

ISOP 型 Solid-State Transformer における コモンモードノイズ等価回路のモデリング

菊地 尚斗* 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Modeling of the common mode equivalent circuit for Solid-State Transformer based on ISOP configuration

Naoto Kikuchi*, Hiroki Watanabe, 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) is modeled with a common-mode equivalent circuit in order to measure the characteristic of common-mode current. The leakage current is compared between the simulation and experimental result in order to evaluate common-mode equivalent model. In the simulation and the experimental result, the maximum spectrum value of the leakage current is 72.7 dB μ A, 67.2 dB μ A respectively at the 4.5 MHz. The envelope of the leakage current is almost agreement with the simulation and experimental result.

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する(以下, ISOP 接続)したマルチセル構成が盛んに研究されている⁽⁵⁾⁻⁽⁶⁾。

一般的に, SST やモジュラーマルチレベル変換器(以下, MMC)のようなマルチセル構成を用いることでスイッチングデバイスが増加し, 浮遊容量が増加することが懸念され, その結果, コモンモード電流の増加が見込まれる。一般的に, 電力変換器を電力系統に接続する場合, 系統側に流入するノイズ量について国際規格 CISPR11 にて限度値が定められている⁽⁷⁾。そこで, この規格を満足するためにはノイズフィルタを設計し, 系統から力率改善回路(以下,

PFC)の間にノイズフィルタを設置し, 外部へのノイズの流入を抑制する必要がある。しかし, ノイズフィルタを設計する上で, コモンモードノイズの解析が必要となる。

文献(8)では, MMC における EMI のモデリング手法について示している。有限要素法を用いて, 各サブモジュールについて並列に解析することで, コンバータの浮遊パラメータを推定できる。しかしながら, この解析手法ではサブモジュール数によって計算コストが増加するため SST や MMC のような多数のセルを使用する構成では, 各セルに対して寄生成分の測定, ノイズの解析が困難となる恐れがある。

そこで, 本論文では ISOP 型 SST における多直列接続時した PFC のコモンモード等価回路を示す。本等価回路モデルでは, 特定セルが有する寄生成分の解析を基にし, 多直列接続時のコモンモード等価回路を作成する。これにより, 各セルの寄生成分の測定が必要とせず ISOP 型マルチセル SST のコモンモード電流の解析が可能となる。まず, 1セルでの PFC 回路にて漏れ電流を測定し, 寄生成分を推定する。その後, 複数セルでは単体セルにて推定した同一の寄生成分を用いてコモンモード等価回路を作成する。実験により PFC 回路を 1セル, 2セル, 3セルで動作させた際のコモンモード電流との周波数特性を比較しモデル

の妥当性を検証する。

2. 回路構成

図 1 に ISOP 接続した SST の回路構成を示す。本回路は入力段に昇圧チョップ回路からなる PFC と電圧型直列共振 DC/DC コンバータをもつ。これを 1 つのセルコンバータとし、ISOP 接続により多段化する。整流器を全てのセルコンバータに共通化することで、単相 PWM 整流器と DAB 方式による回路構成と比べ、必要となる素子数を低減することができる⁽³⁾。PFC はダイオードブリッジ整流器後段のインダクタに流通する電流を全波整流状に制御し、系統電圧から PLL をかけることで力率補償動作を行う。また、キャリア比較として、位相シフト三角波キャリアを使用することで、各セルの PFC 部のスイッチングタイミングがシフトするため、入力端から見たときセル総和の等価スイッチング周波数が増加する。これにより、昇圧インダクタ部の小型化が可能となる。共振型 DC/DC コンバータは 1 次側に接続されるインダクタ L_s とコンデンサ C_r による直列共振を使用し、共振周波数で動作する。デューティ 50% でスイッチングすることで、DC/DC コンバータのスイッチはターンオン時に ZVS を達成する。以上より、電源周波数に対して十分な高周波で動作することで、トランスの大幅な小型化を達成する。

