A 6.6-kV Transformerless STATCOM Based on a Five-Level Diode-Clamped Converter

—Experiment by the Three-Phase Laboratory Model Rated at 200 V and 10 kVA—

Yosuke Kondo Student Member (Tokyo Institute of Technology)

Hideaki Fujita Member (Tokyo Institute of Technology)

Hirofumi Akagi Member (Tokyo Institute of Technology)

Keywords: 5-level diode-clamped converters, split dc capacitors, bi-directional buck-boost choppers, STATCOM

Since the three-level neutral-point-clamped, or diode-clamped, converter was invented in 1980, comprehensive research has been achieved on the three-level converter and its expansion to multi-level converters, along with their applications to industry and utility. Among them, three-level diode-clamped converters have been put into practical use, for example, steel mill drives, traction drives for the Japanese bullet train or the so-called “Shinkansen,” the 160-MVA UPFC (unified power flow controller) in the USA, and so on.

As for four-level, five-level or seven-level diode-clamped converters, however, few application has been reported in spite of continuous efforts by power electronics researchers and engineers. A simple reason seems to be that no one has found out “reasonable” applications of four-level or five-level converters in terms of cost and performance. In the 1990s, the 6.6-kV five-level converter was intended to use the 4.5-kV GTO (gate-turn-off) thyristor that was only the 4.5-kV power switching device available on the market. However, the 4.5-kV GTO thyristor imposed limitations on switching frequencies up to 200 Hz from a practical point of view.

Recently, significant progress has been made in power semiconductor technology, thus resulting in emergence of the 4.5-kV IGBT

and the fifth-generation 1.2-kV IGBT. Both are available from the market at present. These developments in power devices and circuits including the gate-drive circuit will help to apply the 6.6-kV transformerless five-level converter to industry and utility in the near future.

This paper describes a design concept of a transformerless STATCOM intended for installation on the 6.6-kV industrial and utility distribution systems. Fig. 1 shows the circuit configuration of the 6.6-kV transformerless STATCOM. The authors propose such a control method as to superimpose a 6-th harmonic zero-sequence component on each of three-phase voltage to stabilize the voltage of the inner midpoint in the dc link. It is followed by designing, constructing, and testing of a 200-V 10-kVA STATCOM consisting of a five-level diode-clamped converter with a carrier frequency of 3 kHz and two bi-directional buck-boost choppers with a switching frequency of 3 kHz.

Fig. 2 shows experimental waveforms confirming that the STATCOM can control a reactive power rated at 10 kVA from lagging to leading (or leading to lagging) within 20 ms, keeping the four capacitor voltages balanced well, even during the transient state.

Fig. 1. The 6.6-kV transformer-less STATCOM using a five-level diode-clamped PWM converter rated at 1 MVA and a voltage-balancing circuit rated at 6 kVA

Fig. 2. Experimental waveforms in capacitive operation at 10 kVA

5レベル変換器を用いた6.6kVトランスレスSTATCOM

—三相200V 10kVA ミニモデルによる実験的検討—

学生員 近藤 洋介* 正員 藤田 英明*

正員 赤木 泰文*

A 6.6-kV Transformerless STATCOM Based on a Five-Level Diode-Clamped Converter

—Experiment by the Three-Phase Laboratory Model Rated at 200 V and 10 kVA—

Yosuke Kondo*, Student Member, Hideaki Fujita*, Member, Hirofumi Akagi*, Member

This paper discusses a 6.6-kV transformerless STATCOM intended for installation on industrial and utility distribution systems in the near future. In addition, this paper provides experimental results obtained from a laboratory model rated at 200 V and 10 kVA. The authors propose such a control method as to superimpose a 6th-harmonic zero-sequence component on each of three-phase voltage references. This helps to stabilize the voltage of the inner midpoint in the dc link. As a result, the laboratory model installs two bi-directional buck-boost choppers on the dc link for the purpose of stabilizing the voltages of two outer midpoints. Experimental results obtained from the laboratory model verify the validity of the system design, giving promise of the viability of the 6.6-kV transformerless STATCOM.

キーワード：5レベルダイオードクランプ変換器，分圧直流コンデンサ，双方向昇降圧チョッパ回路，無効電力補償装置

Keywords: 5-level diode-clamped converters, split dc capacitors, bi-directional buck-boost choppers, STATCOM

1. まえがき

1980年代初頭に提案された3レベルダイオードクランプ変換器^①は現在では400V系汎用インバータ、鉄鋼圧延主機ドライブ、新幹線（700系のぞみ）、UPFC（Unified Power Flow Controller：総合電力潮流制御装置）などに応用されている。一方、1990年代には4.5kV GTOを用いた5レベル変換器が研究されたが、実用化には至っていない。

