アクティブ・パッシブ併用コンデンサ転流型変換器

正員 田中 俊彦* 正員 船曳 繁之*
准員 中里 雅史*

An Active-Passive Capacitor-Commutated Converter for HVDC Systems with a Three-Phase Voltage-Source PWM Converter

Toshihiko Tanaka*, Member, Shigeyuki Funabiki*, Member, Masafumi Nakazato*, Associate

This paper introduces a new approach to the capacitor-commutated converters (CCCs) for HVDC systems. A small-rated three-phase voltage-source PWM converter is connected between a series commutation capacitor and thyristor converter through matching transformers. The PWM converter acts as auxiliary commutation-capacitor for the thyristor converter while the series passive capacitor acts as the main commutation capacitor. The capacitance, which is the sum of the small-rated active and series passive capacitors, is variable, so that stable commutation is obtained. In CCCs commutation failure occurs when the ac bus voltage is recovered whereas the proposed combined commutation-capacitor can achieve successful commutation for both rapidly decreasing and increasing ac bus voltages. The basic principle of the proposed active-passive capacitor commutated converter is discussed in detail. Then, constant margin-angle control with a constant firing angle of the thyristor converter is proposed using a function generator block. Digital simulation demonstrates the novelty and effectiveness of the proposed active-passive capacitor commutated converter.

キーワード: コンデンサ転流型変換器, HVDC, 転流失敗, 可変アクティブコンデンサ, アクティブ転流コンデンサ, アクティブ・パッシブ併用転流コンデンサ, 実転流余裕角・定制御

Keywords: capacitor-commutated converter, HVDC, commutation failure, variable active capacitor, active commutation capacitor, combined commutation-capacitor, constant commutation margin-angle control

1. まえがき

直流送電用サイリスタ変換器は、無効電力が大きく弱小系統への連系が困難である等の問題点がある。この問題点を解決できるコンデンサ転流型変換器 (CCC) が提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。これは、変換器用トランスの2次側に直列接続したコンデンサによりサイリスタの転流電圧を確保するもので、調相設備が低減可能であるなどの利点を有している。近年、これら CCC の実用化に向けた研究・開発が活発に行われている^{(3)~(8)}。文献(5)では、母線電圧が変動した場合において、減少時にはサイリスタ変換器の余裕角が増加し安定な転流動作が得られることを明らかにしている。これは、極端な弱小系統、例えば無電圧でも転流動作が可能であることを示唆しており、文献(8)では、無電圧でサイリスタ変換器を始動できることが報告されている。しか

しながら、母線電圧回復時には転流失敗が生じることが知られている⁽⁵⁾。これらの問題点を解決するため、著者らは先に、三相電圧形 PWM コンバータを整合用トランスを介してサイリスタ変換器と直列接続し、可変転流コンデンサとして動作させるアクティブコンデンサ転流型変換器を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより明らかにした⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。実用化に当たっては、アクティブ転流コンデンサとして動作する電圧形 PWM コンバータの容量を低減することが不可欠である。

本論文では、小容量電圧形 PWM コンバータを整合用トランスを介して転流コンデンサと直列接続し、補助転流コンデンサとして動作させるアクティブ・パッシブ併用転流コンデンサを提案する⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。これまで、電力系統と PWM コンバータを直列接続するアクティブキャパシタが提案されているが⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾、本方式では、HVDC 用サイリスタ変換器の補助転流コンデンサとして動作させる点に特徴がある。通常の運転条件下では、転流コンデンサによりサイリスタ変換器の転流電圧を確保する。一方、転流コンデンサによる転流電圧が不足した場合に、電圧形 PWM コンバータが補助転流コンデンサとして動作する。したがって、転流

* 島根大学総合理工学部電子制御システム工学科
〒690-8504 松江市西川津町 1060
Dept. of Electronic and Control Systems Engineering, Shimane University
1060, Nishikawatsu, Matsue, Shimane 690-8504

図1 コンデンサ転流型変換器
Fig. 1. Capacitor commutated converter.

コンデンサが確保する転流電圧を制御可能となり負荷状態が変動した場合でも良好な転流動作が得られる。また、先に提案したアクティブ転流コンデンサと比較し⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾、電圧形PWMコンバータ容量を1/5程度に低減可能であり、主サイリスタ変換器容量に比較し0.11puの変換器容量で安定な転流動作を得ることができる。一般に、CCCでは実転流余裕角 $\gamma' = \pi - \alpha - u$ が一定制御が行われる。本論文では、関数発生器を用いた実転流余裕角一定制御法を提案する。これにより、母線電圧や負荷電流が変動した場合でもサイリスタ変換器の制御角 α を一定に保ちながら実転流余裕角一定制御が実現可能である。したがって、電源側で無効電力を大幅に低減しながら安定な転流動作を実現できる。計算機シミュレーションにより、提案したアクティブ・パッシブ併用転流コンデンサを用いた実転流余裕角一定制御の有効性を確認する。サイリスタ変換器の制御角 α が 180° 付近で一定に保ちながら、母線電圧が変動した場合でも安定な転流動作が実現できることを明らかにする。

2. コンデンサ転流型変換器

図1に、サイリスタ変換器と変換器用トランスとの間に転流コンデンサ C_c を接続したCCCの構成図と運転状態における交流側電圧波形を示す。同図(a)において、サイリスタバルブに印加される電圧は母線電圧と転流コンデンサ C_c の端子電圧の和となる。同図(b)のCCC動作時の母線の線間電圧とバルブ電圧波形において、母線の線間電圧が負から正になる時刻に対し、サイリスタバルブ電圧が負から正になる時点が遅れている。転流コンデンサがない場合には、サイリスタの転流が終了し転流電圧が得られな

図2 提案するアクティブ・パッシブ併用コンデンサ転流型変換器
Fig. 2. The combined active-passive capacitor commutated converter.