3. コモンモードノイズ等価回路

<3.1> 1 段構成における PFC のコモンモード等価回路

本節では、SST の PFC 回路に着目し入力側を多段に直列接続した際のコモンモード等価回路を作成する。

図 2 に寄生成分を考慮し入力側を多段に直列接続した PFC 回路を示す。回路パターンと GND 間の浮遊容量を C_{n_GND} 、ヒートシンクとデバイス間の浮遊容量 C_p を考慮し、スイッチング時の電位変動により流れるコモンモード電流を測定し寄生パラメータを求める。

図 3 に 1 セル構成の PFC におけるコモンモード等価回路を示す。寄生成分 C_{n_GND} 、 L_{n_GND} 、 R_{n_GND} は回路パターンと GND 間の寄生成分として、 C_p 、 L_p 、 R_p は回路パターンと GND 間の寄生成分として、それぞれ RLC 直列回路でのモデル化を行った。

表 1 に 1 セルでの PFC 部における昇圧インダクタ電圧、デバイスのドレイン-ソース電圧と各デバイスの状態の関係を示す。コモンモード電圧 V_{com_cell1} は対地からみた各レグの midpoint p_{-1} と n_{-1} の電位を導出し、平均値として導出する。したがって、1 セルでの PFC のコモンモード電圧 V_{com_cell1} は以下のように表せる。

$$V_{com_cell1} = \frac{v_{up-1}}{2} + v_l \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 v_{up-1} はデバイス S_{11} のドレイン-ソース間電圧、 v_l は昇圧インダクタ電圧である。表 1 より各デバイスがスイッチングすることで、 v_{up-1} および v_l が変動し、コモンモー

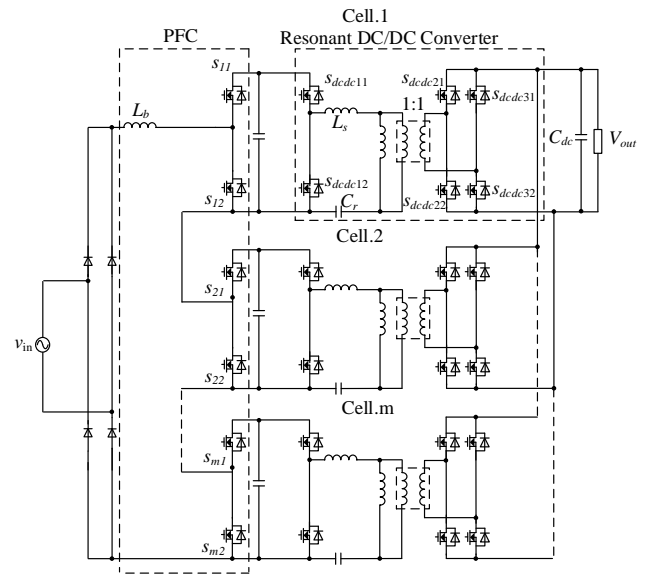


Fig. 1. Circuit configuration of the single-phase SST.

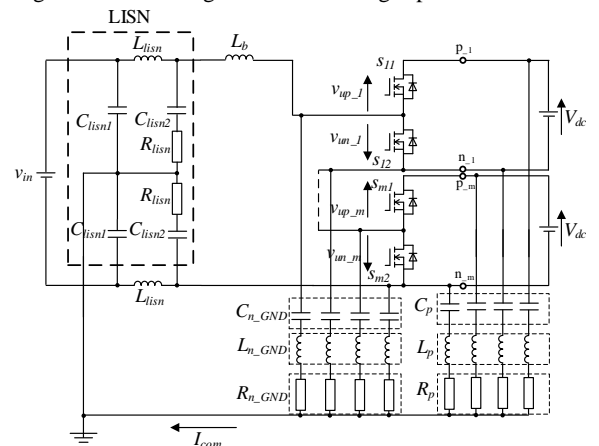


Fig. 2. Circuit configuration of PFC stage with EMC components.