近年、4.5kV IGBT/IEGT、GCTやIGBT直列接続技術が開発された。GTOに比べてスイッチング損失やスナバ損失の低減が可能となった。そのため6.6kV系統に直結できるトランスレス5レベル変換器の実用化が期待されている。

本論文では、5レベル変換器を用いた6.6kV 1MVA配電系統用トランスレスSTATCOMについて検討する。2台の双方向昇降圧チョッパと中性点電位制御によって直流リンク電圧の分圧不均一を抑制する。また、200V 10kVAミニモデルを設計・製作し、動作検証を行った。実験により良好な運転特性と直流リンク電圧の分圧不均一の抑制効果

を確認し、5レベル変換器を用いた6.6kVトランスレスSTATCOMの有効性を明らかにする。

2. 基本コンセプト

〈2・1〉 トランスレス5レベル電力変換器 図1に6.6kV 1MVAトランスレスSTATCOMの回路構成を示す。トランスレスSTATCOMを実現しようとする、6.6kV系統から直接受電できる電力変換器を必要とする。6.6kV系統の線間電圧最大値は約10kVであるので、6アームの三相電圧形インバータをトランスレスで構成する場合、最新の6.5kV IGBTを使用したとしても1アームを3～4素子の直列接続で構成する必要がある、1レグ当たり6～8素子を用いることになる。そこで、単にIGBTを直列接続した2レベル変換器を使用するのではなく、3レベルあるいは5レベルのダイオードクランプ変換器を採用することが考えられる^②。この場合、クランプダイオードの追加と直流リンク電圧を分圧する必要があるが、高調波を低減でき、STATCOMの小型・軽量化を達成できる。したがって、主回路としては1レグ当たり8素子の4.5kV IGBTを使用する5レベル変換器が適する。また、5レベル変換器のキャリア周波数を3kHzとすると、IGBTのスイッチング周波数は500から1,000Hzとなる。現状の4.5kV IGBT/IEGTでは、1kHzのスイッチングは難しいと思われるが、1.2kV IGBT

* 東京工業大学 大学院理工学研究科 電気電子工学専攻

〒152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1

Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Tokyo Institute of Technology

2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552

図1 6.6 kV 1 MVA トランスレス STATCOM

Fig. 1. The 6.6-kV transformer-less STATCOM using a five-level diode-clamped PWM converter rated at 1 MVA and a voltage-balancing circuit rated at 6 kVA.

の4直列や1.7 kV IGBTの3直列を採用することによって実現可能となる⁽³⁾。変圧器を用いてSTATCOM (6.6 kV 1 MVA)を実現した場合、変換器の重量が1,000~2,000 kgであるのに対し変圧器が3,000~4,000 kgとなる。提案方式では変圧器が不要となるため、小型・軽量化、低コスト化が可能となる。

〈2・2〉 直流リンク電圧の分圧不均一とその対策 5レベル変換器を採用した場合、直流リンク電圧の分圧不均一が問題となる。この分圧不均一とは、直流リンク電圧を分圧している4台のコンデンサ電圧の直流平均値が等しくない現象であり、周期的な変動を意味しているのではない。そこで本論文では、5レベル変換器の交流出力電圧指令値に6次零相成分を重畳することによって直流リンクの中性点電位を制御し、双方向の電力授受が可能な双方向昇降圧チョッパを2台設置することによって、 v_{P2-P1} と v_{P1-M} 、 v_{M-N1} と v_{N1-N2} の電圧不均一を抑制している。また、直流リンク電圧の分圧不均一は有効電力が変換器に流入する際に発生する⁽⁷⁾。STATCOMの場合、変換器に流入する有効電力は変換器の損失分(定格容量の数%)のみであるので、昇降圧チョッパの所要総容量は主電力変換回路の定格容量の1%程度となる。

3. システム構成

図2に200 V 10 kVAの実験システムを、図3に直流リンク電圧と分圧コンデンサ電圧を、表1に回路定数を示す。主回路には5レベル変換器を採用し、直流リンクに2台の昇降圧チョッパを設置した。スイッチングリップルフィルタは設置していない。昇降圧チョッパのスイッチング周波数は3 kHzとした。使用したIGBTとダイオードの定格は600 V 100 Aである。単位静電定数 H は直流コンデンサの

図2 三相200 V 10 kVA 実験モデル

Fig. 2. The three-phase 200-V 10-kVA laboratory STATCOM.

図3 直流リンク電圧と分圧コンデンサ電圧

Fig. 3. The dc-link voltage and split dc-capacitor voltages.

表1 図2の定格と回路定数

Table 1. Ratings and circuit parameters in Fig. 2.

