回転機二次励磁方式を用いた万能障害電力補償装置

正 員 高 橋
正 員 西島羽

勲 (長岡技科大)
稔 (長岡技科大)

1. ま え が き

電力系統の規模拡大、長距離送電線の増加に伴い、送変電設備における系統のよりダイナミックな安定度向上対策が望まれている⁽¹⁾。特に高電圧長距離送電線においては、その低損失化のためにダンピング係数が低下し、負荷などの過渡変動に伴う有効電力振動の収束が遅いといった現象が現れてきている。これは、従来の中間調相設備による電圧、無効電力の制御のみでは抑制することが困難となっており、有効、無効電力の同時制御による安定度向上対策が必要である⁽²⁾。

また、最近では負荷の多様化に伴い、それらによって生じる高調波電流の影響が問題となりつつある。特に、電力用半導体素子を応用した各種産業機器、家電製品、電気溶接が普及し、現在では系統内に存在する高調波電流のほとんどは、これらの機器から発生するものであると考えられている。この高調波電流は、系統電圧をひずませるため、フリッカや各種電力用機器の発熱、振動、騒音あるいは誘導雑音障害などの原因となっており、これらの対策が重要な問題である⁽³⁾。

そのほかに、電力供給の高信頼化という観点から考えると系統故障などに伴う瞬時停電、瞬時電圧低下などに対する対策も必要であり、特に電算機、OA 機器などの高信頼性を必要とするシステムに対する無停電化は、今後必修の条件であると考えられる⁽⁴⁾。

このようななかで、近年これら電力系統の諸問題に対する総括した対策法として、障害電力補償の概念が提案され、瞬時的な有効、無効電力の制御による系統

安定度の向上、電力の高品質化、蓄電池をエネルギー供給源とする高信頼電力供給システムなどの種々の研究開発がなされている⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾。

本論文は障害電力補償システムの新たな形態として、回転機およびフライホイールからなるエネルギー貯蔵システムに、電流制御形の PWM インバータを併用した瞬時制御が可能な新しい電力調相システムを提案するものである。本システムはインバータの高速制御性により、系統電流の 1 サイクル内の波形制御が可能となるばかりでなく、0.5 ms 内の高速な有効、無効電力の同時制御が可能である。また、フライホイールによるエネルギー貯蔵は現時点においてその技術がほぼ確立されており、超電導コイルなどによるエネルギー貯蔵に比較して、大容量化が容易でコスト的にも安価に実現できるという利点を有している。そのうえ、本システムは回転機の二次励磁により一次電流の制御を行うため、その構成上従来のインバータを用いた静止形無効電力補償装置やアクティブフィルタに比較して、その変換器容量を数分の 1 に低減することが可能であるという特長を有している。

2. 電力調相システムの構成と制御原理

〈2・1〉 システム構成 本論文で提案する電力調相システムの構成を図 1 に示す。本調相システムには、巻線形誘導電動機と同一構造の回転機 IM/G を使用する。回転機の一次側は直接電力系統に接続され、二次側には電流制御形 PWM インバータが接続される。また回転機本体には、エネルギー貯蔵要素としてのフライホイール FW が接続される。電力系統には、回転機のほかにインバータの直流電力を供給するコンバータおよび障害電力を発生する負荷が接続されるものとする。ただし、本システムにおいては便宜上このコンバータも一種の負荷として取扱う。このように本調相システムは、回転機の二次励磁の手法を用

Universal Power Distortion Compensator Using Secondary Excitation of a Rotating Machine. By Isao Takahashi, Member & Minoru Nishitoba, Member (Technological University of Nagaoka).

高橋 勲: 正員, 長岡技術科学大学

西島羽 稔: 正員, 長岡技術科学大学 [現在(株)明電舎]

図 1 電力調相システムの構成

Fig. 1. Configuration of the power phase modifier.

