

補助人工心臓用空心型経皮エネルギー伝送システム —絶縁トランスの巻き方と共振による伝導性妨害波の低減の検討—

Air-Core Transcutaneous Energy Transmission System for Ventricular Assist Device: Reduction of Conducted Emission Using Resonance and Winding Method of the Isolation Transformer

亀山 優希*1(学生員), 三浦 大樹*1(学生員), 柴 建次*2(正員)

Yuki KAMEYAMA (Stu. Mem.), Daiki MIURA (Stu. Mem.), Kenji SHIBA (Mem.)

A transcutaneous energy transmission system (TETS) that supplies power to ventricular assist devices has been studied. TETS causes conducted emissions (CE) and radiated emissions because it transmits large electromagnetic energy (approximately 15 W). In this study, the CE from TETS was measured and the reduction method of CE was investigated. First, the optimum phase shift time between the drain-source voltage and the drain current of the MOSFET in the inverter circuit of TETS was determined by adjusting the resonance capacitor C_1 . Second, the parasitic capacitance between the primary and secondary coils of the high-frequency isolation transformer was reduced by changing the winding pattern. As a result, the CE was reduced by 80 dB μ V at 5 MHz by insertion of C_1 of 7.74 nF. Additionally, by using an isolation transformer with concentrated winding, the CE was reduced by 9 dB μ V at 15 MHz, as compared to the isolation transformer with uniform winding.

Keywords: energy transmission system, conducted emission, isolation transformer, resonance.

(2020年11月20日受付, 2021年2月24日再受付)

1 緒言

重症心不全患者の治療方法として、心臓移植があるが、ドナー不足で心臓移植ができない患者が多いことが問題になっている。そこで心臓移植の代替治療、心臓移植までの橋渡しとして、補助人工心臓(Ventricular assist device: VAD)が用いられている[1, 2]。しかし、現在用いられている補助人工心臓は、体外から体内へ電力を伝送するためのケーブルが皮膚を貫通している。そのため、皮膚の貫通部からの感染症や Quality of life の低下という問題が生じている。そこで、磁界共振を利用して、体外から体内へワイヤレスに電力を伝送することができる経皮エネルギー電力伝送システム(Transcutaneous Energy Transmission System: TETS)が研究されている。これにより、感染症の危険の低下、Quality of life の向上が期待される。経皮エネルギー伝送用トランスには空心偏平型のものや、体外結合型のものがある[3, 4]。空心偏平型は体外結合型と比べてコイルの厚さが薄く、軽量であるため、患者への負担が少ない。

また、TETS が実用化される際には、一時的な外出時はバッテリーからエネルギーが供給されるが、主に商用電源からエネルギーを供給することが考えられる。しかし、TETS は数 10 W の電力を数 100 kHz の交流で伝送するため、MOSFET の寄生容量成分と回路中の寄生インダクタンスの共振や、非通電時のダイオードと寄生インダクタンスの共振により、大きな伝導性妨害波が発生していると考えられ[5-10]、発生した伝導性妨害波が商用電源を介して他の機器に影響を与えることが考えられる。実用化には、伝導性妨害波が規制値を下回る必要がある。また、体外結合型に対して空心型は、比較的伝導性妨害波が大きくなることが知られており、規制値を下回るような結果は得られていない[11]。また、体外結合型は、コンデンサとの共振を取ることで、放射性妨害波が消えることが報告されている[12]。しかし、体外結合型では二次コイル周辺の皮膚の血流を妨げるなど患者の負担が大きいため、本研究では患者の負担軽減を重視し、空心偏平型のトランスを用いて研究を行った。

我々の空心偏平型経皮トランスを用いた TETS は、一次側回路の中に、高周波絶縁トランスを用いており[13]、回路内の同相電流を減らすための工夫をすでに行っているが、高周波絶縁トランスの一次-二次間に寄

連絡先: 柴 建次, 〒125-8585 葛飾区新宿 6-3-1,
東京理科大学基礎工学部電子応用工学科,
e-mail: shiba@te.noda.tus.ac.jp

