

モジュラーマトリックスコンバータのマルチレベル化に関する研究

大阪大学大学院工学研究科 電気電子情報工学専攻
システム・制御・電力工学コース 博士前期課程
伊瀬研究室

山西 雄 世

1. はじめに

将来、地球温暖化などの環境問題の深刻化から、太陽光発電や風力発電、コージェネレーションの利用により、大量の分散型電源が導入されることが見込まれるが、これに伴い配電システム末端の電圧上昇、単独運転に関する問題等が発生する可能性があり、この対策の一つとして配電システムのループ化が考えられている。これは電圧の安定化と設備の有効活用の観点から、半導体電力変換技術を活用したループコントローラ (Loop Power flow Controller、LPC) によりシステムをループ・メッシュ化し、情報通信インフラを活用した需給インターフェイスにより分散形電源、負荷の自律的な制御を行う、次世代の配電システムである。

LPC の役割として、配電線の電圧制御、及び潮流制御、事故時の融通制御ができる必要がある。現在、この LPC として、交流を直流に変換し、もう一度交流に変換する方式 (Back to Back、BTB 方式) により接続された電圧形自励式交直変換器の適用が検討されている。しかし、この方式では一度直流を介することになり、変換器のサイズや効率の面で課題が生じてしまう⁽¹⁾⁽²⁾。

一方、交流から交流へ直接周波数を変換することができるマトリックスコンバータは主としてモータードライブへの適用が考えられているが、風力発電やコージェネレーションなどの分散電源の周波数変換、配電システムのループ運用のための LPC、さらには電力システムの非同期連系などにおいても適用が考えられ、交流から交流への直接変換が可能であるため、装置の小型化や高効率化が期待される。しかし、これらの応用においては、一般に MW 級以上の大容量となること、および入出力間の電圧比が 1:1 付近で用いられることが想定されるため、入出力間に半導体スイッチのみが存在する構成のマトリックスコンバータでは適用が困難である。

そこで、本研究では、入出力間に双方向スイッチとコンデンサによって構成される H ブリッジセルを双方向スイッチとして用いるモジュラーマトリックスコンバータを提案している。モジュラーマトリックスコンバータの構成を図 1 に示す。モジュラーマトリックスコンバータは H ブリッジセルを直列多段接続 (マルチレベル化) することで電流・電圧波形の改善、大容量化が可能であるといったメリットがある。しかし、マルチレベル化を行うことでモジュラーマトリックスコンバータに含まれるスイッチの数が増えるため制御が複雑になり、これまでの先行研究においてモジュラーマトリックスコンバータをマルチレベル化した際の制御方式は確立されていない。そこで本稿では特に、モジュラーマトリックスコンバータのマルチレベル化を行った際の制御方式とその方式におけるキャパシタ電圧バランス制御を提案し回路シミュレーションによる結果を確認し検討をした。

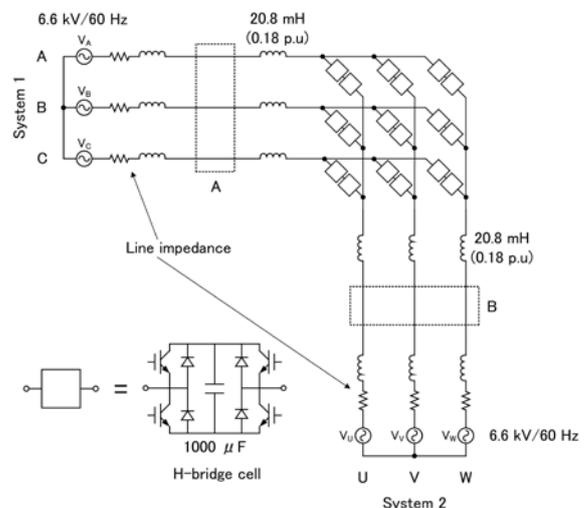


図 1 マルチレベル化されたモジュラーマトリックスコンバータ

2. 制御方式

〈2・1〉モジュラーマトリックスコンバータの電力制御

モジュラーマトリックスコンバータは9個のHブリッジセルをマトリクス状に配置し、コンバータを構成している。このモジュラーマトリックスコンバータは各セルを直列接続して多段化することによって、①マルチレベル動作が可能となり、波形改善や大容量化が可能であること、②入出力電圧が自由に設定できること、③フィルタ素子がインダクタのみでよいことなどの特徴があげられる⁽³⁾⁽⁴⁾。本稿では図1のように、Hブリッジセルを直列二段接続した場合の制御手法について検討する。

