平衡三相可変インダクタンスの過渡電力特性

正員 船 渡 寛 人 (宇都宮大学)

正員 神 山 健 三 (宇都宮大学)

正員 河 村 篤 男 (横浜国立大学)

Transient Power Characteristics of Balanced Three-Phase Variable Inductance

Hirohito Funato, Member, Kenzo Kamiyama, Member (Utsunomiya University), Atsuo Kawamura, Member (Yokohama National University)

Inductance has particularly important role in power circuits. Authors have proposed the Variable Active-Passive Reactance(VAPAR) which can produce a virtual variable inductance. In this paper, the transient power characteristics of a balanced three phase variable inductance is analyzed using instantaneous active and reactive power theorem. When an ideal voltage source or an ideal current source is connected with a balanced three phase variable inductance, the transient power is analyzed theoretically, then the results are verified through simulations. In the other cases, it is difficult to solve the transient power, however it is clarified that the transient power characteristics can easily estimated from the results of the simulations where an ideal voltage source or an ideal current source is connected with a balanced three phase variable inductance. Experiments are also carried out to verify the theoretical analysis and simulations.

キーワード：三相インダクタンス, 可変インダクタンス, 瞬時有効無効電力, 電子負荷装置

1. ま え が き

リアクタンス, 特にインダクタンスは電力回路においては大変重要な役割を持っている。インダクタンスがゼロであることが理想の場合とインダクタンスを回路素子として積極的に活用する場合とがある。例えば, 前者では電動機や変圧器の漏れインダクタンス, 後者では整流器の平滑リアクトルなどの場合が考えられる。

筆者らが従来から提案しているアクティブパッシブリアクタンス回路 (Variable Active-Passive Reactance circuit, 以下本論文では VAPAR と呼ぶ)⁽¹⁾⁽²⁾は仮想リアクタンスを発生させることができるパワーエレクトロニクス応用回路であり, その特徴のひとつとして可変リアクタンスを実現できることがあげられる。電力回路に用いることができ, かつ, 非常に応答の早い可変リアクタンスの実現は電力回路の新しい用途を開くものと予想され, 文献(3)(4)においてインピーダンス制御による電力潮流制御の提案を行った。可変インダクタンスは通信分野では周波数変調などに用いられてきた。しかし, 電力分野において従来は用いられなかったため, 電力用途を前提とした解析は筆者らの知る限りでは行われていない。

本論文は可変インダクタンス, 特に平衡三相可変インダクタンスを電力回路に用いる場合の基本特性について, 電

力用途の観点から解析することを目的としている。

まずはじめに可変インダクタンス単体の電流電圧特性を述べ, VAPAR による可変インダクタンスの実現法について説明する。次に, 平衡三相可変インダクタンスの電力特性を考える。可変インダクタンスを用いた回路は, パラメータ変動を伴う時変回路となるためその解析は容易ではない。本論文では平衡三相可変インダクタンスについて, まず電圧源および電流源に接続した場合の瞬时无効電力および瞬時有効電力の解析解を示す。さらに, 解析結果はシミュレーションにより妥当性を確認する。外部に任意の回路が接続された場合の電力特性を解析的に示すことは困難であるが, 外部に抵抗と電圧源を接続した場合の電力特性をシミュレーションにより明らかにし, 電圧源接続と電流源接続の結果から類推できることを示す。

以上の結果を確認するために, デジタル制御を用いた VAPAR により実現した仮想平衡三相可変インダクタンスの電力特性実験を行う。実験の結果, 解析とシミュレーションは妥当であることを実証する。

2. 可変インダクタンス

〈2・1〉可変インダクタンスの特性 図1のような可変インダクタンスを考える。実際の巻線で構成された, 時間変化可能なインダクタンス $L_v(t)$ を持つインダクタの端子

図1 可変インダクタンス
Fig. 1. Variable inductance

図2 VAPARによる可変インダクタンスの実現
Fig. 2. Realization of variable inductance using Variable Active-Passive Reactance (VAPAR)

電圧 v と電流 i は、良く知られている通り(1)式に従う。ここで、 Φ は鎖交磁束でありインダクタンス動作の基本を成すものである。

$$v = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{dL_v(t)i}{dt} \dots\dots\dots (1)$$

