

Hブリッジセルを適用した 降圧形モジュラーマルチレベルコンバータの損失解析

中西 俊貴* 伊東 淳一（長岡技術科学大学）

Loss analysis of step-down Modular Multilevel Converter using H-bridge cell

Toshiki Nakanishi*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses a loss analysis method of a step-down rectifier using a Modular Multilevel Converter with an H-bridge cell. This step-down rectifier converts from a wind power generator voltage to a DC micro-grid's voltage of several hundred volts without a bulky isolated transformer. Moreover, the proposed system can achieve the step-down operation by applying H-bridge cells. The paper shows the experimental result of the miniature model with 4 cells per leg. Finally, the comparison result of the theoretical equations and the simulation in switching device losses. As a result, the maximum error between the theoretical value and the simulation value is 1% or less.

キーワード：モジュラーマルチレベルコンバータ，Hブリッジセル，損失解析，降圧整流器，風力発電，
DC マイクログリッド

(Modular Multilevel Converter, H-bridge cell, Loss analysis, Step-down rectifier, Wind power generation, DC micro-grid)

1. はじめに

近年、次世代の電力系統として、DC マイクログリッドが盛んに研究されている⁽¹⁾⁻⁽²⁾。従来の交流電力系統では、太陽光発電システムや燃料電池など、出力電圧が直流であるシステムと連系する場合、各システムに連系インバータや絶縁変圧器を設ける必要がある。これに対し、DC マイクログリッドは直流系統で構成され、直流出力システムと連系する際、連系インバータや絶縁変圧器を削減することができる⁽¹⁾。よって、太陽光発電や燃料電池を入力電力源とし、バッテリーによる電力補償装置を備えることで商用電力系統から独立した系統網を構成することができる。以上のような利点から DC マイクログリッドは離島などにおけるスタンドアロン型の電力系統として導入が検討されている⁽²⁾。

また、日本の南西諸島における離島周辺では海上の風力が安定しているため、大容量海上風力発電を入力電力源の一つとして導入することができる⁽³⁾。ただし、大容量風力発電機を DC マイクログリッドの入力電力源として用いる場合、発電機とマイクログリッド間の分離および発電機電圧からグリッド電圧への降圧のために絶縁変圧器が必要となる。しかし、絶縁変圧器を用いることでシステムの大型化を招くという問題がある。

上記の問題を解決する手法として、近年、マルチレベル変換器の一つであるモジュラーマルチレベルコンバータ

（以下、MMC: Modular Multilevel Converter）を用いたトランスレスシステムが注目され、盛んに研究されている⁽⁴⁾⁻⁽⁵⁾。MMC は他のマルチレベル変換器の特徴に加え、各アームがセルと呼ばれる回路のカスケード接続によって構成される。また、接続セル数を増やすことで容易にシステムの高耐圧化を図ることができる。しかし、従来検討されてきた MMC の多くはチョップセル⁽⁴⁾で構成されており、システムの入力電圧が決まると、入力電圧の 2 倍以下の値は出力できず、提案する降圧整流システムには適用できない。

上記の課題に対し、筆者らは MMC を用いたトランスレス降圧整流器を提案している⁽⁵⁾。提案システムでは、これまで採用されてきたチョップセルに替わり、Hブリッジセルを採用することでセル出力電圧の制限を回避することができる。よって、降圧整流動作が可能となる。

一方、提案する MMC 降圧整流器について、高パワー密度化、低コスト化を達成する設計指針の明確化については、筆者らの知る限り報告されていない。また、従来の MMC についても、理論式や回路シミュレータを用いた損失解析は報告されているが、システム設計の検討までは論じられていない⁽⁶⁾⁻⁽⁷⁾。さらに、提案システムで採用している Hブリッジセルは従来のチョップセルに比べて導出すべき損失式が複雑となる。これは、チョップセルに比べ、セルの構成素子数が増えることに加え、入力力率や入出力電圧の比によって素子を流れる電流が複雑に変化するためである。

本論文では、MMCの高パワー密度化、低コスト化を達成する設計指針の明確化を目的とし、その第一段階として半導体素子の損失定式化について述べる。初めに、入力力率と入出力電圧の比を考慮し、素子を流れるアーム電流の一般化を行う。アーム電流の一般化により、動作モードごとに電流の定義変更や損失式の使い分け等がなくなるため損失算出の複雑化を防ぐことができる。最後に、系統 200 V系を入力電力源とするミニモデルを用いて実機検証を行うとともに、導出した損失式とシミュレーションとの比較から式の妥当性を評価する。

2. 主回路およびセル回路の構成

(2・1) トランスレス降圧整流器の回路構成

図1にMMCを用いたトランスレス降圧整流器の回路構成を示す。MMCの各アームはバッファリアクトル L_b と複数のセルによって構成される。MMCは各アームのセルで発電機電圧を分担できるため、トランスレスで発電機に接続できる。さらに、各セルには高速応答可能な低耐圧素子が適用できる。また、図1では、これまで採用されてきたチョッパセルに替わり、Hブリッジセルを採用する。これにより、セル出力電圧の制限を回避し、降圧整流動作が可能となる。なお、本論文では説明の便宜上、上側のセル群をA、下側のセル群をBと定義する。

