

マルチコアトランスと多相インバータを用いた 2.5MHz 電源の 高出力化と非接触給電への応用

折川 幸司* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

High Output of 2.5 MHz Power Supply Constructed from Multi-Core Transformers and a Multi-Phase Inverter and Application for Wireless Power Transfer

Koji Orikawa*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses a development for high output of 2.5 MHz inverter. This inverter consists of a multi-phase inverter and multiple core transformers. In this paper, a principle of drop in inverter output voltage due to relationship between dead-time and leakage inductance of the transformer is clarified. In addition, bifilar wound transformers and a LC series resonance are applied to the proposed circuit in order to achieve higher output power. The principle of solutions for higher output power is confirmed by experiments. Finally, the proposed circuit is applied to a wireless power transfer when a lamp bulb is used as a load.

キーワード：高周波電源，中性点電位変動，マルチコアトランス，漏れインダクタンス，直列共振

(High frequency power supply, Neutral voltage fluctuation, Multiple core transformer, Leakage inductance, Series resonance)

1. はじめに

近年，自動車の燃費向上や二酸化炭素排出量の削減を目的として，電気自動車の開発が盛んに行われている⁽¹⁾。しかしながら，現状の電気自動車は，現状のバッテリーのエネルギー密度では充電 1 回当たりの走行距離が短く，従来のガソリン車と比較して走行距離の観点で性能が劣る。そのため，頻繁に充電する必要があるため，ガソリン車と比較してユーザの利便性が悪く，電気自動車普及の妨げとなっている。これらの問題を解決する方法として，中距離大電力の非接触給電技術によるバッテリーの急速充電技術が近年盛んに研究されている⁽²⁾⁽³⁾。非接触給電技術には，法律上の観点から ISM 帯を用いての電力伝送が必要とされるため，13.56MHz の周波数を用いなければならない。そのため，非接触給電には MHz 帯の出力が可能な電源装置が必要とされている。

従来の高周波電源装置は真空管やパワー MOSFET などの半導体素子を用いた C 級リニアアンプ方式で構成されることが多い。そのため，原理的に効率が低く，ヒートシンクやファンなどの放熱機器を負荷する必要があり，システムが大型となる。また，真空管方式では素子の寿命が短いため信頼性が低い問題がある。

一方，IGBT や MOSFET などの電力変換用半導体素子は，近年性能が向上し低損失化，大容量化が進み誘導加熱装置用インバータなどに使われている⁽⁴⁾。しかし，半導体素子のスイッチング速度の制約から，高周波動作には限界がある。

特に大容量，高電圧における高周波化は困難とされている。そこで，多相インバータの中性点電位変動に注目しマルチコアトランスを組み合わせた回路構成で周波数を通倍できる方法を利用する⁽⁵⁾⁽⁶⁾。著者らはこれまでに，本方式を 5 相インバータに適用することで，スイッチング周波数の 5 倍の周波数の出力できることを確認している。つまり，同じ出力周波数を得るために要求される素子のスイッチング周波数を従来の PWM 電圧形インバータの 1/5 に低減することが可能である。しかしこれまでに，提案回路ではトランスの漏れインダクタンスによってインバータ出力電圧の一部が欠ける現象（以降，パルス欠け，と定義する）が発生することを確認している。特に，MHz 帯での動作において，インバータ出力電圧のパルス欠けは提案回路の低出力化の大きな原因となる。しかし，これまでにパルス欠けの発生原理は明らかにされていない。また，漏れインダクタンスが大きすぎると提案回路は定電流源動作となり，出力電圧は負荷に依存してしまい，インバータによって出力電圧を制御できなくなる問題も確認している。

本論文では，多相インバータとマルチコアトランスを用いた周波数通倍回路の高出力化を目的とする。まず，インバータ出力電圧のパルス欠けの原理について単相等価回路を用いて明らかにする。また，これまで問題であった定電流源動作を防ぐために，トランスの巻線構造を工夫して，漏れインダクタンスの低減を行う。さらに，トランス二次側に共振用コンデンサを直列に接続しトランスの漏れインダクタンスを積極的に利用する LC 直列共振を用いる⁽⁷⁾⁽⁹⁾。

最後に、以上の内容を実機により動作検証を行う。加えて、提案回路のトランス二次側にスパイラルアンテナを接続し、受電側に負荷として白熱電球を用いて非接触給電の実機検証を行ったので報告する。

