高調波吸収同期機の開発および実系統試験

非会員 天満 孝昌 正員 元治 崇 (関西電力)
 正員 小島 武彦 正員 遠藤 研二 (富士電機総研)
 正員 芦澤 厚 (富士電機)
 正員 高瀬 冬人 (摂南大学)

Field Study Results of Harmonics Compensating Synchronous Machine

Takamasa Tenma, Takamu Genji (The Kansai Electric Power Co., Inc.),
 Takehiko Kojima, Kenji Endo (Fuji Electric Corporate R&D Ltd.),
 Atsushi Ashizawa (Fuji Electric Co., Ltd.),
 Fuyuto Takase (Setsunan University)

In recent years, several harmonic problems have been occurred in distribution system by load current harmonics of many smart machines with power electronics technology. Installing LC filters on power systems is conventional technology of reducing voltage distortion. And also, active filter is usually installed on power systems because of the same purpose. However, it is difficult to adjust the parameters of those systems for any kind of power systems, because of a variety of power system configurations. For the above mentioned problem, we have developed a new system which reduce voltages and currents distortion by using synchronous machine. It is named Harmonics Compensating Synchronous Machine. The Harmonics Compensating Synchronous Machine has been studied by the authors, and was confirmed compensating power system 5th and 7th harmonics by using 6kVA trial model. This paper describes the performances of developed 100kVA new machine and its control system using 3.3kV AC transmission line model. Further more this paper also describes field study results of the system installed in an actual 10MVA-distribution substation.

キーワード：高調波，同期機，共振，配電系統

1. ま え が き

パワーエレクトロニクス技術の発展にともない、半導体応用機器などから発生する高調波電流が系統の電圧ひずみを増大させ、機器障害を発生させるなどの問題となっている⁽¹⁾。電力系統での高調波による障害を防止するためには、まず発生源での流出高調波電流対策を講じ（「高調波抑制対策ガイドライン」94'制定）、さらに場合によっては不特定多数の高調波発生源により生じる高調波電圧を抑制する技術が必要となる。

電力系統の高調波低減対策として、現在、広く用いられているLCフィルタは過負荷による焼損の恐れや、系統のインピーダンスの影響を受けやすいという欠点がある⁽¹⁾。アクティブフィルタには、これらの欠点はないが、半導体素子をスイッチング動作させるために、低減する高調波と異なる次数の高調波が発生すること、大規模化に対するコスト、定常運転時の損失の問題などがあげられる⁽¹⁾。

著者らはこのような問題が生じない、同期機を使用した高調波吸収の基礎研究を行い、複数本の界磁巻線を持つ特殊な同期機の界磁巻線に、第6調波を注入することにより電力系統の第5、7調波を吸収できることを実験で確認した⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾。この特殊な同期機を高調波吸収同期機

(Harmonic Compensating Synchronous Machine: HCSM)とよんでいる。

その後、実系統に適用した場合の問題点を検討・解析し、いままでの研究成果をもとに、高調波補償容量100kVAの実規模試作機を開発し、実系統試験を実施したので報告する。

2. 高調波吸収同期機の概要

<2.1>HCSMの概要 従来形同期機は、直軸側に設置された界磁巻線に直流電流を流し、界磁の回転による回転磁界によって、電機子巻線に商用周波数の交流電圧を発生させる。また、発電機が不平衡となった場合に発生する異常電圧の抑制や、過渡時の電力動揺抑制効果を高めるために、制動巻線を界磁巻線側に設けるのが一般的である。

これに対し、HCSMは、従来直流のみを流す界磁巻線に第6調波を重畳させることによって、電機子巻線側に基本波のほかに、第5・7調波を発生させるものである。この第6調波用界磁巻線を複数本とすることによって、系統側に発生した各調波成分の振幅と位相を任意に変更が可能となる。ただし、界磁巻線に発生される交流成分（第6調波）は制動巻線があるとシールドされ高調波吸収を阻害することとそれ自身が過熱して焼損する可能性があることから、制動巻線を設置することはできない。そのために、本来制動巻線を持つ

機能の一部を補うために、試作機では界磁回路の直流回路内に、界磁巻線に流す交流周波数に共振する並列共振回路を設置して、電力動揺の抑制効果を高めている⁽⁸⁾。

表1に従来同期機とHCSMの比較を示す。

表1 従来形同期機とHCSMの比較

Table1. Comparison of the conventional synchronous machine With HCSM.