(2・2) セルの構成と出力電圧の関係

図2にチョッパセルとHブリッジセルの構成およびセル出力電圧の関係を示す。入力線間電圧実効値を E とすると、各アームには入力相電圧の最大値が印加される。つまり、セルの出力電圧の peak to peak 値 v_{p-p} は入力線間電圧と1レグあたりのセル数 n から(1)式で求められる。

$$v_{p-p} = 4\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{n} \dots\dots\dots (1)$$

また、MMCを用いたAC-DC変換器の出力直流電圧 V_{mmc} は各レグを構成しているセルの出力電圧平均値の総和で決定されるため、(2)式で表される。

$$V_{mmc} = nv_{cell_ave} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 v_{cell_ave} はセル出力電圧の平均値である。

図2(a)にチョッパセルと出力電圧の関係を示す。チョッパセルは負電圧を出力できないため、セル出力電圧平均値の下限值 $v_{cell_ave_LL}$ は、(3)式に示すようにセル出力電圧の peak to peak 値 v_{p-p} の半分に制限される。

$$v_{cell_ave_LL} = \frac{1}{2} v_{p-p} \dots\dots\dots (3)$$

(1)、(3)式をもとに(2)式から出力電圧 V_{mmc} の下限値を求めると、入力相電圧最大値を2倍した値に一致する。つまり、チョッパセルを用いたMMCでは入力相電圧最大値の2倍以下の値を出力できないため、降圧整流器動作ができない。

図2(b)にHブリッジセルと出力電圧の関係を示す。チョッパセルでは各セルの出力電圧平均値に制限が存在するが、Hブリッジセルは負電圧が出力できるため出力電圧平均値を(3)式以下に制御することができる。よって、Hブリ

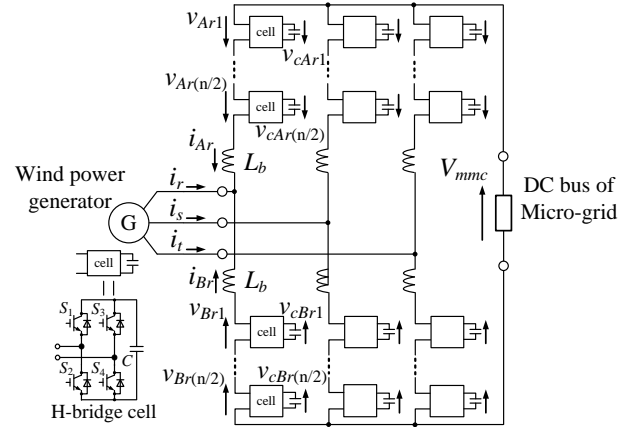


Fig. 1. Circuit configuration of the MMC for the wind power generation system connected to the DC micro-grid. The MMC with H-bridge cells is able to operate as the step-down rectifier.

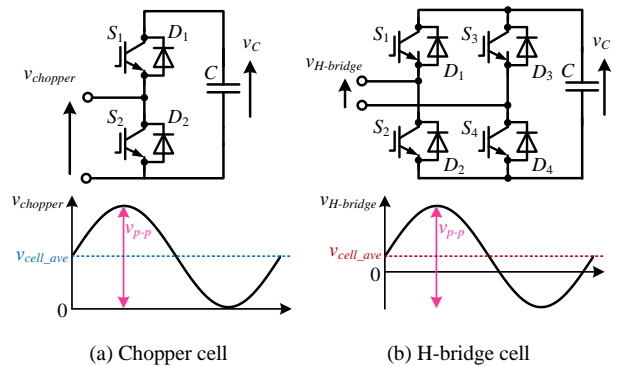


Fig. 2. Circuit configuration and output voltage of each cell. The chopper cell has the output voltage limit because the chopper cell cannot output the negative voltage. On the other hand, the H-bridge cell does not have the output voltage limit.

ッジセルを採用した場合、降圧整流器動作が可能となる。

3. MMC降圧整流器の制御方式

図3にMMC降圧整流器の制御システムを示す。本制御の特徴はMMCの各アームを個別に制御する点である。制御系は大きく分けて、セルのキャパシタ電圧を一定に制御する電圧制御系と入力電流を制御する電流制御系(ACR)から構成される。さらに、電圧制御系は同アーム内に接続された全キャパシタの電圧平均値を制御する平均値制御(AVR)と各キャパシタの電圧を個別に補正するバランス制御から構成される。また、AVRのPI制御器出力はACRの指令値として用いる。これは、キャパシタ電圧の平均値を一定に保つためにアーム電流の正相成分を制御するためである。一方、アーム電流の零相成分を制御することで負荷であるDCマイクログリッドへの出力電力を制御する。

(3・1) 平均値制御

キャパシタ電圧制御のうち、平均値制御はPI制御器によって構成され、キャパシタ電圧指令値と各キャパシタ電圧の平均値との偏差をゼロにする。よって、アームごとにキャパシタ電圧の平均値を算出する必要がある。また、PI制御器の出力は後段にあるACRの指令値として与えられる。