くなるまでの期間を電気角で表したものが転流余裕角 γ である。重なり角を u とすると、 γ は次式で定義される。

$$\gamma = \pi - (\alpha + u) \dots \dots \dots (1)$$

(1)式において、図1(b)に示すように、CCCではサイリスタバルブ電圧の負から正への零クロス点が遅れている。母線の線間電圧が負から正になる時刻に対し、サイリスタバルブ電圧が負から正になる時点の区間を電気角で表したものを δ とする。サイリスタの転流が終了した後、転流電圧が確保できなくなる時点、すなわちバルブ電圧が負から正になるまでの期間を実転流余裕角 γ' と定義されている。(1)式に比較し、CCCでは δ だけ長く転流電圧を確保できる。したがって、実転流余裕角 γ' は

$$\gamma' = (\pi - \alpha - u) + \delta \dots \dots \dots (2)$$

となる。CCCでは、実転流余裕角 γ' がターンオフ時間以上であれば転流可能であり無効電力を低減できる。文献(5)では、CCCは母線電圧が低下した場合でも運転を続けることができるが、電圧回復時に転流失敗の危険があることが報告されている。

3. 提案するアクティブ・パッシブ併用コンデンサ転流型変換器

〈3・1〉 システム構成と制御原理 図2に、本論文で提案するアクティブ・パッシブ併用コンデンサ転流型変換器の構成図を示す。電圧形PWMコンバータは、電源電流 i_s を検出しコンデンサとなるように出力電圧 v_{AC} を制御する。 C_c は、主転流コンデンサとして動作する。一方、電圧形PWMコンバータは補助転流コンデンサとして動作し、負荷状態が変動し転流電圧が不足した場合にサイリスタ変換器の転流動作を補う。このため、先に提案した方法⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾に比べPWMコンバータの容量を大幅に低減できる。図3に、これらの関係を表すベクトル図を示す。また、表1に本論文で用いた回路定数を示す。図3にお

図3 $\alpha - \beta$ 座標上の電圧・電流ベクトル

Fig.3. Voltage and current vectors on $\alpha - \beta$ coordinates.

表1 図2の回路定数

Table 1. Circuit constants of Fig. 2.

3 ϕ 200V, 60A, 60Hz, 20kVA Base	
Commutation inductor L_C	0.18pu
Commutation capacitor C_C	0.4pu
1pu DC current	74A

いて、 v_S は母線電圧ベクトルであり、図2において、サイリスタ変換器用変圧器の1次側で検出できる。 i_S は電源電流ベクトルであり、 v_{CC} は転流コンデンサ C_C の端子電圧ベクトルである。さらに、転流コンデンサ C_C により δ_L だけ位相が遅れた電圧ベクトルを v_L とする。さらに、サイリスタ変換器のパルス電圧ベクトルを v_T とすると、これらの電圧電流ベクトルは $\alpha - \beta$ 座標上で次式で定義される。

$$\begin{aligned}
 v_S &= v_S \varepsilon^{j\theta_S} \\
 v_L &= v_L \varepsilon^{j\theta_L} \\
 v_T &= v_T \varepsilon^{j\theta_T} \\
 i_S &= i_S \varepsilon^{-j\theta_I} \\
 v_{CC} &= v_{CC} \varepsilon^{-j(\theta_I + \frac{\pi}{2})} \\
 v_{AC} &= v_{AC} \varepsilon^{-j(\theta_I + \frac{\pi}{2})} \\
 &\dots\dots\dots (3)
 \end{aligned}$$

ここで、 v_{AC} は、アクティブ転流コンデンサの出力電圧ベクトルである。図3から、CCCでは位相遅れ角 δ_L を制御することができない。一方、本論文で提案した方式では、電圧形PWMコンバータの出力電圧を制御することで、 v_{AC} を制御できる。このため、母線電圧ベクトル v_S とサイリスタ変換器のサイリスタパルス電圧ベクトル v_T の位相差 δ を制御できる。このため、負荷条件が変化した場合でも実転流余裕角 " γ' = 一定制御" を実現できる。

〈3・2〉 実転流余裕角一定制御法 実転流余裕角一定制御を実現するための δ の制御法について検討する。図3より、 v_S と v_T の位相差を δ とする。このとき、 v_L と v_T との位相差 δ_{AC} は、次式となる。

$$\delta_{AC} = \delta - \delta_L \dots\dots\dots (4)$$

したがって、サイリスタ変換器の実転流余裕角一定制御を実現するために必要な位相遅れ角 δ を与えるための電圧形PWMコンバータの出力電圧 v_{AC} の瞬時振幅 v_{AC} は、次式で与えられる。

$$v_{AC} = \frac{\cos \theta_L \tan(\theta_L - \delta_{AC}) - \sin \theta_L}{\cos \theta_I - \sin \theta_I \tan(\theta_L - \delta_{AC})} \times v_L \dots (5)$$

