

# 幅広いデューティ調整範囲を有する成膜装置向け方形波コンバータの トランス設計に基づく出力波形改善

山本 晃生\* 楠居 琳太郎 渡辺 大貴  
中田 祐樹 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Output Waveform Improvement of Square Waveform Converter with Variable Duty for Coating Equipment Applications  
based on High-frequency Transformer Design

Koki Yamamoto\*, Rintaro Kusui, Hiroki Watanabe, Yuki Nakata, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper examines a method for suppressing surges generated in rectangular waveform voltages from 100 V to -2 kV for coating equipment. Since surge voltage is caused by parasitic capacitance of transformers, an equivalent circuit including parasitic capacitance is considered. Based on the equivalent circuit, parameters that greatly influence the surge voltage resonance frequency and peak voltage value are examined, and a method to reduce the surge voltage by the winding structure is proposed. Simulation results show that the peak voltage can be suppressed in the range of 0 to 100% switching.

キーワード：絶縁型方形波コンバータ，薄膜成膜装置，高電圧パルス生成

(Keywords, Isolated square waveform converter, Thin film coating equipment, High voltage pulse generation)

## 1. はじめに

切削工具等の金属材料を対象に，耐摩耗特性を付与できる薄膜コーティング技術が広く用いられている<sup>(1)</sup>。コーティングを行う成膜装置には表面コーティング時に最大 100 V/-2 kV の高電圧パルス電圧を印加する高電圧バイポーラ電源が用いられる<sup>(2)-(6)</sup>。バイポーラ電源には上記の出力仕様に加えて以下のような機能が要求される。

- 1) 周波数が数百 kHz 以上の高電圧パルス電圧の供給
- 2) 正負のデューティが異なるパルス波形出力
- 3) 高電圧パルス電圧の正電圧振幅の調整機能

従来では 2 つの直流電源の出力段に半導体スイッチを配置し，正負の電圧を切り替えることでパルス電圧を生成していた。しかし，直流側には数 kV の電圧が必要となり，高耐圧の半導体スイッチング素子が必要となる。

上記の課題に対して，著者らは 0 V/-2 kV の高電圧パルス電圧を出力するパルス生成回路と最大 100 V 程度の DC 電圧を出力する直流オフセット回路，3 巻線トランスを用いた絶縁型方形波コンバータを提案している<sup>(7)</sup>。提案回路は絶縁トランスの巻数比に対応して昇圧することで半導体スイッチング素子を用いる回路側を低圧化する。また，それぞれの回路におけるデューティ指令を調整することでコンバータ出力電圧のデューティ範囲とオフセット調整の両方を実現す

る。本回路は成膜装置に対してリングング等を含まない高周波方形波電圧を出力できることが望ましい。しかし 3 巻線トランスに含まれる漏れインダクタンスや浮遊容量，巻線間容量といった寄生容量成分の共振が方形波電圧の極性切り替わり時にリングングを発生させる<sup>(8)-(11)</sup>。リングングによりピーク電圧が増加した場合，装置内部でプラズマによる放電状態で成膜を行う性質上，絶縁破壊により金属材料に穴が開くことが懸念される。実際のトランスでは巻線やコア形状含めた構造上の制約から寄生容量を無視することができないため，出力波形に対してどのパラメータの影響が大きいのかを明らかにした上でトランス設計を行う必要がある。

本論文では絶縁型方形波コンバータにおける 3 巻線トランスの寄生成分が出力波形に与える影響について，寄生容量を含むトランスモデルを用いた解析により評価する。はじめに，リングング電圧の発生原理について 3 巻線トランスの等価回路から解析し，リングング電圧の周波数，振幅に対して大きく影響するパラメータを求める。シミュレーションの結果，等価回路において最も共振周期及びリングング電圧ピーク値が増減する動作点の比較により，リングング電圧ピーク値が出力定格電圧ピーク値に対して 20.7%，共振周期はスイッチング周期に対して 7.95%程度になることを確認したため報告する。

## 2. 回路構成

図 1 に絶縁型方形波コンバータの回路構成を示す。本回路はパルス生成回路と直流オフセット回路から構成される。パルス生成回路は 2 つの動作モードにより  $0\text{ V} / -2\text{ kV}$  の高圧パルス電圧を出力する。

