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

学生員 萩 原 誠 (東京工業大学)

正 員 赤 木 泰 文 (東京工業大学)

正 員 藤 田 英 明 (岡山大学)

A Self-Commutated BTB System and its Performance under a Single-Line-to-Ground Fault Condition

Makoto Hagiwara, Student Member, Hirofumi Akagi, Member (Tokyo Institute of Technology), Hideaki Fujita, Member (Okayama University)

This paper deals with a self-commutated BTB (Back-To-Back) system for the purpose of power flow control and/or frequency change in transmission systems. Each BTB unit consists of two sets of 16 three-phase voltage-source converters, and their ac terminals are connected in series each other via 16 three-phase transformers. Hence, the BTB unit uses totally 192 switching devices capable of achieving gate commutation. This results in a great reduction of voltage and current harmonics without performing PWM control. Simulation results verify the validity of the proposed system configuration and control scheme not only under a normal operating condition but also under a single-line-to-ground fault condition.

キーワード：BTB システム, 多重変換器, 電力潮流制御, 一線地絡, 単位静電定数

Keywords: BTB(Back to Back) system, multi converter, power flow control, single-line-to-ground fault condition, unit capacitance constant

1. ま え が き

近年, GCT サイリスタや IGBT/IEGT などのパワーデバイスの大容量化に伴って, 自励式 BTB(Back-To-Back) の研究・開発が進められている^{(1)~(6)}。これは, 他励式 BTB と比較して以下のような特長がある。

- 転流失敗が発生しないので, 系統事故時にも運転を継続することができる。
- 有効電力と無効電力を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。

しかし, これらのパワーデバイスを直列接続した高圧自励式変換器に PWM 制御を適用すると, スイッチング損失が増加するという問題点が指摘されている。

この問題を解決する回路方式として, 多並列冗長 BTB システム^{(2)~(4)}が提案されている。これは, 各アームを一素子で構成した単相電圧形 PWM コンバータを多重変換器を用いて多重化した回路構成に特長がある。コンバータの直流リンク電圧は 3 kV 程度になるので, 機器絶縁が容易であり, コンバータの多重化によって電源高調波の低減も可能となる。しかも, BTB システムは直流送電システム⁽⁷⁾と

異なり直流送電距離が零であるので, 直流リンク電圧が低圧であっても直流回路での導通損失は問題とならない。

本論文では, 16 段多重自励式電圧形変換器を用いた多並列冗長 BTB システムの回路構成と制御法⁽⁸⁾について検討する。この自励式変換器の交流側は変圧器を介して直列接続, 直流側は並列接続した多重接続を採用し, PWM 制御を適用することなく電源高調波抑制と高速応答を実現している。さらに本論文では, 一線地絡時に運転を継続しようとすると, 自励式 BTB の電力制御 (電流制御) には 1~3 ms という高速応答を必要とすることを明らかにしている。これらの結論は, 理論近似解析とコンピュータシミュレーションによって, その妥当性を確認している。

2. BTB システムの回路構成と動作原理

図 1 に自励式 BTB システムの回路構成を示す。BTB システムは BTB ユニットを 4 並列から 8 並列し[†], 受電トランス (500 kV/33 kV) を介して系統と接続する。1 台の BTB ユニットは, 二台の 16 段直列多重変換器の直流リン

[†]各ユニットの交流出力電圧に位相差を与えることも可能であるが, 表 1 に示すように各 BTB ユニットが発生する高調波電圧・電流は十分に低減されているので, 位相差は必要ないと考えられる。

図 1 800 MW 自励式 BTB システム

Fig. 1. 800-MW BTB system.

図 2 BTB ユニットの回路構成

Fig. 2. Circuit configuration of a BTB unit.

クを共通の直流コンデンサ (直流電圧: 3 kV) に接続している。32 台の三相電圧形コンバータは、スイッチング素子を直並列接続することなく、各アームを 1 素子で構成すると、1 台の BTB ユニットの $6 \times 16 \times 2 = 192$ 素子となる。6 kV, 6 kA 級の GTO/GCT サイリスタを 1 アームに 1 素子 (あるいは、6 kV, 2 kA 級 IGBT を 2~3 並列) で用いた場合には、三相コンバータの容量は 6.25 MVA となり、16 段多重で 100 MW ($6.25 \text{ MW} \times 16$) の BTB ユニットの構成することができる。図 1 において、電力系統 1 の電力変換器は順変換器として、電力系統 2 の電力変換器は逆変換器として動作していると仮定する。本論文では、100 MW BTB ユニットの回路構成と動作特性を検討する。

〈2・1〉 BTB ユニットの回路構成 図 2 に BTB ユニットの回路構成を示す。BTB ユニットの構成する 16 台の三相電圧形インバータの交流側は多重変圧器を用いて直列に接続し、直流側は並列に接続する。図 3 に多重変圧器の結線図を示す。多重変圧器は、16 台の三相変圧器 (Y-Δ

図 3 直列多重変圧器の結線図

Fig. 3. Winding connections of a series-multi transformer.