モジュラーマトリックスコンバータの制御ブロック図を図2に示す。図2に示すように有効電力制御では、モジュラーマトリックスコンバータの有効電力Pを有効電力指令値 P^* に追従させる。無効電力制御では系統1側無効電力 Q_1 を系統1側の無効電力指令値 Q_1^* に追従させ、系統2側無効電力 Q_2 を系統2側の無効電力指令値 Q_2^* に追従させる。また、キャパシタ電圧平均値一定制御では後述する各Hブリッジセルに含まれるキャパシタの電圧の平均値 V_{ave} をキャパシタの電圧平均値の指令値 V_{ave}^* に追従させる。

有効電力制御、無効電力制御、キャパシタ電圧一定制御から得られた値から非干渉化のブロックにおいてdq座標平面におけるモジュラーマトリックスコンバータの線間電圧指令値を得、その値のdq逆変換を行うことで、モジュラーマトリックスコンバータの系統1側と系統2側の三相線間出力電圧指令値を得る。

〈2・2〉Single Capacitor Control

モジュラーマトリックスコンバータでは空間ベクトル変調法を用いている。本稿ではマルチレベル化されたモジュラーマトリックスコンバータの制御手法として従来より提案されているSingle Capacitor Control (SCC) について述べた後、新たにMultiple Capacitor Control (MCC) を提案する⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

また、本稿ではマルチレベルモジュラーマトリックスコンバータの入出力間の各相それぞれに直列接続された2つのHブリッジセルの組み合わせのことをHブリッジセル群と呼ぶことにする。

SCCでは、9個あるHブリッジセル群のうち、1サンプリング期間にただ一つのセル群のみキャパシタを導通させることで線間電圧を実現しており、制御が簡

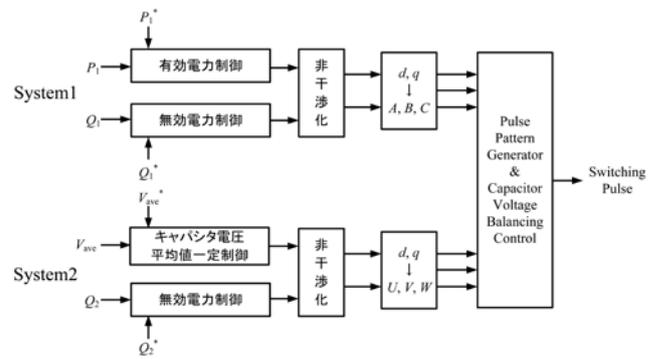


図2 制御ブロック図

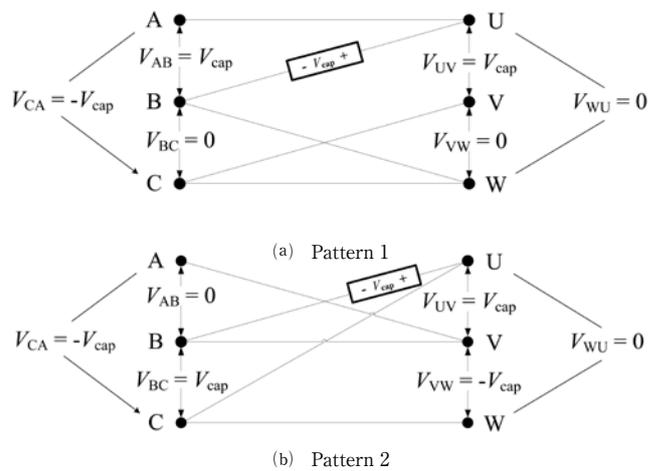
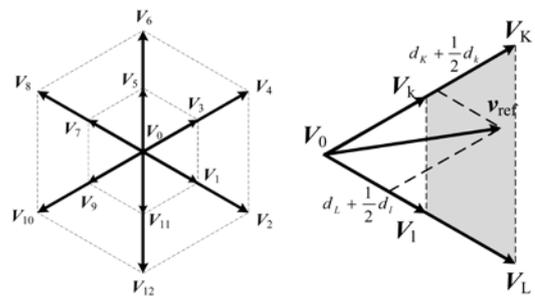


