

マルチセルを用いた単相中圧 Solid-State Transformer の実機検証

青柳 和樹* 中西 俊貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of Single-Phase Medium-Voltage Solid-State Transformer using Multi Cell

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

This paper proposes a simple circuit configuration and a control strategy of Solid-State Transformer (SST). In the proposed circuit, it is possible to reduce the volume of heat sinks and passive components by using low voltage switching device with low loss characteristic and high frequency operation. Moreover, the circuit employed with the proposed control strategy operates stably even when the ripple voltage is large. Besides, a miniature model with three cells is tested to confirm the fundamental operation of the proposed circuit. As a results, the sinusoidal waveform of the input current is obtained without the large distortion. the total harmonic distortion (THD) of the input current is 2.55%. In addition, it is confirmed that the primary side capacitor voltage of each cell is kept constant without the balance control.

キーワード : Solid-State Transformer, 力率改善回路, LLC 共振型コンバータ, 高周波トランス

(Keywords: 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, データセンター等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を集めている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。これまでの交流配電システムでは, 機器に個別に AC-DC コンバータを接続する必要がある。一方, 直流配電システムでは AC-DC コンバータが不要なため, システムの高効率化および小型化が期待できる⁽⁴⁾。

一方で, 従来の配電システムでは, 数 kV の電力系統から数百 V へ降圧を行うため, ノイズ, 安全の観点から絶縁トランスを介す必要がある⁽⁵⁾。しかし, 商用周波数トランスを用いた場合, システム全体に対する体積および重量の占める割合が非常に大きいため, 小型化, 軽量化の妨げが懸念される。

上記の問題を解決する方法として, 近年, Solid-State Transformer (以下, SST) が注目され, 盛んに研究されている⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。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。これにより, 商用周波数トランス方式と比較して, トランス部の大幅な小型化が可能となる。同時に, SST は以下のようなメリットを有することが報告されている⁽⁹⁾。

- システムの小型・軽量化
- 力率改善

- 高調波抑制
- 有効・無効電力制御

中圧の SST ではデバイス耐圧を下げるために, セルコンバータを多段化して構成することが可能である。よって, 低耐圧の低オン抵抗, 高速スイッチング可能なスイッチング素子が使用できる点, 多段化することで高調波を抑制でき, インダクタが小型化できるなど, マルチレベル変換器の特徴を取り入れることができる⁽¹⁰⁾。

しかし, セルコンバータの多段化は, 使用素子数の大幅な増加を招く。特に, スwitching素子の増加はゲート駆動回路の増加を招き, その結果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の複雑化を招く⁽¹¹⁾。さらに, 従来の SST では各セルに設けられたコンデンサの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⁽¹²⁾。

本論文では, 上記の課題を解決するため, SST の簡単な回路構成を提案する。提案回路は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セルの利用効率を2倍に向上させることができる。提案システムでは従来 SST と比較し, 主回路の素子数を大幅に削減可能である。また, 小容量コンデンサで構成できるため, システムの大幅な簡単化, 小型化が可能である。

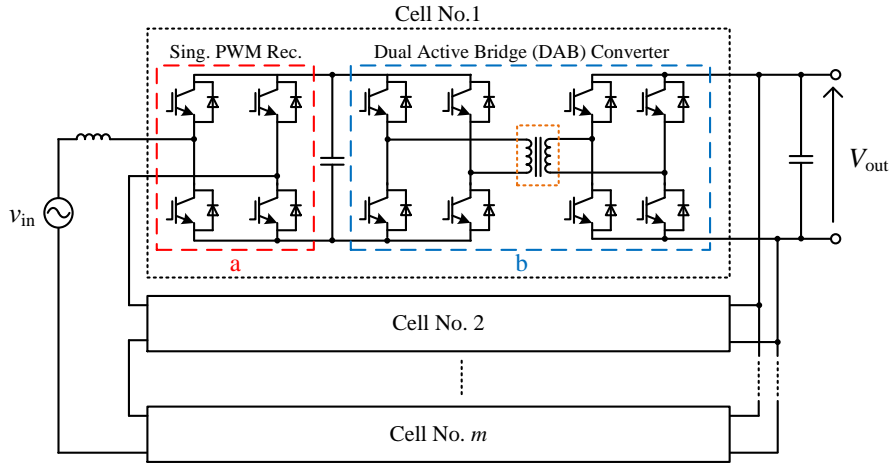


Fig. 1. Circuit configuration of conventional single-phase SST.