	従来形同期機	HCSM
界磁巻線数	1相	2相, 3相
界磁印加電圧	直流	直流+交流(6f)
界磁電圧レベル	低圧(通常)	高圧(交流側)
制動巻線	あり(通常)	なし
外形	普通	やや大

<2・2>HCSMの原理 HCSMの高調波吸収の原理を同期機内部の起磁力の観点より示すと以下ようになる。

回転子上から見ると、電機子第5調波電流の作る磁界は、回転子と逆方向に6倍の相対速度で回転する回転磁界であり、第7調波の作る磁界は回転子と同方向に6倍の速度で回転する回転磁界である。これらの磁界を、界磁巻線による起磁力で打ち消せば、空隙部の高調波起磁力は減少し、系統高調波を吸収できる。

従来形同期機を直軸側に設置された界磁巻線より第6調波電圧で励磁すると、回転子上に交番磁界が発生し、等振幅の正・逆両方向の回転磁界に分解される。このため、吸収できる高調波の振幅が制限される。

任意の系統の第5、第7調波電流を吸収するためには、正方向と逆方向の回転起磁力を独立して発生させる必要がある。それには、界磁巻線を横軸側にも設けて、多相の第6調波電圧で励磁し、回転子上に回転磁界を作ればよい。

<2・3>HCSMの高調波吸収制御 従来形同期機の界磁回路は、通常、図1に示すように直軸側に設置された1本の界磁巻線にAVRから発生された直流電圧を印加することによって、電機子巻線側に任意の波高値をもつ3相基本波交流電圧を発生させている。

図1 従来形同期機の界磁回路の構成(原理図)

Fig.1. Configuration of the conventional synchronous machine excitation circuit.

これに対して、HCSMの界磁回路は図2に示すように、直軸磁束と横軸磁束を発生させるために、複数本の界磁巻線を持つ。また、同期機の基本波発生のために、従来形同期機と同様に直軸側には直流電圧を発生させるAVRを設置する必要がある。この直流回路への交流成分の流入を防止する

ために、直流回路側に対策を講じる必要がある。通常は、直流リアクトルなどで交流成分の流入を防止するが^{(4) (7)}、試作機では、前述のとおり制動効果向上のために、従来よりもインダクタンスを小さくしたりリアクトルLとコンデンサCの並列回路を設置することとした。これにより直流回路の応答性を高めるとともに第6調波に関し、直流回路と第6調波回路を分離している。

図2 HCSMの界磁回路の構成(原理図)

Fig.2. Configuration of the HCSM excitation circuit.

HCSMが高調波吸収を行う制御方式を以下のように定義した。

- (1) 受動制御：複数界磁巻線にそれぞれ設置された交流電源の代わりに電源の両端を短絡し、同期機を等価的にLCフィルタと見なせるような構成とする
- (2) 能動制御：電力系統の高調波成分を検出して複数界磁巻線にそれぞれ設置された交流電源の周波数・電圧波高値・位相を調節して検出された高調波成分を打ち消す制御を行う

図3にHCSMを界磁巻線側に投影(第6調波換算)した場合の能動制御の直軸側の等価回路を示す。受動制御時には6f励磁用交流電源を短絡状態とする。横軸についても直流励磁回路が無いだけで、同様に考えることができる。

図3 HCSMの直(d)軸等価回路(6f換算)

Fig.3. d-axis equivalent circuit of HCSM.