〈3・2〉 入力電流制御

提案する MMC 降圧整流器は H ブリッジセルを使用して、入力電流の制御は従来の単相力率改善コンバータと同様に制御することができる。つまり、電流指令値はキャパシタの電圧制御器(PI 制御器)の出力であり、キャパシタ電圧の変動に応じて電流の指令値が生成される。また、ACR は交流電流を制御するため、交流指令値を入力する必要がある。なお、電流指令値は発電機の逆起電力の位相と一致させることによって、高効率制御($i_d=0$ 制御)を実現する。また、発電機が突極性を持つ場合には、最大トルク/電流制御を実現する位相差を設ければよい。一方、負荷側に直流電力を供給するため各アーム電流は直流成分を含む。この直流成分は発電機の動作周期とは関係がないため零相成分として定義できる。従って、電流制御にフィードバックする電流信号は零相成分を除去した正相成分のみでよい。検出したアーム電流から零相成分のみを除去する方法として、座標変換および逆変換を応用する⁽⁵⁾。本方式は、上下のアーム群ごとに回転座標変換および逆変換を行うことで零相成分が除去され、正相成分のみが復元されることを利用している。

〈3・3〉 直列セル間のバランス制御

MMC 降圧整流器の動作中、直列セル間で発生する電圧不平衡を解消する必要がある。セルが多段になっている状態で、かつ電圧不平衡が大きい場合、キャパシタ電圧に偏りが生じ、セルを構成する低耐圧の素子を破壊してしまう恐れがある。しかし、先に示した平均値制御は各キャパシタ間の電圧不平衡を解消する機能は有していないため、各キャパシタ電圧値を均一化するバランス制御を導入する。従来法として有効電力を制御する方式等が提案されているが、制御モデルや制御定数の設計法が明らかにされていなかった。これに対し、提案法では出力直流電圧の分担比をキャパシタ電圧の値に応じて可変することでバランス制御を達成する。本方式の原理は(4)式で表される。

$$V_{mnc_mkj}^* = A_{vd_mkj} V_{mnc}^* \quad m = A, B \quad k = r, s, t, \dots \dots \dots (4)$$

ここで、 $V_{mnc_mkj}^*$ は提案バランス制御を採用した際に生成される各セルの出力直流電圧指令値である。また、 j はアーム内でのセルの識別番号(1~ $n/2$)を表す。 m は上下のアーム群を、 k は各相を示す印字であり、式の両辺で m と k は一致するものとする。 A_{vd_mkj} はキャパシタ電圧値によって調整される各セルの直流電圧分担比であり、(5)式で定義する。

$$A_{vd_mkj} = \frac{1}{2} \frac{V_{cmkj}}{\sum_{x=1}^{n/2} V_{cmkx}} \dots \dots \dots (5)$$

V_{cmkj} は各キャパシタ電圧値であり、式中の分母は各アームにおけるキャパシタ電圧の総和である。キャパシタ電圧が全て平衡している場合、 A_{vd_mkj} が $1/n$ となるが、電圧が変動した場合、その変動に応じて分担比が調整される。例えば、あるキャパシタにおいて充電電圧が他のキャパシタよりも大きい場合、 A_{vd_mkj} が $1/n$ よりも大きくなり、出力直流電圧

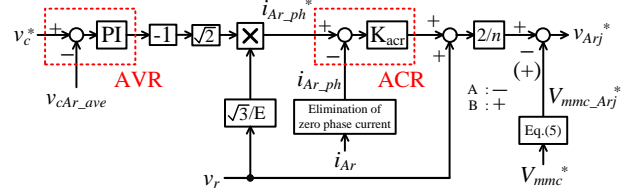


Fig. 3. Control block diagram for step-down rectification in the upper arm of r-phase. The proposed control system is applied to each arm of the MMC in order to control each arm. Moreover, the ACR controls only the AC component of the arm current. j is the index of the cell number.

の分担比も大きくなる。分担比が大きくなることでセルの出力直流電力が大きくなるためキャパシタから電荷が放電され、電圧が降下する。逆に、キャパシタ電圧が他のセルよりも低い場合、分担比が $1/n$ よりも小さくなり、出力直流電力が抑制される。よって、キャパシタの放電が抑制され、充電割合が高くなることで電圧が上昇する。本制御では、分担比以外に設定する制御定数がなく、従来と比べて簡単にバランス制御が構成できる。

4. H ブリッジセルの損失解析

〈4・1〉 アーム電流の解析

アーム電流は動作条件によって変化する。特に、入力電圧と出力電圧の電圧比や入力力率によってはアーム電流が直流になる場合や交流になる場合がある。様々に変化する条件ごとに損失式を導出する場合、式が煩雑になる。この問題を回避するため、入出力電圧比および入力力率を考慮し、アーム電流の一般化を行う。また、一般化したアーム電流から損失式を求めることで動作条件ごとに式を変更することなく、1つの式で損失の算出が可能となる。なお、電圧・電流の定義は図 1 に、セル構成素子の定義は図 2(b) に示したとおりである。また、損失式を導出する過程で、リアクトルのドロップ電圧はセル出力電圧に対して十分小さいと仮定し、無視できるものとする。

