レベルシフト PWM を用いたマルチポート MMC のオンラインによる アーム内バランス電流の最小化制御

安田 匠*,伊東淳一(長岡技術科学大学)

Online Minimization of Intra-Arm Balancing Current for Multiport Modular Multilevel Converter with Phase-Disposition PWM Takumi Yasuda*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an online intra-arm balancing controller for the multiport modular multilevel converter with PD-PWM. The necessary minimum additional circulating current is injected by the proposed controller to extend a dc link voltage balancing capability of the multiport converter under the power unbalance between cells. The proposed controller minimizes the circulating current online without the complex numerical calculation, which is used in the conventional strategies. The simulation result verified that the multiport converter operates with the theoretically minimum intra-arm balancing current with an error of 1.3% thanks to the proposed controller.

キーワード:マルチポートコンバータ,電力補償制御,レベルシフト PWM,循環電流 (Keywords, Multiport converter, Power balancing control, Phase-disposition PWM, Circulating current)

1. はじめに

モジュラーマルチレベル変換器(MMC)の各セルに出力 ポートを設けたマルチポートコンバータ(以下,マルチポー ト MMC)は、バッテリマネジメントシステム、PV向け大 規模 PCS や EV 充電器などへ適用可能である⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。マルチポ ート MMCは、多数のセルを直列接続して構成される。その 結果、商用トランスを用いずに高圧系統へ接続できるため、 コンバータを小型化できる⁽⁵⁾⁽⁶⁾。加えて、マルチポート MMC はマルチレベルの電圧を出力するため、系統側フィルタも 小型化できる⁽³⁾⁻⁽⁵⁾。また、マルチセル構造とすることによっ て、セルの故障時に、残された健全なセルを用いてコンバー タが動作を継続できる⁽³⁾⁽⁴⁾。

マルチポート MMC では、負荷条件にかかわらず、コンバ ータ内全セルの直流電圧を指令値に追従させる必要があ る。アーム間に負荷アンバランスが発生した場合、循環電流 を用いてアーム間で電力融通を行い、セルの直流電圧をバ ランスさせる⁽²⁾⁽⁷⁾。一方で、アーム内のセル間に負荷アンバ ランスが発生した場合、直列接続されたそれぞれのセルの 変調波を負荷に応じて変化させることで、セルの直流電圧 をバランスさせる。このとき、セルの変調法に応じてアーム 内のセルの直流電圧のバランス制御方式が異なる。位相シ フト PWM (PS-PWM)を適用したマルチポート MMC では、 アーム内の負荷アンバランスに比例した補償成分を各セル の変調波に重畳することによって、セルの直流電圧をバラ ンスさせる⁽⁸⁾⁽⁹⁾。一方で、レベルシフト PWM (PD-PWM)で は、ソーティングアルゴリズムによってセルの直流電圧偏 差が最小となるようなパルスパターンを選択する⁽²⁾⁽¹⁰⁾。PD-PWM はソーティングアルゴリズムを採用することによっ て、PS-PWM に比較して、大きな負荷アンバランスに対して セルの直流電圧をバランスできる利点がある⁽¹¹⁾。しかし、セ ルが出力可能な電圧はセルの直流電圧によって制限される ため、ソーティングアルゴリズムが許容できるアーム内の セル間の負荷アンバランスには限界がある⁽²⁾⁽¹¹⁾⁻⁽¹³⁾。

これまでに、アーム電流に追加の循環電流(以下、アーム 内バランス電流)を重畳することで、アーム内の負荷アンバ ランスの許容量を増加できることが示されている⁽²⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。 しかし、これらの論文では必要となる最小アーム内バラン ス電流の演算をオフラインで数値的に行っている。その結 果、特定の条件における最小アーム内バランス電流を達成 できるものの、負荷条件が常に変動する場合には、対応が困 難であることが予想される。

