

# モジュラーマルチレベルマルチポートコンバータにおける セル間の直流電圧平衡法

安田 匠\* 宅間 春介 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A DC Voltage balancing method between Cells in Modular Multilevel Multi-port converter  
Takumi Yasuda\*, Shunsuke Takuma, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

Multi-port converter based on the modular multilevel converter is required power distribution between battery charging ports when the multi-port converter has imbalanced load. This paper proposes a balancing control for imbalanced load in cascaded battery charging ports. The proposed control divides arm voltage to the cascaded battery charging ports according to the load in each port. Theoretical limitation of power distribution capability of the proposed control is derived. The proposed method is demonstrated by a simulation system in order to show the validity of the proposed control. In spite of the load imbalance, the proposed control achieves balanced three-phase grid current and DC link voltage error less than 0.1%.

キーワード：マルチポートコンバータ，カスケードチョップセル，アーム電流，循環電流，負荷アンバランス補償，電圧平衡

(Keywords, Multi-port converter, Cascaded chopper-cells, Arm current, Circulating current, Load imbalance compensation, DC Voltage balance)

## 1. はじめに

近年，リチウムイオン電池や電気二重層コンデンサなどを用いた電力貯蔵装置の大容量化が進んでいる<sup>(1)-(3)</sup>。これらの電力貯蔵装置では，複数の蓄電デバイスをそれぞれの充電状態に応じて制御する必要があることから，バッテリーマネジメントを行うマルチポート変換器が適用される<sup>(4)(5)</sup>。しかしながら，従来のマルチポート変換器は低圧系統に接続していることから，中電圧系統へ接続するために商用周波数の降圧トランスを必要とする。そのため，従来のマルチポート変換器では，降圧トランスの容量が低圧側に接続できるバッテリーの数や容量を制限する。

上記の欠点を克服するため，複数の充電器を直列接続したモジュラーマルチレベルマルチポート変換器が提案されている<sup>(6)-(9)</sup>。本回路はマルチレベル構成とすることによって直接中電圧系統に接続でき，降圧トランスを除去することができる<sup>(10)(11)</sup>。そのため，システムが商用トランスの容量に拘束されず，接続可能なセル数に制限が存在しない。また，各セルを直列接続しているためマルチレベル電圧を出力可能であり，交流側電流ひずみを抑制することで交流側フィルタを小型化できる。モジュラーマルチレベルマルチポート変換器では，各セル間で負荷状態が異なる場合，セル

間で電力融通を行う必要がある<sup>(6)-(9)</sup>。相間および上下アーム間の電力融通には循環電流を用いる<sup>(6)(7)</sup>。一方で，直列接続されたセルには同一のアーム電流が流れることから，直列セルの負荷に応じた電力を供給するためには，セルの入力電圧を調整する必要がある<sup>(6)-(9)</sup>。このとき，直列セル間の入力電圧はセルの直流リンク電圧で制約されるため各セルが取り得る電力範囲には制限があり，直列セル間の負荷電力のばらつきが制限を超えた場合，システムが動作できなくなることが指摘されている<sup>(7)-(9)</sup>。しかし，これまでに直列セル間の電力ばらつきの許容値と各セルの直流リンク電圧に関する定量的な検討は十分に行われていない。

そこで本論文では，直列接続されたセルの負荷比を利用してセルの入力電圧を調整する方法を提案し，直列セル間の電力ばらつきの許容値と各セルの直流リンク電圧との関係を定量的に明らかにする。提案制御では，直列セルに流れる電流に応じてセルへの電圧指令値を変化させることによって，直列セル間の電力供給が可能な範囲を拡大できる。また，提案制御が所望の電力融通を実現できることをシミュレーションによって確認したため，報告する。

## 2. 回路構成と提案制御回路構成

〈2・1〉 回路構成 図1に本論文で検討するモジュラ

一マルチレベルマルチポート変換器を示す。検討回路は double-star chopper-cells 構成<sup>(12)</sup>のモジュラーマルチレベル変換器において、各チョップセルをそれぞれ充電器に置き換えている。各セルには直流側に絶縁コンバータとバッテリーを想定した負荷を接続する。検討回路はセルを直列接続しているため、低耐圧素子を用いながら直接 6.6 kV といった中電圧系統へ接続できる。その結果、降圧トランスを除去できるため、トランスに起因する電力容量の制限がなくなり、セル数の増加や各セルの大容量化が可能となる。また、検討回路は  $N$  個のチョップセルを有する各アームが  $(N+1)$  レベルの電圧を発生させるため、系統側フィルタを小型化できる。

