A 6.6-kV Transformerless Cascade PWM STATCOM

—Experimental Verification by a Three-phase 200-V, 10-kVA Laboratory System—

Tsurugi Yoshii Student Member (Tokyo Institute of Technology)

Shigenori Inoue Student Member (Tokyo Institute of Technology)

Hirofumi Akagi Member (Tokyo Institute of Technology)

Keywords: cascade STATCOM, multilevel converter, reactive power, voltage-balancing control

Attention has been paid to a multilevel converter cascading multiple single-phase H-bridge converters in each phase. Its output-voltage level can be increased more easily than that of a diode-clamped multilevel converter. However, when the multilevel converter is applied to a cascade STATCOM, each cascaded H-bridge converter should be equipped with an isolated and split dc capacitor without any power source or circuit. Cascade STATCOMs can be classified into staircase modulation and pulse-width modulation (PWM) in terms of voltage regulation. PWM is superior in dynamic performance to, more robust against line disturbances and faults than, staircase modulation. However, no papers have proposed and experimentally verified a viable and effective control method to regulate and balance all the dc mean voltages from a practical point of view.

This paper deals with a 6.6-kV cascade PWM STATCOM with star-configuration, and proposes a control method capable of regulating reactive power and balancing all the dc capacitor voltages at the same time. Experiments based on a laboratory model confirm the effectiveness of the proposed control method. Fig. 1 shows the

200-V, 10-kVA laboratory model cascading three H-bridge PWM converters in each phase. Table 1 summarizes the circuit parameters of Fig. 1. Each H-bridge converter has an isolated dc capacitor without external circuit nor power supply except for a Hall-effect voltage sensor.

Fig. 2 shows experimental waveform in a transient state from inductive to capacitive operation with a ramp change in q^* from -10 kVA to 10 kVA. Although v_C represents the nine dc-capacitor voltages, it is difficult to distinguish the nine waveforms from Fig. 2. Each dc voltage contained a 100-Hz component inherent in a single-phase H-bridge converter, whereas each dc mean voltage was kept balanced and controlled, not only in the steady state but in the transient state. The u -phase ac current flowing into the STATCOM, i_u , was slightly distorted with a current THD (total harmonic distortion) of 3.7% due to a non-negligible voltage drop of IGBTs used in the down-scaled model.

Table 1. Circuit constants and control parameters in Fig. 1

Rated reactive power	Q	10 kVA
Nominal line-to-line rms voltage	V_S	200 V
Background system inductance	L_S	48 μ H (0.4%)
AC link inductor	L_{ac}	1.2 mH (10%)
Starting resistor	R	10 Ω
DC capacitor voltage	v_C	60 ~ 70 V
DC capacitors	C	16,400 μ F
Unit capacitance constant	H	36 ms (70 V)
Carrier frequency for PWM		1 kHz

Fig. 1. Laboratory model of the three-phase 200-V, 10-kVA cascaded PWM STATCOM

Fig. 2. Experimental waveforms in a transient state from inductive to capacitive operation at 10 kVA.

6.6kV トランスレス・カスケードPWM STATCOM

——三相 200V 10kVA ミニモデルによる動作検証——

学生員 吉井 剣* 学生員 井上 重徳*

正 員 赤木 泰文*

A 6.6-kV Transformerless Cascade PWM STATCOM

——Experimental Verification by a Three-phase 200-V, 10-kVA Laboratory System——

Tsurugi Yoshii*, Student Member, Shigenori Inoue*, Student Member, Hirofumi Akagi*, Member

This paper deals with a 6.6-kV transformerless STATCOM cascading multiple single-phase H-bridge PWM converters in each phase. The ac voltage of the STATCOM is almost sinusoidal, so that it requires no harmonic filter. Each converter is equipped with a capacitor and a voltage sensor on the dc side, which are electrically isolated from each other. The STATCOM has the capability of self-starting and voltage-balancing without any external power supply or equipment. Experiment by a three-phase 200-V, 10-kVA laboratory system, along with computer simulation, is carried out to confirm the viability and effectiveness of the STATCOM.

