モールド絶縁と巻線の強制空冷を両立する 6.6 kV-SST 用高周波トランスの開発

米富　律騎*　　日下　佳祐（長岡技術科学大学）
小池　直樹　　長井　真一郎（ポニー電機株式会社）

Development of a High-Frequency Transformer for 6.6 kV-SST with Molded Insulation Design and Forced Air-Cooling of Windings

Ritsuki Yonetomi, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)
Naoki Koike, Shinichiro Nagai (PONY ELECTRIC CO., LTD)

This paper proposes a transformer structure that combines high insulation performance with forced air-cooling. It introduces a novel partial-molding structure for reliable insulation and facilitates forced-air cooling of the windings based on electric field analysis. The transformer with the proposed structure is designed from the viewpoint of the core losses and winding losses. A loss model is developed by distinguishing between core and winding losses, with calculated losses aligning closely with experimental results, exhibiting a maximum error of 5%. The prototype with an operating frequency of 27 kHz and a rated power of 37.5 kW achieved a maximum efficiency of 99.7% and a power density of 12.6 kW/L. Thermal tests confirmed that the proposed structure significantly reduces winding temperature compared to the conventional fully molded transformer. Partial discharge tests further verified sufficient insulation performance with a discharge inception voltage exceeding 6.6 kV.

キーワード：Solid-State Transformer(SST)，高周波トランス，DC/DC コンバータ，部分放電，絶縁
Keywords：Solid-State Transformer(SST), High-frequency transformer, DC/DC converter, Partial discharge(PD), Insulation

1.　はじめに

太陽光発電や蓄電システムなどの導入量増大を受け，電力の変換回数を低減することが可能な直流配電システムへの関心が高まっている。直流配電システムにおいて，交流電力系統への接続を担う電力変換器として，電圧調整や無効電力補償機能を付与可能な Solid-State Transformer(以下，SST)が注目されている[1-5]。

SST は商用周波トランスの代替として，高周波トランスを用いることからシステムの小型化が可能である。SST の回路トポロジーの 1 つとして，複数セルの入力側を直列，出力側を並列接続する Input-Series Output-Parallel 接続(以下，ISOP 接続)方式が多く研究されている[6-7]。本方式を採用することにより，各セルの DC/DC コンバータに要求される電圧・電流を低減することが可能となる。ここで，DC/DC コンバータは入出力間の絶縁と電圧変換を担う。しかし，6.6 kV 系統での実用を考えた場合，直列接続された各セルの一次側が接地されていないことから，高周波トランスの一次側巻線と二次側巻線間に最大で 6.6 kV が印加されることとなる。したがって，SST 用高周波トランスには高い絶縁性能が要求される。

絶縁信頼性が高いトランスとしてモールドトランスがある。モールド材は難燃性の物質を用いるため安全性が高く，油入トランス等の通常のトランスより絶縁性能が高いため小型・軽量化が可能であることに加え，メンテナンスが不要である[8]。しかし，高周波におけるモールドトランスの適用を考えた際，近接効果や表皮効果により交流抵抗が増加し，銅損が大きくなることから巻線温度が上昇する。これによりトランスには高い冷却性能が必要となるが，通常のモールドトランスでは巻線全体をモールドしているため冷却することができない。

本稿では，電界解析を用いて放電箇所を推定し，高電界発生部のみにモールドすることにより高周波トランスの絶縁性能を向上しつつ巻線の強制空冷可能なモールド構造を提案する[9]。次に，SST 用高周波トランスの電気設計を鉄損モデルと銅損モデルに分けて作成し，トランスの設計を

The Institute of Electrical Engineers of Japan #IEEJ-#IEEJ-5836 2026-08-29
© 2025 IEE Japan

行った。開発したトランスにおいて，実機による試験を行い，本損失モデルの妥当性を確認した。また，直流電源を用いたトランスの巻線温度の試験を行い，従来の巻線にモールドする構造に比べ提案構造において温度上昇が低減可能であることを示した。最後に，部分放電試験を行うことで耐圧の面においても十分な絶縁性能を示したので報告する。