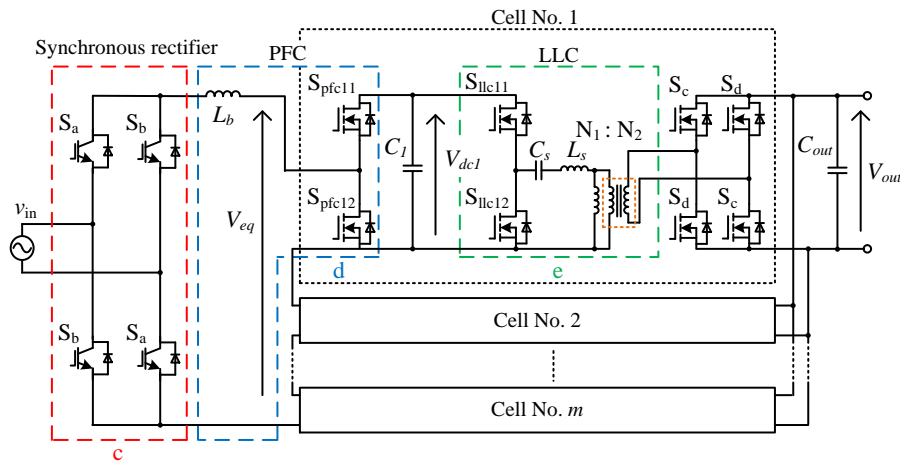


Fig.2 Circuit configuration of proposed single-phase SST.

論文の構成は、以下の通りである。まず、初めにシステムの小型化に向けた新たな単相 SST の回路構成を紹介する。次に、出力直流電圧制御と力率改善を行う制御方式を示す。さらに、シミュレーションにより SST の双方向動作および負荷急変時の過渡動作について示す。最後に、系統 200 V 系を入力とするミニモデルを用いた実機検証について報告する。実験結果より、入力電流が入力電圧に対してほぼ力率 1 の正弦波で動作し、入力電流 THD は 2.55% となり、提案回路の有用性を確認したので報告する。

2. 従来回路および提案回路構成

図 1 に従来の単相 SST の回路構成を示す⁽¹³⁾。従来回路では、PWM 整流器と高周波トランスを有する絶縁型コンバータから構成される。本方式は、Dual Active Bridge (DAB) コンバータの高周波トランスによって入出力を絶縁する。そのため、商用周波数トランスが不要となり、小型化が可能である。しかし、多段化に伴い、使用素子数の増大が問題となる。

図 2 に提案回路を示す。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、さらに、整流器は PWM 動作をせず、極性切り替えのみを行い、直流電圧を得る。整

Table 1. Comparison of switching device between conventional SST and proposed SST.

Number of cell	Rated Voltage	Number of Switching devices	
		Conventional SST	Proposed SST
6	3.3 kV	72	52
11	1.7 kV	132	92
16	1.2 kV	192	132
		(a + b)	(c + d + e)

流器に使用するスイッチング素子は高耐圧が必要となるが、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プパ回路、LLC 共振型コンバータから構成される。昇圧チョップパ回路は力率改善動作を行い、電源電流を力率 1 で正弦波化する。LLC 共振型コンバータは電源周波数に対して十分高周波で駆動することで、トランスを大幅に小型化する。

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 個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することができる。

表 1 に従来回路と提案回路の回路素子数の比較を示す。なお、使用するスイッチの耐圧を基準として、そこから必要となるセル段数を算出している。表 1 より、提案回路は従来方式と比較して、使用素子数を約 2/3 程度低減することが可能である。特に提案回路では、整流器を共通化する構成としているため、セルコンバータ部の多段化に伴い、使用素子数の低減効果は大きくなることが分かる。