時間変化しないインダクタは、インダクタンス L の大きさが一定のため下式に従う。

$$v = L \frac{di}{dt}$$

しかし、可変インダクタンスの場合は $L_v(t)$ も時間変化するため(1)式のような表記にしなければならない。以下、本論文において L_v は可変インダクタンスとし、時間関数を示す (t) の表記を省略する。

〈2・2〉可変インダクタンスの実現 巻線型インダクタでインダクタンスを可変するためにはコアを可動にして外力により出し入れする、などの方法がある。インダクタンスを変化させるといことは、同一の電流で発生する磁束が変化することである。

一方、筆者らはVAPARを提案し⁽¹⁾、仮想的にインダクタンスを発生できることを示してきた。図2がVAPARの基本回路であり、連系用のインダクタンスと制御電圧源で構成される。外部から見てインダクタンスとなるように制御電圧源を制御することにより、仮想的に可変インダクタンス L_v を実現することができる。

実際の回路は図3に示すような回路であり、制御電圧源としてインバータを用いる。制御アルゴリズムは、まず端子電圧 v_t から次式を用いて電流指令 i_{ref} を作成する。

図3 VAPARの実際の回路構成
Fig. 3. Actual implementation of VAPAR

$$i_{ref} = \frac{1}{L_v} \int v_t dt \dots\dots\dots (2)$$

この指令に従って、フィードバック電流制御を行うことにより仮想的に可変インダクタンスを実現する。

VAPARは仮想的にリアクタンスを実現するものであり、その特性は駆動点インピーダンス関数で表現される。駆動点インピーダンス関数は伝達関数のように二端子対間の入出力関係を表す回路関数と異なり、ある一端子対の電圧電流関係を表している⁽⁵⁾⁽⁶⁾。この場合、電圧・電流のどちらが入力・出力という明確な区別を付けることはできない。特に伝達関数の場合と異なるのは安定性で、駆動点インピーダンス関数の場合は極・零点共に複素平面の左半平面上に存在しなければ安定とはならない(付録および文献(7)~(9)など参照)。

図3のVAPARで仮想可変インダクタンスを実現する場合、電流制御に比例積分制御を用いる時の駆動点インピーダンス関数 Z_v は以下の式となる。ただし、 L_o, R_o は連系インダクタのインダクタンスおよび抵抗成分、 K, τ はそれぞれ電流制御器のゲイン、時定数である。

$$Z_v = sL_v \frac{s^2\tau L_o + s\tau(K + R_o) + K}{s^2\tau L_v + s\tau K + K} \dots\dots\dots (3)$$

Z_v はある周波数まで所望インダクタンス L_v の特性を示し、その周波数を越えるとインピーダンスの大きさと位相が変化して十分高い周波数では連系インダクタンス L_o の特性となる。

本論文では、回路の安定性を重視し、VAPARの駆動点インピーダンス関数の極・零点共に複素平面上の左半面で虚部を持たない配置となるようなゲイン・時定数とし、具体的な値は試行錯誤的に決定した。回路の動作周波数に比べて、VAPARの駆動点インピーダンス関数が十分高い周波数まで所望インダクタンスとして動作するように制御ゲインおよび時定数を設定すれば、VAPARを理想インダクタンスとして解析してもよい。従って、理論解析においては、可変インダクタンスを抵抗成分が無視でき十分高い周波数まで所定のインダクタンスとして動作する理想的なインダクタンスとして扱った。

図4 平衡三相可変インダクタンス
Fig. 4. Balanced three phase variable inductance

可変インダクタンスの電圧方程式は、(1) 式の通りであり、この式を時間積分すれば

$$\int v dt = L_v i \quad \dots\dots\dots (4)$$

となる。両辺を L_v で割れば、(2) 式と同一の形となるため (2) 式はインダクタンスが可変の場合でもそのまま使用できる。従って、(2) 式で計算した電流指令を元に電流を制御することにより VAPAR は可変インダクタンスとなる。