2. 回路システム

Fig. 1 に本稿で設計するトランスを適用する検討回路を示す。本回路は 6.6 kV 系統への接続を想定した ISOP 接続の回路であり，1 相当たり 9 セルの計 27 セルで構成される。セル内の DC/DC コンバータはトランスの前段で直列共振させるため電流共振型の絶縁コンバータであり，トランスに通流する電流は正弦波状となる。本稿では検討回路内の電流共振型 DC/DC コンバータを Fig. 2 のように 1 セルのみで駆動させ，開発したトランスの評価を行う。

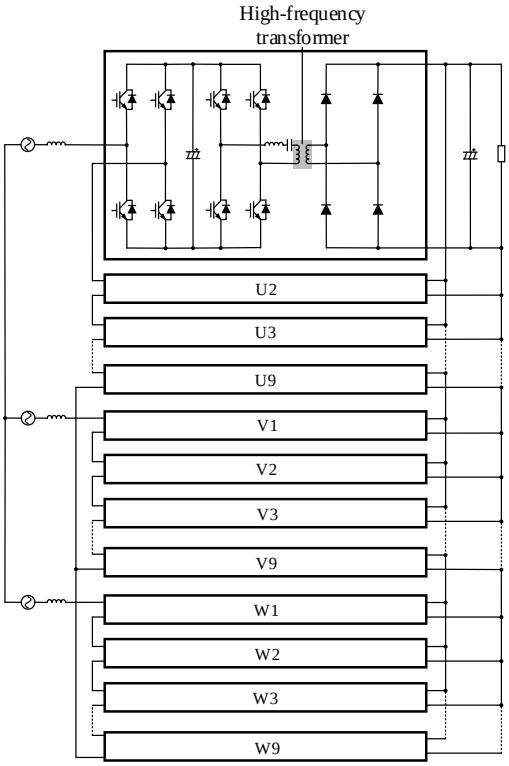


Fig. 1. ISOP connection assuming 6.6 kV system.

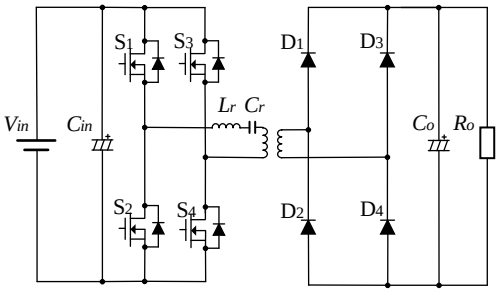


Fig. 2. Current resonant DC/DC converter.

3. 高周波トランスの絶縁設計

〈3･1〉 絶縁距離

高周波トランスの絶縁距離については明確な規定がないことから，類似の規格を参考に絶縁距離を決定した。IEC61600-5-1 から 7.2 kV においての定格インパルス電圧が 40 kV であることから，IEC60664-1 に則ると絶縁距離は 60 mm となる[8]。なお，本設計ではさらにマージンを取り，絶縁距離を 70 mm として設計を行った。なお，7.2 kV の定格インパルス電圧を用いているのは 6.6 kV の規格が存在しないことから，より上位の電圧レベルを採用したためである。

Fig. 3 に一次側巻線に系統電圧 6.6 kV を印可した際の電界解析分布を示す。本解析結果から一次側と二次側巻線間及び，巻線とコア間に高電界が発生していることがわかる。本結果より，巻線間及び巻線コア間に絶縁材を挿入することで絶縁性能の向上が見込まれる。なお，巻線構造は巻線間の絶縁距離を保つため分割巻きを採用した。

〈3･2〉 絶縁ボビンの設計

高電界発生部に絶縁材を挿入可能なボビンを作成する。本稿では，Fig. 4 の斜線部に絶縁材の箇所のボビン内部の空洞部にモールド材を注入することが可能な形状を採用する。本構造により，巻線間及び巻線コア間のみに絶縁材を挿入することが可能となる。この時，モールド材の厚さは 10 mm となるように設計を行った。本構造を採用することで絶縁性能を高めつつ，従来構造である Fig. 5 のような巻線全体にモールドをするものと比べ，開口状態となる巻線部から強制空制を行うことが可能となる。これにより，モールドトランスで問題となる巻線の温度上昇を抑えることが可能となる。本稿では，絶縁材にはウレタン材(UF-110-1A，UF-110B)を用いた。本ウレタン材は混成前が液状であることから，3D プリンタで整形したボビン内部に注入したのち，恒温槽にて絶縁材を硬化することで所望の箇所のみに絶縁材が配置されるようにした[9]。

