



可変速定周波独立運転形発電システムの新方式

| | |
|-------|---|
| メタデータ | 言語: jpn 出版者: 公開日: 2013-12-11 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 川畑, 良尚, 岡, 寿久, 川畑, 隆夫 メールアドレス: 所属: |
| URL | https://doi.org/10.24729/00007668 |

可変速定周波独立運転形発電システムの新方式

川畑良尚*, 岡寿久**, 川畑隆夫**

New Variable Speed Constant Frequency Stand-alone Power Generating System

Yoshitaka KAWABATA*, Toshihisa OKA**, Takao KAWABATA**

ABSTRACT

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.

Key Words: generator, stand-alone generating system, variable speed and constant frequency power generating system, rotor excitation, wound-rotor induction machine

1. はじめに

巻線形誘導機の二次励磁による系統連係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⁾, 実用はされておらず, また明解な制御系の設計法は提案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, 系統連係形と違って, 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, Fig.1 に示す巻線形誘導機の一次側に負荷およびコンデンサ, 二次側に直流電源をバッテリーとし

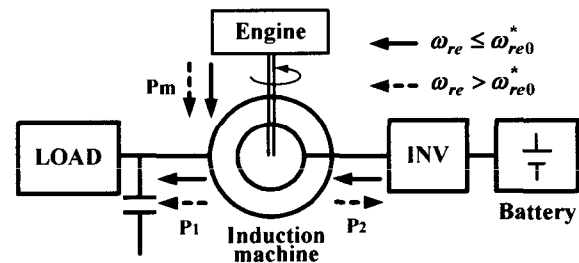


Fig.1. Proposed configuration.

たインバータを接続する独立運転形の二次励磁発電方式を提案する。

2. 基本原理と主回路構成

Fig.1 に示した提案方式の特徴は, 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, エンジン始動用の直流電動機とそのバッテリーおよび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。パワーフローは速度に応じて二つの状態がある。

2003年3月31日 受理

* 大阪府立工業高等専門学校 電子情報工学科
(Dept. of Electrical Engineering and Computer science)

** 立命館大学 理工学部 電気電子工学科
(Dept. of Electrical and Electronic Engineering,
Ritsumeikan University)

速度 ω_{re} が基準速度 ω_{re0}^* より低い場合では, Fig.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}^* より高い場合では, 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 の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} は原動機の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。

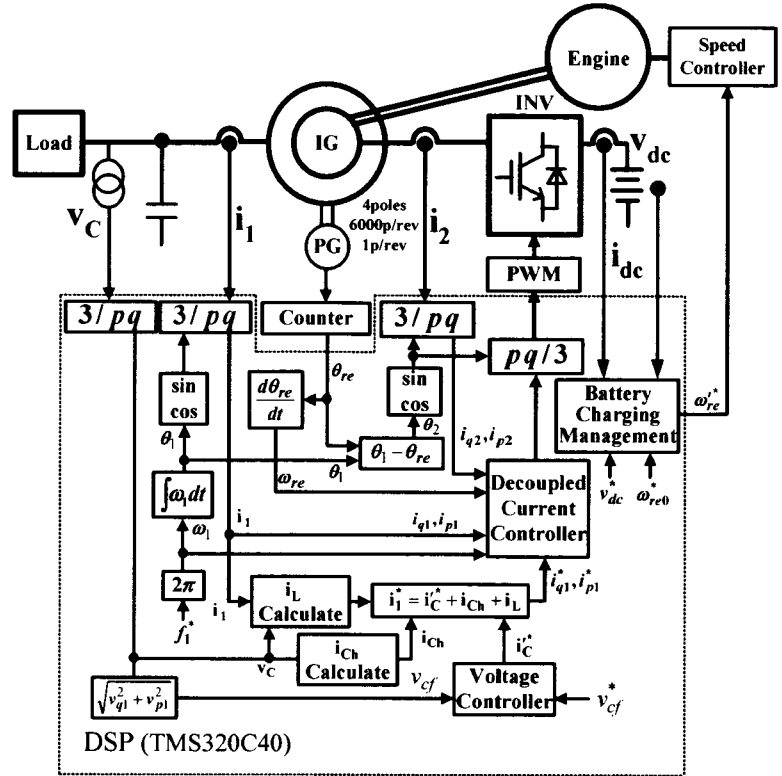


Fig.2. Control system.

