大容量自励式変換器の新しい制御法

正員 山本 肇 (株式会社 東芝)

正員 田中 茂 (株式会社 東芝)

正員 斎藤涼夫 (株式会社 東芝)

正員 色川彰一 (株式会社 東芝)

A Novel Control of Self-Commutated Converters for Large Power Applications

Hajime Yamamoto, Member, Shigeru Tanaka, Member, Suzuo Saito, Member, Shoichi Irokawa, Member (Toshiba Corp.)

Self-commutated converters are intensively studied to realize high performance power equipment for electric power systems. The converters have attractive features such as independent control of active and reactive power and reliable operations in power line faults. The switching losses of the converters with gate turn-off thyristors are, however, rather larger than those of conventional line commutated converters. To reduce the losses, a conventional PWM scheme such as subharmonic modulation requires low switching frequencies and causes inferior control performance especially in power line faults.

This paper proposes a novel PWM method for series connected multiple self-commutated converters. The method employs the space vector representation of the multiple converters and the switching actions are determined through comparing the vectors with voltage command vectors. The scheme realizes a low switching number in steady state as well as fast response to ensure reliable operations even in the power line faults. The validity of the control is examined by a computer simulation and experiments with a static var compensator.

キーワード：電力系統，自励式変換器，ゲート・ターン・オフ・サイリスタ（GTO），多重化，空間ベクトル

1. まえがき

パワーエレクトロニクス技術を応用した電力系統機器には、これまでサイリスタを用いた他励式変換器が主として用いられてきた。GTO (Gate Turn-off thyristor) など自己消弧素子を用いた自励式変換器は、系統擾乱時の運転継続性が高く、有効電力と無効電力が独立に制御できるなどの特長を持つことから、実用化に向けた研究開発が盛んになっている⁽¹⁾⁻⁽⁶⁾。

しかし、今後、自励式変換器の適用が拡大するためには課題もある。電力系統用機器は、極めて高い運転継続能力が要求されるが、従来の制御方法では、運転継続性能を高めるためには、スイッチング周波数を高くする必要がある。スイッチング周波数を高くすると、それに比例してスイッチング損失が増加する。とくに、GTOではスナバ回路での損失がやや大きく、スイッチング損失低減も極めて重要な技術課題となっている。

電力系統用自励式変換器のスイッチング損失低減に向けて、GTOに変わる新しい自己消弧素子の開発⁽⁷⁾⁽⁸⁾が行われているが、スイッチング動作は必ず損失を伴うものであり、スイッチング回数を低減する制御法を併用することでより高効率な変換器が実現できる。

本論文では、スイッチング回数を最低限に抑えながら、応答性・運転継続性に優れた自励式変換器の新しい制御方法を提案する。提案する制御法は、電力用自励式変換器が通常多重接続されることに着目し、多重変換器の出力電圧を空間ベクトルで表現して、スイッチング状態を一括して決定することを特徴としている。従来の手法では、多重変換器をPWM制御する場合、各単位変換器ごとに信号波と搬送波を比較して各単位変換器が正弦波状の電圧を出力するようにPWMパターンを決定するため、多重変換器全体として正弦波状の電圧を出力する観点からは、必ずしも必要でないスイッチングが含まれていた。それに対して、提案する手法は、多重変換器全体の出力電圧ベクトルが指令

図1 自励式変換器の電力系統への応用
Fig.1. Self-commutated converter applications in power system

値を表すベクトルに追従するようにスイッチングを決定することで、上記のような不必要なスイッチングを回避することができる。また、従来の空間ベクトルPWM制御⁽⁹⁾が、出力する電圧ベクトルの時間比率を制御し、平均値として出力を指令値に追従させる方式で、多数のスイッチング動作を前提としているのに対して、提案する制御法は、瞬時瞬時の電圧指令ベクトルに最も近い出力電圧ベクトルを選択することで、スイッチング回数を最低限に抑える方式となっている。

まず、本研究が対象とした自励式変換器システムとその課題について述べ、次に提案する制御法について詳述する。最後に自励式無効電力補償装置（以下自励式SVCと略記する）に対するシミュレーションと、実験結果について報告する。