*1 東京理科大学大学院 *2 東京理科大学

生容量が存在し、高周波の伝導性妨害波の伝搬ルートになる可能性が報告されており[14]、高周波絶縁トランスの寄生容量を低減することで伝導性妨害波を抑制することができると考えられる。また、ノイズは di/dt や dv/dt が大きいとき増大するため、MOSFET のソース・ドレイン電圧とドレイン電流の位相を最適化し、 di/dt や dv/dt を小さくすることで伝導性妨害波を抑制できると考えられる。

そこで、本研究では、巻き方の違う二つの高周波絶縁トランスを用いて、絶縁トランスの巻き方による伝導性妨害波の低減の検討を行った。また、[12]の文献で体外結合型 TETS の放射性妨害波を低減させた方法を利用して、空心偏平型 TETS に挿入するコンデンサの値を変化させて、伝導性妨害波の低減の検討を行った。

2 空心型経皮エネルギー伝送システム

本研究に用いた TETS のブロックダイアグラムを Fig. 1 に示す。TETS は直流安定化電源、インバータ回路、高周波絶縁トランス、経皮トランス、整流平滑回路、負荷抵抗からなる。インバータ回路には、プッシュプル型インバータを用いた。プッシュプル型インバータは出力線が3本あり、これを2本に変換するため、高周波絶縁トランスを用いた。

空心偏平型経皮トランスは一次コイルと二次コイルで構成されており、これをアクリル板に固定した。一次コイルと二次コイル間の距離は、真皮と皮下組織間に二次コイルを埋め込むことを想定し、8 mm とした。

VAD は、直流で駆動するため、全波整流回路（ブリッジ回路）にて直流へ変換した。また、VAD を模擬するため、ホーロー抵抗 ($R_L=40 \Omega$) を用いた。

3 実験方法

3.1 TETS の共振の取り方

TETS は、一次コイルと二次コイルに、それぞれ直列に共振用コンデンサを挿入することで共振を取っている。(1)、(2)に共振用コンデンサの導出式を示す。共振周波数を f_r 、二次コイルのインダクタンスを L_2 と二次コイルの共振用コンデンサの容量を C_2 とする。また、インバータから二次側を見たときのリアクタンスを X_m とし、その共振用コンデンサを C_1 とする。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{X_{in} C_1}} \quad (2)$$

3.2 絶縁トランスの巻き方による伝導性妨害波の低減の検討

3.2.1 絶縁トランスの巻き方

TETS の動作周波数である 200 kHz 付近で低磁心損失である Mn-Zn を用いたフェライトコアに銅リツ線を巻き付けて試作した。フェライトコアの大きさは、外径 59.1 mm、内径が 40.8 mm、高さ 17.6 mm である。ポリウレタン絶縁被膜が施された直径 0.05 mm の銅線を 120 本煉り合せた直径 0.8 mm の銅リツ線を使用した。Fig. 2 に示すように集中巻きと均等巻きの高周波絶縁トランスを試作した。共に、銅リツ線を密に巻き付け、9回巻きとした。LCR メータ(HIOKI, IM3536)で 200 kHz のインダクタンスと巻線間容量 C_p の測定を行った。Table 1 に絶縁トランスの詳細を示す。

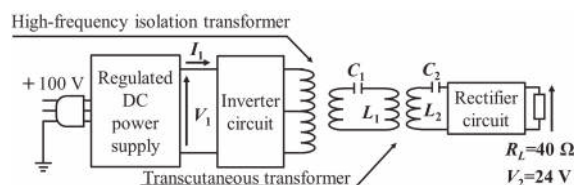


Fig. 1 Block diagram of the air-core TETS.

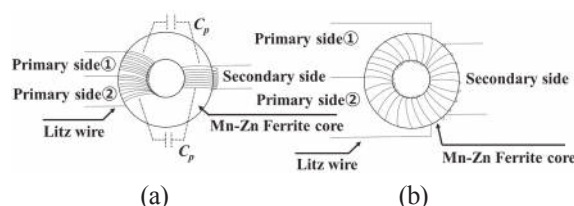


Fig. 2 Winding pattern of High-frequency isolation transformer

(a) Concentrated winding (b) Uniform winding.

