多重空間ベクトル制御を適用した多重電流形変換器の開発

- 超電導電力貯蔵(SMES)への適用 -

非会員 永井 義昭 (電源開発株式会社)

非会員 露木 和彦 (電源開発株式会社)

正員 西川 浩行 (株式会社 東芝)

正員 嶋村 武夫 (株式会社 東芝)

正員 川口 章 (株式会社 東芝)

非会員 島田 一人 (株式会社 東芝)

Development of Multiple Space Vector Control for Direct Connected parallel Current Source Converter

Yoshiaki Nagai Kazuhiko Tsuyuki (Electric Power Development Co., Ltd.)

Hiroyuki Nishikawa, Member Takeo Shimamura, Member Akira kawaguchi, Member Kazuhiko Shimada (TOSHIBA Co.)

The Current source self-commutated converter has been developed for use in motor drive systems. It however has technical problems such as L-C series resonance, the requirement of transformers for multiple converter connections and DC current unbalance in the converters.

This paper presents a new control method to solve these problems for converters connected directly in parallel. The control method consists of a multiple space vector control including resonance suppression control. Results of a mini-model experiment confirming the control method will also be presented.

キーワード： 電流形変換器，スナバエネルギー直接再生方式変換器，多重空間ベクトル制御，振動抑制制御，SMES

1. まえがき

電力系統へのサイリスタを用いた他励式電力変換器の適用には制御整流器による直流送電や、サイクロコンバータを二次励磁変換器に用いた可変速揚水発電システムなどがある。他励式変換器はスイッチング損失が小さく高効率で、かつ素子の多直列接続による高電圧化が比較的容易なことから高電圧・大容量の電力変換を行う分野に多数実用化されている。しかし転流の制約により遅れ無効電力を消費するため率改善用の進相コンデンサが必要であり、電力系統異常時等に進相コンデンサに起因する振動現象や過電圧を発生しやすく、また電源電圧波形が歪むと転流失敗の可能性が高くなり運転継続が難しいなどの問題がある。

それに対して、GTO等の自己消弧素子を用いた自励式変換器は任意の位相での転流が可能で、有効電力と無効電力を独立に制御できる特長があり、高電圧化、大容量化の開発が多方面で進められている。自励式変換器には電圧形と電流形がある。電圧形変換器は、主回路構造が簡略なため早くから実用化されている。一方、電流形変換器は、自己消弧素子の電流遮断時のエネルギーを処理するために、変換器の交流入力端に大きなコンデンサを設置することとなり、このコンデンサに起因する問題解決の方策が種々提案、検討されている^{(1)~(6)}。しかし、自己消弧素子のメリットを十分に生かしきれず、小容量のエレベータ駆動等の適用例はあるものの、大容量・高電圧・大電流用途の適用には至っていない。

著者らは超電導電力貯蔵(SMES)用交直変換器の研究開発を

進めてきた。SMESは電力を電磁エネルギーとして蓄えるシステムであり、超電導コイルと交直変換器から構成される。交直変換器により系統に供給する有効電力を制御し電力変動の平準化を行い、また、無効電力を制御して系統の電圧変動抑制も行うことができる。超電導コイルは電流源であるので電流形変換器を適用すると回路構成が簡単になる。著者らはSMESへの適用を目的に新しい主回路方式(スナバエネルギー直接再生方式変換器)を提案した^{(7)~(9)}。スナバエネルギー直接再生方式変換器は主回路動作でスナバエネルギーを主回路に再生するために、スナバ損失を発生せず、高効率の電力変換が実現できる。また、SMES用変換器としては大電流化が必要であり、当初は単位変換器を移相変圧器を介して接続する変圧器多重化方式(図1)の研究開発を行い、実用化の目途をつけた。

