ローカル信号に基づく可変直列コンデンサの 多機系ダンピング向上制御

正 員 小 林 直 樹 (東京電力)

正 員 原 築 志 (東京電力)

Improvement of Damping on Multi-machine Power Systems by Thyristor Controlled Series Capacitor with Local Signal
Naoki Kobayashi, Member, Tsukushi Hara, Member, (Tokyo Electric Power Co.)

Thyristor controlled series capacitor (TCSC) can improve power system damping. This paper proposes a systematic design procedure based on modal analysis for tuning damping controllers of TCSC. The procedure makes it possible to improve damping in multi-machine power systems by using single input and single output TCSC. In this procedure, the influence to the control input signal caused by output of TCSC can be taken into account. This procedure is used to design TCSC controllers to improve power system damping in 3 machine system and its validity is demonstrated through digital simulations.

キーワード: FACTS, 可変直列コンデンサ, 動態安定度, 固有値解析, 可制御性, 可観測性

1. まえがき

電力需要は増加傾向にあり, 今後も堅調な伸びを続けていくことが予想される。これに伴い, 電源の遠隔化, 大容量化が促進され, 電力系統はますます大規模・複雑化する傾向にある。このような中で, 安定度についても, 系統全体に影響を及ぼすダンピングの悪い電力動揺の発生が懸念されており, PSS や SVC などによる, 安定化制御手法が提案されている^(1, 2)。

一方, 近年, パワーエレクトロニクス技術の発展により, 直列コンデンサとサイリスタ素子の組み合わせにより, 直列コンデンサの容量を高速に制御できるようになり, 海外ではすでに実適用に入っているものもある^(3, 4)。

容量可変の直列コンデンサ(以後可変直列コンデンサと呼ぶ)を利用して, 系統のインピーダンスを直接制御し, 系統を安定化する手法については, 近年盛んに研究がなされ, 複数の発電機の角速度偏差を入力とした制御系設計手法などが提案され, 一般多機系における可変直列コンデンサの電力動揺のダンピング向上効果が確認されている⁽⁵⁾。

このような複数の遠方の信号を入力とする制御系は, 動揺抑制効果は大きい。しかし, 実際の電力系統における制御方式としては, 制御系の信頼度, 情報伝送の観点から, 至近端のローカル情報を制御入力とする分散制御方式の方が望ましい⁽⁶⁾。また, より少ない数の制御入力で, どの程度動揺を抑制可能かについての検討も実用上重要な課題である。そこで著者らは, 至近端の送電線有効電力を制御入力とする可変直列コンデンサの制御系設計手法を提案している^(7, 8)。

以上をふまえ本論文では, まず, 単一制御入力の可変直

列コンデンサの一般多機系におけるダンピング向上制御の制御系設計手法を提案する。本制御系設計手法は, 可変直列コンデンサの設置点と制御入力の選定についてはモード可制御性, 可観測性の考え方^(1, 9)を利用し, 制御系の設計については固有値の変化を用いる。

次に, 本制御系設計手法を用いて, 複数の動揺モードを有する多機系におけるダンピング向上制御を設計した。本制御は, 可変直列コンデンサ至近端の送電線有効電力を入力としてもつ分散制御方式である。設計においては, 特に, 至近端の情報を制御入力とするときに問題となる, 制御系の出力である可変直列コンデンサのインピーダンス変化が制御入力に与える影響を考慮した場合と考慮しない場合について議論した。さらに, 本制御のダンピング向上効果をデジタル・シミュレーションにより検討し, 設計目標値通りのダンピングが得られることを明らかにした。

2. 可変直列コンデンサの制御系設計

制御系の設計は一般に, どのような制御入力を取り, どのような制御出力とするか(どこに制御機器を設置するか)という問題と, 制御系の伝達関数をどう構築するかという問題に分けられる。また, 電力系統のダンピング向上制御を考える場合, 系を線形化した状態方程式で表し, 固有値解析による方法が一般的である。本章では, 固有値解析をベースに, 制御系設計を上記2つの問題に分け, 可変直列コンデンサの制御系設計手法について述べる。

〈2-1〉モード分解による設置点と制御入力の選定

まず, 単一制御入力の可変直列コンデンサの設置を考える。電力系統を運転点近傍で線形化すると, 次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ここに、 x ：状態変数、 u ：可変直列コンデンサの出力（線路補償量）、 y ：可変直列コンデンサの制御入力として使用する観測変数