キーワード：カスケード STATCOM, マルチレベル変換器, 無効電力, 電圧バランス制御

Keywords: cascade STATCOM, multilevel converter, reactive power, voltage-balancing control

1. まえがき

近年、無効電力を連続的に制御できる自励式無効電力補償装置 (STATCOM) が注目されている。系統連系用変圧器は STATCOM の体積・重量の増加を招き、例えば 6.6kV, 1MVA の変圧器の重量は 3000kg から 4000kg に達する。したがって、マルチレベル変換器をベースとしたトランスレス STATCOM が望ましい。単相電圧形コンバータをカスケード接続⁽¹⁾した STATCOM^{(2)~(20)}は、ダイオードクランプ形コンバータを使用した STATCOM⁽²¹⁾に比べて段数の拡張が容易である。しかし、多数の独立した直流コンデンサの電圧不均一抑制することが難しい。

カスケード STATCOM の変調方式は、階段状の電圧を出力する階段波変調⁽²⁾⁽³⁾⁽¹²⁾⁽¹⁹⁾ (staircase modulation) を用いた方式と PWM 方式に分類できる。PWM 方式は応答速度や系統の擾乱、地絡事故に対する安定性の点で有利であり、国内外で活発に研究されている^{(5)~(9)(12)(15)(18)(20)}。しかし、起動時の挙動も考慮し、かつ段数の拡張にも容易に対応できる直流電圧バランス制御法は確立されていないように思わ

れる。

本論文は図 1 に示す 6.6kV 配電系統に設置するカスケード PWM STATCOM を対象とする。同一回路構成の単相電圧形 PWM コンバータを 1 相あたり 6 段カスケード接続している。この場合、各直流コンデンサ電圧は 1kV に設定できるため 1.7kV IGBT を使用できる。この 1.7kV IGBT は 3.3/4.5/6.5kV IGBT に比べてスイッチング損失が低く、しかも流通量が多いためにコスト的にも有利である。各コンバータの直流側には初期充電回路や電圧バランス回路などの外部回路を必要としない。本論文で提案する直流電圧バランス制御法は、相間バランス制御と段間バランス制御から構成されている点に特長がある。さらに本論文では、三相 200V 10kVA のミニモデルを設計・製作し、無効電力制御と直流電圧の不均一抑制が同時にできることを実験的に検証する。

2. ミニモデルのシステム構成

図 2 に実験に用いたミニモデルの回路構成を、表 1 に回路・制御定数を示す。1 相あたり単相電圧形 PWM コンバータを 3 段カスケード接続している。各コンデンサには直流電圧検出器を接続しているが、起動や電圧不均一抑制を目的とした外部回路は接続していない。起動回路はコンタクト MC1, MC2 と電流制限抵抗 R から構成されている。 L_S は実験室の 200V 配電盤の上位インダクタンスを実測した

* 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, S3-17
Department of Electrical and Electronic Engineering,
Tokyo Institute of Technology
S3-17, 2-12-1, O-okayama, Meguro, Tokyo 152-8552

図 1 1.7kV IGBT を使用した 6.6kV トランスレス・カスケード PWM STATCOM の主回路構成
Fig. 1. Circuit of the 6.6-kV cascade PWM STATCOM using 1.7-kV IGBTs.

図 2 三相 200 V 10 kVA カスケード PWM STATCOM の実験回路
Fig. 2. Experimental circuit of the three-phase 200-V, 10-kVA cascaded PWM STATCOM.

表 1 図 2 の回路定数と制御定数

Table 1. Circuit constants and control parameters in Fig. 2

Rated reactive power	Q	10 kVA
Nominal line-to-line rms voltage	V_S	200 V
Background system inductance	L_S	48 μ H (0.4%)
AC link inductor	L_{ac}	1.2 mH (10%)
Starting resistor	R	10 Ω
DC capacitor voltage	v_C	60 ~ 70 V
DC capacitors	C	16,400 μ F
Unit capacitance constant	H	36 ms (70 V)
Carrier frequency for PWM		1 kHz
Low-pass-filter cut-off frequency		15 Hz
Dead time		2 μ s

ものである。

図 3 に示すように、DSP・FPGA をベースにした全デジタル制御システムを採用している。図 4 に示すように、3 段の単相電圧形 PWM コンバータの三角波キャリア (1 kHz) は互いに 120 度の位相差を有し、等価スイッチング周波数はキャリア周波数の 6 倍 (6 kHz) となる。サンプリングは三角波キャリアの頂点で行い、サンプリング周期はキャリア周期の 1/6 (167 μ s) となる。指令値の変更は、マルチスイッチングを防止するために各段の三角波キャリアの頂点で行う。したがって、更新周期は 500 μ s である。

3. 制 御 法

図 5 にミニモデルの制御系を示す。デジタル PLL の

図 3 制御システム

Fig. 3. Control system.