**<2・2> 制御回路** 図 2 にマルチポート変換器の制御ブロック図を示す。なお、図中  $\theta_g$  は系統の位相である。制御系は、3 つの電圧 PI 制御と 2 つの電流 PI 制御および提案するアーム内電圧バランス制御で構成される。図 2 における系統側制御部とバランス制御部は従来のモジュラーマルチレベル変換器にも適用されている<sup>(13)(14)</sup>。本論文では、セルの変調方式として、モジュラーマルチレベル変換器に用いられる位相シフト PWM を採用する<sup>(15)(16)</sup>。位相シフト PWM は各セルのスイッチング周波数を等価にできるため、他の変調方式に比較してスイッチングデバイスの損失を均一化できる<sup>(15)(16)</sup>。

**<2・2・1> 系統側制御部およびバランス制御部** 図 3 に制御ブロックの詳細を示す。図 3(a) に示す平均電圧制御は全セルの平均直流リンク電圧を制御する。平均電圧制御の出力はコンバータ全体の負荷に比例した系統電流指令となる。一方で、図 3(b) に示すレグ電圧バランス制御およびアーム電圧バランス制御は各アーム間で電力の融通を行う。レグ電圧バランス制御は相間の電力融通を行い、各相のセルの平均直流リンク電圧を制御する。アーム電圧バランス制御は上下アーム間の電力融通を行い、1 アームのセルの平均直流リンク電圧を制御する。レグ電圧バランス制御およびアーム電圧バランス制御の出力はそれぞれ循環電流の直流成分および基本波成分指令値となる。各電圧制御によって得られた電流指令値はそれぞれ系統電流制御と循環電流制御に入力され、アーム電圧指令値が得られる。アーム電圧はチョップセルに起因する直流電圧  $V_c$  と系統相電圧に等しい基本周波数成分の電圧  $V_g$  を用いて(1)式に近似できる<sup>(6)</sup>。

$$v_{arm,ru} \approx \frac{NV_c}{2} + \sqrt{2}V_g \cos \omega_g t \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 $V_c$  はセルの直流リンク電圧、 $\omega_g$  は系統角周波数である。以下の理論検討では、直流リンク電圧のリップルは十分に小さく、完全な直流として扱う。また、各電圧制御によって得られるアーム電流指令値は、上下アームに分流した系統電流  $i_g^*/2$ 、相間の電力融通に用いる直流電流  $I_0^*$ 、上下アーム間の電力融通に用いる基本波成分  $i_{\omega}^*$  の和となり、(2)式に示される<sup>(6)</sup>。

$$i_{arm} = \frac{1}{2}i_g^* + I_0^* + i_{\omega}^* \dots\dots\dots (2)$$

$$\equiv I_0^* + \sqrt{2}I_{1d}^* \cos \omega_g t - \sqrt{2}I_{1q}^* \sin \omega_g t$$

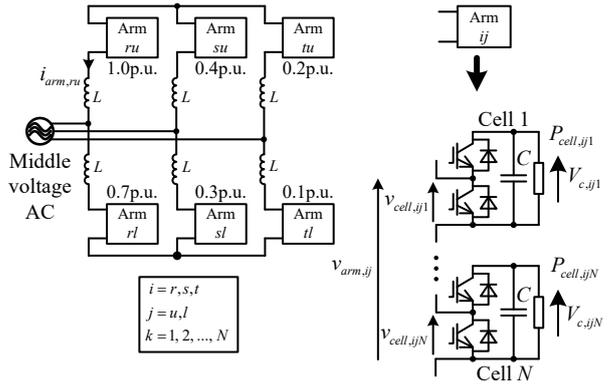


Fig. 1. Concept of Modular multilevel multi-port converter.

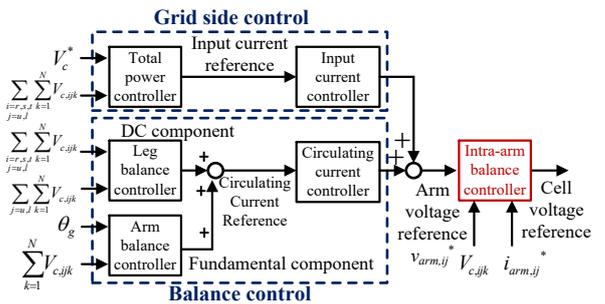


Fig. 2. Outline of control strategy for multi-port converter.