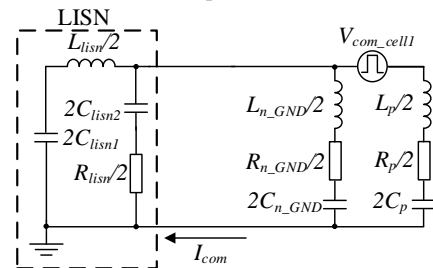


Fig.3 Common mode equivalent circuit in one cell PFC stage.

Table 1. Relationship between Drain-source voltage, boost inductor voltage and switching mode in one cell PFC stage.

SW ₁₁	SW ₁₂	v_{up-1}	v_{un-1}	v_l
1	0	0	$-v_{dc}$	$(v_{dc}-v_{in})/2$
0	1	v_{dc}	0	$-v_{in}/2$

ド電圧が算出される。

<3.2> 2 段構成における PFC のコモンモード等価回路

図 4 に 2 セル構成の PFC におけるコモンモード等価回路を示す。複数段接続時の各セル間の寄生成分は並列接続としてモデリングを行う。また、本モデルでは、2 セル目の

寄生パラメータは 1 セルにて推定した寄生成分を使用する。2 段構成では、2 つのレグを有するため共通モード電圧源 V_{com_cell1} , V_{com_cell2} が発生する。

表 2 に 2 セルでの PFC 部における昇圧インダクタ電圧、デバイスのドレイン-ソース間電圧と各デバイスの状態の関係を示す。同様にして対地からみた 1 セル目レグの p_1 と n_1 , 2 セル目レグの p_2 と n_2 の電位を導出する。したがって、1 段目共通モード電圧 V_{com_cell1} , 2 段目共通モード電圧 V_{com_cell2} は以下のように表せる。

$$V_{com_cell1} = \frac{v_{in} + v_{up_1} + v_{un_1}}{2} + 2v_l \dots\dots\dots (2)$$

$$V_{com_cell2} = \frac{v_{un_1} + v_{up_2}}{2} + v_l \dots\dots\dots (3)$$

ここで、入力電圧を v_{in} , 1 セル目スイッチングデバイス S_{12} のドレイン-ソース間電圧を v_{un_1} , 2 セル目スイッチングデバイス S_{21} のドレイン-ソース間電圧を v_{up_2} とする。表 2 に示すように、スイッチングの状態により電位変動し共通モード電圧を算出する。

<3.3>3 段構成における PFC の共通モード等価回路

図 5 に 3 セル構成の PFC 回路における共通モード等価回路を示す。本回路でも同様に 3 セル目の寄生成分は 1 セル目, 2 セル目と同一のパラメータを使用する。

表 3 に 2 セルでの PFC 部における昇圧インダクタ電圧、デバイスのドレイン-ソース間電圧と各デバイスの状態の関係を示す。同様にして、1 段目共通モード電圧 V_{com_cell1} , 2 段目共通モード電圧 V_{com_cell2} , 3 段目共通モード電圧 V_{com_cell3} は以下のように表せる。

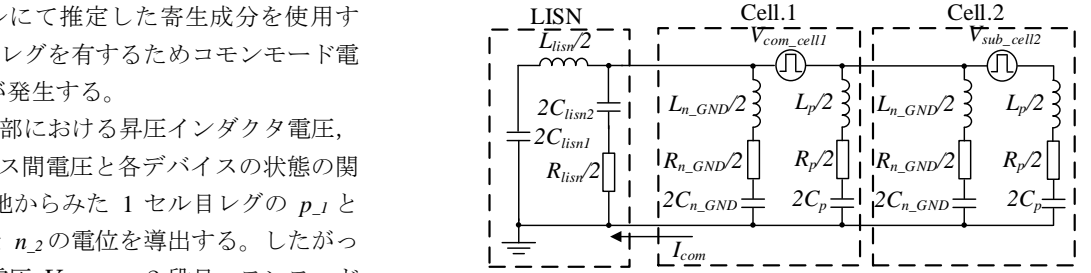


Fig.4 Common mode equivalent circuit in two cells PFC stage.