位相基準は u 相の系統相電圧

$$v_{Su0} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_S \sin \omega t \dots \dots \dots (1)$$

としている。

本制御系の主要部分は 3 個のブロックに分けられる。第 1 ブロックは無効電力制御と直流電圧一括制御であり、 d - q 変換を用いて三相を一括に扱い d 軸電流と q 軸電流を独立に制御する。第 2 ブロックは相間直流電圧バランス制御であり、各相の直流コンデンサ電圧の平均値を相間でバランスさせる。第 3 ブロックは段間直流電圧バランス制御であ

図7 相間直流電圧バランス制御
Fig. 7. Clustered blancing control.

〈3・2〉 相間直流電圧バランス制御 図7に相間直流電圧バランス制御ブロックを示す。各相3段の直流電圧平均値 $\bar{v}_{Cu}$, $\bar{v}_{Cv}$, $\bar{v}_{Cw}$ を用いて、一相あたり一台の単相PWMコンバータとみなして制御する。以下では u 相について説明する。

基本的な考え方は、三相PWMコンバータの電流マイナーループを有する直流電圧制御と同様である。 d - q 座標系に相当する直流座標系上で、直流電圧の指令値と実電圧の偏差にゲインを掛けて有効電流指令値を決定する。次に電流制御を行い、交流座標系に逆変換して三相の電圧指令値を得る。すなわち、電圧指令値 v_C^* と平均直流電圧値 $\bar{v}_{Cu}$ および d 軸電流値 i_d を用いて、次のように電圧指令値を与える。

$$v_{Bdu} = -K_4 \{ K_3 (v_C^* - \bar{v}_{Cu}) - i_d \} \sin \omega t \dots \dots \dots (11)$$

一般に、電流マイナーループを付加することは安定な電圧制御には不可欠である。しかし、各相ごとに有効電流の瞬時値を遅れなく得ることは不可能であり、図7では i_d で代用している。

通常の d 軸電流制御との相違点は $\bar{v}_{Cu}$, $\bar{v}_{Cv}$, $\bar{v}_{Cw}$ を個別に制御していることである。実際のシステムではIGBTの損失やスイッチング特性のばらつきから、損失を補填するための有効電流は各相間で異なる。しかし、通常の d 軸電流制御は平衡三相電圧を出力するため、このような不平衡な有効電流を制御することはできない。本論文の相間バランス制御では、上述したように「各相独立に d 軸電流制御」を行い、基本波の零相電圧を含む不平衡三相電圧を出力することができる。その結果、 $\bar{v}_{Cu}$, $\bar{v}_{Cv}$, $\bar{v}_{Cw}$ はバランスする。

相間バランス制御は、(2)式と(3)式の平均値演算の項を増加させるのみで、容易に段数を拡張可能である。

〈3・3〉 段間直流電圧バランス制御 図8に段間直流電圧バランス制御ブロックを示す。各コンバータにおいて無効電流と同位相/逆位相の電圧を出力することで、有効電力を流入/放出させる。 u 相 m 段目の指令値は次のように与える。

$$v_{Bum} = \begin{cases} K_5 (\bar{v}_{Cu} - v_{Cum}) \cos \omega t & q^* > 0 \\ -K_5 (\bar{v}_{Cu} - v_{Cum}) \cos \omega t & q^* < 0 \end{cases} \dots \dots \dots (12)$$

図8 段間バランス制御 (m 段目)
Fig. 8. Individual balancing control between the three cascaded converters in each cluster.