論文では、“変換器直接多重化方式(図2)”を提案する。この方式は、変換器用変圧器省略による経済性・効率の向上、設置スペースの低減が実現できる。しかし、変圧器多重化方式は変圧器により各変換器の電流位相をずらして結合するために高調波の少ない電流を出力できるのに対し、直接多重化方式は、各変換器の電流を直接結合するため高調波の多い出力電流となる。また、変圧器により各変換器が絶縁されている変圧器多重方式は各変換器の正側直流電流と負側直流電流は等しくなるため各変換器間の直流電流抑制をすればよいが、直接多重化方式は、正側直流電流と負側直流電流は等しくない(直流電流は交流側を通り他変換器に流れ込む)ので、

各変換器の直流電流制御に加えて正負側直流電流の横流抑制を行わなくてはならない。この直接多重化方式の技術課題(高調波発生量の低減、変換器間横流制御)を解決するための新しい制御概念(多重空間ベクトル制御と直流電流平衡化(横流抑制)、及び振動抑制制御)を提案し、それについてのシミュレーション解析と小型モデルによる試験を行ったので、その結果を報告する。

図1 変圧器多重化方式
Fig 1 A unit converter through the phase-shifter transformers

図2 直接多重化方式
Fig 2 A direct connected parallel converters

2. 多重空間ベクトル制御

<2> 電流ベクトル

6アームの単位電流形変換器の構成を図3に示す。電流形変換器は、正側アーム(U, V, W)のうちの1アームと負側アーム(X, Y, Z)のうちの1アームを通電して運転する。これにより図4に示すように①～⑥の6通りの単位電流ベクトルと上下アーム短絡による零ベクトルを加えて7通りの単位電流ベクトルを出力できる。

7通りの単位電流ベクトルの番号とゲート信号及び出力電流の関係を図5に示す。図5の左側は120°通電状態であり最大電流が出力できる状態である。出力電流の大きさ(振幅)は、図5右側の零ベクトルを適時挿入して調整する。

図3 単位変換器
Fig 3 A three phase converter

図4 発生できる単位電流ベクトル
Fig 4 Output current vectors

図5 ゲート信号と出力電流
Fig 5 Gate signal and output currents of the converter

<2> 出力電流ベクトルの選択と振り分け

図6に直接並列接続した4多重電流形変換器を示す。本論文では4多重の場合で説明するか、多重空間ベクトル制御は多重数に制限なく適用が可能である。

図6 直接並列接続4多重電流形変換器
Fig 6 Four multiple converters

4多重電流形変換器が発生できる電流ベクトルは、図7に示すように単位変換器A, B, C, Dからそれぞれに発生する6通りの単位電流ベクトルと零ベクトルの組み合わせにより、式(1)に示すように61通りの電流ベクトルを発生できる。

$$\left(\sum_k^4 6k \right) + 1 = 61 \quad \dots \dots \dots (1)$$

図7 4多重出力電流ベクトル
Fig 7 Output current vectors

このうち60°の範囲を図8に示す。多重空間ベクトル制御は、電流指令ベクトルに一番近い出力電流ベクトルを瞬時に選択する。それぞれ隣り合う出力電流ベクトルの終点から等距離の点は、その2つの終点を結ぶ線分の垂直二等分線上にある。隣り合うすべての出力電流ベクトルの終点について等距離点を集めると、図8のように六角形の領域に区分される。したがって、六角形の範囲内に指令ベクトルが存在すれば、その中心にある出力電流ベクトルが一番近い出力電流ベクトルとなる。

図8 出力電流ベクトル選択
Fig 8 Select the output current vectors

例えば、図8のような位置に電流指令ベクトルがあった場合、出力電流ベクトルI1116を選択する。時間とともに電流

指令ベクトルが変化した場合、同じように出力電流ベクトル I_{1166} , I_{1116} , I_{0111} , I_{1112} , I_{1122} を順次選択する。