ここで、受動制御は、高調波に関する制御は行わず、あらかじめ、HCSMの電機子巻線を短絡した状態で、HCSMの等価インダクタンスと界磁巻線に直列接続したコンデンサによって、第6調波で直列共振状態となるような回路を構成し、LCフィルタのように使用する。ただし、系統に接続された状態では、系統の高調波インピーダンスにより、共振周波数が変化するが、系統の高調波インピーダンスが比較的小さい場合には、ほぼ共振が維持される。

能動制御においては、系統の電圧を検出して系統電圧ひずみを制御目標とする「電圧制御」と系統の電流を検出して系統電流ひずみを制御目標とする「電流制御」の2つの方式がある。両制御方式は、制御対象が違うものの、制御アルゴリズムは同一であることから、図4に示すような回路例によりHCSMが「電流制御」によって界磁電流を決定する方法を以下に述べる。

図4 高調波を含む系統へのHCSMの適用例

Fig.4. Application sample of HCSM to model power system.

ここで、座標系の時間基準は、HCSMのA相端子電圧 e_a が0を負から正へ横切るときとする。

図4より、上位系統への流出電流 i_t は、(1)式に示す通りである。

$$i_t = i_g + i_h \quad \dots \quad (1)$$

ここで、(1)式を直軸、横軸成分に分解してフェーズ表示すると(2)式ようになる。

$$\begin{pmatrix} i_{td} \\ i_{tq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{hd} \\ i_{hq} \end{pmatrix} \quad \dots \quad (2)$$

いま仮に i_t から第5, 第7調波の2つの成分のみに着目して、(3)式のように表すとすると、

$$\begin{aligned} i_{td} &= I_{15} \sin(5\omega t + \phi_{15}) + I_{17} \sin(7\omega t + \phi_{17}) \\ i_{th} &= I_{15} \sin\left(5\omega t + \phi_{15} + \frac{2}{3}\pi\right) + I_{17} \sin\left(7\omega t + \phi_{17} - \frac{2}{3}\pi\right) \dots (3) \\ i_{tc} &= I_{15} \sin\left(5\omega t + \phi_{15} - \frac{2}{3}\pi\right) + I_{17} \sin\left(7\omega t + \phi_{17} + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned}$$

3相/2相変換を行うことにより、 i_t の直軸成分、横軸成分の第5, 第7調波成分は、(4)式となる⁽⁶⁾。

$$\begin{pmatrix} i_{td} \\ i_{tq} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos\omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \dots (4)$$

以上より i_{td}, i_{tq} は(5)式のように表される⁽⁶⁾。

$$\begin{aligned} i_{td} &= I_{15} \sin(6\omega t + \phi_{15}) + I_{17} \sin(6\omega t + \phi_{17}) \equiv I_{td} \sin(6\omega t + \phi_d) \\ i_{tq} &= I_{15} \cos(6\omega t + \phi_{15}) - I_{17} \cos(7\omega t + \phi_{17}) \equiv I_{tq} \sin(6\omega t + \phi_q) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、上位系統への流出電流 i_t の第5, 第7調波成分を0とするための制御を考えると以下ようになる。

仮に、上位系統への流出電流の第5, 第7調波成分

$$\begin{pmatrix} i_{td} \\ i_{tq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i'_{td} \\ i'_{tq} \end{pmatrix}, \text{ HCSMの電機子電流 } \begin{pmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i'_{gd} \\ i'_{gq} \end{pmatrix}, \text{ 高調波源電流 } \begin{pmatrix} i_{hd} \\ i_{hq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i'_{hd} \\ i'_{hq} \end{pmatrix} \text{ とすれば、上位系統への流出電流の}$$

第5, 第7調波成分を0とするために、電機子電流を

$$\begin{pmatrix} \Delta i_{gd} \\ \Delta i_{gq} \end{pmatrix} \text{ だけ変化させる必要がある場合、(6)式が成立する必要がある。}$$

$$\begin{pmatrix} \Delta i_{gd} \\ \Delta i_{gq} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} i'_{td} \\ i'_{tq} \end{pmatrix} \quad \dots \quad (6)$$

