

ISOP 型 Solid-State Transformer の 回路構成によるコモンモードノイズの比較

菊地 尚斗* 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Comparison of Common-Mode Noise with Solid-State transformer based on ISOP configuration
Naoto Kikuchi*, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses the common-mode noise of the solid-state transformer (SST) based on the input-series-output-parallel (ISOP) configuration. The ISOP configuration has a complex common-mode current path because of the increased parasitic component of switching devices. Power factor correction (PFC) and DC/DC converter is modeled with a common-mode equivalent circuit in order to measure the characteristic of common-mode current. The common-mode noise is compared between a converter with the chopper cells and diode bridge rectifier, and a converter with full-bridge cells. The simulation result shows that common-mode noise is reduced 11 dB μ A at 100 kHz with PWM rectifier compared to chopper cell PFC.

キーワード : Solid-state Transformer, ISOP 接続, コモンモードノイズ, EMI, コモンモード等価回路
(Solid-state Transformer, ISOP connection, common-mode noise, EMI, common-mode equivalent circuit)

1. はじめに

近年、再生可能エネルギーのさらなる導入が検討されており、スマートグリッドや直流配電システムへの関心が高まっている。このようなシステムを構成する上で、双方向の電力制御や、無効電力補償等の機能を有する Solid-state transformer (以下、SST)が必要となる⁽¹⁾⁻⁽³⁾。SST は商用周波数と高周波間の変換を担う電力変換器と高周波トランスで構成されており、電力変換回路を含めてもトランスの高周波化により回路体積の小型化や高パワー密度化が可能となる⁽⁴⁾。SST の回路トポロジーとしては、低耐圧、低オン抵抗のデバイスを適用するために、複数のセルを入力側直列・出力側を並列に接続(以下、ISOP 接続)するマルチセル構成が盛んに研究されている⁽⁵⁾⁻⁽⁶⁾。

電力変換器を電力系統に接続する場合、系統側に流出するノイズ量の限度値が国際無線障害特別委員会(CISPR)によって定められている⁽⁷⁾。本規格を満足するためには、系統への接続段にノイズフィルタを設置し、外部へのノイズの流出を抑制する必要がある。しかしながら、マルチセル構成では多数のスイッチングデバイスを使用するため、浮遊容量を介して流れるコモンモード電流の経路が複雑化し、回路トポロジーの違いがコモンモードノイズに与える影響が不明確である。

ISOP 接続を用いた一般的な回路方式として、各セルに PWM 整流器、共振 DC/DC コンバータを有した回路方式が

ある⁽¹⁶⁾。本回路は双方向動作可能であるが、入力段のセルは単相ブリッジ構成となるため 4 個の素子が必要となる。さらに絶縁用 DC/DC コンバータを含めると、10 個の素子が必要となる。一方文献(3)では、全セル共通のダイオードブリッジと、入力段をチョップセルとしたセルを用いた回路方式が提案されている。本回路では、1セルあたり 8 個の素子で構成されるため、文献(16)の回路と比べデバイスの浮遊容量を減らすことができる。しかしながら、ダイオードブリッジと直列接続されたセルの間にノイズフィルタを適用できない。これにより、ダイオードブリッジとヒートシンクの浮遊容量を介してコモンモードノイズの流入する懸念がある。

そこで本論文では、PWM 整流器を各セルに有する方式(以下、単相ブリッジセル方式)と、全セル共通のダイオードブリッジとチョップセルからなる回路方式(以下、チョップセル方式)を使用し、コモンモードノイズについて比較検討を行う。まず、各方式における PFC 回路と共振型 DC/DC コンバータに分け、浮遊容量を考慮したコモンモード等価回路を作成し、発生するコモンモード電流の検証を行う。その後、シミュレーションにより SST に発生するコモンモード電流を取得し、等価回路上の電流の周波数特性と比較することで各方式におけるコモンモード電流の特性の比較を行う