I_{1116} 等の記号は、3台の変換器が①の単位電流ベクトルを、1台の変換器が⑥の単位電流ベクトルを出力することを表している。

ここで I_{1116} が選択されたとすると、図9のように I_{1116} は各変換器の単位電流ベクトルの組み合わせで表現できる。この場合、3台の変換器が①(U, Z)の単位電流ベクトルを、1台が⑥(U, Y)の単位電流ベクトルを出力すればよい。すなわちUスイッチを4個、Yスイッチを1個、Zスイッチを3個点弧すると I_{1116} の出力電流ベクトルを出力できる。

図9 出力電流ベクトル振り分け
Fig.9 Divide into the output current vector

2.3> 直流電流平衡化

出力電流ベクトルを選択し、点弧すべきスイッチの合計個数を求めるだけでは、どの変換器にどの単位電流ベクトル(点弧スイッチ)を振り分けるか決定できない。無作為に振り分けると、図10のように各変換器の直流リアクトルに印加される平均電圧に差が生じ、これにより各変換器の直流電流(直流リアクトル電流)が不平衡になる。

図10 直流リアクトル印加電圧不平衡
Fig.10 Unbalance among the voltages across DC reactors

直流電流の不平衡を避けるために、各変換器の直流電流(直流リアクトル電流)と交流電圧を検出して、その値により各変換器の点弧すべきスイッチを決定する。

I_{1116} を選択した場合を例に説明する。正側アームはUスイッチ4個がONなのですべての正側直流リアクトルには同じ電圧(V_r)が印加されるため直流電流は平衡する。負側アーム

はYスイッチ1個、Zスイッチ3個をONするが平衡化を考えて振り分ける。負側アームの場合、直流リアクトルには交流電圧が負の値として印加されるため、小さい交流電圧に接続されたリアクトルの電流は増加し、反対に大きい交流電圧に接続されたリアクトルの電流は減少する。

例えば、図11のように負側アームに流れる電流が $I_{dBN} < I_{dAN} < I_{dCN} < I_{dDN}$ 、交流相電圧が $V_r < V_t < V_s$ だったとする。この場合、右図のように直流電流の小さい順から、交流電圧の小さい順にアームを選択していく。この結果、変換器B, A, CはZアームを、変換器DはYアームのスイッチを点弧させる。

ここで、アーム選択入れ替えによるむやみなスイッチング増加を防ぐために、出力ベクトルが変化した時、直流電流に許容値を設けてその許容値を外れた時のみのタイミングで入れ替えを行っている。

図11 直流電流・交流相電圧と点弧スイッチ
Fig.11 DC currents, AC voltage and turned on switches

各変換器の点弧状態を直流電流の大きさを考慮して入れ替えることで、図12のように各変換器の直流リアクトルに印加される電圧の平均値が等しくなり、各変換器の直流電流が平衡化される。

図12 直流リアクトル印加電圧平衡
Fig.12 Balance among the voltages across DC reactors

2.4> 三角波比較PWM制御と多重空間ベクトル制御の特質

図13に一般的な三角波比較PWM制御(上)と多重空間ベクトル制御(下)による出力電流波形を示す。両図とも、4多重変

換器の動作波形であり、三角波比較PWM制御は5パルスPWMである。

図13 三角波比較PWM制御と多重空間ベクトル制御の出力電流波形
Fig.13 Output current of conventional PWM control and multiple space vector control

三角波比較PWM制御は各変換器のパルス数が固定であり各変換器の制御位相に差を持たせて合成するため出力電流が台形波状(図中の点線波形)となる。この波形は高調波を多く含んでいる。これに対して多重空間ベクトル制御では高調波の少ない正弦波状(図中の点線波形)の出力電流が得られる。また、余分なスイッチングを行わないので、スイッチング回数が少なくなる。

3. 振動抑制制御

電流形変換器は、図14のように交流端を等価的に電圧源的に作用させるため、及び高調波を取り除くためのフィルタコンデンサを設置する。このコンデンサは送電線及び変圧器リアクタンスとの間で直列共振回路を形成し、系統に直列共振成分に近い高調波があると大きな直列共振電流が流れる。また、電流を高速に制御する場合や電源系統故障の場合に、コンデンサ電圧が動揺して運転不能になる場合がある。