図 4 8 段直列多重変換器の交流電圧波形

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

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割し、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。変圧比が図 2 に示したように n で与えられるとき、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[†]。

各コンバータは 180° 通電の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。有効電力と無効電力を独立に制御するためには、16 段直列多重変換器の交流電圧 v_1 と v_2 の位相と振幅を調整する必要がある。本論文の BTB ユニットでは、直流リンク電圧は一定としたまま、Con. 1~4, 9~12 と Con. 5~8, 13~16 をそれぞれ 8 段多重変換器と考えると、両変換器の位相差を調整し、PWM 制御を適用することなく交流電圧の振幅を制御

[†] 各コンバータの交流出力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。

表 1 8 段多重変換器の交流電圧・電流の高調波含有率

Table 1. Voltage and current harmonics in the octa-series converter.

高調波次数	基本波	11 次	13 次	23 次	25 次	35 次	37 次	47 次	49 次
電圧高調波 [%]	100	0.902	0.670	0.285	0.262	0.249	0.268	2.13	2.04
電流高調波 [%]	100	0.41	0.26	0.062	0.052	0.036	0.034	0.23	0.21

* 但し、電流高調波は連系インダクタンスを 20%とした場合の定格電流に対する比。

する。

図 4 に 8 段直列多重変換器の交流電圧波形を示す。多重変圧器の一次側 uv 線間電圧に着目すると、Y-Δ 結線と Δ-Δ 結線に接続したコンバータを 30° の位相差で動作すると、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。さらに、各コンバータを図 4 のように、±3.75°、±11.25° の位相差で動作すると、多重変圧器の一次側の合成電圧 v_{uv} は擬似 48 パルス波形となる。合成電圧 v_{uv} をフーリエ級数展開すると、多重変圧器一次側の基本波線間電圧の実効値は、

$$V_f = \frac{8\sqrt{6}v_C}{n\pi} \left(\cos \frac{\pi}{24} \cos \frac{\pi}{48} \right) \approx \frac{6.17 \times v_C}{n} \dots (1)$$

であり、 m 次高調波電圧 V_m は次式となる。

$$V_m = \frac{8\sqrt{2}v_C}{mn\pi} \sin \frac{m\pi}{3} \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \cos \frac{m\pi}{6} \right) \left(\cos \frac{m\pi}{24} \cos \frac{m\pi}{48} \right) \dots (2)$$

ただし、 v_C は直流コンデンサ電圧、 n は多重変圧器の巻数比、 $m = 12k \pm 1$ (k は正の整数) である。(12 $k \pm 1$) 次以外の高調波電圧は理想的には零となる。

表 1 に 8 段多重変換器の合成電圧と電流の高調波含有率を示す。表 1 の電流高調波は、連系インダクタンスを 20%と仮定した場合の定格電流に対する比である。37 次以下の電圧高調波は 1%以下となっている。47 次、49 次の電圧高調波は約 2%となっているが、周波数が高くなるため、電流高調波は 0.2%程度である。連系点からみた上位系統の基本波インピーダンスを 5% (800 MVA ベース) とすると、49 次の高調波インピーダンスは 5% × 49 ≒ 2.5 pu となる。よって連系点に現れる電圧高調波は、2.5 × 0.2% = 0.5% となる。従って、PWM 制御を適用しなくても十分に電源高調波を低減できる。

(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フェーザ図を示す。BTB ユニットの同期調相機などと同様に、交流電圧の系統電圧と同相成分 $\dot{V}_d$ を可変することにより無効電力を、系統電圧と直交成分 $\dot{V}_q$ を可変することにより有効電力を制御することができる。従って、有効電力と無効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 BTB ユニットでは、二台の 8 段多重変換器の交流電圧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、有効電力とは独立に無効電力を制御できる。

図 5 の $\dot{V}_S$ は系統電圧、 $\dot{V}_{lead}$ と $\dot{V}_{lag}$ 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、多重変圧器

図 5 16 段直列多重変換器の交流電圧フェーザ図

Fig. 5. Phasor diagram of the octa-series converter.