〈2・1〉 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上に制御することで、電源側の力率を改善する。ここで、昇圧リアクトルのインダクタンス L_b は(1)式で表される。

$$L_b = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{4f_{eq}\Delta I_{Lb}} \dots\dots\dots(1)$$

ここで ΔI_{Lb} はリップル電流、 f_{eq} は各セルの出力総和電圧 V_{eq} に含まれる等価スイッチング周波数成分である。等価スイッチング周波数 f_{eq} は(2)式で表される。

$$f_{eq} = m \times f_{sw} \dots\dots\dots(2)$$

ここで、 m はセルの段数、 f_{sw} 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。

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(3)式を満たすように設計する必要がある。

$$N = \frac{N_1}{N_2} \geq \frac{\sqrt{2}V_{in}}{2m\lambda V_{out}} \dots\dots\dots(3)$$

ここで、 λ は昇圧チョッパの変調率である。

〈2・2〉 LLC 共振型コンバータ

LLC 共振型コンバータは、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 の直列共振を利用し、高周波励磁とゼロ電流スイッチング (ZCS) を達成する。共振周波数に対して LLC 共振型コンバータのスイッチング周波数を合わせることで、高周波インバータ部の各 MOSFET は共振電流のゼロクロスでターンオン、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可能である。なお、励磁インダクタンスについては漏れインダクタンスに対して十分に大きく設計し、無視できるものとする。ここで、共振周波数 f_o は(4)式で与えられる。

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \dots\dots\dots(4)$$

上述したように、LLC 共振型コンバータはターンオン、ターン ZCS 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、デューティ 50%でオープンループ駆動させる。

3. 制御ブロック図

図 3 に制御ブロック図を示す。本制御は、出力電圧 V_{out} を制御する電圧制御(AVR)と昇圧リアクトル電流制御(ACR)から構成される。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が生じる可能性がある。しかし、二次側を並列多段構成とすることで、電圧のアンバランス量に応じて各セルの出力電力が増減し、一次側コンデンサ電圧はなし崩し的に決定される。これにより、バランス制御が不要となる。

〈3・1〉 入力電流制御および出力直流電圧制御

入力電流制御では、PFC 回路の入力段に接続されたインダクタの電流を制御する。電源側の力率を改善するためには、インダクタ電流は全波整流状に制御する必要がある。この時の電流指令値 I_L^* は(5)式で与えられる。

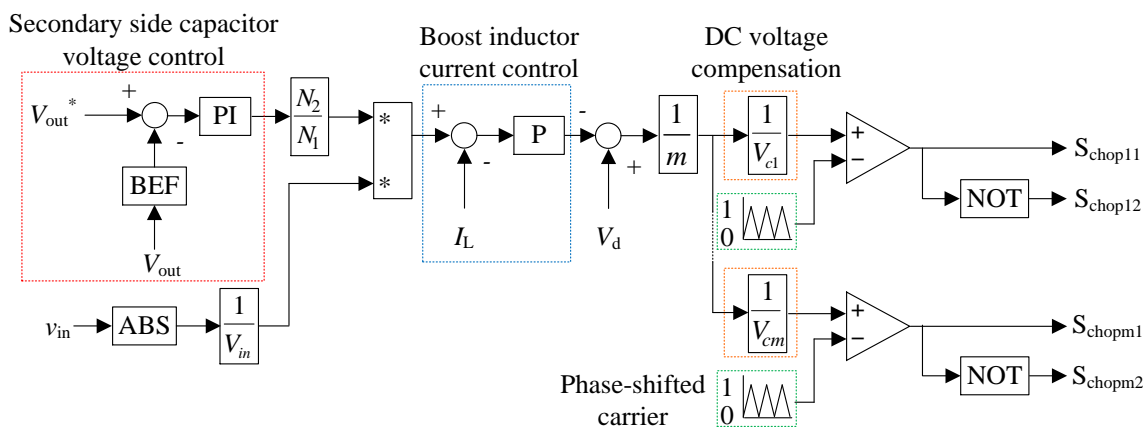


Fig. 3. Control block diagrams of proposed circuit.