2. 回路システム構成及び制御ブロック

〈2・1〉 システム構成

図 1 にチョップパセル方式をベースとした SST の回路構成を示す。チョップパセル方式は全セルで共通の高圧ダイオードブリッジと昇圧チョップパで構成されており，入力電流を全波整流状に制御することで力率改善動作を行う。なお，昇圧インダクタ L_b を上下配線に分けて配置する場合は $L_b/2$ とする。共振型 DC/DC コンバータは 1 次側に接続されるコンデンサ C_s と共振インダクタ L_s による直列共振を使用し，共振周波数よりも高い周波数で動作させ，デューティ 50% でオープンループ駆動することで，ターンオン時の ZVS を達成する。これらを 1 つのセルコンバータとし，ISOP 接続により多段化する。

図 2 に単相ブリッジセル方式 PFC と共振 DC/DC コンバータをベースにした SST を示す。本回路では，各セルがフルブリッジ構成となったことで正負電圧を出力可能であることから，入力電流を直接正弦波状に制御する。なお，PFC 回路部のコモンモードノイズ低減効果を比較するため，DC/DC コンバータ部は共通の構成とする。

〈2・2〉 制御構成

図 3 にチョップパセル方式 PFC を用いた SST における電流制御系を示す。本制御は昇圧インダクタの電流制御を行い，入力側力率を改善する。系統電圧から PLL により入力電圧の位相情報を取得し，入力電流指令値を生成する。PI 制御により出力された操作量は全セルが出力する電圧の総和となるため，セル段数 m で除算した電圧が各セルの出力電圧指令値となる。その後，各セルの DC リンク電圧で除算することでデューティの算出を行う。その後，位相シフト三角波キャリアを用いてゲート信号を決定する。

図 4 に単相ブリッジセル方式 PFC を SST における電流制御系を示す。本制御も同様に入力電力の力率を改善するために昇圧インダクタを系統電圧に同期した正弦波状の電流となるように制御する。デューティの算出後，ユニポーラ変調を行いゲート信号が決定する。

3. ISOP 構成でのコモンモードノイズ

〈3・1〉 チョップパセル方式 PFC のコモンモード等価回路

本節では，SST のコモンモード電流を評価するため，PFC，共振 DC/DC に分けてコモンモード等価回路の作成し，電流の周波数特性を比較する。

図 5(a) に ISOP 接続した 2 セル構成の SST におけるチョップパセル方式 PFC 回路を示す。本回路では，出力と対地間の浮遊容量を C_{dc-out} を考慮し，スイッチング時の電圧変動により流れるコモンモード電流 I_{com} を測定する。また，コモンモード等価回路を作成するため回路上の受動素子を上下対称に配置している。図 5(b) に 2 段チョップパセル方式 PFC 回路

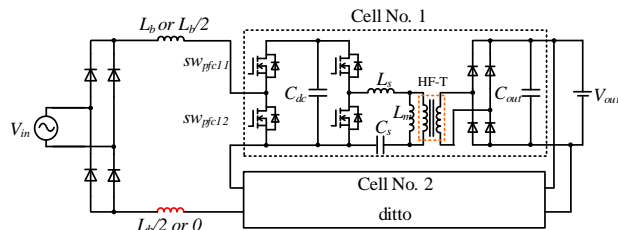


Fig. 1 Circuit configuration of SST with chopper cell PFC.

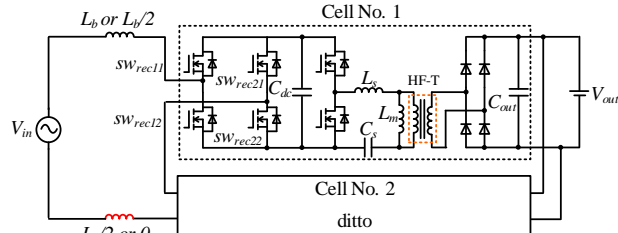


Fig. 2 Circuit configuration of SST with PWM rectifier.

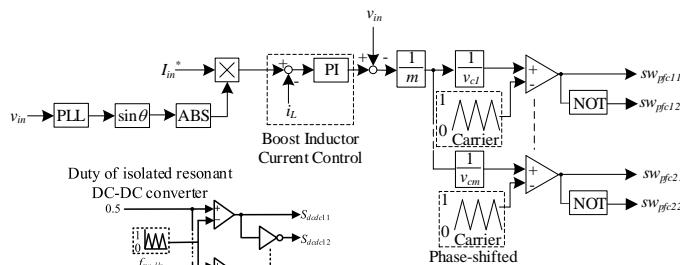


Fig. 3 Control diagram of proposed method in single-phase SST with chopper cell PFC.