Table 1 Coil details of high-frequency isolation transformer.

Coil details	Concentrated		Uniform	
	Primary : L_{H1}	Secondary : L_{H2}	Primary : L_{H1}	Secondary : L_{H2}
Self-inductance [μ H]	513.2	513.2	514.3	514.7
Coupling coefficient : k	0.982		0.99	
Mutual inductance : M_H [μ H]	503.9		509.2	
Capacitance between high-frequency isolation transformer : C_p [pF]	16.7		24.9	

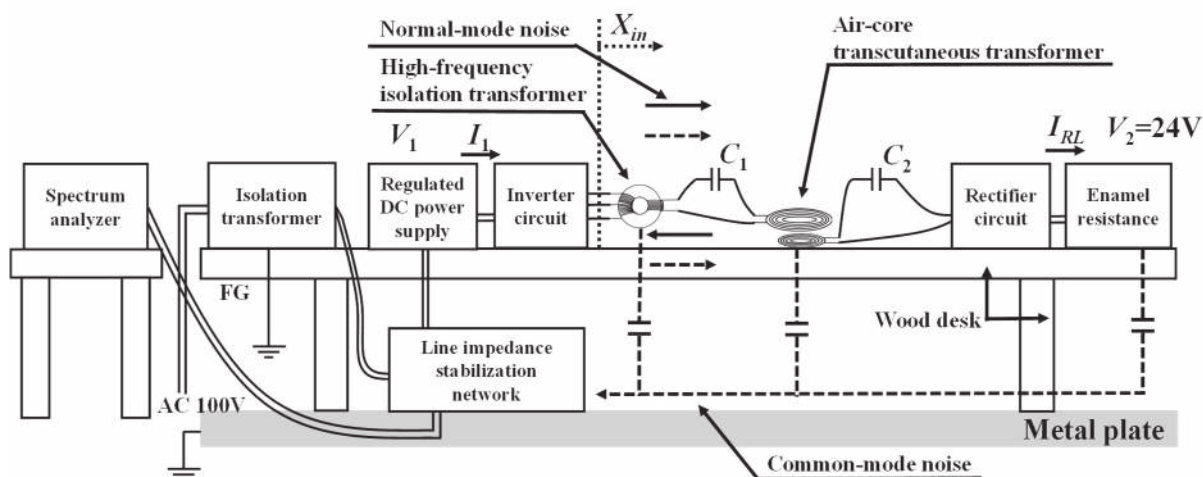


Fig. 3 Arrangement of the air-core TETS for measurement of the conducted emission.

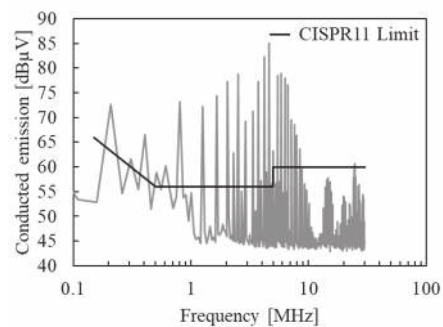
3.2.2 絶縁トランスを変えたときの伝導性妨害波の測定方法

測定回路を Fig. 3 に示す。伝導性妨害波は、疑似電源回路網(LISN)を用いて雑音端子電圧(尖頭値電圧)を測定することで評価を行った。集中巻きと均等巻きの高周波絶縁トランスにおいて、伝送周波数を 200 kHz とし負荷抵抗 R_L の端子電圧 V_2 が 24 V 一定となるようにして、雑音端子電圧の測定を行った。共振用コンデンサは、それぞれの巻き方においてインピーダンスの虚部が 0Ω となるように調整し、集中巻きは $C_1=6.8 \text{ nF}$ 、均等巻きは $C_1=7.24 \text{ nF}$ 、二次側は共に $C_2=28.3 \text{ nF}$ となった。伝導性妨害波の評価には、CISPR11(グループ 2, クラス B) の規格を用いた[15]。

