

可変速駆動二次励磁同期機の電力増幅作用に関する考察

山 岸 直 人^{*1} 高 野 浩 一^{*2} 松 井 幹 彦^{*3}

A Study of Power Amplifying Effect of Variable Speed Drive Doubly-Fed Synchronous Machine as a Rotating Amplifier

Naoto YAMAGISHI Koichi TAKANO Mikihiro MATSUI

For the purpose of efficient utilization of existing power distribution capability and keeping the power quality, the concept of FACTS (Flexible AC Transmission System), the positive application of power electronics to the power system control, is becoming more and more important. The utilization of a flywheel is one of the promising approaches for large scale electric power storage which is indispensable for active power compensation in the power system. Especially, a flywheel system using a variable speed drive doubly-fed synchronous machine is advantageous for a large scale high efficiency system. This paper clarifies the power amplifying effect of such a system. Based on the differential equations on a γ - δ frame of a wound rotor type induction machine, the instantaneous and the average power flow including active and reactive ones are analyzed and studied from a view point of its physical meanings. The simulation results using a general purpose simulation software EMTDC and the experimental results of the prototype system show the validity of the analysis.

1. まえがき

電気エネルギー需要の近年の急速な増加に伴い、既存の送電設備の効率的な活用と電圧・周波数の品質維持のために、電力系統の潮流制御の重要性が一段と増してきている。その解決策を与える有効な手段として、1990年に米国のEPRI (Electrical Power Research Institute)の研究者 Hingorani により提唱された FACTS (Flexible AC Transmission System)の概念が注目され世界各地で応用研究が進められている⁽¹⁾。すなわち、電力系統に積極的にパワーエレクトロニクス機器を導入し、電力系統をあたかも電子回路のように制御して電圧、周波数の品質を維持し、かつ潮流の安定化を図る

ことにより送電限界まで設備を利用しようとする考え方である。パワーエレクトロニクス機器には TCR (Thyristor phase-Controlled Reactor), TSC (Thyristor Switched Capacitor)に加えてインバータ方式の SVC(Static Var Compensator)等が利用されるが、半導体電力変換装置それ自身には本来エネルギーの蓄積能力が無いため、このままではその目的が主に無効電力制御や系統間の位相制御に限定される。しかし有効電力の急な時間変動に起因する系統周波数の変動を補償するためには、これらの装置に有効電力の蓄積機能を付加する必要がある。その手段にはバッテリー電力貯蔵、SMES (Super-conductive Magnetic Energy Storage)、フライホイール電力貯蔵等があるが、中でもフライホイールは最も実用性の高い方式として、沖縄電力の系統周波数安定化等で実績を上げている⁽²⁾。フライホイールは、蓄積される機械的エネルギーが

^{*1} 菊水電子工業株式会社

^{*2} 東京工芸大学大学院 工学研究科 電子工学専攻 1年

^{*3} 東京工芸大学 工学部 電子工学科 助教授

1998年9月16日 受理

回転数の二乗に比例することから、商用系統との間でエネルギーの吸収・放出を行うにはフライホイールを駆動する回転機を速度を制御するための周波数変換装置が不可欠となる。図1に代表的なシステム構成を示す。図1(a)は特殊な構造の回転機を必要としない利点はあるが、変換装置を介して回転機を系統に接続するため回転機と同等容量の変換装置を要した変換損失も大きい。これに対して図1(b)は二重給電または二次励磁方式と呼ばれるもので、巻線形誘導機の一次側(固定子側)を系統に直結し二次側(回転子側)をスリップリングを介して外部に設置された周波数変換装置によりすべり周波数で励磁するものである。このようにすると、機械的回転速度が変化してもそれを補償するように二次側の励磁周波数を変化させることができ、その結果系統側から見ると常時、同期機と等価な動作状態を保つことができる。このため、本方式は回転機自身が誘導機であるにもかかわらず可変速駆動二次励磁同期機と呼ばれている。更に、この時二次側で扱う有効電力は一次側の有効電力にほぼすべり s ($s=1-\text{回転速度}/\text{同期速度}$) を乗じた値であることが知られているので、すべりの小さな同期速度付近で利用すれば、変換装置の容量と損失を大幅に低減できる。このことから、この方式は本質的に大容量システムに適し、電力系統用のエネルギー蓄積方式として研究が進められてきた⁽³⁾⁽⁴⁾。

ところで、二次励磁方式の備える「電力の増幅作用」に着目すると、その有効電力については誘導機の等価回路より即座に二次入力(同期ワット)のすべり倍が二次側端子に現れる有効電力となることが周知であるが、一方、無効電力に対する増幅作用について明確に示された報告は、筆者の知る限り見当たらない。

そこで、本稿では可変速駆動される二次励磁同期機の備える電力増幅作用について、以下に示すように解析、シミュレーション、実験による検討を行なう。

1) 回転機の一次側、二次側に現れる有効電力、無効電力フローを解析的に導出する。

2) 解析結果の妥当性を電力系統用汎用シミュレーションソフトウェア EMTDC(カナダ Manitoba HVDC Research Center 製)を利用した計算結果により示す。

3) 実験装置を試作し従来明確に示されていなかった無効電力に対する増幅効果を実測する。

2. 電力増幅特性の解析的検討

2-1 γ - δ 座標上での回転機電圧方程式

以下の解析では、回転機を一次側周波数で回転する γ - δ 直交二軸回転座標上の巻線形誘導機の微分方程式で記述する。一次側、二次側諸量を瞬時空間ベクトルを用いて複素数表示する事により、電圧方程式は次式のように簡略化した形で与えられる⁽⁵⁾。