2. 周波数逓倍回路の動作原理

N 相インバータを方形波駆動すると、直流リンク電圧の midpoint O を基準とする負荷中性点電位 v_{no} は(1)式にて変動し、インバータのスイッチング周波数の N 倍の周波数が得られる⁽⁵⁾。

$$v_{no} = \frac{1}{N} \sum v_{ko} \dots\dots\dots(1)$$

ただし、 v_{ko} は各相の直流リンク電圧の midpoint O を基準とした出力電圧である。

図 1(a) に提案法を 5 相電圧形インバータに適用した場合の提案回路を示す。5 相電圧形インバータは、各相の電圧指令をそれぞれ 72 度ずつ位相シフトさせて方形波駆動する。

図 1(b) に、提案回路の周波数増幅の原理図を示す。負荷中性点電位は、(1)式より各相電圧の波形の総和となるため、その周波数は各相電圧の周波数の 5 倍となる。

負荷中性点電位の変動は、直流リンクの midpoint とトランスの midpoint を接続することでトランスの二次側に出力可能になる。トランスの二次側は直列接続であるため、マルチコアトランスの巻数比を 1:1 としたとき、二次側の電圧振幅は(1)式の 5 倍になる。

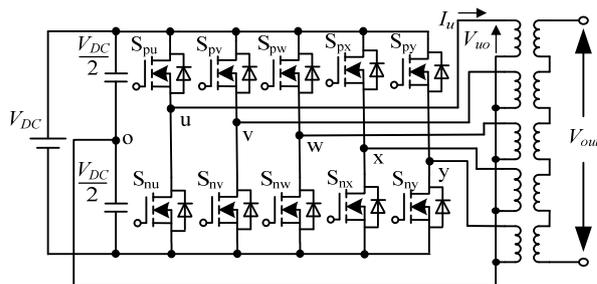
3. マルチコアトランス

図 2 に実験に使用したマルチコアトランスを示す。コアには、トロイダルコアを使用する。本論文では貫通巻とバイファイラ巻を用いる。まず、配線長を短くし巻線の銅損を低減する方法にトランスの二次側の貫通巻がある⁽¹⁰⁾。この方法では、トランスの一次側と二次側の結合度が低下し、二次側漏れインダクタンスが大きくなる。一方で、漏れインダクタンスを低減する手法に、バイファイラ巻がある。通常のバイファイラ巻では、一次巻線と二次巻線を擦ってコアに巻くことで結合を高める。しかし、通常のバイファイラ巻では巻数比が 1:1 となる。本論文では直流電圧と同じ出力電圧を実現するため、二次巻線を 2 本用意して合計 3 本の撚り線とすることで、巻数比 1:2 を実現する。トロイダルコアには高周波領域で低損失であるフェライトコア(TDK 製、PC40 T38×14×22)を使用した。

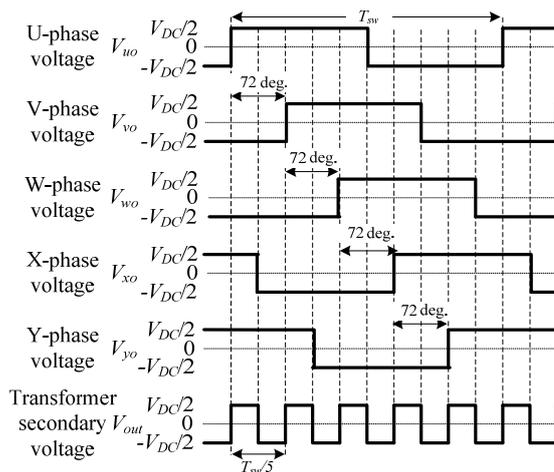
表 1 に回路の設計仕様を示す。本論文のマルチコアトランスでは、トランス二次側を直列接続するため、トランスの段数を n とするとトランス二次側の周波数はインバータのスイッチング周波数 f_{sw} を用いて(2)式で表される。

$$f_{out} = n \cdot f_{sw} \dots\dots\dots(2)$$

したがって、インバータを 5 相 ($n=5$) で設計する場合、スイッチング周波数は 500 kHz となる。表 2 に実際に製作したトランスのパラメータを示す。



(a) Main circuit.



(b) Principle of the proposed circuit (Turn ratio=1:1).

Fig. 1. Multiplying frequency circuit using five-phase inverter.



(a) Secondary wiring through cores. (b) Bifilar wound transformer.