$0\text{ V}$  を出力する場合は、直流オフセット回路側から得られる直流電圧を負荷に印加するモードとなる。フルブリッジインバータ回路によりトランス一次側に正電圧を印加する。3 巻線トランスの二次側巻線の極性は対になるように構成しているため、本期間中に発生するトランス二次側電圧  $v_{Lm2}$  及び  $v_{Lm3}$  によって、トランス二次側出力端電圧  $v_{sq}$  は相殺され  $0\text{ V}$  を出力する。負荷端から見て方形波インバータと直流オフセット回路は直列構成となるため、本期間中は直流オフセット回路の出力電圧  $V_{Cs2}$  が負荷に対して印加される。

$-2\text{ kV}$  を出力する場合は、負のパルス電圧を負荷に印加するモードとなる。フルブリッジインバータ回路のスイッチングパターンは  $0\text{ V}$  出力時と逆となり、トランス一次側に負の電圧が印加される。このとき、 $L_{m2}$  側のトランスについては整流ダイオード  $D_1$  に逆バイアスが印加されるため導通せず、電圧を出力しない。よって、トランス二次側出力端  $v_{sq}$  には整流回路の平滑キャパシタ電圧  $v_{Cs1}$  と二次側トランス出力電圧  $v_{Lm3}$  の和である数  $\text{kV}$  の負電圧が出力される。

直流オフセット回路は最大  $100\text{ V}$  程度の DC 電圧を出力する。 $S_5, S_8$  がオンとなるモード( $S_6, S_7$ : オフ)では、トランス  $T_{r2}$  の二次側に直流電圧の半値の正電圧が出力され、インダクタ  $L_1$  の電流  $i_{L1}$  が線形増加する。一方、 $S_6, S_8$  がオンとなるモード( $S_5, S_7$ : オフ)では、トランス  $T_{r2}$  の二次側に負電圧が出力されることでインダクタ  $L_2$  の電流  $i_{L2}$  が線形増加する。これにより、直流オフセット回路の出力電流  $I_{Cs2}$  はインダクタ電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  に対して 2 倍となる。そのため、出力電圧  $V_{Cs2}$  はトランス  $T_{r2}$  における二次側交流電圧  $v_{Lm4}$  の実効値  $V_{in}/2$  に対して  $1/2$  倍となる。つまり、出力電圧  $V_{Cs2}$  には入力電源電圧  $V_{in}$  の  $1/4$  倍となる直流電圧が印加される。

図 2 にパルス生成回路のスイッチングパターンと出力電圧、出力電流の動作波形を示す。本回路は図 2(a) のようにスイッチング状態に応じて出力電圧波高値が切り替わることが望ましい。しかしトランスの巻線間容量や各巻線の浮遊容量、漏れインダクタンスの共振によって出力波形には図 2(b) に示すようにリンギングが重畳する。本論文ではこのリンギングについて等価回路を基に解析する。

## 3 出力方形波電圧におけるリンギング発生原理

図 3 に 3 巻線トランス  $T_{r1}$  の寄生容量成分を含むモデルを示す。ここで巻線  $n(n=1, 2, 3)$  の自己インダクタンスを  $L_n$ 、1 次側に換算した漏れインダクタンスを  $L_{le1}$ 、1 次側に換算

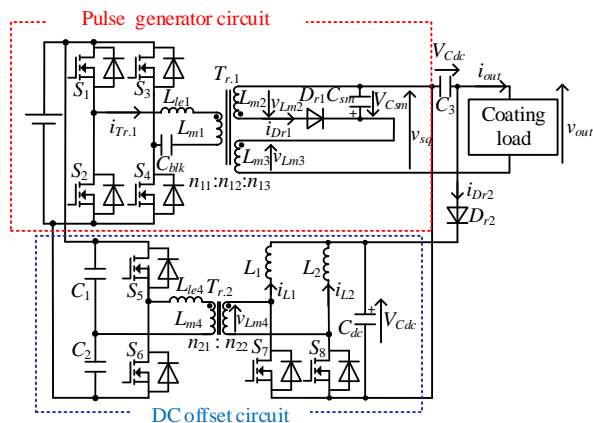


Fig. 1. Circuit configuration of proposed circuit.