Table 2. Switching mode of LLC resonant converter and rectifier at power running and regeneration.

	S_a, S_b	S_{llc11}, S_{llc12}	S_c, S_d
Power running	OFF	Duty 50% switching (@50 kHz = f_o)	OFF
Regeneration	Duty 50% switching (@50 Hz)	OFF	Duty 50% switching (@50 kHz = f_o)

$$i_L^* = I_{amp} |\sin(\omega t)| \dots \dots \dots (5)$$

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。

一方、出力電圧制御ではPI制御器を用いて出力電圧を常に指令値に対して追従させる。この時、AVR部の応答はACRに対して十分遅く設計することで、ACR部のゲインを1としてみなし、制御的な干渉を回避する。なお、提案回路では小型化の観点から大容量のコンデンサを用いない。そのため電源周期の2倍周波数で発生する単相電力脈動が電圧制御系に対して外乱として現れる。この対策として、電圧検出部には帯域除去フィルタ(BEF)を設ける。BEFによって電源周期の低次高調波を除去することで、PI制御器は出力電圧平均値のみを制御すれば良い。そのため、AVRに高速な応答は要求されず、制御器の設計が簡単化できる。

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を低減することができるため、リップル電流の低減が可能となる。ここで、位相シフトキャリアのシフト角 θ は式(6)で与えられる。

$$\theta = \frac{2k}{m} \pi \quad (k=0, 1, \dots, m-1) \dots \dots \dots (6)$$

〈3・2〉力行および回生動作の切り替え

表2に力行時と回生時の各スイッチのスイッチング状態を示す。力行時、整流器のスイッチ($S_a \sim S_d$)は常にOFFさせLLC共振型コンバータ部のスイッチ(S_{llc11}, S_{llc12})のみ動作させる。回生時は、LLC共振型コンバータ部のスイッチのみOFFさせ、整流器のスイッチをスイッチングさせる。

4. シミュレーション結果

本節では、提案回路についてシミュレーションにより基本的な動作確認を行う。セル数は6段とし、3.3 kV 耐圧のスイッチング素子を使用することを想定している。システムの定格容量は10 kVAとしている。

〈4・1〉単相 SST の双方向動作

表3にシミュレーション条件を示す。図4に一次側コンデンサ容量を3 μ F、セルの段数を6段とした際の提案回路の双方向動作波形を示す。図4より、力行、回生動作が達成されていることが確認できる。さらに、両動作において歪みの少ない入力電流波形を取得している。力行動作時、入力電流は入力電圧に対して同相となっていることからほ

Table 3. Simulation conditions.

Input voltage	V_{in}	6600 V _{rms}
Rated output power	P_{out}	10 kW
Rated output voltage	V_{out}	320 V
Boost inductor	L_b	70 mH (%Z = 0.5%)
Primary side capacitor	C_1	3 μ F
Resonant capacitor	C_s	0.1 μ F
Leakage inductor	L_s	101 μ H
Secondary side capacitor	C_{out}	3000 μ F
Switching frequency of PFC	f_{sw_pfc}	10 kHz
Resonant frequency	f_o	50 kHz
Number of cells	m	6
Trans turns ratio	$N_1:N_2$	2.7 : 1

ぼ力率1が得られており、この時の入力電流 THD は 1.71%であることを確認した。

一方、各セルの出力総和電圧は整流器出力電圧を段数で分割した波形となっており6段のマルチレベル波形となっていることを確認した。

一次側コンデンサ電圧については、電圧リップルが大きい状態でも、バランス制御なしで各セルで平均値が一致し安定した動作をしている。また、コンデンサ電圧には100Hz成分のほかにPFCのスイッチング周波数である10kHz成分と共振周波数である50kHz成分が含まれる。しかし、これらの周波数成分は直流成分に対して1%未満であるため問題はない。