また、界磁電流 $\begin{pmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{pmatrix}$ と電機子電流 $\begin{pmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{pmatrix}$ の関係を(7)式と

すると、

$$\begin{pmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\delta & -\sin\delta \\ \sin\delta & \cos\delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{K}_{dd} & \dot{K}_{dq} \\ \dot{K}_{qd} & \dot{K}_{qq} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{pmatrix} \quad \dots \quad (7)$$

上位系統への流出電流の第5, 第7調波成分を0とするため

に必要な界磁電流の変化量 $\begin{pmatrix} \Delta i_{fd} \\ \Delta i_{fq} \end{pmatrix}$ は、(8)式となる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \Delta i_{fd} \\ \Delta i_{fq} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \dot{K}_{dd} & \dot{K}_{dq} \\ \dot{K}_{qd} & \dot{K}_{qq} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \cos\delta & \sin\delta \\ -\sin\delta & \cos\delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_{gd} \\ \Delta i_{gq} \end{pmatrix} \dots (8) \\ &= - \begin{pmatrix} \dot{K}_{dd} & \dot{K}_{dq} \\ \dot{K}_{qd} & \dot{K}_{qq} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \cos\delta & \sin\delta \\ -\sin\delta & \cos\delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i'_{td} \\ i'_{tq} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

よって、系統流出電流の第5, 第7調波成分を検出して、(8)式を実行し、界磁電流を調節することによって系統流出電流の第5, 第7調波成分を0にすることができる。

ただし、(7), (8)式の δ はHCSM端子電圧 e_a と、同期機

のd軸位置との相差角で、 $\begin{pmatrix} \dot{K}_{dd} & \dot{K}_{dq} \\ \dot{K}_{qd} & \dot{K}_{qq} \end{pmatrix}$ は同期機の界磁電流

から系統流出電流検出までの伝達関数である。この伝達関数は、同期機の運用状態や系統状態の変化によって、変化するので、試作機の制御においては、一定時間または外部トリガによって、自動的に調整・演算を行い更新する機能を持たせることとした。図5に試作機の交流励磁制御システムのブロック図を示す。

3. 高圧模擬送電線実験設備による検証試験

富士電機東京工場内にある3.3kV高圧模擬送電線実験設備を使用して試作機の検証試験を実施した。

本検証試験の目的は、高調波補償といった基本機能とともに実系統にHCSMを適用した場合に想定される運用上の問題点や系統故障などの過渡状態におけるHCSMの挙動を確認し、実機適用時の運用方法や過渡時の対処方法について検討を行うものである。

図5 100kVA試作機の交流励磁制御システム

Fig.5. Block diagram of AC excitation control system for the 100kVA HCSM.

検証試験は、以下に示す3項目について実施した。

- (1) 高調波を含む電力系統に試作機を適用した場合の高調波吸収動作の確認
- (2) 電力系統故障時の試作機の過渡特性
- (3) 高調波吸収制御方式の検討

<3・1>試験設備の概要 試験設備として、実系統において50Hz運転が可能な、100kVA HCSM実規模機を試作した。試作機は、高圧模擬送電線設備が50Hz/ 3.3kV、実系統試験が60Hz/6.6kVなので、2重定格として設計を行った。

表2に試作機の諸元を示す。

表2 100kVA試作機の諸元

Table2. Constants of 100kVA trial machine.