Table 2. Relationship between Drain-source voltage, boost inductor voltage and switching mode in two cells PFC stage.

SW11	SW12	SW21	SW22	v_{up_1}	v_{un_1}	v_{up_2}	v_{un_2}	v_l
1	0	1	0	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	$(2v_{dc}-v_{in})/2$
1	0	0	1	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0	$(v_{dc}-v_{in})/2$
0	1	1	0	v_{dc}	0	0	$-v_{dc}$	$(v_{dc}-v_{in})/2$
0	1	0	1	v_{dc}	0	v_{dc}	0	$-v_{in}/2$

$$V_{com_cell1} = \frac{v_{in} + v_{up_1} + v_{un_1}}{2} + 2v_l \dots\dots\dots (4)$$

$$V_{com_cell2} = \frac{v_{in} + v_{up_2} + v_{un_2}}{2} + 2v_l + v_{un_1} \dots\dots\dots (5)$$

$$V_{com_cell3} = \frac{v_{un_1} + v_{un_2} + v_{up_3}}{2} + v_l \dots\dots\dots (6)$$

ここで、2 セル目スイッチングデバイス S_{22} のドレイン-ソース間電圧を v_{un_2} , 3 セル目スイッチングデバイス S_{31} のドレイン-ソース間電圧を v_{up_3} とする。表 3 に示すよう

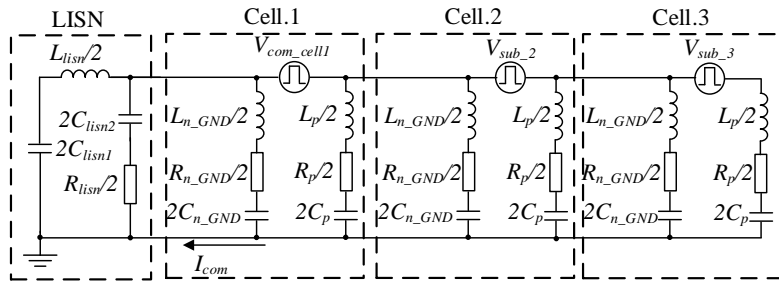


Fig.5 Common mode equivalent circuit in three cells PFC stage.

Table 3. Relationship between Drain-source voltage, boost inductor voltage and switching mode in three cells PFC stage.

SW11	SW12	SW21	SW22	SW31	SW32	v_{up_1}	v_{un_1}	v_{up_2}	v_{un_2}	v_{up_3}	v_{un_3}	v_l
1	0	1	0	1	0	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	$(3v_{dc}-v_{in})/2$
1	0	1	0	0	1	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0	$(2v_{dc}-v_{in})/2$
1	0	0	1	1	0	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0	0	$-v_{dc}$	$(2v_{dc}-v_{in})/2$
1	0	0	1	0	1	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0	v_{dc}	0	$(v_{dc}-v_{in})/2$
0	1	1	0	1	0	v_{dc}	0	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	$(2v_{dc}-v_{in})/2$
0	1	1	0	0	1	v_{dc}	0	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0	$(v_{dc}-v_{in})/2$
0	1	0	1	1	0	v_{dc}	0	v_{dc}	0	0	$-v_{dc}$	$(v_{dc}-v_{in})/2$
0	1	0	1	0	1	v_{dc}	0	v_{dc}	0	v_{dc}	0	$-v_{in}/2$

に、スイッチングの状態によりコモンモード電圧を算出する。

4. シミュレーションおよび実験結果

<4.1>シミュレーションでのコモンモード電流の比較

表 4 にシミュレーションおよび実機実験の条件を示す。シミュレーションでは、回路モデルと等価回路モデルでの漏れ電流を比較し、等価回路モデルとして妥当性を評価する。加えて、実験では、疑似電源回路網(LISN)を使用し、実験結果と等価回路上のコモンモード電流を比較し、モデルの妥当性を検証する。ここで、実機とモデル間でのスイッチングパターンを等しくするためにスイッチング周波数 30 kHz, 固定オンデューティ比 0.57 で動作させる。また、デューティ比一定で動作させるために入力側を直流とし、昇圧チョップとして動作させ比較を行う。なお、多段動作時のキャリア比較として位相シフト三角波キャリアを使用する。