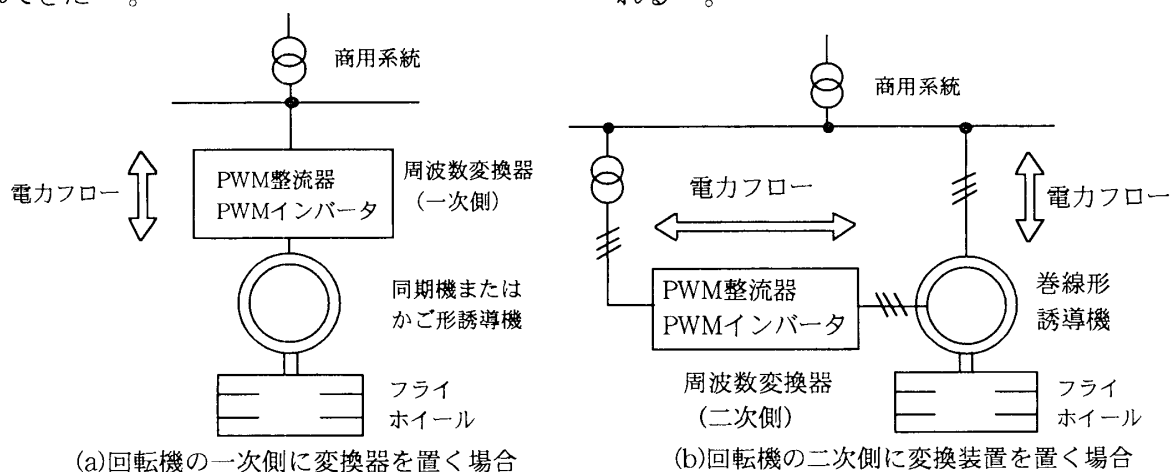


図1 フライホイール式エネルギー蓄積システムの構成

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + (P + j\omega_1)L_{11} & (P + j\omega_1)M \\ (P + js\omega_1)M & R_2 + (P + js\omega_1)L_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

ただし

$$v_i = v_{yi} + jv_{\delta i} \quad i_i = i_{yi} + ji_{\delta i} \quad i = 1, 2 \quad P = \frac{d}{dt}$$

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \quad s\omega_1 = \omega_1 - \omega_m$$

R_1 :一次巻線抵抗

R_2 :二次巻線抵抗

M :一次、二次巻線相互インダクタンス

θ_m :ロータの回転角

ω_1 :電源の角周波数

s :すべり

v_i は電圧ベクトル、 i_i は電流ベクトルを、また添え字 $i=1,2$ は一次側、二次側を表す。また(1)式に基づけば、回転機の等価回路は三相まとめて図2のように表す事ができる。

2-2 一次側、二次側瞬時電力の比較

零相を含まない3相回路における瞬時実電力 p と瞬時虚電力 q は、それぞれ次式で定義される⁶⁾。

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_y & v_\delta \\ -v_\delta & v_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_y \\ i_\delta \end{pmatrix} \quad (2)$$

ただし(2)式では無効電力の符号は進み無効電力が正、遅れ無効電力が負となる。また、 p および q は

$$p + jq = \mathbf{v}^* \mathbf{i} \quad (3)$$

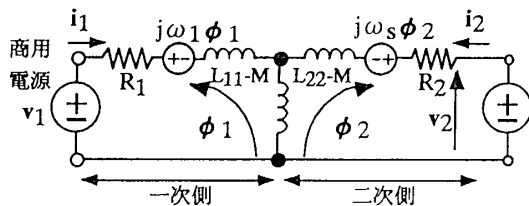


図2 二次励磁回転機の $\gamma-\delta$ 座標
上でのベクトル等価回路

とも表すことができる。

ただし、 \mathbf{v}^* は \mathbf{v} の共役ベクトルである。(3)式に(1)式の \mathbf{v} を代入すると、回転機の一次側瞬時電力は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} p_1 + jq_1 &= R_1 |i_1|^2 & \text{a)} \\ &+ \frac{L_{11}}{2} P |i_1|^2 + M i_1 \cdot P i_2 & \text{b)} \\ &+ \omega_1 |M i_2 \otimes i_1| & \text{c)} \\ &+ jM [P i_2 \otimes i_1] - j\omega_1 M i_1 \cdot i_2 & \text{d)} \\ &+ jL_{11} [P i_1 \otimes i_1] - j\omega_1 L_{11} |i_1|^2 & \text{e)} \end{aligned} \quad (4)$$

ただし、 \cdot および \otimes はそれぞれベクトルの内積、外積を表す。また、各項の物理的な意味は以下のとおりである。

- a) 一次抵抗の消費電力
- b) L_{11}, M に蓄えられるエネルギーの変化率
- c) 同期ワット
- d) M が消費する無効電力
- e) L_{11} が消費する無効電力

また、二次側の瞬時電力についても同様に次式で与えられる。

$$\begin{aligned} p_2 + jq_2 &= R_2 |i_2|^2 & \text{a)} \\ &+ \frac{L_{22}}{2} P |i_2|^2 + M P i_1 \cdot i_2 & \text{b)} \\ &- s\omega_1 |M i_2 \otimes i_1| & \text{c)} \\ &+ j[M P i_1 \otimes i_2] - js\omega_1 M i_1 \cdot i_2 & \text{d)} \\ &+ j[L_{22} P i_2 \otimes i_1] - js\omega_1 L_{22} |i_2|^2 & \text{e)} \end{aligned} \quad (5)$$

