一般社団法人 電子情報通信学会
THE INSTITUTE OF ELECTRONICS,
INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

信学技報
IEICE Technical Report

周波数逓倍回路を用いた MHz 級高周波電源の直列共振動作における解析

折川 幸司† 伊東 淳一†

†長岡技術科学大学 〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1
E-mail: †{orikawa@vos, itoh@vos}@nagaokaut.ac.jp

あらまし 本論文では周波数逓倍回路を用いた MHz の周波数を出力する高周波インバータを提案する。提案回路は，従来の Si 半導体デバイスを用いた多相インバータとマルチコアトランスで構成される。提案回路は，各相のゲート信号の位相をずらすことで，トランス二次側にスイッチング周波数に多相インバータの相数を乗じた周波数を出力する。したがって，インバータは出力周波数と同じ周波数でスイッチングする必要がないため，高性能な半導体デバイスは不要であり，ワイドバンドギャップ半導体デバイスを用いたシステムと比較して低コスト化が可能である。本論文では，提案回路の正弦波出力を目的として提案回路への直列共振適用時の解析を行う。そのため，インバータのゼロ電圧スイッチングを達成するために必要なデッドタイムを理論的に明らかにし，実機による検証を行った。その結果，スイッチング周波数 500kHz の 5 相インバータとマルチコアトランスを用いた 2.5MHz 出力の試作機において，実際にゼロ電圧スイッチング可能であることを確認した。

キーワード プラズマ発生装置，非接触給電，周波数逓倍，直列共振，デッドタイム

Analysis of MHz Power Supply Constructed from Frequency Multiplying Circuit with Series Resonance

Koji ORIKAWA† Jun-ichi ITOH†

†Nagaoka University of Technology 1603-1 Kamitomioka, Nagaoka, Niigata, 940-2188 Japan
E-mail: †{orikawa@vos, itoh@vos}@nagaokaut.ac.jp,

Abstract This paper proposes a high-frequency inverter which outputs MHz band frequency using a multiplying frequency method. The proposed circuit consists of a multi-phase inverter and multiple-core transformers. The proposed circuit outputs frequency which is a product of the switching frequency and the number of phase in the multi-phase inverter by shifting each phase of gate signals in the multi-phase inverter. Therefore, the multi-phase inverter does not need to operate at the frequency as same as the output frequency. As a result, the proposed circuit does not require high performance switching devices and can reduce the cost compared to a system using wide-band gap semiconductor devices. In this paper, the proposed circuit with a series resonance is analyzed for sinusoidal output voltage. The required dead-time which achieves the zero voltage switching in the multi-phase inverter is theoretically clarified and experimentally verified. As a result, it is confirmed that the zero voltage switching is experimentally achieved on a prototype circuit which consists of a five-phase inverter operated at the switching frequency of 500 kHz and the multi-core transformers and outputs the frequency of 2.5 MHz.

Keyword Plasma Generator, Wireless Power Transfer, Frequency Multiplication, Series Resonance, Dead-time

1. はじめに

半導体製造用プラズマ発生装置，誘導加熱装置用に MHz 帯の周波数を出力する高周波電源の研究が盛んである[(1)-(8)]。また，近年では非接触電力伝送装置へ適用する高周波電源の高効率化・小型化に関する研究が盛んに行われている[(9)]。従来，トランジスタの線形増幅を用いたリニアアンプ方式が使用されてきた。しかしながら，原理的に損失が大きいため，大型のヒートシンクや強制空冷用ファンが必要であり，装置が大型化，重量化するため高コストである。

従来のリニアアンプ方式に対して高効率な増幅回路として，半導体のスイッチングを用いた D 級，E 級動作によるスイッチング方式高周波電源が提案されている[(10)-(11)]。特に，E 級高周波電源はスイッチング損失を低減できるため，特に MHz 級高周波電源において高効率を実現できる。しかし，半導体デバイスを MHz で確実にスイッチングさせるためには，スイッチング時間の短い高性能な半導体デバイスが必要となり，コ

This article is a technical report without peer review, and its polished and/or extended version may be published elsewhere.
Copyright ©20●● by IEICE