Fig. 2. Multi-core transformer.

Table 1. Specification of transformer.

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Input Voltage	V_{DC}	100	V
Output Voltage	V_{out}	100	V
Primary Number of Turn	N_1	5	turns
Secondary Number of Turn	N_2	10	turns
Switching Frequency	f_{sw}	500	kHz
Output Frequency	f_{out}	2.5	MHz
Duty cycle	D	0.5	
Flux density	B_m	0.3	T
Cross-sectional area of cores	S	112×10^{-6}	m^2

4. パルス欠けの発生とその原因

(4-1) 提案回路の等価回路

図 3(a) に提案回路に純抵抗を接続した場合の回路構成、図

3(b)にその単相等価回路を示す。提案回路の単相等価回路は、ハーフブリッジ回路となる。Lはトランス1次側から見たトランスの漏れインダクタンスを含むインダクタンス成分、Rはトランス一次側から見たトランスの巻線抵抗および負荷抵抗を含む抵抗成分である。また、 C_p はMOSFETのドレイン・ソース間の寄生容量である。ここでは、マルチコアトランスの励磁インダクタンスは漏れインダクタンスよりも十分大きいとし、無視している。提案回路のインバータは5相であるが、パルス欠けの発生はインバータのスイッチング1周期毎に発生するため、単相等価回路によってパルス欠けの原理を明らかにする。

図4にハーフブリッジ回路の上側スイッチ S_p がOFFからONに切り替わるまでの動作モード図を示す。図4(b),(c)に上下スイッチがOFFするデッドタイム期間を示す。パルス欠けが発生する場合には図4(a)(b)(c)(d)、パルス欠けが発生しない場合には図4(a)(b)(d)の順番で動作モードが変化する。まず、(a)からデッドタイム期間(b)になると、Lを流れる電流が上側スイッチの寄生ダイオードを流れ入力電源側へと回生する。このとき、デッドタイム期間中に常にリアクトル電流が流れ続けているとパルス欠けが発生せずインバータ出力電圧は $V_{DC}/2$ を維持し、動作モードは(b)から(d)に変化する。しかし、デッドタイム期間中にリアクトル電流がゼロになると、動作モードが(b)から(c)に変化し、MOSFETの寄生容量とLにより共振が発生する。この結果、インバータ出力電圧にパルス欠けが発生し、 $V_{DC}/2$ を維持できなくなる。

図4(b)に示す動作モードの回路方程式より、インバータの出力電圧にパルス欠けが発生しない条件はインバータのデッドタイム T_d を用いて、(3)式で表される。なお、直流コンデンサ電圧はスイッチング1周期中一定であると仮定する。

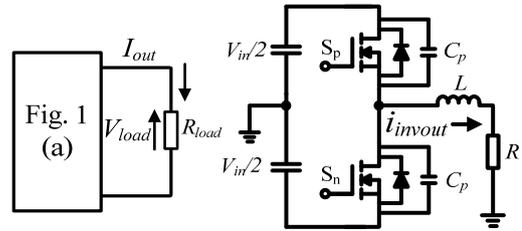
$$T_d < \tau \ln \left\{ 2 \left(1 + e^{\frac{T_{sw}}{2\tau}} \right) \right\} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 $\tau=L/R$:時定数(s)、 $T_{sw}=1/f_{sw}$:スイッチング周期(s)、である。

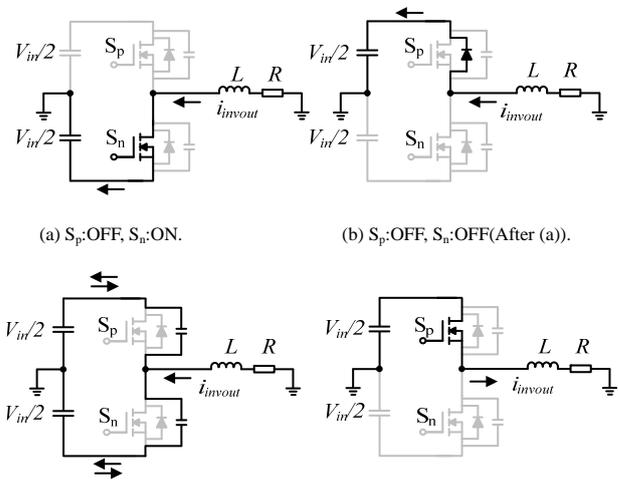
(3)式より、パルス欠けの発生しない条件は、デッドタイム T_d 、時定数 τ 、スイッチング周期 T_{sw} で決まることがわかる。したがって、スイッチング周期に合わせて適切にデッドタイムを設定しても、時定数によってパルス欠けが発生する場合がある。ここで負荷を一定と仮定すると、漏れインダクタンスが小さい場合、時定数が小さくなり、(3)式を満足できなくなり、インバータ出力電圧にパルス欠けが発生する。その一方で、漏れインダクタンスが大きい場合、時定数がスイッチング周期に対して大きくなるためパルス欠けは発生しない。しかし、漏れインダクタンスが大きすぎても、提案回路は定電流源動作となり、出力電圧を一定に制御できなくなる。したがって、提案回路において所望の出力電圧を出力するためには、パルス欠けが発生することなく、かつ定電圧動作を実現可能な適切な漏れインダクタンスに設計することが重要となる。また、適切な漏れインダ