本論文では、オンラインでアーム内バランス電流を最小 化しつつ、セルの直流電圧をバランスさせる制御法を提案 する。提案制御では、各セルの直流電圧をフィードバックす ることによってアーム電流の過不足を判断し、アーム内バ ランス電流を最小化する。本論文では、提案制御の制御パラ メータを設計し、シミュレーションにより検証を行う。その 結果、提案制御は理論最小値に対して誤差 1.3%の振幅のア ーム内バランス電流を重畳し、各セルへ所望の電力を供給





することで、セルの直流電圧をバランスできることを確認 したため、報告する。

2. 回路構成とアーム間バランス制御

〈2·1〉 回路構成

図1に本論文で検討するマルチポート MMC を示す。検 討回路は double-star chopper-cell 形のモジュラーマルチレ ベル変換器 (MMC) ⁽⁵⁾において,各チョッパセルの直流側に 絶縁 DC/DC コンバータと負荷を接続している。絶縁 DC/DC コンバータは, MPPT や SOC バランスなどの負荷電力の管 理を行う。その結果,各セルの負荷の状態に応じてセル間に 負荷アンバランスが発生し,無制御時にはセルの直流電圧 が不平衡となる。

〈2・2〉 アーム間バランス制御

図 2 にマルチポート MMC の制御ブロック図を示す。本 制御ブロックは系統側制御とセルの直流電圧バランス制御 に大別できる。系統側制御では、系統電流を用いてコンバー タ内全セルの平均直流電圧を制御する。一方で,バランス制 御では、負荷アンバランス時に循環電流を用いてセル間で 電力融通を行い、セルの直流リンク電圧偏差を抑制する。相 間電圧バランス制御(Horizontal arm balancing controller)は, 直流循環電流を利用して 3 相間で電力融通を行う。上下ア ーム間電圧バランス制御(Vertical arm balancing controller)は, 系統周波数成分の循環電流を用いて 3 相の上下アーム間で それぞれ電力融通を行う。アーム内のセル間に負荷アンバ ランスが発生した場合には、ソーティングアルゴリズムを 用いて直流電圧偏差を抑制する(2)(10)。負荷アンバランスがソ ーティングアルゴリズムの許容量を超えた場合には、提案 するアーム内電圧バランス制御によってアーム内バランス 電流を重畳し, 負荷アンバランスの許容量を増加させる。 そ の結果,マルチポート MMC は負荷条件にかかわらず, セル の直流電圧バランスを達成できる。なお、提案するアーム内 電圧バランス制御を除く制御系は、従来のモジュラーマル チレベルにも適用されているものを用いている(14)。



3. アーム内バランス制御

本論文では、アーム内のセル間の負荷アンバランス時に セルの直流電圧偏差を抑制するため、ソーティングアルゴ リズムを採用する⁽²⁾⁽¹⁰⁾。ソーティングアルゴリズムにおける 負荷アンバランスの許容量は、**PS-PWM** に採用する直流電 圧バランス制御よりも大きい⁽¹¹⁾。

本章ではソーティングアルゴリズムにおける最大および 最小の負荷アンバランスの許容量について述べる。

〈3・1〉レベルシフト PWM とソーティングアルゴリズム PD-PWM を用いたカスケードコンバータでは、各セルの キャリア波のレベルが異なる。その結果、1 制御周期中にア ーム内 1 セルのみがキャリア周波数でスイッチング動作を 行い、他のセルはオンもしくはオフで固定される。PD-PWM を採用したカスケードコンバータでは、PS-PWM を採用したカスケードコンバータでは、PS-PWM を採用した場合よりも電流ひずみ率が低下する⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。

表1にセルのスイッチング状態とアーム電流の方向に対 するセルの直流電圧の変化を示す。また、図3にソーティン グアルゴリズムのフローチャートを示す⁽²⁾⁽¹⁷⁾。ソーティング アルゴリズムでは制御周期毎にアーム内セルの直流電圧ア ンバランスを最小化するスイッチングパターンを選択す る。アーム電流が正の場合にはセルがオンすることでセル の直流コンデンサが充電,負の場合には放電される。ソーテ ィングアルゴリズムは、アーム電流方向が正である場合,直 流電圧が低いセルを優先的にオンすることで、直流電圧が 低いセルのコンデンサを充電する。また、アーム電流方向が 負である場合,直流電圧が高いセルを優先的にオンするこ とで、高電圧のセルのコンデンサを放電する。その結果,負 荷の状態にかかわらずセルの直流電圧をバランスさせる。