ストが増大する。

一方で，SiC や GaN などのワイドバンドギャップ半導体の登場により，従来の Si よりも低損失，高速スイッチング可能な IGBT や MOSFET の適用による高周波電源の高効率化が盛んである[12]。しかしながら，ワイドバンドギャップ半導体デバイスはオン状態となるゲート閾値電圧が低い。そのため，スイッチング時の誤点弧対策ためにゲート駆動回路の実装が困難になることや，部品点数増加によりゲート駆動回路の制御が困難になるという問題がある。したがって，ワイドバンドギャップ半導体デバイスを使用した高周波電力変換器ではその性能を十分に生かしきれていない。それに加えて，ワイドバンドギャップ半導体は依然，Si と比べて高価であり，電源が高コストになる。

著者らはこれまでに，周波数逓倍回路を用いた MHz 級高周波電源を提案している[13]。提案回路は，多相インバータとマルチコアトランス[14]を用いた周波数逓倍の原理によりスイッチング周波数以上の周波数の高周波電圧を出力する。したがって，インバータは出力周波数と同じ周波数でスイッチングする必要がない。その結果，高性能な半導体デバイスは不要であり，ワイドバンドギャップ半導体デバイスを用いたシステムと比較して低コスト化が可能である。

また，これまでに提案回路のトランス二次側に直列に共振用コンデンサを接続することで負荷に正弦波電圧を得られることを確認している。しかし，直列共振による電流振幅の増加で，インバータの導通損失やマルチコアトランスの銅損が増大する。一方で，共振形の電力変換器においては，スイッチの寄生容量に着目したゼロ電圧スイッチングによるスイッチング損失の低減が変換効率の改善に有効である。しかし，提案回路への直列共振適用時のゼロ電圧スイッチングを達成するために必要なデッドタイムの条件についてはこれまでに理論的に明らかにされていない。

本論文では，周波数逓倍回路を用いた MHz 級高周波電源に直列共振を適用した場合の動作を解析する。第 2 章より，インバータを構成する半導体スイッチのゼロ電圧スイッチングを達成するために必要なデッドタイムを理論的に明らかにし，その妥当性を実機実験によって検証する。