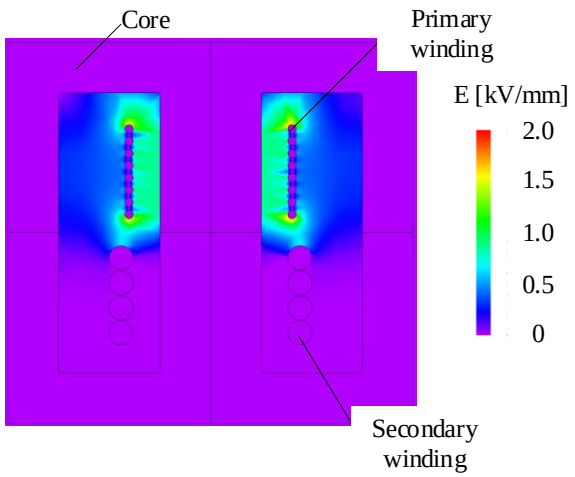


Fig. 3. Electric field distribution in transformer.

The Institute of Electrical Engineers of Japan #IEEJ-#IEEJ-5836 2026-08-29 © 2025 IEE Japan

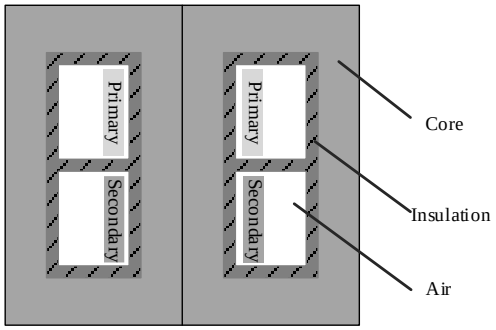


Fig. 4. Proposed transformer's insulation structure.

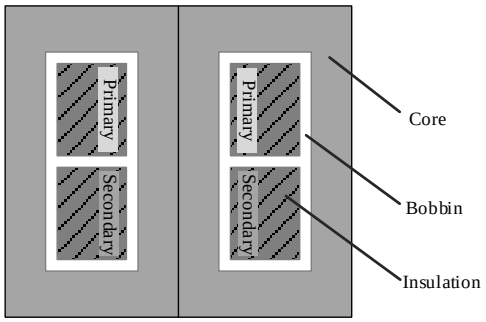


Fig. 5. Conventional transformer's insulation structure.

4. 高周波トランスの電気設計

本節では，SST 用トランスの鉄損及び銅損を評価するために損失モデルを構築する。SST 用トランスの設計では絶縁性能に加え，効率や電力密度といった電気的観点にも配慮する必要がある。そのため，コアの磁束密度，スイッチング周波数，巻数等のトランスの設計上の制約を満たすことが求められる。本稿では，鉄損と銅損のトレードオフ関係を明らかにし，トランス全体の損失を導出することで，トランスの設計を行った。

〈4･1〉 鉄損モデル

一般に，鉄損は以下の式(1)のスタインメッツの実験式で表される。

$$P_c = kf^{\alpha}B_m^{\beta} \quad \text{(1)}$$

ここで，P_c は鉄損密度，k，α，βはコアロス波形からカーブフィッティングで求められるスタインメッツ係数，fはスイッチング周波数，B_m は磁束密度である。

式(1)のモデルは電圧が正弦波の時のモデルであり，今回求めるトランス電圧は Fig. 6 に示すように矩形波であるため， IGSE を用いて導出する[11]。

$$P_c = \frac{1}{T}\int_0^T k_i \left|\frac{\mathrm{d}B(t)}{\mathrm{d}t}\right|^{\alpha} (\Delta B)^{\beta-\alpha}\mathrm{d}t \quad \text{(2)}$$

この時，k_i は(3)式である。また，スタインメッツ係数 k，α，βは式(1)と同様の値を用いる。

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1}\int_0^{2\pi}\left|\cos(\theta)\right|^{\alpha} 2^{\beta-\alpha}\mathrm{d}\theta} \quad \text{(3)}$$

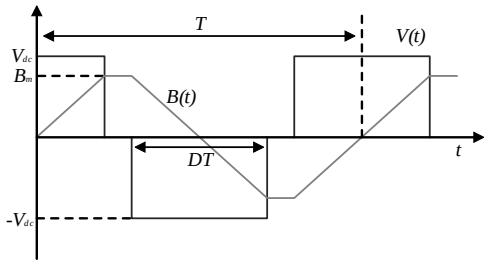


Fig. 6. Voltage and flux density waveforms[12].