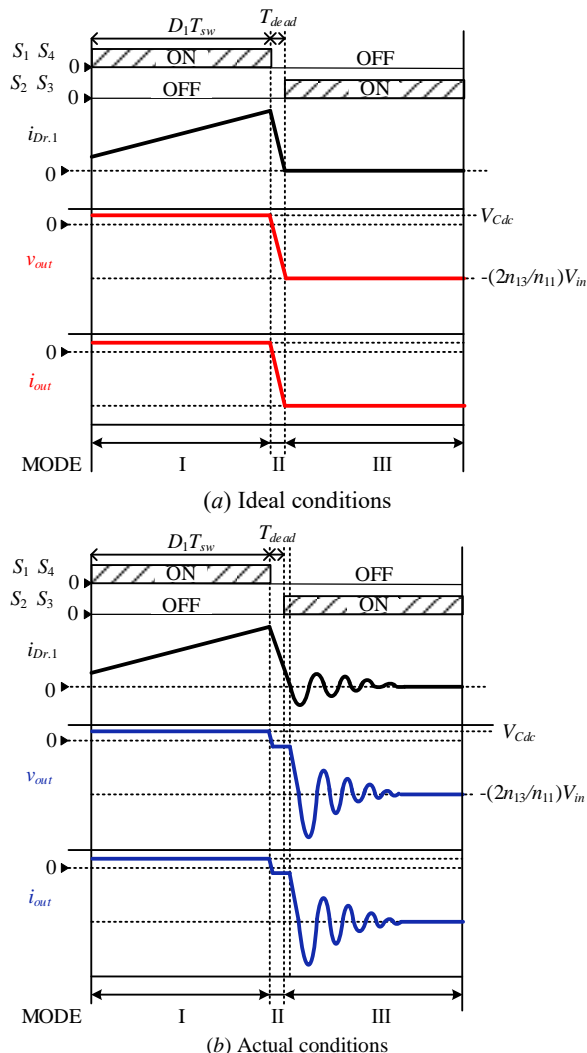


Fig. 2. Switching Patterns of proposed circuit

した巻線抵抗を  $R_{w1}$ 、各巻線で発生する巻線浮遊容量を  $C_{fn}$ 、各巻線で発生する巻線間容量を  $C_{wp12}, C_{wp13}, C_{wp23}, C_{wn12}, C_{wn13}, C_{wn23}$ 、ダイオード寄生容量を  $C_{Dr1}$  で模擬する。図 2 の負荷電圧立ち下がりにおけるトランス寄生容量及びダイオード

寄生容量に起因する共振周波数は(1)式で表される。

$$f_{rin} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{le1}(N^2(C_{fl2} + C_{fl3} + C_{w23} + C_{Dr.1}) + N(C_{w12} + C_{w13}) + C_{fl1})}} \quad (1)$$

(1)式は1次側から見た共振周波数を定式化している。そのため、巻き数比  $N$  の二乗となる項は、トランス2次側にあるキャパシタンスより構成される。巻き数比  $N$  倍となる項は、異なる巻線間に位置しているキャパシタンスより構成される。

また、巻線間容量  $C_{w12}$ ,  $C_{w13}$ ,  $C_{w23}$  と図3における正極間の巻線間容量  $C_{wp12}$ ,  $C_{wp13}$ ,  $C_{wp23}$  及び負極間の巻線間容量  $C_{wn12}$ ,  $C_{wn13}$ ,  $C_{wn23}$  の関係は(3)式で表される。

$$\begin{pmatrix} C_{w12} \\ C_{w13} \\ C_{w23} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{wp12} + C_{wn12} \\ C_{wp13} + C_{wn13} \\ C_{wp23} + C_{wn23} \end{pmatrix} \quad (2)$$