一次側の合成電圧 $\dot{V}$ は $\dot{V}_{lead}$ と $\dot{V}_{lag}$ のベクトル和になる。電源電圧 $\dot{V}_S$ と $\dot{V}$ の位相差を δ 、 $\dot{V}$ と $\dot{V}_{lead}$ 、 $\dot{V}_{lag}$ の位相差を α とすると、 α を可変すると $\dot{V}$ の振幅を、 δ を可変すると $\dot{V}$ の位相を制御できる。ここで、 $\dot{V}_{lead}$ と $\dot{V}_{lag}$ の振幅は、

$$|\dot{V}_{lead}| = |\dot{V}_{lag}| = V_f \dots (3)$$

であるので、合成電圧 $\dot{V}$ の系統電圧と同相成分 $\dot{V}_d$ と直交成分 $\dot{V}_q$ は、

$$\dot{V}_d = 2V_f \cos \alpha \cos \delta \dots (4)$$

$$\dot{V}_q = -j2V_f \cos \alpha \sin \delta \dots (5)$$

となる。

3. BTB ユニットの制御法と動作特性

図 6 にシミュレーションに用いた BTB ユニットのシステム構成を、表 2 に回路定数を示す。図 6 は、図 1 の BTB ユニットに相当する。系統インダクタンスと受電変圧器の漏れインダクタンスを無視し、 v_{1S} と v_{2S} は受電トランスの 2 次電圧とすると、各 BTB ユニットは並列接続であるので、動作特性はユニット毎独立に考えることができる。従って、図 6 の L は連系インダクタンスと多重変圧器の漏れインダクタンスの和である。順変換器と逆変換器は、それぞれ図 2 の 16 台の三相電圧形方形波コンバータの構成とし、直流リンクを直流コンデンサ $C = 0.25 \text{ F}^{\dagger}$ に接続する。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電圧制御からなる。

(3・1) 非干渉電流制御 ここでは、電力系統 1 の順変換器に注目するが、電力系統 2 の逆変換器についても同様

[†] 単位静電定数⁽¹⁰⁾ は次式となる。

$$H = \frac{1}{2} \frac{CV_C^2}{P} = \frac{1}{2} \frac{0.25 \times (3 \times 10^3)^2}{10^8} = 11.2 \text{ ms}$$

図 6 シミュレーションに用いたシステム構成
Fig. 6. System configuration used for simulation.

表 2 シミュレーションの回路定数

Table 2. Circuit parameters for simulation.

定格送電容量	P	100 MVA
定格系統電圧	V_S	33 kV $\pm 5\%$
系統角周波数	ω	$2\pi \times 50$ rad/s
定格連系インダクタンス	L	6.9 mH (20%)
定格交流側抵抗	R	0.18 Ω (1.8%)
定格直流コンデンサ電圧	V_C	3.0 kV
単位静電定数 ⁽¹⁰⁾	H	11.2 ms
直流コンデンサ容量	C	0.25 F
有効電力制御範囲	P_{max}	± 100 MW ($\pm 100\%$)
無効電力制御範囲	Q_{max}	± 15 Mvar ($\pm 15\%$)
電流制御の比例ゲイン	K_I	2.3 V/A
電圧制御の比例ゲイン	K_V	0.947 A/V
電流制御の時定数	T	3.0 ms

* () 内は BTB ユニットの容量 100 MVA, 33 kV, 50 Hz base

に適用できる。図 6 の電力系統 1 の電力変換器 (順変換器動作) における電圧・電流の関係から

$$\begin{bmatrix} v_{1Su} \\ v_{1Sv} \\ v_{1Sw} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{1u} \\ v_{1v} \\ v_{1w} \end{bmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \end{bmatrix} \quad (6)$$

が得られる。三相二相変換, d-q 変換を適用すると,

$$\begin{bmatrix} R + L \frac{d}{dt} & \omega L \\ -\omega L & R + L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1Sd} - v_{1d} \\ v_{1Sq} - v_{1q} \end{bmatrix} \quad (7)$$

となる。ここで, v_{1d} と v_{1q} は図 6 の BTB の交流電圧 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_{1Sd} は電源電圧の d 軸成分であるが, 電源電圧方向に 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 $v_{1Sq} = 0$ となる。一線地絡が生じると, $v_{1Sq} \neq 0$ となる。