Power rating	10 kVA
Rated ac voltage	200 V
Inductance of ac link inductor L_{AC}	0.6 mH (4.7 %)
Resistance of ac link inductor R_{AC}	2 mΩ (0.05 %)
DC capacitor voltage V_{dc}	90 V
Split dc capacitor C_{dc}	6,600 μF
DC link voltage $4V_{dc}$	360 V
Unit capacitance constant H	11 ms
Chopper inductors $L_{CP} = L_{CM}$	110 mH
Carrier frequency f_c	3 kHz

蓄積エネルギーを定格容量で規格化したものである⁽⁹⁾。一般にSTATCOMの場合、設置目的、系統電圧、システム構成などに応じて $H = 1 \sim 20$ msが選ばれる。実験では $C_{dc} = 6,600 \mu F$ ($H = 11$ ms)を用いた。主回路である5レベル変換器と双方向昇降圧チョッパからなるバランス回路の制御は独立して行った。

4. 節点P1, N1, Mに流入する電流の直流成分

5レベル変換器から各節点P1, N1, Mに直流電流が流入・流出すると直流リンクのコンデンサ電圧に分圧不均一

図4 出力電圧指令値 e^* と通電率 D Fig. 4. Output voltage e^* and duty factor D .

が発生する。以下では通電率 D 、出力電圧指令値 e^* 、電源電流 i_s を用いて各節点に流入する直流電流 $\bar{i}$ を理論的に解析する⁽⁸⁾。

〈4・1〉 電圧指令値と通電率 図4に5レベル変換器の出力電圧指令値 e^* と通電率 D の関係を示す。ここで、通電率 D_{P1} 、 D_M は5レベル変換器の電源電流 i_s が節点 P1、M に流入する時間の比を表している。従って、通電率と電源電流の積が各節点へ流入する電流になる。通電率 D_{P1} および D_M は e^* の関数となる。

$$D_{P1} = \begin{cases} 0 & (V_{N2-M} \leq e^* < 0) \\ e^*/V_{P1-M} & (0 \leq e^* < V_{P1-M}) \\ 2 - e^*/V_{P1-M} & (V_{P1-M} \leq e^* \leq V_{P2-M}) \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

$$D_M = \begin{cases} 0 & (V_{N2-M} \leq e^* < V_{N1-M}) \\ 1 + e^*/V_{P1-M} & (V_{N1-M} \leq e^* < 0) \\ 1 - e^*/V_{P1-M} & (0 \leq e^* < V_{P1-M}) \\ 0 & (V_{P1-M} \leq e^* \leq V_{P2-M}) \end{cases} \dots\dots\dots (2)$$

〈4・2〉 節点 P1 と N1 に流入する直流平均電流 以下では、節点 P1、N1 に流れ込む直流電流 $\bar{i}_{P1}$ 、 $\bar{i}_{N1}$ を導出する。 $\bar{i}_{N1}$ は $\bar{i}_{P1}$ と同様に導出できるので、以下では $\bar{i}_{P1}$ について述べる。まず、5レベル変換器の出力電圧指令値 e^* と電源電流 i_s を、

$$e^* = \sqrt{2}E \sin \omega t \dots\dots\dots (3)$$

$$i_s = \sqrt{2}I_s \sin(\omega t + \phi) \\ = \sqrt{2}I_{sd} \sin \omega t - \sqrt{2}I_{sq} \cos \omega t \dots\dots\dots (4)$$

と仮定する。ただし、 E は出力電圧指令値 e^* の実効値である。節点 P1 に流れ込む直流電流 $\bar{i}_{P1}$ は、5レベル変換器から節点 P1 に流入する電流の電源1周期 ($T = 20 \text{ ms}$) の平均値と等しいので、

$$\bar{i}_{P1} = \frac{3}{T} \int_0^T D_{P1} i_s dt = \frac{6}{T} \int_0^{T/4} D_{P1} i_s dt \dots\dots\dots (5)$$

となる。ここで、 $e^* = V_{P1-M}$ となる時間を $T_{V_{P1-M}}$ とすると、

$$T_{V_{P1-M}} = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{V_{P1-M}}{\sqrt{2}E} \right) \dots\dots\dots (6)$$

であるので、 $\sqrt{2}E \geq V_{P1-M}$ の場合に $\bar{i}_{P1}$ は[†]

[†] 一般に STATCOM の動作は $\sqrt{2}E \geq V_{P1-M}$ である。

$$\bar{i}_{P1} = \frac{6I_{sd}}{\omega T} \left[\frac{E}{V_{P2-M}} \{ 4\omega T_{V_{P1-M}} - 2 \sin(2\omega T_{V_{P1-M}}) - \pi \} + 2\sqrt{2} \cos(\omega T_{V_{P1-M}}) \right] \dots\dots\dots (7)$$