初めに、下側セル群の出力電圧 v_{B_cell} およびアーム電流 i_{Br} を(6)式および(7)式のように定義する。

$$v_{B_cell} = \frac{1}{n} \left\{ 2\sqrt{\frac{2}{3}} E \cos(\theta + \phi) + V_{mnc} \right\} \dots \dots \dots (6)$$

$$i_{Br} = -\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \cos\theta + \frac{P}{3V_{mnc}} \dots \dots \dots (7)$$

ここで、 θ は時間変化する位相($=\omega t$)であり、 ϕ は入力電圧と入力電流の位相差を示す。また、 S は入力皮相電力を、 P は入力有効電力となる。キャパシタ電圧が一定に保たれている条件下では、入力有効電力と出力側での消費電力が等しくなるため、 P はシステムの出力電力も意味する。さらに、 S は入力無効電力を Q とした場合、(8)式で表される。

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \dots \dots \dots (8)$$

すでに述べたように MMC は入力の交流電流と出力の直流電圧を制御することからセルの出力電圧およびアーム電

流は直流成分と交流成分をそれぞれ含んだ形となる。さらに、(6)式に示したセルの出力電圧では、入力交流電圧と出力直流電圧が各セルに分圧されるため、段数 n の逆数が係数として掛け合わされる。また、(7)式に示したアーム電流は入出力電力と各電圧値から交流、直流成分を決定できる。

まず、アーム電流の解析として、(7)式より、アーム電流が完全に直流となるには(9)式を満たす必要がある。

$$\frac{P}{3V_{mmc}} \geq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \dots\dots\dots (9)$$

(9)式を変形すると、アーム電流が直流となる条件は(10)式で表される。(10)式の左辺が0以上となる場合、アーム電流は交流成分を含んだ直流電流となる。さらに、(10)式の左辺が0と等しくなる点が、アーム電流が交流化するか直流化するかの臨界点となる。

$$\frac{2}{3} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{V_{mmc}} \cos\phi - 1 \geq 0 \dots\dots\dots (10)$$

さらに、(10)式の第1項より、アーム電流が交流になっている状態で電流の正負符号が切り替わる点 θ_0 は(11)式のように表される。

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left(\frac{2}{3} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{V_{mmc}} \cos\phi \right) \dots\dots\dots (11)$$

(11)式より、図1で示した定義に対して、電流の符号が正となる期間 θ_a は(12)式で、他方、電流の符号が負となる期間 θ_b は(13)式で表される。

$$-\pi \leq \theta_a \leq -\theta_0, \theta_0 \leq \theta_a \leq \pi \dots\dots\dots (12)$$

$$-\theta_0 \leq \theta_b \leq \theta_0 \dots\dots\dots (13)$$

図4に、出力電圧 v_{B_cell} 、アーム電流 i_{Br} および上記の各期間の関係を示した模式図を示す。

〈4・2〉 Hブリッジセルにおける損失式の定義

本制御では、セルの変調に一般的に用いられる三角波比較PWM方式を用いる。よって、Hブリッジセルでは、 S_1 と S_4 がペア、 S_2 と S_3 がペアとなって動作する。本変調方式の場合、ペアの素子は同じDutyで動作し、かつ流れる電流も等しいため発生損失は同じになる。ゆえに、セルの片側レグにおける発生損失を求め、その値を2倍することでセル中の全半導体損失が求められる。下側セル群における1セルあたりの全半導体損失は(14)式となる。

$$P_{B_cell} = 2(P_{S1_Con} + P_{S2_Con} + P_{S1_SW} + P_{S2_SW} + P_{D1_Con} + P_{D2_Con} + P_{D1_Rec} + P_{D2_Rec}) \dots\dots\dots (14)$$

ここで、 P_{B_cell} は1セルあたりの全半導体損失であり、 P_{S1_Con} 、 P_{S2_Con} は S_1 と S_2 における導通損失であり、 P_{S1_SW} 、 P_{S2_SW} はスイッチング損失である。また、 P_{D1_Con} 、 P_{D2_Con} は D_1 と D_2 の導通損失であり、 P_{D1_Rec} 、 P_{D2_Rec} はリカバリ損失である。

〈4・3〉 導通損失の導出

入力電源1周期における導通損失は(15)式で表される⁽⁸⁾。

$$P_{Con} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (V_0 + R i_{B_cell}) i_{B_cell} d_{SD} d\theta \dots\dots\dots (15)$$

ここで、 P_{Con} は導通損失の平均値である。 V_0 は素子に流れる電流がゼロのときの電圧ドロップ値、 R は素子の内部抵抗

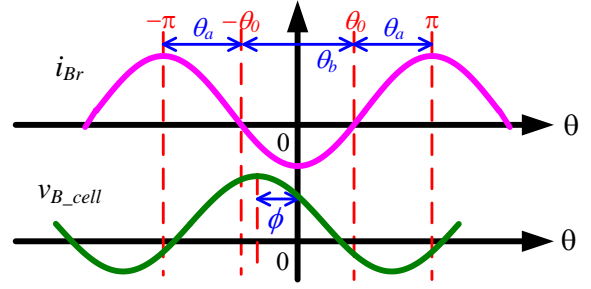


Fig. 4. Relationship between the cell output voltage and the arm current in the lower side of the MMC. θ_a is the section which the positive current flows against the definitional direction of the arm current. θ_b is the section which the negative current flows.