式(2)に Fig. 6 を適用すると，式(4)の条件式となり，式(5)の矩形波時の鉄損を導出できる[12]。

$$\left|\frac{\mathrm{d}B(t)}{\mathrm{d}t}\right| = \begin{cases} 0 & \text{for } (1-D)T \\ \dfrac{2\Delta B}{DT} & \text{for } DT \end{cases} \quad \text{(4)}$$

$$P_c = 2^{\alpha+\beta}k_i f^{\alpha}B_m^{\beta}D^{1-\alpha} \quad \text{(5)}$$

ここで，式(3)は数値積分を含むため，k_i はカーブフィッティングを行った式(6)を用いることで，誤差 0.15%以内で近似することができる。

$$k_i = \frac{k}{2^{\beta-1}\pi^{\alpha-1}\left(0.2761 + \dfrac{1.7061}{\alpha+1.354}\right)} \quad \text{(6)}$$

〈4･2〉 銅損モデル

本節では高周波トランスに使用するリッツ線で生じる銅損を評価する。そのリッツ線の渦電流損失を計算するのに，磁場の時間微分を用いた渦電流損失評価法が知られており，式(7)により表される[13]。

$$P_{\mathrm{eddy},j} = \frac{\mu_0^2\pi N_s l_j d_s^4}{64\rho}\left\langle\overline{\left(\left(\frac{\mathrm{d}H(t)}{\mathrm{d}t}\right)^2\right)}\right\rangle \quad \text{(7)}$$

ここで，N_s はリッツ線の素線数，l_j は 1 ターン当たりの巻線長，d_s はリッツ線の素線径，ρは抵抗率，$\overline{x}$ は時間平均，$\langle\cdot\rangle_j$ は 1 ターン当たりの空間平均である。また，磁界 H は Fig. 7 のように有限要素解析を用いて求め，$\mathrm{d}H/\mathrm{d}t$ を導出することができる。共振コンバータのトランス電流が正弦波であると近似すると，磁界 H は以下の式(8)と表される。

$$H(t) = H_m \sin(2\pi ft + \phi) \quad \text{(8)}$$

ここで，H_m は Fig. 7 で解析を行った時の磁界の最大値を示している。式(8)より，式(7)を以下の式(9)のように書き換えることができる[14]。

$$P_{\mathrm{eddy},j} = \frac{\mu_0^2\pi N_s l_j d_s^4 f^2}{64\rho}\overline{H_m}^2 \quad \text{(9)}$$

また，渦電流損失を含まない直流損失は以下の式(10)に示し，式(11)に巻線の全体の損失を示す。

$$P_{dc,j} = \frac{4\rho l_j}{N_s\pi d_s^2}I_{rms}^2 \quad \text{(10)}$$

The Institute of Electrical Engineers of Japan #IEEJ-#IEEJ-5836 2026-08-29 © 2025 IEE Japan

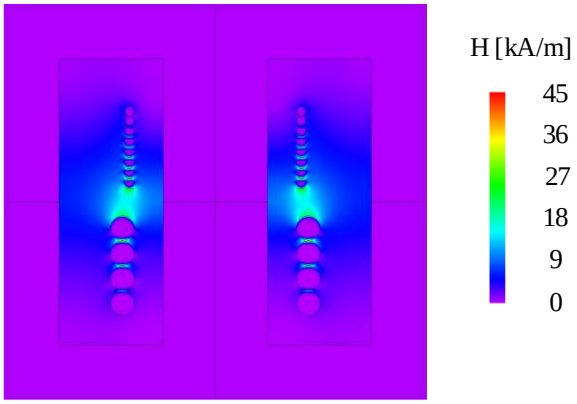


Fig. 7. Magnetic-field distribution in transformer.