いることによって一次側の電力フローを連続的に制御し、系統内の障害電力の補償を行う。

〈2・2〉 回転機一次電流ベクトルの制御原理

いま回転機一次電圧、一次電流の瞬時値を $v_{1a}, v_{1b}, v_{1c}, i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}$ とし、また二次電圧、二次電流の瞬時値を $v_{2a}, v_{2b}, v_{2c}, i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}$ とすると各電圧、電流の瞬時値ベクトルは次式のように定義される。

$$v_1 = \sqrt{2/3}(v_{1a} + v_{1b}e^{j2\pi/3} + v_{1c}e^{j4\pi/3}) \dots (1)$$

$$i_1 = \sqrt{2/3}(i_{1a} + i_{1b}e^{j2\pi/3} + i_{1c}e^{j4\pi/3}) \dots (2)$$

$$v_2 = \sqrt{2/3}(v_{2a} + v_{2b}e^{j2\pi/3} + v_{2c}e^{j4\pi/3}) \dots (3)$$

$$i_2 = \sqrt{2/3}(i_{2a} + i_{2b}e^{j2\pi/3} + i_{2c}e^{j4\pi/3}) \dots (4)$$

これらの瞬時値ベクトルを用いて回転機の電圧、電流方程式を表すと次式のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_{11} & pM \\ (p - j\theta_m)M & R_2 + (p - j\theta_m)L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \dots (5)$$

R_1 : 一次巻線抵抗, R_2 : 二次巻線抵抗, L_{11} : 一次巻線自己インダクタンス, L_{22} : 二次巻線自己インダクタンス, M : 一次、二次巻線間相互インダクタンス, θ_m : 回転角速度, $p = d/dt$

図 2 システム構成図

Fig. 2. System block diagram.

一方、回転機的一次鎖交磁束ベクトル ϕ_1 は

$$\phi_1 = L_{11}i_1 + Mi_2 \dots (6)$$

のように表される。ここで、一次励磁分電流ベクトル i_0 を次式のように定義する。

$$i_0 = \phi_1 / L_{11} = i_1 + (M/L_{11})i_2 \dots (7)$$

従って、(5)式の第1行目は、(7)式を用いると

$$v_1 = R_1i_1 + pL_{11}i_1 + pMi_2 = R_1i_1 + pL_{11}i_0 \dots (8)$$

となる。ところで(5)式における二次電圧、二次電流ベクトル v_2, i_2 は、固定子座標系 ($d-q$ 座標系) から見たベクトルであり、実際に回転する回転子座標系 ($\alpha-\beta$ 座標系) から見た二次電圧、二次電流ベクトル v_2', i_2' との間には、次式のような関係が成り立つ。

$$v_2 = e^{j\theta_m}v_2' \dots (9)$$

$$i_2 = e^{j\theta_m}i_2' \dots (10)$$

一方、本調相システムを考える場合、回転機二次側に接続される電流制御形 PWM インバータは、一種の変電流源であると考えることができる。ここで、インバータの電流指令値として、次式のような電流指令ベクトル i_2^* を与える。

$$i_2^* = e^{-j\theta_m}(L_{11}/M)(i_0^* - i_1^*) \dots (11)$$

i_0^* は励磁分電流指令ベクトル, i_1^* は一次電流指令ベクトルを表す。また、 $e^{-j\theta_m}$ は固定子座標系上の電流ベクトルを回転子座標系の電流ベクトルに座標変換することを意味する。従って、(8), (10), (11)式の関係より、本調相システムは図2に示すようなシステム構成図で表すことができる。いま、同図に示す PWM インバータを理想的な可変電流源であると仮定すると、その電流指令ベクトルと出力電流ベクトルとの間には

$$i_2' \doteq i_2^* \dots (12)$$

の関係が近似的に成り立つ。従って、制御系における i_1^*, i_0^* と回転機における i_1, i_0 との間には、次式の関係が成り立つ。

$$i_0 - i_1 \doteq i_0^* - i_1^* \dots (13)$$

ここで、 i_0 は一次電圧ベクトルに変動がなければ一定なベクトルとなるため、 i_0^* をこのベクトルと等しくするように設定すると

$$i_1 \doteq i_1^* \dots (14)$$

となり、回転機一次電流を回転機の状態とは無関係に、その指令値に従って制御することが可能となる。

〈2・3〉 障害電流の補償制御法

いま三相の電圧、電流の瞬時値ベクトルを v, i とし、 v の瞬時位相角を θ_1 とする。ここで、

図 3 補償システムの基本構成図

Fig. 3. Basic block diagram of the compensation system.