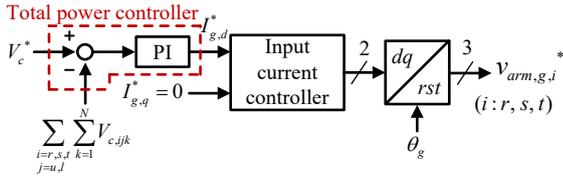
ただし、 $I_{1d}^*$  はアーム電流の基本波成分の有効成分、 $I_{1q}^*$  は無効成分である。図 3(b) に示すように、3 相の上下アーム間でそれぞれ電力融通を行うために、循環電流の基本周波数成分は正相有効成分、逆相有効成分、逆相無効成分を採用している。そのため、(2)式に無効電流  $I_{1q}^*$  が含まれる。アーム電流が(2)式に示す指令値に完全に追従していると仮定すると、アームに入力される有効電力  $P_{arm}$  は(1)式と(2)式の積の周期平均で表され、(3)式に示される。

$$P_{arm} = \frac{NV_c}{2} I_0 + V_g I_{1d} \geq 0 \dots\dots\dots (3)$$

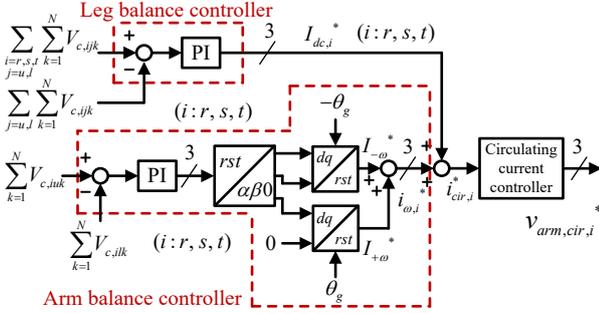
(3)式に示すアームへの入力電力はアーム内のセルに接続された負荷の総和に等しい。

**<2・2・2> 提案アーム内電圧バランス制御** 図 3(c) に提案するアーム内電圧バランス制御を示す。提案するアーム内電圧バランス制御は、アーム内セル間の電力融通を行う。アーム内各セルの負荷が均等である場合、PI 制御の出力がゼロとなり、各セルの入力電圧指令値はアーム電圧指令値  $v_{arm}^*$  を均等に分配した値となる。一方で、アーム内セル間に負荷のばらつきが発生した場合、各セルの入力電圧に PI 制御の出力値に比例した電圧を重畳することによって、各セルの負荷のばらつきを補償する。このとき、重畳する電圧は、直流成分と基本周波数成分のうち、補償可能な電力がより広範囲な周波数成分を選択する。本論文では、アーム電流の直流成分指令値  $I_0^*$  と系統周波数の有効成分の指令値  $I_{1d}^*$  によって、下記の 2 つの補償法を使い分ける。

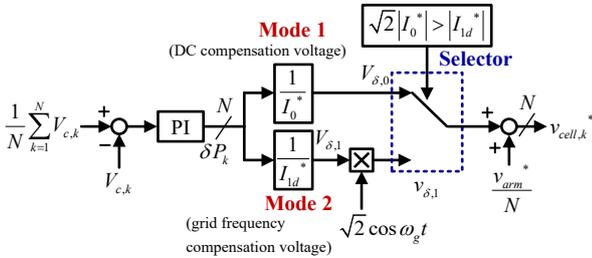
**<Mode 1> 直流電圧重畳モード**: 重畳する電圧として直流電圧  $V_{\delta 0}$  を選択する。



(a) Grid side control part



(b) Balance control part



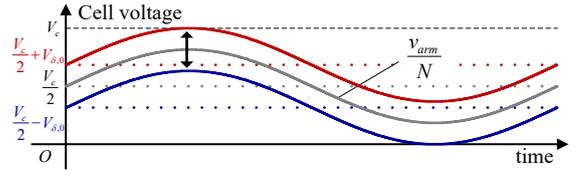
(c) Proposed intra-arm balance control

Fig. 3. Detailed control block diagram for multi-port converter.

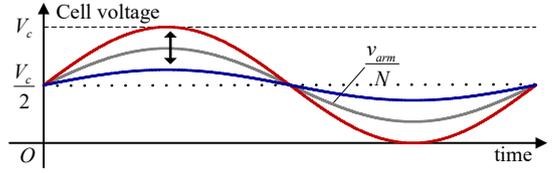
<Mode 2> 基本波電圧重畳モード：重畳する電圧として系統周波数の有効成分の電圧  $v_{\delta 1}$  を選択する。直流電圧重畳モードと基本波電圧重畳モードの切り替えは(4)式に示すように、アーム電流の直流成分指令値  $I_0^*$  と系統周波数成分指令値  $I_{1d}^*$  の比較によって行い、(4)式が真である場合に直流電圧重畳モード、偽である場合に基本波電圧重畳モードとする。

$$\sqrt{2}|I_0^*| > |I_{1d}^*| \dots\dots\dots (4)$$

(4)式を用いてモードを切り替えることによって、提案制御は補償可能な電力の範囲を拡大できる。なお、モード切り替え時のチャタリングを防止するため、モード選択部はヒステリシス特性を有している。提案するアーム内バランス制御によってアーム内の各セルに重畳される電圧の総和はゼロとなる。そのため、アームが発生させる電圧  $v_{arm}$  は常に(1)式に等しくなる。負荷変動時にアーム電流  $i_{arm}$  が変化した場合、アーム内バランス制御のモード変化時に重畳する電圧は急激に変動する。しかしながら、重畳する電圧の変化はアーム電圧に影響しないため、電流は変化せず、他の制御に対して非干渉化されている。なお、本報告ではモード切り替えに用いる電流  $I_0^*$ 、 $I_{1d}^*$  は図 2 に示す電圧 PI 制御の出力から



(a) With DC compensation voltage (Mode 1)



(b) With grid frequency compensation voltage (Mode 2)

Fig. 4. Example of cell voltages with proposed control.