(1)式を行列 A について対角化すると、次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{z} &= \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n]z + Q^T Bu \\ y &= CPz \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 λ_i ：行列 A の i 番目の固有値、 P, Q ：第 i 列に λ_i に対応する右および左固有ベクトル（それぞれ列ベクトルで、 p_i, q_i と表記する。）を持つ行列

(2)式を固有値 λ_i についてモード展開して表すと図 1 のようになり、 z_i は状態変数の中から λ_i の動揺モードを取り出した変数と考えることができる。つまり、 $|q_i^T B|$ （モード可制御性）が最大なる設置点に直列コンデンサを設置すれば、もっとも小さい出力、すなわちもっとも小さいインピーダンス変化で、対象としたモードの固有値を動かすことが可能となる⁽¹⁾。また同様に、 $|Cp_i|$ （モード可観測性）が最大となる観測変数を制御入力とすれば不安定モードをより忠実に抽出できる。

ただし、線形性が保たれる範囲で制御系のゲインを大きくできれば、モード可観測性の小さい制御入力としても特に問題はない。また、抑制対象としていない他のモードがあまり重畳していない信号を入力とする方が、他のモードにあまり影響を受けずに対象モードだけを抽出しやすい場合もある。さらには、信号の取りやすさ（制御入力の検出点の場所、検出信号の種類）なども現実の制御設計には重要となる。

図 1 状態方程式のモード表現

Fig.1. Modal expression of state equation

〈2・2〉制御系の構築 筆者らは、文献[7]において、1 機無限大母線系統を対象とし、至近端の送電線有効電力を制御入力とする可変直列コンデンサの制御系設計手法を提案しており、その制御系に設けた位相補償量とゲインの調整により、系統のダンピングと同期化力を自由に設定できることを示した。これを固有値解析の立場から見れば、位相補償によって対象とする固有値を自由な方向に動かすとともに、ゲインによって固有値の変化の大きさを指定することに他ならない。したがってこれを一般多機系に拡張すれば、ある動揺抑制対象としたモードに対し、ゲインを指定するとともに、対象モードの固有値の動く方向を指定す

れば、位相補償により所定のダンピングと同期化力を得ることができる。

以上の考え方をもとに、制御系の設計を行う。制御入力 y と出力 u の間に、フィードバック制御系 $-H(s)$ を付加することにより、固有値 λ_i は、

$$\Delta\lambda_i = \angle -R_i H(\lambda_i) \dots\dots\dots (3)$$

の方向に、

$$|\Delta\lambda_i| = |-R_i H(\lambda_i)| \dots\dots\dots (4)$$

だけ変化することがわかる⁽¹⁾。ここで、 R_i は λ_i に対する伝達関数の留数で、次式で表される。

$$R_i = Cp_i q_i^T B \dots\dots\dots (5)$$

制御入出力は前節で選定されているので、 R_i は一定となる。また、制御系のゲイン $|-H(\lambda_i)|$ は最終的に一定の値に選定されるので、(4)式より、固有値の変化の大きさは、 $-H(s)$ の位相に関係なく一定であることがわかる。よって、より小さい制御出力で対象モードのダンピングを改善するには、固有値の変化する方向を考えればよい。これはすなわち位相補償量を最適化することである。対象とするモードの固有値の変化する方向は(3)式で与えられている。ダンピング向上をダンピング比⁽¹⁾⁽²⁾

$$\zeta = -\frac{\text{Re}(\lambda_i)}{|\lambda_i|} \dots\dots\dots (6)$$

の改善で評価することとすれば、 ζ の変化 $\Delta\zeta$ を最大とする方向に固有値を変化させればよい。

ここで、図 2 のように固有値を複素平面に表示する。

図 2 固有値の複素平面表示

Fig.2. Eigenvalue on complex plane

$|\Delta\lambda_i| \ll |\lambda_i|$ であることを考慮し $\Delta\zeta$ を求め、2 次以上の項を無視して整理すると次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta\zeta &= \frac{-\text{Re}(\lambda_i + \Delta\lambda_i)}{|\lambda_i + \Delta\lambda_i|} - \frac{-\text{Re}(\lambda_i)}{|\lambda_i|} \\ &= \frac{|\Delta\lambda_i|}{|\lambda_i|} \sin \alpha \cdot \sin \beta \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