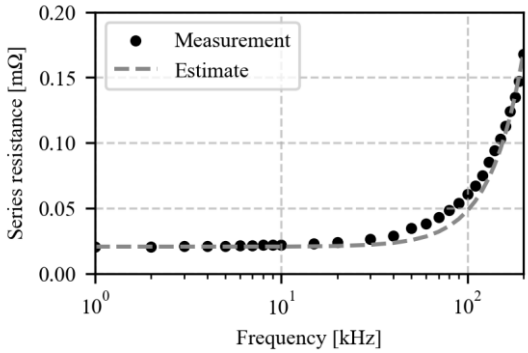


Fig. 8. Comparison between winding-loss model and measurement.

$$P_w = \sum_{j=1}^{N} (P_{\mathrm{eddy},j} + P_{dc,j}) \quad \text{.....(11)}$$

Fig. 8 に本モデルを用いて巻線抵抗を算出したものと，今回作成したトランスの直列抵抗を測定値と比較した図を示す。Fig. 8 より，計算値と測定値はほぼ一致していることがわかる。なお，誤差の要因としては，今回作成したトランスを手巻きしたため解析モデルと実際の実機の巻線構造が異なることから，解析した磁界との差異が生じたことが原因である。

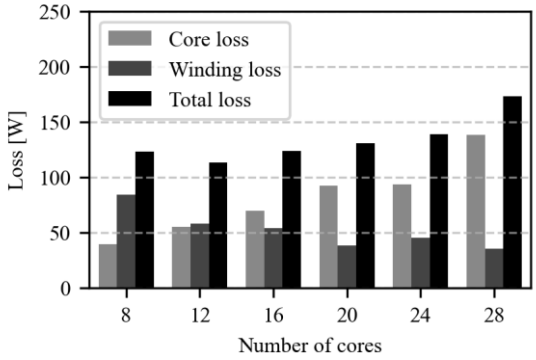
〈4･3〉 トランス設計

ここまでの解析にてトランスの損失モデルを作成した。なお，本稿で使用するトランスでは外鉄型にするため，PC40 材の UU80×150×30N の U コアを EE コアと同様の形状になるよう設計している。そのため，本稿で使用するコアを 4 個刻みで設計を行う。また，スイッチング周波数 f は 30 kHz として設計を行っているため，磁束密度 B_m 及びトランスの巻数 N が決まればトランスの設計をすることができる。PC40 材の最大磁束密度 B_{sat} は 380 mT であることから，マージンを取り磁束密度 B_m が 200 mT 以下になるように設計を行う。式(12)を用いて巻数 N を決定する[10]。

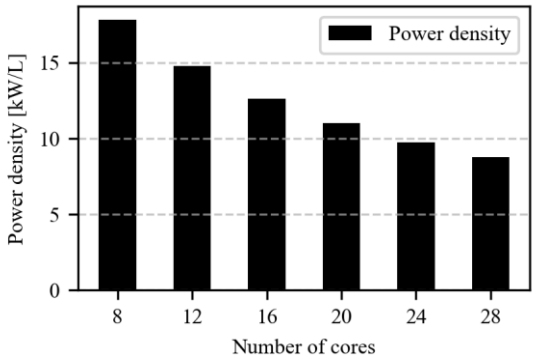
$$N = \frac{V}{4 f B_m A_e} \quad \text{..... (12)}$$

ここで，A_e はトランスの有効断面積である。

ここまでの設計を踏まえ，Fig. 9 コアの数当たりの(a)トランスの損失及び(b)定格電力 37.5 kW 当たりのトランスの電力密度の関係を示す。本図より，鉄損と銅損がトレードオフ関係になっていることがわかる。また，本設計ではコアの数が 12 個の時に損失が一番小さくなることがわかる。しかし，コアが 12 個の時ではトランスの窓の大きさから重ね巻きになってしまう。本稿では Fig. 4 のような強制空冷が可能な構造を採用している。したがって，重ね巻きにすると冷却効果が薄れてしまうため，本稿では単層巻きにできる巻数の中で一番損失が少ないコアが 16 個の時で設計を行った。本設計より Fig. 9(b)から電力密度は 12.6 kW/L となる。Fig. 10 に本設計から試作したトランスを示す。



(a) Transformer's loss model.