算出している。

次章では、提案制御においてモードごとにセルの入力電力を計算し、モード切り替えの閾値を導出する。また、提案制御の動作範囲を導出する。

### 3. 提案するアーム内バランス制御の動作範囲

図 4 に、提案制御の動作波形の例を示す。提案制御が直流電圧重畳モードで動作する場合、図 4(a)に示すように、セルの入力電圧に直流電圧  $V_{\delta 0}$  を重畳することによって負荷のばらつきを補償する。一方で、提案制御が基本波電圧重畳モードで動作する場合、図 4(b)に示すように、セルの入力電圧に基本周波数成分の電圧  $v_{\delta 1}$  を重畳することによって負荷のばらつきを補償する。直流電圧重畳モードおよび基本波電圧重畳モードにおいてアーム内バランス制御によってセルへ入力される電力  $P_{\delta 1}$ 、 $P_{\delta 2}$  は、それぞれ(5)-(6)式に示される。

$$P_{\delta 1} = V_{\delta 0} I_0 \dots\dots\dots (5)$$

$$P_{\delta 2} = V_{\delta 1} I_{1d} \dots\dots\dots (6)$$

(5)-(6)式より、大きな負荷のばらつきを補償するためには、アーム内バランス制御によって重畳する電圧  $V_{\delta 0}$ 、 $V_{\delta 1}$  を広い範囲で変動させる必要がある。しかしながら、図 4 に示すように、アーム内バランス制御によって重畳できる電圧はゼロからセルの直流リンク電圧  $V_c$  の範囲内に制限される。したがって、アーム内バランス制御がセルの入力電圧へ重畳可能な電圧の最大値と最小値は直流電圧重畳モードと基本波電圧重畳モードでそれぞれ(7)-(8)式に示される。

$$-\frac{V_c}{2} + \frac{\sqrt{2}V_g}{N} \leq V_{\delta 0} \leq \frac{V_c}{2} - \frac{\sqrt{2}V_g}{N} \dots\dots\dots (7)$$

$$-\frac{2V_g}{N} \leq V_{\delta 1} \leq \frac{V_c}{2\sqrt{2}} - \frac{V_g}{N} \dots\dots\dots (8)$$

(7)-(8)式を(5)-(6)式へ代入することによって、直流電圧重畳モードおよび基本波電圧重畳モードにおいてセルへ入力で

きる電力の範囲を求めることができ、それぞれ(9)-(10)式に示される。

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{2}(\rho-1)}{\sqrt{2}\rho + \frac{I_{1d}^*}{I_0^*}} \leq \frac{P_{\delta,0}}{\frac{1}{N}P_{arm}} \leq \frac{\sqrt{2}(\rho-1)}{\sqrt{2}\rho + \frac{I_{1d}^*}{I_0^*}} \dots(I_0 \geq 0) \\ \frac{\sqrt{2}(\rho-1)}{\sqrt{2}\rho + \frac{I_{1d}^*}{I_0^*}} \leq -\frac{P_{\delta,0}}{\frac{1}{N}P_{arm}} \leq -\frac{\sqrt{2}(\rho-1)}{\sqrt{2}\rho + \frac{I_{1d}^*}{I_0^*}} \dots(I_0 < 0) \end{cases} \dots(9)$$

$$\begin{cases} -\frac{\rho+1}{\sqrt{2}\rho \frac{I_0^*}{I_{1d}^*} + 1} \leq \frac{P_{\delta,1}}{\frac{1}{N}P_{arm}} \leq -\frac{\rho-1}{\sqrt{2}\rho \frac{I_0^*}{I_{1d}^*} + 1} \dots(I_{1d} \geq 0) \\ \frac{\rho-1}{\sqrt{2}\rho \frac{I_0^*}{I_{1d}^*} + 1} \leq \frac{P_{\delta,1}}{\frac{1}{N}P_{arm}} \leq -\frac{\rho+1}{\sqrt{2}\rho \frac{I_0^*}{I_{1d}^*} + 1} \dots(I_{1d} < 0) \end{cases} \dots(10)$$