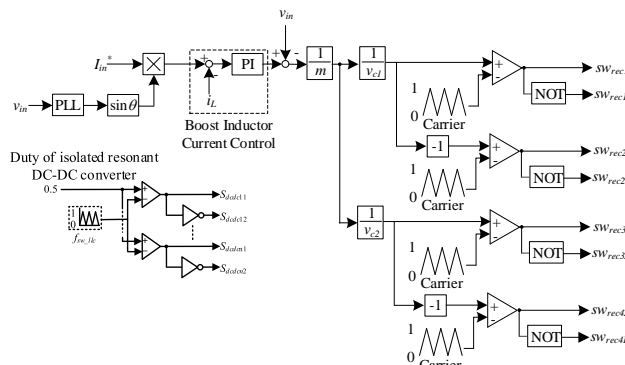
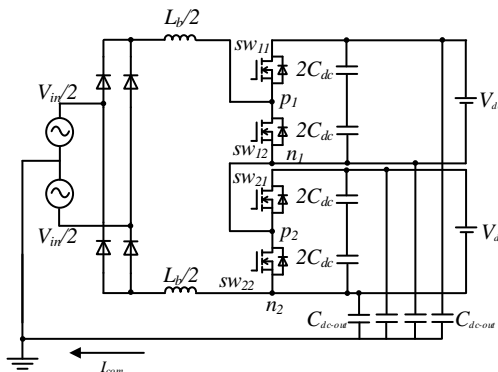


Fig. 4 Control diagram of proposed method in single-phase SST with PWM rectifier.



(a) Circuit configuration of chopper cell PFC.

における共通モード等価回路を示す。本回路では、2つのレグを有するため、2つの共通モード電圧源 V_{com_cell1} , V_{com_cell2} が発生する。共通モード電圧源 V_{com} の関係は式(1)より表せる。

$$V_{com} = \frac{V_p + V_n}{2} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 V_p は対地から p 点までの電位、 V_n は対地から n 点までの電位とする。電位変動が発生する各レグの midpoint p と n 点において対地からの電位を計測し、式(1)より V_{com_cell} を導出した。また、共通モード電流経路より、昇圧インダクタ $L_b/2$ は2並列に接続されているため、等価回路上では、 $L_b/4$ としている。同様に、各セルの出力コンデンサの容量は $2C_{dc}$ が2並列接続されているため、等価回路上では $4C_{dc}$ としている。GND と浮遊容量間に電位差が発生することで、上下配線間に共通モード電流として同相の共振電流が流れる。

〈3・2〉 単相ブリッジセル方式 PFC の共通モード等価回路

図 6(a)に2段 SST における単相ブリッジセル方式 PFC 回路を示す。本回路でも同様に配線とグランド間の浮遊容量 C_{dc_out} を考慮している。

図 6(b)に2段単相ブリッジセル方式 PFC 回路における共通モード等価回路を示す。共通モード電圧源 V_{com_rec} は対地からみた各レグの midpoint p と n の電位を計測し、式(1)より導出した。本回路では、4つのレグを有するため2つの共通モード電圧源としてみなすことができる。

〈3・3〉 PFC における共通モード電流の周波数解析

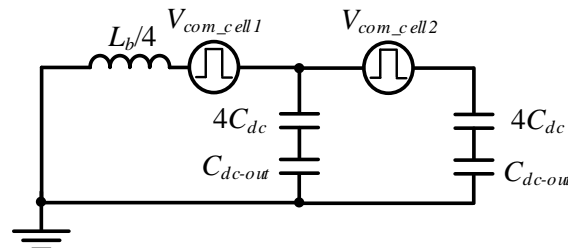
図 7 にチョッパセル方式 PFC における共通モード電流の周波数解析を示す。本周波数解析では、PFC をスイッチング周波数 6.6 kHz で動作させ、共通モード等価回路における電流 I_{com} について計測した。PFC 回路は周波数 184 kHz 時において 113 dB μ A のノイズピーク値を持ち、共通モード電流の共振周波数が 184 kHz であることが確認できる。

図 8 に単相ブリッジセル方式 PFC における共通モード電流の周波数解析結果を示す。チョッパセル方式構成と同様に周波数 184 kHz 時においてノイズレベルピーク値 104 dB μ A を持ち共通モード電流の共振周波数成分を確認できる。