となる。ここで注目すべき点は、(7) 式に I_{sq} を含まないことである。つまり、節点 P1 に流入する直流電流 $\bar{i}_{P1}$ と無効電流 I_{sq} は無関係である。本システムにおいて、10kVA コンデンサ動作時の変換器損失の実測値は 340 W (L_{AC} の損失を含む) となるので、 $I_{sd} = 1.0 \text{ A}$ となる。また、出力電圧指令値 e^* の実効値 E は 127 V である。これらを (7) 式に代入すると、節点 P1 に流入する直流電流 $\bar{i}_{P1}$ は 0.3 A となり、チョップリアクトル L_{CP} の直流電流 i_{CP} は定格電流の 1.0% となる。 $\bar{i}_{P1} = 0.3 \text{ A}$ より、昇降圧チョップの所要容量は 30 VA ($100 \text{ V} \times 0.3 \text{ A}$) となる。トランスレスシステムを実現するため、同一容量の昇降圧チョップを2台設置したので、総容量は定格容量 10kVA の 0.6% である。

〈4・3〉 節点 M に流入する直流平均電流 節点 M に流入する直流電流 $\bar{i}_M$ を $\bar{i}_{P1}$ と同様に計算すると、

$$\bar{i}_M = \frac{3}{T} \int_0^T D_M i_s dt = 0 \dots\dots\dots (8)$$

となり、有効電流と無効電流のどちらが流入しても、正弦波電圧、正弦波電流を仮定した場合、 $\bar{i}_M = 0$ となるのがわかる。実際には回路や制御の不均衡に起因するわずかな $\bar{i}_M$ が流れる。本研究では電圧指令値に零相電圧を付加することにより $\bar{i}_M$ を制御し、 v_{P2-M} と v_{M-N2} の分圧不均一の抑制を行う。

5. 無効電流の制御法

図5に STATCOM の電流制御系のブロック図を、図6にコンバータの4つのキャリア波と出力電圧指令値 e^* を示す。電流制御系はデジタル制御を適用する。データのサンプルはキャリア波頂点で行い、電圧指令値の変更はサンプルした時刻からキャリア波の半周期後の頂点で行う。したがって、サンプルしたデータが適用されるのは1サンプル後となる。

〈5・1〉 非干渉電流制御 図2の STATCOM の電圧・電流方程式から次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} e_{su} \\ e_{sv} \\ e_{sw} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \left(R_{AC} + L_{AC} \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

次に、三相/二相変換、d-q 変換を適用すると、

$$\begin{bmatrix} R_{AC} & -\omega L_{AC} \\ \omega L_{AC} & R_{AC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{sd} - e_d \\ e_{sq} - e_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

となる。ここで、 e_d と e_q は、図2の STATCOM の交流電圧の d 軸成分、q 軸成分、 i_{sd} と i_{sq} は電源電流の d 軸成分と q 軸成分、 e_{sd} と e_{sq} は電源電圧 e_s の d 軸成分と q 軸成分である。三相/二相変換後の e_s の電圧ベクトル方向に

図5 5レベル変換器の制御ブロック図

Fig.5. The control block diagram of the five-level converter.

図6 5レベル変換器のキャリア波と信号波

Fig.6. A reference signal and four carrier signals for the 5-level converter.

d軸を基準としているため、q軸成分 e_{Sq} は常に零である。STATCOM に流入する瞬時実電力 p と瞬時虚電力 q は、

$$p = e_{Sd} \cdot i_{Sd} \dots \dots \dots (11)$$

$$q = e_{Sd} \cdot i_{Sq} \dots \dots \dots (12)$$

で与えられる。すなわち、 i_{Sd} と i_{Sq} を制御すれば、 p と q を独立に制御することができる。

STATCOM の交流電圧の d 軸指令値 e_d^* と q 軸指令値 e_q^* を次式で与える。

$$\begin{bmatrix} e_d^* \\ e_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{Sd} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{AC} & -\omega L_{AC} \\ \omega L_{AC} & R_{AC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} - K_P \begin{bmatrix} i_{Sd}^* - i_{Sd} \\ i_{Sq}^* - i_{Sq} \end{bmatrix} - K_I \int \begin{bmatrix} i_{Sd}^* - i_{Sd} \\ i_{Sq}^* - i_{Sq} \end{bmatrix} \cdot dt \dots \dots \dots (13)$$

ただし i_{Sd}^* 、 i_{Sq}^* は d 軸、q 軸電流の指令値である。また、定常偏差を低減するため PI 制御を行う。比例ゲインはオーバーシュートを発生しない最大ゲインとして $K_P = 1.8 \text{ V/A}$ を、積分ゲインは時定数が 20 ms となるように $K_I = 90 \text{ V/A}\cdot\text{s}$ を決定した。(13) 式の第 1, 2 項は電源電圧と連系リアクトルの電圧を打ち消し、第 3, 4 項が電源電流をフィードバック制御する。ただし、第 1 項の電源電圧を打ち消す項はデジタル制御を行うので、1 サンプル遅延が発生する。キャリア周波数が 3 kHz であるので、1 サンプル遅延は基本波