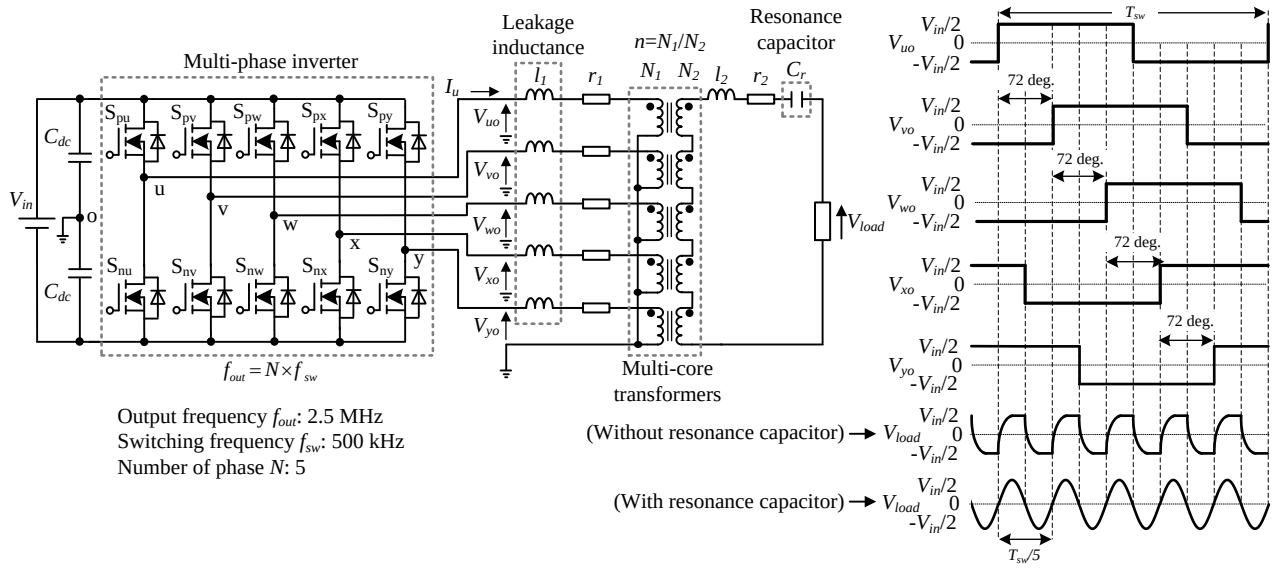
2. 提案する周波数逓倍回路

2.1. 提案回路の構成と制御法

図 1(a)に提案回路を示す。提案回路は，5 相電圧形インバータにマルチコアトランスを接続し，トランス一次側を並列に接続しその接続点をインバータの直流中間コンデンサの中点に接続，トランス二次側を直列接続した構成である。また，提案回路のマルチコアトランスの一次側各相の漏れインダクタンスを l_1，二次側漏れインダクタンスを l_2，一次側各相の巻線抵抗を r_1，二次側巻線抵抗を r_2 とする。本論文では，共振コンデンサ C_r はマルチコアトランスの二次側に接続する。5 相電圧形インバータは各相のゲート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，提案回路の周波数逓倍の原理図を示す。各トランス一次側電圧は位相のずれた方形波であり，トランス二次側を直列接続するため，インバータの相数，またはトランスの段数を N とするとトランス二次側の出力周波数 f_{out} はインバータのスイッチング周波数 f_{sw} を用いて(1)式で表される。

$$f_{out} = N \times f_{sw} \quad \cdots\cdots (1)$$



(a) Main circuit. (b) Frequency multiplying method.

Fig. 1. Proposed circuit using five-phase inverter.

したがって，出力周波数 f_{out} を 2.5MHz，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 f_{sw} は 500 kHz となる。

2.2. 等価回路

図 2 に，提案回路のハーフブリッジ等価回路を示す。C_p がドレイン・ソース間の寄生容量を示す。図 2(b)が共振コンデンサを接続しない場合，図 2(c)が共振コンデンサを接続する場合の等価負荷インピーダンスである。等価回路の負荷インピーダンスは，トランスの漏れインダクタンスや巻線抵抗，負荷抵抗をトランス一次側に換算したモデルで表される。本節では，解析の簡単化のため，励磁インダクタンスは漏れインダクタンスに対して十分大きいものとし高インピーダンスとして等価回路では考慮しない。さらに，スイッチのオン抵抗，寄生ダイオードの順方向電圧はゼロと仮定する。等価回路では，負荷インピーダンスを流れる電流が直流中性点電流 i_o に相当する。また，直流リンクコンデンサ C_{dc} は十分大きいものとし等価スイッチング f_{out} の 1 周期中でコンデンサ電圧が一定であると仮定し，直流電圧源で模擬している。なお，等価回路上では一次側各相の漏れインダクタンス l_1 と一次側各相の巻線抵抗 r_1 は，等価スイッチング周波数が f_{out} に相当することからそれぞれ多相インバータの相数 N を用いて(2)，(3)式で表される。

$$l_1' = N \times l_1 \quad \cdots\cdots (2)$$

$$r_1' = N \times r_1 \quad \cdots\cdots (3)$$

図 3 に等価回路のゲート信号を示す。デッドタイムを T_d で示し，点線のデッドタイム期間を解析の対象とする。次章より，まず共振コンデンサを接続しない場合のゼロ電圧スイッチング条件を明らかにする。その後，共振コンデンサを接続した場合について検討する。