Table 2. Parameters of transformer.

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Primary Leakage Inductance	L_1	0.42	μH
Secondary Leakage Inductance	L_2	5.47	μH
Magnetizing Inductance	M	83.5	μH
Primary Resistance	R_1	0.25	Ω
Secondary Resistance	R_2	1	Ω



(a) Experimental circuit. (b) Single-phase equivalent circuit.
Fig. 3. Proposed circuit.



(a) S_p :OFF, S_n :ON. (b) S_p :OFF, S_n :OFF(After (a)).
(c) S_p :OFF, S_n :OFF(After (b)). (d) S_p :ON, S_n :OFF.
Fig. 4. Operation patterns.

クタンスに設計するだけでは提案回路の高出力化に限界がある。そのため、本論文では積極的に漏れインダクタンスを利用したLC共振による高出力化を検討する。

5. LC共振による高出力化の原理

本節では、トランスの漏れインダクタンスを積極的に利用する直列共振による高出力化の原理を説明する。インバータの出力電圧は方形波電圧であるため、トランス一次側から見た等価回路がトランスの漏れインダクタンスと直列もしくは並列のコンデンサで構成されることで、LC共振を実現することができる。この結果、LC共振なしに比べて出力電圧を増加させることができ、高出力化が可能となる。本論文では、トランス二次側に直列にコンデンサを接続する直列共振を採用する。

図5に提案回路のトランス二次側に直列に共振コンデンサを接続した回路と、その単相等価回路を示す。このとき、LC直列共振を実現するための共振コンデンサ C_r は、トラン

ス一次側から見たインピーダンスの虚部がゼロとなる条件より(4)式で表される。

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L} \dots\dots\dots(4)$$

ここで、 f_r :共振周波数である。

また、共振回路の Q は(5)式で表される。(5)式より、 Q は共振周波数と時定数で決定されることがわかる。 Q が大きいほど、負荷電圧がより正弦波と近くなる。

$$Q = \frac{2\pi f_r L}{R} = 2\pi f_r \tau \dots\dots\dots(5)$$

6. 実機検証

(6・1) インバータ出力電圧のパルス欠けの低減

回路パラメータは、直流入力 100V 一定、スイッチング周波数 500kHz、負荷には MHz 帯でも無誘導の純抵抗負荷を用いる。また、5 相インバータには、MOSFET(RENESAS 製、H5N2508DL)を使用する。

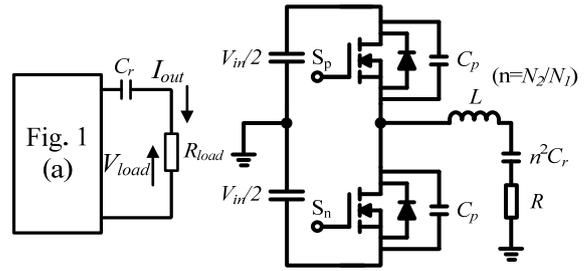
表 2 に示すパラメータを持つマルチコアトランスを用いて 4 章で述べたインバータ出力電圧のパルス欠けの原理を確認するため、2 つの実験を行う。1 つは、デッドタイムの増加、2 つ目は負荷一定で漏れインダクタンスを変化させて、時定数を変化させて検証する方法である。なお、簡単化のために、漏れインダクタンスの調整はマルチコアトランスの二次側に外付けでインダクタンスを追加することで実現する。