	項目	実系統試験	高圧模擬送
電機子巻線	高調波吸収容量	100kVA	同左
	定格電圧	6.6kV	3.3kV
	定格周波数	60Hz	50Hz
	定格電流	8.75A	17.5A
	回転速度	1800rpm	1500rpm
	極数	4	同左
界磁巻線	定格電圧(直流)	55V	同左
	定格電流(直流)	31A	同左
	計画電流(6f) ^{*1}	16.79A	16.72A
	計画電圧(6f) ^{*1}	1600V	1329V

*1 計画界磁電流、電圧とは、試作機を定格回転数で運転中に電機子を短絡して界磁巻線に第6調波電圧を印加し、発電機電機子巻線に基本波定格電流と同等な(実効値が等しい)第5調波成分のみを発生させた場合に必要な界磁電流、電圧。

<3・2>検証試験結果と考察 試験系統は、配電システムをモデル化したもので、系統のLC回路で高調波が拡大されるような場合(図6)、コンデンサを持たない系統(図7)の2種類を使用して、系統上位および負荷端にHCSMを設置した場合の高調波低減効果の比較を行った。また、装置保護の観点から系統故障時のHCSMの過渡挙動についても実験を

行った。

試験結果は、高調波低減効果については、電圧または電流の基本波成分に対する第5及び第7調波成分の割合(%)を電圧または電流ひずみ率と定義して、この値によって評価した。また、過渡挙動については、HCSM端子電圧瞬時値の最大値によって評価した。

図6 試験系統1

Fig.6. Tested power system model No.1.

図7 試験系統2

Fig.7. Tested power system model No.2.

図8は試験系統1の設置点AにHCSMを設置した場合の各制御方式における負荷端電圧と系統電流の波形を比較したものである。また、このときの高調波ひずみ率の比較結果を表3に示す。

図8 各制御方式における瞬時値波形の比較

Fig.8. Comparison of voltage and current waveforms.

表3 各制御方式における高調波ひずみ率の比較

Table3. Comparison of 5th and 7th harmonic components.

	制御なし	受動制御	電圧制御
負荷端電圧 5 次	11.0%(100)	7.13%(64.8)	0.59%(5.4)
負荷端電圧 7 次	1.39%(100)	1.39%(100)	0.36%(25.9)
系統電流 5 次	58.8%(100)	30.9%(52.6)	1.22%(2.1)
系統電流 7 次	7.73%(100)	7.25%(93.8)	0.61%(7.9)

() 内は制御なしを100%とした場合の%値

また、図9は試験系統2の設置点BにHCSMを設置した場合の各制御方式における負荷端電圧と系統電流の波形を比較したものである。また、このときの高調波ひずみ率の比較結果を表4に示す。

図9 各制御方式における瞬時値波形の比較

Fig.9. Comparison of voltage and current waveforms.

表4 各制御方式における高調波ひずみ率の比較

Table4. Comparison of 5th and 7th harmonic components.

	制御なし	受動制御	電圧制御
負荷端電圧 5 次	11.59%(100)	2.96%(25.5)	1.55%(13.4)
負荷端電圧 7 次	5.97%(100)	0.95%(15.9)	0.75%(12.6)
系統電流 5 次	44.5%(100)	8.12%(18.2)	2.63%(5.9)
系統電流 7 次	21.5%(100)	2.10%(9.8)	0.92%(4.3)

() 内は制御なしを100%とした場合の%値

試験結果より、HCSMから系統側を見た高調波インピーダンスが小さい場合(試験系統1)には、受動制御では十分な高調波吸収ができないが、電圧制御を行うことによって十分な高調波吸収が可能であり、比較的高調波インピーダンスが大きい場合(試験系統2)には、受動制御で十分な効果が得られることが確認できた。

次に、ダンパ回路のないHCSMが系統故障時に異常電圧を発生しないことを確認するために、図7に示す系統故障発生点において、3相短絡故障及び2相短絡故障を発生させた(故障点インピーダンス104mH, 故障継続時間100ms)。

図10は、3相短絡及び2相短絡時のHCSM端子電圧の瞬時値波形である。

本試験結果より、平衡・不平衡故障においても端子電圧の異常は見られず、定格の150%以下程度に抑制されていることが確認できた。

(3相短絡時の端子電圧波形)

(2相短絡時の端子電圧波形)

図10 系統故障時のHCSM端子電圧波形

Fig.10. HCSM voltage waveforms during system faults.