3. 制御系の原理と構成

Fig.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, 非干渉化電流制御部, バッテリーの充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。

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

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。

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

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, 一次電圧は, コンデンサ電圧検出値 v_{cf} およびその指令値 v_{cf}^* を電圧制御器に入力し, コンデンサ電流の調整分の指令 $i_c^* (= [i_{cq}^* \ 0]^T)$ を得る。また, コンデンサ電圧の非干渉化のための電流 i_{ch} を補償し, さらに負荷電流 i_L をフィードフォワードし, 一次電流指令 i_1^* は次式で与える。

$$i_1^* = i_c^* + i_{ch} + i_L \quad (3)$$

(3)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. 誘導機の方程式

本提案方式で用いる電流制御法には, 二次電流を制御する方法と, 一次電流を制御する方法がある。

後述する電流制御器の設計法において、伝達関数が負とならないように、誘導機の電圧電流方程式で用いる電流・電圧の向きを定めている。

<3.1> 二次電流を制御する方式

この方式では、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る。このとき、 $p-q$ 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(4)式ようになる。

$$P \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/l_1 & 0 \\ 0 & 1/l_2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} -R_1 I & 0 \\ 0 & R_2 I \end{bmatrix} - \omega_1 \begin{bmatrix} l_1 J & 0 \\ 0 & l_2 J \end{bmatrix} - \omega_1 M \begin{bmatrix} J & 0 \\ 0 & J \end{bmatrix} + \omega_1 M \begin{bmatrix} 0 & J \\ J & 0 \end{bmatrix} - PM \begin{bmatrix} I & -I \\ -I & I \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -MJ & (l_2 + M)J \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで、 $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $i_1 = \begin{bmatrix} i_{q1} \\ i_{p1} \end{bmatrix}$, $i_2 = \begin{bmatrix} i_{q2} \\ i_{p2} \end{bmatrix}$, $v_1 = \begin{bmatrix} v_{q1} \\ v_{p1} \end{bmatrix}$, $v_2 = \begin{bmatrix} v_{q2} \\ v_{p2} \end{bmatrix}$ 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。

誘導機の実出力方程式、機械系の状態方程式はそれぞれ次のようになる。

$$T_e = pM(-i_{p1}i_{q2} + i_{q1}i_{p2}) \quad (5)$$

$$P\omega_{re} = p(T_m + T_e)/J \quad (6)$$

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。

誘導機の一次電圧の出力にコンデンサを接続したときの $p-q$ 座標系におけるブロックは(4), (5)および(6)式から Fig.3 の点線で囲まれた部分となる。

<3.2> 一次電流を制御する方式

この方式では、一次電流と二次電流の方向は電動機のそれらと同じとし、一次電圧の方向のみを電動機のそれと逆方向に定める。このとき、 $p-q$ 座標

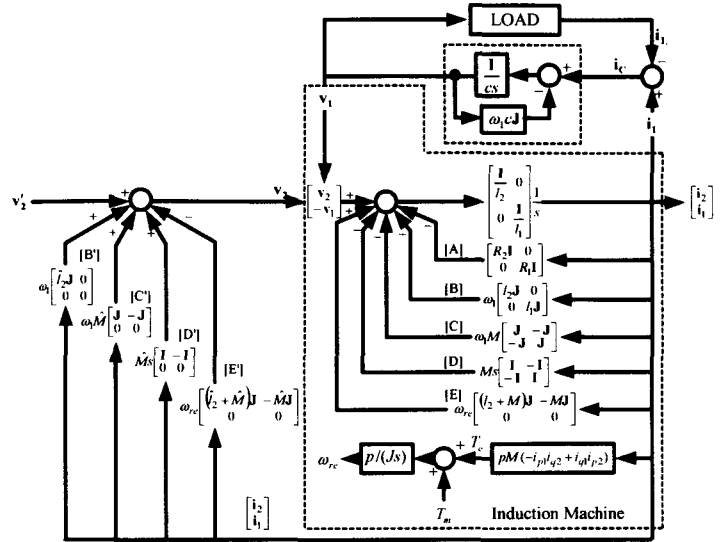


Fig.3. Decoupling control of induction machine. (control of rotor current)