$\cos \omega t$ は電源電圧基準位相 $\sin \omega t$ に直交している。無効電力が零の場合は段間バランス制御は作用しないため、図2のミニモデルにおいては、無効電力指令値 $q^* < 1$ kVA で段間バランス制御を停止している。

段間バランス制御についても、段数に応じて(12)式を追加することで、容易に段数の拡張が可能である。

〈3・4〉 直流コンデンサ電圧可変制御 以上の制御とは別に、電流THD低減を目的とした直流コンデンサ電圧可変制御を採用している。変調率の低下は電圧レベル数の減少を招くため、変調率を一定に保つことが望ましい。STATCOMの出力する電圧は無効電力の大きさに比例するため、直流コンデンサ電圧指令値 v_C^* を以下のように与えることで、変調率を一定に保つことができる。

$$v_C^* = 65 + 0.5q^* \text{ [V]} \dots \dots \dots (13)$$

ただし、 q : [kVA]

4. 実験結果

〈4・1〉 起動特性 図9に起動時の波形を示す。STATCOM起動時は、まず全ゲートをOFFした状態でMC1のみを閉じる。各段のPWMコンバータはダイオード整流器として動作し、電流制限抵抗 R を経由して直流コンデンサを充電する。時定数は $R \times C/3 = 55$ ms である。1 s 経過後にMC2を閉じて R を短絡し、スイッチングを開始する。直流コンデンサ電圧を運転電圧まで増加させると同時に、無効電力の制御を開始する。図9(a)では、ダイオード整流器として充電が行われ、MC2を閉じた後に図9(b)においてスイッチングを開始した。オーバーシュート防止のために直流コンデンサ電圧指令値 v_C^* はランプ状に変化させた。無効電力指令値 q^* は10 kVA (コンデンサ動作) である。 v_C^* と同じく q^* もランプ状に変化させ、さらに v_C^* が60 V以下の期間は変化率を低下させてオーバーシュートを防止した。スイッチング開始と同時に無効電力補償を開始するため、相間直流電圧バランス制御、段間直流電圧バランス制御ともに動作させている。したがって、起動時においても各直流コンデンサ電圧の不均一は抑制されている。

〈4・2〉 定常時・過渡時の動作検証 図10では $q^* =$

図 9 始動時の動作波形

Fig. 9. Experimental waveforms during startup.

図 10 リアクトル動作からコンデンサ動作の実験波形 (10kVA)

Fig. 10. Experimental waveforms in a transient state from inductive to capacitive operation at 10 kVA.

-10kVA (定格リアクトル動作) から、20ms (1周期) で 10kVA (定格コンデンサ動作) に変化させた。詳細は次章に述べるが、10kVA コンデンサ動作時の電流 THD は 3.7% であった。無効電力 q は定常時のみならず過渡時においても指令値 q^* に偏差なく追従した。直流コンデンサ電圧 v_C は、三相 3 段 9 個分を示している。定常時にはリアクトル動作・コンデンサ動作に関わらず不均一は抑制されてお

図 11 定格コンデンサ動作時の出力電圧波形 ($v_C^* = 70 \text{ V}$)Fig. 11. Experimental waveforms with capacitive operation at 10 kVA with $v_C^* = 70 \text{ V}$. 図 12 定格リアクトル動作時の出力電圧波形 ($v_C^* = 60 \text{ V}$)Fig. 12. Experimental waveforms with inductive operation at 10 kVA with $v_C^* = 60 \text{ V}$. 図 13 定格リアクトル動作時の出力電圧波形 ($v_C^* = 70 \text{ V}$)Fig. 13. Experimental waveforms with inductive operation at 10 kVA with $v_C^* = 70 \text{ V}$.

り、バランス制御が有効に作用している。過渡時においては v_C^* の変化に対して v_C の応答に遅れがあり、約 2 V ほどオーバershootが発生した。これは主に v_C に含まれる 100 Hz リプルの除去に用いた LPF による制御遅れが原因であるが、電圧不均一は生じていない。

図 11 にコンデンサ動作時、図 12 にリアクトル動作時の出力電圧波形をそれぞれ示す。相電圧 7 レベル、線間電圧 13 レベルの電圧波形となっている。変調率を一定に保持するため、リアクトル動作時に電圧レベルの減少は生じていない。一方、図 13 のように直流電圧を 70 V 一定とすると変調率が低下し、線間電圧は 9 レベルまで減少した。

〈4・3〉 直流電圧バランス制御の動作検証 図 14 は定格コンデンサ動作中に相間バランス制御を意図的に停止し、3 秒経過後に再開したものである。相間バランス制御を停止したことによって v_C には最大 17 V ほどの不均一が生じ

図 14 相間直流電圧バランス制御の効果

Fig. 14. Experimental waveforms confirming the effectiveness of the clustered balancing control.