3. ゼロ電圧スイッチング条件の導出

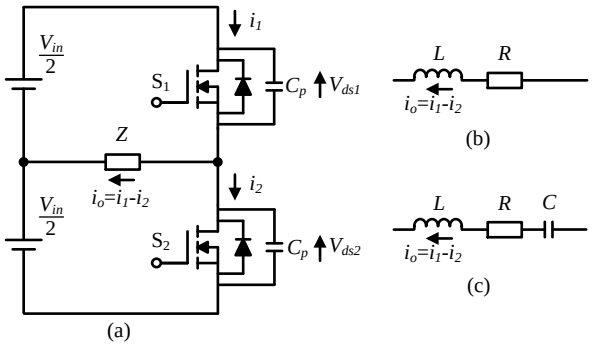
3.1. 共振コンデンサを接続しない場合

図 4 に，ハードスイッチングとなる場合とゼロ電圧スイッチングとなる場合の，ゲート信号とスイッチ電圧，等価負荷インピーダンスを流れる電流を示す。ゼロ電圧スイッチングを達成する条件はスイッチのドレイン・ソース間寄生容量の充放電時間 T_1 とその後等価負荷インピーダンスの電流極性が反転するまでの時間 T_2，そしてデッドタイム T_d によって決定される。以降で，等価回路の各モードにおける動作を解析し，ゼロ電圧スイッチングの条件を理論的に明らかにする。

i)Mode I($t \leqq 0$)

Mode I はデッドタイム開始直前のモードであり，スイッチ S_1 がオン，S_2 がオフである。このとき，スイッチ S_1 には I_{Sw1} が流れているものとする。本論文では，Mode I の終了する時点を t=0 と定義する。

ii)Mode II($0 \leqq t \leqq T_1$)



(a) Half-bridge circuit.
(b) Load impedance without series resonance.
(c) Load impedance with series resonance.

Fig. 2. Equivalent circuit of proposed circuit.

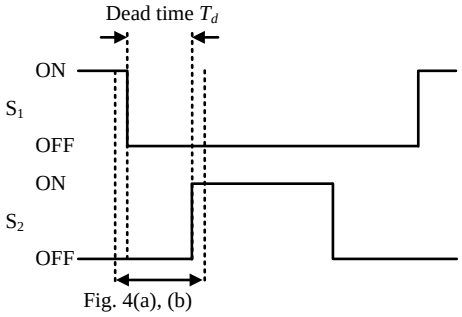
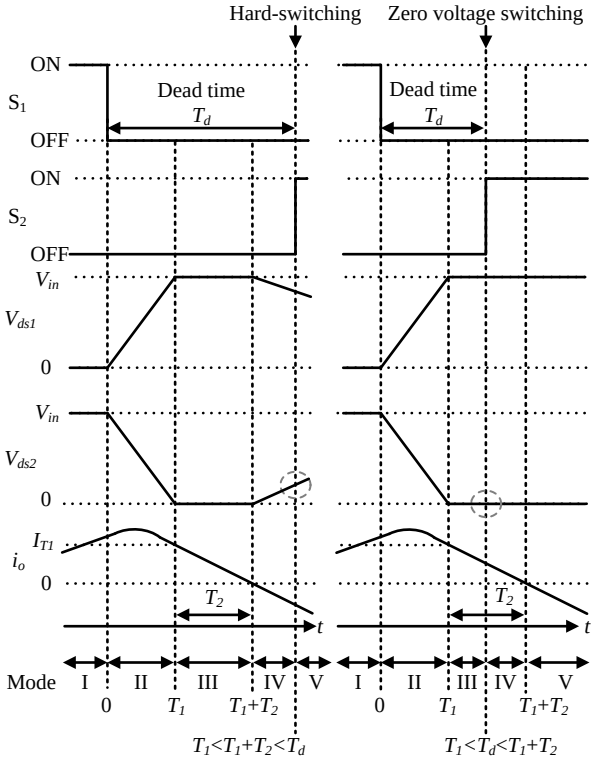


Fig. 3. Gate signals with dead-time.



(a) Hard switching. (b) Zero voltage switching.

Fig. 4. Theoretical waveforms during dead-time period.

Mode II で S_1 がターンオフし，デッドタイム期間が始まる。Mode II は，S_1 の寄生容量の電圧が直流電圧 V_{in} まで充電，S_2 の寄生容量の電圧がゼロなるまで続く。

このとき, Mode II の終了する時点を $t=T_1$ と定義する。図 2 の等価回路において, スイッチ S_1 の電圧 V_{ds1} について回路方程式を解くと, V_{ds1} は(4)式で表される。

$$V_{ds1}(t)=\frac{V_{in}}{2}\left\{1-\exp\left(-\frac{R}{2L}t\right)\left(\cos\omega_1 t+\frac{K_1}{\omega_1}\sin\omega t\right)\right\} \quad (4)$$