ここで、 $C_{w12}$  はトランス1次側と2次側の巻線間容量、 $C_{w13}$  はトランス1次側と3次側の巻線間容量、 $C_{w23}$  はトランス2次側と3次側の巻線間容量である。(2)式において、励磁インダクタンス  $L_m$  は漏れインダクタンスや寄生容量に対してインピーダンスが十分に大きいものとして無視している。

図4(a)に図3の等価回路を適用した電圧、電流の出力波形のシミュレーション結果を示す。本稿では、負荷電圧に発生するリングング電圧に対して、トランスの寄生容量のうち影響が大きいパラメータを明らかにするため、トランスにおけるすべての寄生容量を含むモデルからシミュレーションにより解析する。表1にシミュレーション条件を示す。表1より、トランスの寄生容量のパラメータはLCRメータによる測定結果を用いる。図4(b)にリングング電圧発生時の実験結果を示す。図4より図3(b)で示したような電圧立ち上がり時の共振が発生することが確認できる。振幅範囲  $\Delta V_1$ ,  $\Delta V_2$  を比較すると誤差12.7%となることを確認した。誤差要因については図1の回路における配線抵抗に起因すると考えられる。

#### 4 出力方形波電圧に発生するリングングに対するトランスの寄生成分の影響について

本章では、トランスの寄生容量成分のうち、負荷に発生するリングング電圧のピーク値及び共振周波数に影響するパラメータに関して等価回路を用いて定量的に評価する。また、3巻線トランスにおける漏れインダクタンス、励磁インダクタンスの設計を行う。

表2に(2)式による共振周波数の理論計算結果とシミュレーション結果、実験結果の比較結果を示す。表2よりそれぞれの共振周波数の誤差が10%以内であることを確認した。

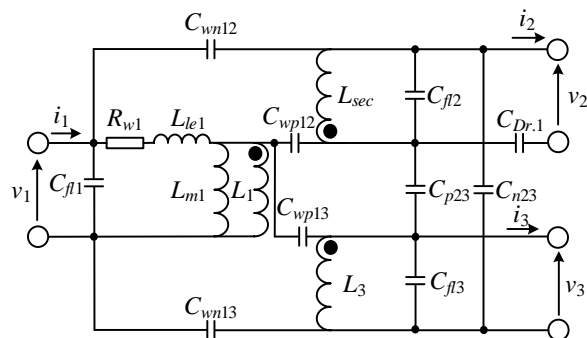
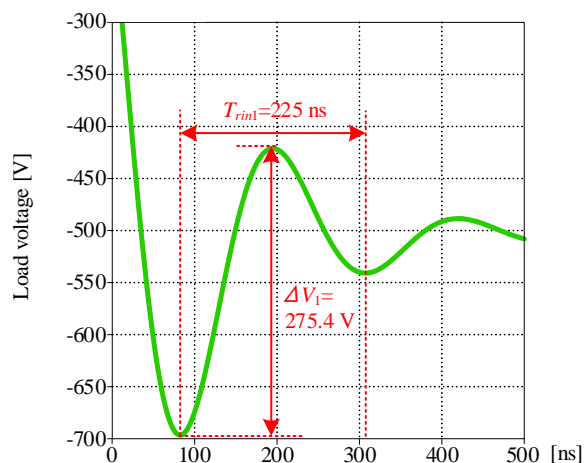
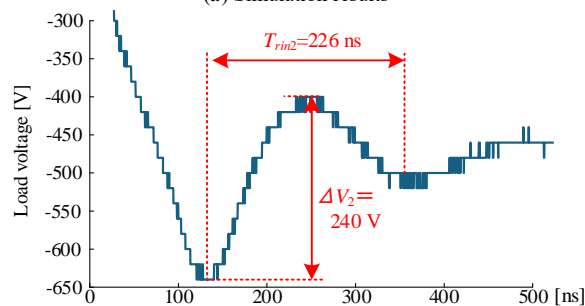


Fig. 3. Model of 3-winding transformer for proposed circuit.  
Table 1. Circuit parameters for equivalent circuits.