4. 実系統(6.6kV配電系統)試験

実系統試験の実施目的は、電力系統にHCSMを適用した場合の高調波吸収動作の確認と、長時間運用時の高調波量やインピーダンス変化に対して、的確な制御が可能であるかについて検討を行うものである。

実系統における試験項目は、以下の通りである。

- (1) 実系統での高調波吸収制御動作確認試験
- (2) 実系統での長時間運用試験

<4・1>実系統試験の概要 試験を実施したS変電所は、1バンク当たり10MVAの基本波容量を持ち、定常的には500A~600A程度の基本波電流が流れている。

過去の測定では、この系統の第5調波電流は約5A程度で、第5調波電圧、電流ひずみとも1%未満である。

図11に実系統試験を行った6.6kV配電系統図を示す。

図11 実系統試験を実施した配電系統の構成図

Fig.11. Configuration of distribution system for field study.

＜4・2＞試験結果と考察 図12はHCSMの高調波吸収制御方式による、変電所の6.6kV母線の第5調波電圧ひずみの低減効果の比較を行ったものである。全く同じ条件で測定することは困難なため、系統や負荷の変化が少ない時間を利用して各種制御方式による高調波吸収実験を行った。

本測定結果を制御方式ごとに電圧ひずみ率の平均値として計算したものを表5に示す。

図12 高調波吸収制御動作確認試験結果

Fig.12. Effects of harmonic compensating control.

表5 制御方式による電圧ひずみ率の比較 (6.6kV5f成分)

Table5. Comparison of 5th harmonic of voltages.

制御方式	制御なし	受動制御	電圧制御	電流制御
電圧歪率	0.283%	0.242%	0.158%	0.141%
	(100)	(85.5)	(55.8)	(49.8)

() 内は制御なし時を100%とした場合の%値

結果から、受動制御では約15%程度、電圧制御・電流制御では、6.6kV母線の第5調波電圧ひずみに関し約50%程度の低減効果が確認された。

図13は、平日の異なる日の同時刻のHCSMを接続した場合としない場合の変電所の6.6kV母線電圧の第5調波電圧ひずみ率の変化を示したものである。よって、両者は、1日の負荷変化という面から見れば傾向は一致するものの、同一ではない。しかし、実系統では、全く条件を同一にすることは不可能なので、条件が同一であると仮定して、この両者の電圧ひずみの平均値を比較した。測定結果を電圧ひずみ率の平均値として計算したものを表6に示す。

図13 長時間運用時の電圧ひずみ率の変化

Fig.13. Long term operation with and without HCSM.

表6 長時間運用時の電圧ひずみ率の比較 (6.6kV5f成分)

Table 6. Comparison of 5th harmonic of voltages (long term).

高調波吸収制御	なし	あり(電圧制御)
電圧ひずみ率	0.272%(100)	0.225%(82.72)

() 内は制御なし時のひずみ率を100%とした場合の%値

図13をみると、13時までは、HCSMによる高調波低減効果は比較的低いが、13時以降は、系統の高調波量やインピーダンス変化に対して、制御パラメータの自動調整機能が的確に働き、効果的に高調波を低減していることが確認できる。

また、長時間運用においても、HCSMは高調波を全体で約20%程度低減していることが確認できた。これは、図13の13時以降に見られるように、補償の有無により、高調波レベルに有意差が表れる時間帯が相当期間続いていることから裏付けられる。

低減率が低いのは、設備容量が、実際の系統全体の高調波容量と比較して小さいことや、電圧ひずみ率が0.5%以下程度で、制御可能な測定の限界であったことなどが考えられる。

