

適応制御を用いたマルチポート MMC の アーム電流最小化制御

安田 匠*, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Minimization Control for Arm Current with Adaptive Control for Multiport MMC
Takumi Yasuda, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. まえがき

近年、モジュラーマルチレベル変換器(MMC)の構成を利用したマルチポートコンバータが提案されている。本回路は同一アーム内セル間の電力偏差の補償範囲に制約があり、補償範囲を拡大するため追加の循環電流（以下、アーム内バランス電流 i_{int} ）を重畳する方式が提案されている⁽¹⁾。従来の方式では複雑な最適化演算によって負荷条件に対して必要最小限の i_{int} を演算する⁽¹⁾。しかし、最適化演算をオンラインで実行することは現実的でない。

本報告では、適応制御を用いてオンラインでアーム内バランス電流を最小化する制御を提案する。提案制御はキャパシタ電圧偏差をフィードバックし、PI 制御を用いてアーム内バランス電流を最小化する。加えて、適応オブザーバを用いてコントローラのゲインを調整することによって、所望の即応性と安定性を得る。

2. 提案アーム内バランス制御

図 1 の検討回路は、単相 MMC の各セルに状態の異なる負荷もしくは電源が接続されている。検討回路は三相 MMC を用いたマルチポートコンバータ⁽¹⁾の 1 相を取り出したものであり、直流電圧源 V_{dc} は他相が生成する電圧を模擬している。なお、本報告では下アーム第 1 セルにのみ負荷を接続している。系統および循環電流、アームの平均キャパシタ電圧は、従来の MMC と同様に制御する⁽¹⁾。

<2.1>ソーティングアルゴリズム 本論文ではレベルシフト PWM を適用し、アーム内のキャパシタ電圧バランスをソーティングアルゴリズム(SA)によって達成する⁽¹⁾。SA では、サンプリング周期毎にキャパシタ電圧偏差が最小となるように、セルのスイッチング状態を決定する。

チョップセルの交流側電圧はゼロからキャパシタ電圧 V_c に制限されるため、チョップセルへ入力できる最大および最小電力は(1)式に示される⁽¹⁾⁽²⁾。

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

最大および最小電力の条件における変調波 m_{max} , m_{min} はそれぞれ(2)式となる。

$$m_{min}(t) = (1 - \text{sgn}[i_{arm}(t)]) / 2, m_{max}(t) = (1 + \text{sgn}[i_{arm}(t)]) / 2 \quad (2)$$

ただし $\text{sgn}[\cdot]$ は符号関数である。出力電力 P_{cell} が(1)式の範囲を超過する場合、アーム電流 i_{arm} にアーム内バランス電流 i_{int} を追加で重畳することによって最大最小電力の範囲を拡

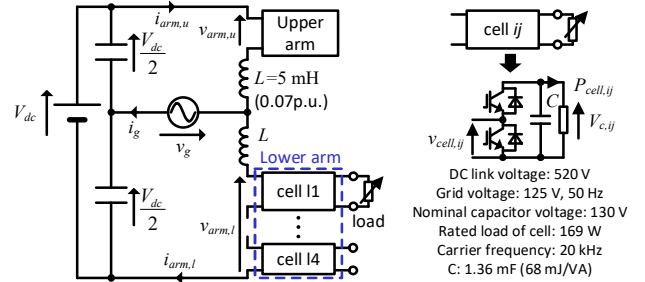


Fig. 1. Experimental multiport converter model based on MMC. The upper arm consists of 4 chopper cells as well as the lower arm. Only the cell i1 has a load.

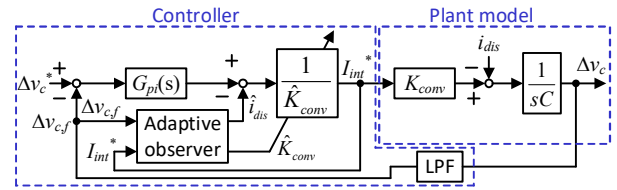


Fig. 2. Block diagram of plant model and minimization control for intra-arm balancing current. $G_{pi}(s)$ is a traditional PI controller.