二次側コンデンサ電圧については、平均値が指令値である320Vに追従し、一次側コンデンサ容量が小さい場合でも安定した動作が行えることを確認した。出力電圧波形に重畳している脈動は単相電力脈動の影響である。これは、出力側に接続されているコンデンサ容量を大きくすることで低減できる。

回生動作時、入力電流は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 1.84%である。その他の波形に関しては力行動作時と同様の動作を確認した。

〈4・2〉負荷急変時の過渡応答動作

図5に負荷率を100%から50%にステップ変化させた際の過渡応答、および力行動作から回生動作へ切り替えた時の過渡動作を示す。ここでは、負荷急変を模擬するために出力側に電流源を接続している。負荷が1/2倍の時、入力電流

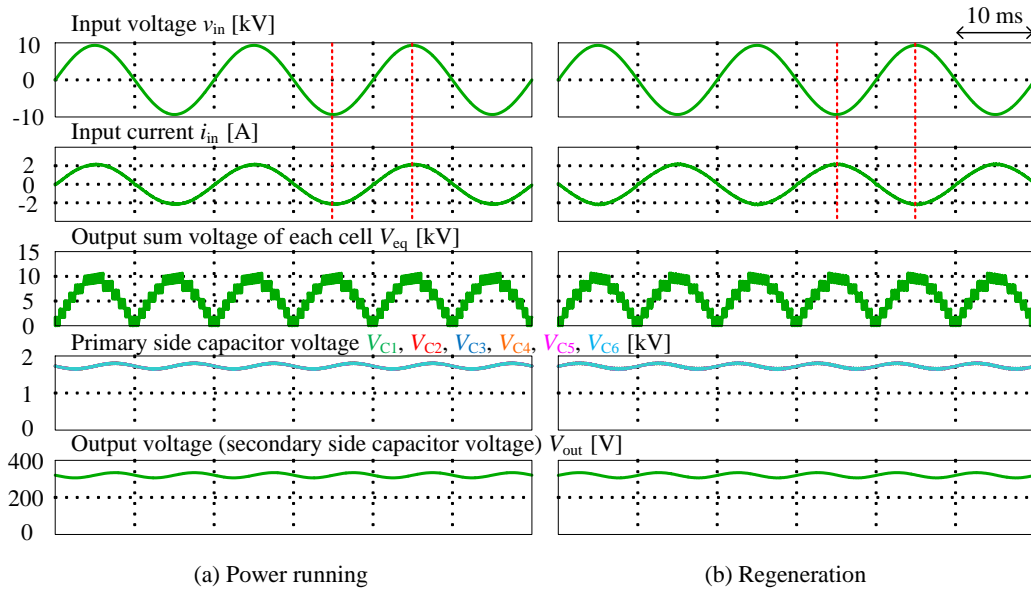


Fig. 4 Operation waveform of single-phase SST.

は 48.3%減少している。さらに、回生動作への切り替え時、入力電流は急激に増加していることを確認した。これは、電流指令値の方向がステップ状に変化していることが原因と考えられる。この時も、一次側コンデンサ電圧は各セルで平均値が一致し、出力電圧は指令値である 320V へ追従している。以上より、負荷急変動時も制御系が発散せずに動作できていることを確認した。

5. ミニモデルによる実機検証

本節では、200 V 系のミニモデルにより提案回路の基本的な動作を検証する。

表 4 にミニモデルの仕様および実験条件を示す。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、力行動作のみを検証した。また、各セルに接続されるコンデンサ容量はシミュレーションと比べ大きいものを用いた。

図 6 に入力電圧、入力電流、各セルの出力総和電圧および出力電圧波形を示す。図 6 の結果より SST は大きな歪なく動作していることを確認した。入力電流においては、シミュレーション結果と同様に入力電圧とほぼ同位相の正弦波となっておりほぼ力率 1 で動作している。この時の入力電流 THD は 2.55% である。さらに、同図の各セルの出力総和電圧波形においては、3 段のマルチレベル波形となっており、各段の幅が等しいことから各セルに均等に分圧されている。ここで、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 となっていることを確認している。出力電圧に関しては指令値である 50 V 付近で一定に保たれており、降圧動作が実現されていることが確認できる。