図3 SCCにおける各相の接続例



(a) 線間電圧ベクトル (b) 電圧指令値ベクトルの構成

図4 SCCにおける空間ベクトル制御

単であるという特徴がある。図3にSSCにおけるモジュラーマトリックスコンバータの各相の接続と出力される線間電圧の例を示す。図3では、1つのキャパシタを導通させるセルと4つのキャパシタを導通させないセルを出力したい線間電圧を出力できるように、入出力間でそれぞれの相に接続する。例えば図3(a)において、B相とU相を接続するセルのキャパシタをU相側が高電位になるように接続した場合、A-U相間でキャパシタを導通させない接続をすることで、A相の電位とU相の電位はB相の電位よりセルのキャ

パシタ電圧 V_{cap} の分だけ高くなる。そして、結果として A 相と B 相の間に、 V_{cap} の線間電圧ができる。同様に B-W 相、C-V 相、C-W 相において、キャパシタを導通させずにセルを接続することで図 3(a) の線間電圧を構成することができる。

また、図 3(a)、(b) に示すように導通させるセルが同じでもキャパシタを導通させない部分の接続を変えることで、異なる線間電圧を出力することができる。

図 4(a) に SCC において、モジュラーマトリックスコンバータが実現できる線間電圧を静止座標軸で表現した線間電圧ベクトル $V_x(x=0, 1, 2, \dots, 12)$ を示す。Hブリッジセルを 2 段接続したモジュラーマトリックスコンバータにおいて SCC では、出力可能な電圧ベクトルはゼロベクトルを含めて 13 個存在する。これらの電圧ベクトル V_x により、線間電圧指令値ベクトル v_{ref} を以下の式(1)により合成する。図 4(b) は v_{ref} の合成を示す。網掛けの部分に v_{ref} が存在する場合には、Hブリッジセル群内の 2 つのキャパシタを同時に導通させる。

$$v_{ref} = d_0V_0 + d_kV_k + d_lV_l + d_kV_k + d_lV_l \dots \dots \dots (1)$$

$$d_0 + d_k + d_l + d_k + d_l = 1 \dots \dots \dots (2)$$

ただし、 $V_k = 1/2V_{k1}$ 、 $V_l = 1/2V_{l1}$ なので、式(1)は式(3)のようになる。

$$v_{ref} = d_0V_0 + (1/2d_k + d_k) V_k + (1/2 d_l + d_l) V_l \dots \dots \dots (3)$$

式(3)よりモジュラーマトリックスコンバータの系統 1、2 側両方のデューティ比を求め、スイッチングパターンを決定する。しかしこの場合、未知数が d_0 、 d_k 、 d_l 、 d_k 、 d_l の 5 つあるにも関わらず、方程式は式(2)、(3) ((2)、(3)式は入力側と出力側それぞれに存在する)しか存在しないため、すべてのデューティ比を一意に決定することはできない。また、SCC では実現することのできない系統 1、2 側で異なる大きさの電圧ベクトルを実現しなければならない場合が生じる。このため、SCC を用いてモジュラーマトリックスコンバータのマルチレベル化を行うために、系統 1 側と系統 2 側の電圧ベクトルが同じ大きさになるよう制限を設けた。図 5 に SCC におけるモジュラーマトリックスコンバータのスイッチングパターンを示す。以上のことから、SCC は 1 サンプル期間に導通させるキャパシタがただ 1 つであるため制御が簡単であるという利点がある一方で、系統 1 側と系統 2 側の電圧ベクトルが同じ大きさになるような制限を設けなければならず、出力波形にひずみが生じる欠点があげられる。

〈2・3〉 Multiple Capacitor Control

サンプリング期間中に導通するキャパシタがただひとつである SCC に対し、複数のキャパシタを導通させることで出力電圧を生成する MCC について提案する。図 6 に MCC における各相の接続例を示す。MCC は SCC に比べて、多くの接続パターンが存在するため制御が複雑になるが、モジュラーマトリックスコンバータが実現できる電圧ベクトルの種類を増やすことができる。そのため、より指令値に近い電圧を出力することができる。また、直列接続する Hブリッジセルがさらに増える場合にも同様に適用することができる。

図 7 に MCC において、モジュラーマトリックスコンバータが実現することができる電圧ベクトルと指令値ベクトルの合成方法を示す。図 4(a) に示す SCC の電圧ベクトルに対して、図 7(a) に示す MCC の電圧ベクトルの数が新たに 6 個増えている。また、電圧指令値ベクトルの合成は図 7(b) に示すように電圧指令値ベクトル v_{ref} に最も近い 3 つの電圧ベクトル V_k 、 V_m 、 V_n ($k, l, m = 0, 1, 2, \dots, 28$) を用いて式(4)に示す