Symbol	Quantity	Value
Input voltage	$V_{in}$	100 V
Switching frequency	$f_{sw\_sq}$	300 kHz
Dead time	$T_{dead}$	100 ns
Tum ratio	$n$	$n_1:n_2:n_3=1:2.7:2.7$
Magnetizing inductor	$L_{m1}$	997 $\mu$ H
Leakage inductor	$L_{le1}$	1.47 $\mu$ H
Floating capacitance (primary side)	$C_{fl1}$	66.1 pF
Floating capacitance (secondary side)	$C_{fl2}$	13.1 pF
Floating capacitance (tertiary side)	$C_{fl3}$	8.44 pF
Interwinding capacitance (Between primary side and secondary side)	$C_{wp12}$ , $C_{wn12}$	33.0 pF
Interwinding capacitance (Between primary side and tertiary side)	$C_{wp13}$ , $C_{wn13}$	21.0 pF
Interwinding capacitance (Between secondary side and tertiary side)	$C_{wp23}$ , $C_{wn23}$	16.0 pF
Winding resistance	$R_{w1}$	60.9 m $\Omega$
Parasitic capacitance of diode	$C_{Dr.1}$	200 pF



(a) Simulation results



(b) Experimental results

Fig. 4. Equivalent circuit of 3-winding transformer.

誤差要因は浮遊容量及び巻線間容量が微小であることから LCR メータの精度に起因する測定誤差が考えられる。したがって、図 3 に示したトランスの等価回路が妥当であることが確認できる。

図 5 に図 3 のモデルにおけるトランスの寄生成分が変化した際の共振周波数及びリンギング電圧ピーク値を示す。縦軸のリンギング電圧ピーク値  $V_{rin\_peak}$  は負荷電圧の定格出力ピーク値  $V_{out\_peak}$  で割ることで、定格値に対する割合として表す。 $V_{out\_peak}$  は(3)式で表される。横軸は負荷電圧立ち下がり時に生じるリンギング電圧の周波数を示す。

$$V_{out\_peak} = -\frac{2n_2V_m}{n_1} \dots\dots\dots(3)$$

なお、 $V_{rin\_peak}/V_{out\_peak}=1.0$  であるときはリンギング電圧が発生していないことを意味する。

図 5 の動作点が右上に行くとき、漏れインダクタンスが低減されるので、結合係数が高くなることからリンギング電圧の共振周波数は抑制される。リンギング電圧の周波数が高いほど、定常状態に素早く遷移することが見込めることから、提案回路において周波数は高い方が望ましい。しかし、本回路における負荷電圧に発生するリンギングは、図 3(b)に示すようにダイオードのスイッチングを起点に寄生キャパシタンスの  $dv/dt$  が大きく変位した後、漏れインダクタンスと共振する。これらを踏まえて、結合係数が高くなるとトランスの固有インピーダンスが小さくなるため、寄生キャパシタンスの  $dv/dt$  変化時における影響が大きくなり、リンギング電圧ピーク値の増加を招く。

一方、図 5 の動作点が左下に行くとき、浮遊容量  $C_{f2}$ 、 $C_{f3}$  や巻線間容量  $C_{w13}$  の影響が小さくなり、リンギング電圧ピーク値を低減できるが、結合係数が悪化するため、漏れインダクタンスの増加を招く。これに伴い、共振周波数が減少し、共振時間が長くなる。

したがって、図 5 の動作点が右下に近いほどに共振周波数が高く、リンギング電圧ピーク値を減少できることから理想的な動作となる。また、漏れインダクタンス  $L_{le1}$  は小さく、浮遊容量  $C_{f2}$ 、 $C_{f3}$  及び 1 次側-3 次側間の巻線間容量  $C_{w13}$  も小さくなる巻線構造が好ましいといえる。

#### 4. シミュレーションでの動作波形の確認

本稿では、トランスモデルを用いたシミュレーションにより、図 5 の動作点のうち 2 点の負荷電圧、負荷電流の動作波形から共振周期及びリンギング電圧振幅の変化を異なるデューティによって確認した。

表 3 にシミュレーション条件を示す。表 3 におけるトランス寄生容量は図 5 の動作点から 2 点抽出して使用する。

このとき、パルス生成回路における一次側 H ブリッジのデューティ  $D_1$  をそれぞれ 50%、20%、80%と設定した場合

Table 2. Resonance frequency parameters

Theoretical value	Simulation value	Experimental value	Error rate
	4.44 MHz	4.42 MHz	0.45%
4.88 MHz		4.42 MHz	9.42%
4.88 MHz	4.44 MHz		9.01%

