線間21レベル電力変換器を用いた自励式BTBシステム

—200 V 20 kW ミニモデルによる実験的検討—

学生員 萩原 誠* 正員 和田 圭二*
正員 藤田 英明* 正員 赤木 泰文*

A 21-Level (Line-to-Line) BTB System Based on Series Connection of Sixteen Converter Cells

—Experimental Verifications by a 200-V, 20-kW Laboratory System—

Makoto Hagiwara*, Student Member, Keiji Wada*, Member, Hideaki Fujita*, Member,
Hirofumi Akagi*, Member

A 21-level (line-to-line) self-commutated BTB (Back-To-Back) system based on series connection of sixteen converter cells has attractive features as follows: i) Both active and reactive powers can be controlled independently even in transient states. ii) The BTB system produces almost sinusoidal voltage at the ac side without performing PWM (Pulth-Width-Modulation) control, so that no harmonic filter is required. iii) The BTB system provides an active power response as high as 3 ms. This paper presents experimental verifications of the self-commutated BTB system intended for achieving power flow control in transmission systems. Experimental results obtained by a 200-V, 20-kW laboratory prototype confirm effectiveness and validity of both the system configuration and the developed control strategy.

キーワード：BTB システム，電力潮流制御，マルチレベル変換器

Keywords: BTB system, power flow control, multi-level converter

1. はじめに

近年，GCT や IGBT/IEGT などのパワー半導体デバイスの大容量化に伴い，自励式 BTB (Back-To-Back) システムの研究・開発が進められている^{(1)~(5)}。自励式 BTB システムは，他励式 BTB システムと比較し以下の特長を有する。

- 転流失敗をしないので，一線地絡などの系統事故時にも運転を継続することができる。
- 瞬時実電力と瞬時虚電力⁽⁶⁾が独立に制御できるので，他励式では必要不可欠な調相設備や高調波フィルタが不要となり，設置面積を低減できる。
- 直流送電システム⁽⁷⁾⁽⁸⁾と異なり直流送電距離が零であるので，直流コンデンサ電圧が低圧であっても直流回路でのオン損失は問題とならない。

筆者らは先に，16 段直列多重自励式電圧形変換器を用いた 100 MW BTB システムの回路構成と制御法を検討した⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。16 段多重変換器は 16 台の三相電圧形コンバータと 16 台の三相変圧器から構成され，直流側は共通の直流コ

ンデンサに並列に接続されている。各コンバータの交流側は 180° 通電方形波電圧に位相シフト制御を施し，直列多重を採用することによって 21 レベルの線間電圧が得られる。図 3 に示すように，各三相変圧器の一次巻線を分離し，16 台の三相変圧器の一次巻線を直列に接続している。

文献(9)では，理論と「EMTDC」を用いたコンピュータシミュレーションによって 100 MW BTB システムの一線地絡時の運転継続特性を論じた。まず，逆変換器の交流側至近端で一線地絡が生じた場合の直流コンデンサ電圧変動を定量的に表す理論近似式を導出した。次に，この理論近似式を用いて，一線地絡時の運転継続には自励式 BTB の電力制御（電流制御）に数 ms という高速応答を必要とすることを明らかにした。文献(10)では，直流コンデンサ電圧制御に進み補償制御（Derivative Compensation Control）を付加することにより，直流コンデンサ電圧の応答特性を改善できることを示した。

本論文では，16 段直列多重自励式電圧形変換器を用いた BTB システムの実験的検証を行い，以下を実証することを主目的とする。

- 16 段多重変換器を用いることで，PWM 制御を適用することなく電源高調波を 2% 以下に低減可能となる。
- 定常時のみならず過渡時においても瞬時実電力，瞬時虚電力の独立制御が可能となり，力率 1 の運転が達成

* 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

できる。

- 3 ms という高速な電力応答が達成できる。
- 直流コンデンサ電圧制御に進み補償制御を適用することで、直流電圧の応答特性を改善できる。

本研究では、筆者らの研究室で設計・製作した 200 V, 20 kW 試作システムを用いて、提案した BTB システムの有用性を確認する。

2. 200 V, 20 kW 試作システム

図 1 に 200 V, 20 kW 試作システムの外観を、表 1 に回路定数を示す。図 1 における 4 台のラックと直流コンデンサが自励式 BTB システムを構成する。図 2 に自励式 BTB システムの回路構成を示す。図 2 において、16 台の三相電圧形コンバータと 16 台の三相変圧器の組み合わせを「16 段多重変換器」と定義すると、自励式 BTB システムは二組の 16 段多重変換器を、直流コンデンサを介して接続した回路構成である。16 段多重変換器を構成する 16 台の三相電圧形コンバータの交流側は 16 台の三相変圧器を用いて直

図 1 実験に用いた 200 V, 20 kW 試作システム
Fig. 1. The 200-V, 20-kW laboratory prototype used for experiment.

表 1 200 V, 20 kW 試作システムの仕様

Table 1. Specifications of the 200-V, 20-kW laboratory prototype.