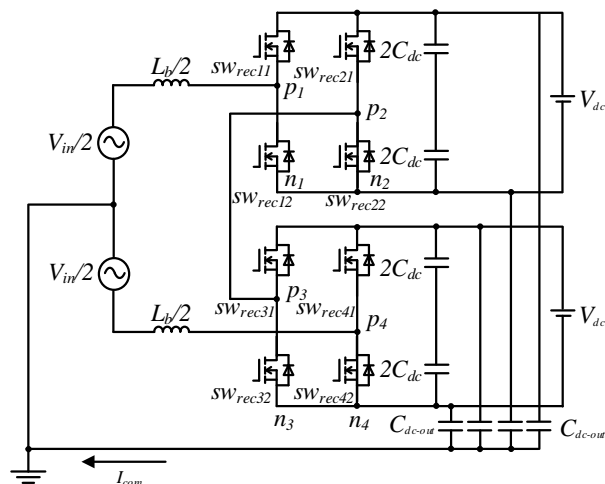
〈3・4〉 共振 DC/DC 部の共通モード等価回路

図 9(a)に共振 DC/DC 部の共通モード等価回路を示す。本回路では、配線と GND 間の浮遊容量 C_{mp} とトランスの1次側、2次側間の巻き線間浮遊容量 C_r を考慮する。

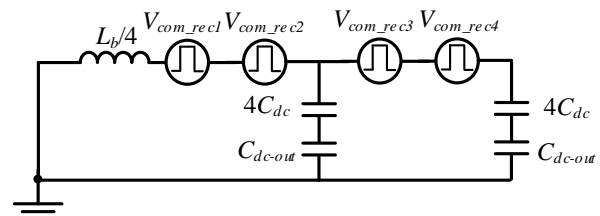
図 9(b)共振 DC/DC コンバータの共通モード等価回路を示す。共通モード電圧源として V_{com_pri} を1次側 DC バス間の共通モード電圧、 V_{com_sec} を2次側 DC バス間の共通



(b) Equivalent circuit of half bridge PFC.
Fig. 5 Common-mode noise propagation model for chopper cell PFC.



(a) Circuit configuration of PWM rectifier.



(b) Equivalent circuit of PWM rectifier.

Fig. 6 Common-mode noise propagation model for PWM rectifier.

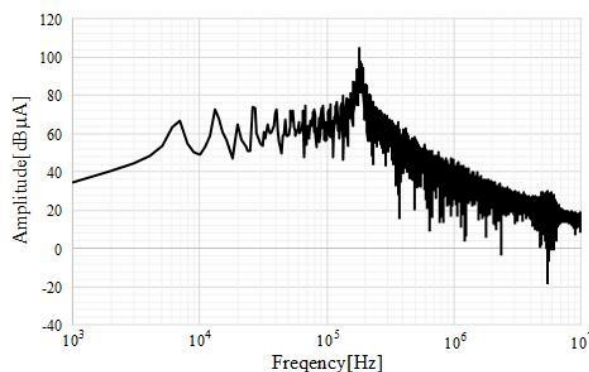


Fig. 7 Frequency analysis results of I_{com} in the propagation model for chopper cell PFC.

モード電圧としている。共振インダクタ $L_s/2$, 共振コンデンサ $2C_s$, 巻き線間浮遊容量 $2C_r$ は2並列に接続されているため、等価回路上ではそれぞれ $L_s/4$, $4C_s$, 巻き線間浮遊容量 C_r

として表すことができる。また、トランス部の漏れインダクタンスは短絡しているため、コモンモード経路に表われないため省略している。

〈3・5〉 DC/DC 部におけるコモンモード電流の周波数解析

図 10 に共振型 DC/DC コンバータにおけるコモンモード電流の周波数特性を示す。本周波数解析では、DC/DC コンバータを 21 kHz のスイッチング周波数でオープン動作させ、コモンモード等価回路における電流 I_{com} について計測した。330 kHz 時に 108 dB μ A のピーク値を取ることを確認し、電流の共振周波数が 330 kHz であることを確認した。また、PFC 回路とは異なり、トランス部の巻き線間容量が高いため、PFC 回路より共振周波数が高い。以上より、本等価回路モデルより、PFC 回路部の共振周波数は 180 kHz、共振 DC/DC 部の共振周波数が 330 kHz であることが分かった。