瞬時実電力 p_1 と瞬時虚電力 q_1 は,

$$p_1 = v_{1Sd} \cdot i_{1d} + v_{1Sq} \cdot i_{1q} \quad (8)$$

$$q_1 = v_{1Sd} \cdot i_{1q} - v_{1Sq} \cdot i_{1d} \quad (9)$$

で与えられる⁽⁹⁾。三相平衡正弦波電源の場合 $v_{1Sq} = 0$ となるので, i_{1d} と i_{1q} を制御すれば, p_1 と q_1 を独立に制御できる。多重変換器の交流電圧の d 軸, q 軸指令値として v_{1d}^* , v_{1q}^* を与える。

$$\begin{bmatrix} v_{1d}^* \\ v_{1q}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1Sd} \\ v_{1Sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & \omega L \\ -\omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_I & 0 \\ 0 & K_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d}^* - i_{1d} \\ i_{1q}^* - i_{1q} \end{bmatrix} \quad (10)$$

但し, i_{1d}^* と i_{1q}^* は d 軸, q 軸の電流指令値である。

式 (10) の第 1, 2 項は電源電圧と連系インダクタンスの定常電圧を打ち消し, 第 3 項が電流制御を行う。式 (7)(10) から,

$$\begin{bmatrix} L di_{1d}/dt \\ L di_{1q}/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_I(i_{1d}^* - i_{1d}) \\ K_I(i_{1q}^* - i_{1q}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

となり, 両辺ラプラス変換して整理すると,

$$i_{1d}(s) = \frac{1}{1+sT} i_{1d}^*(s) \quad (12)$$

$$i_{1q}(s) = \frac{1}{1+sT} i_{1q}^*(s) \quad (13)$$

但し, $T = L/K_I$

式 (12)(13) 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。また, 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〉位相指令値演算 図 5 に示すように, 本論文の BTB ユニットは二台の 8 段直列多重変換器の位相差を調節することによって交流電圧の振幅を制御している。式 (4)(5) の関係より, 二台の多重変換器に与える位相指令値 α^* , δ^* は,

$$\alpha^* = \tan^{-1} \sqrt{\frac{(2v_f)^2 - \{(v_d^*)^2 + (v_q^*)^2\}}{(v_d^*)^2 + (v_q^*)^2}} \quad (14)$$

$$\delta^* = \tan^{-1} \frac{v_q^*}{v_d^*} \quad (15)$$

となる。従って, 進み側の多重変換器の位相指令値には $\delta^* + \alpha^*$ を, 遅れ側の多重変換器には $\delta^* - \alpha^*$ を与える。

〈3・3〉直流電圧制御 直流電圧制御は, 直流リンク電圧を検出して, 一定電圧になるように順変換器と逆変換器の有効電力を制御する。順変換器と逆変換器の d 軸電流指令値 i_{1d}^* と i_{2d}^* を

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

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

として与える (但し, $\Delta v_C = v_C - V_C^*$)。ここで, p^* は v_{1S} から v_{2S} への有効電力潮流の指令値, V_S は定格系統電圧,

V_C^* はコンデンサ電圧指令値である。直流リンク電圧 v_C が V_C^* よりも低下すると、式 (16)(17) のように、 i_{1d} と i_{2d} の両方の電流指令値が増加する。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有効電力が流入し、直流リンク電圧が上昇する。直流コンデンサに流入する $P_C(s)$ は順変換器側からの有効電力と逆変換器側からの有効電力の和である。ここで、電源電圧を平衡三相正弦波電圧とし ($v_{1sq} = v_{2sq} = 0$)、電流制御系や電力変換器の損失などの外乱として $D(s)$ を考慮すると、

$$P_C(s) = V_S i_{1d}(s) + V_S i_{2d}(s) + D(s) \cdots \cdots (18)$$

となる。ここで、直流リンク電圧 v_C を変動成分 Δv_C と直流コンデンサ電圧 V_C の和と考えると、変動分 Δv_C のラプラス変換 $\Delta V_C(s)$ は

$$\Delta V_C(s) = \frac{I_C(s)}{sC} \simeq \frac{1}{sCV_C} P_C(s) \cdots \cdots (19)$$

となる。式 (16)(17) より

$$\Delta V_C(s) = \frac{1}{sCV_C} \left\{ -\frac{2K_V V_S}{1+sT} \Delta V_C(s) + D(s) \right\} (20)$$

となる。直流リンク電圧の変動成分 $\Delta V_C(s)$ について解くと、

$$\Delta V_C(s) = \frac{1+sT}{s^2CTV_C + sCV_C + 2K_V V_S} D(s) (21)$$

となり、直流電圧制御系の応答は、二次系となる。

ここで、式 (21) の特性根から固有角周波数 ω_n と減衰係数 ζ は、

$$\omega_n = \sqrt{\frac{2K_V V_S}{CTV_C}} \cdots \cdots (22)$$

$$\zeta = \frac{1}{2\omega_n T} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{CV_C}{2K_V TV_S}} \cdots \cdots (23)$$