Rated active power	P	20 kVA
Line-to-line voltage	V_S	200 V $\pm 5\%$
Line angular frequency	ω	$2\pi \times 50$ rad/s
Inductance of ac-link inductor	L_0	1.0 mH (16%)
Leakage inductance of transformer	l	0.6 mH (9%)
DC-capacitor voltage	V_C	260 V
Capacitance of dc capacitor	C	13,600 μ F
Unit capacitance constant (11)	H	23 ms
Voltage ratio of transformer	n	14
Feedback gain of current control	K_I	0.5 V/A
Feedback gain of voltage control	K_V	1.4 A/V
Time constant of current control	T	3.0 ms
Time constant of integral control	T_C	6.0 ms

The values in () are on a 200-V, 20-kW, 50-Hz base.

列に接続し、交流側は共通の直流コンデンサに対し並列に接続する。直流コンデンサの静電容量は $C = 13,600 \mu\text{F}$ で単位静電定数⁽¹¹⁾に換算すると $H = 23$ ms となる。自励式 BTB システムは 32 台の三相電圧形コンバータを使用しているため、総使用 IGBT 数は 192 個 ($= 6 \times 16 \times 2$) となる。

図 3 に 16 台の三相変圧器の結線図を示す。これは、16 台の三相変圧器 (Y- Δ 結線を 8 台, Δ - Δ 結線を 8 台) で構成し、一次巻線を各相ごとに分離し、図 3 のように直列に接続する。Con. 1 ~ 8 の交流側は Y- Δ , Con. 9 ~ 16 は Δ - Δ 結線した変圧器の二次側に接続する。図 3 に示したように変圧比を n とすると、Y- Δ 結線の巻線比は $\sqrt{3}n$, Δ - Δ 結線の巻線比は n となる。このとき、各コンバータの交流線間電圧が二次巻線 (Δ 巻線) に印加されているので、励磁電流の第 3 次高調波成分は Δ 巻線を循環する。その結果、一次巻線には励磁電流の第 3 次高調波成分は流れない。また、各コンバータは 180° 通電方形波電圧を出力するので、スイッチング損失やスナバ損失を低減できる。

図 2 自励式 BTB システムの回路構成

Fig. 2. Circuit configuration of the self-commutated BTB system.

図 3 16 台の三相変圧器の結線図

Fig. 3. Connections of the sixteen three-phase transformers.

図 4 8 段多重変換器の交流電圧波形

Fig. 4. AC voltage waveforms of the octa-series converter.

2.1 8 段多重変換器の交流電圧波形 瞬時実電力と瞬時虚電力を独立に制御するためには、図 2 において 16 段多重変換器の交流電圧 v_1 と v_2 の位相と振幅を操作する必要がある。本論文の 16 段多重変換器では、直流コンデンサ電圧は一定としたまま、Con. 1 ~ 4, 9 ~ 12 と Con. 5 ~ 8, 13 ~ 16, および対応する三相変圧器をそれぞれ「8 段多重変換器」と考えて、両変換器の交流電圧の位相差を操作し、交流電圧の振幅と位相を制御する。以下では、8 段多重変換器の交流電圧波形について説明する。

図 2 の Con. 1 と Con. 9, およびこれらに対応する三相変圧器をここでは「2 段多重変換器」と定義する。Con. 1 は Y- Δ 結線の三相変圧器に、Con. 9 は Δ - Δ 結線の三相変圧器に接続されている。よって、図 3 における出力電圧 $v_{uv1}-v_{vw1}$ と v_{uv9} 間には、図 4 に示す 30° の位相差が存在する。その結果、 $v_{uv1}-v_{vw1}$ と v_{uv9} の合成電圧は擬似 12 パルス波形となり、理想的には 5 次、7 次の高調波電圧を生じない[†]。一方、8 段多重変換器の交流電圧は、4 台の 2 段多重変換器の交流電圧を合成した波形と見なせる。図 4 に示すように、2 段多重変換器の各交流電圧を $\pm 3.75^\circ$, $\pm 11.25^\circ$ の位相差とすることで、8 段多重変換器の交流電圧は、一周に 7.5° ずつ 48 回出力電圧が変化する擬似 48 パルス波形となる。このとき、交流線間電圧は 21 レベル波形となる。

2.2 交流電圧振幅制御 図 5 に 16 段多重変換器の交流電圧の瞬時ベクトル図を示す。 $\vec{v}_S$ は系統電圧、 $\vec{v}_{lead}$ と $\vec{v}_{lag}$ はそれぞれ進み側と遅れ側の 8 段多重変換器の交流電圧であり、16 段多重変換器の交流電圧 $\vec{v}$ は $\vec{v}_{lead}$ と $\vec{v}_{lag}$ のベクトル和になる。16 段多重変換器は、同期調相機などと同様に、系統電圧と同相成分 $\vec{v}_d$ を可変することにより瞬時

図 5 16 段多重変換器の瞬時交流電圧ベクトル

Fig. 5. Instantaneous ac voltage vectors of the two octa-series converters.