このとき、電圧形PWMコンバータが動作している等価的なリアクタンスは次式で与えられる。

$$x_{AC} = \frac{v_{AC}}{i_S} \dots\dots\dots (6)$$

(3) 式から、 v_{AC} の振幅 v_{AC} を制御することで、サイリスタパルス電圧 v_T と母線電圧 v_S の位相差 δ を制御できる。しかしながら、 v_L と母線電圧 v_S との位相差 δ_L を時間遅れなく、かつ、精度良く検出することは困難である⁽¹⁵⁾。そこで、実転流余裕角一定制御を実現するために必要な全転流コンデンサ電圧の振幅 $V_C = V_{AC} + V_{CC}$ を求め、転流コンデンサが負担している電圧 V_{CC} を減算することにより、必要なアクティブコンデンサ電圧 V_{AC} を近似値として求める。

〈3・2・1〉 V_C の演算法 (2) 式から、実転流余裕角 $\gamma' =$ 一定制御を実現するためには、運転状態に応じた重なり角 u を算出する必要がある。しかしながら、CCCでは解析的に重なり角を求めることが困難である。文献(16)では、非線形方程式の数値解をニュートン法により求める方法が提案されている。一方、大容量可変速駆動システムであるサイリスタモータにおいて、力率および効率を改善しながら常に安定な転流を確保するために転流余裕角一定制御が有効であることが広く知られている。余裕角一定制御を実現するための転流進み角制御法として、i) 余裕角を検出してフィードバックする方式、ii) 直流電流を検出して関数発生器またはテーブルを用いる方式が提案されている⁽¹⁷⁾。本論文では、後者の方法に着目し関数発生器を用いて実転流余裕角が一定となる δ を求め、全転流コンデンサ電圧 V_C を演算する。

直流側のインダクタンスが十分に大きく、直流電流 $I_d =$ 一定とする。また、簡単のために全転流コンデンサ電圧は基本波分だけを考え、位相は電源電流 i_S よりも $\frac{\pi}{2}$ だけ遅れるものとする。一例として、6パルスサイリスタ変換器の正の半波分を考え、c相からa相への転流を考える。このとき、 $i_{Sa} + i_{Sc} = I_d$ の条件を考慮すると、転流開始時には $i_{Sc} = I_d$ 、終了時には $i_{Sc} = 0$ である。これより、次式が得られる。

$$\begin{aligned}
 I_d &= \frac{\sqrt{6}V_S}{2\omega L_C} \{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \} \\
 &+ \frac{\sqrt{6}V_C}{\omega L_C} \sin \frac{u}{2} \dots\dots\dots (7)
 \end{aligned}$$

ここで、 V_S と V_C は基本波分のみを考慮した場合の相電圧実効値を表している。文献(16)で指摘されているように、(7)式から重なり角を解析的に求めることはできない。

図4 実転流余裕角一定制御のための関数発生器出力

Fig. 4. Generated reference voltages V_{AC}^* by the function block for constant commutation margin-angle control.

方, (5) 式において母線電圧 v_S と電源電流 i_S の基本波の位相差 θ_I を $\alpha + \frac{\pi}{2}$ で近似すると, 全転流コンデンサの電圧の実効値 V_C は次式となる。

$$V_C = \frac{\cos \theta_S \tan(\theta_S - \delta) - \sin \theta_S}{\cos(\alpha + \frac{\pi}{2}) - \sin(\alpha + \frac{\pi}{2}) \tan(\theta_S - \delta)} \times V_S \quad (8)$$

(7) 式と (8) 式を連立し数値解を求めることにより, δ を指令値として与えた場合の必要な全転流コンデンサ電圧 V_C を算出することができる。表 1 の条件において, $\alpha = 170^\circ$ でサイリスタ変換器を運転したとき母線電圧が変動した場合においても, サイリスタ変換器の制御角 $\alpha = 170^\circ$ を一定で, かつ, $\gamma' = 15^\circ$ を実現するための δ を (7) 式と (8) 式を連立し数値解を求める。これら数値解から, 母線電圧を pu で入力した場合の δ を最小二乗法を用いて近似し, 関数発生器を構成することができる⁽¹⁰⁾。ここで, (7) 式と (8) 式を連立した求めた δ を指令値として与えた場合の必要な全転流コンデンサ電圧 V_C から, アクティブ補助転流コンデンサの出力電圧 V_{AC}^* を次式により求める。

$$V_{AC}^* = V_C - V_{CC} \quad (9)$$

このとき, 転流コンデンサ電圧 V_{CC} を検出する必要がある。本論文では, 電源電流 i_S の振幅 I_S を検出し次式で近似する。

$$V_{CC} \simeq 0.4 \cdot V_{SR} \cdot \frac{I_S}{I_{SR}} \quad (10)$$

ここで, 表 1 より, V_{SR} は母線電圧の定格相電圧であり, I_{SR} は定格電源電流である。また, 0.4 は転流コンデンサ容量である。これらの近似の妥当性は, 計算機シミュレーション結果で明らかにする。(7) 式と (8) 式を連立して求めた数値解から, (9) 式と (10) 式を用いて母線電圧変動時の実転流余裕角一定制御を実現するためのアクティブ補助