図 6(a)にデッドタイム $T_d=85$ ns、漏れインダクタンス $L=1.8$ μ H の場合、(b)に $T_d=160$ ns、 $L=1.8$ μ H の場合、(c)に $T_d=85$ ns、 $L=2.6$ μ H の場合、(d)に $T_d=85$ ns、 $L=3.1$ μ H の場合のインバータ出力電圧・電流、トランス二次側の出力電圧・電流の波形を示す。まず、図 6(a)と(b)より、デッドタイムが増加することで、4 章の原理通りインバータ出力電圧のパルス欠け期間が増加することを確認できる。一方、(a)と(c),(d)より、漏れインダクタンスが増加することで時定数が大きくなり、デッドタイム期間中に MOSFET の寄生ダイオードに常に電流が流れ続けるため、パルス欠けが発生しないことを確認できる。したがって、4 章で述べた原理通り漏れインダクタンスを適切に設計することで、インバータ出力電圧のパルス欠けを低減していることを確認できる。

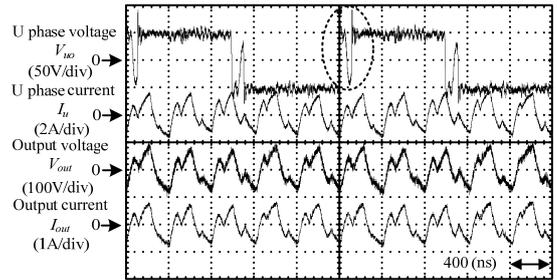
(6・2) LC 直列共振による出力電圧の高出力化

負荷に直列に共振用可変コンデンサ(明電舎製、SCV-151H55UW)を接続して、実験を行う。

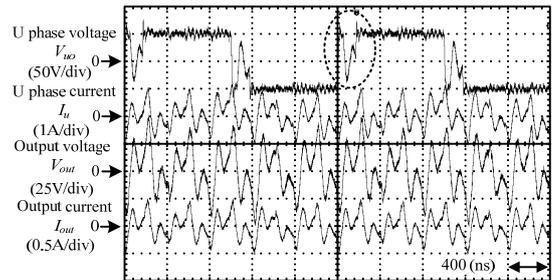
図 7(a)に、LC 直列共振時の負荷抵抗 50 Ω における実験波形を示す。図 7(a)より、LC 直列共振により負荷電圧がほぼ正弦波であることを確認できる。図 7(b)に、各負荷抵抗における共振コンデンサの値に対する負荷電圧の変化を示す。負荷電圧が最大となる共振点は共振コンデンサ C_r の値が 100 pF 以下の領域に存在するが、使用したコンデンサの耐圧が低いため C_r を 100pF 以上として実験した。図 7(b)より、 C_r が増加して共振点からはずれるほど LC 直列共振回路の



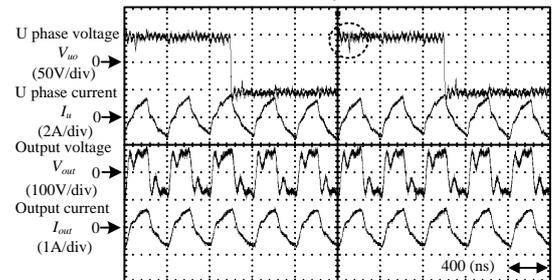
(a) Experimental circuit. (b) Single-phase equivalent circuit.
Fig. 5. Proposed circuit with resonance capacitor.



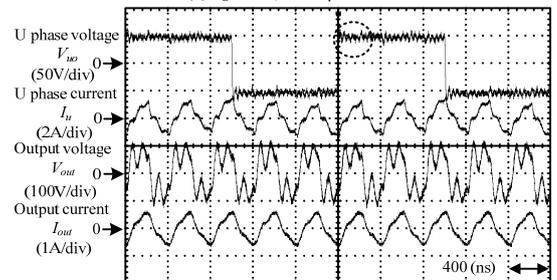
(a) $T_d:85$ ns, $L:1.8$ μ H.



(b) $T_d:160$ ns, $L:1.8$ μ H.

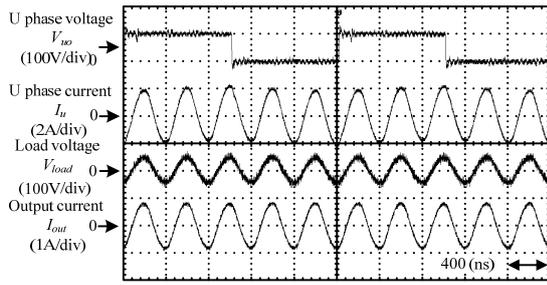


(c) $T_d:85$ ns, $L:2.6$ μ H.