- a) 二次抵抗の消費電力
- b) L_{22}, M に蓄えられるエネルギーの変化率
- c) すべり電力
- d) M が消費する無効電力
- e) L_{22} が消費する無効電力

また、瞬時トルク τ [N/m] はフレミングの左手の法則から、回転子鎖交磁束 ϕ_2 と二次電流 i_2 の外積の絶対値で表せることから

$$\tau = n_{pp} |i_2 \otimes \phi_2| = n_{pp} M |i_2 \otimes i_1| \quad (6)$$

となる。ただし、 n_{pp} は極対数である。

(4)、(5) 式の意味するところを考えてみる。定常状態で各量の基本波のみを考えるものとする。対応する各ベクトルは回転座標上で直流量となるため、式中の微分演算子 P を $P=0$ とおく事ができる。a) 項で表される銅損は一般に c) 項で与えられるメインのパワーフローに対して小さいので瞬時有効電力の一次側と二次側の比は c) 項同士を比較する事によりおよそ 1 : s になる。また、瞬時無効電力に関しても $P=0$ を考えると、相互インダクタンス M における無効電力を比較すると、やはり 1 : s の関係にあることがわかる。(5) 式において $s=0$ かつ $P=0$ とすると、二次側に生じる瞬時有効、無効電力フローは変換器から回転機へ供給する向きの二次側抵抗損分だけの有効電力となる。このことから二次励磁用インバータの DC 側電圧を維持するのに必要な損失電力供給用の整流回路容量は極めて小容量ですむことがわかる。

2-3 一次側、二次側平均電力の比較⁷⁾

(4)、(5) 式で二次励磁回転機の瞬時電力を求めた。これらの式では、それぞれのパワーフローは分かっても、制御量である二次電流または励磁電圧と、一次電流および各電力との関係が明らかにできていない。そこで、本節では電流を基本波成分と高調波成分に分けて考えることにより、各量が二次電流により表せることを示す。

始めに、(1) 式のベクトル量を γ 軸、 δ 軸成分にそれぞれ分けて表すと次式となる。

$$\begin{pmatrix} v_{1\gamma} \\ v_{1\delta} \\ v_{2\gamma} \\ v_{2\delta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & -\omega_b L_{11} & 0 & -\omega_b M \\ \omega_b L_{11} & R_1 & \omega_b M & 0 \\ 0 & -\omega_s M & R_2 & -\omega_s L_{22} \\ \omega_s M & 0 & \omega_s L_{22} & R_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma} \\ i_{2\delta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{11} & 0 & M & 0 \\ 0 & L_{11} & 0 & M \\ M & 0 & L_{22} & 0 \\ 0 & M & 0 & L_{22} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma} \\ i_{2\delta} \end{pmatrix} \quad (7)$$

一次側は、理想電圧源につながれているものとすれば、一般に次式で表される。

$$\mathbf{v}_1 = v_{1\gamma} + jv_{1\delta} \quad (8)$$

また、各瞬時空間ベクトルを基本波成分と高調波成分とに分ける。

$$\mathbf{v}_2 = \bar{\mathbf{v}}_2 + \mathbf{v}_2^{\sim} \quad (9)$$

$$\mathbf{i}_1 = \bar{\mathbf{i}}_1 + \mathbf{i}_1^{\sim} \quad (10)$$

$$\mathbf{i}_2 = \bar{\mathbf{i}}_2 + \mathbf{i}_2^{\sim} \quad (11)$$

すでに述べたように定常状態では、一次側回転座標 ($\gamma - \delta$ 座標) における各状態量の基本波成分は直流量となるので励磁電圧の高調波成分 (\mathbf{v}_2^{\sim}) および、一次、二次電流の高調波成分 ($\mathbf{i}_1^{\sim}, \mathbf{i}_2^{\sim}$) を無視できる。また、直流量の時間変化率も無視でき、(7) 式の右边第 2 項の影響は除外して考えることができる。したがって、定常状態において (7) 式は次式のように簡略化できる。

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ \bar{v}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21(s)} & A_{22(s)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \end{pmatrix} \quad (12)$$

ただし、 $A_{21}(s)$ と $A_{22}(s)$ はすべり s の関数で電圧は次式で表すことができる。

$$\bar{i}_1 = A_{11}^{-1} (v_1 - A_{12} \bar{i}_2) \quad (13)$$

$$\bar{v}_2 = A_{21(s)} \bar{i}_1 + A_{22(s)} \bar{i}_2 \quad (14)$$

(13),(14) 式をもとにスイッチングに起因する高調波成分を除いた一次電力、二次電力およびトルクを二次電流 \bar{i}_2 によって表すことができる。

$$\bar{p}_1 = \mathbf{v}_1 \bullet \bar{\mathbf{i}}_1 \quad (15)$$

$$\bar{q}_1 = -|\mathbf{v}_1 \otimes \bar{\mathbf{i}}_1| \quad (16)$$

$$\bar{p}_2 = \bar{\mathbf{v}}_2 \bullet \bar{\mathbf{i}}_2 \quad (17)$$

$$\bar{q}_2 = -|\bar{\mathbf{v}}_2 \otimes \bar{\mathbf{i}}_2| \quad (18)$$

$$\bar{\tau} = n_{pp} M |\bar{\mathbf{i}}_2 \otimes \bar{\mathbf{i}}_1| \quad (19)$$