$$V_{ACpu}^* = 48.5 - \frac{77.53}{1 + V_{Spu}} + 2.75 V_{Spu}^2 \quad (11)$$

実転流余裕角 $\gamma' = 15^\circ$ で, サイリスタ変換器の制御角 $\alpha = 170^\circ$ を一定とすることができる。(11) 式において, それぞれの電圧値は単位法を用いている。図 4 に, (11) 式を用いた関数発生器出力結果を示す。数値解を求めた点を用いて, 最小二乗法により (11) 式を求めている。両者はよく一致しており, (11) 式を用いて関数発生器を構成できる。この関数発生器出力に基づいて電圧形 PWM 変換器の指令値を演算する。

〈3・2・2〉 アクティブ転流コンデンサの出力電圧演算回路

図 4 の関数発生器を用いて, アクティブ転流コンデンサの出力電圧演算回路を $d-q$ 座標上で構成する。図 5 に, アクティブ転流コンデンサの出力電圧演算回路を示す。変換器用変圧器の 1 次側において電源電圧 v_{Sa} , v_{Sb} および v_{Sc} を検出する。さらに, サイリスタ変換器に流入する電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} を検出する。これら検出した電圧および電流を振幅が 0 から 2π までランプ状に変化し周期が電源の基本波周波数に等しい鋸歯状波 ϕ_R を用いて静止座標である $d-q$ 座標へ変換する。この鋸歯状波の周期が電源の基本波と同一であることから, これら検出した電源電圧およびサイリスタ変換器に流入する電流の基本波分が $d-q$ 座標上において直流分となる。また, 基本波分以外の成分は交流分となる。従って, $d-q$ 座標上において v_{Sa} , v_{Sb} , v_{Sc} および i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} の直流分を Low-Pass Filter (LPF) を用いて抽出することにより基本波分を取り出すことができる。このとき, V_S , θ_S および θ_I は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} V_S &= \sqrt{V_{Sd}^2 + V_{Sq}^2} \\ \theta_S &= \tan^{-1} \frac{V_{Sq}}{V_{Sd}} \\ \theta_I &= \tan^{-1} \frac{I_{Sq}}{I_{Sd}} \end{aligned} \quad (12)$$

V_S を図 4 に基づき構成した関数発生器に入力し, 母線電圧が変動した場合のアクティブ補助転流コンデンサ電圧指令値 V_{AC}^* を発生する。一方, v_{AC} の位相角は (12) 式で求めた $d-q$ 座標上の電源電流位相角 θ_I から $\frac{\pi}{2}$ を引くことにより求めることができる。これら演算された振幅および位相角からアクティブ転流コンデンサの出力電圧の d 軸成分 V_{ACd}^* と q 軸成分 V_{ACq}^* を求める。さらに, 鋸歯状波 ϕ_R を用いて静止座標である $d-q$ 座標上から逆変換することでアクティブ転流コンデンサの三相分の出力電圧指令値 v_{ACa}^* , v_{ACb}^* , v_{ACc}^* を算出できる。ここでは, サイリスタ変換器の制御角 α と直流電流 I_d を一定として, 母線電圧が変動した場合について関数発生器の構成法について述べた。(7) 式と (8) 式を連立して δ を指令値として与えた場合の V_C を算出する際に直流電流 I_d をパラメータとして用いることで, (11) 式の入力を母線電圧の

図 5 $d-q$ 座標上のアクティブ転流コンデンサ出力電圧演算回路

Fig. 5. Control circuit diagram of output voltage of active capacitor on $d-q$ coordinates.

制御角 α ，直流電流 I_d の 3 変数とすることができる。このとき，これらが変動した場合においても実転流余裕角一定制御を実現できる。

4. アクティブ転流コンデンサ容量の検討

本章では，実転流余裕角を $\gamma' = 15^\circ$ に一定とした場合のアクティブ転流コンデンサ容量について検討する。

〈4・1〉アクティブ転流コンデンサ容量 前節において，電源電流 I_S を定格値とした場合に (11) 式を用いて実転流余裕角一定制御を実現するためのアクティブコンデンサ電圧 V_{ACpu} を算出した。コンデンサ容量は電圧と電流の積で与えられる。 I_S は定格値であるから，(11) 式から算出したアクティブコンデンサ電圧 V_{ACpu} がアクティブコンデンサとして動作する PWM コンバータの容量を表すこととなる。

図 6 に，サイリスタ変換器の制御角 α をパラメータとした母線電圧とアクティブ転流コンデンサ容量の関係を示す。サイリスタ変換器の制御角 α が大きくなると，コンデンサ容量が増大している。また，母線電圧が高くなると，容量が増大している。例えば， $\alpha = 170^\circ$ の場合では 1.2 pu の母線電圧に対して 0.14 pu の PWM コンバータ容量となる。また， $\alpha = 170^\circ$ の場合では 1.0 pu の母線電圧に対して PWM コンバータ容量が 0.11 pu であり，提案したアクティブ転流コンデンサは実用的な容量であると結論付けられる。同一条件下では，先に提案した方式⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾では，0.6 pu の PWM コンバータが必要である。先に提案した方法に比べ PWM コンバータ容量を大幅に低減できた。