図 6 実験に用いたシステム構成

Fig. 6. System configuration used for experiment.

虚電力を、系統電圧と直交成分 $\vec{v}_q$ を可変することにより瞬時実電力を制御できる。したがって、瞬時実電力と瞬時虚電力を独立に制御するためには、交流電圧の振幅と位相を同時に制御する必要がある。

本論文の 16 段多重変換器では、2 台の 8 段多重変換器の交流電圧 $\vec{v}_{lead}$ と $\vec{v}_{lag}$ の位相差を操作することにより、交流電圧の振幅を可変し、瞬時実電力とは独立に瞬時虚電力を制御できる。図 5 において、系統電圧 $\vec{v}_S$ と $\vec{v}$ の位相差を δ , $\vec{v}$ と $\vec{v}_{lead}$, $\vec{v}_{lag}$ の位相差を α とする。このとき、 δ を可変すると $\vec{v}$ の位相を、 α を可変すると $\vec{v}$ の振幅を制御できる。

2.3 実験に用いたシステム構成 図 6 に実験に用いたシステム構成を示す。図 6 において点線で囲まれた部分が、図 2 の自動式 BTB に相当し、連系リアクトルを介して共通の 3ϕ , 200V の系統電圧に接続する。連系リアクトルは系統電圧と変換器出力電圧の位相差を受け持つと同時に、変換器から系統へ流出する電流高調波を低減する役割をする。図 6 において、20kW の電力潮流の向きを左側の 16 段多重変換器から右側の 16 段多重変換器と仮定すると、左側の 16 段多重変換器は「順変換器」として、右側の 16 段多重変換器は「逆変換器」としてそれぞれ動作する。図 6 の制御部は、順変換器と逆変換器各々の非干渉電流制御と位相指令値演算、順変換器と逆変換器に共通の直流コンデンサ電圧制御から構成する。

図 7 に実験に用いた順変換器側のデジタル制御システ

[†] 図 4 において、 $v_{uv1}-v_{vw1}$ と v_{uv9} の合成電圧波形は一周に 30° ずつ 12 回出力電圧が変化すると思わせるため、これを擬似 12 パルス波形と考えることができる。

図7 実験に用いたデジタル制御システム

Fig. 7. Digital control system of the rectifier side used for experiment.

ムを示す。系統電圧 v_s 、電源電流 i_1 、および直流コンデンサ電圧 v_c を検出し、A/D 変換器を介してデジタル信号へと変換する。DSP (ADSP2105) へと入力されたデジタル信号は、図6に示す直流コンデンサ電圧制御、非干渉電流制御、位相指令値演算を行い、位相指令値 α_1^* 、 δ_1^* を出力する。PLL ユニツトは位相比較器と VCO、およびカウンタから構成され、図9に示すように電源周波数と同期した位相情報 ωt を発生する。ここで、 ωt は 16 bit の信号であり、 360° が $24,576 (= 48 \times 2^9)$ に対応するようにカウンタの分周比を設定した。このとき、制御角の最小分解能は約 0.01° となる。

このとき 8 段多重変換器の交流電圧 v_{1lead} 、 v_{1lag} の位相情報 θ_{1lead} 、 θ_{1lag} は、図5よりそれぞれ次式となる。

$$\theta_{1lead} = \omega t + \alpha_1^* - \delta_1^* \quad (1)$$

$$\theta_{1lag} = \omega t - \alpha_1^* - \delta_1^* \quad (2)$$

但し、進み無効電力を正とする。図7のゲート信号制御器 (Gate control) は、位相情報 θ_{1lead} 、 θ_{1lag} の上位 6 bit を用いることによって 16 段多重変換器に用いている 96 個の IGBT のゲート信号を決定するが、詳細については第4章で述べる。

3. 電源電流・直流コンデンサ電圧制御法

ここでは、図6の順変換器側に注目するが、逆変換器側についても同様に適用できる。

3.1 非干渉電流制御 図6の 16 段多重変換器 (順変換器動作) における電圧・電流の関係から

$$\begin{bmatrix} v_{Su} \\ v_{Sv} \\ v_{Sw} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{1u} \\ v_{1v} \\ v_{1w} \end{bmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \end{bmatrix} \quad (3)$$

が得られる。但し、 R は連系リアクトルや多重変換器の等価抵抗、 L は連系インダクタンス L_0 と多重変換器で生じる漏れインダクタンス l の総和 ($= L_0 + l$) をそれぞれ表す。

(3) 式に三相二相変換、 d - q 変換を適用すると、

$$\begin{bmatrix} R + L \frac{d}{dt} & \omega L \\ -\omega L & R + L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Sd} - v_{1d} \\ v_{Sq} - v_{1q} \end{bmatrix} \quad (4)$$