図 7 に負荷率を 50% から 100% にステップ変化させた際の各一次側コンデンサ電圧の過渡動作を示す。図 7 より、負荷が変動した場合でも、各一次側コンデンサ電圧の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

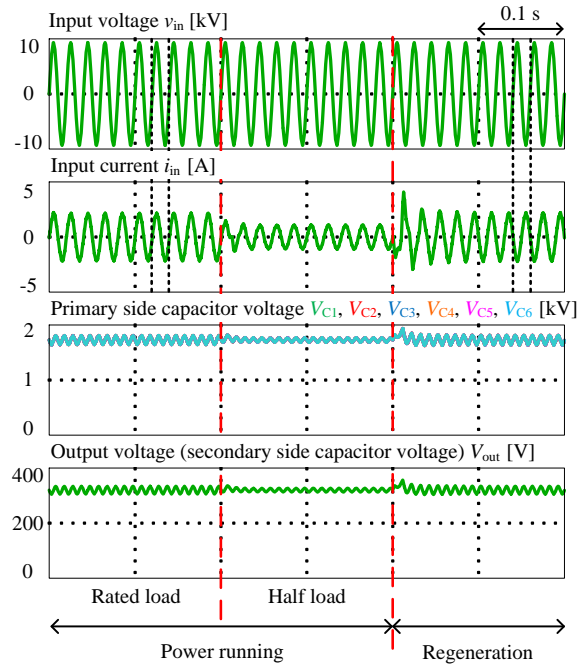


Fig. 5 Operation waveform at sudden change of load.

Table 4. Experimental conditions.

Input voltage	v_{in}	200 V _{rms}
Rated output power	P_{out}	300 W
Rated output voltage	V_{out}	50 V
Boost inductor	L_b	9 mH (%Z = 2.1%)
Primary side capacitor	C_1	48 μF
Resonant capacitor	C_s	204 nF
Leakage inductor	L_s	50 μH
Secondary side capacitor	C_{out}	3300 μF
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 : 1

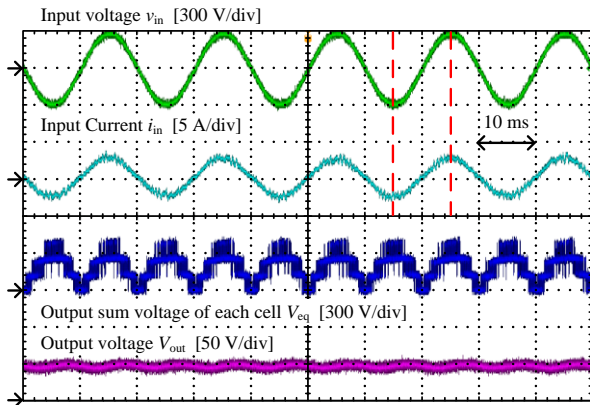


Fig. 6. Operation waveform of miniature model SST.

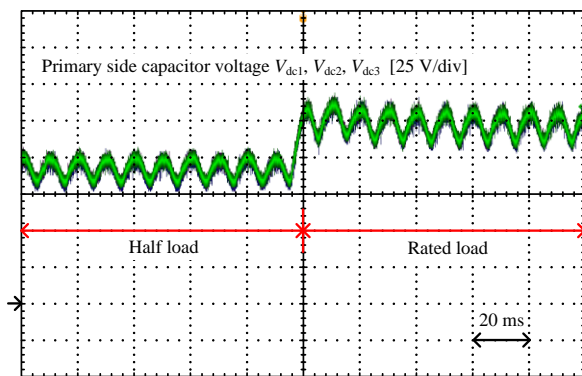


Fig. 7. Operation waveform of each primary side capacitor voltage at sudden change of load.