〈4・2〉PWM コンバータの直流コンデンサ容量 本論文で提案した方式では，アクティブ転流コンデンサは電源電流の基本波分と直交した電圧を出力する。このため，瞬時有効電力の平均値は零となり PWM コンバータの直流コンデンサ C_d の電圧の平均値が上昇または減少することはない。しかしながら，瞬時有効電力が常時出入するため直流電圧変動を生じる。これを抑制するための直流コンデンサ C_d の容量について検討する。アクティブ転流コンデンサ，即ち，三相電圧形 PWM コンバータに流入する瞬

図 6 $\gamma' = 15^\circ$ の場合の PWM コンバータ容量
Fig. 6. Required-ratings of the PWM converter at $\gamma' = 15^\circ$.

時電力 p_C は次式となる。

$$p_C = v_{ACa} i_{Sa} + v_{ACb} i_{Sb} + v_{ACc} i_{Sc} \cdots \cdots (13)$$

(13) 式を時間積分することで，三相電圧形 PWM コンバータの直流コンデンサ C_d に蓄えられる静電エネルギー W_P を求めることができる。図 2 において，直流コンデンサ C_d の電圧の平均値を V_d とし，これが $(1-\epsilon)$ から $(1+\epsilon)$ だけ変動するものとする。このとき，直流コンデンサ C_d の静電エネルギーの変動分 ΔW_P は，次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \Delta W_P &= \frac{1}{2} C_d V_d^2 \{ (1+\epsilon)^2 - (1-\epsilon)^2 \} \\ &\approx 2\epsilon C_d V_d^2 \cdots \cdots (14) \end{aligned}$$

直流電圧の平均値を $V_{Cd} = 330 \text{ V}$ とし，電圧変動率 ϵ に 5% を許容するものとする。このとき，直流コンデンサ C_d は図 7 となる。コンデンサが発生する無効電力 $Q_C = \omega C V^2$ で与えられる。但し， V は相電圧実効値である。表 1 より，1 相分の定格容量は $(20/3) \text{ kVA}$ である。これより，図 2 の定格コンデンサ容量は $1340 \mu\text{F}$ である。図 7 では，これを用いて規格化している[†]。サイリスタ変換器の制御角 α が大きくなるとコンデンサ容量が増大している。また，母線

[†] ここで求めた定格コンデンサ容量は交流側で用いられるものであるが，容量比較のために用いた。

図 7 $\gamma' = 15^\circ$ の場合の直流コンデンサ容量
Fig. 7. Required-capacity of dc capacitor C_d at $\gamma' = 15^\circ$.

電圧が大きくなると増大している。例えば、 $\alpha = 170^\circ$ の場合には 1.2 pu の母線電圧に対して 0.075 pu の直流コンデンサが必要となる。図 7 の計算結果より、制御角 $\alpha = 170^\circ$ の場合にはサイリスタ変換器容量に対して 0.05 pu 程度である。これらから、アクティブ転流コンデンサの直流コンデンサ容量は実用的な範囲であると結論付けられる。

5. シミュレーション結果

本論文で提案したアクティブ・パッシブ併用コンデンサ転流型変換器の有効性を確認するため、計算機シミュレーションを行った。計算機シミュレーションには、パワーエレクトロニクス用シミュレータ PSIM を用いた⁽¹⁸⁾。図 2 において、アクティブコンデンサとして動作する電圧形 PWM コンバータは、巻き数比 1:5 である整合用トランスを介して接続している。三角波比較方式 PWM を用いて IGBT をスイッチング素子として使用することを想定し、キャリア周波数を 15 kHz としている。スイッチングに起因する成分を除去するために LC フィルタを接続している。アクティブ転流コンデンサとして動作する PWM コンバータの指令値と実際の出力電圧との誤差により有効電力を発生し、直流コンデンサ C_d を充放電する。この対策として、コンデンサ電圧一定制御ループを付加している⁽¹⁹⁾。図 8 に、直流コンデンサ電圧一定制御ブロックを示す。PWM コンバータの直流コンデンサ電圧の指令値 v_{Cd}^* と検出したコンデンサ電圧 v_{Cd} を比較する。この偏差から、電源電流 i_S と同相成分を $d-q$ 座標上で発生する。この同相成分が、PWM コンバータの出力電圧の有効電力成分となる。この同相成分を図 5 の v_{Cd} と v_{Cq} に加算し、大きさを制御することで直流コンデンサ電圧を一定に制御している⁽¹⁹⁾。図 8 において、 $G(s)$ は直流コンデンサ電圧の指令値 V_{Cd}^* と実際の電圧 V_{Cd} との偏差を無くすために必要な要素である。サイリスタ変換器は 6 パルスであり、PWM コンバータに出入りする瞬時電力の支配的な周波数は 360 Hz となる。この周波数の 1/20 以下に $G(s)$ のカットオフ周波数を選んでいる。また、直流ゲインを $K = 5$ とした。計算機シ

図 8 直流コンデンサ電圧一定制御ブロック図
Fig. 8. Block diagram for constant dc voltage control on d-q coordinates.