となる。ここで、 v_{1d} と v_{1q} は図6の 16 段多重変換器の交流出力電圧 v_1 の d 軸成分と q 軸成分、 i_{1d} と i_{1q} は電源電流

i_1 の d 軸成分と q 軸成分である。 v_{Sd} は系統電圧の d 軸成分であるが、系統電圧方向に d 軸を取っているため、 q 軸成分は三相平衡正弦波電源の場合には $v_{Sq} = 0$ となる。但し、一線地絡など系統事故が生じると、 $v_{Sq} \neq 0$ となる。

このとき、図6における瞬時実電力 p_1 と瞬時虚電力 q_1 は、

$$p_1 = v_{Sd} \cdot i_{1d} + v_{Sq} \cdot i_{1q} \quad (5)$$

$$q_1 = v_{Sd} \cdot i_{1q} - v_{Sq} \cdot i_{1d} \quad (6)$$

で与えられる⁽⁶⁾。三相平衡正弦波電源の場合 $v_{Sq} = 0$ となるので、 i_{1d} と i_{1q} を独立に制御すれば、 p_1 と q_1 を独立に制御できる。 i_{1d} と i_{1q} の非干渉制御を実現するため、16 段多重変換器の交流電圧の d 軸、 q 軸指令値として v_{1d}^* と v_{1q}^* を次式で与える。

$$\begin{bmatrix} v_{1d}^* \\ v_{1q}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Sd} \\ v_{Sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & \omega L \\ -\omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_I & 0 \\ 0 & K_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d}^* - i_{1d} \\ i_{1q}^* - i_{1q} \end{bmatrix} \quad (7)$$

但し、 i_{1d}^* と i_{1q}^* は d 軸、 q 軸の電流指令値である。このとき、実際の電流と電流指令値の間には次式の関係式が成立する。

$$I_{1d}(s) = \frac{1}{1 + sT} I_{1d}^*(s) \quad (8)$$

$$I_{1q}(s) = \frac{1}{1 + sT} I_{1q}^*(s) \quad (9)$$

但し、 $T = L/K_I$ は電流制御系の応答時定数を表す。

(8)、(9) 式のように、電源電流 i_{1d} と i_{1q} は、電流指令値に対して時定数 $T = L/K_I$ の一次遅れで応答する。よって、非干渉電流制御を適用することで、 i_{1d} と i_{1q} は相互に干渉することなく、独立な制御が可能となる。

3.2 直流コンデンサ電圧制御 直流コンデンサ電圧制御は、直流コンデンサ電圧 v_c を検出して一定電圧になるように順変換器と逆変換器の瞬時実電力を制御する。筆者らは直流コンデンサ電圧制御に進み補償制御 (Derivative Compensation Control) を付加することにより、システムの安定性を低下させることなく直流電圧の応答特性を向上させる手法を提案した⁽¹⁰⁾。

図8に進み補償制御を付加した場合における、直流コンデンサ電圧制御のブロック線図を示す。直流コンデンサ電圧制御はフィードバック制御 (PI 制御) と進み補償制御 (D 制御) から構成される。図8より順変換器と逆変換器の d 軸電流指令値 i_{1d}^* と i_{2d}^* を

$$i_{1d}^* = \left(1 + T \frac{d}{dt} \right) * \left(\frac{p^*}{V_S} - K_V \Delta v_C - \frac{K_V}{T_C} \int \Delta v_C dt \right) \quad (10)$$

$$i_{2d}^* = \left(1 + T \frac{d}{dt} \right) * \left(-\frac{p^*}{V_S} - K_V \Delta v_C - \frac{K_V}{T_C} \int \Delta v_C dt \right) \quad (11)$$

図 8 フィードバック制御に進み補償を付加した場合の直流コンデンサ電圧制御のブロック線図
Fig. 8. Block diagram of the dc-capacitor voltage controller when the derivative compensation is added to the feedback control.

として与える (但し, $\Delta v_C = v_C - V_C^*$)。ここで, p^* は順変換器から逆変換器への電力潮流指令値, V_S は系統電圧値 ($= 200 \text{ V}$), V_C^* は直流コンデンサ電圧指令値 ($= 260 \text{ V}$) である。また T は電流制御系の時定数を, T_C はフィードバック制御の積分時定数をそれぞれ表す。

フィードバック制御は直流コンデンサ電圧 v_C が指令値 V_C^* よりも低下すると, (10), (11) 式のように i_{1d}^* と i_{2d}^* の両方の電流指令値を増加させる。つまり, 順変換器と逆変換器の両方の変換器から直流コンデンサに瞬時実電力が流入し, 直流電圧が上昇する。

次に進み補償制御の機能について述べる。電流制御系の d 軸電流指令値 $I_d^*(s)$ と実電流 $I_d(s)$ とには, (8) 式に示す一次遅れの関係が成立する。そのため $I_d(s)$ は $I_d^*(s)$ に対して, 時定数 T だけ遅れて応答する。そこで, この電流制御系で発生する制御遅れを補償し, 直流コンデンサ電圧の応答特性を改善しようとするのが進み補償制御である。