値である。 V_0 、 R はともに使用素子のデータシートから取得する。さらに、 i_{B_cell} は素子に流れる電流であり、 d_{SD} は各素子のDutyを示している。

(7)式に示したアーム電流について、符号が正の時には S_1 と D_2 に電流が流れる。このときの電流 $i_{B_cell_P}$ を(16)式で定義する。他方、アーム電流が負の時には S_2 と D_1 に電流が流れる。このときの電流 $i_{B_cell_N}$ を(17)式で定義する。また、(16)式の変数 θ を θ_a に、(17)式の変数 θ を θ_b に置き換える。また、各積分期間は(12)、(13)式に基づく。

$$i_{B_cell_P} = -\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \cos\theta_a + \frac{P}{3V_{mmc}} \dots\dots\dots (16)$$

$$i_{B_cell_N} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \cos\theta_b - \frac{P}{3V_{mmc}} \dots\dots\dots (17)$$

また、各素子のDutyである d_{S1} 、 d_{S2} 、 d_{D1} 、 d_{D2} は(6)式を基にして(17)式から(20)式でそれぞれ表される。

$$d_{S1} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{1}{nV_c} \left(2\sqrt{\frac{2}{3}} E \cos(\theta_a + \phi) + V_{mmc} \right) \right\} \dots\dots\dots (18)$$

$$d_{S2} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{nV_c} \left(2\sqrt{\frac{2}{3}} E \cos(\theta_b + \phi) + V_{mmc} \right) \right\} \dots\dots\dots (19)$$

$$d_{D1} = 1 - d_{S2} \dots\dots\dots (20)$$

$$d_{D2} = 1 - d_{S1} \dots\dots\dots (21)$$

ここで、 V_c はキャパシタの充電電圧値である。

以上より、 S_1 、 S_2 、 D_1 、 D_2 で発生する導通損失 P_{S1_Con} 、 P_{S2_Con} 、 P_{D1_Con} 、 P_{D2_Con} はそれぞれ(22)式から(25)式となる。

(22)式から(25)式に示した各素子の損失式より、素子を通る電流やDutyの相補性によって各損失式に共通項が存在することがわかる。例えば、アーム電流が正方向に流れている場合、セル中のレグを構成する S_1 と D_2 が導通する。他方、アーム電流が負の場合は S_2 と D_1 を電流が流れる。つまり、電流が流れる上でペアとなる素子には同じ電流が流れるため、両者の導通損失式には共通する項が発生する。つまり、(22)式と(25)式においてセル段数 n が分母に存在する係数以外の項は同じとなる。また、 S_2 と D_1 のペアにも同様の関係性が見られる。さらに、(18)式と(21)式に示すように、 S_1 と D_2 のDutyには相補的な関係があり、(22)式および(25)

式中のセル段数 n が分母に存在する係数前の正負符号のみが変わる。この関係は S_2 と D_1 においても成立する。

$$P_{B_S1_Con} = \frac{V_{0_SW}}{4\pi} \left[\left(1 + \frac{V_{mmc}}{nV_C} \right) \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \sin \theta_0 + \frac{2}{3} \frac{P}{V_{mmc}} (\pi - \theta_0) \right\} \right. \\ \left. + \frac{1}{nV_C} \left\{ -\frac{P}{3} (2(\pi - \theta_0) - \sin 2\theta_0) - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PE}{V_{mmc}} \cos \phi \sin \theta_0 \right\} \right] \\ + \frac{R_{SW}}{4\pi} \left[\left(1 + \frac{V_{mmc}}{nV_C} \right) \left\{ \frac{1}{12} \frac{S^2}{E^2} (2(\pi - \theta_0) - \sin 2\theta_0) + \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PS}{EV_{mmc}} \sin \theta_0 \right\} \right. \\ \left. + \frac{2}{9} \frac{P^2}{V_{mmc}^2} (\pi - \theta_0) \right] + \frac{1}{nV_C} \left\{ -\frac{1}{6} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PS}{E} \left(3 \sin \theta_0 + \frac{1}{3} \sin 3\theta_0 \right) \right. \\ \left. - \frac{4}{9} \frac{P^2}{V_{mmc}^2} \left((\pi - \theta_0) - \frac{1}{2} \sin 2\theta_0 \right) - \frac{4}{9} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P^2 E}{V_{mmc}^2} \cos \phi \sin \theta_0 \right\} \quad (22)$$