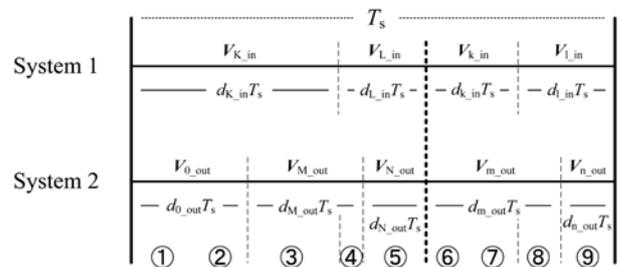


図 5 SCC におけるスイッチングパターン

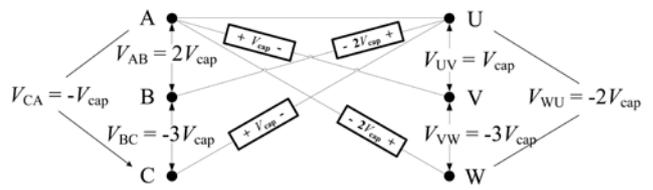
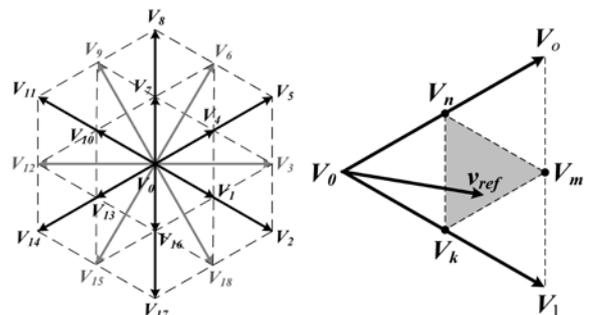


図 6 MCC における各相の接続例



(a) 線間電圧ベクトル (b) 電圧指令値ベクトル

図 7 MCC における空間ベクトル制御

ように合成する。

$$v_{ref} = d_k V_k + d_m V_m + d_n V_n \dots\dots\dots(4)$$

$$d_k + d_m + d_n = 1 \dots\dots\dots(5)$$

図8にMCCにおけるモジュラーマトリックスコンバータのスイッチングパターンを示す。図6に示すようにMCCでは複数のキャパシタを組み合わせて使用できるため、系統1側と系統2側で大きさの異なる電圧ベクトルを出力することができ、SCCのように系統1側と系統2側の瞬時電圧ベクトルが同じ大きさになるような制限は必要ない。

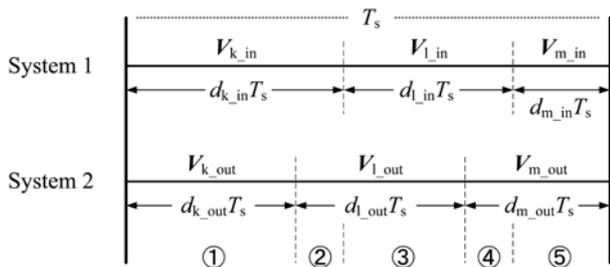


図8 MCCにおけるスイッチングパターン

(2.4) キャパシタ電圧のバランス制御

電力変換器を電力系統に適用する際には高調波によるひずみの小さい電圧・電流波形が求められる。モジュラーマトリックスコンバータは直列接続するHブリッジセルの段数を増やすことでより理想的な正弦波に近い波形を出力することができ、総合ひずみ率(THD)の小さな波形を出力することが可能となる。この際、出力波形のひずみの原因のひとつとして、Hブリッジセルに含まれるキャパシタの電圧のばらつきがあげられる。本研究において①モジュラーマトリックスコンバータに含まれる18個のキャパシタの電圧の平均値を一定値に保つ制御(キャパシタ電圧平均値一定制御)、②各Hブリッジセル群内部に含まれるキャパシタの電圧のばらつきを抑える制御、③9組のHブリッジセル群同士のキャパシタ電圧バランス制御を行った。図9にHブリッジセル群内のばらつきとHブリッジセル群同士のばらつきの概念図を示す。