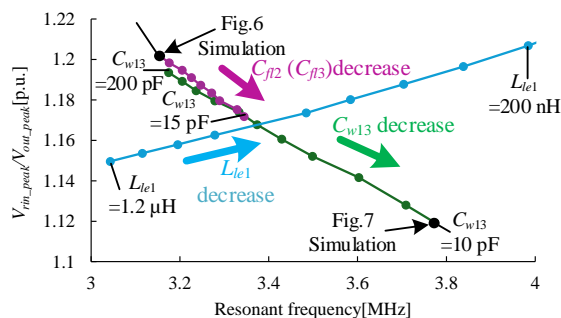


Fig. 5. Relationship between resonant frequency and peak surge voltage

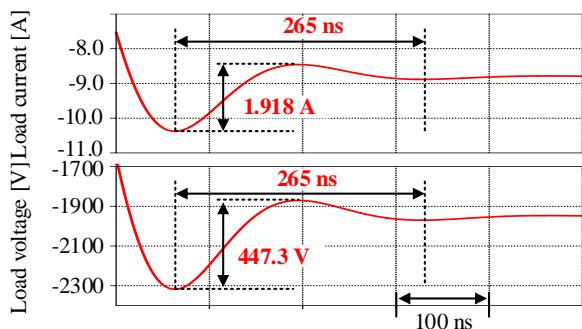
Table 3. Circuit parameters for Simulation.

Symbol	Quantity	Value
Input voltage	$V_{in}$	100 V
Switching frequency	$f_{sw\_sq}$	300 kHz
Dead time	$T_{dead}$	100 ns
Turn ratio	$n$	$n_1:n_2:n_3=1:2.7:2.7$
Magnetizing inductor	$L_{m1}$	1.00 $\mu$ H
Leakage inductor	$L_{le1}$	1.00 $\mu$ H
Floating capacitance (primary side)	$C_{f1}$	100 pF
Floating capacitance (secondary side)	$C_{f2}$	10.0 pF(Fig.6) 55.0 pF(Fig.7)
Floating capacitance (tertiary side)	$C_{f3}$	10.0 pF
Interwinding capacitance (Between primary side and secondary side)	$C_{wp12}, C_{wn12}$	100 pF
Interwinding capacitance (Between primary side and tertiary side)	$C_{wp13}, C_{wn13}$	100 pF(Fig.7) 10.0 pF(Fig.7)
Interwinding capacitance (Between secondary side and tertiary side)	$C_{wp23}, C_{wn23}$	50.0 pF
Winding resistance	$R_{w1}$	60.9 m $\Omega$
Parasitic capacitance of diode	$C_{Dr,1}$	93 pF

の動作波形を示す。

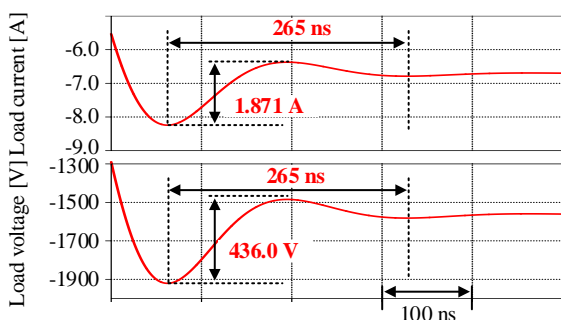
図 6 に図 5 に示すように、共振周波数及びリンギング電圧ピーク値が最も低減される動作点でのシミュレーション結果を示す。

図 6(a)にデューティ比 50%における動作点でのシミュレーション結果を示す。図 6(a)のリンギング電圧振幅は負荷電圧ピーク値 2160 V に対して 20.7%である。また、共振周期はスイッチング周期に対して 7.95%である。図 6(b)デューティ比 20%における動作点でのシミュレーション結果を示す。図 6(c)にデューティ比は 80%における動作点でのシミュレーション結果を示す。図 6(b), (c)において図 6(a)と同様に負荷電圧ピーク値に対して 20%程度の振幅となることが