ここで, V_{in}:入力電圧, ω_1:固有角周波数, K_1:係数, である。このとき, ω_1 と K_1 は(5), (6)式で表される。

$$\omega_1=\sqrt{\frac{1}{2LC_p}-\left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad \cdots\cdots(5)$$

$$K_1=\frac{R}{2L}-\frac{I_{Sw1}}{C_pV_{in}} \quad \cdots\cdots(6)$$

(4)式＝0 より, Mode II の終了する時点 T_1 は, 回路パラメータが(7)式の条件を満足すると仮定して, (8)式で表される。

$$C_pR<<2\frac{L}{R} \quad \cdots\cdots(7)$$

$$T_1=\sqrt{2LC_p}\,Sin^{-1}\left\langle 4V_{in}\Big/\left[\left\{\left(\frac{V_{in}}{\sqrt{\frac{L}{C_p}}}\right)^2\frac{1}{I_{Sw1}}+2I_{Sw1}\right\}\sqrt{\frac{2L}{C_p}}\right]\right\rangle \quad \cdot(8)$$

また, Mode II 終了時における $t=T_1$ における直流中性点を流れる電流 I_{T1} は(9)式で表される。

$$\begin{aligned}I_{T1}&=i_1(T_1)-i_2(T_1)\\&=I_{Sw1}\exp\left(-\frac{R}{2L}T_1\right)\left(\cos\omega_1T_1+\frac{K_2}{\omega_1}\sin\omega_1T_1\right)\end{aligned} \quad \cdots\cdots(9)$$

このとき, 係数 K_2 は(10)式で表される。

$$K_2=\frac{V_{in}}{2LI_{Sw1}}-\frac{R}{2L} \quad \cdots\cdots(10)$$

iii)Mode III

Mode III の期間では等価回路の負荷インピーダンスには直流電圧 $V_{in}/2$ が印加されることから, 直流中性点を流れる電流は(11)式で表される。

$$i_o(t)=\left(I_{T1}-\frac{V_{in}}{2R}\right)e^{-\frac{R}{L}t}+\frac{V_{in}}{2R} \quad \cdots\cdots(11)$$

Mode III が開始し直流中性点の電流極性が切り替わる時刻 T_2 は(11)式=0 を解くことで導出できる。(11)式=0 より, T_2 は(12)式で得られる。

$$T_2=\frac{L}{R}\ln\left(1-\frac{2RI_{T1}}{V_{in}}\right) \quad \cdots\cdots(12)$$

デッドタイム T_d が T_1+T_2 より大きい場合, スイッチ S_2 のドレイン・ソース間の寄生容量の充電が始まり, ゼロ電圧スイッチングできなくなる。よって, ゼロ電圧スイッチング動作を実現できるデッドタイム T_d は, T_1 と T_2 を用いて(13)式で表される。

$$T_1\le T_d\le T_1+T_2 \quad \cdots\cdots(13)$$

3.2. 共振コンデンサを接続する場合

図 2 中の等価共振コンデンサの容量は共振周波数 f_r を用いて, (14)式で与えられる。

$$C=\frac{1}{(2\pi f_r)^2L} \quad \cdots\cdots(14)$$

また, マルチコアトランスの二次側に接続する共振コンデンサの容量は(15)式で与えられる。

$$C_r=\frac{C}{n^2} \quad \cdots\cdots(15)$$

共振コンデンサを接続する場合においても, 前節での共振コンデンサを接続しない場合と同様の手順で, ゼロ電圧スイッチング条件を導出する。

i)Mode I

共振コンデンサを接続する場合, 前節は異なり等価漏れインダクタンス, 等価共振コンデンサ, そしてドレイン・ソース間寄生容量の間で共振が発生するため, S_1 だけでなく S_2 にも I_{Sw2} が流れている。

ii) Mode II

このとき, V_{ds1} は(16)式で表される。

$$V_{ds1}(t)=\frac{V_{in}}{2}\left\{1-\exp\left(-\frac{R}{2L}t\right)\left(\cos\omega_2t+\frac{K_3}{\omega_2}\sin\omega_2t\right)\right\} \quad \cdots\cdots(16)$$