(b) Transformer's power density.

Fig. 9. Transformer's characteristics.

5. 実験結果

〈5･1〉 実機検証

Table 1 に実験のパラメータを示す。本試験では周波数は 30 kHz の設計であったが，共振回路から周波数の調整を行い，インバータからトランスの電流を電圧より遅らせることによりゼロ電圧スイッチングを達成できるようにスイッチング周波数を 27 kHz にしている。また，共振コンバータであることから力率は 1 となるが，ゼロ電圧スイッチングを優先していることから，力率に少しずれがあるため今回は有効電力で評価を行う。なお，本試験はトランス巻線が巻かれた開口部にファンを当てる強制空冷を用いている。

Fig. 11 に回路動作時のインバータの出力とトランスの動作波形を示す。Fig. 11 より，トランスが正常に動作しており，インバータの出力電圧よりインバータ出力電流が遅れ

The Institute of Electrical Engineers of Japan #IEEJ-#IEEJ-5836 2026-08-29 © 2025 IEE Japan

Fig. 10. Prototype transformer.

Table 1. Circuit parameters.

Parameters	Symbol	Value
Input voltage	V_{in}	750V
Output voltage	V_o	375 V
Capacity	S	37.5 kVA
Power	P	37.5 kW
Frequency	f	27 kHz
Resonant inductor	L_r	167 μH
Resonant capacitor	C_r	178 nF

ていることからゼロ電圧スイッチングを達成していることがわかる。

Fig.12 に今回作成したトランスの効率特性を示す。Fig. 12 より，軽負荷運転時には無負荷損失が支配的であるため効率が 91%程度にとどまるものの，伝送電力上昇に伴い損失全体の内無負荷損失の割合が減少することで，定格電力 37.5 kW 出力時の効率は 99.7%に達することが確認できた。

Fig. 13 に今回作成した損失モデルと測定した損失の比較を示す。実験により測定された損失は 127.2 W，損失モデルでの損失は 125.4 W であり，誤差 5%以下で一致していることから損失モデルの妥当性を確認できた。

〈5･2〉 温度試験

本節では，トランスの巻線で生じる損失による発熱の影響を評価する。なお，従来構造と提案構造のトランスにおいて交流抵抗を完全に等しくすることは困難であることから，巻線に直流電流を通流させ，同一電力が内部で消費した。この際の巻線温度の変化を比較する。

Fig. 14 に提案構造と従来構造の温度試験結果を示す。Fig. 14 より，提案構造では試験開始から約 30 分で温度上昇が飽和し，巻線の温度は 40°C 程度で飽和している。しかし，従来構造では 3 時間で 80°C 程度まで上昇し，さらにその後も温度上昇が継続していることが確認できる。

Fig. 15 に最大温度をサーモグラフィで撮影したものを示す。Fig. 15 より，最大温度が提案構造が 69°C なのに対し，従来構造が 102°C まで上昇していることがわかる。

本結果より，どちらの測定結果でも提案構造の巻線温度が従来構造である巻線モールドの温度上昇が抑えられていることがわかる。したがって，提案構造において十分な冷却性能を有することを確認できたといえる。

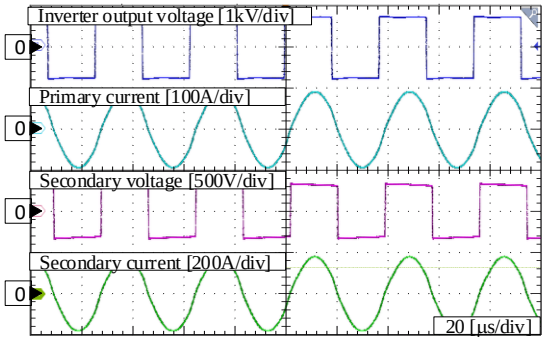


Fig. 11. Operating waveforms of the transformer.