〈3・2〉 ソーティングアルゴリズムが動作可能な負荷範囲

セルが表1の[1]と[4]のみのスイッチングパターンで動作 した場合,セルへ入力される系統周期での周期平均電力は 最大値となる。同様に,セルが[2]と[3]のスイッチングパタ ーンのみで動作した場合,セルへ入力される系統周期での 周期平均電力は最小値となる。つまり,ソーティングアルゴ リズムによってセルが得ることができる最大および最小の 周期平均電力は(1)-(2)式で表される。

$$P_{cell,max} = \frac{1}{T_g} \int_0^{T_g} V_c \max\left[i_{arm}(t), 0\right] dt \tag{1}$$

$$P_{cell,max} = \frac{1}{T_g} \int_0^{T_g} V_c \min[i_{arm}(t), 0] dt$$
⁽²⁾

ただし, T_gは系統周期, V_cはセルの直流電圧, iam はアーム 電流である。アーム内のセル間の負荷アンバランスが(1)-(2) 式に示す範囲内に存在する場合,ソーティングアルゴリズ ムによって直流電圧偏差はほぼゼロとなる。一方で,セル間 の負荷アンバランスが(1)-(2)式の範囲外に存在する場合,セ ルの直流電圧をバランスできない。

セル電力が(1)-(2)式となるときのセルの変調波はそれぞれ(3)-(4)式に示される。

$$d_{cell,max}(t) = \frac{1 + \text{sgn}[i_{arm}(t)]}{2}$$

$$d_{cell,min}(t) = \frac{1 - \text{sgn}[i_{arm}(t)]}{2}$$
(3)

アームが出力可能な最大電圧 NVc がアーム電圧指令値 varm* に対して十分に大きく,電力アンバランスを有するセルが varm*に依存せず任意の変調波で動作できると仮定する。その 結果,セルの直流電圧が常にアーム内最小であれば、ソーテ ィングアルゴリズムによってセルの変調波は(3)式となる。 また,セルの直流電圧が常にアーム内最大であれば、セルの 変調波は(4)式となる。

本論文では,提案するアーム内電圧バランス制御によっ てアーム電流 iam を増加させ,(1)-(2)式に示すソーティング アルゴリズムの動作可能な負荷範囲を拡大する。提案制御 は,必要最小限のアーム内バランス電流を重畳することに より,ソーティングアルゴリズムの動作範囲を必要最小限 だけ拡大し,負荷アンバランスが(1)-(2)式に示す境界条件と なるように制御する。セル間の電力アンバランスが(1)-(2)式 に示す境界条件となる場合は,ソーティングアルゴリズム によってセルの変調波が(3)-(4)式となる。このとき,セルの 直流電圧は常にアーム内最小もしくは最大となる。

4. 提案アーム内電圧バランス制御

負荷アンバランスがソーティングアルゴリズムの許容量 を超えた場合,アーム内のセル間の直流電圧偏差が増加す る。一方で,アーム電流が十分に大きい場合には,セル間の 直流電圧偏差がゼロとなる。本論文で提案する制御では,前 者においてアーム内バランス電流の振幅を増加させ,後者 においてアーム内バランス電流の振幅を減少させること で,両者の境界条件で動作させる。

図4に提案するアーム内電圧バランス制御を示す。提案

Table 1. States of chopper cell.