(7)式において $\Delta\zeta$ を最大とする β は

$$\beta = 90[\text{deg}] \dots\dots\dots (8)$$

で与えられる。したがって(3)式、および(8)式より、最適な

位相補償量 $\angle H(\lambda_i)$ は、次式で与えられる。

$\angle H(\lambda_i) = \angle \lambda_i - 90[\text{deg}] - \angle R_i \cdots \cdots (9)$
 ダンピングの悪い固有値は、 $\text{Re}(\lambda_i) \ll \text{Im}(\lambda_i)$ となることから、 $\angle \Delta \lambda_i \approx 90[\text{deg}]$ となるので、

$\angle H(\lambda_i) = -\angle R_i [\text{deg}] \cdots \cdots (10)$
 となるよう、位相補償量 $\angle H(\lambda_i)$ を調整することになる。

その後、所望のダンピング比 $\Delta \zeta$ を決めれば、制御系のゲインが求められ、制御系が完成する。

3. 数値例(1)

本章では、例題として3機系統を取り上げ、提案する制御系設計の効果を検証する。

〈3・1〉 モデル系統 対象とするモデル系統を図3に示す。固有値解析を行った結果、表1に示すような2つの電力動揺モードの固有値が得られた。以下では、モデル系統の送電線1箇所に変可直列コンデンサを設置してモード1の電力動揺を抑制する制御系の設計を行う。

図3 3機モデル系統
 Fig.3 3 machine model system

表1 モデル系統における電力動揺モードの固有値

Table 1. Eigenvalue in the model power system

モード	固有値	主に関与する発電機
1	$-0.161 \pm j2\pi \times 0.513$	G1, G2
2	$-0.137 \pm j2\pi \times 0.376$	G1, G3

〈3・2〉 可変直列コンデンサモデルと制御系設計 2章の制御系を実現する制御ブロックとして図4を提案する⁽⁷⁾。制御系は制御入力の変化分を取り出すためのシグナルリセット、2段の位相補償、定常ゲインからなる。位相補償量は最大でも90[deg]であるため、位相補償は2段で十分である。なお、制御入力の時間遅れを考慮した検出遅れも制御系に含めている。

図4 可変直列コンデンサの制御系ブロック図
 Fig.4. Control block diagram of TCSC

まず、図3のモデル系統における、モード1およびモード2のモード可制御性 $|q_1^T B|$ 、 $|q_2^T B|$ 、モード1およびモード2のモード可観測性 $|Cp_1|$ 、 $|Cp_2|$ を求め、これらのうち大きいものから順に図5および図6にまとめた。

図5 モード可制御性の計算値
 Fig.5. Calculated values of modal controllability

(a)モード1のモード可観測性

(b)モード2のモード可観測性

図6 モード可観測性の計算値

Fig.6. Calculated values of modal observability

制御出力，すなわち可変直列コンデンサの設置点は図5のモード可制御性がB2で最大となったことより，B2のB母線側とする。また，制御入力については，図6(a)より検出が容易な線路有効電力を考えた結果，B6が最大となり，B2，B3，B4，B5がほぼ同一となった。B4，B5，B6は遠方であること，また図6(b)よりB2にはモード2が重畳していることから，ほぼ同じ効果が得られ，かつモード2の可観測性が小さく，これを分離可能な送電線B3のB母線側の有効電力を選んだ。

次に，この設置点と制御入力に対するモード1の $\angle R_1$ を(5)式より，位相補償量 $\angle H(\lambda_1)$ を(9)式より計算すると，

$$\angle R_1 = -80.1[\text{deg}] \cdots \cdots (11)$$

となり，また，

$$\angle \lambda_1 = 92.9[\text{deg}] \cdots \cdots (12)$$

なので，

$$\angle H(\lambda_1) = 83.0[\text{deg}] \cdots \cdots (13)$$

の進み補償をすればよい。

次に具体的な制御定数を決定する。検出遅れは0.01[sec]程度と考えられる。また，シグナルリセットの時定数はシステムの動揺周波数に影響を及ぼさない程度とし，発電機のPSSと同程度の5[sec]とする。このとき，対象モードにおける検出遅れとシグナルリセットの位相進みは1.7[deg]となる。

最後に，位相補償の時定数を決定する。位相補償1段の位相進みを θ とおくと，一次進み遅れ要素の位相が安定する領域では周波数と位相進みはシステムの動揺周波数を $\omega[\text{rad}]$

とおくと次式で表せる⁽⁷⁾。

$$\left. \begin{aligned} \omega &= 1/\sqrt{T_1 \cdot T_2} \\ \theta &= \sin^{-1} \left(\frac{T_1/T_2 - 1}{T_1/T_2 + 1} \right) \end{aligned} \right\} \cdots \cdots (14)$$