v および i を θ_1 で回転座標変換した電圧、電流ベクトル v' , i' を考えると、これらのベクトルは

$$v' = e^{-j\theta_1} v \equiv v_r + jv_s \quad (15)$$

$$i' = e^{-j\theta_1} i \equiv i_r + ji_s \quad (16)$$

のように表される。従って、三相電圧を変動のない正弦波平衡三相交流であると仮定すると、 v' は v_r 成分のみの静止したベクトルとなる。また、このときに流れる電流ベクトル i' の実数成分 i_r は、 v' を基本ベクトルとしたときの有効電力に起因する電流成分となり、また虚数成分 i_s は無効電力に起因する電流成分となる。このことより、本論文では i_r を瞬時有効電流、 i_s を瞬时无効電流と定義する。

ところで、障害電力は基本波有効電力以外のすべての電力であると考えられるため、この電力を発生する障害電流とは、瞬時有効電流の一定直流値以外のすべての電流成分であると考えることができる。従って、障害電力補償システムは系統の瞬時有効電流が常に一定直流値となるように、あるいはその変動が非常に緩やかとなるように補償電流の制御を行えばその目的を達成することができる。図 3 に障害電流を補償するための基本的な制御構成図を示す。同図に示すように、負荷電流ベクトル i_L は電源電圧の瞬時値ベクトルの位相角 θ_1 により回転座標変換され、負荷の有効分電流 i_{Lr} および無効分電流 i_{Ls} に分離される。次に i_{Lr} , i_{Ls} と系統の有効分、無効分電流指令値 i_r^* , i_s^* との差から回転機一次電流の有効分、無効分電流指令値 i_{1r}^* , i_{1s}^* を求める。 i_{1s}^* には、回転機の励磁分電流指令値 i_0^* が加えられ、これらの出力は $e^{j\theta_1}$ により座標変換されて $i_0^* - i_1^*$ の指令ベクトルに変換される。以降は図 2 のシステム構成図にも示したような制御系により、回転機の二次電流指令ベクトルに変換される。

このように各電流を有効分、無効分電流に分離すると電流の基本波成分はすべて直流値として取扱うことができ、系統には i_r^* および i_s^* の直流指令値に従った有効分、無効分電流を流すことが可能となる。ま

た、負荷電流に高調波成分が含まれていると回転機的一次側にはこれを相殺するような逆の電流が流れるため、系統電流の高調波成分が補償される。

ところで、ここでは系統の有効分電流指令値を図 4 に示すような制御構成図で与えることにする。ただし、 ω_m^* は同期速度指令値、 ω_m は回転機の回転角速度を表す。このような制御系を構成すると定常時には、回転機を同期速度の状態に保つことができる。また、同図に示す制御系の伝達関数 G を適当に選択することにより、負荷有効分電流の変化に対する種々の動作が可能となる。例えば、 G を時定数の比較的大きな一次遅れ要素で構成すると、負荷変動に伴う系統側の有効電力変動をゆっくりと指数関数的に変化させることができ、系統に対する外乱を抑えることができる。

一方、系統電流の力率を 1 に保つためには、系統の無効分電流指令値 i_s^* を零とすればよいことがわかる。また、励磁分電流指令値 i_0^* を適当に制御すると、無負荷時における回転機一次側の電圧制御が可能となる。従って、 i_0^* を図 5 に示すような制御構成で与えると定電圧制御が実現できる。ただし、 V_1 は回転機一次電圧、 V_1^* はその指令値であり、系統電圧と等しい値に設定する。また、 I_0^* は、回転機無負荷運転時における励磁分電流指令である。この定電圧制御は、特に系統電圧の変動時あるいは瞬時停電などの補償を行う場合において有効に動作する。さきに述べたように、 i_r^* , i_s^* は系統電流の指令値であるため、瞬時停電の補償は、その期間 i_r^* , i_s^* を零とすることにより達成される。このようにすると回転機内の励磁インダクタンスが一次側の電圧を保持し、負荷の電力を

図 4 系統有効分電流指令値制御構成図

Fig. 4. Control block diagram of the reference active current of the system.