図 15 段間直流電圧バランス制御の効果

Fig. 15. Experimental waveforms confirming the effectiveness of the individual balancing control.

た。段間バランス制御は動作しているため、各相内の各段コンバータには直流電圧不均一は発生していない。したがって不均一は相間で発生し、直流コンデンサ電圧波形は u 相, v 相, w 相の 3 つの集団に分散した。図中の破線の時刻において制御を再開すると, v_C は 40 ms ほどで指令値 (70 V) に収束した。

図 15 では段間バランス制御を停止し, 10 秒経過後に制御を再開している。段間バランス制御を停止したことによって v_C には最大 15 V ほどの不均一が生じた。図中の破線の時刻において制御を再開すると, 200 ms 経過後に指令値 (70 V) に収束し不均一を抑制することができた。以上の結果より, 相間バランス制御と段間バランス制御の併用が有効であることを実証した。

5. 電流ひずみに関する考察

図 16 に 10 kVA コンデンサ動作時の波形を示す。このときの電流 THD は 3.7% と比較的大きい。その主要な原因の一つとして考えられるのが, IGBT の順方向電圧降下 $V_{CE(Sat)}$ 及びダイオードの順方向電圧降下 V_F である。ミニモデルには 600 V 150 A の IGBT モジュールを用いており, 電圧降下は 1.5 V 程度である。各相は 3 段カスケード構成であるので, 1 相あたり 9 V ($= 1.5V \times 6$) の電圧降下を生じる。

図 16 定格コンデンサ動作時の実験波形

Fig. 16. Experimental waveforms with capacitive operation at 10 kVA.

図 17 定格コンデンサ動作時のシミュレーション波形 ($V_{CE(Sat)} = V_F = 1.5$ V)

Fig. 17. Simulated waveforms with capacitive operation at 10 kVA with $V_{CE(Sat)} = V_F = 1.5$ V.

図 18 定格コンデンサ動作時のシミュレーション波形 ($V_{CE(Sat)} = V_F = 0.17$ V)

Fig. 18. Simulated waveforms with capacitive operation at 10 kVA with $V_{CE(Sat)} = V_F = 0.17$ V.

図 17 に $V_{CE(Sat)} = V_F = 1.5$ V としたときの PSCAD によるシミュレーション結果を示す (シミュレーション I)。図 16 の実験波形と類似した波形が得られている。

シミュレーションには PSCAD (Manitoba 社) を使用し, 以下の点を考慮した。

- デジタル制御による 1 サンプル遅延 ($167 \mu s$)
- デッドタイム ($2 \mu s$)
- 順方向電圧降下 $V_{CE(Sat)} = V_F$ (一定)
- 系統インダクタンス L_S

IGBT/ダイオードについては順方向電圧降下のみを考慮し, それ以外は理想スイッチとした。

6.6 kV STATCOM を設計する際には直流電圧 v_C を 1 kV に設定するので, 1.7 kV IGBT/ダイオードを使用した場合

表 2 10kVA コンデンサ動作時の電源電流高調波含有率と総合高調波ひずみ率 [%]

Table 2. Supply harmonic currents and THD with capacitive operation at 10kVA, expresses as [%].