以下では, 進み補償制御適用時の直流コンデンサ電圧の応答特性について論じる。図 6 において, 直流コンデンサに流入する瞬時実電力を p_C とすると, p_C と各電力変換器に流入する瞬時実電力の和 $p_1 + p_2$ の間には, 連系リアクトルや電力変換器における損失が存在するため, 次式の関係が成り立つ。

$$p_C \neq p_1 + p_2 \dots \dots \dots (12)$$

本論文では, p_C と $p_1 + p_2$ の差分を次式で定義する[†]。

$$\Delta p = p_C - (p_1 + p_2) \dots \dots \dots (13)$$

一方, 直流コンデンサ電圧 v_C は, 変動成分 Δv_C と定常成分 $V_C (= 260 \text{ V})$ の和と考えることができる。

$$v_C = V_C + \Delta v_C \dots \dots \dots (14)$$

このとき Δv_C と p_C 間には, 回路方程式より次式が成立する。

$$\begin{aligned} \Delta v_C &= \frac{1}{C} \int i_C dt \approx \frac{1}{CV_C} \int p_C dt \\ \therefore p_C &= CV_C \frac{d}{dt} \Delta v_C \dots \dots \dots (15) \end{aligned}$$

[†] 文献(9)では Δp を D と表しているが, 両者は同一である。

一方, (10), (11) 式を (8) 式に代入し i_{1d} , i_{2d} を求めると次式となる。

$$i_{1d} = \frac{p^*}{V_S} - K_V \Delta v_C - \frac{K_V}{T_C} \int \Delta v_C dt \dots \dots \dots (16)$$

$$i_{2d} = -\frac{p^*}{V_S} - K_V \Delta v_C - \frac{K_V}{T_C} \int \Delta v_C dt \dots \dots \dots (17)$$

(16), (17) 式を (5) 式に代入し p_1 , p_2 を求める。但し, $v_{Sd} = V_S$, $v_{Sq} = 0$ とする。

$$p_1 = p^* - K_V V_S \Delta v_C - \frac{K_V V_S}{T_C} \int \Delta v_C dt \dots \dots \dots (18)$$

$$p_2 = -p^* - K_V V_S \Delta v_C - \frac{K_V V_S}{T_C} \int \Delta v_C dt \dots \dots \dots (19)$$

(15), (18), (19) 式を (13) 式に代入し, Δv_C のラプラス変換 $\Delta V_C(s)$ と, Δp のラプラス変換 $\Delta P(s)$ 間の関係を導出すると次式となる。

$$\Delta V_C(s) = \frac{s}{CV_C s^2 + 2K_V V_S s + 2K_V V_S / T_C} \Delta P(s) \dots \dots \dots (20)$$

よって, 直流電圧制御の応答は二次系となる。

ここで, (20) 式の特徴根から固有角周波数 ω_n と減衰係数 ζ は,

$$\omega_n = \sqrt{\frac{2K_V V_S}{CV_C T_C}} \dots \dots \dots (21)$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{K_V V_S T_C}{2CV_C}} \dots \dots \dots (22)$$

となる。(21), (22) 式より, K_V を増加させることで直流コンデンサ電圧の応答速度, および安定性の向上が達成できる。

4. ゲート信号決定法

図 6 において, 順変換器と逆変換器に使用している各 IGBT のゲート信号決定法は同一であるので, 以下では順変換器に用いている各 IGBT のゲート信号決定法について述べる。図 7 に示すゲート信号制御器 (Gate-control unit) は位相情報 θ_{1lead} , θ_{1lag} から, 順変換器に使用している 96 個の IGBT の ON, OFF を決定する。ゲート信号制御器は, 進み側と遅れ側の制御器から構成され, 両者の機能は同一である。よって, 以下では進み側のゲート信号制御器に着目する。

ゲート信号制御器は PLD (Programmable-logic-device) を用いたルックアップテーブルから構成される。ルックアップテーブルは (1) 式で定義される位相情報 θ_{1lead} の上位 6 bit を入力として取り込み, 24 bit 信号を出力する。ここで, 出力の各 1 bit は三相電圧形コンバータの各アームに用いている 2 個の IGBT の ON, OFF を制御する。したがって, 24 bit の出力信号を用いることで進み側の 8 段多重変換器に使用している 48 個の IGBT のゲート信号を決定できる。

次に, ゲート信号制御器の入力部分に着目する。ゲート信

図9 θ_{1lead} の上位 6 bit と 8 段多重変換器の線間電圧波形の関係

Fig. 9. Relationships between the upper six-bits of θ_{1lead} and the ac line-to-line voltage of the octa-series converter.