2. 電力系統用自励式変換器の構成と課題

自励式変換器を応用した電力系統機器としては、図1に示すような自励式直流送電、自励式非同期連系装置・周波数変換器をはじめとして、FACTS機器⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾として注目されている自励式SVC⁽¹²⁾、自励式位相調整器⁽¹³⁾などが検討されている。いずれも自励式変換器を中心とし、交直変換により系統と電力を授受することで、送電、電力融通、系統安定化、潮流制御などを行う装置である。

電力系統用自励式変換器の構成の一例として、自励式SVCの構成とその制御システムの構成を図2に示す。電力系統用自励式変換器は数百MVA以上の大容量となることから、通常、多重変換器の構成をとり、自己消弧素子としてはGTOを用いる。本研究で対象としたのは、電圧形変換器を単位変換器とし、その交流出力を変換器用変圧器で直列接続した多重変換器である。制御システムとしては、有効・無効電力制御、電流制御、PWM制御からなる。

自励式変換器は、電力系統とやり取りする有効電力と無効電力を独立に制御することができ、従来の他励式変換器に不可欠であった調相設備が不要となる。また、系統の状

図2 電力系統用多重変換器と制御システムの構成
Fig.2. A configuration of series-connected multiple converter for power system

態と無関係にスイッチングを制御できるため、応答性に優れ、地絡事故などの系統擾乱時にも運転を継続することができる。

電力用自励式変換器に求められる特性としては、まず、運転継続性の高さと高効率性が挙げられる。電力系統用の変換器は、電力の安定供給のため、極めて高い運転継続性が求められる。また、数百MVA以上の大容量変換器の場合、変換器容量に比べればわずかな損失でも、電力の絶対量としては膨大なエネルギーとなり、高効率性は極めて重要な特性である。

運転継続性を高めるためには、変換器出力を系統の擾乱に遅れなく追従させることが重要だが、PWM制御として三角波比較PWM制御を用いる従来の制御法では、制御タイミングが三角波と電圧指令のクロスポイントに限定されるため、運転継続性を高めるためには、スイッチング周波数を高くする必要がある。しかし、スイッチング周波数を高くとり、常時多数回のスイッチングをさせると、スナバ回路の損失などスイッチングに伴う損失が増大し、効率の低下を招く。

高い運転継続性を持ちながら、スイッチング損失を低減した高効率な自励式変換器を実現することが最も重要な課題である。

また、図2に示したような交流側を直列接続した多重変換器では、各単位変圧器の励磁インピーダンスのばらつきがあると、交流系統側から励磁された場合、電圧分担に不平衡を生じたり、変換器側からは、各単位変換器に瞬時的

には異なる電圧が印可され、電圧が等しく分担されないなど、電圧バランスの問題があり、これを回避するための変圧器鉄心などが検討されている⁽¹⁴⁾。さらに、系統擾乱時は、変換器の発生する電圧が正負アンバランスとなり、過渡的に直流分を発生し、変換器用変圧器を偏磁させることがある。直流偏磁の発生は変換器の過電流につながるため、電力系統用変換器の系統事故時の運転継続性を高める上でとくに重要であり、偏磁を抑制することも重要な課題である。これらの課題を解決するため、多重空間ベクトル制御と呼ぶ新しい制御法の適用を検討した結果を以下に述べる。

3. 多重空間ベクトル制御

3.1 多重空間ベクトル制御のねらい 2章において述べたように、自励式変換器の損失の低減の面からは、スイッチング周波数を低く抑えることが好ましく、電力系統の擾乱時の運転継続能力の観点からは、できるだけ高いスイッチング周波数が好ましい。したがって、定常時はスイッチング周波数を低く抑え、系統事故などの過渡時には、自動的にスイッチング周波数が変化して遅れなくスイッチング動作させることで、自励式変換器の特性を改善することができる。

本論文において提案する多重空間ベクトル制御は、多重接続された自励式変換器のスイッチング状態を一括してベクトル表現し、多重変換器全体として最適なスイッチング状態を瞬時瞬時決定することで、定常時の低損失化と運転継続性を両立する制御法である。

以下、多重空間ベクトル制御の基礎になる多重変換器の空間ベクトル表現について説明し、更に多重空間ベクトル制御によるスイッチングの決定法について詳しく述べる。

3.2 多重変換器の出力電圧のベクトル表現 多重変換器を構成する各単位変換器のスイッチング状態を次式のベクトル v_i によって表現する。

$$v_i = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_u + v_v e^{j\frac{2}{3}\pi} + v_w e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad \dots\dots (1)$$