(50Hz) に対して $\pi/60 \text{ rad}$ の遅れを発生させる。そこで、1 サンプル遅延を補償するため、位相進み補償を行う。したがって、STATCOM の交流電圧の d 軸指令値 e_d^* と q 軸指令値 e_q^* を次式で与える。

$$\begin{bmatrix} e_d^* \\ e_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{Sd} \cos(\pi/60) \\ -e_{Sd} \sin(\pi/60) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{AC} & -\omega L_{AC} \\ \omega L_{AC} & R_{AC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} - K_P \begin{bmatrix} i_{Sd}^* - i_{Sd} \\ i_{Sq}^* - i_{Sq} \end{bmatrix} - K_I \int \begin{bmatrix} i_{Sd}^* - i_{Sd} \\ i_{Sq}^* - i_{Sq} \end{bmatrix} \cdot dt \dots \dots \dots (14)$$

〈5・2〉 電流指令値 直流電圧制御は STATCOM の直流リンク電圧 $v_{P2-N2}^\dagger$ を検出し、一定になるように STATCOM の有効電力を制御する。

$$i_{Sd}^* = K_{dc}(4V_{dc}^* - v_{P2-N2}) \dots \dots \dots (15)$$

$$i_{Sq}^* = \frac{q^*}{e_{Sd}} \dots \dots \dots (16)$$

として与える。ここで、 K_{dc} は 1.0 A/V 、 q^* は瞬时无効電力の指令値とした。

6. 分圧不均一抑制法

〈6・1〉 電圧バランス制御 電源周波数に対し 6 次 (300Hz) の零相成分を電圧指令値に重畳することにより中性点電位の制御を行う⁽¹¹⁾。図7に直流、6 次の零相成分を電圧指令値に重畳した場合の M 点に流入する電流 i_M を示す^{††}。STATCOM では無効電力を補償するため、無効電流が主な電流である。そのため、図7(a)のように電圧指令値に直流の零相成分を重畳しても中性点に流入する電流の平均値 $\bar{i}_M = 0$ となる。一方、図7(b)のように電圧指令値に 6 次零相成分を重畳した場合は $\bar{i}_M \neq 0$ となる。この中性点に流入する電流を制御し、 v_{P2-M} と v_{M-N2} の不均一を抑制する。このように中性点に流入する電流を制御するには電圧指令値に偶数次成分を重畳する必要がある。本研究では偶数次かつ、3 の倍数 (三相に対して同様の効果) となる最小次数 6 次を選択した。図5に示すように、電圧バランス制御は LPF (一次デジタルフィルタ) と PI 制御により構成される。 v_{M-N2} と v_{P2-M} の差を LPF に通して 150Hz のリプルを低減させ、中性点の電位の平均値を検出する。リアクトル動作時は図7と電源電流の位相が π 異なる。よって、 $\bar{i}_M$ は逆になるので無効電力指令値 q^* により重畳する 6 次成分の符号 (±) を決定する。150Hz の振動成分を十分に低減できるよう LPF のカットオフ周波数は 10Hz とした。

[†] 直流リンク電圧の平均値として $4V_{dc}$ を用い、直流リンク電圧の瞬時値として v_{P2-N2} を用いる。

^{††} 通電率 D_M は 5 レベル変換器の電源電流 i_S が節点 M に流入する時間比を表している。

図7 コンデンサ動作時の節点 M に流入する電流
(a) 直流を重畳, (b) 6 次を重畳

Fig. 7. The current waveforms of i_M , flowing into the mid-point node M, when a zero-sequence voltage is superimposed on each voltage reference in capacitive operation (a) a dc zero-sequence voltage, (b) a 6th-harmonic zero-sequence voltage.

PI 制御の比例ゲインは 0.5 V/V, 積分ゲインは 0.1 V/V·s である。零相成分指令値 v_M^* は各相共通なので、最終的な電圧指令値 $e_{u,v,w}^*$ は、非干渉電流制御により求まる交流電圧の d 軸指令値 e_d^* , q 軸指令値 e_q^* を逆変換した各相の電圧指令値にこれ付加したものとなる。キャリア波と出力電圧指令値 $e_{u,v,w}^*$ を比較し、各 IGBT のゲート信号を決定する。

〈6・2〉電圧バランス回路 図2に示すように P 側と N 側に電流制御系とは独立な 2 台の昇降圧チョップパを設置し、 v_{P2-P1} と v_{P1-M} , v_{M-N1} と v_{N1-N2} の不均一の抑制を行う。図8に昇降圧チョップパの制御ブロック図を示す。電圧制御に PI 制御を用い、比例ゲインは 1.4 A/V, 積分ゲインは 0.1 A/V·s である。電流制御に P 制御を用い、比例ゲインは比例ゲインは 0.2 V/A である。キャリア波 (3 kHz) と電圧指令値 v_{CP}^* を比較し、ゲート信号を決定する。