となる。ここで、減衰係数を $\zeta = 1$ にしようとする、式 (23) より、 $\omega_n = 1/(2T)$ であるので、直流電圧制御の応答速度は電流制御の約 1/2 となる。

(3・4) BTB ユニットのモデリング 図 2 の BTB ユニットのシミュレーションモデルとして、電力変換器に使用した 96 個のスイッチング素子と 16 台の三相変圧器を考慮した「スイッチモデル」を開発した。さらに、三相電圧形インバータを理想的な方形波電圧源で模擬し、変圧器は加算器で模擬した「方形波電圧源モデル」を開発した。スイッチモデルは変圧器の漏れインダクタンスや偏磁現象、さらにスイッチング損失やスナバ損失なども考慮できる、より実用的なシミュレーションモデル⁽⁵⁾である。しかし、本論文のシミュレーションの目的は理論近似解析の妥当性を確認することであり、以下のスイッチモデルでは理想変圧器を仮定し、かつスイッチング損失やスナバ損失を無視した。その結果、定常時のみならず過渡時や一線地絡時にも両モデルは完全に一致することを確認した。以下では、順変換器は方形波電圧源モデルを、逆変換器はスイッチモデルを使用し、シミュレーションを行った。

4. 系統正常時の BTB ユニットの運転特性

図 7, 8 は、順変換器から逆変換器への 100 MW の電力指令値 p^* を、0 からランプ関数状に変化させた場合の BTB ユニットのシミュレーション結果である。各電流・電圧波形は図 1 における各部位の電流・電圧波形と対応している。また、電流制御の応答時定数を $T = 3 \text{ ms}$ [†] になるように、式 (12)(13) から電流制御の比例ゲインを $K_I = 2.3 \text{ V/A}$ と設定した。また、式 (23) の条件から $\zeta = 1$ となるように、電圧制御の比例ゲインを $K_V = 0.947 \text{ A/V}$ と設定した。

順変換器から直流コンデンサに流入する有効電力指令値を 100 MW、逆変換器から直流コンデンサに流入する有効電力指令値を -100 MW とすることにより、全体として順変換器から逆変換器へ 100 MW の電力潮流が発生する。 $p = 0$ の場合、 v_{1s} と v_1 は同位相となり、系統に電流は流れないが、 p が上昇するにつれて、 v_{1s} と v_1 に位相差が生じ、系統に電流が流れ始める。 p が定常状態に達すると、位相差も一定となり、系統電流も一定となる。16 段直列多重変換器の出力電圧波形は、高調波の影響が少なく、ほぼ正弦波と見なすことができる。

5. 一線地絡時の BTB ユニットの運転特性

一線地絡が順変換器の交流側で生じるか、逆変換器の交流側で生じるかで本研究の BTB ユニットの運転特性は異なる。一線地絡が順変換器側の交流系統で生じた場合、BTB の受電電力が減少するため、直流コンデンサ電圧は低下する。一方、一線地絡が逆変換器側で生じた場合には、BTB からの送電電力が減少し、直流コンデンサ電圧は上昇する。特に、直流コンデンサ電圧の上昇は、パワーデバイスの過電圧やスイッチング・スナバ損失の増加を引き起こすため、逆変換器側の地絡事故時の動作解析はより重要となる。以下では、100 MW の有効電力を送電中に逆変換器の交流側至近端 (500 kV) で一線地絡が発生し、7 周期後に回復して通常動作を行うと仮定し検討する。図 9 にシミュレーション波形を示す。

(5・1) 直流コンデンサ電圧 v_C の変動 定格電力 ($P = 100 \text{ MW}$) を送電中に、逆変換器の交流側の u 相至近端で一線地絡が生じると、直流コンデンサ電圧 v_C は正常時に比べて増加する。 v_C の変動分 $\Delta v_C (= v_C - V_C)$ は次式で近似できる。(付録参照)

$$\Delta v_C \simeq \frac{P}{5K_V V_S} + \frac{P}{6\omega CV_C} \sin 2\omega t \cdots \cdots (24)$$

シミュレーションに用いた表 2 の定数を式 (24) に代入すると、式 (24) の右辺第一項は 0.64 kV となり、正常時の電圧から約 21% 上昇する。式 (23) において $\zeta = 1$ となるように K_V を設定したと仮定すると、式 (24) は次式となる。

[†] 擬似 48 パルス波形の平均サンプリング時間は $20\text{ms}/48 \simeq 0.4 \text{ ms}$ となり、大振幅動作に対する電流制御の応答時定数としては $T = 1 \sim 3 \text{ ms}$ が限界である。

図 7 正常時のシミュレーション波形

Fig. 7. Simulated waveforms in a normal operating condition.