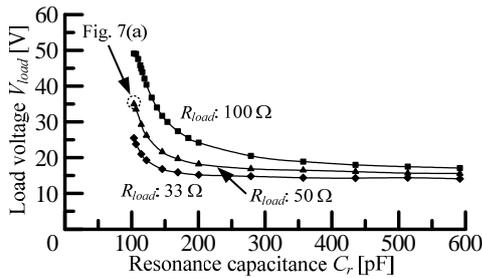


(d) $T_d:85$ ns, $L:3.1$ μ H.

Fig. 6. Experimental results when dead-time and 原理通り、負荷電圧が低下することを確認できる。



(a) $R_{load}: 50 \Omega$.



(b) Load voltage related resonance capacitance.

Fig. 7. Experimental results with resonance capacitance.

(6.3) 各手法における出力電圧の比較

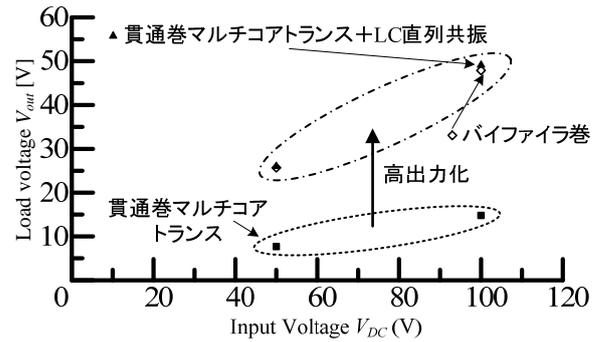
図 8 に、貫通巻トランスの場合、バイファイラ巻トランスの場合、さらに貫通巻トランスの二次側に共振コンデンサを接続し LC 直列共振を起こした場合の負荷電圧、負荷電流を示す。負荷は 100Ω 固定とし、入力電圧を 50, 100V の 2 種類で実験を行った。図 8 より、貫通巻トランスでは漏れインダクタンスが大きすぎてほぼ定電流源動作していたのに対して、負荷電圧、電流ともにバイファイラ巻トランスおよび LC 直列共振により高出力化できることを確認した。

図 9 に、入力電圧 100 V 一定で、負荷抵抗値を変化させた場合の各手法における負荷電圧、電流を示す。図 9 より、貫通巻トランスでは漏れインダクタンスが大きく定電流源動作していることを確認できる。一方、バイファイラ巻トランスおよび LC 直列共振により漏れインダクタンスの影響を低減する結果、負荷電圧が増加することを確認できる。

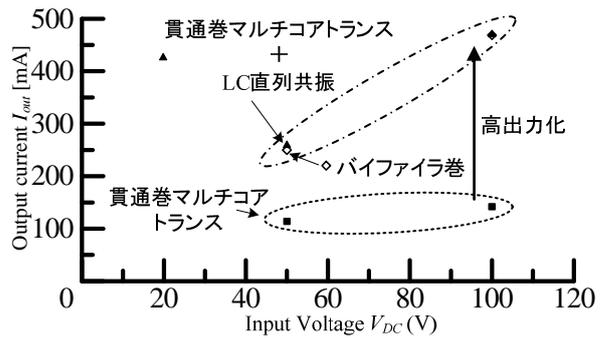
図 10 に、入力電圧 100 V 一定で、図 9 と同じ条件における負荷電力の変化を示す。実験結果より、提案する 2 つの手法により、貫通巻トランスの場合よりも最大で 20 倍の高出力化を実現できることを確認した。

(6.4) スパイラルアンテナを用いた非接触給電試験

最後に、磁界共振結合方式のスパイラルアンテナ⁽¹¹⁾を用いて、提案回路による実際の非接触給電の実機検証を行う。非接触給電を行う様子をわかりやすくするため、負荷を 60W 電球とする。なお、使用したスパイラルアンテナの共振周波数が 2MHz であるため、アンテナに可変コンデンサを接続し、共振周波数を提案回路の出力周波数である 2.5MHz に設定して実験を行う。また、本実験では LC 直列共振は行っていない。

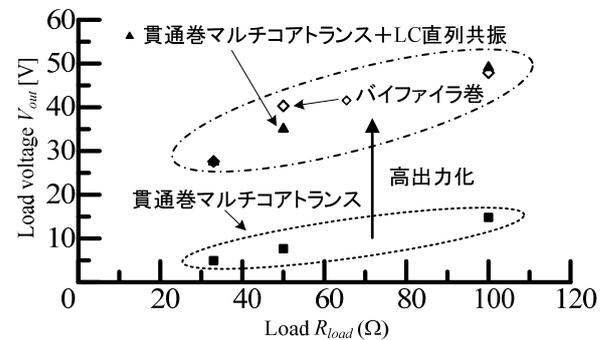


(a) Load voltage.