(2.4.1) キャパシタ電圧平均値一定制御

キャパシタ電圧平均値一定制御では式(6)から18個のキャパシタ電圧 V_{cap_i} ($i = 1, 2, \dots, 18$) の平均値 V_{ave} を求め、PI制御により指令値 V_{ave}^* に追従させる。

$$V_{ave} = \frac{1}{18} \sum_{i=1}^{18} V_{cap_i} \dots\dots\dots(6)$$

(2.4.2) Hブリッジセル群内でのバランス制御

Hブリッジセル群内のキャパシタの電圧を等しくする制御は、直列に接続されたHブリッジセル内の2つのキャパシタのうち1つのみ導通するスイッチングパターンで行われる。電流の方向と、2つの直列接続されたセルのキャパシタ電圧を比較して導通するセルを決定する。つまり、電流がキャパシタの充電方向に流れる場合はキャパシタ電圧 V_{cap_1} と V_{cap_2} の小さい方のキャパシタを充電させるように導通させる。一方、キャパシタを放電させる方向に導通させる場合は、キャパシタ電圧の大きい方を放電させるようにした。図10に制御の方法を示す。

図10(a)ではHブリッジセル1のキャパシタ電圧 V_{cap_1} よりもHブリッジセル2のキャパシタ電圧 V_{cap_2} の方が大きく、キャパシタを充電させる方向に電流が流れている。この場合、キャパシタ電圧の小さなHブリッジセル1のキャパシタを導通させることになる。図10(b)、(c)、(d)の場合も同様にしてHブリッジセル群内のどちらのキャパシタを導通させるかを決定している。

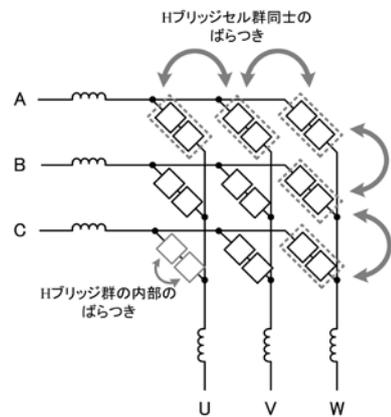


図9 キャパシタ電圧のばらつきの概念図

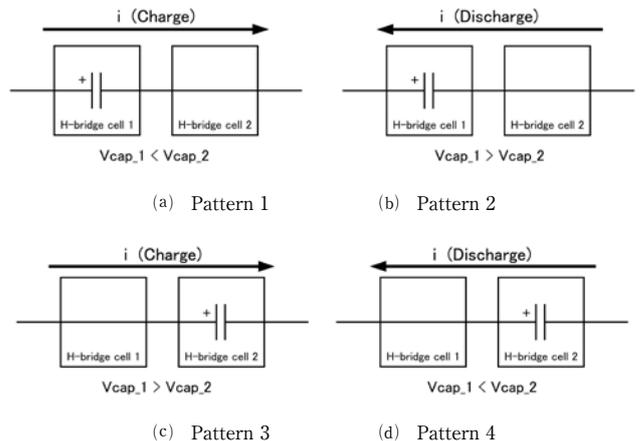


図10 Hブリッジセル群内のキャパシタ電圧バランス制御

(2・4・3) Hブリッジセル群同士のバランス制御

MCCにおいて、同じ線間電圧を実現する入出力間の接続方法は45通りある。そのため、この入出力間の接続方法の自由度を利用してキャパシタ電圧のバラ

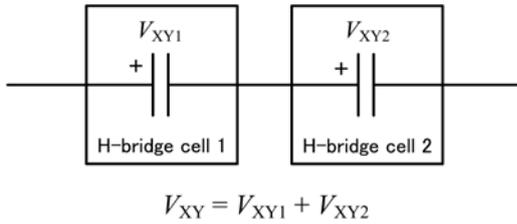


図 11 Hブリッジセル群の合計キャパシタ電圧の概念図

ンス制御に用いる。まず、図 11 に示すように、入出力のある相同士を接続した Hブリッジセル群の合計キャパシタ電圧を V_{XY} ($X = A, B, C, Y = U, V, W$)、9つの Hブリッジセル群の平均値を V_{ave} 、それらの偏差を ε_{XY} とすると、