図 8 図 7 の時間軸拡大

Fig. 8. Time expansion of Fig. 7

$$\Delta v_C = \frac{8TP}{5CV_C} + \frac{P}{6\omega CV_C} \sin 2\omega t \dots (25)$$

ここで、単位静電定数 $H^{(10)}$

$$H = \frac{1}{2} CV_C^2 / P \dots (26)$$

を用いて式 (25) を整理すると次式を得る。

$$\begin{aligned} \frac{\Delta v_C}{V_C} &= \frac{4}{5} \frac{T}{H} + \frac{1}{12\omega} \frac{1}{H} \sin 2\omega t \\ &= \frac{\Delta \bar{v}_C}{V_C} + \frac{\Delta \tilde{v}_C}{V_C} \sin 2\omega t \dots (27) \end{aligned}$$

$$\therefore \frac{\Delta \bar{v}_C}{V_C} = \frac{4}{5} \frac{T}{H}, \quad \frac{\Delta \tilde{v}_C}{V_C} = \frac{1}{12\omega} \frac{1}{H} \dots (28)$$

式 (27), (28) から以下の結論が得られる。

- v_C の変動 Δv_C は直流分と交流分に分解でき、どちらも単位静電定数 H に反比例する。
- 単位静電定数 H , すなわち直流コンデンサ容量を増加すると, H に反比例して直流および交流電圧変動の両方を低減することができる。また電流制御系の応答 T を高速化することができれば, 直流電圧変動を低減することができる。しかし, 交流電圧変動に対して T は

図 9 一線地絡時のシミュレーション波形

Fig. 9. Simulated waveforms under a single-line-to-ground fault condition.

無関係であるので, 交流電圧変動を低減することはできない。

図 10(a) は図 9 の v_C を拡大したもので, 一線地絡中の Δv_C は直流変動分と交流変動分に分解できることがわかる。同図 (b) は電流制御系の応答時定数 T を $1/3$, 単位静電定数 H を $1/3$ にした場合の v_C のシミュレーション波形である。(b) は (a) に比べて交流変動分は約 3 倍 ($0.15 \text{ kV} \rightarrow 0.46 \text{ kV}$) になっているが, 直流変動分は (a), (b) どちらも 0.64 kV であり, 式 (28) から得られる結果とよく一致している。図 11 は, $\zeta = 1$ かつ $T = 3 \text{ ms}$ という条件下で H を変化させた場合の直流変動分と交流変動分について, 式 (28) の理論近似式とシミュレーション結果を比較したものである。これらはよく一致しており, 本論文で導出した理論近似式の妥当性・有効性を確認することができた。

〈5・2〉 交流電流 i_{1u}, i_{2u} の変動 i_{1d}^*, i_{2d}^* はそれぞれ式 (16)(17) で与えられる。式 (24) を式 (16)(17) に代入する。

$$i_{1d}^* = \frac{4}{5} \frac{P}{V_S} + \frac{PK_V}{6\omega CV_C} \sin 2\omega t \dots (29)$$

$$i_{2d}^* = -\frac{6}{5} \frac{P}{V_S} + \frac{PK_V}{6\omega CV_C} \sin 2\omega t \dots (30)$$

シミュレーションに用いた表 2 の定数を式 (29)(30) にそれぞれ代入すると,

$$\frac{P}{V_S} \simeq 3030 \text{ [A]} \quad \frac{PK_V}{6\omega CV_C} \simeq 67 \text{ [A]} \dots (31)$$

となり, 交流分に比べて直流分が十分に大きいことがわか

図 10 一線地絡時の v_C の変動 ($T/H = 0.268$)
Fig. 10. Fluctuation of v_C under the single-line-to-ground fault condition. ($T/H = 0.268$)

図 11 単位静電定数 H と電圧変動率の関係
Fig. 11. Relation between unit capacitance constant H and voltage regulation.