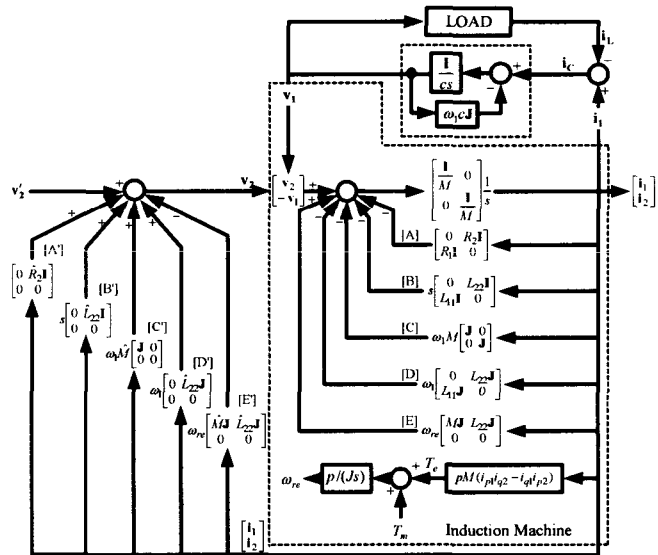


Fig.4. Decoupling control of induction machine. (control of stator current)

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(7)式ようになる。

$$P \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/M & 0 \\ 0 & 1/M \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} 0 & R_2 I \\ R_1 I & 0 \end{bmatrix} + \omega_1 M \begin{bmatrix} J & 0 \\ 0 & J \end{bmatrix} + \omega_1 \begin{bmatrix} 0 & L_{22} J \\ L_{11} J & 0 \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} 0 & L_{22} I \\ L_{11} I & 0 \end{bmatrix} - \omega_{re} \begin{bmatrix} MJ & L_{22} J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_2 \\ -v_1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

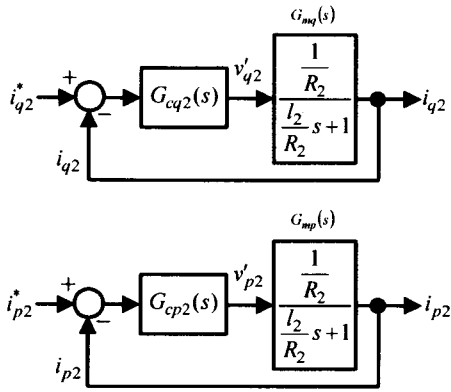


Fig.5. Rotor current controller.

誘導機出力方程式, 機械系の状態方程式はそれぞれ次のようになる。

$$T_e = pM(i_{p1}i_{q2} - i_{q1}i_{p2}) \quad (8)$$

$$P\omega_{re} = p(T_m + T_e)/J \quad (9)$$

このときの p - q 座標系におけるブロックは(7), (8)および(9)式から Fig.4 の点線で囲まれた部分となる。

4. 非干渉化制御法

Fig.3, Fig.4 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および一次側と二次側の干渉を含んだマトリクス, 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, Fig.3, Fig.4 のようにマトリクスの二次側電圧に関する要素の逆符号を v_2 に加えることにより, 二次電圧指令から二次電流, もしくは, 一次電流への伝達関数を簡単にすることができる。

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 $\hat{}$ を付けて実際の定数と区別している。

4. 電流制御器の設計法

<4.1> 二次電流を制御する方式

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 Fig.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。

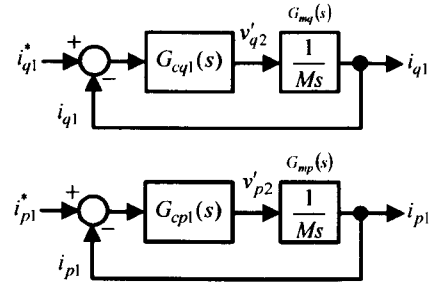


Fig.6. Stator current controller.

$$G_{cq2}(s) = K_{q2} \left(1 + \frac{1}{T_{q2}s} \right), \quad G_{cp2}(s) = K_{p2} \left(1 + \frac{1}{T_{p2}s} \right) \quad (10)$$

