自動電圧バランス機能を有するマルチセルを用いた 双方向単相中圧 Solid-State Transformer の実機検証

青柳 和樹* 日下 佳祐 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Experimental Verification of Bidirectional Single-Phase Medium-Voltage Solid-State Transformer using Multi Cell with Automatic Voltage Balance Capability Kazuki Aoyagi^{*}, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a single-phase solid-state transformer (SST), which has an automatic capacitor voltage balancing capability on a primary side. In the proposed SST, it is possible to reduce the number of switches compared to a conventional SST. Besides, the scale model of SST is tested in order to confirm the bidirectional operation with an input voltage of 200 V. As a result, the sinusoidal input current is obtained with a total harmonic distortion of 4.2%. In addition, it is confirmed that the primary side capacitor voltage of each cell is kept constant and balanced without a voltage balance control. Moreover, the loss analysis is derived in each part and compared with the experimental result. The error of the loss between the experimental result and the calculation is less than 5%.

キーワード: Solid-State Transformer, 力率改善回路, LLC 共振形コンバータ, 高周波トランス (Solid-State Transformer, Power factor correction converter, LLC resonant converter, High-frequency transformer)

1. はじめに

近年,スマートグリッドや大規模ビル,データセンタなどの省エネルギー化を実現する一手法として直流配電システムが注目されている^(1,2)。これまでの交流配電システムでは 機器に個別に AC-DC 変換器を接続する必要があるため,損 失の増加およびシステムが大型化する。それに対し,直流配 電システムでは AC-DC 変換器が不要なためシステムの高効 率化および小型化が期待できる。

加えて,従来の配電システムでは,中圧(6.6 kV)の電力系 統から数百 V への降圧および系統と配電網間の電気的絶縁 を図るために柱上トランスのような大型の変圧器が必要と なる⁽³⁾。柱上トランスは商用周波数で絶縁するため体積およ び重量が増大する。さらに,冷却と絶縁のために油を使用し ていることから環境への悪影響が懸念される。

上記の問題を解決する一手法として,近年 Solid-State transformer(以下,SST)が注目され,盛んに研究されてい る⁽⁴⁻⁶⁾。SST は絶縁部に従来の商用周波数トランスの代わり に高周波トランスを使用する。その結果,商用周波数トラン スと比較してトランス部の大幅な小型化が可能となる。同 時に,力率改善や高調波抑制,有効・無効電力制御等の付加 機能を持たせることができる⁽⁷⁾。 また,SST は複数のコンバータを多段化して構成する方 法が多く採用されている。これはセルあたりの印加電圧を 低減でき,低耐圧の低オン抵抗,高速スイッチング可能な素 子を使用できる。さらに,多段化しキャリアの位相をずらす ことでインダクタに印加される電圧の高調波を抑制でき, インダクタが小型化できるなど,多くの利点を有する⁽⁸⁾。

しかし、コンバータの多段化は使用素子および部品点数 の大幅な増加を招く。特に、スイッチング素子の増加はゲー ト駆動回路の増加を招き、主回路を駆動するためのインタ ーフェースを含めたシステムが複雑化する⁽⁹⁾。さらに、各コ ンデンサ電圧に対してバランス制御が必要となる⁽¹⁰⁾。また、 各セル内でコンデンサ電圧を一定にするために大容量のコ ンデンサが必要となり、小型化を阻む一因となる⁽¹¹⁾。

本論文では、電圧バランス制御を行うことなく、セル間の コンデンサ電圧バランスを自動的に実現可能な SST を提案 する。提案回路では二次側を並列に接続された LLC 共振形 コンバータを用いることにより、DC/DC コンバータの電力 制御を行うことなく電力脈動成分を二次側に透過できるた め、一次側コンデンサを自動的にバランスできる。さらに、 前段に電源と同期してスイッチングする整流回路を有し、 直流部分で多段化する。この結果、MMCをベースとした回 路に比べてセルの利用率を2倍に向上できる。加えて、直流



Fig. 1. Circuit configuration of proposed bidirectional single-phase SST.