3. 平衡三相可変インダクタンスの電力特性

図4のような平衡三相可変インダクタンスを考える。各インダクタンスに流れる電流をそれぞれ i_u, i_v, i_w とし、インダクタンス両端の電圧を v_{tu}, v_{tv}, v_{tw} とする。三相可変インダクタンスを含めた回路全体が三相平衡だとすると、インダクタンスの電圧、電流も平衡となるので pq 理論⁽¹⁰⁾により瞬時有効無効電力を論じることができる。平衡三相正弦波印可時の定常状態において L_v が一定の時は、通常のインダクタンスと全く同じであるから有効電力は0、無効電力は電流振幅に比例した一定値となる。しかし、インダクタンスが時間変化する回路は線形ではあるが時変系となるため、一般的で定量的な考察は難しい。そこで、まずはじめに図5(a)(b)のように平衡三相可変インダクタンスを大きさ一定の電圧源および電流源に接続した場合の電力特性を解析的に求め、シミュレーションで検証する。その後、より一般的な場合についてシミュレーションを通して考察する。

なお、本論文においては以下のような仮定を置いた。

- (1) 平衡三相可変インダクタンスが変化する直前に、回路は定常状態に達していること。
- (2) 平衡三相可変インダクタンスが変化している際に、電源の振幅及び位相は一定であり、インダクタンスのみが変化すること。

このような仮定は、電力回路、特に電力システムに应用するには十分実用的な仮定だと思われる。

〈3・1〉 電圧源接続 図5(a)のように、平衡三相可変インダクタンスが電圧振幅一定の平衡三相電圧源に接続さ

(a) 電圧源接続 (b) 電流源接続

(c) 外部抵抗が存在する場合

図5 平衡三相可変インダクタンスシミュレーション回路 (電圧源電流源接続の場合)

Fig. 5. Simulation circuit for balanced three phase variable inductance (connected with ideal voltage and current source)

れている場合を考える。電圧源の電圧を $[v_u, v_v, v_w]^T = [E_m \sin(\omega t), E_m \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi), E_m \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi)]^T$ とすると、直交二相 ($\alpha\beta$) 軸上に変換した値は次式のようにになる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \sin \omega t \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} E_m \cos \omega t \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここで、図中の電流を三相二相変換したものを $[i_\alpha, i_\beta]^T$ とすると、平衡三相インダクタンスに流れ込む瞬時有効電力 p_v と瞬時無効電力 q_v は次式のようにになる。

$$\begin{bmatrix} p_v \\ q_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_v} \int v_\alpha dt \\ \frac{1}{L_v} \int v_\beta dt \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

v_α, v_β に (5) 式を代入すると、前述の仮定 (1) から積分定数である直流成分は無視することができるから、 p_v, q_v は次式のように求めることができる。

$$\begin{bmatrix} p_v \\ q_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{3}{2} \frac{E_m^2}{\omega L_v} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (7)$$

このように、電圧源を接続した平衡三相可変インダクタンスの場合、インダクタンス変化時でもインダクタンスへの有効電力の出入りは無く、無効電力がインダクタンスに反比例して変化することがわかる。

〈3・2〉 電流源接続 図5(b)のように、平衡三相可変インダクタンスが電流振幅一定の平衡三相電流源に接続されている場合を考える。電流源の振幅を I_m とすると、電圧源接続の場合と同様に三相電流源を直交二相に変換した値は次式のようにになる。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin \omega t \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos \omega t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

今回は電流のみで平衡三相インダクタンスに流れ込む瞬時有効電力 p_i と瞬时无効電力 q_i を表すと次式のようにになる。ただし、 $v_{t\alpha}, v_{t\beta}$ は平衡三相可変インダクタンスの端子電圧を直交二軸上に変換した値である。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} p_i \\ q_i \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{t\alpha} \\ v_{t\beta} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix} \frac{d}{dt} L_v \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

i_α, i_β に (8) 式を代入すると、 p_i, q_i は次式のように求めることができる。

$$\begin{bmatrix} p_i \\ q_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} I_m^2 \frac{dL_v}{dt} \\ -\frac{3}{2} \omega L_v I_m^2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

このように、電流源を接続した平衡三相可変インダクタンスの場合、有効電力はインダクタンス変化時のみにその変化量に比例して出入りし、無効電力はインダクタンスに比例して変化することがわかる。以上の結果をまとめると表1のようにになる。