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, $K_{q2} = K_{p2} = 6$, $T_{q2} = T_{p2} = 0.0015$ となる。

<4.2> 一次電流を制御する方式

非干渉化制御後の誘導機の電流制御のブロックは Fig.6 のようになる。

ここで, $G_{cq1}(s)$, $G_{cp1}(s)$ は電流制御器の伝達関数であり, 次式で表す P 制御である。

$$G_{cq1}(s) = K_{q1}, \quad G_{cp1}(s) = K_{p1} \quad (11)$$

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, $K_{q2} = K_{p2} = 280$ となる。

5. 電圧制御器の設計法

<5.1> 二次電流を制御する方式

二次電流制御が<4.1>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。

$$i_{q2} = \frac{1}{(1/\omega_{cq})s + 1} i_{q2}^*, \quad i_{p2} = \frac{1}{(1/\omega_{cp})s + 1} i_{p2}^* \quad (12)$$

コンデンサ電圧 v_C は, コンデンサ電流 i_C を用いて次のようになる。

$$v_C = \frac{1}{cs} (i_C - \omega_1 c J v_C) \quad (13)$$

二次電流の指令値 i_2^* は, 一次電流の指令値 i_1^* に誘導機の相互インダクタンス M に流れる電流 i_M をフィードフォワードして次式で与える。

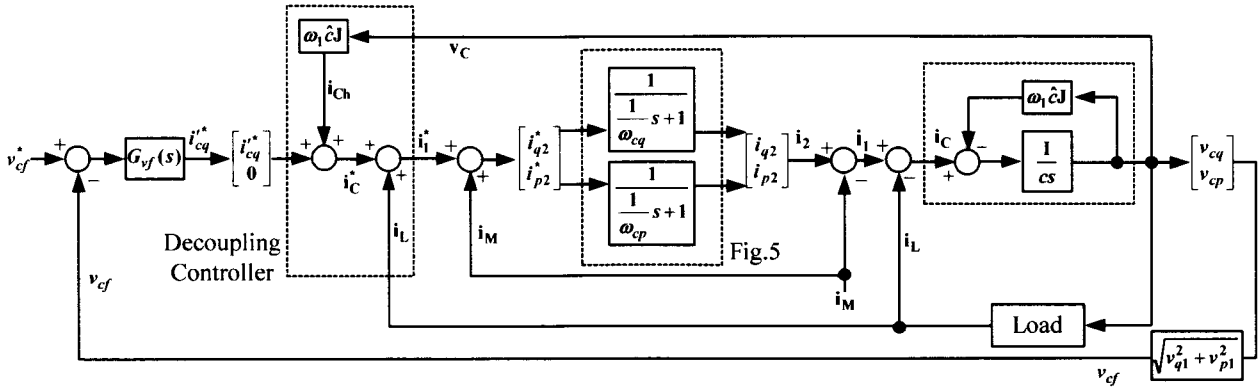


Fig.7. Voltage controller. (control of rotor current)

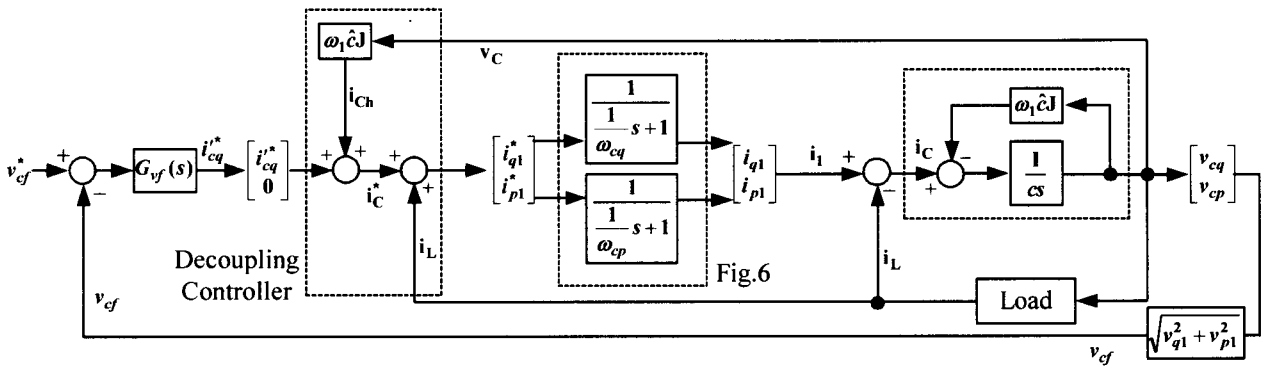


Fig.8. Voltage controller. (control of stator current)