号制御器は位相情報 θ_{1lead} の上位 6 bit を、入力として取り込む。図 9 に θ_{1lead} と θ_{1lead} の上位 6 bit の関係を示す。 θ_{1lead} は一周期に 24,576 ($= 48 \times 2^9$) 回出力が変化する 24,576 ステップカウンタと見なせる。したがって θ_{1lead} の上位 6 bit は、一周期に 48 回出力が変化する 48 ステップカウンタとなる。

一方、図 9 より 8 段多重変換器の交流電圧波形 v_{1lead} は、 7.5° おきに出力電圧が変化する。したがって v_{1lead} は一周期に 48 回 ($48 \times 7.5^\circ = 360^\circ$) 出力が変化する擬似 48 パルス波形と見なせる[†]。ルックアップテーブルは、入力に対応した 48 個の異なる ON, OFF のスイッチング状態をあらかじめ記憶している。それぞれのスイッチング状態は 24 bit 信号で構成され、出力として進み側 8 段多重変換器に使用している 48 個の IGBT のゲート信号を決定する。

5. 実験結果

以下では、実験結果について検討を行う。電流制御系の比例ゲイン K_I は、(8) 式より応答時定数 T が 3 ms となるよう $K_I = 0.5 \text{ V/A}^{\dagger\dagger}$ と設定した。直流コンデンサ電圧制御の比例ゲイン K_V 、および積分時定数 T_C は以下のように決定した。 K_V は (22) 式より $\zeta = 1/2$ となるよう

$$K_V = \frac{CV_C}{2V_S T_C} \dots \dots \dots (23)$$

とした。(23) 式を (21) 式に代入し、固有角周波数 ω_n を求めると次式となる。

[†] 一周期の間 48 回しか出力電圧は変化しないため、A/D 変換器のサンプリング周波数は 2.4 kHz ($= 48 \times 50$) と設定した。

^{††} $T = L/K_I = 1.6 \text{ mH}/0.5 \text{ V/A} = 3 \text{ ms}$

図10 $p^* = 20 \text{ kW}$, $q^* = 0$ とした場合の実験波形
Fig. 10. Experimental waveforms at $p^* = 20 \text{ kW}$, and $q^* = 0$.

図11 図10の時間軸拡大波形
Fig. 11. Time-expanded waveforms of Fig. 10.

$$\omega_n = 1/T_C \dots \dots \dots (24)$$

(24) 式より、直流電圧の応答速度はフィードバック制御の積分時定数 T_C に依存する。本研究では直流電圧の応答速度が、電流制御系の応答速度の $1/2$ となるよう $T_C = 2T$ ($= 6 \text{ ms}$) と設定した。(23) 式より T_C を消去すると、 K_V は次式となる。

$$K_V = \frac{CV_C}{4V_S T} \dots \dots \dots (25)$$

(25) 式に表 1 の回路定数を代入すると、 $K_V = 1.4 \text{ A/V}$ となる。

図 10 に、順変換器から逆変換器へ 20 kW の電力指令値 p^* をランプ関数状に与えた場合の実験結果を、図 11 に 20 kW 送電時の実験波形を時間軸拡大した波形をそれぞれ示す。但し、 $i_{1q}^* = i_{2q}^* = 0$ とする。各電圧電流波形は、図 6 の各部位の波形と対応している。順変換器から逆変換器への 20 kW の

表 2 図 11 の実験波形から計算した変換器出力電圧 v_{1u} 、電源電流 i_{1u} の高調波含有率

Table 2. Supply Voltage/Current Harmonics from experimental waveforms in Fig. 11.

Harmonic Order	1st	5th	7th	11th	13th	23rd	35th	47th	49th	THD
Voltage Harmonics [%]	100	0.871	0.905	0.452	0.785	0.135	0.149	0.730	0.939	1.96
Current Harmonics [%]	100	0.829	0.730	0.357	0.336	0.090	0.044	0.074	0.099	1.22

電力指令値 p^* をランプ関数状 ($0 \rightarrow 20 \text{ kW} : 80 \text{ ms}$) に与えると、(10)、(11) 式より i_{1d}^* が $100 \text{ A} (= p^*/V_S = 20 \text{ kW}/200 \text{ V})$ 順変換器側に、 i_{2d}^* が -100 A 逆変換器側に、それぞれランプ関数状に与えられる。

$i_{1d}^* = 0$ のとき、系統電圧 v_S と変換器出力電圧 v_1 との間に位相差は存在せず、系統に流れる電流は損失分のみとなる。 i_{1d}^* が増加するに伴い、 v_S と v_1 間には図 11 に示す位相差が発生し、系統に電流が流れ始める。図 10 における i_{1d}^* と i_{1d} の定常速度偏差⁽¹²⁾ より応答時定数 T を求めると 3 ms となり、高速な電流応答が実現できていることを確認した。一方、図 11 において i_{1u} と i_{2u} の振幅に差が存在するのは、電力変換器で生じる損失を補填するための d 軸電流成分 ($= -K_V \Delta v_C$) が i_{1d}^* と i_{2d}^* にそれぞれ加算されるためである。図 10 と図 11 の実験結果より、定常時のみならず過渡時においても i_{1d} と i_{1q} の独立制御が実現でき、 $i_{1q}^* = i_{2q}^* = 0$ とすることで力率 1 の運転が達成できることを確認した。