〈3・3〉 電圧源および電流源接続時のシミュレーション 前2節で理論解析した平衡三相可変インダクタンスの電力特性を確認するためにシミュレーションを行った。シミュレーション回路は図5(a)(b)に示す通りである。三相可変インダクタンスは図3で構成される VAPAR を用いて実現したが、シミュレーションにおいては理想的なインダクタンスと見なせるような制御ゲインおよび時定数を設定している。また、VAPAR 中の PWM インバータは理想電圧源としてシミュレーションを行った。図6にシミュレーション結果を示す。図中、 v_s は電圧源の電圧、 i は回路を流れる電流、 v_t は VAPAR の端子電圧を示す。シミュレーションでは、 $t = 0.02s$ で可変インダクタンスの値を 5mH から 10mH に、 $t = 0.06s$ で 10mH から 5mH に変化させた。それぞれ、変化時間は 2ms であるので、インダクタンスの時間変化率は $\frac{dL_v}{dt} = \pm 2.5H/s$ である。(a)における電圧源の振幅は 10V、(b)における電流源の振幅は 2A、周波数は 50Hz である。電圧源接続時、電流接続時共にその過渡電力特性は理論解析と一致していることがわかる。

〈3・4〉 一般的な平衡三相可変インダクタンスの電力特性 図5(c)のような電圧源と抵抗で構成された回路に

表1 平衡三相可変インダクタンスの電力特性

Table 1. Power characteristics of balanced three phase variable inductance

	瞬時有効電力	瞬时无効電力
電圧源接続	無変化	インダクタンスに反比例
電流源接続	インダクタンス変化率に比例	インダクタンスに比例

平衡三相可変インダクタンスを接続した場合を考える。このような場合に可変インダクタンスへ出入りする有効無効電力を解析的に求めることは困難である。しかし、回路の性質により電圧源接続または電流源接続の場合から類推することが可能な場合が多い。図7は図5(c)の回路のシミュレーション応答波形である。(a),(b)は $R_x = 25\Omega$ であり、VAPAR で実現した可変インダクタンス L_v のインピーダンス (5mH:50Hz の時 1.57 Ω , 10mH:50Hz の時 3.14 Ω) に比べるとかなり大きいので、電流源を可変インダクタンスに接続した場合とほぼ同じ応答波形を得ることができる。(a)と(b)はインダクタンスの変化率が異なり、変化がゆるやかな場合は、より理想電流源接続の場合に近い応答波形を観測することができる。(c)の場合は、外部抵抗 $R_x = 2.5\Omega$ であり、外部抵抗が可変インダクタンスのインピーダンスとほぼ等しい場合である。この場合は、可変インダクタンス変化時には有効電力・無効電力とも変化し、電圧源接続と電流源接続の中間の応答波形を観測することができる。

4. 実験結果

理論解析およびシミュレーションの結果を確認するためにデジタル制御を用いた VAPAR により実現した平衡三相可変インダクタンスの電力特性実験を行った。実験装置は図8のような構成で、VAPAR の部分は図中点線のような回路構成となっている。VAPAR の出力には絶縁トランスを設けて外部三相回路と接続されている。各相の VAPAR は1台の DSP (TI TMS320C32) を用いたデジタル制御装置 (図中一点鎖線で囲まれた部分) で制御し、サンプリング周波数およびインバータのキャリア周波数は 12kHz とした。デジタル制御装置は VAPAR で実現された平衡三相可変インダクタンスの瞬时有効および無効電力の演算も行っている。実験の各パラメータはシミュレーション (図7) と同一である。

図9に実験波形を示す。なお、測定の都合上、無効電力 q は符号を反転して測定している。(a)は電圧源接続の場合で、シミュレーションの図6(a)に相当し、(b)(c)は外部抵抗が有る場合で、シミュレーションの図7(a)(b)に相当する。それぞれ、本回路においては出力フィルタの最適設計を行っていないためインバータのスウィッチングリプルおよび系統電源電圧高調波の影響で波形に若干の歪みが生じている部分があるが、概ねシミュレーション波形と一致し理論解析およびシミュレーション解析の妥当性を確認することができた。

図6 平衡三相可変インダクタンスの電力特性シミュレーション結果 (電圧源および電流源接続)
Fig. 6. Simulation results of power response of balanced three phase variable inductance (connected with ideal voltage and current source)

図7 平衡三相可変インダクタンスの電力特性シミュレーション結果 (外部インピーダンス有)
Fig. 7. Simulation results of power response of balanced three phase variable inductance (connected with external impedance)