(13)、(14) 式を γ 、 δ 軸成分に分けて計算すると、次式を得る。

$$\begin{pmatrix} \bar{i}_{1\gamma} \\ \bar{i}_{1\delta} \end{pmatrix} = \frac{1}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} \begin{pmatrix} R_1 & \omega_1 L_{11} \\ -\omega_1 L_{11} & R_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1\gamma} \\ v_{1\delta} \end{pmatrix} - \frac{1}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} \begin{pmatrix} \omega_1^2 L_{11} M & -\omega_1 M R_1 \\ \omega_1 M R_1 & \omega_1^2 L_{11} M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{i}_{2\gamma} \\ \bar{i}_{2\delta} \end{pmatrix} \quad (20)$$

$$\begin{pmatrix} \bar{v}_{2\gamma} \\ \bar{v}_{2\delta} \end{pmatrix} = \frac{1}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} \begin{pmatrix} \omega_1 \omega_2 L_{11} M & -\omega_2 M R_1 \\ \omega_2 M R_1 & \omega_1 \omega_2 L_{11} M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1\gamma} \\ v_{1\delta} \end{pmatrix} + \left[\begin{aligned} & R_2 + \frac{\omega_2 \omega_1 M^2 R_1}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} \\ & \omega_2 L_{22} + \frac{\omega_2 \omega_1^2 L_{11} M^2}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} \end{aligned} \right] \begin{pmatrix} \bar{i}_{2\gamma} \\ \bar{i}_{2\delta} \end{pmatrix} + \left[\begin{aligned} & \omega_2 L_{22} + \frac{\omega_2 \omega_1^2 L_{11} M^2}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} \\ & R_2 + \frac{\omega_2 \omega_1 M^2 R_1}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} \end{aligned} \right] \begin{pmatrix} \bar{i}_{2\gamma} \\ \bar{i}_{2\delta} \end{pmatrix} \quad (21)$$

これらを式(15)～(19)に代入する事により、制御量である二次電流により、一次側、二次側電力と、トルクを表すことができる。ここで、式を簡略化するために $\gamma - \delta$ 座標の γ 軸を一次電圧ベクトルの方向にとる ($v_{1\delta}=0$) ものとする。

$$\begin{aligned} \bar{p}_1 &= v_{1\gamma} \bar{i}_{1\gamma} \\ &= \frac{v_{1\gamma}}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} (R_1 v_{1\gamma} - \omega_1^2 L_{11} M \bar{i}_{2\gamma} + \omega_1 M R_1 \bar{i}_{2\delta}) \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \bar{q}_1 &= v_{1\gamma} \bar{i}_{1\delta} \\ &= \frac{v_{1\gamma}}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} (-\omega_1 L_{11} v_{1\gamma} - \omega_1 M R_1 \bar{i}_{2\gamma} - \omega_1^2 L_{11} M \bar{i}_{2\delta}) \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \bar{p}_2 &= \bar{v}_{2\gamma} \bar{i}_{2\gamma} + \bar{v}_{2\delta} \bar{i}_{2\delta} \\ &= \frac{\omega_2 v_{1\gamma}}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} (\omega_1 L_{11} M \bar{i}_{2\gamma} + M R_1 \bar{i}_{2\delta}) + \left(R_2 + \frac{\omega_2 \omega_1 M^2 R_1}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} \right) (\bar{i}_{2\gamma}^2 + \bar{i}_{2\delta}^2) \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \bar{q}_2 &= -\bar{v}_{2\delta} \bar{i}_{2\gamma} + \bar{v}_{2\gamma} \bar{i}_{2\delta} \\ &= \frac{\omega_2 v_{1\gamma}}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} (-M R_1 \bar{i}_{2\gamma} - \omega_1 L_{11} M \bar{i}_{2\delta}) - \omega_2 \left(L_{22} - \frac{\omega_1^2 L_{11} M^2}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} \right) (\bar{i}_{2\gamma}^2 + \bar{i}_{2\delta}^2) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \tau &= n_{pp} M (\bar{i}_{2\gamma} \bar{i}_{1\delta} - \bar{i}_{2\delta} \bar{i}_{1\gamma}) \\ &= \frac{n_{pp} M}{R_1^2 + (\omega_1 L_{11})^2} \{ \omega_1 L_{11} v_{1\gamma} \bar{i}_{2\gamma} - \omega_1 M R_1 (\bar{i}_{2\gamma}^2 + \bar{i}_{2\delta}^2) - R_1 v_{1\gamma} \bar{i}_{2\delta} \} \end{aligned} \quad (26)$$