このとき, 固有角周波数 ω_2 と係数 K_3 は(17), (18)式で表される。

$$\omega_2=\sqrt{\frac{1}{2LC_p}\left(1+\frac{2C_p}{C}\right)-\left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad \cdots\cdots(17)$$

$$K_3=\frac{R}{2L}-\frac{I_{Sw1}-I_{Sw2}}{C_pV_{in}} \quad \cdots\cdots(18)$$

(16)式＝0 より, Mode II の終了する時点 T_1 を導出可能であるが, (7)式の条件を満足すると仮定し, 共振コンデンサを接続する場合も, 時刻 T_1 は(8)式で表されるものとする。

また, Mode II 終了時の $t=T_1$ における直流中性点を流れる電流は(19)式で表される。

$$\begin{aligned}I_{T1}&=i_1(T_1)-i_2(T_1)\\&=(I_{Sw1}-I_{Sw2})\exp\left(-\frac{R}{2L}T_1\right)\left(\cos\omega_2T_1+\frac{K_4}{\omega_2}\sin\omega_2T_1\right)\end{aligned} \quad \cdots\cdots(19)$$

このとき，係数 K_4 は(20)式で表される。

$$K_4 = \frac{V_{in}}{2L(I_{Sw1} - I_{Sw2})}\left(1 + \frac{2C_p}{C}\right) - \frac{R}{2L} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (20)$$

iii)Mode III

Mode III の期間では図 2(c)に示す等価回路の負荷インピーダンスに直流電圧 $V_{in}/2$ が印加されることから，直流中性点を流れる電流は RLC 直列回路の過渡現象を解くことで(21)式で表される。

$$i_o = I_{T1}\exp\left(-\frac{R}{2L}t\right)\left(\cos\omega_3 t + \frac{K_5}{\omega_3}\sin\omega_3 t\right) \quad \cdots\cdots\cdots (21)$$

このとき，固有角周波数 ω_3 と係数 K_5 は(22)，(23)式で表される。

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{1}{2LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (22)$$

$$K_5 = \frac{\frac{V_{in}}{2} - V_c(0)}{LI_{T1}} - \frac{R}{2L} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (23)$$

ここで，$V_c(0)$:t=T_1 における等価共振コンデンサの電圧，である。

Mode III が開始し直流中性点の電流極性が切り替わる時刻は(21)=0 より(24)式を満足する T_2 で与えられる。

$$\cos\omega_3 T_2 + \frac{K_5}{\omega_3}\sin\omega_3 T_2 = 0 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (24)$$

したがって，共振コンデンサを接続する場合も，ゼロ電圧スイッチング動作を実現できるデッドタイム T_d は，(8)式に示す T_1 と(22)式を満足する T_2 を用いて(13)式で表される。

4. 実機検証

前章で明らかにしたゼロ電圧スイッチングを達成するために必要なデッドタイムの条件式を実機実験によって検証する。表 1 に実験条件，表 2 にバイファイラ巻[13]を適用したマルチコアトランスの実測パラメータを示す。インバータの相数 N は 5 相とし，スイッチング周波数 500kHz で出力周波数を 2.5MHz として実験を行う。

4.1. 共振コンデンサを接続しない場合

図 5 に共振コンデンサを接続しない場合の実験結果を示す。負荷には 100Ωの無誘導抵抗を使用する。本実験では，試験機の都合上，デッドタイム T_d を 85ns 固定とし，マルチコアトランスの漏れインダクタンスを増減させることで，(13)式のデッドタイムの条件式の真偽を切り替える。実験結果より，2μs 期間中にインバータ U 相電圧が 1 周期分あることからスイッチング周波数が 500kHz であることを確認できる。一方，400ns 期間中にインバータ U 相電流，負荷電圧および出力電流が 1 周期分あることから出力周波数が 2.5MHz であることがわかる。

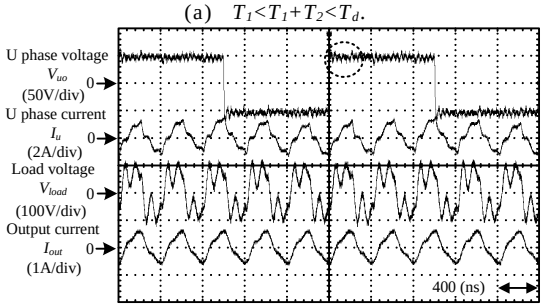
Table. 1. Experimental condition.