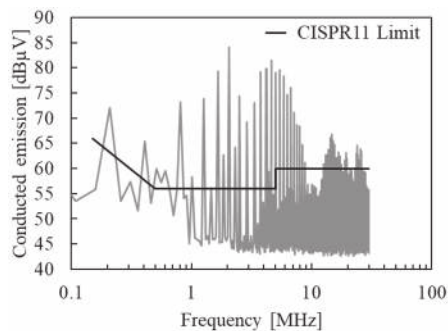
雑音端子電圧の測定には、スペクトラム・アナライザ (RIGOL, DSA815) を用いた。LISN(TEKBOX, TBLC08)からの出力を、10 dB 減衰のトラジェントリミッター(TEKBOX, TBFL1)を介してスペクトラム・アナライザに接続した。

3.2.3 絶縁トランスの巻き方を変えたときの伝導性妨害波の測定結果

Fig. 4(a)に集中巻きの結果を、Fig. 4(b)に均等巻きの結果を示す。(a)の集中巻きの場合、(b)の均等巻きに比べ 10 MHz 以上の雑音端子電圧が大幅に低減された。15 MHz では、(a)の集中巻きは $57.75 \text{ dB}\mu\text{V}$ 、(b)の均等巻きは $66.78 \text{ dB}\mu\text{V}$ となっており、集中巻きの場合、9 $\text{dB}\mu\text{V}$ 程度低減できたことが分かる。



(a)



(b)

Fig. 4 Measurement result of conducted emission (a) Concentrated (b) Uniform.

3.3 共振による伝導性妨害波の低減の検討

実用化する際、持ち運びの観点から絶縁トランスは小型である方が良いため、3.2 で用いたものより小さい、外径が 25.3 mm、内径が 14.8 mm、高さは 10 mm のフェライトコアを用いて絶縁トランスを試作した。巻き方は 3.2 の結果をもとに集中巻きとし、巻き数は 9 回巻きとした。詳細を Table 2 に示す。共振用コン

デンサは、 $C_1=7.74$ nF, $C_2=28.3$ nF である。

3.3.1 DC-DC 伝送効率・電圧電流波形の測定方法

Fig. 3 に DC-DC 伝送効率・電圧電流波形の測定回路を示す。直流安定化電源の出力端子に電流計(Hewlett Packard, Multimeter 34401A)を配置し、負荷 R_L の端子間に電圧計(Kyoritsu, Model 1009)を配置した。また、直流安定化電源の出力電圧の測定には直流安定化電源 (Agilent, U8032A)の電圧計機能を使用した。

この時、負荷抵抗 R_L の端子電圧 V_2 を 24 V 一定とし、伝送周波数は 200 kHz とした。絶縁トランスと経皮トランスの間に $C_1=7.74$ nF のコンデンサを挿入した場合 (共振理論値) と、ずらした値(5.64, 6.2, 6.8, 7.27, 8.2, 8.42, 8.89, 9.92, 11.2 nF)のコンデンサを挿入した場合において DC-DC 電力伝送効率の測定を行った。直流安定化電源出力電圧を V_1 , 電流を I_1 , 負荷抵抗を R_L としたとき、効率(3)の式で表される。

$$\eta = \frac{V_2^2/R_L}{V_1 I_1} \tag{3}$$

次に、共振コンデンサを挿入したときのソース・ドレイン電圧とドレイン電流の位相および、5 MHz 付近のスイッチングに伴う雑音端子電圧の発生源を確認するため、Fig. 5 に示すようにインバータ回路の MOSFET のドレイン・ソース間電圧波形 V_{DS} とドレイン電流波形 I_D の観測を行った。また、10 MHz 以上の雑音端子電圧の発生源を確認するために、7.74 nF のコンデンサを挿入した場合の負荷に流れる電流 I_{RL} の観測を行った。測定には、オシロスコープ(Keysight, EDUX1052A), 電圧プローブ(Keysight, N2142A), 電流プローブ(Tektronix, P6022A)を用いた。

3.3.2 DC-DC 伝送効率・電圧電流波形の結果

DC-DC 伝送効率の測定結果を Fig. 6 に示す。効率は、7.74 nF のコンデンサを挿入した場合(共振理論値)において、最大効率 71.6%を得ており、共振理論値からずれると効率が低下した。