ここで、 v_u , v_v , v_w はそれぞれ変換器の u 相出力電圧、v 相出力電圧、w 相出力電圧を表す。

図3に示した三相ブリッジで構成された単位変換器の各相出力電圧は、直流側の中性点を基準とすると、スイッチングパターンに応じて、それぞれ $+Ed/2$, $-Ed/2$ の2値をとり、単位変換器の出力電圧は図3に示した $v_0 \sim v_6$ の7種類の電圧ベクトルによって表現できる。それぞれの電圧ベクトルに対応するスイッチング状態は表1のようになる。

単位変換器を直列接続した多重変換器が、変換器用変圧器の一次側に発生できる出力電圧は、単位変換器の出力電圧ベクトルをベクトル的に加算したのとなり、発生できる電圧ベクトルの種類は飛躍的に増える。図4は多重変換器の出力できる電圧ベクトルの終点を黒点で表現した図である。2多重の多重変換器では、電圧ベクトルの数は19通りとなり、

図3 単位変換器の基本構成と電圧ベクトル
Fig.3. A configuration of unit converter and its voltage vectors

表1 単位変換器の電圧ベクトルとスイッチング状態
Table 1. Voltage vectors and their switching states of a unit converter

電圧ベクトル	GTO1	GTO2	GTO3	GTO4	GTO5	GTO6
v_0	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
v_1	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
v_2	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
v_3	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF
v_4	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
v_5	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
v_6	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON

図4 多重変換器の電圧ベクトル
Fig. 4. Voltage vectors of series-connected multiple converter

8 多重の多重変換器の場合、電圧ベクトルの数は 217 通りに達する。電圧ベクトルの種類は多重数と共に増加し、一般に、次式で表すことができる。

$$V_{nu} = \sum_{k=1}^m 6k + 1$$

$$= 3(m+1) + 1 \quad \dots\dots (2)$$

ただし、 V_{nu} は電圧ベクトルの種類、 m は多重数を表す。

3.3 スイッチングパターンの決定法 多重変換器の出力電圧の空間ベクトル表現をもとに、多重空間ベクトル制御におけるスイッチングパターンの決定法について述べる。

まず、変換器に与えられる三相電圧指令を空間ベクトルとして表現する。これを多重変換器の出力できる電圧ベクトルと比較し、最も近い電圧ベクトルを変換器の出力電圧ベクトルとして選択する。ここでは、説明の都合上、電圧指令の空間ベクトル表現と選択された出力電圧の空間ベクトル表現を、それぞれ電圧指令ベクトル、合成電圧ベクトルと呼ぶこととする。具体的には、図 5 に黒点で示した多重変換器が出力できる電圧ベクトルの中から、電圧指令ベクトルの終点に最も近いベクトルを選択する。図 6 は、系統電圧の変化に伴って、選択される合成電圧ベクトルの変化の様子を表している。定常時は、電圧指令ベクトルが一定の速度で回転するのに伴って、隣接する電圧ベクトルが順に選択される。電圧指令ベクトルが変化し、最も近い電圧ベクトルが変わるまでスイッチングが起こらないので、スイッチング回数が必要最低限に抑えられる。一方、地絡事故等で系統電圧が急変し、電圧指令ベクトルが大きく変動しても、新たな電圧指令に最も近いベクトルが即座に選択され、系統電圧に追従できる。このような過渡時にも、選択されるベクトルが瞬時に切り替わるだけなので、過渡的な動揺を押え込むのに必要なスイッチング動作が若干加わるだけでスイッチング回数が著しく増加することはない。

つぎに、合成電圧ベクトルを分解して、各単位変換器が発生する電圧ベクトルを決定する。一般に合成電圧ベクトルは、図 7 に示すように、隣接する 2 種類の単位変換器の電圧ベクトルに分解できる。図 7 の場合、合成電圧ベクトルは電圧ベクトル v_1 3 個と電圧ベクトル v_2 4 個に分解することができる。この 2 種類の電圧ベクトルを単位変換器へ割り付け、さらに、表 1 にもとづいて各 GTO のスイッチング状態に変換することで、単位変換器のスイッチング状態が決定される。図 7 において、組み合わせ 1 と組み合わせ 2 として示したように、分解された単位変換器ベクトルの各単位変換器への割り付け方には自由度があり、この自由度は種々の制御に利用できる。

