

# 5 段 Cockcroft-Walton 回路を用いた 高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータの共振点追従制御

学生員 安田 匠\* 正員 南 政孝\*\*a)  
正員 茂木 進一\*\* 正員 道平 雅一\*\*

## Resonance Point Tracking Control in High Step-Up Isolated DC-DC Converter with 5-Stage Cockcroft-Walton Circuit

Takumi Yasuda\*, Student Member, Masataka Minami\*\*a), Member, Shin-ichi Motegi\*\*, Member,  
Masakazu Michihira\*\*, Member

(2017年6月28日受付, 2017年9月3日再受付)

At present, it has become necessary to reduce the size of electron beam irradiation devices, which are utilized in many industries. This paper investigates a high step-up isolated DC-DC converter. This converter has the 5-stage Cockcroft-Walton circuit with an inductor in the secondary side. The inductor prevents a drastic changes in the transformer current and produces peak value of the output voltage with the  $LC$  resonance of the secondary side. In this paper, resonance point tracking control is proposed for the converter. The proposed control utilizes the  $LC$  resonance characteristics of the converter. The  $LC$  resonance in the secondary side is tracked by the proposed control regardless of load change. Therefore, the distortion of the transformer current is suppressed and the peak value of the output voltage is maintained by the resonance point tracking control. In addition, the validity of the proposed control is experimentally verified by demonstrating its transient behavior under load fluctuation.

キーワード: Cockcroft-Walton 回路, 高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータ, 共振点追従制御

**Keywords:** Cockcroft-Walton circuit, high step-up isolated DC-DC converter, resonance point tracking control

### 1. はじめに

現在, 多くの産業に電子線照射装置が利用されており, 特に電線や半導体パワーデバイスなどの製造過程では電子線照射装置は欠かせないものとなっている<sup>(1)</sup>。しかし, 電子線照射装置は非常に高価で大型であることから, 産業応用としては高付加価値の得られる応用にしか利用することができないと言われている<sup>(2)</sup>。そのため, 安価で小型の電子線照射装置が望まれている。

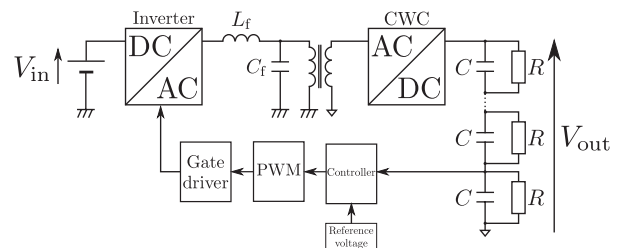


Fig. 1. Conventional high step-up DC-DC converter in electron beam irradiation device.

一般に, 電子線照射装置の昇圧回路は Fig. 1 に示すようにインバータと Cockcroft-Walton 回路 (以下, CW 回路, CWC)<sup>(3)</sup> で構成されている<sup>(4)</sup>。CW 回路は回路構成が比較的簡単であり, 受動素子のみで構成できる高昇圧比整流器である。従来の昇圧回路は, インバータを用いているためスイッチング素子が複数個必要になり, ゲート回路を含めた制御装置が大型化および複雑化する。インバータを用いない高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータとしては, ブーストコンバータの回路構成を工夫したもの<sup>(5)(6)</sup>が提案されており, 10 倍以上に昇圧できることが報告されている。しかし, こ

a) Correspondence to: Masataka Minami. Email: minami@kobe-kosen.ac.jp

\* 神戸市立工業高等専門学校専攻科電気電子工学専攻  
〒651-2194 神戸市西区学園東町 8-3  
Advanced Course of Electrical and Electronic Engineering,  
Kobe City College of Technology  
8-3, Gakuenhigashi, Nishi-ku, Kobe 651-2194, Japan

\*\* 神戸市立工業高等専門学校 電気工学科  
〒651-2194 神戸市西区学園東町 8-3  
Department of Electrical Engineering, Kobe City College of  
Technology  
8-3, Gakuenhigashi, Nishi-ku, Kobe 651-2194, Japan