Parameter	Symbol	Value	Unit
Primary number of turn	N_1	5	turns
Secondary number of turn	N_2	10	turns
Turn ratio	n	1/2	
Switching frequency	f_{sw}	500	kHz
Output frequency	f_{out}	2.5	MHz

Table. 2. Parameters of multi-core transformers.

Parameter	Symbol	Value	Unit
Primary leakage inductance	l_1	0.33	μH
Secondary leakage inductance	l_2	0.98	μH
Magnetizing inductance	M	92.2	μH
Primary winding resistance	r_1	0.4	Ω
Secondary winding resistance	r_2	0.8	Ω

(a) $T_1<T_1+T_2<T_d$.



(b) $T_1<T_d<T_1+T_2$.

Fig. 5. Experimental waveforms without series resonance capacitor.

図 5(a)に，デッドタイムが T_1+T_2 よりも大きく(13)式を満足しない場合の実験結果を示す。実験結果より，インバータ U 相電圧にひずみが発生することがわかる。これは，前章で明らかにした動作にしたがって，デッドタイム期間中の時刻 T_1 経過後に U 相電流の極性が反転し，上下アームの各ドレイン・ソース間寄生容量が充電，もしくは放電を再開するためである。

図 5(b)に，デッドタイムが(13)式を満足する場合の実験結果を示す。実験結果より，U 相においてゼロ電圧スイッチングを達成しているため，インバータ U 相電圧は方形波となることがわかる。以上より，(13)式の妥当性を確認した。

4.2. 共振コンデンサを接続する場合

図 6 に共振コンデンサを接続する場合の実験結果を示す。ここでは，負荷には 50Ωの無誘導抵抗を使用する。実験結果より，共振コンデンサを接続することで

負荷電圧に 2.5MHz の正弦波電圧を得られることを確認した。また，インバータ U 相出力電圧にひずみがないことから，(13)式に示す適切なデッドタイムを与えることでターンオン時にゼロ電圧スイッチングを達成していることを確認した。したがって，適切なデッドタイムを設定することで多相インバータでの損失を低減し,提案回路の高効率化に寄与することを確認した。

5. まとめ

本論文では，非接触給電やプラズマ発生装置用の MHz 出力高周波インバータを提案した。提案回路は多相インバータとマルチコアトランスで周波数逓倍回路を構成する。その結果，インバータは出力周波数と同じ周波数でスイッチングする必要がないため，高性能な半導体デバイスは不要であり，ワイドバンドギャップ半導体デバイスを用いたシステムと比較して低コスト化が可能である。本論文では，提案回路の正弦波出力を目的として提案回路への直列共振適用時の解析を行った。その結果，インバータのゼロ電圧スイッチングを達成するためにはドレイン・ソース間の寄生容量が充放電した後，再び充放電を開始する前に次のスイッチングに移行する適切なデッドタイムに設定することが必要であることを明らかにした。最後に，実機による検証を行い，スイッチング周波数 500kHz の 5 相インバータとマルチコアトランスを用いた 2.5MHz 出力の試作機において，実際にゼロ電圧スイッチング可能であることを確認した。

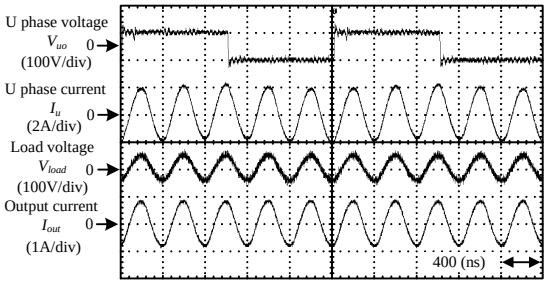


Fig. 6. Experimental waveforms with series resonance capacitor ($T_1<T_d<T_1+T_2$).