中間部には小容量のコンデンサを使用できるためシステム の大幅な小型化が期待できる。

2. 提案システム構成

図1に提案回路構成を示す。また、表1にシステムの仕様を示す。提案回路では整流器を全てのセルコンバータに対して共通化し、直流電圧を得ることで必要素子数を従来方式と比べて約30%低減することが可能である⁽¹²⁾。整流器に使用するスイッチング素子は高耐圧なものが必要となるが、商用周波数でしかスイッチングしないため、スイッチング速度の遅い素子で良い。セルコンバータは昇圧チョッパ回路とLLC 共振形コンバータから構成される。昇圧チョッパ回路は力率改善動作を行い、電源電流を正弦波化する。LLC 共振形コンバータは電源周波数に対して十分に高い周波数で駆動することで、トランス部の大幅な小型化を達成する。

さらに、セルコンバータの電源側を直列多段化すること で、系統電圧を接続数に応じて分圧し、セル1つあたりに印 加される電圧を低減する。これにより、PFC 回路の耐圧を低 減することができるため、半導体スイッチは低耐圧、低オン 抵抗素子を適用できる。

〈2・1〉 スナバ回路

提案回路では,双方向動作を達成するためにスナバ回路 を活用する。回生動作時において,デッドタイム期間中にス ナバ回路に電流を流入させることで電流経路を確保する。 また,過電流検出に伴う全ゲート遮断時において,スナバ回 路では昇圧リアクトルで発生する全エネルギーを担保しな ければならない。したがって,スナバ回路に使用するコンデ ンサ容量は以下の(1)式を満たす必要がある。

 $C_{ssb} \ge \frac{L_b I_{max}^2}{\Lambda V^2} \qquad (1)$

ここで、*I*maxは過電流検出時の電流、*ΔV*は電圧上昇値で ある。抵抗は以下の(2)式を満たすように設計する。

$$R_{abb} \le \frac{2V_{clamp}\Delta V}{L_b I_{max}^2 f_{sw_{-}rec}}$$
(2)

Table 1. Selected devices of prototype.

Parameter	Symbol	Value
Input voltage	Vin	1320 V _{rms}
Rated output power	Pout	2 kW
Rated output voltage	Vout	320 V
Snubber capacitor	C_{snb}	1.4 µF
Sunbber resistance	R _{snb}	94 kΩ
Boost inductor	L	24 mH
	L_b	(% Z = 0.87%)
Primary side capacitor	C_1	48 µF
Resonant capacitor	C_s	204 nF
Leakage inductor	L_s	50 µH
Secondary side capacitor	Cout	8200 μF
Switching frequency of rec.	f _{sw_rec}	50 Hz
Switching frequency of PFC	f _{sw_pfc}	10 kHz
Resonant frequency	f_o	50 kHz
Number of cells	m	3
Trans turns ratio	N_1/N_2	1.0

ここで、 f_{sw_rec} は一次側整流器のスイッチング周波数、 V_{clamp} はクランプ電圧であり、素子定格に対してマージンを 持つように設定する。今回は 20%のマージンで設計してい る。

〈2·2〉 力率改善(PFC)回路(昇圧チョッパ)

昇圧チョッパは一般的な PFC 回路と同様に昇圧リアクト ル電流を全波整流状に制御することで,電源側の力率を改 善する。ここで,セルの総和出力電圧 Veqに含まれる等価ス イッチング周波数 feaは(3)式で表される。

ここで, m はセルの段数, fsw_pfc は PFC 回路のスイッチン グ周波数である。各セルは位相シフトキャリアによってス イッチングする。その結果, 各セルの出力総和電圧に含まれ るスイッチング周波数成分は段数に比例して増加する。イ ンダクタンスは周波数に反比例するため,段数の増加に伴 い,小型化が可能となる。

<2·3> LLC 共振形コンバータ

LLC 共振形コンバータは、高周波トランスの漏れインダ クタンス L_sとトランスの一次側に接続されるコンデンサ C_s の直列共振を利用する。共振周波数に対して LLC 共振形コ ンバータのスイッチング周波数を合わせることで、各スイ ッチは共振電流のゼロクロス付近でターンオン、ターンオ フする。これにより、スイッチング損失を大幅に低減するこ とが可能である。ここで、LLC 共振の共振周波数 f₀ は(4)式 で与えられる。

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \tag{4}$$

また,本システムでは一次側に対して常に昇圧動作をさ せるためにトランスの巻数比Nを(5)式を満たすように設計 する。

$$N = \frac{N_1}{N_2} \ge \frac{\sqrt{2}V_{in}}{2m\lambda V_{out}} \tag{5}$$

ここで, λは昇圧チョッパ部の変調率である。

<2·4〉 制御方法

図2にPFC回路の制御ブロック図を示す。本制御は昇圧 リアクトル電流制御(ACR)を用いる。ACRでは、電源側の力 率を改善するためにPFC回路の入力段に接続されたインダ クタの電流を全波整流状に制御する必要がある。したがっ て、電流指令値L*は(6)式で与えられる。