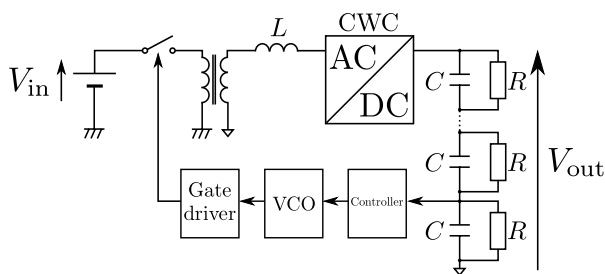


Fig. 2. Proposed high step-up DC-DC converter.

これらの回路でもスイッチング素子やトランスが複数個用いられていることから、小型化を実現するには課題が多いといえる。

そこで、著者らはフォワードフライバックコンバータ<sup>(7)-(9)</sup>に着目し、Fig. 2 に示す CW 回路を利用した 1 石式の小型高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータを提案している<sup>(10)</sup>。提案回路は Fig. 1 の従来の昇圧回路のインバータおよびローパスフィルタを 1 つのスイッチング素子に置き換え、CW 回路と直列にインダクタを挿入した回路である。これにより、提案回路は従来回路と比較して、1 次回路で用いる素子数が少なく小型化できる。また、これまで著者らは、CW 回路の入力側に直列にインダクタを挿入することで従来 CW 回路の理論値を超えた昇圧が可能であることを明らかにした<sup>(11)(12)</sup>。インダクタを挿入した CW 回路は従来に比較して低い段数で同等の昇圧比を得ることができるため、従来よりも段数を減少させ、小型化できる可能性を持っている。また、近年のワイドバンドギャップ半導体を用いたスイッチング素子の発展によって回路の高速動作が可能になっており<sup>(13)</sup>、スイッチングを高周波化することによって回路の高電力密度化や高性能化が期待される<sup>(14)</sup>。したがって、提案回路を MHz オーダーの高周波で動作させることで回路のさらなる小型化を図ることが可能であり、その結果、従来の昇圧回路に比べて大幅な小型化が期待できる。

さらに本論文では、対象回路に適用可能な共振点追従制御を提案する。まず、MHz オーダーの高周波域における提案回路の出力電圧の周波数特性を評価し、2 次回路のインダクタと CW 回路の等価容量との LC 共振による出力電圧のピークが存在することを明らかにする。ここで、2 次回路のインダクタと CW 回路の等価容量との共振周波数以上のスイッチング周波数で動作させることで、トランス電流の急激な変化を抑制する効果があることも示す。そして、これらの特性を利用した共振点追従制御によって、提案回路が負荷によらず 2 次回路のインダクタと CW 回路の等価容量との LC 共振周波数で動作し、出力電圧のピーク値を維持しながらトランス電流のひずみを抑制できることを確認する。

## 2. 従来の昇圧回路と提案回路

本章では、電子線照射装置に用いられている従来の昇圧回路の動作原理と問題点について述べ、提案回路の特徴と動作を説明する。

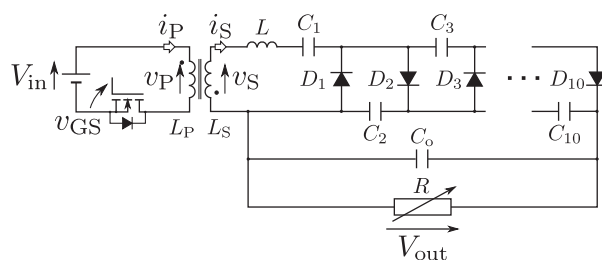


Fig. 3. Experimental proposed circuit.

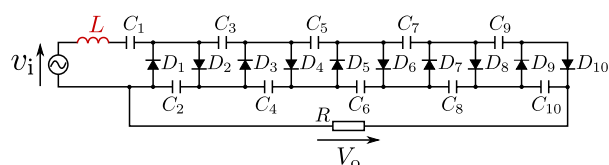


Fig. 4. 5-Stage Cockcroft-Walton circuit with inductor.