表 2 に、図 11 の実験波形から計算した変換器出力電圧 v_{1u} 、電源電流 i_{1u} の高調波含有率を示す。すべての電圧高調波成分は 1% 以下となっている。47 次、49 次の電圧高調波が 1% 近く存在するが、高周波成分に対するインピーダンスが大きいため電流高調波は 0.1% 程度となる。系統電圧 v_{Su} に存在する高調波成分の影響で、5 次と 7 次の電流高調波は 1% 近く存在するが、それ以外の成分は十分抑制できており、かつ THD が 1.2% と、16 段多重変換器を用いることで十分な電源高調波の低減が達成できている。

6. 進み補償制御による直流電圧応答の特性改善効果

図 10 の実験波形より、電源電流 i_{1u} と i_{2u} の振幅が増加するに伴い、直流コンデンサ電圧 v_C は変動する。これは、電源電流の増加に伴い、多重変圧器の巻線抵抗や、IGBT 等変換器素子で発生する導通損が増加し、(13) 式で定義される Δp が変動するためである。 Δp は、順変換器と逆変換器間の電力潮流の不均衡を表す。 v_C の変動はパワーデバイスに過電圧を引き起こす可能性があるため、できるだけ小さく抑える必要がある。以下では、 20 kW 送電時における直流コンデンサ電圧変動を制御法毎に検討し、本研究で提案した進み補償制御の有用性を確認する。

図 12 に直流コンデンサ電圧の変動を、制御法毎に比較した結果を示す。図 10 と同様に $p^* = 20 \text{ kW}$ の電力指令値を、順変換器から逆変換器へランプ関数状に与えた。比較条件を等しくするため、各制御法とも K_V は (25) 式で与えられる値 ($= 1.4 \text{ A/V}$) を用いた。また、積分時定数は $T_C = 6 \text{ ms}$ と設定した。

図 12 直流コンデンサ電圧変動の比較

 Fig. 12. Comparisons in the dc-capacitor voltage fluctuation (a) P control ($K_V = 1.4 \text{ A/V}$), (b) PI control ($K_V = 1.4 \text{ A/V}$, $T_C = 6 \text{ ms}$), and (c) PI control plus derivative compensation control ($K_V = 1.4 \text{ A/V}$, $T_C = 6 \text{ ms}$).

はじめに P 制御適用時の実験波形 (図 12(a)) に着目する。積分ゲインを用いていないので、 v_C と指令値 V_C^* ($= 260 \text{ V}$) 間には定常偏差が存在する。定常偏差量は文献 (9) の (21) 式より Δp に比例した値となり、 20 kW 送電時には $3\% (= 8 \text{ V}/260 \text{ V})$ に達している。

上記の定常偏差は、フィードバック制御に積分ゲインを用いることで零に抑制できる。図 12(b) に PI 制御適用時の実験波形を示す。積分ゲインを用いることで定常的に $v_C = V_C^*$ ($= 260 \text{ V}$) となる。一方過渡時の応答特性は、積分時定数 T_C に依存する。 T_C の値を高速化することで v_C の変動幅を抑制できる。図 12(b) の実験結果より、 $T_C = 6 \text{ ms}$ とすることで v_C の変動幅は $1\% (= 3 \text{ V}/260 \text{ V})$ と、P 制御適用時に較べて約 $1/3$ に抑制できている。一方、図 12 の (b) の波形は (c) よりも振動的である。これは、PI 制御適用時における直流電圧の応答が、 Δp に対して 3 次系となることに起因する。

上記の問題点は、PI 制御に進み補償制御を付加することで解決できる。図 12(c) に PI 制御と進み補償制御を併用した場合の実験波形を示す。PI 制御適用時と同じ回路定数を用いているが、 v_C の挙動は振動的ではない。これは進み補償を用いて電流制御系で生じる制御遅れを補償することで、直流電圧制御系でポールキャンセリングが起こり、直流電圧の Δp に対する応答が (20) 式で示す 2 次系となるためである。(22) 式に表 1 の回路定数を代入すると $\zeta = 1/2$ となり振動系にはならない。以上より、進み補償制御を付加することで、直流コンデンサ電圧の応答特性を改善できることを実証した。

7. ま と め

本研究では、16 段直列多重変換器を用いた自励式 BTB の動特性について、研究室で設計・製作した 200 V, 20 kW 試作システムを用いて検討を行った。その結果、瞬時実電力と瞬時虚電力の独立制御、および 3 ms という高速な電力応答が達成できることを確認した。また進み補償制御を適用することで、直流コンデンサ電圧の応答特性を改善できることを確認した。今後は系統事故時の運転特性について、試作装置を用いて実験的に検討する予定である。