$$V_{XY} = \sum_{i=1}^n V_{XYi}$$

$$V_{ave} = \frac{1}{9} \sum_{X=A,B,C} \sum_{Y=U,V,W} V_{XY}$$

$$\varepsilon_{XY} = V_{XY} - V_{ave}$$

ここで、 n は直列接続された Hブリッジセルの数で今回は $n = 2$ である。また、サンプリング期間中に Hブリッジセル群の内部で接続する平均キャパシタの数を $S_{n_{XY}}$ とし、キャパシタンスを C 、サンプリング周期を T_s 、Hブリッジセル群に流れる電流を i_{XY} とする。サンプリング周期後に変動する Hブリッジセル群の合計キャパシタ電圧 ΔV_{XY} は以下の式から決定される。

$$i_{XY} = \frac{C}{S_{n_{XY}}} \frac{dy_{xy}}{dt}$$

$$I_{XY} = \frac{C}{S_{n_{XY}}} \frac{\Delta V_{XY}}{T_s}$$

$$\Delta V_{XY} = \frac{S_n I_{XY}}{C} T_s$$

ここで小文字は瞬時値を表す。

したがって、各 Hブリッジセル群の 1 サンプリング期間後の平均値に対する偏差は $\varepsilon_{XY} + \Delta V_{XY}$ となる。ここで、符号を打ち消すために二乗し、各 Hブリッジセルの総和を評価関数 E とする。

$$E = \sum_{X=A,B,C} \sum_{Y=U,V,W} (\varepsilon_{XY} + \Delta V_{XY})^2$$

この評価関数 E を同じ線間電圧を出力する 45 通りすべての接続について求め、評価関数 E を最小とするような接続を選択することでサンプリング周期後に

平均値からの偏差を最小とするような接続を決定する。

3. シミュレーション

図 1 に示した回路構成により回路シミュレーションソフトウェア PSCAD/EMTDC を用いてシミュレーションを行った。ここではモジュラーマトリックスコンバータを LPC として、6.6kV、60 Hz の配電システム 1 と 2 を末端部に設置することを想定する。回路定数とシミュレーション条件を表 1 に示す。電力の潮

表 1 回路定数とシミュレーション条件

容量	1 MVA	
三相線間電圧/ 周波数	System 1	6.6 kV/60 Hz
	System 2	6.6 kV/60 Hz
位相差 (system1-system2)	0 rad	
線路インピーダンス	System1, 2	0.745 Ω/4.17 mH
Hブリッジセルの 静電容量	1000 μF	
フィルタリアクトル リアクタンス	20.5 mH (0.18 pu)	
サンプリング周波数	3 kHz	

流は図 1 に示す系統 2 から系統 1 の方向を正とし、系統 1 側の地点 A の有効・無効電力と、系統 2 側の地点 B の無効電力について制御を行った。系統 1 側の有効電力指令値は時刻 0 秒から系統 2 から系統 1 へ 1 MW 融通し、0.2 秒後に 0.5 MW に減少させた。また、無効電力は系統 1,2 ともに 0 MVAR とし、シミュレーション開始から 0.2 秒後に系統 1 は 0.866 MVAR、系統 2 は -0.866 MVAR とした。電力の指令値を図 12 に示す。

図 13 ~ 16 にマルチレベルモジュラーマトリックスコンバータの制御に提案方式である MCC を用いた場合のシミュレーション結果を示す。図 13 に系統 1 側の AB 相間の線間電圧および A 相の相電流を示す。

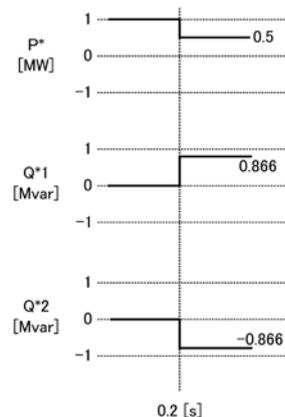


図 12 電力の指令値

このとき、系統1側の電流の総合電流ひずみ率 (THD) は2.45%、線間電圧のTHDは0.73%であり、電気事業法で定められている5%未満という制約を満たしている。表2に従来方式であるSCCと提案方式であるMCCを制御に用いた場合のTHDの比較を示す。表2からMCCにより相電流・線間電圧波形ともに波形改善がされていることが分かる。

図14にLPCとしてマルチレベルモジュラーマトリックスコンバータを適用した際の電力潮流を示す。図14より、電力制御が適切に行われ、有効・無効電力が指令値に追従していることが分かる。