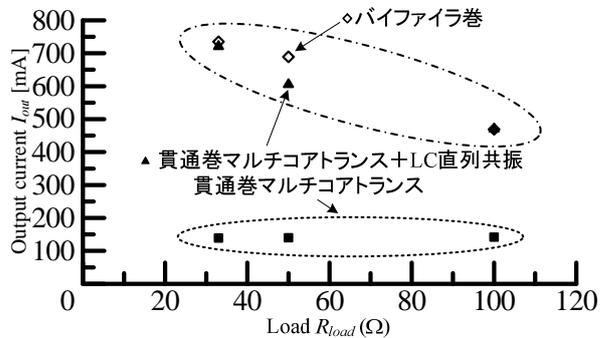


(b) Output current.

Fig. 8. Comparison of output voltage and current related input voltage.



(a) Load voltage.



(b) Output current.

Fig. 9. Comparison of output voltage and current related resistance of load.

図 11 に非接触給電の実験システム図を示す。図 12 に非接触給電中の実機構成と点灯する電球を示す。図 13 に提案

回路の出力電圧波形とアンテナ二次側の電圧，電流波形を示す。図 13 より，提案回路を用いた非接触給電で 60W 電球を点灯することを確認した。また，LC 共振回路の Q 値が大きいため，アンテナ二次側の電圧，電流波形は 2.5MHz のほぼ正弦波となっていることを確認できる。

7. まとめ

本論文では，マルチコアトランスと多相インバータを用いた 2.5MHz 電源の高出力化を目的に，

- 1)インバータ出力電圧のパルス欠けの原理の明確化
- 2)トランスの巻線構造を工夫した漏れインダクタンス低減による定電流源動作の抑制
- 3)漏れインダクタンスを積極的に利用した LC 直列共振の実機検証を行った。

この結果，インバータ出力電圧のパルス欠けは，デッドタイムとトランス一次側から見た回路時定数，スイッチング周期で決まることを明らかにした。また，マルチコアトランスの漏れインダクタンスの低減および LC 直列共振によって，最大で 20 倍の高出力化を実現することを確認した。

文 献

- (1) T. Teratani, S. Okuma: "Automotive Technology Evolved by Electrical and Electronics Systems", T.IEEJapan, Vol. 125-D, No. 10, pp.887-894(2005)
寺谷・大熊:「電気が進化させる自動車技術」, 電学論 D, Vol.125, No. 10, pp.887-894(2005)
- (2) Y. Hori, "Future Vehicle Society based on Electric Motor, Capacitor and Wireless Power Supply," Power Electronics Conference (IPEC), pp. 2930-2934 (2010)
- (3) K. Kusaka, J. Itoh: "Experimental Verification of Rectifiers with SiC/GaN for Wireless Power Transfer Using a Magnetic Resonance Coupling", IEEE 9th PEDS, pp. 1094-1099 (2011)
- (4) D. Goodman, A. Bortkiewicz, G. Alley, and W. Holber, "RF Power Supply With Integrated Matching Network," U.S. Patent 6 887 339, Sep. 20 (2001)
- (5) H. Nishiyama, K. Orikiwa, S. Miyawaki, J. Itoh: "Consideration of a Frequency Amplify Power Converter Using a Neutral Voltage Fluctuation of a Square-wave Inverter and a Multiple Core Transformer", SPC-11-036 (2010) (in Japanese)
西山, 折川, 宮脇, 伊東:「方形波駆動時のインバータ中性点電位変動とマルチコアトランスを用いた周波数増幅電力変換器の一考察」, SPC-11-036 (2010)
- (6) J. Itoh, Y. Fujita, H. Nishiyama: "Frequency Multiplying Circuit Constructed from a Multi-phase Inverter and Multi-core Transformers", ECCE Asia, pp. 807-813 (2012)
- (7) T. Yamaguchi, D. Azuma, H. Kifune, Y. Hatanaka: "A Novel Full-Bridge ZCS and ZVS High Frequency Power Supply with Phase Shift Control", SPC-02-095 (2002) (in Japanese)
山口, 東, 木船, 畑中:「位相シフト制御フルブリッジ形高周波 ZVS-ZCS インバータ」, SPC-02-095 (2002)
- (8) H. Fujita, H. Akagi: "A 2 MHz, 2 kW Voltage-Source Inverter for Low-Temperature Plasma Generators: Implementation of Fast-Switching with a Third-Order Resonant Circuit", T. IEEJapan, Vol. 117-D, No. 10, pp.1262-1268(1997)(in Japanese)
藤田・赤木:「低温プラズマ発生装置用 2MHz, 2kW 電圧形インバータ-三次共振回路を用いたスイッチングの高速化-」, 電学論 D, Vol.117, No. 10, pp.1262-1268(1997)
- (9) T. Fujita, Y. Kaneko, S. Abe: "Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors", T. IEEJapan, Vol. 127-D, No. 2, pp.174-180(2007)(in Japanese)
藤田, 金子, 阿部:「直列および並列共振コンデンサを用いた非接触