図 6 に 1 セル構成の PFC における回路モデルおよび等価回路モデルのコモンモード電流の比較を示す。回路モデルでは、周波数 2.5 MHz 帯域にて 68.8 dB μ A, 等価回路モデルでは 68.8 dB μ A となり、一致していることが確認できる。

図 7 に 3 セルでの 3 セル構成の PFC における回路モデルおよび等価回路モデルのコモンモード電流の比較を示す。回路モデルでは、2.5 MHz 帯域にて 80.8 dB μ A, 4.5 MHz 帯域にて 71.2 dB μ A, 等価回路モデルでは、2.5 MHz 帯域にて 80.8 dB μ A, 4.5 MHz 帯域にて 72.5 dB μ A となり、ほぼノイズレベルが一致していることを確認できる。

図 8(a)に回路モデルにおけるコモンモード電圧の動作波形を示す。Cell.1 のコモンモード電圧に重畳している共振周波数は 4.5 MHz となり、ヒートシンクとデバイス間の寄生成分の自己共振周波数と一致することが確認できる。図 8(b)に等価回路モデルの等価回路モデルのコモンモード電圧の動作波形を示す。コモンモード電圧に重畳している共振周波数は 4.5 MHz であり、回路モデルとの一致を確認した。加えて、コモンモード電圧の共振周期間のピーク値が 248 V, 229 V となり、回路モデルとの一致を確認した。したがって、コモンモード電流は回路モデルとほぼ一致しており、等価回路モデルは妥当であるといえる。

<4.2>実験結果でのコモンモード電流の比較

図 9 に 1 セルでの PFC 部におけるコモンモード電流の周波数解析した比較を示す。実機実験よりコモンモード電流は 2.5 MHz 帯域にて 73.4 dB μ A に対し、等価モデルでは、2.5 MHz 帯域にて 68.6 dB μ A を確認し、5 dB 以内で一致していることが確認できる。また、2.5 MHz 帯域は回路パターンと GND 間の寄生成分における自己共振周波数、デバイスとヒートシンク間の寄生成分における自己共振周波数であることが確認できる。

図 10 に 2 セルでの PFC 部におけるコモンモード電流の周波数解析した比較を示す。実機実験よりコモンモード電

Table 4. Simulation and experimental parameters.

Parameter	Symbol	Value
Input voltage	V_{in}	60/120/180 V _{dc}
Output Power	P_{out}	230/450/680W
Rated output voltage	V_{out}	100 V _{dc}
Switching frequency of PFC	f_{sw_pfc}	30 kHz
Phase shift degree of carrier	θ	0/180/120deg
Number of cells	m	1/2/3
Boost inductor	L_b	5.0 mH
DC link capacitor	C_{dc}	1500 μ F
Capacitor.1 of LISN	C_{lissn1}	100 nF
Capacitor.2 of LISN	C_{lissn2}	2 μ F
Inductor of LISN	L_{lissn}	5 μ H
Resistance of LISN	R_{lissn}	50 Ω
Parasitic capacitor of negative rail and heatsink	C_{n_GND}	46.3 pF
Parasitic resistance of print pattern and heatsink	R_{n_GND}	200 Ω
Parasitic inductor of print pattern and heatsink	L_{n_GND}	87.6 μ H
Parasitic capacitor of switching device to heatsink	C_p	2.92 pF
Parasitic resistance of switching device to heatsink	R_p	500 Ω
Parasitic inductor of switching device to heatsink	L_p	429 μ H