所望の位相補償は1段あたり， $(83.0-1.7)/2=40.65[\text{deg}]$ ，またモード1の動揺周波数 $\omega=0.513 \cdot 2\pi[\text{rad}]$ を(14)式に代入し T_1 および T_2 を求めると，

$$T_1 = 0.68[\text{sec}], T_2 = 0.14[\text{sec}] \cdots \cdots (15)$$

となる。また，ダンピング比を0.05から0.15まで0.1改善することを目標とし，ゲインについては0.0025とした。直列コンデンサの容量は送電線リアクタンスの25%の補償度とした。

〈3・3〉効果の確認と高周波振動の重畳 本節では，前節で設計した制御系の効果をデジタルシミュレーションにより検証する。

図3のモデル系統において，前節で設計した可変直列コンデンサ制御を組み込んだ場合と，制御を行わない場合について，母線Bの3LG(70msec 継続)が発生した時のG2の内部位相角(G1基準)の動揺波形を図7(a)に，可変直列コンデンサの出力を図7(b)に示す。

(a)発電機G2の位相角

実線：可変直列コンデンサあり 破線：可変直列コンデンサなし

(b)可変直列コンデンサの出力(ΔXc)

図7 シミュレーション結果

Fig.7. Simulation results

図7から、モード1については制御系により安定化傾向にあることがわかる。しかし、高周波の振動が重畳しているため、制御系を含む系全体の固有値を計算したところ、実部が正の固有値が新たに発生した。この不安定モードに対する固有ベクトルは、可変直列コンデンサ制御系内の状態変数に相当する要素が大きいたことがわかり、可変直列コンデンサの出力（インピーダンス変化）が制御入力であるB3の有効潮流に与える影響を無視したことにより系が不安定になることがわかった。この高周波の不安定モードにより、図7(b)のように制御出力(ΔX_c)はリミットで頭打ちになっているため、動揺モードの固有値はほぼ所望の値が得られているものの、時間域では安定度向上が目標に達していないことがわかる。したがって、可変直列コンデンサにおいて、至近の有効電力を制御入力とする場合、状態方程式の段階で、可変直列コンデンサの出力が制御入力に与える影響を考慮して制御系設計を行う必要がある。

4. 制御入力に与える影響を考慮した制御系設計

ここでは3章で得られた考察をもとに、可変直列コンデンサの出力が制御入力に与える影響を考慮した制御系設計を提案する。設置点と制御入力の選定については、〈2・1〉節の結果がそのまま適用できるので、ここでは、制御系の構築について述べる。

〈2・2〉節に従って、(1)式をもとに設計された制御系 $-H(s)$ を含む状態変数線図を書くと図8の実線部分のようになる。一方、可変直列コンデンサの出力が制御入力に与える影響を考慮した状態方程式は次式のように表現され、追加項Dは図7の点線部分に対応する。

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \dots\dots\dots (16)$$

つまり、(1)式をもとに設計された $-H(s)$ は(16)式におけるD行列を考慮していないので、図8における y を制御入力とした場合の設計に相当する。

可変直列コンデンサの制御系

図8 制御系を含む状態変数線図

Fig.8. State variable block diagram with feedback control system

以上より、Dを追加した場合でも追加前の状態線図と等価となるように制御系 $-H(s)$ を修正すれば、Dを考慮した

制御系をつくることができる。これは、図9に見るように点線で囲まれた $H_{new}(s)$ であり、可変直列コンデンサの制御入力に与える影響を考慮した制御系である。

図9 提案する制御系を含む状態変数線図

Fig.9 State variable block diagram with proposed feedback control system

制御入力を送電線有効電力とした場合、Dは、可変直列コンデンサに対する送電線有効電力変化の感度係数であるので、文献[5]に示された、可変直列コンデンサに対する発電機有効電力出力変化の感度係数を求める方法で比較的簡単に算出可能である。また、可変直列コンデンサを流れる有効電力の変化が小さいとみなせば、D行列の要素は実定数となるので、図9フィードバックは定常ゲインフィードバックとなる。

5. 数値例(2)

〈5・1〉単一モードの動揺抑制効果 ここでは4章で提案した制御系の制御効果をディジタルシミュレーションにより検証する。シミュレーション条件はすべて、3章と同一とした。送電線B3の有効電力に対するDの要素は128.3となり、制御系は図10となる。