図14 電流形変換器主回路構成
Fig.14 Configuration of the current source converter system

<3.1> 電流形変換器の等価回路とdq座標系でのモデル

実際の電流形変換器の出力電流波形はPWMに応じた階段状波形であるが、ここでは制御系の安定性や応答、振動抑制等の効果を検討するために、出力電流を連続制御可能な電流源で近似し、送電線はLRと電圧源で表す。図15に等価回路を示す。

図15 電流源+C+LR+電圧源による電流形変換器の等価回路
Fig.15 Equivalence circuit of the current source converter

この等価回路の回路方程式は下記になる。

$$Cs \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\begin{bmatrix} R+Ls & 0 & 0 \\ 0 & R+Ls & 0 \\ 0 & 0 & R+Ls \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3)$$

但し、 s は微分演算子 d/dt である。

これらに対して式(4)を用いてdq変換を行うと、

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4)$$

d q 座標系でのモデルは

$$\begin{bmatrix} 3Cs & -3\omega C \\ 3\omega C & 3Cs \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\begin{bmatrix} R+Ls & -\omega L \\ \omega L & R+Ls \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

となる。

<3.2> 電流フィードバックによる振動抑制

式(5), (6)の干渉項を省略し、単相分を取り出した回路に対するPI+電流フィードバックによる制御ブロック図を図16に示す。

図16 PI+電流フィードバックの制御ブロック図(単相分)
Fig.16 Control diagram of the PI control and the current feedback

R の値は通常無視しうる程度に小さいので、図16のPIコントローラの出力 i_{PI} から i_L への伝達関数は、

$$i_L = (1 + k_i s + 3CLs^2)^{-1} i_{PI} \quad \dots\dots\dots (7)$$

となり、2次の減衰振動系となる。ゲイン k_i は

$$k_i = 3LC\alpha, \quad \alpha = 2\zeta\omega_n, \quad \omega_n = 1/\sqrt{3LC} \quad \dots\dots\dots (8)$$

の形に書くことができる。ダンピングファクタ ζ を 1.0以上に選ぶことでダンピングを強めることができ、振動を抑制できる。シミュレーションの例を図17に示す。 $t=5ms \sim 10ms$ にかけてゲインを増加させると、共振による振動が抑制される。

図17 振動抑制のシミュレーション解析波形
Fig.17 Waveforms of simulation (With the resonance control)

4. 縮小モデル回路構成

<4.1> 主回路構成

図18に縮小モデルの主回路構成を示す。GTOを用いたスナバエネルギー回生方式変換器4台を直接並列接続してあり、容量は10kVA(直流電流100A、直流電圧100V)である。超電導コイルは、サイリスタ制御整流器により模擬する。

図18 主回路構成
Fig.18 Configuration of the main circuit

<4.2> 制御回路構成

図19に縮小モデルの制御ブロック構成を示す。

図19 制御ブロック構成
Fig.19 Configuration of the control diagram

大きく分けて電力制御、振動抑制制御、多重空間ベクトル制御で構成される。電力制御は、主変圧器の1次側電力を検出して指令値との差をとり、PI制御により電流指令値

I_d^* , I_q^* を演算する。振動抑制制御は、主変圧器1次側電流を検出してd-q軸座標に変換、その変化率(di/dt)を演算し、それにより電流指令値(I_d^* , I_q^*)を補正する。多重空間ベクトル制御・直流電流平衡化は、電流指令値からその電流指令ベクトルに近い出力電流ベクトルを選択し、直流電流が平衡化するように各変換器に単位電流ベクトルを振り分けて、ゲート信号を出力する。

5. シミュレーション解析結果と実験結果

<5.1> 定常運転特性(振動抑制制御の効果)