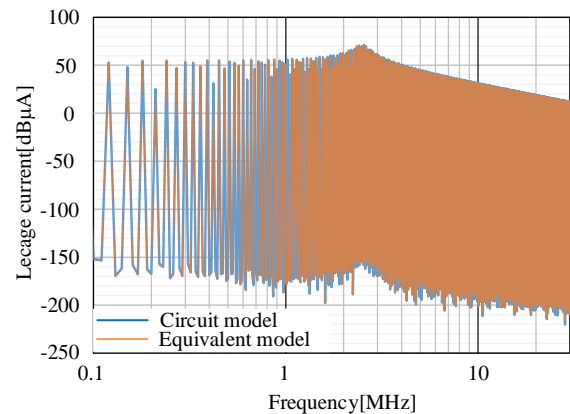


Fig.6 Comparison of the leakage current between the circuit model and the equivalent model in one cell PFC stage.

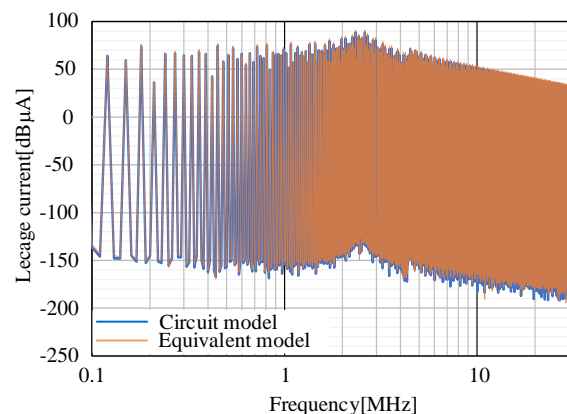


Fig.7 Comparison of the leakage current between the circuit model and the equivalent model in three cells PFC stage.

流は 2.5 MHz 帯域にて 81.5 dB μ A, 4.5 MHz 帯域にて 60.9dB μ A を確認した。等価モデルでは、2.5 MHz 帯域にて 76.4 dB μ A, 4.5 MHz 帯域にて 63.4 dB μ A を確認し、5 dB 以