5. ま と め

筆者らが提案している VAPAR により実現することができ、電力回路への使用が適している平衡三相可変インダクタンスの過渡時の電力特性について、瞬時有効無効電力理論を用いて解析し、シミュレーションおよび実験により以下の点を明らかにした。

- (1) 可変インダクタンスの概念を示し、実際のインダクタとの比較によりその特性を示した。
- (2) 平衡三相可変インダクタンスを電圧源および電流源に接続した場合は表 1 のような瞬時電力特性とな

ることが明らかとなった。

- (3) 外部回路に外部インピーダンスが存在する一般的な場合について、その回路の性質から電圧源接続または電流源接続から平衡三相可変インダクタンスの電力特性を類推することができることを示した。
- (4) 以上の結果の一部を、アクティブパッシブリアクタンス回路 (VAPAR) を用いた実験により確認した。一般的な場合についての定量的な解析、さらに種々の応用を考慮した過渡特性の解析、VAPAR の最適設計については稿を改めて報告する。

なお、本論文の一部は (財) 東電記念科学技術研究所の

図8 平衡三相可変インダクタンス実験装置
Fig. 8. Experimental system

助成により行われたものであり、関係各位に謝意を表す。
また、本実験の一部に協力した宇都宮大学大学院生大瀧哲
史、石川智規の両君に謝意を表す。

(平成11年7月6日受付、同11年11月17日再受付)

文 献

- (1) 船渡寛人・河村篤雄:「電力用アクティブパッシブ回路」, 電学論 D, 113, 5, 601~610 (平5-5)
- (2) H.Funato, A.Kawamura and K.Kamiyama: "Realization of Negative Inductance using Variable Active-Passive Reactance (VAPAR)" *IEEE Trans. on Power Electronics*, 12, 4, 589~596 (1997-7)
- (3) 渡邊崇夫・船渡寛人・神山健三:「アクティブパッシブリアクタンス回路による電力潮流制御—移相器との制御特性の比較—」, 平成9年電気学会全会, No.942
- (4) T.Ishikawa, H.Funato, T.Ohtaki and K.Kamiyama: "Transmission Power Control Using Variable Inductance With Feedforward- and Feedback-Based Power Controllers", *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS'99)*, 1, 46~51, in Hong Kong (1999-7)
- (5) 佐藤利三郎:「電気回路学」, 丸善, 第3章 (特に pp.92~94) (昭48-3)
- (6) 武部 幹:「回路の応答」, コロナ社, 第4章 (特に pp.82~83) (昭56-4)
- (7) 佐藤利三郎:「電気回路学」, 丸善, 第7章 (特に pp.281~285) (昭48-3)
- (8) 武部 幹:「回路の応答」, コロナ社, 第4章 (特に pp.99~100) (昭56-4)
- (9) 古賀利郎:「回路の合成」, コロナ社, 第3章 (昭56-10)
- (10) 赤木泰文・金澤嘉平・藤田光悦・難波江章:「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 電学論 B, 103, 7, 483~490, (昭58-7)

(a) $R_x = 0$, $\frac{dL_v}{dt} = \pm 2.5 \text{ H/s}$, 外部電圧源: 振幅 5V, 周波数 50Hz

(b) $R_x = 25 \Omega$, $\frac{dL_v}{dt} = \pm 2.5 \text{ H/s}$, 外部電圧源: 振幅 50V, 周波数 50Hz

(c) $R_x = 25 \Omega$, $\frac{dL_v}{dt} = \pm 0.25 \text{ H/s}$, 外部電圧源: 振幅 50V, 周波数 50Hz

図9 平衡三相可変インダクタンスの電力応答実験結果

Fig. 9. Experimental result of power response of balanced three-phase variable inductance

付図 1 電圧伝達関数を持つ回路

app. Fig. 1. Circuit which has voltage transfer function

付図 2 種々の外部回路を接続した一端子対素子
app. Fig. 2. Two-terminal element connected to various external circuit