図 5 励磁分電流指令値制御構成図

Fig. 5. Control block diagram of the reference exciting current.

すべて回転機側が供給するため、負荷電流が定常時と同様に流れる。しかし、負荷の有効電力を補償し、フライホイールから大量のエネルギーを放出すると回転速度の著しい低下を招くため、補償するエネルギー量とフライホイール容量を考慮に入れたシステムの制御を行わなければならない。

3. エネルギーフロー解析

回転機の一次、二次側の皮相電力 A_1 , A_2 は、次式のように定義される⁽⁸⁾。

$$A_1 = v_1 \bar{i}_1 \dots\dots\dots (17)$$

$$A_2 = v_2 \bar{i}_2 \dots\dots\dots (18)$$

ここで、 $\bar{i}_1$, $\bar{i}_2$ は i_1 , i_2 の共役ベクトルを示している。上に(5)式の関係代入すると次式を得る。

$$A_1 = R_1 i_1 \bar{i}_1 + L_{11}(p i_1) \bar{i}_1 + M(p i_2) \bar{i}_1 \dots (19)$$

$$A_2 = R_2 i_2 \bar{i}_2 + L_{22}(p i_2) \bar{i}_2 - j \dot{\theta}_m L_{22} i_2 \bar{i}_2 + M(p i_1) \bar{i}_2 - j \dot{\theta}_m M i_1 \bar{i}_2 \dots\dots\dots (20)$$

一方、図2に示すようなシステムを構成した場合、一次、二次電流ベクトルは次式のようにおくことができる。

$$i_1 \doteq i_1^* \dots\dots\dots (21)$$

$$i_0 \doteq i_0^* \dots\dots\dots (22)$$

$$i_2 \doteq (L_{11}/M)(i_0^* - i_1^*) \dots\dots\dots (23)$$

ここで、一次電流ベクトルおよび励磁分電流ベクトルの各指令ベクトル i_1^* , i_0^* を次式のように定義する。

$$i_1^* = I_1^* e^{j(\theta_1 - \phi_1)} \dots\dots\dots (24)$$

$$i_0^* = I_0^* e^{j(\theta_1 - \pi/2)} \dots\dots\dots (25)$$

ただし、 I_1^* , I_0^* , ϕ_1 は一定値とする。(21)式から(25)式の間を(19), (20)式に代入し、それらの実数成分をとると、次式のような一次、二次側の有効電力の関係式を得ることができる。

$$P_1 = \text{Re}[A_1] = R_1 I_1^{*2} + \dot{\theta}_1 L_{11} I_0^* \cos \phi_1 \dots\dots\dots (26)$$

$$P_2 = \text{Re}[A_2] = R_2 (L_{11}/M)^2 (I_0^{*2} + I_1^{*2} - 2 I_0^* I_1^* \sin \phi_1) - (\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_m) L_{11} I_0^* I_1^* \cos \phi_1 \dots\dots\dots (27)$$

ところで、回転機のトルクは次式のように定義される⁽⁹⁾。

$$T = L_{11} i_0 \bullet (-j i_1) \dots\dots\dots (28)$$

ただし、ここで“ $\bullet$ ”はベクトルの内積を表す。(28)式に(21)式から(25)式の間を代入するとトルクは次のように求まる。

$$T = L_{11} I_0^* I_1^* \cos \phi_1 \dots\dots\dots (29)$$

従って、機械的な出力パワー P_m は次式のように求ま

る。

$$P_m = \dot{\theta}_m L_{11} I_0^* I_1^* \cos \phi_1 \dots\dots\dots (30)$$

また、回転機の運動方程式は

$$J p \dot{\theta}_m = L_{11} I_0^* I_1^* \cos \phi_1 \dots\dots\dots (31)$$

となる。ただし、 J は回転機の慣性モーメントを表し、負荷トルクおよび制動係数は零とする。

ここで、回転機の一次、二次側から供給されるエネルギーを E_1 , E_2 , 機械系に供給されるエネルギーを E_m とし、これらの回転速度の変化に対する関係を調べる。いま、回転機の一次、二次銅損および機械系の損失を考慮しないものとする P_1 , P_2 , P_m は、(26), (27)式(30)式(31)式の間より次式のように表される。