1		A manage of the second	Cuuitabina atata	Capacitor	AC-side
		Arm current	Switching state	voltage	voltage
	[1]	$i_{arm} \ge 0$	Upper SW ON	Charged	V_c
	[2]	$i_{arm} \ge 0$	Lower SW ON	Unchanged	0
	[3]	$i_{arm} < 0$	Upper SW ON	Discharged	V_c
	[4]	$i_{arm} < 0$	Lower SW ON	Unchanged	0



Fig. 3. flowchart of sorting algorithm.

制御では、アーム内のセル間の直流電圧偏差の最大値をフ ィードバックし、アーム内バランス電流の振幅を調整する。 このとき、直流電圧偏差の指令値として、微小量 Vc.err*を与 える。その結果、定常状態においてセルの直流電圧に偏差 ±Vc.err*が残留する。直流電圧偏差を残留させることによっ て、ソーティングアルゴリズムが(3)-(4)式に示す変調波で動 作し、当該セルへの入力電力が最大値の(1)-(2)式となる。そ の結果、負荷アンバランスがソーティングアルゴリズムの 動作範囲に等しくなる。その結果、最小限のアーム内バラン ス電流でセル間の直流電圧バランスが可能となる。

本章ではまず,制御設計のために図 4 におけるプラント のモデル化を行う。次に,アーム内電圧バランス制御を行う ための制御構成について説明する。最後に,制御パラメータ 設計を行った結果を示す。

〈4・1〉 プラントのモデル化

マルチポート MMC において, セルの直流電圧 vc に関す



Fig. 4. Block diagram of proposed intra-arm balancing controller.



る状態方程式は(5)式に示される。

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(d_{cell} i_{arm} - I_o \right)
= \frac{1}{C} \left(d_{cell,0} I_{dc} + d_{cell,1} I_1 \cos \phi_1 + d_{cell,im} I_{int} \cos \phi_{int} - I_o \right)$$
(5)

ただし, deelはセルの変調波, Loは出力電流である。また, Lac, Liはそれぞれアーム電流の直流および系統周波数成分, であり,系統側制御およびアーム間バランス制御によって 決定される。 h, hm はそれぞれ変調波とアーム電流の各周波 数成分の位相差を示している。(5)式の動特性より,アーム内 バランス電流に対するコンデンサ電圧の伝達関数を求め る。

$$\Delta V_c = \frac{1}{sC} \left\{ \Delta d_{cell,0} I_{dc} + \Delta d_{cell,1} I_1 \cos \phi_1 + \left(\Delta d_{cell,int} I_{int} + d_{cell,int} \Delta I_{int} \right) \cos \phi_{int} \right\}$$
(6)

ここで、アーム内バランス電流の微小変化*Alint*に対して、ソ ーティングアルゴリズムによって生成される変調波の微小 変化*Adcell*,0, *Adcell*,1, *Adcell*,int が無視できる程度に小さいと仮定 すると、(7)式にアーム内バランス電流 *lint* からコンデンサ電 圧 *Vc*への伝達関数が得られる。

$$\frac{\Delta V_c}{\Delta I_{int}} = \frac{1}{sC} d_{cell,int} \cos \phi_{int} = \frac{1}{sC} G_{conv}$$
(7)

つまり,図4におけるプラントモデルのゲイン Gconv はソー ティングアルゴリズムが生成するセルの変調波によって決 定される。上述したように、ソーティングアルゴリズムによ って生成される変調波は(3)-(4)式となるため、*Int* だけでなく 系統電流やアーム間の電力融通に用いるバランス電流を含 んだアーム電流 *iam*に依存する。(3)-(4)式は非線形であるこ とから、数値計算によってゲイン Gconvを求める。