図 9 提案したアクティブ・パッシブ併用コンデンサ転流型変換器のシミュレーション波形
Fig. 9. Simulation waveforms for Fig. 2.

ミュレーションに用いた $G(s)$ は次式としている。

$$G(s) = \frac{5}{0.025s + 1} \dots \dots \dots (15)$$

サイリスタ変換器の直流側時定数は十分に大きく、直流電流が一定と仮定している。シミュレーションでは、母線電圧が瞬時に 1.0 pu から 0.8 pu に低下した後に再び 1.0 pu に回復した場合について行った。このとき、実転流余裕角の指令値 $\gamma'^* = 15^\circ$ としている。図 9 に、シミュレーション結果を示す。(11) 式から構成した関数発生器を用いた $\gamma' =$

 図 10 図 9 の v_{Sa} および i_{Sa} の拡大波形

Fig.10. Magnified waveforms of v_{Sa} and i_{Sa} in Fig.9.

一定制御により、サイリスタ変換器は制御角 $\alpha = 170^\circ$ で運転しているが、安定な転流動作が得られている。また、母線電圧回復時においても安定な転流動作が得られており、提案した方式の有効性が明らかである。 X_{ACa} は、a 相の PWM コンバータが動作しているリアクタンスを示している。リアクタンスは、母線電圧が 1pu のときに約 0.11 pu である。これは、図 6 で求めた理論値と良く一致している。先に提案した方式⁽¹⁰⁾に比べ、電圧形 PWM コンバータ容量を 1/5 程度に低減できた。母線電圧が上昇した場合に、PWM コンバータの動作リアクタンス X_{AC} が大きくなる。このことは、転流コンデンサ容量が一定の場合では転流電圧が一定となるため、母線電圧回復時に転流電圧が一時的に不足し転流失敗の可能性を示している⁽⁵⁾。 v_{Cd} は PWM コンバータの直流電圧波形を示している。母線電圧が変化したときに、変動しているが、その平均値は指令値 v_{Cd}^* に良く一致している。計算機シミュレーションでは、図 5 において $d-q$ 座標上の直流分抽出用として 2 次バタワース形 LPF を用いている。サイリスタ変換器が 6 パルスであるため、LPF のカットオフ周波数を 60Hz としている。このため、PWM コンバータの動作リアクタンス X_{AC} の応答が母線電圧の変動に対して遅れている。この動作リアクタンスの遅れに起因する転流失敗の可能性などについては、稿を改めて報告する。

図 10 は母線電圧を 1pu とした場合の母線電圧波形 v_{Sa} 、サイリスタ変換器のバルブ電圧波形 v_{Ta} および電源電流波形 i_{Sa} を拡大したものである。母線電圧波形と比較し、転流コンデンサ C_C の効果により、 v_{La} の位相が遅れている。しかしながら、制御角 $\alpha = 170^\circ$ で $\gamma' = 15^\circ$ を実現するためには十分ではない。そこで、電圧形 PWM コンバータが補助転流コンデンサとして動作し、サイリスタ変換器のバルブ電圧波形 v_{Ta} が得られている。また、母線電圧波形 v_{Sa} と電源電流波形 i_{Sa} とが逆極性となっており、基本電力率が 1 に近い値となっていることが確認できる。

さらに、図 11 に母線電圧の振幅が電源周波数の 1/10 の

図 11 母線電圧が連続的に変動した場合のシミュレーション波形

Fig.11. Simulation results for Fig.2 with continuous fluctuation of ac bus voltage.

図 12 サイリスタのアノード・カソード電圧波形

Fig.12. Simulated anode-cathode voltage waveform of the thyristor in Fig.2.

周波数で連続的に変動した場合のシミュレーション結果を示す。このとき、母線電圧の振幅は $V_S = 1.0 \pm 0.2 \sin(2 \times 6 \times \pi t)$ で与えられる。母線電圧が変動した場合でもアクティブ転流コンデンサの容量 X_{ACa} が制御され、転流失敗することなく良好な転流動作が得られている。 X_{ACa} の最大値は約 0.14 pu である。この場合も図 6 の理論値と良く一致している。さらに、図 12 は、母線電圧が 1pu のときの a 相の上側サイリスタのアノード・カソード波形を示している。サイリスタが導通し両端の電圧がゼロとなっている期間後の負の期間が、実転流余裕角である。この期間は 0.73 ms であり、電気角に換算すると 15.8° を得る。これより、母線電圧が変動した場合でも実転流角一定制御が行われていることが確認できる。

実転流余裕角一定制御を実現するためには、転流コンデンサ電圧 V_{CC} を検出することが必要である。一方、本論文では3・2節で述べたように、(9) 式および (10) 式に示した近似を用いて関数発生器を構成した。これらの計算機シミュレーション結果は、本論文で用いた近似の妥当性を示している。

なお、本論文では原理確認を目的として PSIM を用いた計算機シミュレーション結果を示したが、PWM コンバータの起動などを考慮した実験による検討結果は稿を改めて報告したいと考えている。