$$P_1 = \dot{\theta}_1 J (p \dot{\theta}_m) \dots\dots\dots (32)$$

$$P_2 = -(\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_m) J (p \dot{\theta}_m) \dots\dots\dots (33)$$

$$P_m = \dot{\theta}_m J (p \dot{\theta}_m) \dots\dots\dots (34)$$

従って、 $\dot{\theta}_m$ の初期値を $\dot{\theta}_{ma}$, 最終値を $\dot{\theta}_{mb}$ とし、この区間において上式を定積分すると各エネルギーは次のように求まる。

$$E_1 = J \dot{\theta}_1 (\dot{\theta}_{mb} - \dot{\theta}_{ma}) \dots\dots\dots (35)$$

$$E_2 = -J \dot{\theta}_1 (\dot{\theta}_{mb} - \dot{\theta}_{ma}) + J (\dot{\theta}_{mb}^2 - \dot{\theta}_{ma}^2) / 2 \dots\dots\dots (36)$$

$$E_m = J (\dot{\theta}_{mb}^2 - \dot{\theta}_{ma}^2) / 2 \dots\dots\dots (37)$$

一方、本システムの回転機は定常状態においては同期速度で回転しているため

$$\dot{\theta}_{ma} = \dot{\theta}_1 \dots\dots\dots (38)$$

とおくことができる。

図6はこの各エネルギーと回転速度との関係を表したグラフである。このグラフより、本システムが有効電力を補償し、 $\dot{\theta}_m$ が $\dot{\theta}_1$ から単調に増加あるいは減少する場合は E_2 が常に正值をとるため、二次側への

図6 回転速度とエネルギー変化の関係

Fig. 6. Relations of rotating speed and energy.

エネルギーの回生を生じないということがわかる。すなわち、これは本システムに使用するコンバータをダイオード整流器で構成することが可能であることを意味する。

4. 高調波電流に対するインバータ容量の算定

いま、電力系統に高調波電圧源がないものとし、負荷自体を n 次高調波の電流源であると仮定すると、本システムの n 次高調波に対する等価回路は図7のように表すことができる。ここで、回転機二次高調波電圧 $\dot{V}_{2n}$ はインバータの高調波出力電圧に相当する。 $\dot{I}_{en}$, $\dot{I}_{Ln}$, $\dot{I}_{1n}$ は系統、負荷、回転機一次側に流れる n 次高調波電流を表し、 R_e , X_e は系統の抵抗およびリアクタンスを表す。また、 R_1 , R_2 は一次側より見た回転機の一次、二次抵抗、 X_{11} , X_{12} は一次、二次漏れリアクタンスを表す。 s_n は回転機の n 次高調波に対するすべりであり、次式のように与えられる。

$$s_n = 1 - \omega_n / (\pm \omega_n) \dots\dots\dots (39)$$

ここで、 $+\omega_n$ に対する s_n は正相分 n 次高調波すべりを、 $-\omega_n$ に対する s_n は逆相分 n 次高調波すべりを表す。図7の等価回路からも明らかなように、 $\dot{I}_{Ln}$ と $\dot{I}_{1n}$ が等しければ $\dot{I}_{en} = 0$ となり、系統の高調波電流が補償される。従って、 $\dot{V}_1$ には高調波電圧が発生しないので、高調波成分に対しては $\dot{V}_1$ の端子は短絡として考えることができる。図8は負荷高調波電流、漏れリアクタンスおよび二次高調波電圧の関係を表したグラフであり、(a)図は正相分高調波に対するグラフ、(b)図は逆相分高調波に対するグラフである。ただし、回転機一次、二次抵抗は漏れリアクタンスに比較して小さな値をとるため、ここでは省略している。また、回転機の回転速度は同期速度として求めている。実線のグラフは本システムのグラフである。一

方、破線のグラフはインバータを回転機の漏れリアクタンスに等しいリアクトルを通して系統に接続し、高調波電流の補償を行う場合を仮定したものであるが、このように、本システムに比較して基本波電圧の成分だけ高い二次出力電圧が必要となる。例えば、回転機の一次および二次漏れリアクタンスを 0.1 pu とし、正相分第7次高調波 0.2 pu まで補償しようとするとき、本システムのインバータ容量は $1/5$ 以下でよいことがわかる。