ここで, *I_{amp}*は振幅指令である。位相情報は電源電圧を検 出することで取得する。

三角波比較部では、位相シフトされたキャリアと比較し ゲート信号を生成する。位相シフトキャリアを用いること で各セルコンバータのスイッチングのタイミングは異な る。その結果、電源電圧が分圧され、低耐圧素子が使用でき る。さらに、インダクタに印加される電圧変化幅を低減する ことができるため、リプル電流の低減が可能となる。

本制御の特徴は各セルの一次側コンデンサ電圧 V_{dc1}のバ ランス制御が不要であることである。直列多段構成では、コ ンデンサ容量のばらつき等により、コンデンサ電圧にアン バランスを生じる可能性がある。加えて、DAB コンバータ のような回路方式の場合、電力に応じてトランスの入出力 電圧の位相差を制御する必要がある。しかし、提案回路では 二次側を並列接続された LLC 共振形コンバータを使用し Duty50%で動作させることにより、DC/DC コンバータの電 力制御しなくても電力脈動成分を二次側に透過できる。し たがって、一次側コンデンサ電圧は負荷に応じてなし崩し 的に決定される。これにより、各セルのコンデンサに対する 電圧バランス制御が不要となる。



Fig. 2. Control block of PFC converter in proposed circuit. Table 1. Switching mode of LLC resonant converter and rectifier.

	$S_1 \sim S_4$	$S_{\text{llc11}} \sim S_{\text{llc12}}$	$S_5 \sim S_8$	
Switching frequency	50 Hz	50 kHz (= f_o)		
Duty ratio	50%			

Table 2. Selected devices of prototype for bidirectional operation.

Circuit topology	Part	Туре	Maximum ration
Single-phase rectifier	$S_1 \sim S_4$	-	3300 V
PFC converter	$S_{pfc11} \sim S_{pfc12}$		
LLC resonant converter	$S_{llc11} \sim S_{llc12}$	SCT2080KE	1200 V 40 A
Secondary side rectifier	$S_5 \sim S_8$		

表1に一次側整流器およびLLC 共振形コンバータ,二次 側整流器のスイッチング状態を示す。一次側整流器は Duty50%の電源周波数と同期したパルスを使用することで, 極性反転のみを行う。LLC 共振形コンバータはターンオン, ターンオフでソフトスイッチングを達成するためにスイッ チング周波数を共振周波数と同等に設定し,Duty50%でオー プンループ駆動させる。二次側整流器はLLC 共振形コンバ ータと同期したスイッチングパルスを用いる。

実機による動作検証

本章では,実機実験による双方向動作の検証を行う。表2 に使用素子を示す。なお,今回は実機による基礎検証のため セル段数を3段としている。

<3·1> 力行動作

力行動作検証において,入力電圧は系統 6.6 kV の 1/5 で ある 1320 V として試験を行った。この時,一次側整流器部 にはダイオードモジュールを用いている。図 3 に力行動作 時の入力電圧,入力電流および出力電圧波形を示す。図 3 よ り,SST は大きなひずみなく動作していることがわかる。入 力電流においては,入力電圧と同位相の正弦波となってお り力率 1 で動作している。この時の入力電流 THD は 4.3% である。出力電圧においては,指令値である 320 V に追従し ており,SST による降圧動作が実現されている。



Fig. 5. Output voltage of all cells at power running.

図4に出力電力を0.8p.u.から1p.u. (2 kW)へ変化させた際の各セルの一次側コンデンサ電圧を示す。図4より,一次側コンデンサ電圧は負荷変動した場合においても,平均値は一定に保たれ,最大値も各セルでほぼ同じ値を示している。したがって,一次側コンデンサ電圧はバランス制御なしでも均等に保たれることがわかる。

図 5 に各セルの総和出力電圧波形の全体図と拡大図を示 す。図 5(a)より、セルの出力電圧は3段のマルチレベル波形 となっており、各段で段飛びしていないことから入力電圧 が均等に分圧されていることが確認できる。図 5(b)より、出 力総和電圧の等価スイッチング周波数は段数倍の 30 kHz で あることが確認できる。

<3·2> 回生動作

図 6 に回生動作時の入力電圧,入力電流およびセルの出 力電圧波形を示す。なお,回生動作試験においては基本動作 確認のため系統側を 200 V 系統とする。また,負荷側には回 生電源を使用し,出力電圧は 50 V としている。波形より, 入力電流が入力電圧に対して反転していることから回生動 作が達成されていることが確認できる。この時の入力電流 THD は4.2%である。各セルの総和出力電圧波形においては, 回生動作時も 3 段のマルチレベル波形となっており,各段 で段飛びしていないことから入力電圧が均等に分圧されて いることが確認できる。この時,効率は 92.9%である。

〈3・3〉 双方向切り替え動作確認

図 7 に力行動作から回生動作へ切替えた場合の基本動作 波形を示す。力行動作時,入力電流は入力電圧に対して同位



Fig. 6. Operation waveform at regeneration.