4. シミュレーション結果

〈4・1〉 昇圧インダクタを対称配置したコモンモード電流の周波数解析の比較

表 1 にシミュレーション条件を示す。本シミュレーションではまず、昇圧インダクタの配置によりノイズ低減効果の比較を行う。

図 11 に昇圧インダクタの配置によるコモンモード電流の周波数解析した比較を示す。インダクタを対称配置することで 100 kHz 付近の周波数帯を除く周波数成分においてノイズレベルの低減を確認できる。また、10 MHz 付近においては最大 60 dB μ A の低減を確認できる。インダクタを片側のみに配置することで、PFC のスイッチング動作時に対地-ドレイン間の電位が急変に変化し、コモンモード電流が流れる。

また、図 11 においてコモンモード等価回路上では、基準点からみたとき、片側配置の昇圧インダクタは閉回路を構成しないため、共振点が表れないと考える。

〈4・2〉 チョップセル方式 PFC、単相ブリッジセル方式 PFC を使用した SST のコモンモード電流の周波数解析の比較

本シミュレーションでは、チョップセル方式 PFC、単相ブリッジセル方式 PFC を使用した SST についてのコモンモード電流の比較を行う。

図 12 にチョップセル方式 PFC、単相ブリッジセル方式 PFC を使用した SST のコモンモード電流の比較を示す。それぞれの回路方式にて、2つのノイズピーク値を持つことが確認でき、共振周波数を 2 点持つことが分かる。チョップセル方式では、105 kHz 時に 123 dB μ A、390 kHz 時に 51 dB μ A となる。同様に、単相ブリッジセル方式 PFC では 105 kHz 時に 123 dB μ A、330 kHz 時に 64 dB μ A となることが確認で

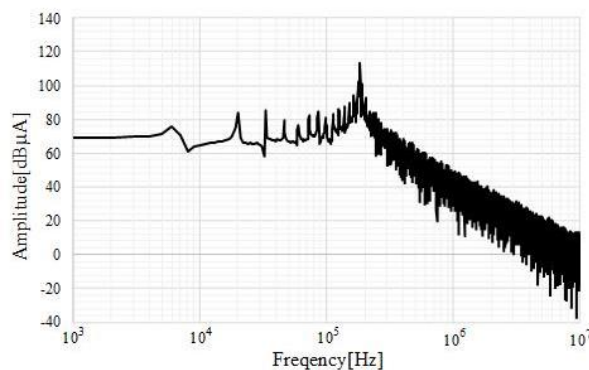
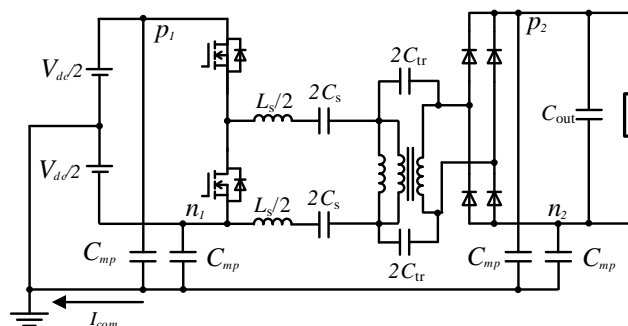
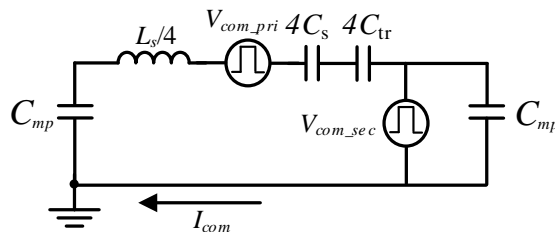


Fig. 8 Frequency analysis results of I_{com} in the propagation model for PWM rectifier.



(a) Circuit configuration of resonant DC/DC converter.



(b) Equivalent circuit of resonant DC/DC converter.

Fig. 9 Common-mode noise propagation model for resonant DC/DC converter.