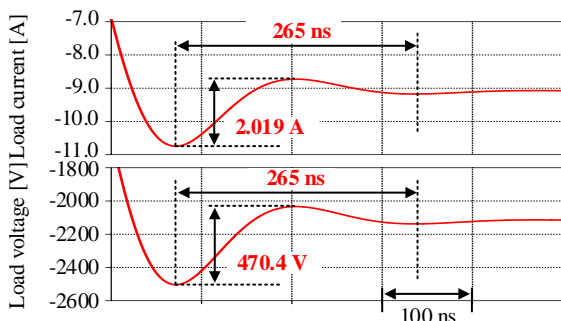
(a) Operating waveform of the proposed circuit.

$V_{in} = 400 \text{ V}$ ,  $R_{out} = 233 \text{ } \Omega$ ,  $D_1 = 50\%$



(b) Operating waveform of the proposed circuit.

$V_{in} = 400 \text{ V}$ ,  $R_{out} = 233 \text{ } \Omega$ ,  $D_1 = 20\%$



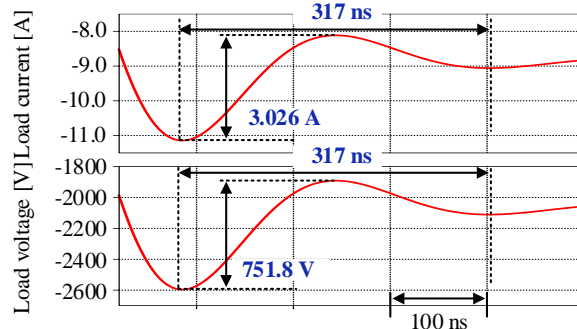
(c) Operating waveform of the proposed circuit.

$V_{in} = 400 \text{ V}$ ,  $R_{out} = 233 \text{ } \Omega$ ,  $D_1 = 80\%$

Fig. 6 Simulation results at the best operating point

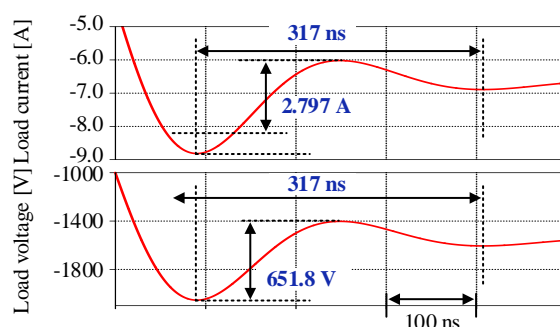
確認できる。

図 7 に図 5 に示した動作点のうち、共振周波数及びリンギング電圧ピーク値が増加する際のシミュレーション結果を示す。図 7(a)にデューティ比 50%における動作点でのシミュレーション結果を示す。図 6(a)のリンギング電圧振幅は負荷電圧ピーク値 2160 V に対して 32.6%である。また、共振周期はスイッチング周期に対して 9.51%である。図 7(b)デューティ比 20%における動作点でのシミュレーション結果を示す。図 7(c)にデューティ比は 80%における動作点でのシミュレーション結果を示す。図 7(b), (c)において図 6(a)と同様に負荷電圧ピーク値に対して 30%程度の振幅となることが確認できる。



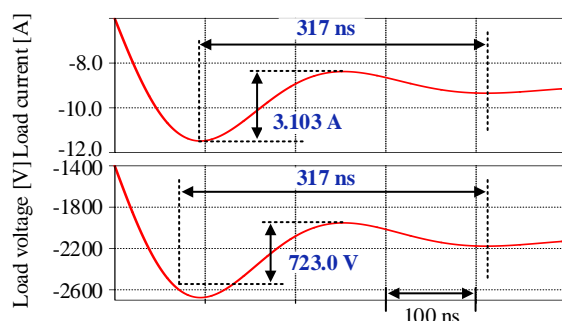
(a) Operating waveform of the proposed circuit.