更に通常の運転では、 $R_1 \ll \omega_1 L_{11}$ が成り立つことから理想的な回転機を仮定して $R_1=0$ とおくと、(20)～(26)式は、以下のように大幅に簡略化でき、各量の関係を考察する上での見通しが良くなる。

$$\bar{i}_1 = \begin{pmatrix} \bar{i}_{1\gamma} \\ \bar{i}_{1\delta} \end{pmatrix} = -\frac{M}{L_{11}} \begin{pmatrix} \bar{i}_{2\gamma} \\ \bar{i}_{2\delta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{v_{1\gamma}}{\omega_1 L_{11}} \end{pmatrix} \quad (27)$$

$$\bar{v}_2 = \begin{pmatrix} \bar{v}_{2\gamma} \\ \bar{v}_{2\delta} \end{pmatrix} = s \frac{M}{L_{11}} \begin{pmatrix} v_{1\gamma} \\ 0 \end{pmatrix} + R_2 \begin{pmatrix} \bar{i}_{1\gamma} \\ \bar{i}_{1\delta} \end{pmatrix} \quad (28)$$

$$\bar{p}_1 = -\frac{M}{L_{11}} v_{1\gamma} \bar{i}_{2\gamma} \quad (29)$$

$$\bar{q}_1 = -\frac{M}{L_{11}} v_{1\gamma} \bar{i}_{2\delta} - \frac{1}{\omega_1 L_{11}} v_{1\gamma}^2 \quad (30)$$

$$\bar{p}_2 = s \frac{M}{L_{11}} v_{1\gamma} \bar{i}_{2\gamma} + R_2 (\bar{i}_{2\gamma}^2 + \bar{i}_{2\delta}^2) \quad (31)$$

$$\bar{q}_2 = s \frac{M}{L_{11}} v_{1\gamma} \bar{i}_{2\delta} - s \omega_1 \frac{L_{11} L_{22} - M^2}{L_{11}} (\bar{i}_{2\gamma}^2 + \bar{i}_{2\delta}^2) \quad (32)$$

$$\tau = -n_{pp} \frac{M}{\omega_1 L_{11}} v_{1\gamma} \bar{i}_{2\gamma} \quad (33)$$

ここで、(27)～(33) 式の意味を考える。(27) 式より変圧器作用により二次電流に比例した一次電流が流れることがわかる。ただし、 δ 軸成分には励磁電流に相当する分の電流が重畳される。

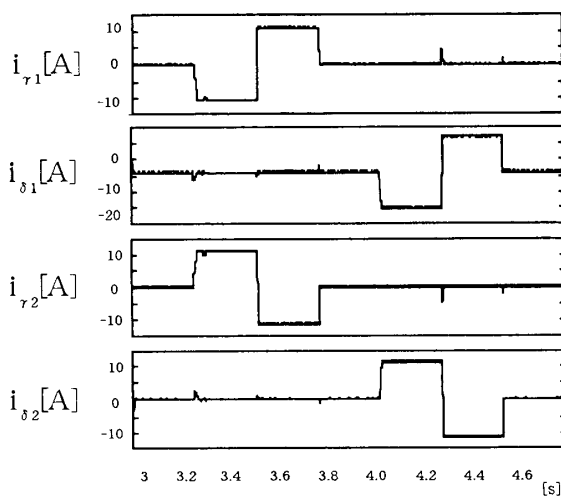
(28) 式で示される二次励磁電圧については誘導電圧に二次抵抗における電圧降下が加わったものとなる。また、すべり $s=0$ のときには出力すべき励磁電圧の基本波成分は、二次抵抗電圧降下分だけでよいこともわかる。また、(29)、(30) 式の一次有効、無効電力については(27) 式で決まる一次電流により発生する。二次有効電力については(31) 式のように、誘導電圧とこれに同相の二次電流成分の積に二次抵抗における損失分を加えたものとなる。一方、二次無効電力に関しては誘導電圧とこれに直交する二次電流ベクトルの積に、漏れインダクタンスで消費される無効