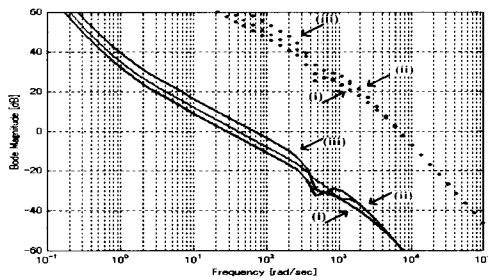


Fig.9. Open loop characteristic. (control of rotor current)

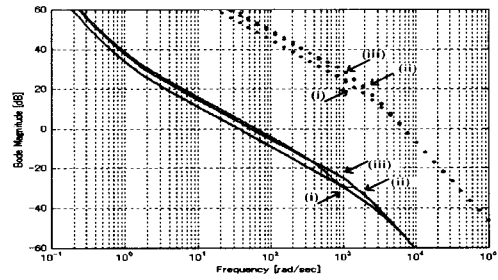


Fig.10. Open loop characteristic. (control of stator current)

$$i_2^* = i_1^* + i_M \quad (14)$$

ここで、 i_M は次式より求めることができる。

$$i_M = i_2 - i_1 \quad (15)$$

Fig.3, (3), (12), (13)および(14)式から、一次電圧制御のブロックを描くと、Fig.7 となる。

ここで代表的な以下の3種類の負荷について一次電圧制御器の応答性を Fig.8 に示すボード線図により検討する。

- (i) 100%抵抗負荷 ($r=38.5\Omega$)
 - (ii) 遅れ力率70%負荷 ($r=27\Omega, l=0.073H$ の直列)
 - (iii) 負荷開放時 ($1.0 \times 10^{100}\Omega$ に近似)
- なお、コンデンサの値は $20.669\mu F$ (30%) とした。

制御器をPI制御とするため、Fig.8の点線を交差角周波数 $\omega_{cv}=50rad/s$ で影響のない1rad/sに合わせて進み補償を入れ合成伝達関数が交差角周波数 $\omega_{cv}=50rad/s$ で0dBを切るように比例ゲインを求めると、 $K_f=0.0013$ となる。(Fig.8の実線)

<5.2> 一次電流を制御する方式

一次電流制御が<4.2>で述べた設計通りに行えるとすると、一次電流 i_{q1} および i_{p1} はその指令値 i_{q1}^* , i_{p1}^* を用いて次のように表すことができる。

$$i_{q1} = \frac{1}{(1/\omega_{cq})s+1} i_{q1}^*, \quad i_{p1} = \frac{1}{(1/\omega_{cp})s+1} i_{p1}^* \quad (16)$$

Fig.4, (3), (13)および(16)式から、一次電圧制御のブロックを描くと、Fig.9となる。

ここで代表的な3種類の負荷について一次電圧制御器の応答性をFig.10に示すボード線図により検討する。

制御器をPI制御とするため、Fig.10の点線を交差角周波数 $\omega_{cv}=50\text{rad/s}$ で影響のない 1rad/s に合わせて進み補償を入れ合成伝達関数が交差角周波数 $\omega_{cv}=50\text{rad/s}$ で 0dB を切るように比例ゲインを求めると、 $K_f=0.002$ となる。(Fig.10の実線)

6. 検証試験のシステム構成

検証試験のシステム構成をFig.11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。

付録に定数を示す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。

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。

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 カウントのカウンタ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、 $6,000$ 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、十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