5. 実験結果

図9に実験システムの構成を示す。実験に用いる回転機は3相6極、11 kW の巻線形誘導電動機を使用し、フライホイールには定格回転数において 1.27 kJ のエネルギーの蓄積が可能なものを使用した。インバータにはトランジスタブリッジ1台による電圧形のものを使用し、その電流制御法には、ヒステリシスコンパレータを用いた瞬時値比較方式を採用した。また、障害電力発生負荷としては今回はダイオード整流負荷を使用している。

一方、図10に制御システムの構成を示す。ただし、図の各変換行列は次式のように与えられる。

$$[c_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \dots\dots (40)$$

$$[c_2] = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (41)$$

$$[c_3] = \begin{bmatrix} \cos \theta_m & \sin \theta_m \\ -\sin \theta_m & \cos \theta_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots (42)$$

$[c_1]$, $[c_1]^{-1}$ の演算は、一般的な三相二相変換および二相三相変換であり、 $[c_2]$, $[c_2]^{-1}$ の演算は電源電圧位相角 θ_1 による回転座標変換である。また、 $[c_3]$ の演算は回転機の回転位相角 θ_m による回転座標変換を表す。

図7 補償システム高調波等価回路

Fig. 7. Harmonic equivalent circuit of the compensation system.

図8 高調波電流とインバータ出力電圧の関係

Fig. 8. Relations of harmonic currents and inverter output voltages.

図 9 実験システムの構成

Fig. 9. Experimental system.

図 11, 図 12 は負荷の高調波電力を補償した場合と補償しない場合の実験波形である。また, 図 13, 図 14 はそれぞれの系統電流波形を周波数解析したグラフである。両図の周波数スペクトルからも明らかなように, 第 5 次高調波に対しては 75%, 第 11 次高調波に対しては 50% 程度の改善効果が得られている。第 7 次高調波に対しては, 元来系統電流波形にさほど含まれていないため, 顕著な改善効果は得られていない。また, 今回の実験システムでは簡単な制御回路を使用し, 主回路のインバータが三相電圧形インバータ 1 台による構成であり, かつその電流制御法にヒステリシスコンパレータを用いた瞬時値比較方式を採用したため, 小振幅高調波に対して十分な補償効果は得られていない。

図 15, 図 16 は, 高調波電力を補償しつつ, 系統電流の基本波力率を 0.5 および 1.0 に制御した場合の実験波形である。ここでは, 負荷がダイオード整流器であり無効電力を発生しないため, 系統の無効分電流指令値を変化させることにより無効電力の制御を行った。両波形の比較より, 力率の変化と共に回転機一次電流の振幅が変化し, 従来の同期調相機と同様に無効

電力が制御できる。

図 17, 図 18 は負荷をステップ的に投入および遮断した場合の実験波形である。負荷電流が過渡的に変化しても, 回転機側がその有効電力の変化分を補償するため, 系統電流の過渡変動が抑制され指数関数的に変化していることがわかる。また, 回転機の回転速度が変化し, フライホイールのエネルギーが自動的に制御されている。

今回の実験においては, 速度制御系の時定数を 1 s 程度と長くとしているため, 速度の回復は波形上には認められない。また, 系統電流には指数関数的な変化に加えて若干の振動的な変動が認められるが, これは速度制御系が二次系となるためであり, 適切な制御定数の選択が必要であると考えられる。

図 19 は瞬時停電を想定し, 人為的に行いその補償を行った場合の実験波形である。本来ならば制御系に停電検出回路を付加し, これにより系統電流指令値 i_r^* , i_s^* を零とする構成をとる必要があるが, 今回の実験では, 停電の模擬ということで系統側を遮断すると同時に i_r^* , i_s^* を零とする簡易的な回路を用いた。実験においては, 瞬時停電の期間を 0.3 s, 負荷電流を 11.1 A として行っている。同図のように, 瞬時停電の期間系統電流は零となるが, 回転機内の励磁インダクタンスが一次側の電圧を保持するため, 負荷電流が定常時と同様に流れ続けており, 本調相システムが無停電電源装置として動作していることがわかる。同時に, 回転機側が負荷の有効電力をすべて供給するため, 実験では回転速度が 27% 低下している。

6. む す び

本論文では, 障害電力補償システムの新しい形態を提案しその有効性を明らかにした。本調相システムの特長を列挙すると

(1) 有効, 無効電力の連続的な同時制御を高速に行うことができる。また, 瞬時値ベクトルおよび座標変換の適用により, システムの制御法が非常に簡単で

 図 10 制御システムの構成
Fig. 10. Control System.