6. む す び

本論文では、小容量電圧形 PWM コンバータを補助転流コンデンサとして動作させるアクティブ・パッシブ併用コンデンサ転流型変換器を提案した。通常の運転条件下では、転流コンデンサがサイリスタ変換器の転流電圧を確保する。一方、これら転流コンデンサによる転流電圧が不足した場合に、電圧形 PWM コンバータが補助転流コンデンサとして動作する。このため、転流コンデンサが確保する転流電圧を可変可能な点に特徴があり、母線電圧が変動した場合でも良好な転流動作が得られる。一般に、CCC では実転流余裕角 $\gamma' = \cdot$ 一定制御が行われる。提案したアクティブ・パッシブ併用コンデンサ転流型変換器では、サイリスタ変換器の制御角 α を一定に保ちながら $\gamma' = \cdot$ 一定制御を実現可能である。関数発生器を用いた実転流余裕角一定制御法を提案し、母線電圧や負荷電流が変動した場合でもサイリスタ変換器の制御角 α を一定に保ちながら実転流余裕角一定制御が実現できることを示した。計算機シミュレーションを用いて提案したアクティブ・パッシブ併用コンデンサ転流型変換器の有効性を確認し、電源側で無効電力を大幅に低減しながら安定な転流動作を実現できることを明らかにした。

最後に、本論文は先に発表した内容⁽¹²⁾にさらに検討を加え、加筆修正を加えたものである。貴重なご討論をいただいた The University of Manitoba の Prof. Golé に紙上を借りて厚く御礼を申し上げます。

(平成 14 年 5 月 27 日受付, 平成 15 年 4 月 21 日再受付)

文 献

- (1) F. Buseman: "Artificial Commutation of Static Converters", *Electrical Research Assoc., England, Rept.*, B/T109 (1951)
- (2) J. Reeve, J.A. Baron, and G.A. Hanley: "A Technical Assessment of Artificial Commutation of HVDC Converters with Series Capacitors", *IEEE-PES Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol.7, No.10, pp.1830-1840 (1968-10)
- (3) T. Jonsson and P.-E. Björklund: "Capacitor Commutated Converters for HVDC", in *IEEE/KTH Stockholm Power Tech. Conf. Rec.*, pp.44-51 (1995-6)
- (4) K. Onishi, N. Matsukawa, N. Nagasaki, K. Kuroda, and S. Ihara: "AC-DC Interaction Study of Capacitor Commutated Converter HVDC System", in *Papers of Technical Meeting on Power Engineering*, PE-96-118/PSE-96-118, pp.111-120 (1996-11) (in Japanese)