る。よって、式 (29)(30) における交流分を無視すると、 i_{1d}^* 、 i_{2d}^* は最終的に次式に近似できる。

$$i_{1d}^* \approx \frac{4}{5} \frac{P}{V_S} \quad (32)$$

$$i_{2d}^* \approx -\frac{6}{5} \frac{P}{V_S} \quad (33)$$

式 (32)(33) より、逆変換器の交流側至近端で一線地絡が生じると、順変換器の i_1 の振幅は 0.8 倍、逆変換器の i_2 の振幅は 1.2 倍となり、シミュレーション波形 (図 9) とよく一致している。

〈5・3〉 p^* と p の関係 一線地絡時の p_1 の変動と p_2 の変動を比べると、 p_1 は正常時に比べて直流分が減少して交流分の変動は小さく、 p_2 は正常時に比べて直流分の変動も交流分の変動も大きいことがわかる。電力潮流は、 $i_{1q}^* = i_{1q} = i_{2q}^* = i_{2q} \approx 0$ と仮定するとそれぞれ次式で与えられる。

$$p_1 \approx v_{1Sd} \cdot i_{1d} \quad (34)$$

$$p_2 \approx v_{2Sd} \cdot i_{2d} \quad (35)$$

一線地絡時の v_{1Sd} 、 v_{2Sd} はそれぞれ次式で与えられる。

$$v_{1Sd} = V_S \quad (36)$$

$$v_{2Sd} = \frac{2}{3} V_S - \frac{1}{3} V_S \cos 2\omega t \quad (37)$$

ここで、定常時 i_d^* と i_d の間には、 $i_d^* \approx i_d$ の近似式が成り立つと仮定する。式 (32)(33)(36)(37) を式 (34)(35) に代入して p_1 と p_2 を求めると次式が得られる。

$$p_1 \approx \frac{4}{5} P \quad (38)$$

$$p_2 \approx -\frac{4}{5} P + \frac{2}{5} P \cos 2\omega t \quad (39)$$

式 (38)(39) とシミュレーション波形 (図 9) を比較すると、よく一致している。

6. ま と め

本論文では、16 段直列多重変換器を用いた BTB システムの制御法と一線地絡時の運転継続特性について、理論とシミュレーションの両面から検討を行った。その結果、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の変動を定量的に表す理論近似式を導出し、電圧変動率と電流制御系の応答速度、および単位静電定数の関係を明らかにした。

最後に、本研究の基礎研究にご協力いただきました岡山大学大学院修士課程西崎順二氏 (現在、中国電力 (株) に勤務) に感謝いたします。

(平成 13 年 7 月 2 日受付, 同 13 年 10 月 19 日再受付)

文 献

- (1) 中島, 鈴木, 泉, 杉本, 白銀, 安部, 北原, 相澤, 朝枝: 「高性能交流変換器の開発」, 電学論 B, 117, pp.1006-1015, 1997
- (2) 米沢, 佐藤, 有塚, 中村: 「GCT サイリスタを適用した大容量自励式 BTB システム」, 平成 9 年電気学会 B 部門全国大会, 620, 1997
- (3) 米沢, 佐藤, 天満, 徳原, 伊与田: 「GCT サイリスタを用いた自励式 BTB の系統制御に関する基礎検討」, 電気学会電力技術研究会, PE-97-102, pp.49-54, 1997
- (4) 佐藤, 松下, 天満, 伊与田: 「多並列 BTB システムの提案および課題検討」, 電学論 B, 121 巻 1 号, pp.15-21, 2001
- (5) 山本, 田中, 斎藤, 色川: 「大容量自励式変換器の新しい制御法」, 電学論 D, 118, pp.1020-1027, 1998
- (6) 木村, 森實, 谷口, 舟木: 「マルチレベル変換器を用いた BTB 直列連系」, 電学論 B, 120 巻 12 号, pp.1706-1711, 2000
- (7) 町田: 「直流送電工学」, 東京電機大学出版局, 1999
- (8) 西崎, 藤田, 赤木: 「自励式 BTB (Back-To-Back) のシステム構成と制御法」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-00-4, 2000
- (9) 赤木, 金沢, 藤田, 難波江: 「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 電学論 B, 103 巻 7 号, pp.483-490, 1983
- (10) H. Fujita, S. Tominaga, H. Akagi, "Analysis and design of a dc voltage-controlled static var compensator using quad-series voltage-source inverters," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 4, pp.970-977, 1996

付 録

1. 直流コンデンサ電圧の理論解析

直流コンデンサに流入する有効電力 p_C は、電流制御系や電力変換器の損失などの外乱として D を考慮すると、次式で与えられる。

$$p_C \simeq v_{1Sd} \cdot i_{1d} + v_{2Sd} \cdot i_{2d} + D \dots\dots\dots (付 1)$$