図 11 高調波電力補償実験結果 (補償あり)
Fig. 11. Experimental results of harmonic power compensation (compensated results).

図 12 高調波電力補償実験結果 (補償なし)
Fig. 12. Experimental results of harmonic power compensation (non-compensated results).

図 13 高調波スペクトル (補償あり)
Fig. 13. Harmonic spectrum (compensated results).

ある。

(2) フライホイールによるエネルギー貯蔵により、大容量化が容易でコスト的にも安価、また安定な動作が可能である。

(3) 従来のインバータを用いた静止形無効電力補償装置やアクティブフィルタに比較して、その変換器

図 14 高調波スペクトル (補償なし)
Fig. 14. Harmonic spectrum (non-compensated results).

図 15 無効電力補償実験結果 (力率=0.5)
Fig. 15. Experimental results of reactive power compensation (p. f.=0.5).

図 16 無効電力補償実験結果 (力率=1.0)
Fig. 16. Experimental results of reactive power compensation (p. f.=1.0).

容量を数分の 1 に低減することができる。

(4) 過渡的な有効電力変動の平滑化システムとして、あるいは短時間の無停電電源装置としての動作が可能である。

などが挙げられ、ほぼ理想的な障害電力補償システム

図 17 負荷投入補償実験結果

Fig. 17. Experimental results of load switched-on.

図 18 負荷遮断補償実験結果

Fig. 18. Experimental results of load switched-off.

が構成できる。また、各種障害電力の補償実験により本調相システムの制御性能および補償効果が十分検証

図 19 瞬時停電補償実験結果

Fig. 19. Experimental results of power-off compensation.

され、極めて実用的でありコスト的にも実現可能なシステムであることが明らかとなった。

今回の実験システムでは、インバータをトランジスタブリッジ 1 台で構成し障害電力の補償を行ったが、大容量システムを想定する場合は、GTO インバータなどによる多重構成にすることにより、現在では数十 MVA のシステムまで実現可能であろう。

最後に、本研究は文部省科学研究費の下で遂行されたものであり、システムの試作に御協力下さった(株)明電舎 河上仲次氏、渡辺徳行氏、田中日出男氏および関係者各位に謝意を表します。

(昭和 61 年 4 月 24 日受付)

文 献

- (1) 田中:「安定度向上技術」, 電学誌, **104**, 14 (昭 59-11)
- (2) J.D. Rogers, et al.: "30-MJ Superconducting Magnetic Energy Storage (SMES) Unit for Stabilizing an Electric Transmission System", *IEEE Trans. Magnetics*, **MAG-15**, 820 (1979)
- (3) 宮崎:「高調波対策」, 電学誌, **104**, 47 (昭 59-11)
- (4) 甲木:「瞬時電力低下対策」, 同上, **104**, 51 (昭 59-11)
- (5) I. Takahashi & A. Nabae: "Universal Power Distortion Compensator of Line Commutated Thyristor Converter", *IEEE-IAS* (1980)
- (6) 阿藤・赤本, 他:「多重電圧形 PWM 変換器を用いた高調波抑制用アクティブフィルタ」, 電学論 B, **105**, (昭 60-7)
- (7) 奥・関口, 他:「注入回路を用いたアクティブフィルタの検討」, 電気学会半導体電力変換研究, **SPC-85-4**
- (8) 高橋:「空間スイッチング関数を用いた電力変換器の瞬時電圧, 電流, 電力解析」, 同上, **SPC-85-73**
- (9) 難波江, 他: 電気機器学, p. 68 (昭 60-4) 電気学会