相の正弦波となっていることから力行動作が実現されてい る。一方で、回生動作時には入力電流が入力電圧波形に対し て反転しており回生動作が実現されている。以上より、力行 動作から回生動作へ変化した場合でも大きなひずみなく動 作することが可能であることがわかる。

図 8 に双方向動作時の各セルにおける一次側コンデンサ 電圧を示す。波形より、動作が切り替わった場合でも各セル のコンデンサ電圧はバランス制御なしに均等に保たれるこ とがわかる。

4. 双方向動作における損失解析

SST の変換器損失は(i)一次側整流器, (ii)PFC, (iii)LLC,

(iv)二次側整流器に分離して考える。

出力側に接続されている電解コンデンサに流入する電流 リプルは電力脈動成分だけでなく、スイッチングリプル成 分も流入するため解析的に導出することは困難である。そ のため、電解コンデンサに流入する電流をシミュレーショ ンにより導出する⁽¹³⁾。ここで、電流実効値係数 *K*_{cap} を導入 し、(7)式にて電流実効値を求める。

 $I_{rms_cap} = K_{cap}(\phi, \lambda) I_{out} \dots (7)$

ここで, *Iout* は出力直流電流値の平均値であり, *Kcap* はシ ミュレーションにより導出する。図 10 に電流実効値係数 *Kcap* のシミュレーション結果を示す。ミニモデルにおいて, 変調率1は 0.94 となることから, *Kcap* は 0.83 となる。

〈4·1〉一次側整流器

スイッチの導通損失 *Pcon* は,スイッチのオン電圧とスイ ッチに流れる電流から導出することができ,(8)式にて表さ れる。

$$P_{con} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} v_{on} i_{sw} d\omega t \qquad (8)$$

ここで, von はスイッチのオン電圧, isw は素子に流れる電流である。一次側整流器においてスイッチのオン電圧,素子に流れる電流はそれぞれ(9), (10)式にて表される。

$$v_{on} = r_{on}\sqrt{2} \frac{P}{V_{in}} \sin(\omega t) + v_0 \dots$$
(9)

$$i_{sw} = \sqrt{2} \frac{P}{V_{in}} \sin(\omega t) \tag{10}$$

ここで, *r*_{on} はスイッチのオン抵抗, *P* は定格電力, *V*_{in} は 入力電圧である。また,スイッチング素子は MOSFET を使 用することから,(9)式において *v*₀=0 とすることができる。 さらに,力率1制御を行うため(10)式において入力電圧との 位相差は考慮しない。

以上より,一次側整流器における素子 1 つあたりの導通 損失 *P*_{con pri} rec は(11)式で表される。

〈4・2〉 PFC 部

PFC 部における素子 1 つ当たりの導通損失 *P*_{con_PFC} は(12) 式で表される。

$$P_{con_{PFC}} = \frac{1}{2} r_{on} I_L^2$$
 (12)

ここで, L は昇圧リアクトルに流れる電流実効値である。 一方,スイッチング損失はスイッチに印加される電圧と スイッチに流れる電流に比例すると仮定すると(13)式で表 される。



入力電圧, *m*はセル段数, *f*_{sw}はキャリア周波数, *E*_{nom} と *I*_{nom} はデータシート上のターンオン損失とターンオフ損失の測 定条件時の電圧と電流, *e*_{on} と *e*_{off}はそれぞれスイッチング1 回のターンオン損失とターンオフ損失である。

〈4・3〉 LLC 部

LLC 部の MOSFET による損失は,全領域で ZCS が達成 されていると仮定すると,素子のオン抵抗による導通損失 のみである。したがって,素子1つあたりの導通損失 *Pcon_LLC* は(14)式で表される。

ここで、N1は高周波トランスの一次側巻き数、N2は二次 側巻き数, Lout は出力電流である。

また、二次側整流器における素子 1 つあたりの通損失 Pcon_sec_rec は(15)式で表される。

〈4·4〉損失内訳

導出した損失式を基に図 1 のミニモデルにおける損失分 離を行う。図 11 に力行,回生の両動作における算出した各 部の損失の割合と実機実験により取得した損失分離の結果 を示す。実験により得られた損失と比較して計算値は両動 作において誤差5%以下で一致している。

結論 6.