図5にプラントモデルのゲイン G_{conv} の数値計算結果の一例を示す。本論文では、アーム内バランス電流 I_{int} の周波数 として2次周波数成分を用いている。図中の凡例はそれぞ れアーム電流の条件を示しており、 ϕ はアーム電流の系統周 波数成分と I_{int} の位相差を示している。図5より、 I_{int} に対し て G_{conv} が変化している。アーム電流が[$I_{0:I1:}\phi$]=[1/8:1/8:0]の 条件では、 $I_{int} < 0.1$ p.u.において G_{conv} が負となっている。こ のとき、ソーティングアルゴリズムによって生成された変 調波と I_{int} との力率 $\cos\phi_{nt}$ が負となっている。本条件では I_{int} を重畳することによって(1)-(2)式に示すソーティングアル ゴリズムの動作範囲が縮小し、直流電圧偏差が増加する。こ のとき、図4に示す PI 制御は不安定となり、 I_{int} は急激に増 加もしくは減少する。しかし、 I_{int} が急激に増加した結果 I_{int} > 0.1p.u.の領域に移動した場合、ゲイン G_{conv} が正となるた め、直流電圧 V_c は安定化できる。また、提案制御は I_{int} の振幅を制御しているため、PI 制御の出力はゼロ以下とならない。つまり、 G_{conv} が負となる領域において I_{int} が急激に減少した場合には、 I_{int} はゼロに収束する。その結果、ゲイン G_{conv} が負となる領域が存在した場合にも、アーム電流 $[I_0:I_1:\phi]=[1/4:0:-]の条件では、<math>I_{int} < 0.18$ p.u.において、 $G_{conv}=0$ となる。このとき、変調波の2次周波数成分 $d_{cell,int}$ がゼロとなっている。つまり、本条件は不可制御領域であり、 I_{int} は急激に増加もしくは減少する。しかし、上述したように動作点が $I_{int}=0$ もしくは G_{conv} が正の領域に移動するため、システムは安定化できる。なお、不安定および不可制御領域における詳細な動作解析については今後の課題とする。

本論文では、アーム内バランス電流 *Iint* とコンデンサ電流 *Ic*の関係を2次近似することでモデル化し、その逆関数 \hat{G}_{conv} を補償ゲインとして PI 制御の出力に乗じることによって、 プラントモデルの線形化を図っている。ただし、上述した *G*conv ≤ 0 の条件では補償ゲインによる安定化はできない。そ の結果、PI 制御の出力が *G*conv ≤ 0 の領域付近では、直流電 E *V*cおよび *Iint* が持続振動する可能性がある。また、モデル 化誤差より、*Iint* が比較的小さな条件において、 $\hat{G}_{conv}G_{conv}$ は 誤差が大きくなり、ゼロから 2.0 まで変化する。つまり、PI 制御ゲインは以下の2 点を満たすように設計する。

- 0.0 < Ĝ⁻¹_{conv}G_{conv} ≤ 2.0 のすべての条件において,安 定化できるような PI 制御ゲイン
- G_{conv} ≤ 0 の領域付近での振動を抑制するため、PI 制 御の極を実軸上に配置

提案制御では,条件に応じてI制御の入力をゼロに切り替えることによって,上記の2点を満たす制御系を実現する。

〈4・2〉 提案制御の動作

提案制御では、電圧偏差 e の状態に応じて I 制御の入力を ゼロに切り替える。切替に用いる判別式を(8)式に示す。

$$u_{i} = \begin{cases} 0 & \dots \left(-0.5 V_{c,err}^{*} \le e \le 0.5 V_{c,err}^{*} \right) \\ e & \dots (else) \end{cases}$$
(8)

(8)式を適用した結果,提案制御は目標値付近においてフィ ードフォワード項付きの P 制御として動作する。これは積 分停止法を用いたアンチワインドアップ⁽¹⁸⁾と同様の動作で ある。つまり,アンチワインドアップと同様に制御器の切り 替えに起因するショックは発生しない。以下に,電圧偏差 e に対する PI 制御の動作を定性的に説明する。