**〈2・1〉 従来の昇圧回路** Fig. 1 に電子線照射装置に用いられる従来の昇圧回路を示す。従来の昇圧回路では、直流電圧  $V_{in}$  をインバータにより矩形波電圧に変換し、トランスと CW 回路で昇圧する。文献(4)で述べられている従来の昇圧回路では、PWM 方式インバータとインダクタ  $L_f$  およびコンデンサ  $C_f$  で構成される LC フィルタによってトランスに入力される電圧の波高値を制御し、出力電圧  $V_{out}$  を変化させている。Fig. 1 に示した従来の昇圧回路は、インバータを用いているため回路が大型になる。さらに、スイッチング素子が 2 つ以上必要であるため、ゲート回路を含めた制御装置が複雑になる。

**〈2・2〉 提案回路の構成と特徴** Fig. 2 に本論文で提案する高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータの構成図を示す。提案回路はフォワードフライバックコンバータの 2 次側にインダクタ  $L$  と CW 回路を接続した回路である。フォワードフライバックコンバータはフォワードコンバータおよびフライバックコンバータの両方の特徴を持つ絶縁 DC-DC コンバータで、部品点数が少ないことが特徴である。その結果、提案する高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータは、Fig. 1 に比べて小型化された構成になる。さらに、1 つのスイッチング素子のみを用いているため、比較的制御が簡単である。Fig. 3 に本論文において実験に用いる提案回路の主回路<sup>(10)</sup>を示す。Fig. 3 で示した提案回路の CW 回路の段数は 5 段としている。

**〈2・2・1〉 CW 回路** CW 回路は受動素子のみで構成されている高昇圧比整流器である。理想素子を用いた無負荷 5 段 CW 回路の直流出力電圧は、交流入力電圧の波高値の 10 倍となる<sup>(5)</sup>。しかし、CW 回路は負荷電流によって出力電圧が減少する<sup>(15)(16)</sup>。さらに、CW 回路のダイオードは ON 期間が非常に短く、OFF 期間は接合容量  $C_T$  とみなすことができる。その結果、接合容量  $C_T$  にコンデンサの電圧が分圧されることで出力電圧が減少することも知られている<sup>(17)(18)</sup>。そのため、出力電圧の向上には、電源周波数の高周波化や段数の増加<sup>(15)</sup>、パラメータの調整<sup>(19)(20)</sup>、回路構成

Table 1. Experimental parameters in Fig. 3.

Input voltage	$V_{in}$	15 V
SiC MOSFET		SCT2120AF (650 V, 29 A)
Gate driver		Si8237, Silicon Labs
Transformer	$L_p, L_s$	$L_p = L_s = 46.3 \mu\text{H}$ (1: 1) $k = 0.98$ , FT-114 #77
Inductor	$L$	15.6 $\mu\text{H}$ , FT-50 #43
Capacitor	$C_1, \dots, C_{10}$	4700 pF, 400 V
SiC SBD	$D_1, \dots, D_{10}$	SCS105KG (1.2 kV, 5 A)
Smoothing capacitor	$C_o$	0.2 $\mu\text{F}$ , 630 V

の工夫<sup>(21)(22)</sup>などが提案されている。

著者らは Fig. 4 に示すように CW 回路と直列にインダクタ  $L$  を挿入して高周波動作させることで CW 回路の等価容量と  $LC$  共振させ、出力電圧が従来 CW 回路の理想出力電圧よりも高くなることを明らかにした<sup>(11)</sup>。Fig. 4 に示す回路は、インダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量を利用した並列共振コンバータ<sup>(23)</sup>の技術に類似したものである。

また、近年のワイドバンドギャップ半導体の発展に伴い、SiC SBD (Schottky Barrier Diode) を用いた CW 回路が提案されている<sup>(24)</sup>。SiC SBD を用いることで導通損による発熱を抑制し、CW 回路の冷却機構を省略することができる。著者らは SiC SBD を用いた CW 回路にも着目し、Si ダイオードと同様に CW 回路と直列にインダクタを挿入することで出力電圧が上昇することを示した<sup>(12)</sup>。