図20,21に振動抑制制御“なし”と“あり”の場合のシミュレーション解析結果を示す。図20では振動抑制制御がないため直列共振により送電線電流が振動(3次程度)している。図21は振動抑制制御の効果で共振振動が抑制されている。

スイッチング周波数は、直流バランリアクトルの大きさと振動抑制制御のゲインに依存する。直流リアクトルが小さいと各変換器の直流電流の変化率が大きくなり直流電流平衡化制御により頻繁にスイッチ入れ替えが行われ、スイッチング回数が増加する。また、振動抑制制御のゲインを大きくすると振動はより抑制されるが、電流を補正するためのパルスが必要とするのでスイッチング回数が増加する。

今回のシミュレーション解析及び実験では、平均スイッチング周波数250Hz(5パルス)となるように設定した。

図20 定常運転波形(振動抑制制御なし)
[シミュレーション解析結果]

Fig.20 Waveforms of steady state (Without the resonance control)
[Results of simulation]

図21 定常運転波形(振動抑制制御あり)
[シミュレーション解析結果]

Fig.21 Waveforms of steady state (Control performed)
[Results of simulation]

図22, 23に振動抑制制御“なし”と“あり”の場合の実験結果を示す。図22ではシミュレーション結果と同様に直列共振により送電線電流が振動(3次程度)している。図23は制御の効果で共振振動が抑制されている。

図24は送電線電流の高調波分析結果である。振動抑制制御がない場合は3次程度の成分が-32dB(2.8%)含まれているのに対し、制御を動かすと-41dB(0.89%)まで低減されている。

図22 定常運転波形(振動抑制制御なし) [実験結果]
Fig.22 Waveforms of steady state (Without the resonance control)
[Results of test]

図23 定常運転波形(振動抑制制御あり) [実験結果]
Fig.23 Waveforms of steady state (Control performed) [Results of test]

図24 送電線電流のFFT解析結果
Fig.24 FFT analysis results of AC line currents

<5.2> 有効・無効電力制御特性

図25, 26は、有効電力指令を-10kW→+10kWに20msのランプ状に変化させた場合のシミュレーション解析と実験による応答波形である。有効電力は高速に指令値に追従し、振動(共振)等の発生もなく安定に動作している。

図25 有効・無効電力制御特性波形 [シミュレーション解析結果]
Fig.25 Waveforms of quick PQ control [Results of simulation]

図26 有効・無効電力制御特性波形 [実験結果]
Fig.26 Waveforms of quick PQ control [Results of test]

<5.3> 送電線事故時の運転特性

縮小モデルを模擬送電線に接続して、至近端地絡事故の実験を行った。図27, 28はそのシミュレーション解析と実験の結果であり、2回線送電線の1回線に事故(1LG)が発生し、その70ms後に事故送電線を開放(1LO)している。事故時でも安定に変換器は運転を継続し、振動(共振)等の発生は見られない。事故回復後は、速やかに電力を供給している。

図27 送電線事故時の運転特性波形 [シミュレーション解析結果]
Fig.27 Waveforms of AC line accident [Results of simulation]

図28 送電線事故時の運転特性波形 [実験結果]
Fig.28 Waveforms of AC line accident [Results of test]

6. あとがき

変換器直接多重化方式の実用化のための主回路方式、制御方式の概要と、シミュレーション解析及び縮小モデルによる実験の結果を述べた。

多重空間ベクトル制御と振動抑制制御は、指令値に対して瞬時に出力電流ベクトルを選択し、そのベクトルを即座に変換器が出力するため、応答性に優れ、スイッチング回数が少なく、高調波の少ない高性能な変換器が実現でき、しかも交流側で形成される直列共振現象を効果的に抑制し、系統地絡事故等の場合においても運転継続できる信頼性の高いシステムを構築できる。