大し、キャパシタ電圧の発散を抑制する。このとき、 i_{int} は循環電流であるため、必要最小限の i_{int} とすることによってアーム電流を最小化し、回路損失を低減できる。

<2.2>アーム内バランス電流最小化制御 図 2 に回路のプラントモデルとアーム内バランス電流最小化制御のブロック図を示す。ここでは、インナーループである電流制御系の応答はアーム内バランス電流最小化制御に比較して十分に高速であると仮定し、ゲイン 1 としている。ゲイン K_{conv} は、アーム内バランス電流の振幅 I_{int} からチョップの出力側電流までのゲインを示している。 K_{conv} は(2)式に示すような SA が生成するセルの変調波によって決定され、アーム電流および負荷条件に依存して変化する。そのため、所望の即応性と安定性を維持するためには、可変パラメータである K_{conv} を線形補償する必要がある。しかし、変調波は不連続かつ非線形に変化するため、 K_{conv} を解析的に得ることは困難である⁽²⁾。

提案制御は同一アーム内のキャパシタ電圧偏差の大きさ Δv_c をフィードバックし、PI 制御 G_{pi} によってアーム内バランス電流振幅 I_{int} を調整する。出力電力が(1)式の範囲を超える場合、 Δv_c が増加し閾値 Δv_c^* を上回る。一方で、アーム電流が十分に大きく(1)式が成立する場合、SA の動作によって Δv_c が減少し、 Δv_c^* を下回る。提案制御は PI 制御を用い、前者において I_{int} を増加させ、後者において I_{int} を減少

させる。その結果、 I_{lim} は(1)式を満たす最小の値に調整される。また、 Δv_c は設定した閾値 Δv_c^* に等しい値に収束する。なお、 Δv_c に発生する系統周波数およびその倍周波数のリップルを除去するため、 Δv_c に1次のLPFを適用している。

また、提案制御では適応オブザーバを用いてゲイン K_{conv} を推定し、 K_{conv} を補償することで一巡ループゲインを調整する。これにより、アーム内バランス電流制御の応答性と安定性を所望の値に設定できる。また、適応オブザーバは同時に外乱電流 i_{dis} を推定できるため、推定した外乱電流 i_{dis} をフィードフォワード項としてPI制御の出力に加える。

<2・3>適応オブザーバによるパラメータ推定 図2のプラントモデルの状態方程式は(3)式に示される。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta v_{c,f} \\ \Delta v_c \\ i_{dis} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_f & 1/T_f & 0 \\ 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{c,f} \\ \Delta v_c \\ i_{dis} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_{conv}/C \\ 0 \end{bmatrix} I_{lim}. \quad (3)$$

ただし、 T_f はキャパシタ電圧リップル低減のためのLPFの時定数である。本論文では、重み付き最小二乗法による適応同定則を用いて K_{conv} を推定する⁽³⁾。

$$J = \int_0^t \{ \Delta \hat{v}_{c,f}(\tau) - \Delta v_{c,f}(\tau) \}^2 e^{-\lambda(t-\tau)} d\tau \rightarrow \min. \quad (4)$$

ただし、 t は現在時刻、 $\Delta \hat{v}_{c,f}(\tau)$ は K_{conv} の推定値を用いて計算した出力、 λ は忘却係数である。LPF 通過後のコンデンサ電圧偏差 $\Delta v_{c,f}$ の推定誤差が最小となる K_{conv} を推定値とする。本報告では、オブザーバのパラメータを試行錯誤的に決定している。なお、紙面の都合で詳細は割愛するが、本報告で設計した適応オブザーバはリアプノフ安定である。

アーム内バランス電流 I_{lim} がゼロかつ出力電力が(1)式の範囲内である場合、 I_{lim} の大きさに関わらずキャパシタ電圧偏差 Δv_c はゼロとなる。つまり、本条件ではシステムが不可制御となる。よってこのとき、提案制御では適応オブザーバへの入力をゼロとして、オブザーバの動作を停止する。