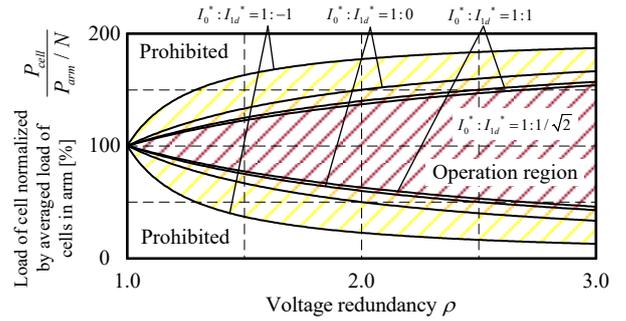
ただし、式中  $\rho$  は電圧冗長度であり、(1)式に示すアーム電圧指令値の peak-to-peak 値とアーム内セルの直流リンク電圧の和との比で(11)式に定義する。

$$\rho = \frac{NV_c}{2\sqrt{2}V_g} \geq 1 \dots(11)$$

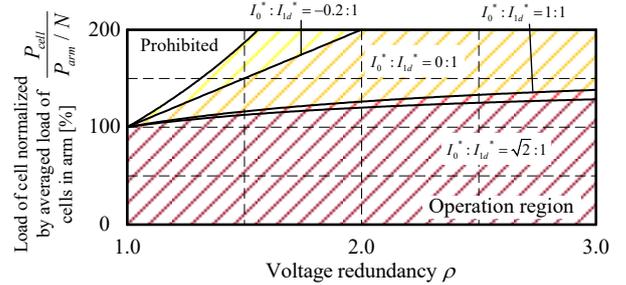
また、(9)-(10)式は平均アーム電力で正規化を行っている。モードやアーム電流の符号にかかわらず、提案するアーム内バランス制御の動作範囲は電圧冗長度  $\rho$  およびアーム電流  $I_0$ ,  $I_{1d}$ によって表現できる。

図5に提案制御の動作範囲を示す。図5の横軸に(11)式に示す電圧冗長度  $\rho$ 、縦軸にアーム内セルの負荷平均値で正規化した各セルの負荷  $P_{cell,ijk}/(P_{arm}/N)$ を示す。提案制御が補償可能な負荷のばらつきは、電流条件ごとに(9)-(10)式を満足する必要があり、図5中で斜線の領域として示している。アーム内セルの負荷のばらつきが小さく、全てのセルの負荷が斜線の領域内に存在する場合、提案するアーム内バランス制御は各セルへ所望の電力を供給することができる。一方で、アーム内セルの負荷のばらつきが大きく、1つ以上のセルの負荷が斜線の領域外に存在すると、セルの入力電圧が過変調するため、系統電流ひずみが発生する。直流電圧重畳モードおよび基本波電圧重畳モードの両方において、電圧冗長度  $\rho$  を増加させると、動作範囲が拡大する。これはセルの直流リンク電圧  $V_c$  が増加することによって、(7)-(8)式に示す入力電圧へ重畳可能な電圧  $V_{\delta,0}$ ,  $v_{\delta,1}$ の取りうる範囲が拡大するためである。直流電圧重畳モードでは、アーム電流の基本周波数成分  $I_{1d}$ に比較して直流成分  $I_0$ が増加すると動作領域が拡大する。基本波電圧重畳モードでは、アーム電流の直流成分  $I_0$ に比較して基本周波数成分  $I_{1d}$ が増加すると動作領域が拡大する。

提案制御では、(9)-(10)式を比較し、より動作範囲を拡大できるモードを選択する。ここで、平均負荷に対する各セルの負荷のばらつきは正負の両方に発生する。そのため、正負の負荷のばらつきに対する動作範囲をそれぞれ考慮して直流電圧重畳モードと基本波電圧重畳モードを比較し、より動作範囲が拡大できるモードを選択する。例えば、図5における  $I_0:I_{1d}=1:1$ の条件では、基本波電圧重畳モードは直流電圧



(a) With DC compensation voltage (Mode 1)



(b) With grid frequency compensation voltage (Mode 2)

Fig. 5. Theoretical maximum/Minimum input power to cell.