7. 5 レベル変換器のスイッチング周波数

5 レベル変換器は 1 レグ当たり 8 素子で構成されているので、キャリア周波数と各素子のスイッチング周波数は異なる。図2のように、5 レベル変換器の IGBT を上から T1, T2, ..., T8 と呼ぶ。電圧指令値 e^* が V_{P1-M} 以上であれば、T1, T5 がスイッチングを行う。また、電圧指令値 e^* が 0 以上で、かつ V_{P1-M} 以下であれば、T2, T6 がスイッチングを行う。電圧指令値が正負対称かつ直流リンク電圧の分圧不均一が完全に抑制されていると仮定すると、T1, T4, T5, T8 のスイッチング周波数が等しく、T2, T3, T6, T7 のスイッチング周波数が等しい。したがって、T1, T2 のスイッチング周波数 f_{S1} , f_{S2} について考える。

T1 がスイッチングする期間は、(3) 式で示す電圧指令値 e^* を用いると、

$$T_{V_{P1-M}} \leq t \leq \frac{T}{2} - T_{V_{P1-M}} \quad (17)$$

となる。したがって、T1, T2 のスイッチング周波数 f_{S1} ,

図8 昇降圧チョップパの制御ブロック図

Fig. 8. The control block diagram of the positive chopper in the voltage-balancing circuit.

f_{S2} は

$$f_{S1} = \frac{T/2 - 2T_{V_{P1-M}}}{T} f_C \quad (18)$$

$$f_{S2} = \frac{f_C}{2} - f_{S1} \quad (19)$$

となる。 $\sqrt{2}E = V_{P2-M}$ のとき、 f_{S1} が最大となり、キャリア周波数 f_C が 3 kHz であるので、 f_{S1} は 1 kHz となる。このとき、 f_{S2} は 500 Hz となる。

また、T1 の f_{S1} が最小となるのは、 $\sqrt{2}E \leq V_{P1-M}$ のときであるが、本システムの場合、電圧指令値の実効値 E が最小となるのは 10 kVA リアクトル動作した場合である。連系リアクトルが 4.7% であるため、電源の相電圧の実効値 E_S を用いると、 $E = 0.95 E_S$ となる。これより、T1 のスイッチング周波数 f_{S1} の最大値は 915 Hz となり、T2 のスイッチング周波数 f_{S2} は 585 Hz となる。したがって、すべての動作状態において各 IGBT のスイッチング周波数は 1 kHz 以下となる。

8. 実験結果

〈8・1〉定常状態: 10 kVA コンデンサ動作 図9~図10に 10 kVA のコンデンサ動作した場合の実験波形を示す。表2に各素子のスイッチング周波数を示す。T1 のスイッチング周波数は 950 Hz となり、T2 のスイッチング周波数に比べ 1.7 倍となる。表3[†]に電源電流の総合歪み率 (THD) と基本波電流に対する各次調波の割合を示す。系統連系ガイドラインの基準 (総合歪み率 5% 以下、かつ各次 3% 以下) を満足している。図9に定常状態の電流・電圧波形を示す。節点 M を基準とした変換器交流端子電圧 e_{u-M} と変換器交流端子の線間電圧 v_{uv} を示す。 e_{u-M} は電圧レベルが 5 ステップ、 v_{uv} は 9 ステップの波形であり、5 レベル変換器特有の電圧波形となっている。直流リンク電圧 v_{P2-N2} の電圧リップルは $\pm 0.7\%$ であり、直流平均値は指令値 360 V に一致している。分圧コンデンサの直流平均電圧 ($\bar{v}_{P2-P1}$, $\bar{v}_{P1-M}$, $\bar{v}_{M-N1}$, $\bar{v}_{N1-N2}$) は等しいことが確認できる。分圧コンデンサ電圧 v_{P2-M} と v_{P1-M} の変動成分は 150 Hz であり、これは主回路から節点 M に流入する電流成分が 150 Hz (1 相当あたり 50 Hz × 3 相) であることに起因し、原理的に発生してしまう変動である。分圧コンデンサ電圧 v_{P2-M} , v_{P1-M} の 150 Hz 成分は、それぞれ $\pm 2.8\%$, $\pm 2.7\%$ となる。