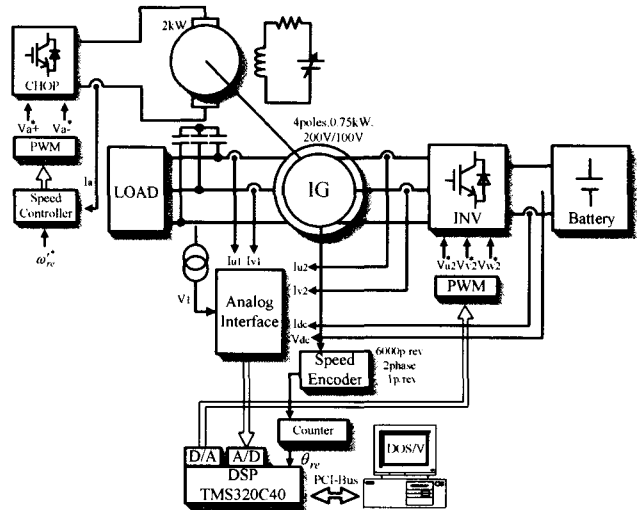


Fig.11. System of experimental setup.

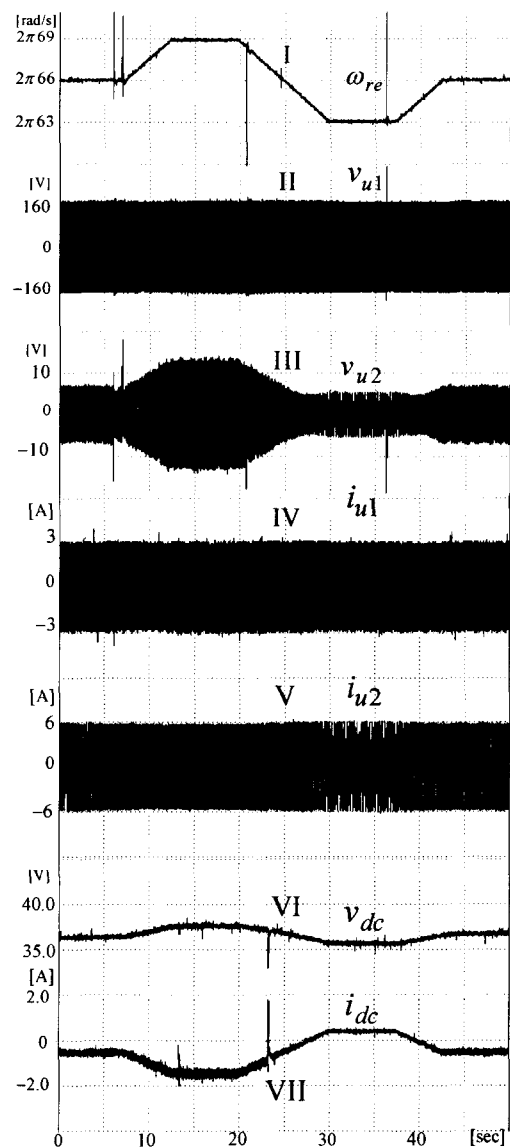


Fig.12. Experimental results of speed fluctuation operation. (speed, voltage, current)

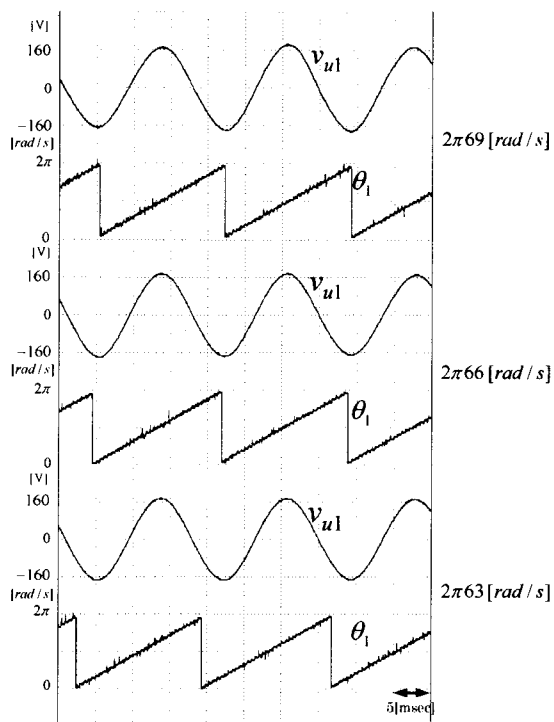


Fig.13. Output voltage and electrical angle at various speed.