重畳モードに比較して軽負荷セルに対して電力補償が可能な範囲が広い。しかしながら、基本波電圧重畳モードは直流電圧重畳モードよりも重負荷セルに対して電力補償が可能な範囲が狭い。そのため、 $I_0:I_{1d}=1:1$ の条件において、基本波電圧重畳モードの動作範囲は重負荷側の動作範囲に制限される。したがって、 $I_0:I_{1d}=1:1$ の条件では直流電圧重畳モードを選択する。負荷のばらつきに対する電流条件に対して、直流電圧重畳モードを選択する条件は(12)式となる。(12)式をまとめると、提案制御において直流電圧重畳モードを選択する条件式が(4)式となる。

$$\begin{cases} \sqrt{2}I_0^* > I_{1d}^* \dots(I_0^* \geq 0, I_{1d}^* \geq 0) \\ \sqrt{2}I_0^* > -I_{1d}^* \dots(I_0^* \geq 0, I_{1d}^* < 0) \\ -\sqrt{2}I_0^* > I_{1d}^* \dots(I_0^* < 0, I_{1d}^* \geq 0) \\ \sqrt{2}I_0^* < I_{1d}^* \dots(I_0^* < 0, I_{1d}^* < 0) \end{cases} \dots(12)$$

したがって、(4)式が真である条件では直流電圧重畳モードを選択し、セルの入力電圧へ直流電圧  $V_{\delta,0}$ を重畳する。一方で、(4)式が偽である条件では基本波電圧重畳モードを選択し、セルの入力電圧へ基本周波数成分  $v_{\delta,1}$ を重畳する。

#### 4. シミュレーション検証

表1にシミュレーション条件を示す。電圧冗長度  $\rho$ は1.25とする。また、図1中にアーム内セルの負荷の総和を記す。

図6に、マルチポート変換器のすべての負荷が図5に示す動作範囲内に存在する場合の動作波形を示す。図6(a)に系統相電圧および電流波形を示す。各セルに不平衡負荷を接

続しても系統電流は系統相電圧に対して同相となり、三相平衡電流が得られている。このときの系統電流のひずみ率(THD)は0.25%、力率(PF)は99.9%である。図6(b)-(c)にそれぞれ直流電圧重畳モードおよび基本波電圧重畳モードで動作するアームにおけるセル入力電圧を示す。図6(b)-(c)には、1アーム内において、アーム内セルの平均負荷よりも重負荷であるセルと軽負荷であるセルの変調波を示している。図6(b)に示す直流電圧重畳モードで動作するアームでは、不平衡負荷を補償するために各セルの変調波の直流成分が異なる。一方で、図6(c)に示す基本波電圧重畳モードで動作するアームでは、各セルの変調波の基本周波数成分が異なる。また、図6(d)にマルチポート変換器における全セルの直流リンク電圧を示す。各セルの直流リンク電圧の最大誤差は0.1%以下である。提案制御が不平衡負荷に対して所望の電力を供給することによって、直流リンク電圧の偏差を抑制している。

図7に、他のアームにおいてセルの負荷が変動したことによってアーム電流が変化し、提案制御のモードが直流電圧重畳モードから基本波電圧重畳モードへ切り替わった時の動作波形を示す。このとき、図7に示したアームおよびセルでは負荷は変動していない。負荷変動より35ms後、アーム電流が変化したことによって提案制御が直流電圧重畳モードから基本波電圧重畳モードへ切り替わり、セルの変調波に急激な変化が現れている。このとき、系統電流にサージやひずみは現れていない。これは、モード切り替え時にセルの入力電圧の和であるアーム電圧に変動が発生していないためである。また、モード切り替えの前後にセルの直流リンク電圧に変動はなく、各セルの負荷のばらつきを補償を達成している。図7の結果より、提案制御によって、負荷が変動してもシームレスにモードを切り替えることができる。

図8に、負荷変動時の動作波形を示す。負荷変動以前は、各セルの負荷がそれぞれ図5に示す動作範囲の境界条件より10%だけ小さい負荷アンバランスとなるように設定している。一方で、負荷変動後は各セルの負荷が図5に示す動作範囲の境界条件より10%だけ大きな負荷アンバランスとなるように変動させている。図8より、負荷変動後、各セルの変調波が増加し、過変調となっている。その結果、各セルへの所望の電力を供給できず、セルの直流リンク電圧の偏差が抑制できていない。また、セルの変調波が過変調となることによって、系統電流にひずみが発生している。

#### 4. おわりに

本論文では、直列接続されたセルの負荷比を利用してセルの入力電圧指令値を決定する制御法について提案し、提案制御の動作範囲を導出した。提案制御では、直列セル間の負荷のばらつきを補償するため、セルの入力電圧に補償電圧を重畳する。このとき、直列セルに流れる電流の周波数成分を比較し、動作範囲を最大化できる周波数成分を補償電圧として選択することで、直列セル間の電力供給が可能な範囲を拡大できる。シミュレーションにより、提案制御によ

Table 1. Simulation conditions.