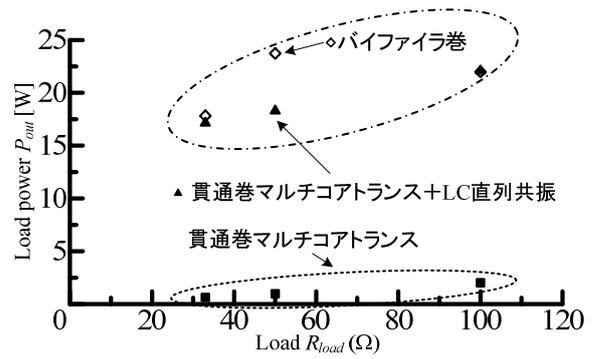


Fig. 10. Comparison of output power related resistance of load.

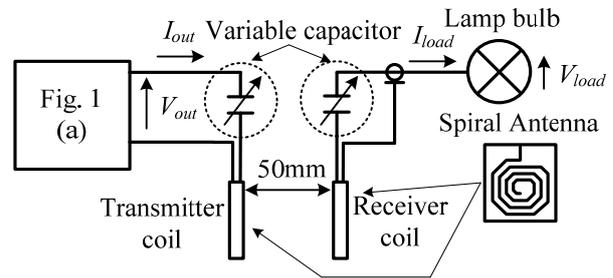


Fig. 11. Experimental setup of wireless power transfer.

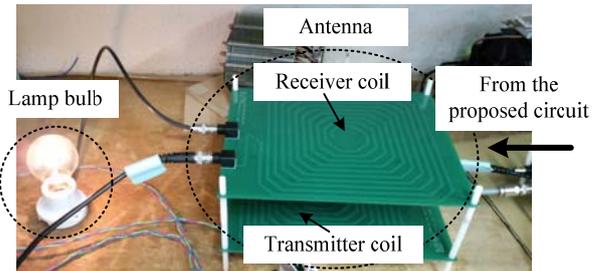


Fig. 12. Experimental results with lamp bulb.

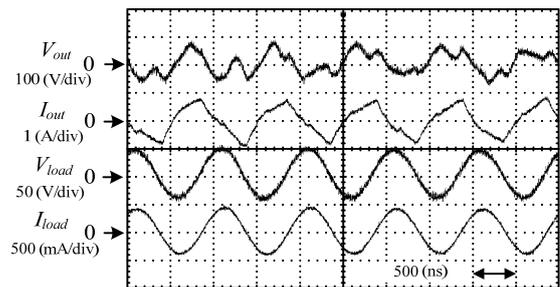


Fig. 13. Experimental waveforms of WPT using lamp bulb.

- (10) H. Maeoka, T. Noguchi: "Development of High-Voltage Pulse Power Supply Using Multiple Transformers with Novel Winding Structure", VT-05-7 (2004) (in Japanese)
前岡, 野口:「新しい巻線方式に基づく多重トランスを用いた高電圧パルス電源の開発」, VT-05-7 (2004)
- (11) 野口, 日下, 伊東:「可変コンデンサを用いた非接触給電用スパイラルアンテナの特性検証」, 平成 24 年度電気関係学会北陸支部連合大会, No. A-66 (2012)