Harmonic order	2nd	3rd	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	12th	13th	15th	THD
Experiment	1.1	1.4	0.5	1.9	0.3	2.3	0.5	0.6	0.4	0.8	0.1	0.5	0.0	3.7
Simulation I	0.0	0.0	0.0	2.0	0.0	2.7	0.1	0.0	0.1	1.6	0.0	1.1	0.0	3.9
Simulation II	0.0	0.1	0.0	0.7	0.0	0.6	0.0	0.0	0.0	0.4	0.0	0.3	0.0	1.1

Simulation I: $V_{CE(Stat)} = V_F = 1.5V$, Simulation II: $V_{CE(Stat)} = V_F = 0.17V (=0.25\% \text{ of } 70V)$

$V_{CE(Stat)} = V_F = 2.5V$ (0.25%) 程度の電圧降下が想定される。したがって、順方向電圧降下の影響はミニモデルに比べて格段に小さくなる。図 18 は、 $v_C = 70V$ の場合にスケールダウンし、 $V_{CE(Stat)} = V_F = 0.17V$ (0.25%) とした場合のシミュレーション結果を示す。(シミュレーション II)。電圧降下によるひずみが大幅に減少している。このことから、6.6kV STATCOM では順方向電圧降下の影響は無視できる。

表 2 は各次高調波含有率および THD をまとめたものである。THD は 40 次成分までを考慮し、DFT 演算により算出した。サンプリング周期は $10\mu s$ である。IGBT/ダイオードの電圧降下は特に 5 次、7 次高調波を多く発生するため THD は悪化する。「実験」と「シミュレーション I」では、この影響が顕著に表れている。また、「実験」では非論理高調波の 2 次、3 次高調波も 1% 程度含まれている。この要因としては、電源電圧の不均衡や回路素子のばらつきのために、実験システムは完全な三相平衡回路とはならないためである。シミュレーションでは電源と回路ともに完全な三相平衡を仮定しているため、この影響は再現されていない。一方、「シミュレーション II」のように電圧降下が無視できるような場合には THD は 1.1% まで低減できる。したがって、実システムの非論理高調波の割合をミニモデルと同程度と仮定すると、系統ガイドラインを十分満足できると考えられる。

6. む す び

本論文では、6.6kV 配電系統用カスケード PWM STATCOM の実用化において必要不可欠となる、直流コンデンサ電圧のバランス制御法を論じた。さらに、三相 200V 10kVA のミニモデルを設計・製作し、検証実験を行った。相間バランス制御と段間バランス制御を併用することによって定常運転時のみならず、起動時や過渡時においても直流コンデンサ電圧の不均一を抑制し、かつ無効電力を制御できることを実証した。また、電流波形の 5 次、7 次高調波は IGBT/ダイオードの順方向電圧降下に起因し、6.6kV STATCOM では電源や回路の不均衡による非論理高調波の影響を考慮しても、系統ガイドラインを十分に満足できる可能性を明らかにした。

本研究を進めるに当たり、ご協力いただきました東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻三宅靖彦氏(現 四国電力勤務)に厚くお礼申し上げます。

(平成 18 年 7 月 12 日受付, 平成 18 年 11 月 21 日再受付)