$$P_{B_S2_Con} = \frac{V_{0_SW}}{4\pi} \left[\left(1 - \frac{V_{mmc}}{nV_C} \right) \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \sin \theta_0 - \frac{2}{3} \frac{P}{V_{mmc}} \theta_0 \right\} \right. \\ \left. - \frac{1}{nV_C} \left\{ \frac{P}{3} (2\theta_0 + \sin 2\theta_0) - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PE}{V_{mmc}} \cos \phi \sin \theta_0 \right\} \right] \\ + \frac{R_{SW}}{4\pi} \left[\left(1 - \frac{V_{mmc}}{nV_C} \right) \left\{ \frac{1}{12} \frac{S^2}{E^2} (2\theta_0 + \sin 2\theta_0) - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PS}{EV_{mmc}} \sin \theta_0 \right\} \right. \\ \left. + \frac{2}{9} \frac{P^2}{V_{mmc}^2} \theta_0 \right] - \frac{1}{nV_C} \left\{ \frac{1}{6} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PS}{E} \left(3 \sin \theta_0 + \frac{1}{3} \sin 3\theta_0 \right) \right. \\ \left. - \frac{4}{9} \frac{P^2}{V_{mmc}^2} \left(\theta_0 + \frac{1}{2} \sin 2\theta_0 \right) + \frac{4}{9} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P^2 E}{V_{mmc}^2} \cos \phi \sin \theta_0 \right\} \quad \dots (23)$$

$$P_{B_D1_Con} = \frac{V_{0_FWD}}{4\pi} \left[\left(1 + \frac{V_{mmc}}{nV_C} \right) \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \sin \theta_0 - \frac{2}{3} \frac{P}{V_{mmc}} \theta_0 \right\} \right. \\ \left. + \frac{1}{nV_C} \left\{ \frac{P}{3} (2\theta_0 + \sin 2\theta_0) - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PE}{V_{mmc}} \cos \phi \sin \theta_0 \right\} \right] \\ + \frac{R_{FWD}}{4\pi} \left[\left(1 + \frac{V_{mmc}}{nV_C} \right) \left\{ \frac{1}{12} \frac{S^2}{E^2} (2\theta_0 + \sin 2\theta_0) - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PS}{EV_{mmc}} \sin \theta_0 \right\} \right. \\ \left. + \frac{2}{9} \frac{P^2}{V_{mmc}^2} \theta_0 \right] + \frac{1}{nV_C} \left\{ \frac{1}{6} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PS}{E} \left(3 \sin \theta_0 + \frac{1}{3} \sin 3\theta_0 \right) \right. \\ \left. - \frac{4}{9} \frac{P^2}{V_{mmc}^2} \left(\theta_0 + \frac{1}{2} \sin 2\theta_0 \right) + \frac{4}{9} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P^2 E}{V_{mmc}^2} \cos \phi \sin \theta_0 \right\} \quad (24)$$

$$P_{B_D2_Con} = \frac{V_{0_FWD}}{4\pi} \left[\left(1 - \frac{V_{mmc}}{nV_C} \right) \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \sin \theta_0 + \frac{2}{3} \frac{P}{V_{mmc}} (\pi - \theta_0) \right\} \right. \\ \left. - \frac{1}{nV_C} \left\{ -\frac{P}{3} (2(\pi - \theta_0) - \sin 2\theta_0) - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PE}{V_{mmc}} \cos \phi \sin \theta_0 \right\} \right] \\ + \frac{R_{FWD}}{4\pi} \left[\left(1 - \frac{V_{mmc}}{nV_C} \right) \left\{ \frac{1}{12} \frac{S^2}{E^2} (2(\pi - \theta_0) - \sin 2\theta_0) + \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PS}{EV_{mmc}} \sin \theta_0 \right\} \right. \\ \left. + \frac{2}{9} \frac{P^2}{V_{mmc}^2} (\pi - \theta_0) \right] - \frac{1}{nV_C} \left\{ -\frac{1}{6} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{PS}{E} \left(3 \sin \theta_0 + \frac{1}{3} \sin 3\theta_0 \right) \right. \\ \left. - \frac{4}{9} \frac{P^2}{V_{mmc}^2} \left((\pi - \theta_0) - \frac{1}{2} \sin 2\theta_0 \right) - \frac{4}{9} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P^2 E}{V_{mmc}^2} \cos \phi \sin \theta_0 \right\} \quad (25)$$

(4.4) スイッチング損失の導出

スイッチング損失の平均値は(26)式によって表される⁽⁸⁾。

$$P_{Sw(Rec)} = V_C \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_B d\theta \frac{w}{V_{dcd} I_{md}} f_c \quad \dots (26)$$

ここで、 w はデータシートから読み取る損失エネルギーである。また、 V_{dcd} と I_{md} は損失エネルギー w を取得した際の電圧値、電流値であり、 f_c はスイッチング周波数である。