3.4 磁束バランス制御 系統電圧に高調波が重畳すると、従来の制御では変換器が正負アンバランスな電圧を発生し、変換器用変圧器を直流偏磁させることがあった。電力系統用変換器の運転継続性を向上するためには、この変換器

図 5 合成電圧ベクトルの選択
Fig. 5. Selection of total voltage vector

図 6 系統電圧の変化による合成電圧ベクトルの変化
Fig. 6. A locus of total voltage vector along with the movement of voltage command vector

図 7 単位変換器電圧ベクトルへの分解
Fig. 7. Decomposition of total voltage vector into unit converter vectors

用変圧器の直流偏磁を抑制する制御方式が必要となる。多重空間ベクトル制御では、前節で述べた単位変換器への割り付けの自由度を生かして、この直流偏磁を未然に防ぐ制御が実現できる。従来の制御⁽³⁾では、磁束の直流分を検出して、その量に応じて変換器の電圧指令を補正することで偏磁を抑制するのが一般的で、直流分を検出するために、磁束（または磁束相当量）を一定期間積分する等の操作が必要となり、高速な制御が難しかった。それに対して、多重空間ベクトル制御では、磁束の直流分を検出するのではなく、各単位変圧器の磁束の瞬時値を、基本波の作る磁束も含めて検出・比較し、特定の磁束が過大とならない（磁束がバランスする）ように、各単位変換器へのベクトルの割り付けを変更する制御方式を採用した。この方式を、ここでは磁束バランス制御と呼ぶこととする。磁束バランス制御は、多重空間ベクトル制御のもつ割り付けの自由度を利用して実現されるため、変換器の電圧指令を補正する必要はなく、電圧指令を生成する電流制御系とは全く干渉しない。

変換器用変圧器の UV, VW, WU 相の各 2 次巻線に鎖交する磁束の変化率は、相間の磁気結合を無視すると、次式を満たす。

$$\begin{aligned} N \frac{d\phi'_{uv}}{dt} &= v'_{uv} - (r + l_s) i'_u \\ N \frac{d\phi'_{vw}}{dt} &= v'_{vw} - (r + l_s) i'_v \quad \dots\dots (3) \\ N \frac{d\phi'_{wu}}{dt} &= v'_{wu} - (r + l_s) i'_w \end{aligned}$$

ここで、 N は変換器用変圧器の二次巻線の巻数、 ϕ'_{uv} , ϕ'_{vw} , ϕ'_{wu} は i 段目の単位変換器に接続された単位変圧器の UV, VW, WU 相各二次巻線に鎖交する磁束、 v'_{uv} , v'_{vw} , v'_{wu} は i 段目の単位変換器の UV, VW, WU 線間電圧、 i'_u , i'_v , i'_w は i 段目の単位変換器の U, V, W 相出力電流、 r , l_s はそれぞれ変換器用変圧器の巻線抵抗、漏れリアクタンスを表す。

変換器用変圧器の一次側が直列接続されている場合、各単位変換器の出力電流は等しくなるから、(3) 式の右辺第二項は各単位変換器によらず一定となる。したがって、変換器用変圧器の各二次巻線に鎖交する磁束の変化率を相対比較する場合、(3) 式の右辺第二項を無視してもよい。実際の変圧器では、励磁電流のばらつき、漏れリアクタンスのばらつきなどの影響で、(3) 式の右辺第二項は必ずしも等しくならないが、そのばらつきは第一項に比べて小さく無視できる。したがって、変換器用変圧器の UV, VW, WU 相の各 2 次巻線に鎖交する磁束は次式で評価することができる。

$$\begin{aligned} \phi'_{uv} &= \frac{1}{N} \int v'_{uv} dt + \phi'^0_{uv} \\ \phi'_{vw} &= \frac{1}{N} \int v'_{vw} dt + \phi'^0_{vw} \quad \dots\dots (4) \\ \phi'_{wu} &= \frac{1}{N} \int v'_{wu} dt + \phi'^0_{wu} \end{aligned}$$

