 1 回転させ、二次の U 相と一次の U 相が一致したときにリセットがかかるように 1 パルス/回転のパルス位置を調整する。

回転速度 ω_{re} は、角度 θ_{re} を微分することにより求められるが、充分な分解能を得るため、 $500 \mu\text{sec}$ ごとに、30 回前すなわち 15msec 前の角度情報と現在の角度との偏差をとることにより求めている [付録 3]。

図 13 実験結果 (回転速度変動試験)
(一次電圧, 角度波形)

Fig.13. Output voltage and electrical angle at various speed.

5. 検証試験の結果

<5.1> 回転速度変動試験

回転数を変動させる実験を行った。その結果を図 12 に示す。

図 12 の波形 II 以外の信号は DSP の内部信号を出力したものであるが、出力チャンネル数の都合により、以下の組み合わせで 4 回の同一条件の実験を行い記録した。

I, II と III, IV と V, VI と VII

加減速のタイミングはソフトウェアで自動的に決めており、電流制御器および電圧制御器のパラメータは前述の <3.3>, <3.4> の設計法により求めた値に設定した。

負荷は抵抗 50Ω とリアクトル 8.7mH の直列回路 (定格負荷の 77%, 力率 54%) とした。

速度指令は傾斜信号を設けて $2\pi66 \rightarrow 2\pi69 \rightarrow 2\pi63 \rightarrow 2\pi66 \text{ rad/s}$ と 5sec 間で加減速を行っている。

II と III は一次線間出力電圧および二次相電圧の波形であるが、二次制御により一次線間電圧の振幅が一定に制御できていることがわかる。

VI と VII はバッテリーの電圧および電流の波形であるが、速度が $2\pi66 \text{ rad/s}$ 以上のときは充電、 $2\pi66 \text{ rad/s}$ 以下のときは放電していることがわかる。この速度を基準速度 ω_{re0}^* と呼んでいるが、これが同期速度より高いのは二次側の損失を供給するためである。

図 13 は $2\pi69$, $2\pi66$, $2\pi63 \text{ rad/s}$ のときの電圧および一次角度波形であるが、速度が変化しても周波数が一定に制御できていることが確認できる。

以上のことから、回転速度変動時において、定電圧・定周波数の電圧が得られることが検証できた。

図 14 実験結果 (負荷開閉試験)
Fig. 14. Experimental results of load change test.
(speed, voltage, current)

<5.2> 負荷開閉試験

77%負荷 ($r=50\Omega$ と $l=8.7\text{mH}$ の直列回路) → 39%負荷 ($r=100\Omega$ と $l=8.7\text{mH}$ の直列回路) → 77%負荷, と負荷を開閉する試験を行った。その結果を図 14 に示す。

電流制御器および電圧制御器のパラメータについては前述の<5.1>と同じ値に設定した。

II は出力電圧波形であるが, 上記の負荷変動時でも線間電圧変動は問題のない範囲に収まり, 0.2sec 程度で回復していることがわかる。

図 15 は無負荷における電圧および一次角度波形であり, スwitching 周波数に相当する脈動成分が重畳しているが, 周波数は一定に制御できていることが確認できる。

負荷時と無負荷時における一次電圧波形の違いは以下のとおりである。T 形等価回路からわかるように, 無負荷時では, 一次電流が 0 となり, 二次電流による相互インダクタンスのドロップ分が一次電圧となる。このときの二次電流は, 二次側インバータのスイッチング電圧により脈動分を多く含むので, 一次電圧も脈動分を含むものとなる。一方, 負荷時では, 主に一次電流による負荷インピーダンスのドロップ分が一次電圧となるが, 負荷インピーダンスは相互

図 15 実験結果 (無負荷時)
Fig. 15. Experimental results of no-load operation.
(voltage, electrical angle)

インダクタンスより低いので, 出力電圧脈動は少なくなる。

以上のことから, 独立運転形発電システムとして必要な諸特性を有していることが検証できた。

6. おわりに

本論文では, 巻線形誘導機の二次側に直流電源をバッテリーとしたインバータを接続する独立運転形の二次励磁発電システムについて提案し, 試作検証を行った。得られた特徴は次のとおりである。

- (1) 一次角度と回転角度より計算した二次角度の制御により, 回転数変動の影響を全く受けない定周波数の制御系を構成できるようになった。
- (2) 二次無効分電流指令の制御により, 定電圧を得ることができ, 負荷変動に強い制御系を構成できるようになった。
- (3) マトリクス理論を適用した新しい状態方程式による二次制御方式の構成を示し, 見通しの良い非干渉化制御系の設計方法を提案した。
- (4) 原動機の色度が変動しても, 時間平均として原動機の色度をちょうどバッテリーの充放電がバランスするような色度に制御することにより, 充電器が不要となるシステムを提案した。
- (5) インバータとバッテリーはエンジン始動に利用でき, エンジン始動用の直流電動機と電池が要らなくなった。
- (6) 巻線形誘導機の二次側インバータの容量を 10%程度とした供試機による検証試験から, 原動機の色度速度が数%変動しても出力周波数は全く変動しない良好な定電圧・定周波数特性が実現できることを示した。

本論文では, 負荷を抵抗とリアクトルの直列回路としているが, その回路にコンデンサを並列接続することで出力電圧波形の脈動成分を少なくできるとともに, 励磁電流を供給してインバータの励磁電流を少なくできるものと考えられる。また, 用途によっては整流器負荷など非線形負荷における電圧歪みや三相不平衡負荷の影響も問題となる。これらについては次の課題として検討する予定である。