電力を加えたものとなる。また、発生トルクに関しては、(33) 式のように一次有効電力に比例し、二次電流 γ 軸成分がトルク分電流となる。

3. シミュレーションによる検討

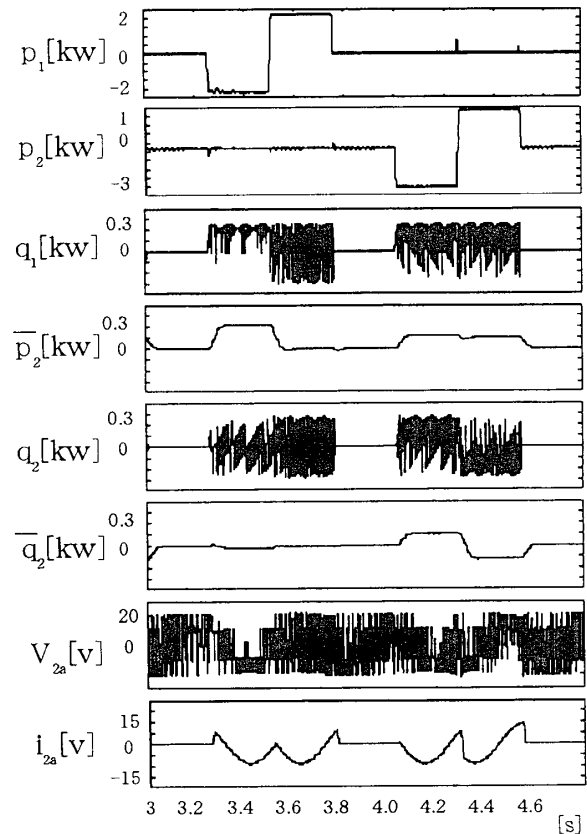
3-1 一次側、二次側電力波形の比較

前節で求めた二次電流表記による、一次電力と二次電力の関係式の妥当性を電磁過渡現象シミュレーションプログラム EMTDC によって確認する。シミュレーションではすべり s を 0 および 5% に固定して、それぞれの場合において一次電流 i_1 が 11A(1p.u.) だけ変化するように(27)式の関係により算出される二次電流 i_2 を流した時の一次瞬時有効電力 p_1 、一次瞬时无効電力 \bar{q}_1 および二次瞬時有効電力 p_2 と、カットオフ周波数 $f_c=10\text{Hz}$ の 2 次ローパスフィルタによって高調波を除いた成分 \bar{p}_2 を求めた。また、二次無効電力についても同様に q_2 と \bar{q}_2 とを求めた。二次電圧 v_2 と二次電流 i_2 については α 相のみを代表して出力した。結果を図 3 に示す。図 3(a)より一次電流 i_1 と二次電流 i_2 は(27)式の関係にある事が確かめられる。また、図 3(b),(c)の p_1, q_1 の波形から一次瞬時有効電力は二次電流 γ 軸成分で、一次瞬时无効電力は二次電流 δ 軸成分により制御できる事が分かる。

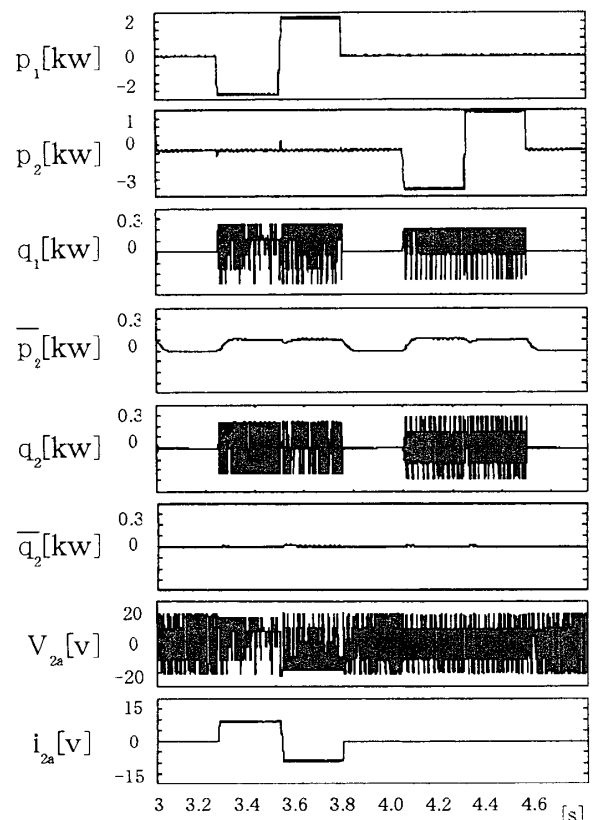


(a) 一次、二次電流波形 ($s = 0, 5\%$ 共通)

図 3 シミュレーション結果



(b) すべり $s = 5\%$



(c) すべり $s = 0\%$

4 実験的検討

4-1 実験システムの構成

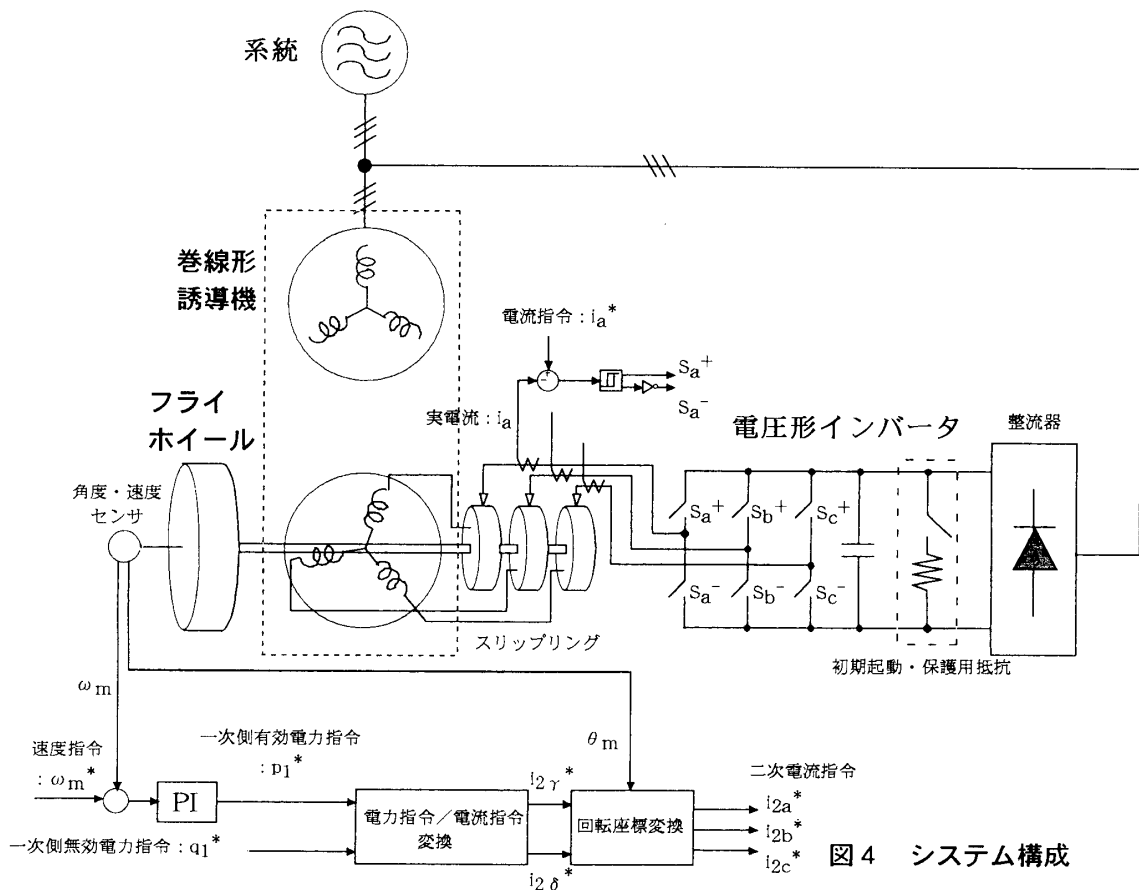
前章の結果に基づいて、図4に示すシステムを構成する。二次励磁変換器には3相電圧形インバータを用いる。スリップリングを介して回転子回路にインバータを接続する。二次電流制御にはヒステリシスコンパレータによる瞬時電流比較制御方式を採用する。その動作は電流指令 i_a^* と実電流 i_a との誤差をヒステリシスコンパレータで比較し、実電流が指令より低ければインバータ上側アームを ON して電流を増やし、逆に高ければ下側アームを ON して電流を減らすものである。以上のような動作を繰り返して、実電流をヒステリシス幅 Δ 内に拘束するものである。この方式の特長としては、追従性がよいこと、ハードウェアが簡単であることがあげられる。回転子の回転数および角度の検出にはロータリーエンコーダを用い、エンコーダパルス信号をカウンタで積算することにより角度を、周波数カウンタにより回転数を検出する。(31) 式から明らかなように、本システムを同期速度を中心にその上下で運転を行う場合、二次側インバータとの間で定常的な有効電力フロ