逆変換器の交流側 u 相の至近端で一線地絡が生じた場合、逆変換器の電源 u 相電圧は零 ($v_{2Su} = 0$) となり、式 (付 1) における v_{1Sd} と v_{2Sd} は、式 (4) にそれぞれ $v_{Su} = v_{1Su}$ 、 $v_{Su} = v_{2Su} = 0$ の関係を代入すると、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} v_{1Sd} &= V_S \\ v_{2Sd} &= \frac{2}{3}V_S - \frac{1}{3}V_S \cos 2\omega t \dots\dots\dots (付 2) \end{aligned}$$

電源電流 i_d と電流指令値 i_d^* との間には、式 (12) の一次遅れの関係が成り立ち、電流指令値は式 (16)(17) で与えられる。ここで、 $i_{1d} = i_{1d}^*$ 、 $i_{2d} = i_{2d}^*$ の近似式を用いると i_{1d} 、 i_{2d} は次式となる。

$$i_{1d} = \frac{P}{V_S} - K_V \Delta v_C \dots\dots\dots (付 3)$$

$$i_{2d} = -\frac{P}{V_S} - K_V \Delta v_C \dots\dots\dots (付 4)$$

Δv_C と p_C には回路方程式から次式が成立する。

$$\begin{aligned} \Delta v_C &= \frac{1}{C} \int i_C dt \simeq \frac{1}{C} \int \frac{p_C}{V_C} dt \\ \therefore p_C &\simeq CV_C \frac{d}{dt} \Delta v_C \dots\dots\dots (付 5) \end{aligned}$$

式 (付 2)~(付 5) を式 (付 1) に代入すると次式を得る。

$$\begin{aligned} CV_C \frac{d}{dt} \Delta v_C &= -\frac{1}{3}K_V V_S (5 - \cos 2\omega t) \Delta v_C \\ &\quad + \frac{P}{3} (1 + \cos 2\omega t) + D \dots\dots (付 6) \end{aligned}$$

式 (付 6) を以下のように変形する。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Delta v_C + \frac{K_V V_S}{3CV_C} (5 - \cos 2\omega t) \Delta v_C \\ = \frac{P}{3CV_C} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{D}{CV_C} \dots\dots\dots (付 7) \end{aligned}$$

式 (付 7) において、 $f(t)$ 、 $g(t)$ を以下のように定義する。

$$f(t) = \frac{K_V V_S}{3CV_C} (5 - \cos 2\omega t) \dots\dots\dots (付 8)$$

$$g(t) = \frac{P}{3CV_C} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{D}{CV_C} \dots\dots\dots (付 9)$$

式 (付 8)(付 9) を用いると式 (付 7) は次式のように簡略化できる。

$$\frac{d}{dt} \Delta v_C + f(t) \Delta v_C = g(t) \dots\dots\dots (付 10)$$

式 (付 10) の一般解は次式で与えられる。

$$\Delta v_C = e^{-\int f(t) dt} \left\{ \int (g(t) e^{\int f(t) dt}) dt + A \right\} \dots\dots (付 11)$$

但し、 A は積分定数。

式 (付 8)(付 9) を式 (付 11) に代入し Δv_C を求める。ここで、式 (付 11) を解く際に、以下の近似式を用いる。

$$K_V \ll \frac{6\omega CV_C}{5V_S} \dots\dots\dots (付 12)$$

$$D \simeq 0 \dots\dots\dots (付 13)$$

t が十分に大きいとき、 Δv_C は最終的に次式となる。

$$\Delta v_C \simeq \frac{P}{5K_V V_S} + \frac{P}{6\omega CV_C} \sin 2\omega t$$

萩 原 誠 (学生員) 昭和 54 年 2 月 14 日生。平成 13 年 3 月東京工業大学工学部電気電子工学科卒業。同年 4 月同大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻入学、現在に至る。主として、自励式電力変換器に関する研究に従事。

赤 木 泰 文 (正員) 1951 年 8 月 19 日生。79 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、岡山大学を経て、2000 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 Transactions Prize Paper Award を 2 回、IEEE Conference Prize Paper Award を 7 回受賞。96 年 IEEE Fellow。98 年 IEEE Distinguished Lecturer。2001 年 IEEE William E. Newell Power Electronics Award。

藤 田 英 明 (正員) 昭和 40 年 9 月 10 日生。平成 2 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。平成 3 年 4 月岡山大学工学部電気電子工学科助手、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 年 IEEE/IAS IPCC First Prize Paper Award。