(26)式より、片方のレグにおける各素子のスイッチング損失およびリカバリ損失は(27)式から(30)式で表される。

$$P_{B_S1_SW} = \frac{V_C}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \sin \theta_0 + \frac{P}{3V_{mmc}} (\pi - \theta_0) \right\} \frac{w_{on} + w_{off}}{V_{dcd} I_{md}} f_c \quad (27)$$

$$P_{B_S2_SW} = \frac{V_C}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \sin \theta_0 - \frac{P}{3V_{mmc}} \theta_0 \right\} \frac{w_{on} + w_{off}}{V_{dcd} I_{md}} f_c \quad \dots (28)$$

$$P_{B_D1_Rec} = \frac{V_C}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \sin \theta_0 - \frac{P}{3V_{mmc}} \theta_0 \right\} \frac{w_{rr}}{V_{dcd} I_{md}} f_c \quad \dots (29)$$

$$P_{B_D1_Rec} = \frac{V_C}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \sin \theta_0 + \frac{P}{3V_{mmc}} (\pi - \theta_0) \right\} \frac{w_{rr}}{V_{dcd} I_{md}} f_c \quad \dots (30)$$

ここで、 w_{on} 、 w_{off} はそれぞれターンオン損失エネルギー、ターンオフ損失エネルギーであり、 w_{rr} はリカバリ損失エネルギーを示している。

5. ミニモデルによる実機検証

(5.1) MMC 整流器の基本動作検証

系統 200 V 系のミニモデルを用いて提案システムの実機検証を行う。なお、1 相あたりのセルを 4 段とする。

図 5 に入力相電圧、入力電流および出力電圧波形を示す。結果より、入力力率がほぼ 1 になっていることがわかる。さらに、リアクトルの %Z が 2.5% のとき、入力電流 THD は 5.6% と低い値になっている。また、図 5 下段の波形は出力直流電圧波形であり、出力電圧が 65 V 付近に一定に保たれており、降圧整流動作が実現できている。

図 6 にキャパシタ電圧波形を示す。結果より、全電圧が長周期において発散や大きな変動なく、指令値である 120 V 付近に一定に保持されていることがわかる。また、このときの指令値と各キャパシタ電圧値の平均値との誤差は最大でも 5% 未満であり、良好な結果が得られている。

(5.2) 損失式とシミュレーションモデルの比較評価

導出した損失式について、回路シミュレーションとの比較を行い、その妥当性を評価する。

表 1 に損失を算出する際の回路条件を示す。また、使用想定素子として 1MBH-060-030 (富士電機) を挙げ、データシート上の導通損失データを直線近似し、 V_0 、 R を算出する。

図 7(a),(b) に、 S_1 および S_2 における導通損失の比較結果をそれぞれ示す。結果として、入力力率を 0 から 1 まで可変した際、両素子において損失式とシミュレーションの算出値が一致していることがわかる。また、誤差は最大でも 1% 程度となる。さらに、(b) に示した S_2 の結果において、入力力率が 0.5 付近で導通損失がゼロになっている。これは、0.5 付近でアーム電流が直流化し、 S_2 に電流が流れなくなるためである。以上より、電流が交流から直流へ変化した場合

も式を変更することなく導通損失を求めることができる。

図 7(c),(d)に、 S_1 および S_2 におけるスイッチング損失の比較結果をそれぞれ示す。導通損失の場合と同様、損失式とシミュレーションの算出値が一致していることがわかる。また、誤差は最大でも 1% 程度である。さらに、(d)に示したように S_2 のスイッチング損失が入力力率 0.5 以上で損失がゼロとなっている。以上の結果より、アーム電流が交流から直流へ変化した場合も導出式を用いることで式を変更することなくスイッチング損失を求めることができる。

6. 結論

本論文では、MMC を用いたトランスレス降圧整流器を構成する H ブリッジセルの半導体損失式導出について報告した。損失式の導出においては、アーム電流がシステムの動作条件によって様々に変化することに着目し、入出力電圧比や入力力率を踏まえて解析を行った。その結果として、動作条件ごとに用いる損失式を変更することなく、セルの半導体損失を求められるようになった。さらに、実機検証として、系統 200 V 系におけるミニモデルを用いた実験を行った。その結果、入力電流 THD は 5.6% に抑制でき、各キャパシタ電圧は、指令値に対して 5% 未満の誤差で一致した。また、三相入力電圧 200 V から直流電圧 65 V に降圧動作できることを確認した。最後に、導出した損失式とシミュレーションによって算出した損失を比較したところ、最大誤差 1% で一致することを確認した。

今後は、導出した損失式を用いて高パワー密度を実現する設計方法やセル構成素子の耐圧とセル段数の変更に伴う効率の変化などの検討を行う予定である。

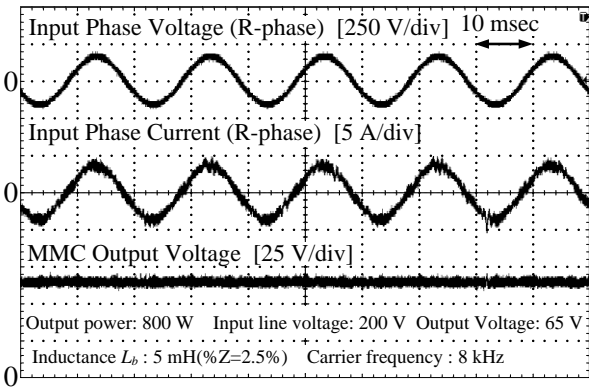


Fig. 5. Waveforms of input voltage, input current and output voltage. The unity power factor is obtained in the input stage. The THD of the input current is 5.6% when the %Z of the inductor is 2.5%.