図10 提案する制御系

Fig.10. Proposed feedback control system

可変直列コンデンサに図10の制御系を組み込んだ場合について、母線Iの3LG(70msec 継続)が発生した時のG2の内部位相角(G1基準)の動揺波形を図11(a)に、可変直列コンデンサの出力を図11(b)に示す。

実線：可変直列コンデンサあり 破線：可変直列コンデンサなし

(a) 発電機 G2 の位相角

(b) 可変直列コンデンサの出力(ΔXc)

図 11 シミュレーション結果

Fig.11. Simulation results

図 11 から明らかなように、制御系の出力に図 6 に示したような高周波の振動が重畳せず、時間域の波形からもモード 1 が抑制されていることがわかる。

モード 1、およびモード 2 に対する制御後の固有値とダンピング比の設計目標値と実績値を表 2 に示す。

表 2 制御後の固有値とダンピング比

Table 2. Eigenvalue and damping ratio

with proposed control		
モード	固有値	ダンピング比
(設計目標値)		
1	$-0.484 \pm j2\pi \times 0.511$	0.15
(実績値)		
1	$-0.455 \pm j2\pi \times 0.510$	0.142
2	$-0.179 \pm j2\pi \times 0.379$	0.075

モード 1 については、設計値と実績値は誤差 5%程度で一致しており、モード 1 に対する非線形性による誤差、および可変直列コンデンサ通過有効電力の変化による、D 行列の要素の変化は小さく、ほぼ目標通りの制御系が得られることが明らかになった。また、制御対象としなかったモード 2 の固有値の動きはモード 1 に比べ小さい。これは、 $\langle 3 \cdot 2 \rangle$ に述べたように、制御系設計時にモード 2 に対応する可観測性がモード 1 の可観測性に比べ小さくなるように観

測信号を選んだためである。したがって、各モードの可制御性と可観測性を考慮した本制御手法においては、他のモードへの影響は、対象モードの固有値の動きに比べ小さく設計できる。このことは、複数のモードが個別に安定化可能であることを示唆している。

$\langle 5 \cdot 2 \rangle$ 複数モードの動揺抑制効果 $\langle 5 \cdot 1 \rangle$ での知見をもとに、単一の可変直列コンデンサで、モード 1、2 の両方のモードを同時に抑制することを考える。具体的には、モード 2 を対象として設計した制御系を、図 9 のモード 1 を対象とした制御系に並列に付加し、両方の制御系の出力の和を可変直列コンデンサの出力とする制御系とした。モード 2 を対象として制御系の制御入力については、図 5 より、検出が容易な線路有効電力を考えた結果、B11、B13、B9 は遠方であること、B2 にはモード 1 が重量が大きいことから、送電線 B8 の B 母線側の有効電力を選んだ。この時のモード 2 に関する制御系の制御定数はモード 1 と同様の設計手法に従い、それぞれ以下の通りとなった。

$$T_1 = 0.87[\text{sec}], T_2 = 0.20[\text{sec}], \text{Gain} = 0.0025, D = 120.0$$

母線 I の 3LG(70msec 継続)が発生した時の G2 と G3 の内部位相角 (G1 基準) の動揺波形を図 12(a),(b)、可変直列コンデンサの出力を図 12(c) に示す。また、モード 1、およびモード 2 に対する制御後の固有値とダンピング比の設計目標値と実績値を表 3 に示す。

(a) 発電機 2 (モード 1) の動揺

(b) 発電機 3 (モード 2) の動揺

実線：可変直列コンデンサあり 破線：可変直列コンデンサなし

図 12 複数モードの動揺抑制例

Fig.12. Damping improvement of multi mode oscillation

表3 制御後の固有値とダンピング比
Table 3. Eigenvalue and damping ratio
with proposed control

モード	固有値	ダンピング比
(設計目標値)		
1	$-0.484 \pm j2\pi \times 0.511$	0.15
2	$-0.237 \pm j2\pi \times 0.376$	0.10
(実績値)		
1	$-0.423 \pm j2\pi \times 0.500$	0.126
2	$-0.202 \pm j2\pi \times 0.384$	0.083

図12より、両方のモードが効果的に抑制されていることから、複数モードの抑制に対する本手法の適用可能性を示している。表3のように、固有値については、対象としないモードが若干残ることにより、設計目標値からのずれが生じているが、さらに整合化をはかるためには非干渉化の検討が重要である。