$V_{in} = 400 \text{ V}$ ,  $R_{out} = 233 \text{ } \Omega$ ,  $D_1 = 50\%$



(b) Operating waveform of the proposed circuit.

$V_{in} = 400 \text{ V}$ ,  $R_{out} = 233 \text{ } \Omega$ ,  $D_1 = 20\%$



(c) Operating waveform of the proposed circuit.

$V_{in} = 400 \text{ V}$ ,  $R_{out} = 233 \text{ } \Omega$ ,  $D_1 = 80\%$

Fig. 7 Simulation results at the worst operating point

## 6. まとめ

成膜装置向け絶縁型方形波コンバータに用いる 3 巻線トランスの寄生容量に起因した出力波形の共振発生原理よりリンギング電圧振幅と共振周期を低減可能な動作点を確認し、動作点の比較により、リンギング電圧ピーク値が出力定格電圧ピーク値に対して 20.7%、共振周期はスイッチング周期に対して 7.95%程度になることを確認した。今後は、実機検証により動作点の妥当性を確認する。

## 文 献

- (1) Wei Yongqiang, Chen Xiaoxia, Tian Xiubo, Gong Chunzhi, Yang Shiqin, Jiang Zhiqiang, and Chen Liangji, "Effects of pulsed bias duty ratio on microstructure and surface properties of TiN", *Vacuum* 89, pp.185-189 (2013)
- (2) A. Darwish, M. A. Elgenedy, S. J. Finney, B. W. Williams, and J. R. McDonald, "A Step-Up Modular High-Voltage Pulse Generator Based on Isolated Input-Parallel/Output-Series Voltage-Boosting Modules and Modular Multilevel Submodules", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.66, No.3, pp.2207-2216 (2019)
- (3) Y. Mi, H. Wan, C. Bian, W. Peng, and L. Gui, "An MMC-based modular unipolar/bipolar high-voltage nanosecond pulse generator with adjustable rise/fall time", *IEEE Trans. Dielectrics Elect. Insul.*, Vol.26, No.2, pp.515-511 (2019)
- (4) Y. Liu, R. Fan, X. Zhang, Z. Tu, and J. Zhang, "Bipolar high voltage pulse generator without H-bridge based on cascade of positive and negative Marx generators", *IEEE Trans. Dielectrics Elect. Insul.*, Vol.26, No.2, pp.476-483 (2019)
- (5) Y. Mi, N. Xu, J. Chen and Z. Li, "High-Frequency Bipolar Solid-State LTD Based on a Self-Triggering H-Bridge", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.37, No.5, pp.5898-5907 (2022)
- (6) Y. Zhuge, J. Liang, M. Fu, T. Long, and H. Wang, "Comprehensive Overview of Power Electronics Intensive Solutions for High-Voltage Pulse Generators", *IEEE Open Journal Power Electronics.*, Vol.5, pp.1-20 (2024)
- (7) 山本晃生, 渡辺大貴, 中田祐樹, 伊東淳一, "幅広いデューティ調整範囲と振幅可変機能を有する高圧パルス電圧を出力する成膜装置向け絶縁型方形波コンバータ", 2024年産業応用部門大会 (2024)
- (8) A. K. Das, and B. G. Fernandes, "An Analytical Method to Obtain a Wide Frequency Range Equivalent  $\pi$ -Model of a Two-Winding Medium/High-Frequency Transformer", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.59, No.6, pp.7061-7077 (2023)
- (9) Y. Lan, L. Yang, X. Zhang, Q. Chen, and Z. Zheng, "Calculation Model of Parasitic Capacitance for High-Frequency Inductors and Transformers", *IEEE Access.*, Vol.11, pp.143182-143189 (2023)
- (10) A. K. Das, and B. G. Fernandes, "Estimation of the Resonance Frequencies Using an Electrostatic Energy Based Capacitance Model of a Two-Winding Medium/High-Frequency Transformer", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.58, No.4, pp.5301-5316 (2022)
- (11) P. Thummala, H. Schneider, Z. Zhang, and M. A. E. Andersen, "Investigation of Transformer Winding Architectures for High-Voltage (2.5 kV) Capacitor Charging and Discharging Applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.31, No.8, pp.5786-5796 (2016)