ここで、 ϕ'^0_{uv} , ϕ'^0_{vw} , ϕ'^0_{wu} は変換器用変圧器の UV, VW, WU 相の各 2 次巻線の初期磁束である。

各単位変換器の直流電圧 Ed とすると、単位変換器は発生する電圧ベクトルによって、 $+Ed$, $-Ed$, 0 の 3 種類の電圧を変換器用変圧器の二次巻線に印可するから、電圧ベクトルの持続時間を Δt とすると、(4) 式より、変換器用変圧器の各二次巻線に鎖交する磁束は $\pm Ed\Delta t / N$ で増減することになる。単位変換器の電圧ベクトルと変換器用変圧器の各二次巻線に鎖交する磁束の増減をまとめると表 2 のようになる。

多重空間ベクトル制御において、各単位変換器に電圧ベクトルを割り付ける際に、各単位変換器の 2 次巻線に鎖交する磁束（あるいは磁束相当量）を観測しておき、その電圧ベクトルを割り付けることによって増加する磁束と減少する磁束に着目し、増加する磁束が小さく、減少する磁束が大きい単位変換器から順に割り付けを行う。

たとえば、ベクトル v_1 は UV 線間磁束を増加させ、WU 線間磁束を減少させるから、UV 線間磁束が小さく、WU 線間磁束が大きい単位変換器から順に割り付けを行う。具体的には、各単位変換器の UV 線間磁束と WU 線間磁束の差（UV 線間磁束 - WU 線間磁束）を算出し、この値の小さい単位変換器に優先的に v_1 の割り付けを行なう。この割り付け制御によって、特定の単位変換器に接続された変換器変圧器の 2 次巻線に鎖交する磁束が増加（あるいは減少）し続けるのを回避できる。すなわち、各単位変換器の磁束がバランスするように制御され、変換器用変圧器の偏磁を未然に防ぐことができる。

観測する磁束としては、鎖交磁束を直接検出してもよいが、スイッチングパターンと直流電圧から変圧器 2 次巻線に印可される電圧波形を算出し、電圧時間積を求めて、磁束相当量として用いてもよい。図 8 はこの磁束バランス制御を行なった場合の多重空間ベクトル制御のブロック構成を示している。図 8 のブロック図では磁束相当を演算によって求める方式を示している。

表 2 電圧ベクトルと変換器用変圧器の磁束
Table 2. Voltage vectors and the corresponding fluxes in the windings of converter transformer

	UV 線間磁束 の増減量	VW 線間磁束 の増減量	WU 線間磁束 の増減量
v_0	0 変化せず	0 変化せず	0 変化せず
v_1	$+Ed\Delta t / N$ 増加	0 変化せず	$-Ed\Delta t / N$ 減少
v_2	0 変化せず	$+Ed\Delta t / N$ 増加	$-Ed\Delta t / N$ 減少
v_3	$-Ed\Delta t / N$ 減少	$+Ed\Delta t / N$ 増加	0 変化せず
v_4	$-Ed\Delta t / N$ 減少	0 変化せず	$+Ed\Delta t / N$ 増加
v_5	0 変化せず	$-Ed\Delta t / N$ 減少	$+Ed\Delta t / N$ 増加
v_6	$+Ed\Delta t / N$ 増加	$-Ed\Delta t / N$ 減少	0 変化せず

図8 多重空間ベクトル制御の構成 (磁束バランス制御方式)
Fig.8. Configuration of multiple space vector control with flux balance control

4. シミュレーションと実験結果

4. 1 実験装置 図9に、実験に用いた自励式SVC実験装置およびその制御システムの構成をしめす。GTOを用いた三相ブリッジ変換器4台をトランスで直列多重接続している。PWM制御部に多重空間ベクトル制御を適用した。単位変換器への割り付けは磁束バランス制御にもとづく方式としている。上位制御系として、d-q座標系を制御座標系とした電流制御系、直流電圧制御系を構成している。無効電力制御系は実装しておらず、直接無効電流指令を与える構成とした。制御プログラムはパワーエレクトロニクス専用プロセッサPP7⁽¹⁵⁾に実装し、直流電圧制御周期1[msec]、電流制御周期を156[μsec]とした。