〈4・2・1〉 電圧偏差 $e \leq -0.5V_{c,err}$ *の場合 本条件では, 負荷アンバランスに対してアーム内バランス電流 I_{int} が過剰 である。このとき,積分器の出力が直線的に減少し,PI 制御 の出力 I_c *は減少する。ソーティングアルゴリズムによって 直流電圧偏差がゼロに補償されている場合,PI 制御器に入 力されるのは $-V_{c,err}$ *の一定値である。これは,PI 制御器の入 力部に飽和を挿入した場合と等価となり,応答速度が低下 する。しかし, I_{int} が過剰である場合にはコンバータの全セ ルが直流電圧指令値に追従するため,制御的に安定である。 つまり,本条件において応答速度は要求されない。なお,提



案制御では, *Iint* の振幅を調整することから, *Ic**が負となら ないように飽和を挿入している。

〈4・2・2〉 電圧偏差 $-0.5V_{cerr}^* < e \le 0.5V_{cerr}^*$ の場合 本条件では、目標値である直流電圧偏差が指令値付近に近いことから、アーム内バランス電流がほぼ必要最小限の値である。このとき、I制御の入力はゼロとする。その結果、提案制御は I 制御の出力をフィードフォワード項とした P 制御として動作する。

〈4・2・3〉 電圧偏差 0.5V_{cer}* < e の場合 本条件では, アーム内バランス電流が不足している。このとき,提案制御 は PI 制御として動作する。電圧偏差が大きい条件において PI 制御を採用することによって, P 制御への切り替え後に 発生する定常偏差を抑制する。

〈4·3〉 制御パラメータ設計

残留させる電圧偏差の指令値 Vc.err*の決定法について述べる。アーム内バランス電流 Imtを最小化するためには,偏差 ±Vc.err*が残留した条件において,変調波が(3)-(4)式で動作し, セルへの入力電力が(1)-(2)式に示す最大値でなる必要があ る。つまり,セルの直流電圧にリップルが存在しても,当該 セルの直流電圧がアーム内で常に最大もしくは最小である 必要がある。したがって, Vc.err*は直流電圧リップルの 1/2 よ りも大きい必要がある。

図6にゲイン $\hat{G}_{conv}^{-1}G_{conv}$ 変動時システムの根軌跡を示す。 本論文では、1kHzの制御遅れおよび50Hzの直流電圧リッ プル除去用ローパスフィルタによる遅れを1次遅れ系で模 擬し、ゲイン $\hat{G}_{conv}^{-1}G_{conv}=1$ の条件において極が実軸上に3重 根となるように PI 制御ゲインを設計した。図6より、Pお よび PI 制御の両者を適用した場合において、全ての0< $\hat{G}_{conv}^{-1}G_{conv} \leq 2$ の条件でシステムの極は左半平面に存在し ており、安定である。図6(a)に示す PI 制御の場合、 $\hat{G}_{conv}^{-1}G_{conv}$ が減少することでシステムが振動的になる。これは、 $G_{conv} \leq$ 0付近における直流電圧 V_c および I_{int} の断続的な振動を誘発 する可能性がある。一方で、図6(b)に示す P 制御の場合に は、全ての条件で極が実軸上に存在する。つまり、制御器を P 制御に切り替えることで、 $\hat{G}_{conv}^{-1}G_{conv}$ にかかわらずシステ ムが振動せずに最終値に収束する。その結果、 $G_{conv} \leq 0$ 付近 におけるシステムの振動を抑制できる。

5. シミュレーション結果

表2にシミュレーション条件を示す。本報告では、アーム 内バランス電流を系統の2倍周波数成分の逆相成分とした。 また、セルコンデンサの単位静電定数⁽¹⁹⁾は90 mJ/VAとした。

Table 2. Simulation conditions.

Parameter	Symbol	Value			
Rated power of cell	P_{cell}	2.2 kW			
Grid line-line voltage	$\sqrt{3}V_g$	6.6 kV (RMS)			
Grid frequency	f_g	50 Hz			
Number of cells per arm	Ν	40			
Rated capacitor voltage	V_c	337 V			
Arm inductance	L	52 mH (0.10p.u.)			
Cell capacitance	С	3.5 mF (90 mJ/VA)			



(a) Arm current and modulation waveforms for cells loaded with 1p.u. and -1p.u., respectively.