[†] 高調波電流成分が 0.1% 以下の高調波次数は無視している。

チョップリアクトル L_C の直流電流 $\bar{i}_{CP}$, $\bar{i}_{CN}$ はそれぞれ -0.07 A , 0.33 A である。理論的には $\bar{i}_{CP}$ と $\bar{i}_{CN}$ は一致するはずである。この原因としては、(i) 理論解析では STATCOM が発生する電流を正弦波と仮定したこと、(ii) 分圧不均一抑制のために電圧指令値に 6 次調波を重畳したため、変換器の各節点への接続タイミングが変化したこと (iii) 回路にわずかな不平衡が存在すること、などが考えられる。また、 i_{CP} , i_{CN} のピーク値は 0.15 A , 0.4 A であり、これは電源電流 i_S の 0.4% , 1.0% である。チョップリアクトルの蓄積エネルギーは 1.2 mJ , 8.8 mJ となる。今回用いた L_C の連続定格電流は 0.3 A , 最大定格電流は 0.5 A である。また、理論上リアクトルの体積は蓄積エネルギーに比例するので L_C は $11\text{ }\mu\text{H}$, $30\text{ A}^\dagger$ と同等の容量となる。つまり、 L_C は連系リアクトル L_{AC} ($0.6\text{ mH } 30\text{ A}$) に比べ非常に小容量なものとなる。

図 9 10kVA コンデンサ動作

Fig. 9. Experimental waveforms in capacitive operation at 10 kVA.

表 3 10kVA コンデンサ動作時の電源電流 i_{Su} の THD および各次高調波成分 [%]

Table 3. Current THD and harmonic currents of i_{Su} in capacitive operation at 10 kVA, expressed as %

THD	2nd	3rd	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	15th	17th	19th	20th	21st	22nd	25th	26th	31st	34th	40th
3.8	0.8	1.3	0.7	2.4	0.2	1.9	0.2	0.7	0.2	0.5	0.4	0.2	0.5	0.4	0.3	0.2	0.2	0.2	0.2	0.3	0.2

† STATCOM の定格電流ベース

図 10 に定常状態の拡大波形を示す。 i_{CP} と i_{CN} は主回路の動作によって決定される直流電流に 3 kHz のスイッチンググリブルが重畳した波形である。

〈8・2〉 過渡応答 図 11 に無効電力指令値 q^* を 10 kVA リアクトル動作から 10 kVA コンデンサ動作に 1 周期 (20 ms) で変化した場合の実験波形を示す。指令値変更時に v_{P2-N2} が変動をしているが、直流リンク電圧 (360 V) に対して 2% 以下の変動であるため許容範囲内である。また、 i_{CP} , i_{CN} は過渡時に大きな変動を発生することなく、直流リンク電圧の分圧不均一を抑制できている。

図 10 図 9 の時間軸拡大図

Fig. 10. Time-expanded waveforms of Fig. 9.

表 2 10kVA コンデンサ動作時の IGBT のスイッチング周波数

Table 2. Actual switching frequency of each IGBT in capacitive operation at 10 kVA

x	1, 4, 5, 8	2, 3, 6, 7
T_x の f_s [Hz]	950	550

図 11 10kVA リアクトル動作から 10kVA コンデンサ動作への過渡特性

Fig. 11. Transient performance from inductive to capacitive operation at 10kVA.

図 12 に 10kVA のコンデンサ動作中に電圧バランス回路 (2 台の昇降圧チョッパ) を停止した場合の実験波形を示す。100 ms の時点で動作を停止させたので i_{CP} と i_{CN} は 0 A となる。このとき電圧バランス制御は動作させているので、 v_{P2-M} と v_{M-N2} の分圧不均一は発生していない。

昇降圧チョッパを停止した後、 v_{P2-P1} と v_{M-N1} が上昇し、 v_{P1-M} と v_{N1-N2} が下降し、740 ms 後に v_{P2-P1} の過電圧保護回路が作動し、STATCOM が自動停止した。これより、直流リンクに設置した昇降圧チョッパの有効性が確認できる。

9. まとめ

本論文では、5 レベル変換器を用いた 6.6kV トランスレス STATCOM の基本設計を行い、直流コンデンサの分圧不均一を抑制法として 2 台の双方向昇降圧チョッパと電圧指令値に 6 次零相成分を重畳する制御法を併用することを提案した。200 V 10kVA ミニモデルを設計・製作し、直流コンデンサの分圧不均一を抑制できることを確認し、提案法の有効性を実証した。また、不均一抑制のための昇降圧

図 12 10kVA コンデンサ動作中に 2 台の昇降圧チョッパを停止した実験結果

Fig. 12. Experimental waveforms before and after stopping the voltage balancing circuit in capacitive operation at 10kVA, keeping the voltage balancing control operated.