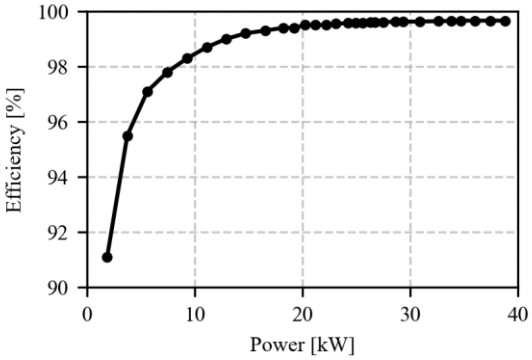


Fig. 12. Efficiency characteristic.

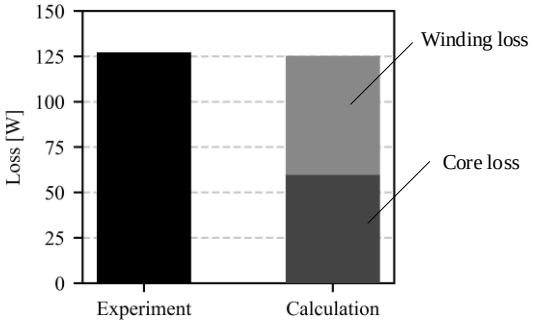


Fig. 13. Loss Comparisons.

〈5･3〉 部分放電試験

トランスの絶縁性能を検証するため，部分放電試験を行った。本試験では放電の閾値を 50 pC に設定して試験を行い，電圧上昇時に閾値を超える電圧である放電開始電圧，電圧下降時に閾値を下回る電圧を放電消滅電圧としている[15]。測定時，一次側巻線と二次側巻線の耐圧を測定するため，一次側巻線及び二次側巻線はそれぞれ短絡させて測定を行った。

Fig. 16 に今回開発したトランスの部分放電試験結果を示す。Fig. 16 より，提案構造の放電開始電圧は 7.32 kV，放電消滅電圧が 6.78 kV であった。本結果より，放電開始電圧及び放電消滅電圧の両方が 6.6 kV 超えていることから十分な絶縁性能を有していることを確認できた。

The Institute of Electrical Engineers of Japan #IEEJ-#IEEJ-5836 2026-08-29 © 2025 IEE Japan

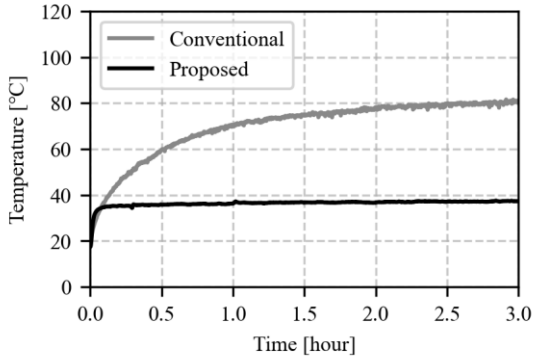
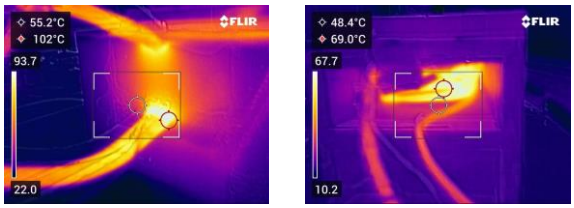


Fig. 14. Temperature characteristics.



(a) Conventional structure. (b) Proposed structure.

Fig. 15. Maximum temperature.

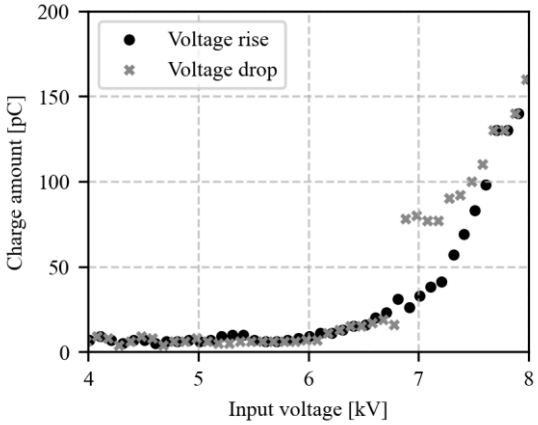


Fig. 16. Test results of partial discharge.