4. 2 定常運転 図10は進みの無効電流を1[P.U.]出力した際の、U相出力電圧、各単位変換器のUV線間電圧、3相出力電流を示している。U相出力電圧は多重空間ベクトル制御の結果として決まったスイッチングパターンにもとづく演算値である。各段の単位変換器は2パルス相当の電圧を発生し、PWM制御として最小限のPWM運転となっている。変換器全体としては、単位変換器の出力電圧が合成され、U相出力電圧として示した階段状の電圧となり、正弦波状の電流を出力している。なお、各単位変換器の出力電圧波形は2パルス相当であるが、2つの相のGTOが同時にスイッチング発生するモードを含んでおり、スイッチング回数は3パルス相当となっている。これは、単位変換器の発生する電圧ベクトルとしては、 $v_1 \rightarrow v_0 \rightarrow v_2 \rightarrow v_0 \rightarrow v_3$ のように、零ベクトルを挟みながら、 v_1 から v_6 の電圧ベクトルが順に選択されるモードとなっており、非零ベクトル($v_1 \sim v_6$)から零ベクトル(v_0)への遷移または零ベクトルから非零ベクトルへの遷移のどちらか一方は、2つの相のGTOが同時にスイッチングするモードとなるためである。正弦波状の電圧を出力するPWM制御としては、スイッチング回数最小のPWMモードとなっている。

図9 実験装置と制御システムの構成
Fig.9. Experimental setup

図10 定常運転試験結果
Fig.10. Test results of steady state operation

表3 変換器の損失の比較

Table 3. Comparison of converter losses

	合計損失	通電に伴う損失	スイッチングに伴う損失
9パルス三角波比較PWM	100%	7%	93%
多重空間ベクトル制御	42%	7%	35%

表3は多重空間ベクトル制御を適用した際の変換器の損失を従来制御の9パルス三角波比較PWMと比較した結果である。多重空間ベクトル制御では、定常運転時のスイッチング回数が3パルス相当に低減されるため、9パルス三角波比較PWMを適用した場合に比べて、変換器の損失を42%に低減できる。

4.3 電流ステップ応答 図11は、進みの無効電流指令を0 [P.U.] から1 [P.U.] にステップ状に変化させたときの電流制御応答である。定常的には2パルスの低パルス運転でありながら、指令値の変化とともに、瞬時にPWM動作がおり、約5 [msec] で高速に指令値に追従している。これにより、系統擾乱時も出力電流を高速に制御し、過電流を抑制できる。

4.4 系統擾乱時の応答 図12は試験装置と同様の4多重自励式SVCを主変圧器、降圧変圧器を介さず、短絡容量5%の送電線に接続し、一線地絡により連系点の電圧が急落したときのシミュレーション結果である。進みの無効電流を1 [P.U.] 出力している状態で時刻40 [msec]において、U相一線地絡が発生し、連系点電圧が約60%に降下し、70 [msec]後に地絡が除去された時の連系点電圧および変換器出力電流を示している。連系点電圧の急変に追従して、スイッチング状態が高速に切り替わり、変換器の出力電流を1 [P.U.]に保ちながら、過電流を発生することなく、運転を継続している。変換器の制御モードの切り替え等も一切行っていない。

5. あとがき

本論文では、電力系統用自励式変換器の新しい制御法として、多重空間ベクトル制御を提案し、自励式SVCにおけるシミュレーションおよび実験によってその有効性を示した。提案した制御法は、定常時には、スイッチング回数を3パルス相当に抑えながら、系統擾乱時等の過渡時には瞬時にスイッチングパターンを変化させ、系統事故においても、運転継続を可能とする。また、単位変換器が発生する電圧ベクトルの割り付けに自由度があり、磁束バランス制御などの種々の制御に利用できる。本方式を活用することにより、定常時のスイッチング損失を抑えながら、運転継続性の高い電力用自励式変換装置を実現できる。

今後さらに、過渡時のスイッチング回数の定量化・高調波特性の把握などを進める予定である。

(平成10年2月26日受付、平成10年5月11日再受付)

図11 電流ステップ応答試験結果
Fig.11. Current step response.