次に、インバータ回路の MOSFET のドレイン・ソース間電圧波形 V_{DS} とドレイン電流波形 I_D を Fig. 7(a)(b) に、負荷電流波形 I_{RL} を Fig. 7(c)に示す。(a)の 7.74 nF のコンデンサを挿入した場合は電圧波形が矩形波、電流波形が正弦波に近い波形になるが、(b)の 11.2 nF の場合は波形が崩れていることがわかる。また、(a)の 7.74 nF の場合には、30 V 程度とリンギングが低減されて

Table 2 Coil details of high-frequency isolation transformer.

Coil details	Primary : L_{H1}	Secondary : L_{H2}
Self-inductance [μ H]	392.6	392.4
Coupling coefficient : k		0.991
Mutual inductance : M_H [μ H]		389.2
Capacitance between high-frequency isolation transformer : C_P [pF]		11.3

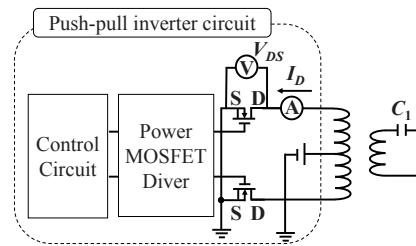


Fig. 5 Measurement system of voltage wave between drain and source of the MOSFET and drain current wave.

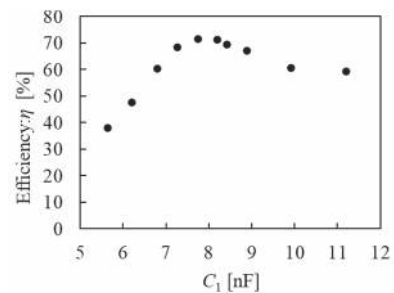


Fig. 6 Measurement result of DC-DC energy transmission efficiency.

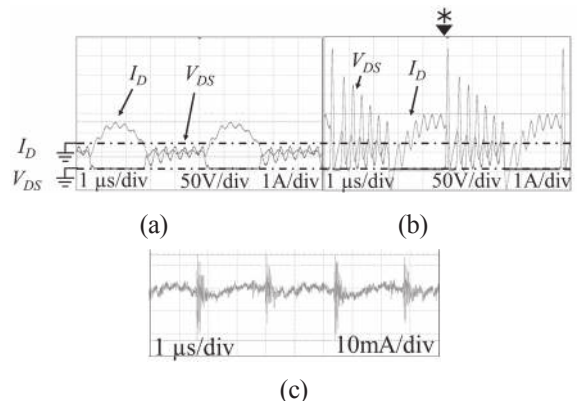


Fig. 7 Measurement result of voltage wave between drain and source of the MOSFET and drain current wave, load current wave ((a) $C_1=7.74$ nF (b) $C_1= 11.2$ nF (c) $C_1=7.74$ nF load current wave).

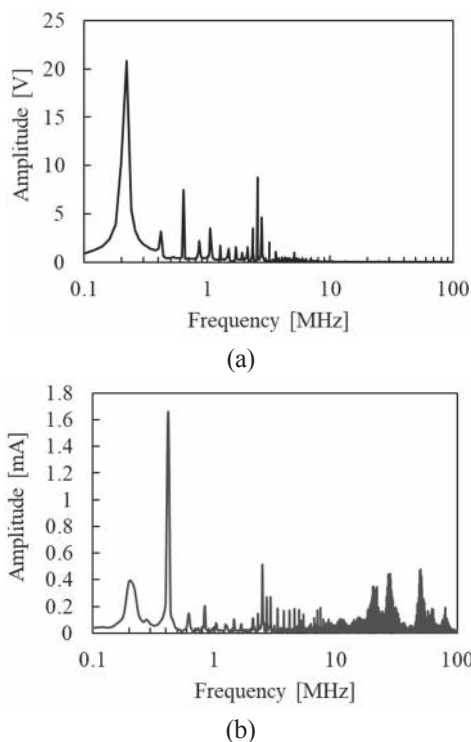


Fig. 8 Fourier transform of (a) voltage wave between drain and source of the MOSFET and (b) load current wave.