Parameter	Symbol	Value
Rated power of cell	$P_{cell}$	1.6 kW
Grid line-to-line voltage	$\sqrt{3}V_g$	6.6 kV (RMS)
Frequency of grid voltage	$f_g$	50 Hz
Number of cells per arm	$N$	30
DC link voltage of cell	$V_c$	450 V
Switching frequency	$f_{car}$	10 kHz
Arm inductor	$L$	17.5 mH (0.15p.u.)
DC link capacitor	$C$	1.0 mF (45 mJ/VA)

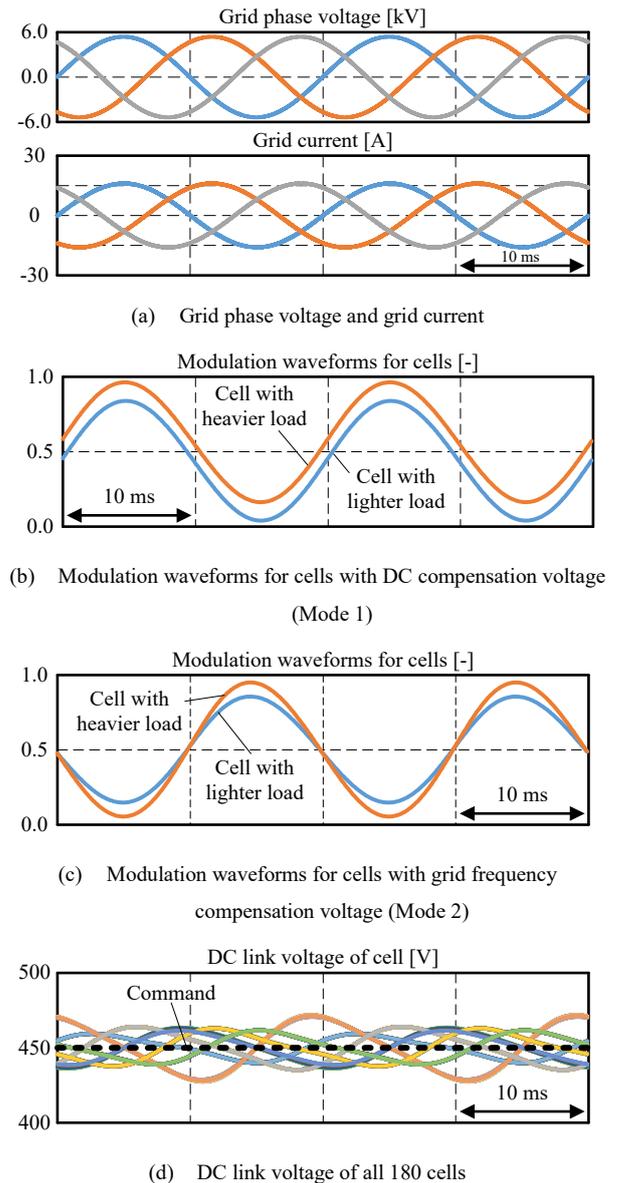


Fig. 6. Simulation result of steady-state operation under load imbalance.

って直流リンク電圧の偏差を0.1%以内に抑制しながら、系統電流THDが0.25%となることを確認した。今後は、アーム内バランス制御によってセルの入力電圧に重畳する電圧の周波数成分を拡張することによって、さらに動作範囲を拡大する。

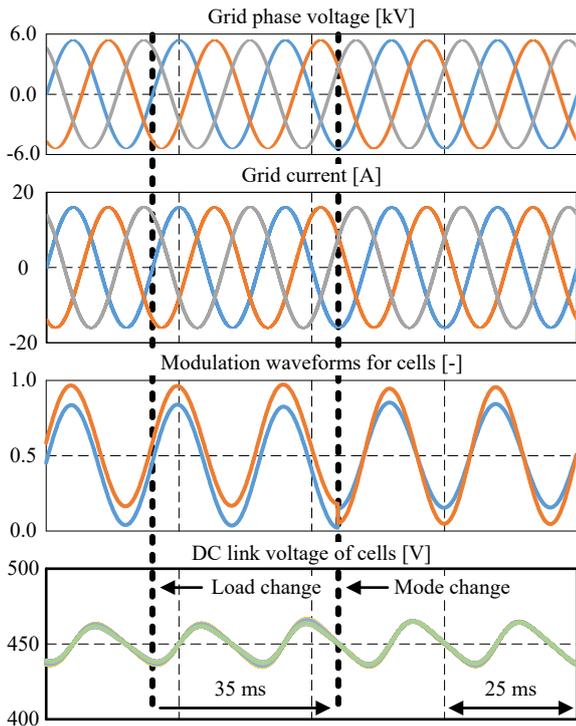


Fig. 7. Simulation waveform before and after mode change from DC compensation voltage mode (Mode 1) to grid frequency compensation voltage mode (Mode 2) due to load change.