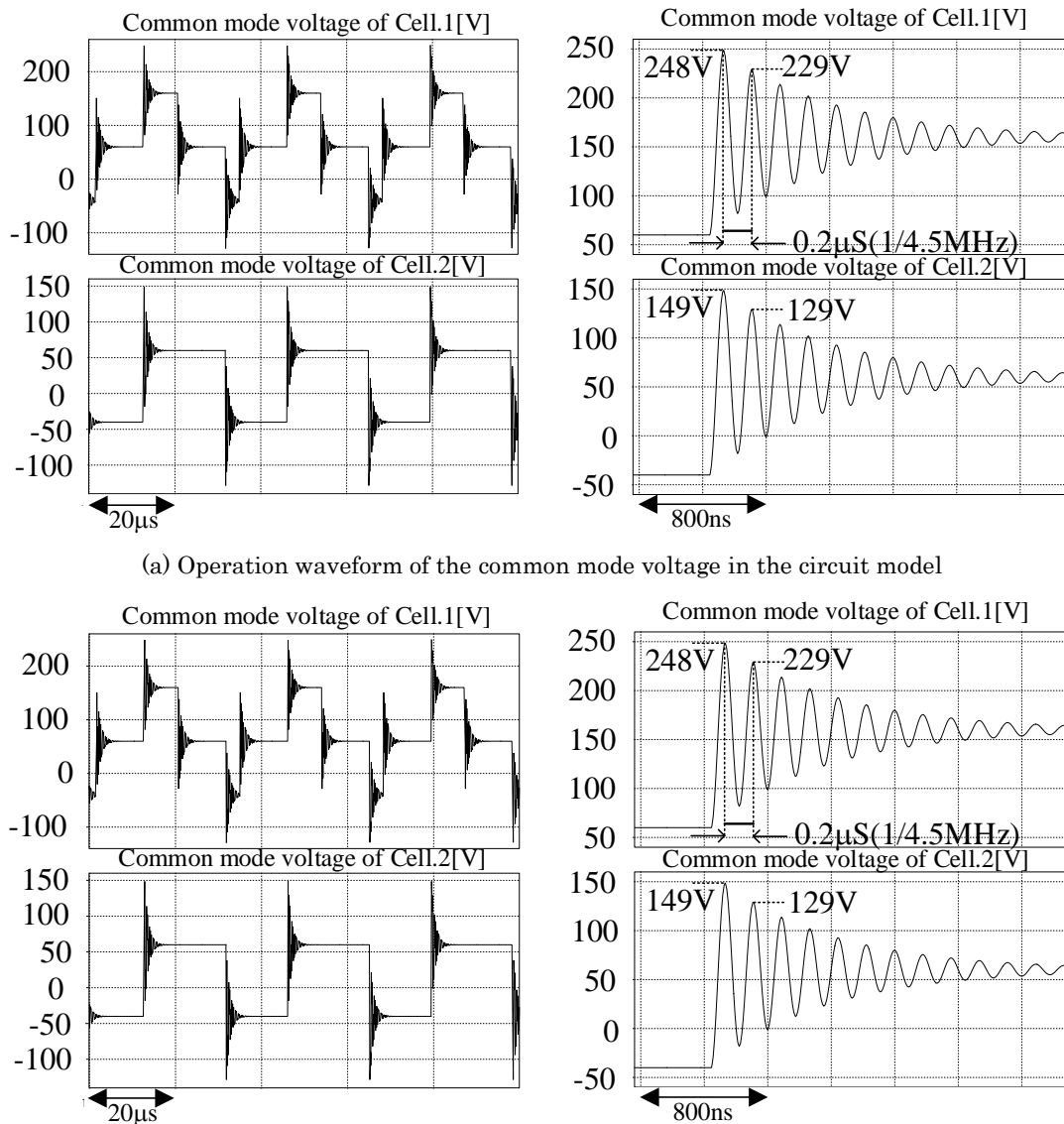
内で一致していることが確認できる。また、2.5 MHz 帯域および 4.5 MHz 帯域にて共振が発生している。これはコモンモード等価回路上では各セルの寄生成分が並列接続され、合成インピーダンスとしての自己共振周波数は 1 セル時の自己共振周波数と変わらないと考える。

図 11 に 3 セルでの PFC 部におけるコモンモード電流の周波数解析した比較を示す。実機実験よりコモンモード電流は 2.5 MHz 帯域にて 66.5 dB μ A, 4.5 MHz 帯域にて 63.6dB μ A を確認した。等価モデルでは、2.5MHz 帯域にて 72.7 dB μ A, 4.5 MHz 帯域にて 67.2 dB μ A を確認し、7dB 以内で一致していることが確認できる。ここで、3 セル動作時では、位相シフトキャリアにより等価スイッチング周波数が 3 倍となり動作するが、コモンモード電圧では周波数が変化せずにレベルが変化する。これにより、コモンモー

ド電流の周波数特性においても等価スイッチング周波数の影響が小さいと考える。以上より、特定のセルの寄生成分を測定し、他のセルの寄生パラメータとして使用することで ISOP 接続における SST のコモンモード電流の推定が可能である。

5. 結論

本稿では、ISOP 型 SST のコモンモード等価回路の簡易的なモデリングを目的に、多直列接続時した PFC のコモンモード等価回路を示した。本等価回路では、ISOP 構成の SST のコモンモード等価回路について特定セルにおける寄生成分の解析をベースとしたコモンモード等価回路を示した。モデルの妥当性を評価として、シミュレーションにおける回路モデルのコモンモード電流と比較し、一致を確認



(a) Operation waveform of the common mode voltage in the circuit model

(b) Operation waveform of the common mode voltage in the equivalent model

Fig. 8 Comparison of the common mode voltage between the circuit model and the equivalent model in three cells PFC stage.