6. まとめ

本稿では，ISOP 接続構成の SST に用いられる DC/DC コンバータに向けて高周波モールドトランスを電界解析に基づく絶縁設計及び，損失モデルを用いたトランスの最適設計を行った。

開発したトランスを用いた SST 用セルを構築し，実機実験において，定格電力 37.5kW 伝送時に効率 99.7%を達成することを確認した。また，作成した損失モデルとの損失比較を行い，誤差 5%以下であったことから損失モデルの妥当性を確認した。最後に，開発したトランスで部分放電試験を行い，6.6 kV 以上の絶縁性能を有していることを確認した。

謝辞

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）の結果から得られたものである。

文　　献

(1) L. Zheng et al., "Solid-State Transformer and Hybrid Transformer With Integrated Energy Storage in Active Distribution Grids: Technical and Economic Comparison, Dispatch, and Control," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 10, no. 4, pp. 3771-3787, Aug. 2022.

(2) 菊地尚斗, et al.：「チョッパセルを用いた単相 Solid-state Transformer の高パワー密度化に向けた単相電力脈動補償法」，電気学会研究会資料．SPC= The papers of technical meeting on semiconductor power converter, IEE Japan/半導体電力変換研究会［編］．電気学会, 2020. p. 1-6.

(3) S. A. Saleh et al., "Solid-State Transformers for Distribution Systems–Part II: Deployment Challenges," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 6, pp. 5708-5716, Nov.-Dec. 2019.

(4) G. Ortiz, M. G. Leibl, J. E. Huber and J. W. Kolar, "Design and Experimental Testing of a Resonant DC–DC Converter for Solid-State Transformers," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 10, pp. 7534-7542, Oct. 2017.

(5) E. S. Lee, J. H. Park, M. Y. Kim and J. S. Lee, "High Efficiency Integrated Transformer Design in DAB Converters for Solid-State Transformers," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 71, no. 7, pp. 7147-7160, July 2022.

(6) J.-W. Kim, J.-S. You and B. H. Cho, “Input serious-output parallel connected converter configuration for high voltage power conversion applications,” in Proc. ICPE'98, pp. 201–205, 1998.

(7) D. Choi, J. -H. Park and J. -S. Lee, "Individual Module Power Control of Solid-State Transformer for Multiport Configuration in Railway Traction Systems," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 11, no. 1, pp. 3102-3113, Feb. 2025.

(8) Z. Guo et al., "A Novel High Insulation 100 kW Medium Frequency Transformer," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 1, pp. 112-117, Jan. 2023.

(9) 米富律騎，日下佳祐:「電界集中部のみに樹脂モールドを適用した SST 用高周波トランスの実機検証」, SPC-24-153-174.176-177/MD-24-099-120.122-123 半導体電力変換研究会/モータドライブ研究会, 電気学会, 2024, p.33-37.

(10) R. Yonetomi, K. Kusaka, N. Koike and S. Nagai, "Partial Discharge Test of High-frequency Transformers with Plastic Mold for SST," 2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia), Chengdu, China, 2024, pp. 3007-3012.

(11) M. J. Jacoboski, A. de Bastiani Lange and M. L. Heldwein, "Closed-Form Solution for Core Loss Calculation in Single-Phase Bridgeless PFC Rectifiers Based on the iGSE Method," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 6, pp. 4599-4604, June 2018

(12) M. Mogorovic and D. Dujic, "100 kW, 10 kHz Medium-Frequency Transformer Design Optimization and Experimental Verification," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 2, pp. 1696-1708.

(13) C. R. Sullivan, "Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 2, pp. 283-291, March 1999.

(14) Z. Li, E. Hsieh, Q. Li and F. C. Lee, "High-Frequency Transformer Design With Medium-Voltage Insulation for Resonant Converter in Solid-State Transformer," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 8, pp. 9917-9932, Aug. 2023.

(15) 上羽 正尭：「モールド絶縁の寿命に対する部分放電の影響」，三重大学大学院工学研究科修士論文，2014.

The Institute of Electrical Engineers of Japan #IEEJ-#IEEJ-5836 2026-08-29 © 2025 IEE Japan