チョッパ容量は主変換器容量の 1% 以下となることを理論と実験により確認した。

最後に、本研究にご協力いただきました富士電機アドバンストテクノロジーの松本康氏、豊崎次郎氏、本学大学院修士課程米谷心助氏（現在、日産自動車勤務）に厚くお礼申し上げます。

（平成 18 年 5 月 29 日受付，平成 18 年 12 月 26 日再受付）

文 献

- (1) A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi: "A New neutral-point-clamped PWM inverter", *IEEE Trans. IAS*, Vol.17, No.5, pp.518-523 (1981)
- (2) C. Hochgraf, and R.H. Lasseter: "A transformer-less static synchronous compensator employing a multi-level inverter", *IEEE Trans. PES*, Vol.12, No.2, pp.881-887 (1997)
- (3) K. Sasagawa, Y. Abe, and K. Mastuse: "Voltage-balancing method for IGBTs connected in series", *IEEE Trans. IAS*, Vol.40, No.4, pp.1025-1030 (2004)
- (4) K. Yokota, O. Ichikawa, and T. Fukao: "The Singular Point of DC Voltage Control System of 5-Level Inverter for Self-commutated SVC", Technical Meeting on Semiconductor Power Converter, IEE Japan, SPC-99-53 (1999) (in Japanese)
横田計仁・市川 修・深尾 正:「自励式 SVC に用いる 5 レベル変換器の分圧点電位制御の特異点」, 電学半導体電力変換研資, SPC-99-53

- (1999)
- (5) R. W. Menzies, P. Steimer, and J. K. Steinke: "Five-level GTO inverters for large induction motor drives", *IEEE Trans. on IAS*, Vol.30, No.4, pp.938–944 (1994)
 - (6) K. Corzine, X. Kou, and J. Baker: "Dynamic average-value modeling of a four-level drive system", *IEEE Trans. PELS*, Vol.18, No.2, pp.619–627 (2003)
 - (7) F. Z. Peng, J. S. Lai, J. McKeever, and J. VanCoeveing: "A multilevel voltage-source converter system with balanced DC voltages", *Proc. IEEE-PESC'95 Rec.*, pp.1144–1150
 - (8) S. Yonetani, H. Fujita, and H. Akagi: "Feasibility Study of a 6.6-kV, 1-MW Transformerless BTB-Based Loop Controller—System Design and Zero-Sequence-Current Reduction—", *IEEJ Trans.*, Vol.124-B, No.11, pp.1349–1356 (2004-11) (in Japanese)
米谷心助・藤田英明・赤木泰文:「6.6kV, 1MW トランスレス BTB 方式ループコントローラ—システム設計と零相電流抑制—」, 電学論 B, **124**, 11, pp.1349–1356 (2004-11)
 - (9) H. Fujita, S. Tominaga, and H. Akagi, "Analysis and design of a dc voltage-controlled static var compensator using quad-series voltage-source inverters", *IEEE Trans. IAS*, Vol.32, No.4, pp.970–977 (1996)
 - (10) Y. Chen, B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, and B.T. Ooi: "Unified power flow controller (UPFC) based on chopper Stabilized diode-clamped multilevel converters", *IEEE Trans. PELS*, Vol.15, No.2, pp.258–267 (2000)
 - (11) S. Ogasawara, T. Sawada, and H. Aakagi: "Analysis of the Neutral Point Potential Variation of Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", *IEEJ Trans.*, Vol.113-D, No.1, pp.41–48 (1993-1) (in Japanese)
小笠原悟司・沢田 直・赤木泰文:「中性点クランプ電圧形 PWM インバータの中性点電位変動の解析」, 電学論 D, **113**, 1, pp.41–48 (1993-1)

近 藤 洋 介 (学生員) 1983 年 2 月 15 日生。2005 年 3 月東京工業大学工学部電気電子工学科卒業。同年 4 月東京工業大学大学院理工学研究科修士課程進学, 現在に至る。STATCOM の研究に従事。

藤 田 英 明 (正員) 1965 年 9 月 10 日生。1990 年 3 月長岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年 4 月同エネルギー環境工学専攻博士課程入学。1991 年 4 月岡山大学工学部電気電子工学科助手。2002 年 4 月東京工業大学助教授, 現在に至る。博士 (工学)。パワーエレクトロニクスの研究に従事。'90, '95, '98, '03 IEEE IAS Committee Prize Paper Award。'05 IPEC Isao Takahashi Power Electronics Award。

赤 木 泰 文 (正員) 1951 年 8 月 19 日生。1979 年 3 月東京工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了, 工学博士。長岡技術科学大学助手・助教授, 岡山大学教授を経て, 2000 年 1 月東京工業大学教授。パワーエレクトロニクスの研究に従事。電気学会論文賞を 4 回, IEEE IAS/PELS Transactions Prize Paper Award を 4 回, IEEE IAS Committee Prize Paper Award を 9 回受賞。1996 年 IEEE Fellow。1998 年 IEEE IAS/PELS Distinguished Lecturer。2001 年 IEEE William E. Newell Power Electronics Award。2004 年 IEEE IAS Outstanding Achievement Award。2006 年文部科学大臣表彰科学技術賞 (研究部門)。