いるのたいし、(b)はリングングが 300 V 近くになっている。(a)の 7.74 nF のコンデンサを挿入した場合のドレイン・ソース間電圧波形 V_{DS} と負荷 R_L に流れる電流波形 I_{RL} を周波数解析した結果を Fig. 8(a) (b)に示す。周波数解析により、スイッチング周波数の 200 kHz 以外では、(a)は 2.5 MHz, (b)は 400 kHz と 10 MHz 以上において大きな電圧が観測されている。2.5 MHz は、MOSFET において、10 MHz 以上の電圧は、整流ダイオードから発生おり[10], MOSFET および整流回路で発生したノイズが雑音端子電圧に影響を与えていると考えられる。

3.3.3 絶縁トランスを小型化した場合の伝導性妨害波の測定方法

測定回路は、Fig. 3 と同様である。負荷抵抗 R_L の端子電圧 V_2 を 24 V 一定とし、伝送周波数は 200 kHz とした。 $C_1=7.74$ nF を挿入した場合(共振理論値)と、ずれた値(5.64, 7.27, 8.89, 11.4 nF)のコンデンサを挿入した場合において雑音端子電圧の測定を行った。

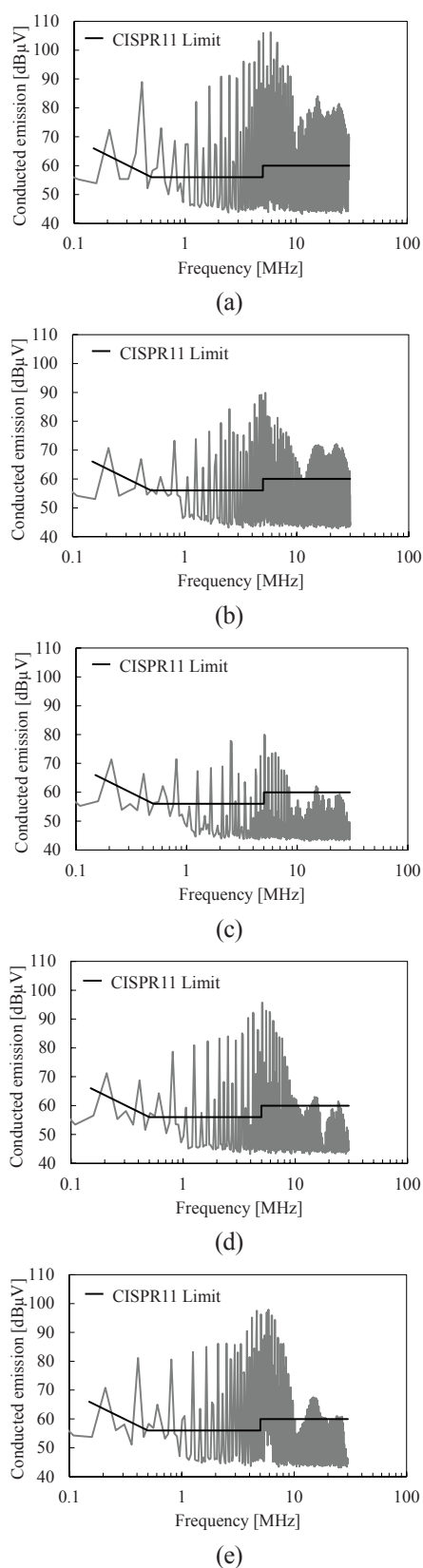


Fig. 9 Measurement result of conducted emission ((a) $C_1=5.64$ nF (b) $C_1=7.27$ nF (c) $C_1=7.74$ nF (d) $C_1=8.89$ nF (e) $C_1=11.4$ nF).