6. むすび

以上、本論文では、単一制御入力の変直列コンデンサの一般多機系におけるダンピング向上制御の制御系設計手法を明らかにした。本手法の適用により、至近端の観測変数を制御入力とした変直列コンデンサのダンピング向上制御の制御系を、体系的に設計することが可能となる。また、至近端の観測変数を制御入力するとき問題となる、制御系の出力が制御入力に与える影響まで考慮することにより、制御系による高周波振動の不安定現象を防止できることを明らかにした。さらに、時間域解析により、2つの動揺モードをもつ3機モデル系統において本制御の有効性を確認した。

今後の課題としては、他のモードへの影響を考慮した制御系設計手法、直列コンデンサの多地点設置による複数モードの動揺抑制制御などが挙げられる。また、最後に示した複数モードの抑制についてはモード非干渉制御や、 H_∞ 制御など新しい制御の適用可能性についても検討していきたい。

(平成8年1月25日受付、平成8年4月26日再受付)

文 献

- (1)岡本, 栗田, 小林, 関根:「電力動揺抑制のための SVC 設置箇所の選定について」, 電気学会電力技術研資 PE-94-110
- (2)道上:「連系統の長周期動揺を抑制する複数 PSS の開発と動揺モデルに関する研究」電学論 B, Vol.115, No.1 (平成7年)

- (3)N.Christl, R.Hedin, P.E.Krause and S.M.Mckenna: "Advanced Series Compensation with Thyristor Controlled Impedance", CIGRE, 14/37/38-05 (1992)
- (4)A.J.F.Keri, B.J.Ware, M.Chamia and P.Harvarsson: "Improving Transmission System Performance using Controlled Series Capacitors", CIGRE, 14/37/38-07 (1992)
- (5)岡本, 横山, 関根:「可変インピーダンス型電力系統の安定化制御手法とその可変直列コンデンサ補償系統への適用」電学論 B, Vol.115, No.11 (平成5年)
- (6)大橋, 小柳, 瓜生「 H_∞ 制御を用いた分散型発電機制御による多機電力系統安定化」, 平成6年電気学会 B 部門大会, No.10
- (7)原, 栗田:「サイリスタ付直列コンデンサの安定度向上制御の設計手法と効果に関する基礎的検討」平成5年電気学会全国大会, 1153
- (8)原, 小林, 武井, 田能村, 小柳, 小向:「直列コンデンサのオンオフ離散制御による系統安定度向上」電学論 B, Vol.115, No.11 (平成7年)
- (9)岡本, 横山, 関根:「可変インピーダンス機器 (VIPS 機器) 設置箇所選定のための評価指標」, 平成5年電気学会 B 部門大会, 論文 II
- (10)Q.Zhao, J.J.Jiang: "Robust SVC Controller Design for improving Power System Damping", Paper 95 WM 172-7 PWRs, IEEE/PES Winter Meeting, New York, January (1995)

小林 直樹 (正員) 昭和41年9月19日生。平成3年3月東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月、東京電力(株)入社。現在、同社電力技術研究所絶縁・機器研究室にて、系統機器に関する研究に従事。電気学会論文賞(平成8年)受賞。

原 築志 (正員) 昭和29年2月10日生。昭和52年東京工業大学工学部電子工学科卒業。昭和54年同大学大学院電気工学修士修了。同年4月東京電力(株)入社。直流送電の技術開発、冬季雷研究の後、電力技術研究所で系統機器、超電導の研究に従事。現在、開発計画部課長。工学博士。

電気学会論文賞(昭和62年)、進歩賞(平成4年)受賞。低温工学協会、応用物理学会会員。

討 論

荒 井 純 一 (東芝)

可変直列コンデンサ制御系の設計手法の提案としては、大変興味のある論文であると考えます。

一般に制御をかける場合、その制御ループも含めて安定化させること、つまり制御系のパラメータ選定を検討すると思います。しかし本論文では、その手順と異なり、まず制御ループを入れずに検討されています。あえてそのようにする意味は何でしょうか？

回 答

小 林 直 樹・原 築 志 (東京電力)

元の状態方程式において D 行列が 0 行列であれば、本論文 2 章および 3 章に示した方法、すなわち質問事項でいう、制御ループを入れない検討で安定化可能です。本論文で取り扱う可変直列コンデンサの場合、D 行列が 0 行列でないため、制御系にフィードバックを持たせて等価的に D 行列要素の効果をキャンセルさせることにより、あくまでも制御ループを入れない検討をベースに安定化を図っているという特徴があります。この設計の手順を明確にするためにまず、制御ループを入れない検討を行いました。