本論文では、各セルの一次側コンデンサに対して電圧バ ランス制御が不要な SST の回路を提案した。実機検証では、 セル段数 3 段のミニモデルにおいて双方向動作が実現でき ていることを確認した。力行動作においては,入力電圧を6.6 kVの1/5の1320Vとし実験を行った。結果として、入力電 流は入力電圧に対して力率 1 で動作していることを確認し た。この時,入力電流 THD は 4.3% であった。一方,回生動 作においては、入力電流は入力電圧に対して 180 度位相差 となっており、回生動作が実現できていることを確認した。 この時,入力電流 THD は 4.2% であった。さらに,両動作に おいて、各セルの一次側コンデンサ電圧は全セルで均等に なっており、バランス制御なしでも平均値が一定に保たれ ることを確認した。

今後は、小型化を目的として一次側コンデンサ容量をさ らに低減した場合の動作確認を行い、設計指針の明確化を 図る。

献

文

[%]

Loss

20

0

- (1) X. She, X. Yu, F. Wang and A. Q. Huang: "Design and Demonstration of a 3.6-kV-120V/10-kVA Solid-State Transformer for Smart Grid Application", IEEE Trans., Vol.29, No.8, pp.3982-3996 (2014)
- (2)Meiqin Mao, etc. "Accurate Output Power Control of Converters for

Experiment

Calculation

Power running



Experiment

- LLC_switching loss
- LLC_conduction loss
- PFC_switching loss
- PFC_conduction loss
- Boost inductor
- Snubber loss
- Primary side rectifier conduction loss

Fig. 11. Loss distribution result by experiment and calculation at bidirectional operation.

Regeneration

Calculation

Microgrids Based on Local Measurement and Unified Control", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.4, pp.331-338, (2015)

- (3)Toshiki Nakanishi, and Jun-ichi Itoh,"Control Strategy for Modular Multilevel Converter based on Single-phase Power Factor Correction Converter", IEEJ J. Industry Applications, vol.6, no.1, pp.46-57, (2017).
- X. Yu, X, She, X. Zhou, X. Ni and A. Q. Huang: "Sysytem Integration and (4)Hierarchical Power Management Strategy for a Solid-State Transformer Interfaced Microgrid System", IEEE Trans., Vol.29, No.8, pp.4414-4425 (2014)
- Gabriel Ortiz, etc. "Design and Experimental Testing of a Resonant DC-DC (5) Converter for Solid-State Transformers", IEEE Trans., Vol.32, No.10, pp.7534-7542 (2017)
- Mizuki Nakahara, and Keiji Wada, "Loss Analysis of Magnetic Components (6)for a Solid-State-Transformer", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.7, pp.387-394, (2015)
- J. W. Kolar and G. Ortiz: "Solid-State-Transformers: Key Components of (7)Future Traction and Smart Grid Systems", IPEC 2014, pp.22-35 (2014)
- 野下裕市,伊東淳一:「12 スイッチで構成する 5 レベル PWM 整流 (8) 器の高周波電源下での動作検証」,電学論 D, Vol. 132, No. 1, pp. 35-41 (2012)
- H. Hwang, X. Liu, J. Kim and H. Li: "Distributed Digital Control of (9) Modular-Based Solid-State Transformer Using DSP+FPGA" IEEE Trans., Vol.60, No.2, pp.670-680 (2013)
- (10) 中西俊貴, 伊東淳一: 「H ブリッジセルを用いた降圧形モジュラーマ ルチレベルコンバータの高パワー密度設計に関する検討」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, Vol., No., pp. (2015)
- (11) X. She, A. Q. Huang and R. Burgos: "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems", IEEE Journal, Vol.1, No.3, pp.186-198 (2013)
- (12) 青柳和樹,中西俊貴,伊東淳一:「マルチセルを用いた単相中圧 Solid-State Transformer の実機検証」,電力技術/電力系統技術/半導体 電力変換合同研究会, Vol., No. PE-17-035, PSE-17-035, SPC-17-084, pp. 85-90 (2017)
- (13) 櫻庭友和, 日下佳祐, 折川幸司, 伊東淳一: 「パワーデカップリング 技術を用いた単相インバータで高パワー密度を実現するためのコン ポーネントへの要求」,電子デバイス/半導体電力変換合同研究会, EDD-15-090/SPC-15-172, pp. (2015)



Fig. 10. Current coefficient of output capacitor.