5. 結 論

高圧模擬送電線における検証試験とS変電所における実系統(6.6kV配電系統)試験から以下の結論を得た。

- (1) HCSMを受電点(変電所)に設置した場合は電圧制御によって系統の高調波を低減できる
- (2) HCSMを負荷端(需要家端)に設置した場合は受動制御により高調波の系統への流出を低減できる
- (3) 平衡・不平衡故障時の異常電圧は問題となるレベルでない
- (4) HCSMは実系統においても効果が確認され実用化可能である

今回行った一連の試験結果より、HCSMが実系統で運用可能なことが確認され、高調波低減対策の新しい手法として同期機による系統高調波の低減が可能なが証明された。

今後は、大容量化によって懸念される交流励磁回路の高電圧化の抑制とその保護方法、系統インピーダンスを考慮した共振回路の設計とQ値のありかた、装置の設置目的にふさわしい交流励磁回路の最適制御方法などの課題を解決し、本装置の実用化をはかる予定である。

(平成11年06月07日受付, 平成11年12月02日再受付)

文 献

- (1) 「電力系統における高調波とその対策」電気共同研究会, 第46巻, 第2号, 平成2年
- (2) 高瀬他: 「同期発電機の界磁巻線への第6高調波注入による系統高調波吸収方式」, 平成4電気学会全国大会, No. 704
- (3) 高瀬他: 「第6高調波励磁した2台の同期機による系統第5及び第7高調波電流の吸収」電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, No. 70(1993)

- (4) 高瀬他：「系統高調波吸収用同期発電機の試作」，平成5電気学会全国大会，No. 834
- (5) 高瀬他：「第6高調波励磁した2台の同期機による系統第5及び第7高調波電流の吸収」電気学会産業応用部門全国大会講演論文集，No. 15(1994)
- (6) 高瀬他：「第6高調波励磁した同期機による系統高調波の吸収」電気学会回転機研究会資料，RM-92-34(1992)
- (7) 高瀬他：「系統高調波吸収用同期機の試作」電気学会回転機研究会資料，RM-93-97(1993)
- (8) 遠藤他：「高調波吸収同期機の電気制動機構の解析」電気学会電力技術研究会資料，PE97-40(1997)

天満 孝昌 (非会員) 1966年8月15日生まれ。 91年3月豊橋技術科学大学院電気・電子工学専攻修士課程修了。同年関西電力(株)入社。現在、(株)関西テレコムテクノロジーに出向中。
主として、配電関係の研究に従事。

元治 崇 (正員) 1951年1月30日生まれ。 75年3月岡山大学大学院工学研究科修了。同年関西電力(株)入社。85年から同社総合技術研究所勤務。
主として、配電線雷害対策・配電自動化に関する研究に従事。
現在、同所流通設備研究室主席研究員。

小島 武彦 (正員) 1963年5月5日生まれ。 88年3月早稲田大学理工学部電気工学科卒業。同年富士電機(株)入社。現在(株)富士電機総合研究所勤務。
主として、発電機励磁系制御、電力系統シミュレータなどの研究開発に従事。

遠藤 研二 (正員) 1946年4月6日生まれ。72年京都大学工学研究科修士課程修了。同年、富士電機(株)入社。現在(株)富士電機総合研究所勤務。
大型回転機の設計、開発に従事した後、富士電機総合研究所に移籍してからは、永久磁石モータ、リニアモータなど広い分野の新機種開発に従事。
現在、電機技術研究所長。IEEE会員。

芦澤 厚 (正員) 1952年6月1日生まれ。 71年3月北海道立札幌工業高等学校電気科卒業。同年4月富士電機(株)入社。現在富士電機モータ(株)勤務。
主として中形同期機の開発・設計に従事。
現在、技術部発電装置課担当課長

高瀬 冬人 (正員) 1956年3月3日生まれ。 83年京都大学大学院工学研究科博士課程修了。同年日立製作所入社。86年京都大学助手。97年同大学院講師。98年摂南大学助教授。
主として、電子回路の非線形性の研究、メカトロニクスの制御系の研究、同期機の空隙磁束の研究に従事。京大工博。