3.3.4 絶縁トランスを小型化した場合の伝導性妨害波の測定結果

雑音端子電圧の測定結果を Fig. 9 に示す。(a)は 5.64 nF, (b)は 7.27 nF, (c)は 7.74 nF, (d)は 8.89 nF, (e)は 11.2 nF の雑音端子電圧である。雑音端子電圧は、7.74 nF のコンデンサを挿入した場合(共振理論値, (c))において最も小さく、7.74 nF の値からずれると雑音端子電圧が増大した。TETS の動作周波数である 200 kHz 付近では、雑音端子電圧は(a)72.41 dB μ V, (b)70.69 dB μ V, (c)71.39 dB μ V, (d)71.25 dB μ V, (e)70.8 dB μ V となっており、挿入するコンデンサの値によってあまり変化は見られなかった。また、本研究で用いた TETS の回路では 7.74 nF のコンデンサが最適値であることが分かった。

1 MHz 以上における雑音端子電圧の最大値は、(a)106.21 dB μ V, (b)89.88 dB μ V, (c)80.00 dB μ V, (d)95.75 dB μ V, (e)97.93 dB μ V となった。また、5 MHz 付近の伝導性妨害波の最大値が Fig. 4(a)では 84.98 dB μ V となっていたが、Fig. 9(c)では 79.44 dB μ V となっていることから、高周波絶縁トランスを小型化することで、5 MHz 付近において約 5 dB μ V 低減できていることが分かる。小型化した高周波絶縁トランスの巻線間容量 C_p を LCR メーターで測定した結果、11.2 pF となり、3.2 で用いた絶縁トランスより小さい値となった(Table 1 参照)。巻線間容量が減ったことで、雑音端子電圧が低減できたと考えられる。CISPR11 の規格値との比較については、10 MHz 以上においては、(c)においてはおよそ規格値を満たすことができたが、8 MHz 以下においては、規格値を満たさなかった。

4 考察

Fig. 4 の結果より、10 MHz 以上の雑音端子電圧は、均等巻きの高周波絶縁トランスを用いたときよりも、集中巻きのほうが 9 dB 程度低減された。高周波絶縁トランスの一次-二次間には巻線間容量 C_p が存在する(Fig. 2, Table 1 参照)。巻線間容量 C_p は式(4)に示すように、 C_p に加わる電圧が大きな dv/dt を持つとき、高周波絶縁トランスの一次-二次間を通過するコモンモード電流の増加を招く。均等巻きに対して、集中巻きのとき巻線間容量 C_p が小さくなるため、式(4)より集中巻きにおいてコモンモードノイズの伝搬を抑制できる。本研究では、整流回路により発生した 10 MHz 以上のコモンモードノイズが高周波絶縁トランスの巻線間容量

C_p を通じて TETS 中を伝搬しており、高周波絶縁トランスを集中巻きにすることで巻線間容量 C_p が低下し雑音端子電圧を低減することができたと考えられる。

$$i_{common} = C_p \frac{dv}{dt} \quad (4)$$

TETS 全体を 200 kHz で共振させることにより、Fig. 7(a)に示すように、意図しない周波数での共振を抑制できリングングを小さくできたと考えられる。一方、共振がずれたことで Fig. 7(b)に示すように、MOSFET が ON($V_{DS}=0$ V)から OFF に切り替わる時、 I_D が大きい状態である(Fig. 7 の * マーク)ため、 di/dt が大きくなりサージ電圧が発生する。サージ電圧が発生することで、MOSFET の寄生容量と回路中の寄生インダクタンスが共振し、リングングが発生したと考えられる。また、 C_1 がずれたとき、 I_D と V_{DS} の重なりによるスイッチング損失の発生や、位相がずれることによる無効電力の増加により Fig. 6 に示すように効率が低下したと考えられる。

5 結言

本研究では、高周波絶縁トランスを集中巻きとすることで、均等巻きと比べて、10 MHz 以上の伝導性妨害波を低減することができた。また、高周波絶縁トランスと経皮トランスの間に、TETS 全体を動作周波数で共振させるコンデンサ C_1 を挿入することで、200 kHz 以外での共振によるリングングを抑制でき、伝導性妨害波を低減できた。

しかし、本研究では、CISPR11 の規格を満たすことができなかった。また、フィルターを用いた場合、データシート上では伝導性妨害波を低減できると考えられる場合でも、伝導性妨害波が上手く低減できないことが多い。そのため、今後も伝導性妨害波を根本的に低減する方法を検討していく必要がある。