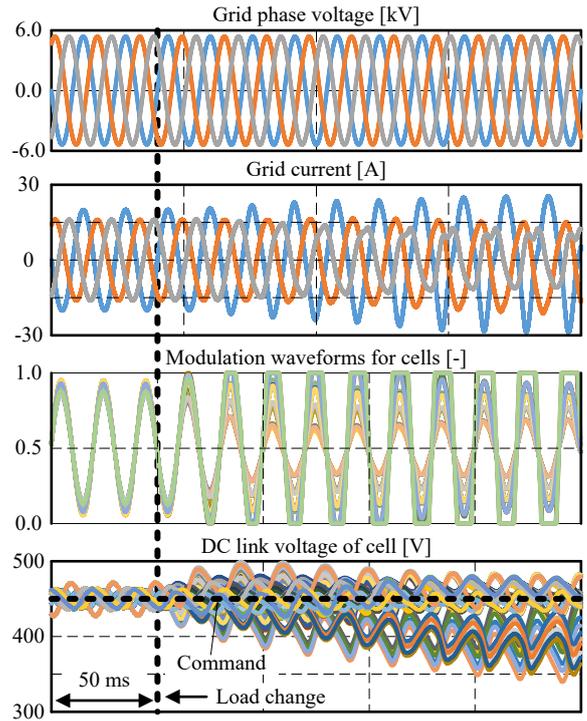


Fig. 8. Simulation waveform before and after load change from operation region to prohibited region.

## 文 献

- (1) N. Kawakami, S. Ota, H. Kon, S. Konno, H. Akagi, H. Kobayashi, and N. Okada: "Development of a 500-kW Modular Multilevel Cascade Converter for Battery Energy Storage Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 50, No. 6, pp. 3902-3910 (2014)
- (2) A. T. Elsayed, C. R. Lashway, and O. A. Mohammed: "Advanced Battery Management and Diagnostic System for Smart Grid Infrastructure", *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 7, No. 2, pp. 897-905 (2016)
- (3) M. A. Hannan, M. S.H. Lipu, A. Hussain, and A. Mohamed: "A review of lithium-ion battery state of charge estimation and management system in electric vehicle applications: Challenges and recommendations", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 78, pp. 834-854 (2017)
- (4) W. Jiang and B. Fahimi: "Multiport Power Electronic Interface—Concept, Modeling, and Design", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 7, pp. 1890-1900 (2011)
- (5) Z. Rehman, I. Al-Bahadly, and S. Mukhopadhyay, "Multiinput DC-DC converters in renewable energy applications – An overview", *Renewable and Sustainable Energy Review*, Vol. 41, pp. 521-539 (2015)
- (6) T. Soong and P. W. Lehn: "Evaluation of Emerging Modular Multilevel Converters for BESS Applications", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 29, No. 5, pp. 2086-2094 (2014)
- (7) G. Guidi, S. D'Arco, J. A. Suul, R. Iso and J. Itoh: "A Modular Multilevel Interface for Transformerless Grid Integration of Large-Scale Infrastructure for Wireless Electric Vehicle Charging," 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia), pp. 2059-2066, Busan, Korea (South) (2019)
- (8) L. Maharjan, T. Yamagishi, and H. Akagi: "Active-Power Control of Individual Converter Cells for a Battery Energy Storage System Based on a Multilevel Cascade PWM Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 3, pp. 1099-1107 (2012)
- (9) P. Sochor and H. Akagi: "Theoretical and Experimental Comparison Between Phase-Shifted PWM and Level-Shifted PWM in a Modular Multilevel SDBC Inverter for Utility-Scale Photovoltaic Applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, No. 5, pp. 4695-4707 (2017)
- (10) S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa: "Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 1, pp. 37-53 (2015)
- (11) T. Nakanishi and J. Itoh: "Control Strategy for Modular Multilevel Converter based on Single-Phase Power Factor Correction Converter", *IEEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 6, No. 1, pp. 46-57 (2017)
- (12) H. Akagi: "Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC)", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 11, pp. 3119-3130 (2011)
- (13) R. Ueda, K. Matsui, and H. Kakigano: "DC Capacitor Voltage Control using Symmetrical Coordinates Frame for STATCOM Based on Star-Connected Modular Multilevel Converter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 137, No. 9, pp. 696-703 (2017) (in Japanese)
- (14) H. A. binti Jaffar, A. A. bin Abd Rahman, and H. Kakigano: "A Control Method of DC Capacitor Voltage in MMC for HVDC System using Negative Sequence Current", 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), pp. 2956-2962, Niigata (2018)
- (15) C. D. Townsend, T. J. Summers, and R. E. Betz: "Phase-Shifted Carrier Modulation Techniques for Cascaded H-Bridge Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 11, pp. 6684-6696 (2015)
- (16) D. De Simone, P. Tricoli, S. D'Arco, and L. Piegari: "Windowed PWM: A Configurable Modulation Scheme for Modular Multilevel Converter-Based Traction Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 35, No. 9, pp. 9729-9738 (2020)