ーを生じないので、インバータの直流電圧維持用電源にはダイオード整流器を用いることができる。起動時にはインバータはゼロベクトル、すなわち上側または下側のアームを全て ON して二次側を短絡させ、通常の誘導機と同じように起動する。そして回転数が同期速度付近になってから回転数の制御により同期速度を保つようにする。また動作中に何らかの原因で制御不能になり回生電力が生じた場合に備えてインバータの DC バスには保護用抵抗を接続できるようにしておき、DC 電圧の跳ね上がりを防ぐ。

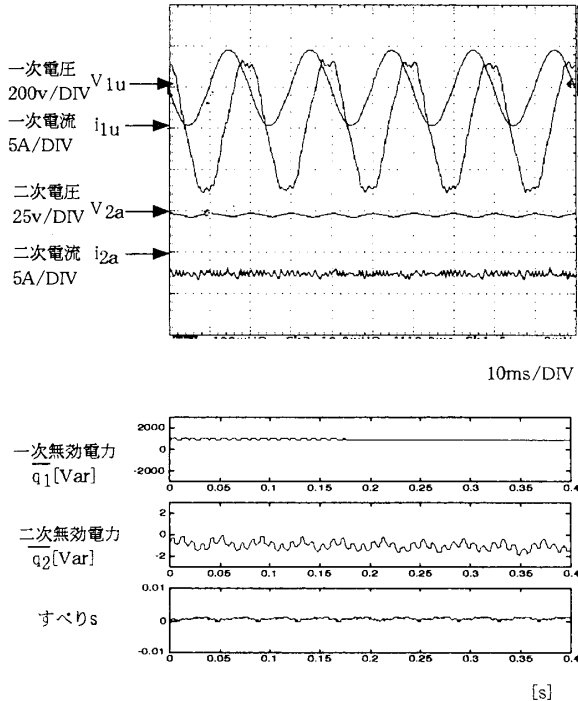
実験結果

4-2-1 無効電力補償実験結果

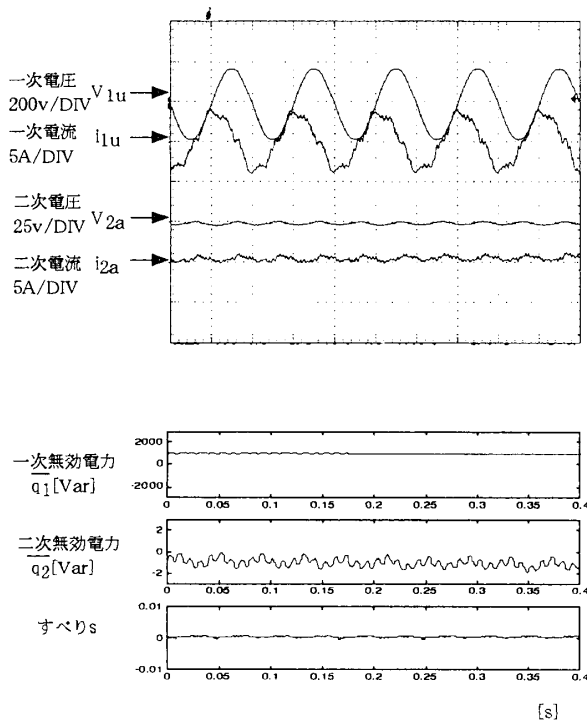
前節に述べたシステムにより、無効電力の補償を行ったときの実験結果を図5に示す。ただし、実験に使用した誘導機は表1に示すパラメータを持つフライホイール付きシステムを使用した。それぞれ、一次電圧 v_{1u} 、一次電流 i_{1u} および二次電圧のスイッチングによる高調波を除いた \bar{v}_{2a} 、二次電流 i_{2a} と、一次と二次の無効電力の高調波成分を除いたものである、 \bar{p}_2 と \bar{q}_2 について示す。