図15にマルチレベルモジュラーマトリックスコンバータに含まれるキャパシタの電圧を示す。図15(a)はマルチレベルモジュラーマトリックスコンバータに含まれる18個のキャパシタの電圧の平均値を示して

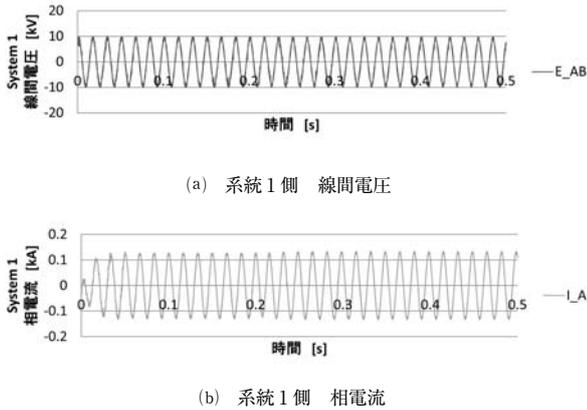


図13 系統1側 線間電圧・相電流

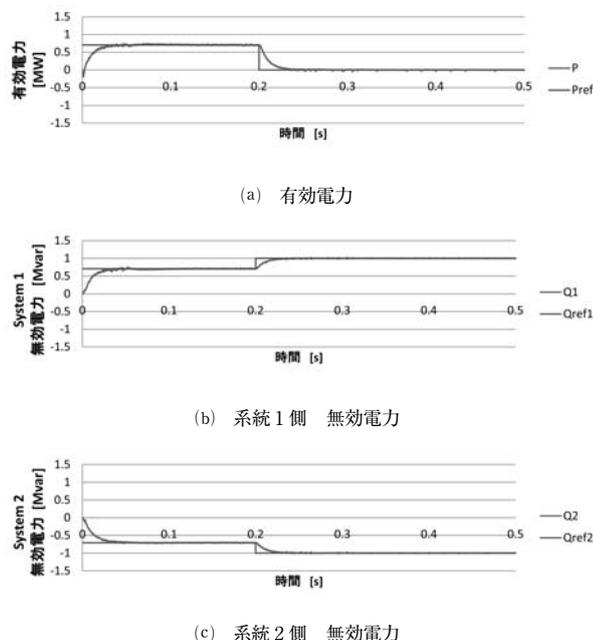


図14 LPCとしてマルチレベルモジュラーマトリックスコンバータを適用した場合の電力潮流

おり、2.3.1節に示したバランス制御により、キャパシタ電圧平均値が指令値の6.6kVに追従できていることが分かる。図15(b)はHブリッジセル群内の直列接続された2つのキャパシタの電圧を示しており、2.3節に示したバランス制御により、2つのキャパシタの電圧が一致できていることが分かる。図15(c)はマルチレベルモジュラーマトリックスコンバータに含まれ