- 大西一彦・松川直弘・長崎則久・黒田和宏・庵原小吾:「コンデンサ転流型 HVDC 変換器系の交直相互作用の検討」, 電気学会電力技術・電力系統技術合同研究, PE-96-118/PSE-96-118 (1996-11)
- (5) K. Watanabe, T. Funaki, and K. Matsuura: "Margin Angle on CCC-HVDC and Its Participation with Operation Parameters", in *Proc. of the 10th Annual Conf. of Power & Energy Society of IEEJ*, pp.389-390 (1997-7) (in Japanese)
- 渡邊恒平・舟木 剛・松浦慶士:「運転諸量を考慮したコンデンサ転流型変換器の余裕角制御の検討」, 平 9 電気学会電力・エネルギー部門大会, No.296 (1997-7)
- (6) T. Yamada, T. Sano, I. Yamato, T. Ohashi, H. Kashiwasaki, and S. Hirose: "General Design of 600MW FC Applying Capacitor Commutated Converter", in *Proc. of the 10th Annual Conf. of Power & Energy Society of IEEJ*, pp.391-392 (1997-7) (in Japanese)
- 山田辰雄・佐野孝義・大和育男・大橋常良・柏崎 博・広瀬俊一:「転流コンデンサ型変換器を用いた 600MWFC の概念設計」, 平 9 電気学会電力・エネルギー部門大会, No.297 (1997-7)
- (7) T. Yamada, T. Sano, T. Konishi, and Y. Kawazoe: "Voltage Stability Study of HVDC Composed of Capacitor Commutated Converter", in *Proc. of the 11th Annual Conf. of Power & Energy Society of IEEJ*, pp.526-527 (1998-7) (in Japanese)
- 山田辰雄・佐野孝義・小西博雄・川添裕成:「コンデンサ転流型変換器を用いた直流送電システムの電圧安定性の検討」, 平 10 電気学会電力・エネルギー部門大会, No.285 (1998-8)
- (8) Y. Ishibashi, N. Nosaka, T. Sano, H. Konishi, and H. Kawazoe: "Operation Characteristics of a Capacitor Commutated Converter with a No Power Source System", in *Proc. of the IEEJ International Power Electronics Conf.*, pp.1930-1933 (2000)
- (9) T. Tanaka and S. Funabiki: "An Active Capacitor Commutated Converter with Voltage-Source PWM Converters", in *Proc. of the 10th Annual Conf. of Power & Energy Society of IEEJ*, pp.594-595 (1999-8) (in Japanese)
- 田中俊彦・松曳繁之:「電圧形 PWM コンバータを用いたアクティブキャパシタ転流型変換器」, 平 11 電気学会電力・エネルギー部門大会, No.242 (1999)
- (10) T. Tanaka and S. Funabiki: "A New Approach to the Capacitor Commutated Converter with Three-Phase Voltage-Source PWM Converter for HVDC", in *Proc. of the IEEJ International Power Electronics Conf.*, pp.1924-1929 (2000)
- (11) T. Tanaka and S. Funabiki: "A New Approach to the Capacitor Commutated Converter for HVDC—A Combined Commutation-Capacitor of Active and Passive Capacitors", in *2000 National Convention Rec. IEEJ*, Vol.4, No.82 (2000-3) (in Japanese)
- 田中俊彦・松曳繁之:「アクティブ・パッシブ併用キャパシタ転流型変換器」, 平 12 電気学会全大, No.4-082 (2000)
- (12) T. Tanaka, M. Nakazato, and S. Funabiki: "A New Approach to the Capacitor Commutated Converter for HVDC—A Combined Commutation-Capacitor of Active and Passive Capacitors—", in *Proc. IEEE-PES Winter Meeting*, WM01-159 (2001)
- (13) H. Funato and A. Kawamura: "Analysis of Variable Active-Passive Reactance", in *Proc. IEEE-IAS Power Conversion Conf.*, pp.647-652 (1993-3)
- (14) A. Nabae and M. Yamaguchi: "Suppression of Flickers in an Arc-Furnace Supply System by an Active Capacitor—A Novel Voltage Stabilizer in Power Systems—", in *Proc. IEEE-IAS Power Conversion Conf.*, pp.653-658 (1993-3)
- (15) T. Funaki, K. Matsuura, and S. Tanaka: "Error Estimation and Correction of Detected Phase by Real Time DFT", *T. IEE Japan*, Vol.120-B, No.12, pp.1682-1690 (2000-12) (in Japanese)
- 舟木 剛・松浦慶士・田中俊輔:「DFT 実時間位相検出の誤差評価と補正法」, 電学論誌 B, **120**, 12, pp.1682-1690 (2000-12)
- (16) S. Tsubota, T. Funaki, and K. Matsuura: "Development of CCC-HVDC System Model for Stability Analysis", in *1998 National Convention Rec. IEEJ*, Vol.6, pp.227-228 (1998-3) (in Japanese)
- 坪田慎二・舟木 剛・松浦慶士:「コンデンサ転流型変換器を用いた直流送電用の安定度解析モデルの開発」, 平 10 年電気学会全大, No.1406 (1998-3)
- (17) S. Fukuda, S. Sasaka, and T. Temma: "Constant Margin-Angle Control of Commutatorless Motor Using Table Look-

up Method", T. IEE Japan, Vol.107-D, No.7, pp.914-921, (1987-7) (in Japanese)

福田昭治・佐坂晋一・天満 毅:「テーブル参照方式による無整流子電動機の余裕角一定制御」, 電学論誌 D, **107**, 7, pp.914-921 (1987-7)

- (18) H. Jin: "Computer Simulation of Power Electronic Circuits and Systems using PSIM", *Proc. of ICPE'95*, pp.79-84, Seoul (1995)

- (19) M. Nakazato, T. Tanaka, and S. Funabiki: "A Constant DC Voltage Control Method of the Active Commutation Capacitor with a Three-Phase PWM Converter", in *Proc. Japan Industry Appl. Soc. Conf.*, Vol.2, p.668 (2000-8) (in Japanese)
中里雅史・田中俊彦・船曳繁之:「電圧形 PWM コンバータを用いたアクティブ転流キャパシタの直流電圧一定制御」, 平 12 電気学会産業応用部門大会 (2000-8)

田 中 俊 彦 (正員) 1984 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気電子システム工学専攻修了。同年 4 月東洋電機製造 (株) 入社。職業能力開発大学校 (現, 職業能力開発総合大学校) 電気工学科講師を経て, 1997 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科助教授, 現在に至る。博士 (工学)。半導体電力変換器が発生する高調波とその抑制法, 環境修復システムへのパワーエ

レクトロニクス応用などの研究に従事。2002 年中国電力技術研究財団優秀研究賞, 2003 年電気設備学会論文賞受賞。電気設備学会, 環境計測制御システム学会, IEEE 会員。

船 曳 繁 之 (正員) 1979 年 3 月岡山大学大学院工学研究科修士課程電気工学専攻修了。同年 4 月同大学工学部電気工学科助手, 1992 年 10 月同大学工学部電気電子工学科助教授。1997 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科教授, 現在に至る。工学博士。移動ロボットの知的制御, パワーエレクトロニクスなどの研究に従事。2003 年電気設備学会論文賞受賞。計測制御学会, 電気設備

学会, IEEE 会員。

中 里 雅 史 (学生員) 2001 年 3 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科卒業。2003 年 3 月同大学大学院総合理工学研究科修士課程電子制御システム工学専攻修了。同年 4 月 三洋電機 (株) 入社, 現在に至る。在学中は, アクティブ・パッシブ併用コンデンサ転流型変換器に関する研究に従事。