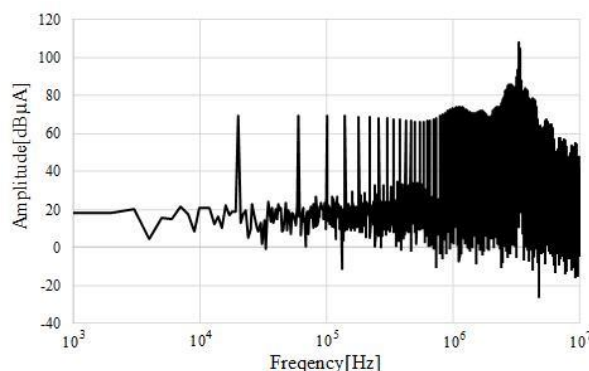


Fig. 10 Frequency analysis results of I_{com} in the propagation model for resonant DC/DC converter.

きる。これは PFC 回路および共振 DC/DC 部の等価回路インピーダンスの共振により発生している。

また、図 7, 8 の結果から 150 kHz-330 kHz 帯では、PFC に

よる周波数特性が表れ、330 kHz-帯からは共振 DC/DC の周波数特性が表れている。これは、高周波トランスの巻き線間浮遊容量が大きく、PFC 側の浮遊容量が小さいため、1 kHz – 150 kHz 成分は PFC 側の浮遊容量を通過し、150 kHz-成分は巻き線間容量に電流が抜けるものとする。図 10 の共振周波数 330 kHz において、ノイズのピークが表れることから共振 DC/DC よるノイズが支配的であることが分かる。両回路方式を比較すると単相ブリッジセル方式 PFC を用いることで 100 kHz 帯では、11 dB μ A の低減を確認し、10 MHz 付近では、21 dB μ A の低減効果を確認した。

5. 結論

本稿では、ISOP 型 SST について、チョップセル方式と単相ブリッジセル方式におけるコモンモード電流の比較を行った。まず、セルコンバータを構成する PFC 回路、共振 DC/DC 部に分けて考え、それぞれのコモンモード等価回路を作成し、コモンモード電流の周波数特性を明らかにした。シミュレーション結果より、両方式におけるコモンモード電流の共振周波数は 100 kHz、300 kHz にてピークを持つことが確認でき、PFC 回路、共振 DC/DC の共振周波数成分であることを確認した。両回路方式を比較し、単相ブリッジセル方式 PFC を用いることで 100 kHz 帯では、11 dB μ A の低減を確認し、10 MHz 付近では、21 dB μ A の低減効果を確認した。

今後は LISN を含めた雑音端子電圧を取得し、ディファレンシャルモードノイズとコモンモードノイズに分離し、比較を行う。また、実機実験においてもコモンモードノイズの評価を行い、シミュレーションとの周波数特性と比較を行う予定である。

文 献

- (1) J. W. Kolar and G. Ortiz: "Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems", IPEC 2014, pp.22-35 (2014)
- (2) 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)
- (3) Jun-ichi Itoh, Kazuki Aoyagi, Keisuke Kusaka, Masakazu Adachi, Development of Solid-state Transformer for 6.6-kV Single-phase Grid with Automatically Balanced Capacitor Voltage, IEEE Journal of Industry Applications, 2019, 8 巻, 5 号, p. 795-802.
- (4) J. E. Huber and J. W. Kolar, "Volume/weight/cost comparison of a 1MVA 10 kV/400 V solid-state against a conventional low-frequency distribution transformer," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE), Pittsburgh, PA, USA, Sep. 2014, pp. 4545–4552.
- (5) T. M. Parreiras, A. P. Machado, F. V. Amaral, G. C. Lobato, J. A. S. Brito and B. C. Filho, "Forward Dual-Active-Bridge Solid-State Transformer for a SiC-Based Cascaded Multilevel Converter Cell in Solar Applications," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 6, pp. 6353-6363, Nov.-Dec. 2018.
- (6) J. E. Huber, J. Böhrer, D. Rothmund and J. W. Kolar, "Analysis and cell-level

Table.1 Simulation parameter in SST.