縮小モデルの実験により、①直列共振を抑制する振動抑制制御の効果を確認した。②電力を高速にしかも安定に制御できることを確認した(多重空間ベクトル制御及び振動抑制制御の効果)。③送電線事故時でも安定に電流を出力し、事故回復後は速やかに(安定に)電力を供給することを確認した。

以上、多重空間ベクトル制御と振動抑制制御を用いた直接多重化方式電力変換器の超電導電力貯蔵(SMES)への適用の目的をつけた。

(平成9年5月25日受付, 同9年11月4日再受付)

文 献

- (1) S.Nonaka, Y.Neba: "New GTO Current Source Inverter with Pulse Width Modulation Control Technique," IEEE IAS Annual Meeting, p.442 (1985)
- (2) D.Hintze, D.Schroder: "Four Quadrant AC-Motor Driven with a GTO Current Source Inverter with Low Harmonics and on Line Optimized Pulse Pattern," IPEC-Tokyo, p.405 (1990)
- (3) 上田, 本部, 本田 他: "多重正弦波出力電流形GTOインバータ" 電学論D, 111, 645 (平3-8)
- (4) 佐藤, 宮澤, 片岡: "電流形PWM整流回路の交流入力電流波形の改善法" 電学論D, 112, 703 (平4-8)
- (5) 大西, 皆本: "瞬時電流ベクトル直接制御方式三相電流形PWMコンバータ" 電学論D, 115, 984 (平7-8)
- (6) 外山, 水野, 竹下 他: "電流形三相PWMコンバータにおける入力電圧・電流の過渡振動抑制" 平成8年電気学会産業応用部門大会全国大会, 1, 29 (平8-8)
- (7) 内野 他: "スナバエネルギー回生形GTO変換器" 平成4年電気学会全国大会, 478 (平成4-3)
- (8) 荒川, 萩本, 齊木, 西川 他: "スナバエネルギー回生方式GTO変換器の開発(大電流化用途(SMES)への適用検討)" 平成6年電気学会電力・エネルギー部門大会, 49, (平6-7)
- (9) H.Naitho, H.Nishikawa et. al.: "A Snubber Loss Free Current Source

永井 義昭

(非会員) 1957年4月24日生。1982年3月東北大学工学部電気工学科卒業。同年4月電源開発(株)入社。同社にて水力発電所の運転・保守に従事。現在、同社新エネルギー・技術開発部にて超電導エネルギー貯蔵装置の研究に従事。

露木 和彦

(非会員) 1969年3月6日生。1992年3月同志社大学工学部電気工学科卒業。同年4月電源開発(株)入社。同社にて水力発電所の運転・保守に従事。現在、同社新エネルギー・技術開発部にて超電導ケーブルの研究に従事。

西川 浩行

(正員) 1970年11月28日生。1989年3月和歌山県立和歌山工業高等学校電子機械科卒業。同年4月(株)東芝入社。同社にて電力用パワーエレクトロニクス装置の研究開発に従事。現在、同社重電技術研究所エレクトロニクス技術開発部勤務。

嶋村 武夫

(正員) 1948年7月29日生。1969年3月群馬工業高等専門学校電気科卒業。同年4月(株)東芝入社。主として電力用パワーエレクトロニクス装置の研究開発に従事。現在、同社重電技術研究所エレクトロニクス技術開発部勤務。

川口 章

(正員) 1963年6月23日生。1988年3月上智大学理工学部電気電子工学科修士課程修了。同年4月(株)東芝入社。主にアクティブフィルタ、大容量GTO変換器、UPS等のパワーエレクトロニクス装置の開発設計に従事。現在、同社パワーエレクトロニクス部PE開発担当勤務。

島田 一人

(非会員) 1966年1月29日生。1992年3月東京工業大学総合理工学生産機械工学科修士課程修了。同年4月(株)東芝入社。主として新エネルギーシステムのエンジニアリング業務に従事。現在、同社新エネルギー開発部にて超電導エネルギー貯蔵装置の開発業務に従事。