図12 一線地絡時の応答
Fig.12. Simulation result with 1LG fault

文献

- (1) C.Schauder, M. Gernhardt, et al : "Development of a $\pm$ 100MVAR Static Condenser for Voltage Control of Transmission System", IEEE PES Summer Meeting, 94SM 479-6 (1994)
- (2) F.Ichikawa, M.Yajima, et al : "Operating Experience of a 50 MVA Self-Commutated SVC at Shin-Shinano Substation", IPEC-Yokohama95, 597-602 (1995)
- (3) T. Nakajima, K. Suzuki et al : "A new control method preventing transformer DC magnetization for voltage source self-commutated converters", IEEE PES Summer Meeting, 95 SM 415-0 PWRD, (1995)
- (4) 色川彰一 : 「電力系統の多様化をささえる自励式変換技術」,

電学論B, 115, 1019~1022 (平7-9)

- (5) L.Gyugyi, N. G. Hingorani, P.R.Nannery, and N. Tai, "Advanced Static Var Compensator Using Gate Turn-OFF Thyristors for Utility Applications", CIGRE 1990 session, 23-203 (1990)
- (6) 富永真志・藤田英昭・赤木泰文:「直列多重電圧形PAMインバータを用いたAdvanced SVCの過渡解析」,電学論D, 115,545~552 (平7-5)
- (7) P. K. Steimer, H. Grüning, et al: "State-of-the -Art Verification of the Hard Driven GTO Inverter Development for a 100MVA Intertie", Proc. of PESC96, 1401-1407(1996)
- (8) M. Kitagawa, et al: "A 4500V Injection Enhanced Insulated Gate Bipolar Transistor (IEGT) Operating in a Mode Similar to a Thyristor", IEEE IEDM Technical Digest, 679-682 (1993)
- (9) J. Holtz: "Pulsewidth Modulation-A Survey", IEEE Trans. on Industrial Electronics, 39, 5, 410-420 (1992)
- (10) N.G. Hingorani: "High Power Electronics and Flexible AC Transmission System", IEEE Power Eng. Rev., 8, 7 (1988)
- (11) 嶋田隆一:「パワーエレクトロニクス応用による新送電システム」,電学誌,112, 35~42 (平4-1)
- (12) 市川, 他:「電力系統用自励式SVCの開発」, 電学論B, 113, 168(平5-2)
- (13) L. Gyugyi: "Unified power flow control concept for flexible AC transmission systems", IEE-Proc.-C, 139,4, 323-331 (1992)
- (14) 長谷川泰三、別井孝司、大西修平ほか:「系統安定化用大容量自励式無効電力補償装置の開発」,電学論D, 111,845~854 (平3-10)
- (15) 嶋根一夫・加藤義人・黒沢良一:「パワーエレクトロニクス用高機能プロセッサPP7の開発」平成8年電気学会産業応用部門全国大会, 187~190 (1996)
- (16) 山本肇, 他:「電力系統用大容量自励式変換器の新しい制御法」, 平成8年電気学会全大, 4, 199~200 (1996)
- (17) 山本肇, 他:「電力系統用自励式変換器の多重空間ベクトル制御における電圧ベクトルの選択法」平成9年電気学会全大, 4, 259-260 (1997)

山本 肇

(正員) 1961年6月24日生まれ。87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(株)東芝入社。以降、重電技術研究所(現、電力・産業システム技術開発センター)にて電力用パワーエレクトロニクス機器の開発に従事。IEEE会員。

田中 茂

(正員) 昭和20年9月23日生。39年都立本所工業高校電気工学科卒業。同年4月、(株)東芝入社。43年3月、東芝工業専門学校電気工学科卒業。入社後、総合研究所にて無整流子電動機、浮上式鉄道等の研究に従事。54年4月より、重電技術研究所(現、電力・産業システム技術開発センター)にてパワーエレクトロニクスの研究開発に従事。平成6年電気学会論文賞受賞。工学博士。

斎藤 涼夫

(正員) 1950年7月20生。75年3月早稲田大学理工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月(株)東芝入社。以降、産業用ドライブの製品開発に従事。92年4月より、重電技術研究所(現、電力・産業システム技術開発センター)にてパワーエレクトロニクスの研究開発に従事。

色川 彰一

(正員) 1950年3月30日生。1975年3月早稲田大学理工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月(株)東芝入社。主として直流送電、SVCの開発に従事。現在、電力変電技術部主幹。1988年論文賞。IEEE会員