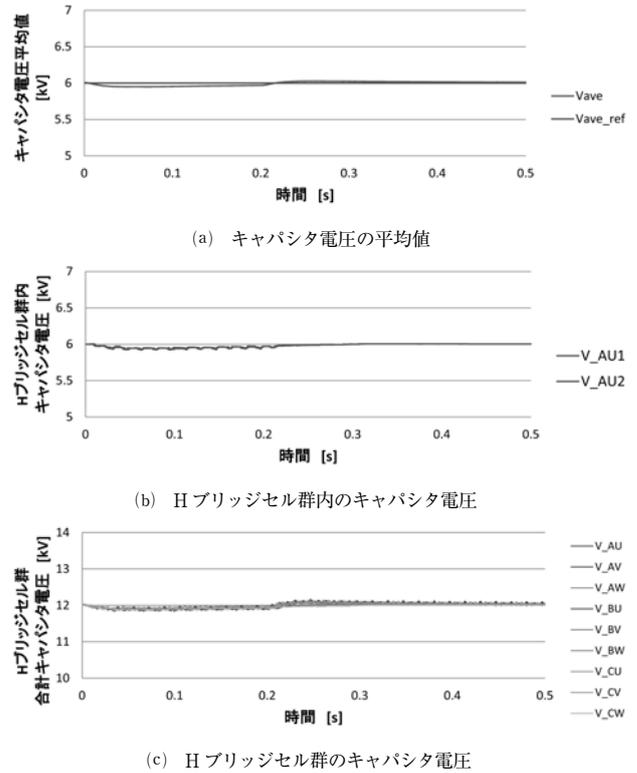


図15 キャパシタ電圧

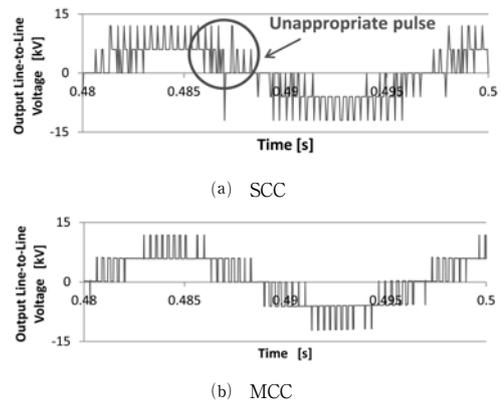


図16 モジュラーマトリックスコンバータの出力線間電圧

表2 SCCとMCCにおける系統1側線間電圧・相電流THDの比較

	相電流 THD	線間電圧 THD
SCC	3.64%	1.76%
MCC	2.45%	0.73%

る 9 組の H ブリッジセル群のキャパシタ電圧を示している。図 15(c)より、2.4.3 節に示したバランス制御により 9 組のキャパシタ電圧のバランスがとれていることが分かる。

図 16 にマルチレベルモジュラーマトリックスコンバータの出力線間電圧波形を示す。図 16(a)において、従来方式である SCC においてはマルチレベル動作のための電圧ベクトルを合成に制限を与えたため、モジュラーマトリックスコンバータの出力波形に不適切なパルスが含まれる。一方、図 16(b)に示すように MCC では電圧ベクトルの合成に制限を与えないため、出力波形に不適切なパルスが含まれていない。

4. まとめ

本稿では、モジュラーマトリックスコンバータをマルチレベル化する際の制御方式について検討した。本稿で提案している MCC では電圧ベクトルの合成に制限を与えないため、出力線間電圧波形の改善をすることができ、従来の SCC に比べ系統側の電流波形の THD を改善することができた。

また、H ブリッジセル群内のキャパシタ電圧のバランス制御法を提案し、その効果を示した。

本稿においては割愛したが、モジュラーマトリックスコンバータは入出力間での周波数変換が可能であり、西日本の 60Hz と東日本の 50Hz の間での電力融通を想定した異系統連系に関する考察も行った。

今後は、さらなる多段化により、THD の改善やモジュラーマトリックスコンバータの大容量化を行い、MCC において H ブリッジセル群間のキャパシタ電圧のばらつきを抑える予定である。また、実験により本

制御方式の特性検証を行い、モジュラーマトリックスコンバータの有用性を示していく予定である。

<参考文献>

- (1) 米谷心助、藤田英明、赤木泰文、岡田有功：「6.6kV、1MW トランスレス BTB 方式ループコントローラ：システム設計と零相電流抑制」、平成 16 年 電気学会 電力・エネルギー部門誌、1349-1356 (2004-11-01)
- (2) 山下直、伊瀬敏史：「需要地系統のループコントローラへのマトリックスコンバータの適用」、2004 年 半導体電力変換研究会、SPC-04-1 ~ 16、pp.19-24
- (3) S. Angkititrakul and R. W. Erickson : "Control and implementation of a new modular matrix converter", proceeding of APEC (Applied Power Electronics Conference) 2004, pp.813 - 819 (2004).
- (4) S. Angkititrakul and R. W. Erickson : "Capacitor Voltage Balancing Control for a Modular Matrix Converter", proceeding of APEC (Applied Power Electronics Conference) 2006, (2006).
- (5) 山西雄世：「H ブリッジセルが 2 段接続されたモジュラーマトリックスコンバータの空間ベクトル制御法」、平成 23 年 電気関係学会関西連合大会 プログラム・講演論文集、pp. 591 (2011)
- (6) 水谷友哉：「空間電圧ベクトルを用いた 2 レベルモジュラーマトリックスコンバータのキャパシタ電圧制御」、平成 23 年 電気学会産業応用部門大会 講演論文集、pp.754-755 (2011)



平成 22 年 3 月 大阪大学工学部
電子情報工学科卒業
平成 24 年 3 月 大阪大学大学院
工学研究科電気電子情報工学専攻
システム・制御・電力コース
博士前期課程修了
平成 24 年 4 月 パナソニック株式
会社入社
現在に至る

(電気電子情報 平成 22 年卒 24 年前期)