最後に、試作装置に使用した IGBT モジュールを提供していただいた三菱電機(株)関係各位に厚くお礼申し上げます。さらに、試作装置の設計・製作にご協力いただきました岡山大学大学院修士課程矢吹大輔氏(現在、岡山市役所)、長尾宜昭氏(現在、中国電力)に感謝いたします。
(平成 16 年 5 月 27 日受付, 平成 16 年 10 月 20 日再受付)

文 献

- (1) H. Suzuki, T. Nakajima, K. Izumi, S. Sugimoto, Y. Mino, and H. Abe: "Development and testing of prototype models for a high performance 300 MW self-commutated ac/dc converter", *IEEE Trans. on Power Deliv.*, Vol.12, No.4, pp.1589-1601 (1997-4)
- (2) K. Sakamoto, M. Yajima, T. Ishikawa, S. Sugimoto, T. Sato, and H. Abe: "Development of a control system for a high-performance self-commutated AC/DC converter", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.13, No.1, pp.225-232 (1998-1)
- (3) T. Sato, Y. Matsushita, K. Temma, and I. Iyoda: "Suggestion and feasibility study for massively parallel Back-To-Back system", *T. IEE Japan*, Vol.121-B, No.1, pp.15-21 (2001-1) (in Japanese)
佐藤 正・松下義尚・天満耕司・伊与田功:「多並列 BTB システムの提案および課題検討」, 電学論 B, **121**, 1, pp.15-21 (2001-1)
- (4) H. Yamamoto, S. Tanaka, S. Saito, and S. Irokawa: "A novel control of self-commutated converters for large power applications", *T. IEE Japan*, Vol.118-D, No.9, pp.1020-1027 (1998-9) (in Japanese)
山本 肇・田中 茂・斎藤涼夫・色川彰一:「大容量自励式変換器の新しい制御法」, 電学論 D, **118**, 9, pp.1020-1027 (1998-9)
- (5) N. Kimura, T. Morizane, T. Taniguchi, and T. Funaki: "Back-to-Back hvdc link using multi-level converter configuration", *T. IEE Japan*, Vol.120-B, No.12, pp.1706-1711 (2000-12) (in Japanese)
木村紀之・森實俊充・谷口勝則・舟木 剛:「マルチレベル変換器を用いた BTB 直流連系」, 電学論 B, **120**, 12, pp.1706-1711 (2000-12)
- (6) H. Akagi, Y. Kanazawa, K. Fujita, and A. Nabae: "Generalized theory of the instantaneous reactive power and its application", *T. IEE Japan*, Vol.103-B, No.7, pp.483-490 (1983-7) (in Japanese)
赤木泰文・金澤喜平・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, pp.483-490 (1983-7)
- (7) 町田武彦: 直流送電工学, 東京電機大学出版局 (1999)
- (8) M. Takasaki, H. Konishi, N. Gibo, S. Tanaka, K. Takenaka, H. Ito, and T. Hayashi: "Control and Protection of HVDC System with Self-commutated Converter in System Fault Conditions", *T. IEE Japan*, Vol.118-B, No.12, pp.1363-1373 (1998-12) (in Japanese)
高崎昌洋・小西博雄・宜保直樹・田中誠二・竹中 清・伊東英俊・林 敏之:「自励式直流送電システムにおける系統事故時の制御保護方式」, 電学論 B, **118**, 12, pp.1363-1373 (1998-12)
- (9) M. Hagiwara, H. Akagi, and H. Fujita: "A self-commutated BTB system and its performance under a single-line-to-ground fault condition", *T. IEE Japan*, Vol.122-D, No.3, pp.280-287 (2002-3) (in Japanese)
萩原 誠・藤田英明・赤木泰文:「自励式 BTB (Back-To-Back) のシステム構成と一線地絡時の運転特性」, 電学論 D, **122**, 3, pp.280-287 (2002-3)
- (10) M. Hagiwara and H. Akagi: "An Approach to Regulating the DC-link Voltage in a Self-Commutated BTB Converter under Power System Faults", *Proc. of IEEE 38th IAS Annual Meeting, Salt Lake city's*, pp.1504-1510 (2003-10)

- (11) 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. Industry Appl.*, Vol.32, No.4, pp.970-977 (1996-4)
- (12) 西村正太郎: 制御工学, 森北出版, p.82 (1987)

萩原 誠 (学生員) 1979 年 2 月 14 日生。2003 年 3 月東京工業大学大学院理工学研究科修士課程修了。同年 4 月同大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻博士課程入学。現在、学術振興会博士特別研究員。主として、自励式変換器に関する研究に従事。

和田 圭二 (正員) 1973 年 2 月 5 日生。2000 年 3 月岡山大学大学院自然科学研究科博士課程システム科学専攻修了。同年 4 月、東京都立大学大学院工学研究科電気工学専攻助手、2003 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助手、現在に至る。博士(工学)。パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。

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 月東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻助教授、現在に至る。博士(工学)。高周波インバータ、電力用アクティブフィルタに関する研究に従事。1990, 1995, 1998, 2003 年 IEEE/IAS IPCC Prize Paper 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 3 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。