文　献

[1] H. Ohguchi, R. Shimotaya, T. Shimizu, H. Takagi, M. Ito: “13.56MHz Current Source Inverter Based on Immittance Conversion Topology”, T. IEEJapan, Vol. 121-D, No. 7, pp.805-813(2001)(in Japanese)
大口・下田屋・清水・高木・伊藤：「イミタンス変換理論を応用した 13.56MHz 電流出力形インバータ」, 電学論 D, Vol.121, No. 7, pp.805-813(2001)

[2] H. Iwabuki, H. Iwata: “5kV/50A/2MHz High Voltage Inverter for Gas Discharge Laser without Step-up Transformer”, T. IEEJapan, Vol. 127-D, No. 11, pp.1157-1163(2007)(in Japanese)
岩蕗・岩田：「放電レーザ用 5kV/50A/2MHz トランスレス高圧インバータの開発」, 電学論 D, Vol.127, No. 11, pp.1157-1163(2007)

[3] 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)

[4] H. Fujita, H. Akagi, S. Shinohara: “A 2-MHz 6-kVA Voltage-Source Inverter Using Low-Profile MOSFET Modules for Low-Temperature Plasma Generators”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.14, No.6, pp.1014-1020 (1999)

[5] D. Puyal, C. Bermal, J. M. Burdio, J. Acero, I. Millan: “Versatile High-Frequency Inverter Module for Large-Signal Inductive Loads Characterization Up to 1.5 MHz and 7 kW”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.23, No.1, pp.75-87 (2008)

[6] H. Ikeda, H. Yoshida, S. Shinohara: “Megasonic Transducer Drive Utilizing MOSFET DC-to-RF Inverter with Output Power of 600 W at 1 MHz”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.46, No.6, pp.1159-1173 (1999)

[7] J. M. Rivas, O. Leitermann, H. Yehui, D. J. Perreault: “A Very High frequency DC-DC Converter Based on a class Φ_2 Resonant Inverter”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.26, No.10, pp.2980-2992 (2011)

[8] M. P. Theodoridis, S. V. Mollov: “Robust MOSFET Driver for RF, Class-D Inverters”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.55, No.2, pp.731-740 (2008)

[9] N. Hagiwara: “Study on the Principle of Contactless Electric Power Transfer via Electromagnetic Coupling”, T. IEEJapan, Vol. 131-D, No. 5, pp.708-713(2011)(in Japanese)
萩原：「電磁結合による非接触電力伝送の原理」, 電学論 D, Vol.131, No. 5, pp.708-713(2011)

[10] R. J. Calder, Lee Seung-Hwan, R. D. Lorenz: "Efficient, MHz frequency, resonant converter for sub-meter (30 cm) distance wireless power transfer", ECCE US, pp. 1917-1924 (2013)

[11] A. Mediano and N. O. Sokal, “A Class-E RF Power Amplifier with a Flat-Top Transistor-Voltage Waveform,” IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.28, No.11, pp.5215-5221 (2013)

[12] T. Yamagishi, H. Akagi, S. Kinouchi, Y. Miyazaki, M. Koyama: “A 750-V, 100-kW, 20-kHz Bidirectional Isolated DC/DC Converter Using SiC-MOSFET/SBD Modules”, T. IEEJapan, Vol. 134-D, No. 5, pp.544-553(2014)(in Japanese)
山岸，赤木，木ノ内，宮崎，小山：「SiC-MOSFET/SBD モジュールを用いた 750V, 100kW, 20kHz 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ」, 電学論 D, Vol.134, No. 5, pp.544-553(2014)

[13] K. Orikawa, Y. Fujita, J. Itoh: "Investigation for High Output of 2.5MHz Power Supply Constructed from Multi-Core Transformers and a Multi-Phase Inverter and Application for Wireless Power Transfer", APEC2014, pp. 1329-1335 (2014)

[14] G. Ortiz, J. Biela, D. Bortis and J. W. Kolar: “1 Megawatt, 20 kHz, Isolated, Bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC Converter for Renewable Energy Applications”, The 2010 International Power Electronics Conference, pp. 3212-3219 (2010)