遅れ・進み無効電力を発生した場合にも二次無効電力は一次無効電力に比べて大変小さく結果として一次電圧に対して僅かな大きさの二次電圧で電流制御ができています。



(a) 遅れ無効電力運転時

 $(q_1 = -2.2\text{kVar})$ 

(b) 進み無効電力運転時

 $(q_1 = 1.0\text{kVar})$

図5 実験結果

4-2-2 無効電力増幅率のすべり依存性

すべり s に対する一次、二次無効電力増幅率特性の実験結果を図6に示す。実験は近似的な理論値を与える $(1/s)$ 倍の双曲線を、*印は実測値を表す。二次側無効電力の実測においては、同期速度の付近での諸量の周波数が低くなるために汎用のデジタルメータを使用する事はできない。そこで実波形を制御用 DSP 内に取り込み(2)式の定義により q を演算した後、デジタルフィルタによりその平均値を算出して観測した。理論上すべり s が 0 の時、増幅率は無限大になるが実際は約 600 倍程度になっている。

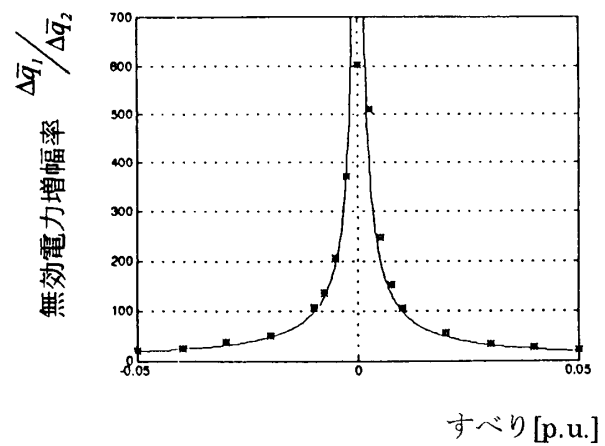


図6 すべりー無効電力増幅度特性

表1 フライホイール誘導機定数

誘導機

容量：2.2kW 極数：4 周波数：50Hz
一次自己インダクタンス：67.8mH
二次自己インダクタンス：69.8mH
相互インダクタンス：66.0mH
一次抵抗：0.468Ω
二次抵抗：1.05Ω (75°C)

フライホイール

慣性モーメント：1.3kg・m²
単位慣性質量：7.3kW・s/kVA

5. あとがき

本稿では可変速駆動される二次励磁同期機の備える電力増幅作用について、解析およびシミュレーション、実験による検討を行ない、以下の点を明らかにした。

- 1) 巻線形誘導機の一次側周波数で回転する $\gamma - \delta$ 座標軸上のモデルに基づいて、定常状態での回転機の一次側、二次側に現れる有効電力、無効電力フローを解析した結果、式(29)～(32)に明らかのように励磁無効電力、二次巻線抵抗で消費される有効電力、二次漏れインダクタンスで生じる無効電力、による効果を除いて考える限り、二次側から一次側への電力増幅効果は、すべりを s として有効電力、無効電力のいずれに対しても等しく $1/s$ 倍である。
- 2) EMTDC によるシミュレーション解析より、励磁無効電力、二次巻線抵抗で消費される有効電力、二次漏れインダクタンスで生じる無効電力の影響も含めて、解析結果の妥当性が確認された。
- 3) 試作装置により、無効電力の増幅効果のすべり s への依存性を実測し、増幅率がほぼ $1/s$ 倍で与えられることが確認された。

以上の検討結果より、二次励磁方式の回転増幅機では二次側に接続される変換装置の発生する有効電力、無効電力のそれぞれに対して、一次側では同等に $1/s$ 倍の増幅作用を備えることが明らかとなった。従来の二次励磁方式の応用事例では有効電力の増幅効果を利用するものが主であったが、無効電力も併せて補償する FACTS 用機器として、応用発展が期待できる。本装置の今後の展開として、二次側のスリップリングを用いることなく非接触で二次励磁を行なうシステムの構成法について検討中である。これについては、別の機会に報告したい。

本研究は、本学大学院連携最先端技術研究センター (JRCH) の研究プロジェクトの一貫として行われたものであり、関係各位に謝意を表す。

参考文献

- (1) 正田、深尾、嶋田、河村；「パワーエレクトロニクス のすべて」 pp.98－105 オーム社 (1995)
- (2) 宮里；「可変速フライホイールで電力を供給」電気学会誌 Vol.116, No.9, pp.611 (1996)
- (3) 高橋、西島羽；「回転機交流励磁方式を用いた万能障害電力補償装置」、電気学会論文誌 Vol.B－107, No.2 (昭 62)
- (4) 力石、嶋田他；「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」、電気学会論文誌 Vol.D－113, No.11 (平 5)
- (5) 難波江；「電気機器学」 pp.64－70 電気学会
- (6) 赤木、金澤、難波江；「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」電気学会論文誌 Vol.B－103, No.483 (昭 59)
- (7) 山岸、松井；「自励式 SVC の無効電力を回転増幅器で増幅する新しい無効電力補償装置」、電気学会全国大会 No.846 , pp.4/219－220 (平 10)