3. 実験結果

図1に実験条件を示す。アーム内バランス電流は系統の2倍周波数成分としている。また、電流制御に用いるコンデンサ電圧の閾値を指令値の10%(13V)と設定している。

<3・1>定常動作 図3は同一アーム内に1p.u.および0p.u.の負荷を有するセルが同時に存在する場合の定常動作波形である。図3(a)に示すアーム電流は、キャパシタ電圧をバランスするためにアーム内バランス電流 I_{lim} が重畳されている。 I_{lim} の実効値は2.24Aであり、理論的に求めた最小値2.35Aに対して誤差4.5%で一致している。図3(b)は、1p.u.を有するセルの変調波である。(2)式に示す理論最大電力を得られる変調波にほぼ等しいことから、式(1)に示した境界条件付近で動作している。つまり、重畳している I_{lim} は最小化されている。図3(c)はセルのキャパシタ電圧を示している。提案制御によって、1p.u.の負荷を有するセルではキャパシタ電圧平均値が指令値に対して10.2%だけ小さく、設定したキャパシタ電圧偏差の閾値にほぼ等しい。図3(d)

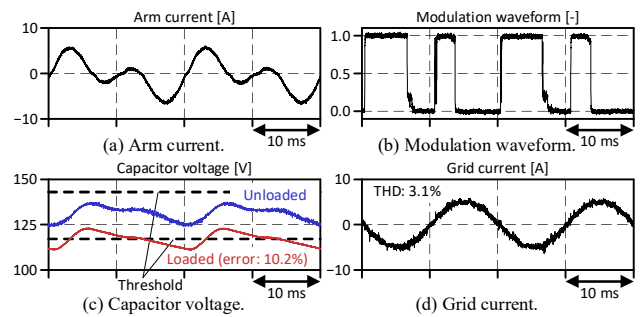


Fig. 3. Steady-state operation of multiport converter with load imbalance.

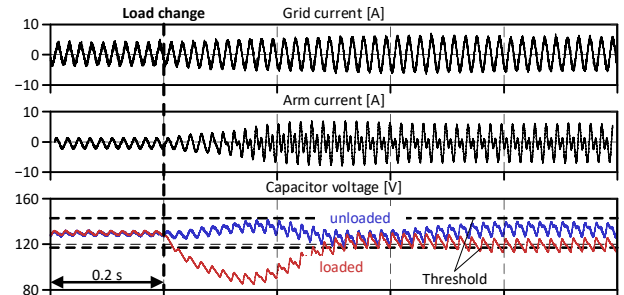


Fig. 4. Transient behavior of multiport converter under load step increase.

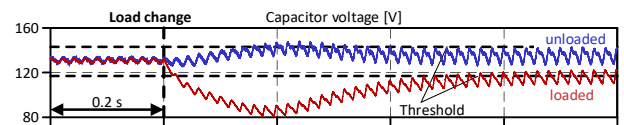


Fig. 5. Transient behavior of multiport converter with fixed PI gain under load step change.

は系統電流である。平衡電流が得られており、ひずみ率は3.1%である。なお、本実験においてオブザーバによる推定ゲイン \hat{K}_{conv} は0.35であり、真値に対して誤差11.6%である。

<3・2>負荷変動に対する過渡動作 図4に電力の過渡偏差に対する動作を示す。電力変動前は全セルが無負荷であるため電力偏差が存在せず、アーム内バランス電流 I_{lim} は流れない。負荷変動によって、下アーム第1セルの負荷電力が0p.u.から1p.u.に変化している。その結果、キャパシタ電圧偏差 Δv_c が閾値を最大で31.3V過渡的に下回っている。その後、提案制御が I_{lim} を重畳することによって Δv_c は閾値内に収束している。

図5に、適応オブザーバを用いない場合のキャパシタ電圧の過渡応答波形を示す。このとき、すべてのコンバータゲイン K_{conv} の条件で安定となるように、 $1/\hat{K}_{conv}$ に相当するゲインを十分に小さく設定している。Fig.4と同様に、負荷変動によって下アーム第1セルの電力が0p.u.から1p.u.に変化している。提案制御に比較して、キャパシタ電圧偏差の収束速度が低下している。図5の結果より、提案方式は安定性を維持しながら従来より高速応答を実現している。

今後は適応オブザーバのゲイン設計を行う。また、本制御を三相マルチポートコンバータに実装し実機検証を行う。

文献

- (1) G. Guidi, et al., IEEE JESTPE, vol. 9, no. 4, pp. 4587-4605 (2021)
- (2) G. Liang et al., IEEE PELS, vol. 36, no. 3, pp. 2864-2874 (2021)
- (3) 岩井他:「オブザーバ」, コロナ社(1988)