付 録

1. 駆動点インピーダンス関数と伝達関数の相違点

駆動点インピーダンス関数は一端子対要素の端子間電圧と端子に流れる電流の比を表すもので、二端子対回路やフィードバック制御系のように入出力端子が分離されていない。従って、外部回路によっては入力・出力を明確にすることが不可能である。速度制御系を考えると、速度指令が入力で実速度が出力となり、常に入力量と出力量が明確である。また、付図 1 のような二端子対回路を考えると、図のような電圧伝達関数 G を考えることができるが、この場合も入力と出力が明確である。それに対し、例えばインダクタンスのような一端子対要素の駆動点インピーダンス関数を $Z = N_Z/D_Z$ とし、付図 2(a) のように電流源 I を接続した場合を考える。この素子の端子に現れる電圧 V は次式で与えられる。

$$V = ZI = \frac{N}{D}I \quad \text{..... (付 1)}$$

電流 I は電流源で決定され、ある時間関数で表現される。電圧 V は駆動点インピーダンス関数と電流で決まる。この回路では、電流が入力に相当し、電圧が出力に相当する。出力、つまり電圧が安定となるかどうかは、この場合駆動点インピーダンス関数の極で決まる。

一方、付図 2(b) のように電圧源 V を接続した場合、回路を流れる電流 I は次式で与えられる。

$$I = \frac{1}{Z}V = \frac{D_Z}{N_Z}V \quad \text{..... (付 2)}$$

この場合、素子の端子電圧は電圧源と等しく、電圧源で決まるある時間関数となる。電流は駆動点インピーダンス関数と電圧によって決まる。この回路では、電圧が入力に相当し、電流が出力に相当する。従って、出力、つまり電流 I の安定性は駆動点インピーダンス関数の零点で決定されることになる。

このように、一端子対素子の場合は電圧源が接続される場合と電流源が接続される場合で入出力に相当する量が変わる。さらに一般的には、付図 2(c) に示すように内部インピーダンス Z_x を持った電源に接続されている場合を考えなければならない。電源インピーダンス Z_x の大きさが小さければ電圧源接続時に近い応答、大きければ電流源接続時に近い応答となるが、一般的には駆動点インピーダンス Z から見て、電圧・電流のどちらが入力、出力かを明確に区別することが不可能となる。このように、駆動点インピーダンスは確定した入出力関係を持った伝達関数の場合と性質が異なる。

本文でも述べたように、特に注意しなければならないのは、安定性の議論である。電流源接続の場合と電圧源接続の場合で見たように、接続される外部回路によって極または零点のどちらも安定性と関係してくる。一般的な場合を考慮に入れると、駆動点インピーダンス関数が安定であるためには極・零点共に複素平面上で左半平面にあることが条件となる^{(7)~(9)}。

船 渡 寛 人 (正員) 1964 年 2 月 26 日生。1989 年 3 月横浜国立大学大学院工学研究科電子情報工学専攻博士前期課程修了。同年 4 月東京電力株式会社入社。1991 年 7 月同社退社。同年 8 月から 1992 年 3 月まで横浜国立大学大学院研究生。1995 年 3 月横浜国立大学大学院工学研究科電子情報工学専攻博士後期課程修了。同年 4 月宇都宮大学工学部電気電子工学科助手、現在に至る。主として、パワーエレクトロニクス応用に関する研究に従事。博士(工学)。1994 年度、1996 年度電気学会論文発表賞受賞。計測自動制御学会、IEEE 会員。

神 山 健 三 (正員) 1936 年 3 月 12 日生。1961 年 3 月早稲田大学大学院修士課程修了。同年 4 月(株)日立製作所入社、モータドライブの開発設計に従事、1992 年 3 月退社。1992 年 4 月宇都宮大学工学部教授、現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクス、モータドライブ及びアドバンス制御の研究と教育に従事。1980 年 IEEE/IAS 論文賞受賞。計測自動制御学会、IEEE などの会員。

河 村 篤 男 (正員) 1953 年 12 月生。1981 年東京大学工学系研究科電気工学博士課程修了。同年アメリカミズーリ大学電気計算機学科 Post Doctoral Fellow、1983 年同大 Assistant Professor、1986 年横浜国立大学工学部電子情報工学科助教授、1996 年教授、現在に至る。工学博士。主として、パワーエレクトロニクス、デジタル制御、電気自動車駆動系、ロボティクスなどの研究に従事。1988 年 IEEE/IAS 論文賞、1996 年電気学会論文賞受賞。IEEE、電子情報通信学会、日本ロボット学会、計測自動制御学会会員。