付録・謝辞など

本研究の一部は、文部科学省科学研究費(20K04423)を用いて行われた。

参考文献

- [1] J. K. Kirklin, D. C. Naftel, S. L. Myers, M. L. Clark, *et al.*, Quarterly Statistical Report 2014 1st Quarter, *Interagency Registry for Mechanically Assisted Circulatory Support (Inter-macs)*, pp. 1-29, 2014.
- [2] E. Sacristan, E. Tuzun, J. A. Winkler, A. L. Contreras and W. E. Cohn, In vivo Performance Evaluation of the Innovamedica

- Pneumatic Ventricular Assist Device, *Proceeding of the IEEE EMBC*, pp. 1217-1220, 2011.
- [3] 柴, 周, 越地, 塚原, 大海, 中村, 遠藤, 増澤, 巽, 妙中, 高野, 完全埋込型人工心臓用経皮エネルギー伝送システム—電気工学的観点からの *in vitro* および *in vivo* 評価—, *人工臓器*, Vol. 27, No. 2, pp. 341-346, 1988.
- [4] 柴, 糠谷, 辻, 越地, 人工心臓用空心型経皮エネルギー伝送システム-体外情報による出力電圧の安定化制御-, *生体医工学*, Vol. 43, No. 4, pp. 670-676, 2005.
- [5] 山下, 吉田, 稲森, 小林, SiC-MOSFET の MHz 動作に向けた配線インダクタンスの影響と RCD スナバ回路によるリング抑制効果の検証, *電気学会半導体電力変換合同研究会資料*, PE-17-048, PSE-17-048, SPC-17-097, 2017.
- [6] T. Ibuchi and T. Funaki, Conducted emission characteristics of CCM boost converter with SiC Schottky barrier diode, *Proceeding of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 1012-1017, 2015.
- [7] 高尾, 八尾, 荒井, SiC ショットキーバリアダイオードの高 di/dt スイッチング特性, *電気学会論文誌 (D)*, Vol. 124, pp. 917-923, 2004.
- [8] 井渕, 舟木, SiC ショットキーバリアダイオードの非導通時 ESR 特性が DC-DC コンバータの伝導性 EMI ノイズに与える影響評価, *電子情報通信学会論文誌*, Vol. J100-B, No. 3, pp. 149-157, 2017.
- [9] 石川, 柴, 補助人工心臓用経皮エネルギー伝送システムの電磁ノイズの原因推定と対策, *ライフサポート学会フロンティア講演会予稿集*, p. 76, 2017.
- [10] 松原, 柴, 越地, 藤原, 中村, 巽, 妙中, 高野, 完全埋込型人工心臓用経皮エネルギー伝送システム—妨害波強度の測定と評価—, *人工臓器*, Vol. 29, No. 1, pp. 18-23, 2000.
- [11] 柴, 周, 越地, 完全埋込型人工心臓用経皮エネルギー伝送システムの伝導性妨害波の評価・検討, *電気学会論文誌 (D)*, Vol. 119, No. 12, pp. 1560-1561, 1999.
- [12] 柴, 補助人工心臓用体外結合型経皮エネルギー伝送システム-漏れインダクタンスとコンデンサの共振による放射妨害波低減-, *日本 AEM 学会誌*, Vol. 25, No. 4, pp. 395-402, 2017.
- [13] 高橋, 柴, 高周波絶縁トランスを用いた補助人工心臓用空心型経皮エネルギー伝送システム-人体中に流れる高周波漏れ電流の測定-, *日本 AEM 学会誌*, Vol. 27, No. 3, pp. 332-328, 2019.
- [14] 小松, 野口, 高周波 EMI ノイズを低減する高周波スイッチング素子駆動回路の開発, *電気学会半導体電力変換研究会資料*, Vol. 11, pp. 43-48, 2007.
- [15] *International Electrotechnical Commission*, International standard, Industrial, scientific and medical equipment-Radio-frequency disturbance characteristics-Limits and methods of measurement, CISPR 11, Edition 5.0, 2009.