Input voltage	V_{in}	880 V _{rms}
Rated Output Power	P_{out}	20 kVA
Rated output voltage	V_{out}	340 V
Switching frequency of PFC	f_{sw_pfc}	6.6 kHz
Resonant frequency	f_o	21 kHz
Number of cells	m	2
Boost inductor	L_b	5 mH(4.1%)
Primary side capacitor	C_1	120 μ F
Resonant capacitor	C_s	1.8 μ F
Leakage inductor	L_s	48 μ H
Secondary side capacitor	C_{out}	2000 μ F
Trans turns ration	$N_1:N_2$	1.0
parastic capacitor of DC-link capacitor to ground	C_{dc_out}	300 pF
parastic capacitor of DC-bus to ground	C_{mp}	150 pF
Interwinding capacitor	C_{tr}	1170 pF

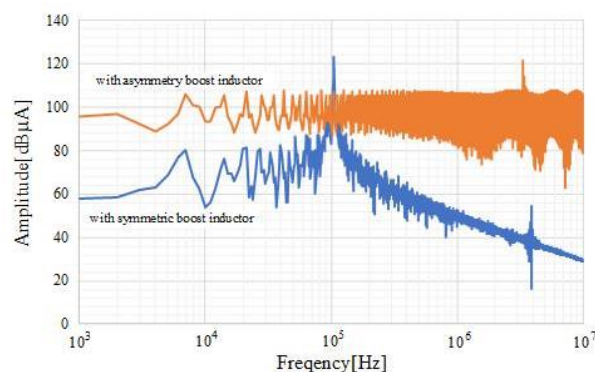


Fig. 11 Comparison of common-mode noise in SST with symmetric boost inductor and asymmetric boost inductor.

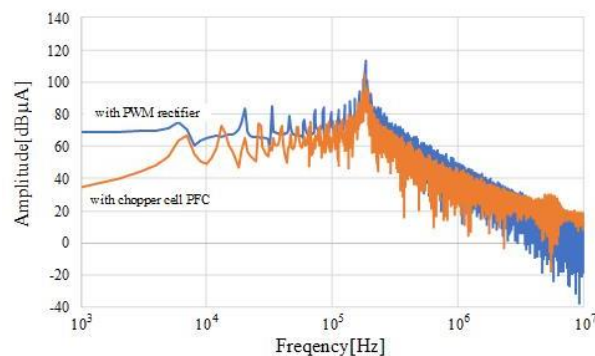


Fig. 12 Comparison of common-mode noise in SST with half bridge PFC and full bridge PFC.

experimental verification of a 25 kW all-SiC isolated front end 6.6 kV/400 V AC-DC solid-state transformer," in CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 2, no. 2, pp. 140-148, 2017.

- (7) IEC CISPR 11 Edition.5.0:Industrial, Scientific And Medical Equipment - Radio-Frequency Disturbance Characteristics - Limits And Methods Of Measurement, IEC Standard,May,2009.
- (11) P. Kong, S. Wang and F. C. Lee, "Common Mode EMI Noise Suppression for Bridgeless PFC Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, pp. 291-297, Jan. 2008.

- (12) J. E. Huber, J. Böhler, D. Rothmund and J. W. Kolar, "Analysis and cell-level experimental verification of a 25 kW all-SiC isolated front end 6.6 kV/400 V AC-DC solid-state transformer," in CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 2, no. 2, pp. 140-148, 201
- (13) D. Fu, S. Wang, P. Kong, F. C. Lee and D. Huang, "Novel Techniques to Suppress the Common-Mode EMI Noise Caused by Transformer Parasitic Capacitances in DC-DC Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 11, pp. 4968-4977, Nov. 2013.
- (14) M. Shoyama, Ge Li and T. Ninomiya, "Balanced switching converter to reduce common-mode conducted noise," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 6, pp. 1095-1099, Dec. 2003.
- (15) J. W. Kolar and T. Friedli, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 1, pp. 176-198, Jan. 2013.
- (16) A. A. Milani, M. T. A. Khan, A. Chakraborty and I. Husain, "Equilibrium Point Analysis and Power Sharing Methods for Distribution Systems Driven by Solid-State Transformers," in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 33, no. 2, pp. 1473-1483, March 2018.
- (17) A. A. Milani, M. T. A. Khan, A. Chakraborty and I. Husain, "Equilibrium Point Analysis and Power Sharing Methods for Distribution Systems Driven by Solid-State Transformers," in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 33, no. 2, pp. 1473-1483, March 2018