文 献

- (1) T. Ohnishi: "Multiple single-phase PWM inverter by means of combination control", *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, Vol.115, No.1, pp.63–69 (1995) (in Japanese)
大西徳生:「組み合わせ制御方式単相多重化 PWM インバータ」, 電学論 D, **115**, 1, pp.63–69 (1995)
- (2) J.S. Lai and F.Z. Peng: "Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.32, No.3, pp.509–517 (1996)
- (3) F.Z. Peng, J.S. Lai, J.W. McKeever, and J. VanCoevering: "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.32, No.5, pp.1130–1138 (1996)
- (4) P. Hammond: "A new approach to enhance power quality for medium-voltage ac drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.33, No.1, pp.202–208 (1997)
- (5) F.Z. Peng and J.S. Lai: "Dynamic performance and control of a static var generator using multilevel inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.33, No.3, pp.748–755 (1998)
- (6) F.Z. Peng, J.W. McKeever, and D.J. Adams: "A power line conditioner using multilevel inverters for distribution systems", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.34, No.6, pp.1293–1298 (1998)
- (7) J.D. Ainsworth, M. Davies, P.J. Hitz, K.E. Owen, and D.R. Trainer: "Static var compensator (STATCOM) based on single-phase chain circuit converters", *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, Vol.145, No.4, pp.381–386 (1998)
- (8) L.M. Tolbert, F.Z. Peng, and T.G. Habetler: "Multilevel converters for large electric drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.35, No.1, pp.36–44 (1999)
- (9) Y. Liang and C.O. Nwankpa: "A new type of STATCOM based on cascading voltage-source inverters with phase-shifted unipolar SPWM", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.35, No.5, pp.1118–1123 (1999)
- (10) M.D. Manjrekar, P.K. Steimer, and T.A. Lipo: "Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high-power applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.36, No.3, pp.834–841 (2000)
- (11) L.M. Tolbert, F.Z. Peng, and T.G. Habetler: "Multilevel PWM methods at low modulation indices", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.15, No.4, pp.719–725 (2000)
- (12) J. Rodriguez, J.S. Lai, and F.Z. Peng: "Multilevel Inverters: a survey of topologies, controls, and applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.49, No.4, pp.724–738 (2002)
- (13) M. Lopez, L. Moran, J. Espinoza, and J. Dixon: "Performance analysis of a hybrid asymmetric multilevel inverter for high-voltage active power filter applications", in *Conf. Rec. IEEE-IES IECON*, pp.1050–1055 (2003)
- (14) A.M. Massoud, S.J. Finney, and B.W. Williams: "Seven-level active power filter", in *Conf. Rec. IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power*, pp.136–141 (2004)
- (15) L.A. Silva, S.P. Pimentel, and J.A. Pomilio: "Nineteen-level active filter system using asymmetrical cascaded converter with dc voltage control", in *Conf. Rec. IEEE-PELS PESC*, pp.303–308 (2005)
- (16) K. Fujii, U. Schwarzer, and R.W. De Doncker: "Comparison of hard-switched multi-level inverter topologies for STATCOM by loss-implemented simulation and cost estimation", in *Conf. Rec. IEEE-PELS PESC*, pp.340–346 (2005)
- (17) L.A. Silva, S.P. Pimentel, and J.A. Pomilio: "Analysis and proposal of capacitor voltage control for an asymmetrical cascaded inverter", in *Conf. Rec. IEEE-PELS PESC*, pp.809–815 (2005)
- (18) D. Soto and T.C. Green: "A dc link capacitor voltage control strategy of a PWM cascade STATCOM", in *Conf. Rec. IEEE-PELS PESC*, pp.2251–2256 (2005)
- (19) N. Hatano, Y. Kishida, and A. Iwata: "STATCOM using the new concept of inverter system with Controlled Gradational Voltage", *JIASC 2005*, Vol.1, R1-2, 1-9, pp.89–92 (2005) (in Japanese)
羽田野伸彦・岸田行盛・岩田明彦:「階調制御型変換器を用いた自動式無効電力補償装置」, 平 17 電気学会産業応用部門大会, Vol.1, R1-2, 1-9, pp.89–92 (2005)
- (20) K. Fujii, R.W. De Doncker, and S. Konishi: "A novel dc-link voltage control of PWM-switched cascade cell multi-level inverter applied to STATCOM",

- in *Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Meeting*, pp.961–967 (2005)
- (21) A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi: “A new neutral-point-clamped PWM inverter”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.17, No.5, pp.518–523 (1981)
 - (22) H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae: “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.20, No.3, pp.625–630 (1984)
 - (23) 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. Ind. Appl.*, Vol.32, No.4, pp.970–978 (1996)
 - (24) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会：「パワーエレクトロニクス回路」，オーム社，pp.74–90 (2000-11)

吉 井 剣 (学生員) 1983 年 4 月 7 日生。2006 年 3 月東京工業大学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電気電子工学専攻修士課程入学，現在に至る。カスケード変換器に関する研究に従事。

井 上 重 徳 (学生員) 1979 年 1 月 29 日生。2004 年 3 月東京都立大学大学院工学研究科修士課程電気工学専攻修了。同年 3 月，東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻博士後期課程入学，現在に至る。次世代半導体電力変換回路に関する研究に従事。

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電気工学専攻博士課程修了。工学博士。長岡技術科学大学，岡山大学を経て，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 Transactions Prize Paper Award を 4 回受賞。1996 年 IEEE Fellow。2001 年 IEEE William E. Newell Power Electronics Award。2004 年 IEEE Industry Applications Society Outstanding Achievement Award。2006 年文部科学大臣表彰 科学技術賞（研究部門）。