文 献

- (1) H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.25, No.12, pp.3066-3075 (2010)
- (2) T. Senju, T. Nakaji, K. Uezato, and T. Funabashi, "A Hybrid Power System Using Alternative Energy Facilities in Isolated Island", IEEE Trans. on Energy conversion, Vol.20, No.2, pp.406-414 (2005)

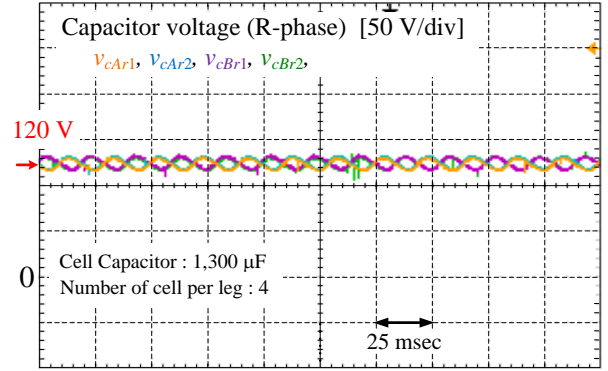


Fig. 6. Waveforms of the capacitor voltage in r-phase leg. The proposed system maintains the capacitor voltage of each H-bridge cell to the voltage command of 120 V. In addition, the maximum voltage error between the capacitor voltage command and the measured voltage is 5% or less.

Table 1. Parameters of switching device loss calculation.

Input apparent power S	1 kVA	Number of cell n	4
Input line voltage E	200 V _{rms}	Capacitor voltage V_C	130 V
Output voltage V_{mmc}	80 V	Carrier frequency f_c	10 kHz
Drop voltage of switch V_{0_sw}	1.5 V		
Resistance of switch R_{sw}	0.02 Ω		
Turn-on energy of switch w_{on}	8.4 mJ @ $V_{dcd}=300$ V $I_{dcd}=50$ A		
Turn-off energy of switch w_{off}	7.8 mJ @ $V_{dcd}=300$ V $I_{dcd}=50$ A		

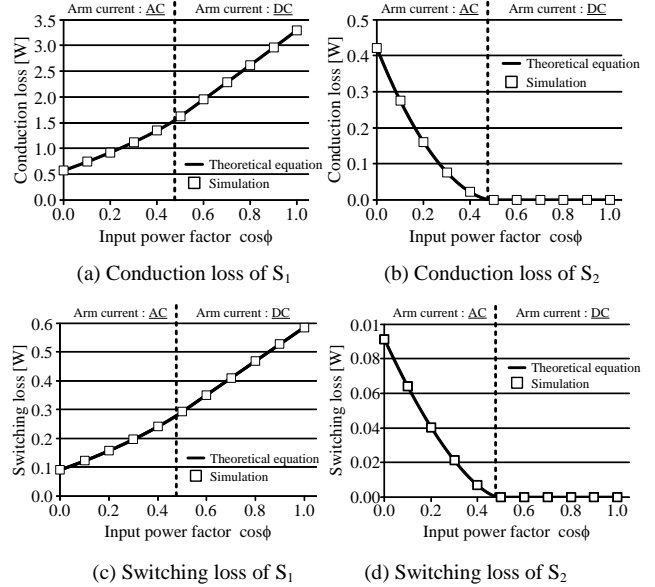


Fig. 7. Evaluation results of the conduction loss and the switching loss between the theoretical value and the simulation value. The maximum error is 1% or less in both case which the arm current is AC and DC.

- (3) 内閣府: 「エネルギー戦略協議会(第 3 回) 洋上風力発電システムの開発施策説明資料」(2014)
- (4) 萩原, 赤木: 「モジュラー・マルチレベル変換器(MMC)の PWM 制御法と動作検証」, 電学論 D Vol. 128, No.7, pp.957-965 (2008)
- (5) T. Nakanishi, J. Itoh: "Modular Multilevel Converter for Wind Power Generation System connected to Micro-grid" ICRERA, No.219, (2014)
- (6) M. W. Cong, Y. Avenas, M. Miscevic, R. Mitova, J. P. Lavieville, and P. Lasserre: "Thermal analysis of a submodule for modular multilevel converters", APEC2014, pp.2675-2681 (2014)
- (7) S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, and R. Sommer: "Modulation, Losses, and Semiconductor Requirements of Modular Multilevel Converters", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.57, No.8, pp.2633-2642 (2010)
- (8) Y. Kashihara, J. Itoh: "Power Losses of Multilevel Converters in Terms of the Number of the Output Voltage Levels", The 2014 International Power Electronics Conference, Vol. , No. 20A4-4, pp. 1943-1949 (2014)