(b) Averaged DC link voltage in arm and DC link voltage of cells loaded with 1p.u. and -1p.u., respectively.



(c) Grid phase voltage and current. Fig.7. Simulation results of steady state operation under power unbalance.

このとき,ワーストケースにおける直流電圧リップルは 8.8%となるため,提案制御の切り替え値 Vc.err は直流リンク 電圧指令値の5%である17Vとした。

<5·1> 定常動作

図7に、同一アーム内に1.0p.u.および-1.0p.u.で動作する セルが同時に存在する場合の提案制御における定常動作波 形を示す。このとき、その他のセルはすべて0.3p.u.で動作し ている。図7(a)に示すアーム電流には、直流電圧をバランス するために比較的大きなアーム内バランス電流が重畳され ている。また、1.0p.u.の負荷を有するセルの変調波は、アー ム電流が正の期間におおよそ1、負の期間に0となってい る。一方で、-1.0p.u.の負荷を有するセルの変調波は、アー ム電流が正の期間に0、負の期間に1となっている。これ は、(3)-(4)式に示す最大および最小電力を得られる変調波に ほぼ等しい。つまり、各セルはソーティングアルゴリズムの 補償範囲の境界条件で動作している。このとき、アーム内バ ランス電流は14.1 A であり、(1)-(2)式を用いて理論的に求め た最小値14.0 A に対して誤差1.3%で一致している。図7(b)



Fig.8. Simulation results of transient behavior under load change.

はセルの直流電圧を示している。アームの平均直流電圧は, アーム間バランス制御によって指令値に追従している。一 方で,提案制御によって,一1.0p.u.の負荷を有するセルでは 直流電圧が指令値に対して3.5%大きい。また,1.0p.u.の負荷 を有するセルでは直流電圧が指令値に対して0.8%大きい。 図7(c)は系統相電圧および電流である。提案制御によって電 力アンバランスを補償した結果,三相平衡電流が得られて おり,ひずみ率は0.97%である。

〈5·2〉 過渡動作

図8に、マルチポート MMC の負荷変動に対する過渡動 作波形を示す。本検証では、アーム電流を Gconv = 0 となる 不感帯が存在する条件に設定している。時刻 0.1 s 以前では, アーム内全セルが 0.4 p.u.で動作しており,アーム内のセル 間の負荷アンバランスはゼロである。そのため、アーム内バ ランス電流 Iint=0 である。時刻 0.1 s において, アーム内の 2 セルがそれぞれ 1.0p.u.と-1.0p.u.に変動している。その結果, 直流電圧が最大で 28.5%増加しているが、Iint の重畳によっ て指令値に追従している。このとき, Iint は時刻 0.8 s におい て 20.0 A であり,理論最小値に対して誤差 1.1%で一致して いる。その後,時刻 0.8 s において 1.0 p.u. と-1.0 p.u. であった セルの負荷がそれぞれ 0.5p.u.と-0.5p.u.に変動している。そ の結果, Iint は徐々に減少し, 11.8A に収束している。これは 理論値に対して誤差 2.2%である。図8より、定常状態付近 において直流電圧偏差が指令値に収束するため, I 制御の入 力 ui がゼロとなっている。本検証は、提案制御がオンライ ンでアーム内バランス電流を理論最小値にほぼ等しい値に 制御できることを示している。

6. おわりに

本論文では、オンラインアーム内電圧バランス制御を提 案した。提案制御では、各セルの直流電圧をフィードバック することによってアーム内バランス電流の過不足を判断 し、アーム内バランス電流を最小化する。本論文では、提案 制御の制御パラメータを設計し、シミュレーションによっ て動作を確認した。その結果、提案制御は理論最小値に対し て誤差 1.3%の振幅のアーム内バランス電流を重畳し、各セ ルへ所望の電力を供給できることを確認した。