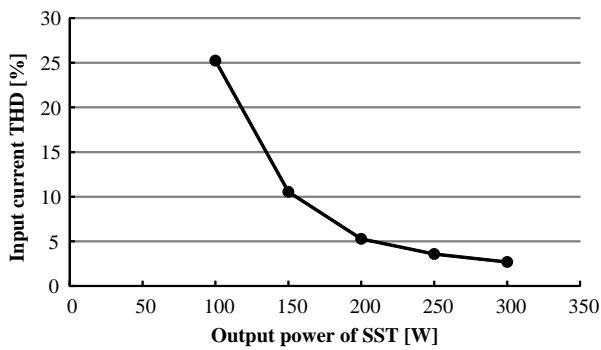


Fig. 8. Relationship of input current THD and output power of SST

しても均等に保たれることを確認した。

図8にSSTの出力電力に対する入力電流THDの変化を示す。図8より電力が小さいほどTHDは悪化する。これは電力が小さくなるほど入力電流の値も小さくなるため、低次高調波成分の割合が基本波成分に対して顕著に現れるためである。

6. 結論

本論文では、システムの小型化に向け新しいSSTの回路および制御系を提案した。シミュレーション結果より、セル段数6段の6.6kV SSTにおいて双方向動作が行われている

ことを確認した。力行時、回生時の両動作において、入力電流THDは1.71%, 1.84%の良好な結果を得た。また、一次側コンデンサ電圧に関しては電圧バランス制御が不要であり、小容量のコンデンサを用いた場合でも各セルで平均値が一致し安定した動作が行えることを確認した。負荷急変時においても制御系が発散せず出力電圧が指令値に追従することを確認した。さらに、実機検証として系統200V系におけるミニモデルを用いて実験を行った。その結果、入力電流は入力電圧に対してほぼ力率1で動作していることを確認した。この時、入力電流THDは2.55%であり良好な結果を得た。各セルの一次側コンデンサには均等に分圧され、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、一次側に小容量のコンデンサを接続した場合の動作確認を行う。

文 献

- (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 Microgrids Based on Local Measurement and Unified Control", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.4, pp.331-338, (2015)
- (3) Ritwik Chattopadhyay, etc. "Low-Voltage PV Power Integration into Medium Voltage Grid Using High-Voltage SiC Devices", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.6, pp.767-775, (2015)
- (4) 中西俊貴・伊東淳一: 「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」, SPC-15-099, PE-15-046, PSE-15-046 (2015)
- (5) T. Nakanishi and J. Itoh: "Capacitor Volume Evaluation based on Ripple Current in Modular Multilevel Converter", 9th International Conference on Power Electronics, No.WeA1-5 (2015)
- (6) Mizuki Nakahara, and Keiji Wada, "Loss Analysis of Magnetic Components for a Solid-State-Transformer", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.7, pp.387-394, (2015)
- (7) X. Yu, X. She, X. Zhou, X. Ni and A. Q. Huang: "System Integration and Hierarchical Power Management Strategy for a Solid-State Transformer Interfaced Microgrid System", IEEE Trans., Vol.29, No.8, pp.4414-4425 (2014)
- (8) X. Yu, X. She, X. Zhou and A. Q. Huang: "Power Management for DC Microgrid Enabled by Solid-State Transformer", IEEE Trans., Vol.5, No.2, pp.954-965 (2014)
- (9) J. W. Kolar and G. Ortiz: "Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems", IPEC 2014, pp.22-35 (2014)
- (10) 野下裕司, 伊東淳一: 「12スイッチで構成する5レベルPWM整流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)
- (11) H.Hwang, X. Liu, J. Kim and H. Li: "Distributed Digital Control of Modular-Based Solid-State Transformer Using DSP+FPGA" IEEE Trans., Vol.60, No.2, pp.670-680 (2013)
- (12) 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)
- (13) J. Huber and J. W. Kolar: "Solid-State Transformers – On the Origins and Evolution of Key Concepts", IEEE Industrial Electronics Magazine, pp.19-28, (2016)