した。また、実機実験にて PFC 部を 1 段, 2 段, 3 段に直列接続した際のコモンモード電流を測定し比較を行った。3 セル構成での実験結果では, 2.5 MHz 帯域にて 66.5dB μ A, 4.5 MHz 帯域にて 60.9 dB μ A を確認した。等価回路モデルでは, 2.5 MHz 帯域にて 72.7 dB μ A, 4.5 MHz 帯域にて 67.2 dB μ A を確認し, 7 dB 以内での一致を確認した。

今後は共振 DC/DC コンバータおよび SST のコモンモード等価回路のモデリングを行い, モデルの妥当性を検証する予定である。

この成果は国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)の委託業務(JPNP14004)の結果得られたものです。

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, IEEJ 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-ActBridge 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. 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, 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.
- (8) R. Zhu, N. Lin, V. Dinavahi and G. Liang, "An Accurate and Fast Method for Conducted EMI Modeling and Simulation of MMC-Based HVdc Converter Station," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 5, pp. 4689-4702, May 2020.
- (9) 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.
- (10) 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.
- (11) 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.
- (12) 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.
- (13) 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.
- (14) 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

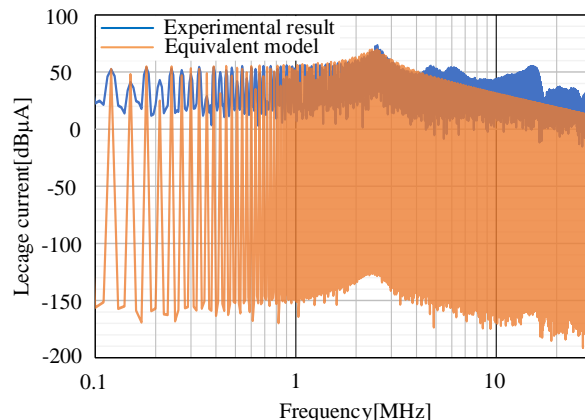


Fig.9 Comparison of the leakage current between the equivalent model and the experimental result in the one cell PFC stage.

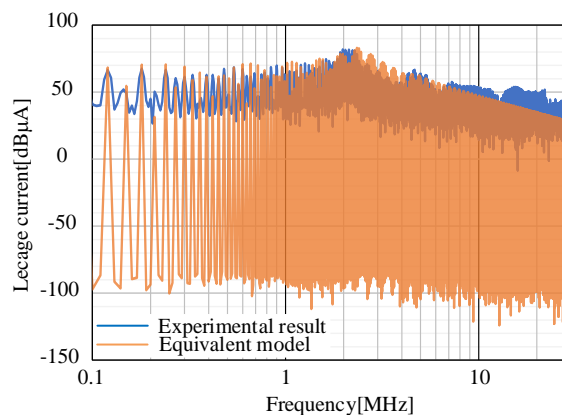


Fig.10 Comparison of the leakage current between the equivalent model and the experimental result in the two cells PFC stage.

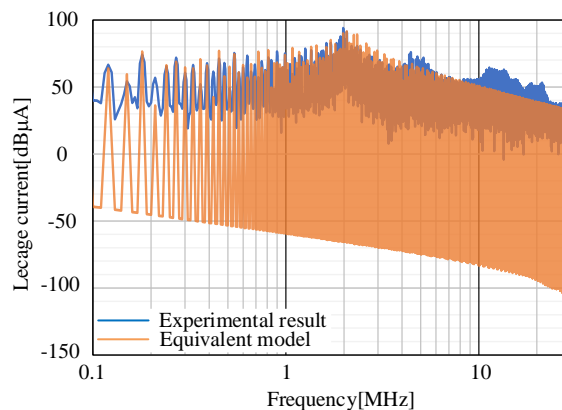


Fig.11 Comparison of the leakage current between the equivalent model and the experimental result in the three cells PFC stage.

Systems, vol. 33, no. 2, pp. 1473-1483, March 2018.