今後は,提案制御を適用した場合に,プラントに現れる不 安定および不可制御領域における詳細な動作解析を行う予 定である。

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 Trans. Ind. Appl., Vol. 50, No. 6, pp. 3902-3910 (2014)
- (2) G. Guidi, S. D'Arco, K. Nishikawa, and J. A. Suul: "Load Balancing of a Modular Multilevel Grid-Interface Converter for Transformer-Less Large-Scale Wireless Electric Vehicle Charging Infrastructure", IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron., Vol. 9, No. 4, pp. 4587-4605 (2021)
- (3) G. Wang et al.: "A Review of Power Electronics for Grid Connection of Utility-Scale Battery Energy Storage Systems", IEEE Trans. Sustain. Energy, Vol. 7, No. 4, pp. 1778-1790 (2016)
- (4) V. Sridhar and S. Umashankar: "A Comprehensive Review on CHB MLI based PV Inverter and Feasibility Study of CHB MLI based PV-STATCOM", Renew. Sustain. Energy Rev., Vol. 78, pp. 138-156 (2017)
- (5) H. Akagi: "Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC)", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 26, No. 11, pp. 3119-3130 (2011)
- (6) S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa: "Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 30, No. 1, pp. 37-53 (2015)
- (7) M. Vasiladiotis and A. Rufer, "Analysis and Control of Modular Multilevel Converters With Integrated Battery Energy Storage", IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 1, pp. 163-175 (2015)
- (8) L. Maharjan, S. Inoue, H. Akagi, and J. Asakura: "State-of-Charge (SOC)-Balancing Control of a Battery Energy Storage System Based on a Cascade PWM Converter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 24, No. 6, pp. 1628-1636 (2009)
- (9) S. Yang et al.: "Quantitative Comparison and Analysis of Different Power Routing Methods for Single-Phase Cascaded H-Bridge Photovoltaic Grid-Connected Inverter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 36, No. 4, pp. 4134-4152 (2021)
- (10) T. Soong and P. W. Lehn: "Assessment of Fault Tolerance in Modular Multilevel Converters With Integrated Energy Storage", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 31, No. 6, pp. 4085-4095 (2016)
- (11) 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 Trans. Ind. Appl., Vol. 53, No. 5, pp. 4695-4707 (2017)
- (12) L. Liu, H. Li, Y. Xue, and W. Liu: "Reactive Power Compensation and Optimization Strategy for Grid-Interactive Cascaded Photovoltaic Systems", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 30, No. 1, pp. 188-202 (2015)
- (13) G. Liang et al.: "Analytical Derivation of Intersubmodule Active Power Disparity Limits in Modular Multilevel Converter-Based Battery Energy Storage Systems", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 36, No. 3, pp. 2864-2874 (2021)
- (14) S. Milovanović and D. Dujić: "Comprehensive Comparison of Modular Multilevel Converter Internal Energy Balancing Methods", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 36, No. 8, pp. 8962-8977 (2021)
- (15) X. Shi, Z. Wang, L. M. Tolbert and F. Wang: "A comparison of phase disposition and phase shift PWM strategies for modular multilevel converters", 2013 2019 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2019, pp. 4089-4096 (2013)
- (16) R. Darus, G. Konstantinou, J. Pou, S. Ceballos and V. G. Agelidis, "Comparison of phase-shifted and level-shifted PWM in the modular multilevel converter," 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), pp. 3764-3770 (2014)
- (17) P. Montero-Robina et al.: "Feedforward Modulation Technique for More Accurate Operation of Modular Multilevel Converters", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 37, No. 2, pp. 1700-1710 (2022)
- (18) 佐沢政樹・山田高弘・大石潔・桂誠一郎:「位置サーボ系における速度 PI 制御の比例操作量を優先した操作量飽和対策の一構成法」,電学論 D, Vol. 128, No. 3, pp. 208-214 (2008)
- (19) H. Fujita, S. Tominaga, and H. Akagi: "Analysis and design of a DC voltagecontrolled static VAr compensator using quad-series voltage-source inverters", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 32, No. 4, pp. 970-978 (1996)