の角度との偏差をとることにより求めている。

7. 検証試験の結果

<7.1> 回転速度変動試験

一次電流を制御する方式において、回転数を変動させる実験を行った。その結果を Fig.12 に示す。

Fig.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で求めた値に設定した。

コンデンサを 17.5 μF (25.4%) とし、負荷は抵抗 50 Ω 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 2π66 → 2π69 → 2π63 → 2π66 rad/s と 5sec 間で加減速を行っている。

II と III は一次相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相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 2π66 rad/s 以上のときは充電、2π66 rad/s 以下のときは放電していることがわかる。

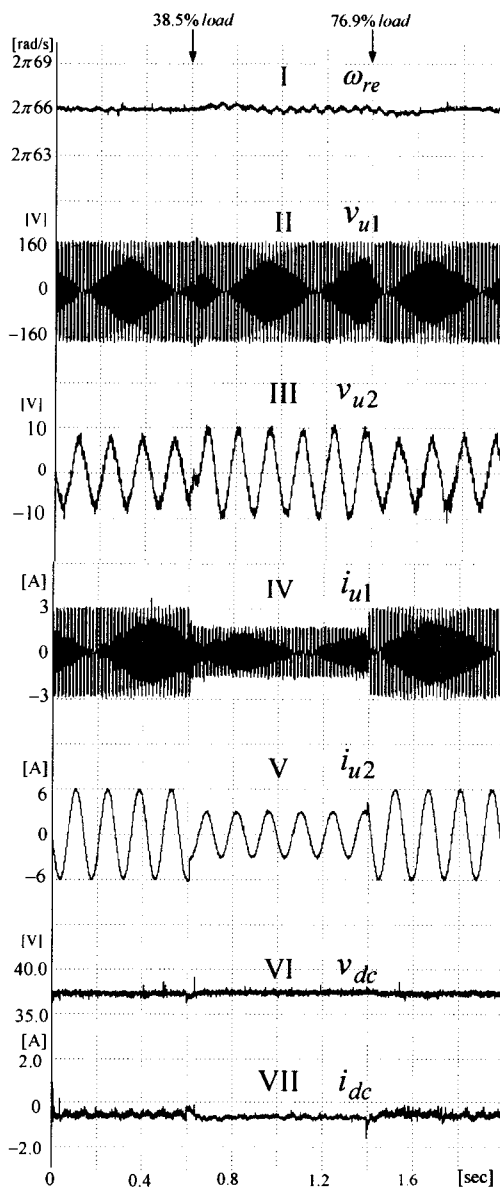


Fig.14. Experimental results of load change test. (speed, voltage, current)

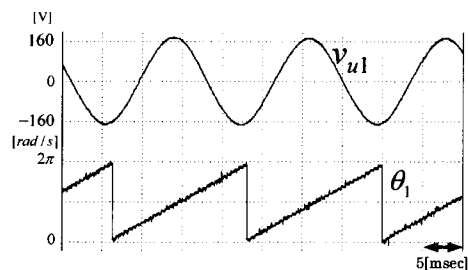


Fig.15. Experimental results of no-load operation. (voltage, electrical angle)

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。

Fig.13 は $2\pi 69$, $2\pi 66$, $2\pi 63$ 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。

<7.2> 負荷開閉試験

一次電流を制御する方式において, 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 Fig.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で求めた値に設定した。

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, 0.1sec 程度で回復していることがわかる。

Fig.15 は負荷開放時における電圧および一次角度波形であるが, 負荷開放時でも良好な電圧波形が得られ, 周波数も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, 独立運転形発電システムとして必要な定電圧・定周波数の電圧特性を有していることが検証できた。

8. 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) コンデンサ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非干渉化制御法を示し, 見通しの良い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速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そのバッテリーおよび充電器が要らなくなった。

- (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, 原動機の回転速度が数%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, 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。

<付録> 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, $R_1: 3.19\Omega$ (7.53%), $l_1: 0.015\text{H}$ (13.37%), $R_2: 4.00\Omega$ (9.45%), $l_2: 0.006\text{H}$ (13.37%), $M: 0.280\text{H}$ (40.13%)

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く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] 例えば, 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」, pp62-65
- [7] 例えば, 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」, pp114-115
- [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)