(平成 13 年 5 月 14 日受付, 平成 14 年 2 月 12 日再受付)

付 録

1. 二次電流指令の係数

一次電圧 v_1 は(14)式となるが、この式には、無効成分と有効成分の干渉に対応する J を含んだ項があり、これらの項を 0 にし優れた制御特性を得るには次式のようにすればよい。

$$-\omega_1(l_1 + M)Ji_1 + \omega_1 MJi_2 = 0 \quad \dots\dots\dots (付 1)$$

上式から、 $i_2 = \{(l_1 + M)/M\}i_1$ となる。

二次電流指令を $i_2^* = \{(l_1 + M)/M\}i_1$ とすれば、図 6 に示すように一次電圧制御系の伝達関数を簡単にすることができる。

2. 定数

(1) 供試機定数

定格容量: 750W, 定格一次電圧: 200V, 定格二次電圧: 100V, 定格一次電流: 3A, 定格二次電流: 6A, 定格周波数: 60Hz, 極対数: 2, R_1 : 3.19Ω (7.53%), l_1 : 0.015H (13.37%), R_2 : 4.00Ω (9.45%), l_2 : 0.006H (13.37%), M : 0.280H (40.13%)

(2) 大形機定数

定格容量: 100kW, 定格一次電圧: 420V, 定格一次電流: 190A, 定格周波数: 60Hz, 極対数: 2, R_1 : 0.0515Ω (4.04%), l_1 : 0.0004H (11.82%), R_2 : 0.0265Ω (2.08%), l_2 : 0.0004H (11.82%), M : 0.0148H (22.87%)

3. 高精度の速度検出法

このシステムの回転速度はほぼ一定で、同期速度 1800rpm = 30 回転/sec の近くで変動する。したがってエンコーダのパルス周波数はほぼ 6000 パルス/回転 $\times$ 30 回転/sec = 180kHz である。DSP の演算割り込み 500 μ sec の間のエンコーダのパルス数は、わずか 90 パルス (電気角で 10.8° の回転角度に相当) しか得られないので、これを用いても桁数の高い回転速度情報は得られない。そこで、毎サンプルごとに得られるカウンタの回転角度情報をメモリに蓄えておき、30 サンプル前すなわち 15msec 前の回転角度と現在の回転角度の差をとることにより、桁数の高い速度情報を得るようにしている。このようにすると、15msec の間に得られるエンコーダパルスは 2700 パルス (電気角で 324° の回転角度に相当) となり、十分な桁数の速度情報を得ることができる。本システムでは 15msec の間の速度変動は少ないので、その間の平均速度を求める方法を適用することができる。

(平成 13 年 5 月 14 日受付、平成 14 年 2 月 12 日再受付)

文 献

- (1) 安井順司・佐藤幸雄・町野毅・吉田康夫・佐野賢三・城地慎司:「可変速揚水発電システムの開発と北海道電力(株)高見発電所への適用」, 三菱電機技法, Vol.67, No.7, pp.57-62 (1993)

- (2) 北英三・阪東明・桑原尚夫:「400MW 可変速揚水発電システム」, 日立評論, Vol.76, No.10, pp.61-66 (1994)
- (3) 力石浩孝・有満稔・王毅・上村敏・嶋田隆一:「交流励磁フライホイール発電機による高速変動負荷の補償」, 電学論 D, Vol.113, No.11 (1993)
- (4) 金文煥・中村賢亮・大西公平・宮地邦夫:「二次励磁誘導発電機を用いた孤立電源用不規則入力発電システム」, 電学論 D, Vol.108, No.11 (1988)
- (5) 川畑良尚・川上知之・川畑隆夫:「物理的意味を理解しやすとした誘導電動機の新しい状態方程式」, 計測自動制御学会論文誌, Vol.38, No.1 (2002)
- (6) 国産エンジンデータブック編集委員会著:「エンジンハンドブック」, pp.62-65
- (7) 日本自動車整備振興会連合会著:「講師用指導書, 二級ジーゼル自動車」, pp.114-115
- (8) 久下勝太郎:「誘導発電機の定周波数, 定電圧制御方式」, 電学論 B, Vol.111, No.8 (1991)
- (9) 五藤洋一・竹下隆晴・松井信行:「2 次励磁巻線形誘導電動機による無効電力補償」, SPC-94-5 (1994)

川畑 良尚 (正員) 1970 年 10 月 23 日生まれ。1999 年 3 月立命館大学大学院理工学研究科博士後期課程修了。同年 4 月より立命館大学理工学部電気電子工学科 助手。2000 年 4 月より大阪府立工業高等専門学校電子情報工学科 講師。パワーエレクトロニクス, 特に誘導機駆動に関する研究に従事, 現在に至る。博士 (工学)。IEEE, 計測自動制御学会, システム制御情報学会の会員。

森根 義久 (非会員) 1978 年 1 月 6 日生まれ。2002 年 3 月立命館大学大学院理工学研究科修士課程修了。在学中は、パワーエレクトロニクス, 特に誘導機駆動に関する研究に従事。

岡 寿久 (非会員) 1978 年 9 月 21 日生まれ。2001 年 4 月立命館大学大学院理工学研究科修士課程入学。パワーエレクトロニクス, 特に誘導機駆動に関する研究に従事, 現在に至る。

川畑 隆夫 (正員) 1938 年 3 月 4 日生まれ。1960 年 3 月大阪大学電気工学科卒業。同年三菱電機(株)入社。1993 年 4 月より立命館大学理工学部電気電子工学科 教授。パワーエレクトロニクス全般の研究に従事, 現在に至る。工学博士。IEEE, EPE の会員。