CW 回路は高昇圧比 DC-DC コンバータの整流部に用いられることが多い<sup>(9)(25)(26)</sup>。これらの回路では、より昇圧比を向上させるため、ブーストコンバータを利用したり<sup>(25)</sup>、1次側で  $LC$  共振を用いたりする<sup>(26)</sup>などの工夫が行なわれている。

〈2・3〉 提案回路の動作 提案回路の動作を Fig. 3 を用いて簡単に説明する。

MOSFET が ON すると、トランス 1 次電圧  $v_p$  が電源電圧  $V_{in}$  となり、トランスの励磁インダクタにエネルギーが蓄えられる。一方で、トランス 2 次電圧  $v_s$  にも下向きに電源電圧  $V_{in}$  が発生する。そのため、2 次回路のインダクタ  $L$  を挿入した CW 回路は、奇数番のダイオード  $D_1, D_3, \dots, D_9$  が導通することで奇数番のコンデンサ  $C_1, C_3, \dots, C_9$  に電荷が蓄えられる。

次に MOSFET が OFF すると、トランスの励磁インダクタに蓄えられたエネルギーが 2 次側へ供給される。トランス 2 次電圧  $v_s$  は上向きに発生し、Fig. 3 における偶数番のダイオード  $D_2, D_4, \dots, D_{10}$  が導通することで偶数番のコンデンサ  $C_2, C_4, \dots, C_{10}$  および負荷へ電荷が移動する。

このとき、インダクタ  $L$  は電流  $i_s$  の変化を緩やかにし、ダイオードの導通期間を長くする効果を持つ<sup>(11)</sup>。また、インダクタ  $L$  が CW 回路の等価容量と  $LC$  共振することで共振コンバータ<sup>(23)</sup>に類似した特性を持ち、従来 CW 回路を用いた場合より出力電圧  $V_{out}$  が高くなることが期待される。

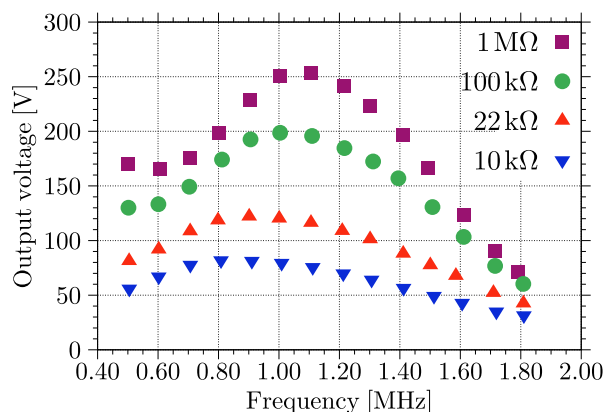


Fig. 5. Frequency characteristics of output voltage in proposed circuit.

インダクタ  $L$  は 1 次側に挿入した場合においても電流の変化を緩やかにする効果を持つ。しかし、提案回路のインダクタ  $L$  は出力電圧を上昇させることも期待できるため、共振を利用することができる 2 次側に挿入している。ここで、提案回路の 2 次回路の共振周波数は MOSFET のオンオフによって変化しないことから、MOSFET のオン時間とオフ時間を等しくして動作させることでより出力電圧が上昇すると考えられる。そのため本論文では、発振器から出力される矩形波の Duty 比を 50% で固定する。

### 3. 出力電圧の周波数特性

本章では、提案回路における MOSFET のスイッチング周波数を変化させた時の出力電圧  $V_{out}$  を測定し、共振点において最大電圧となることを示す。また、トランス電圧および電流を観察することで提案回路の動作を考察する。

〈3・1〉 実験条件 Table 1 に Fig. 3 の回路における各素子の定数や仕様を示す。スイッチング素子は、MHz オーダーの高周波スイッチングの観点から SiC MOSFET を用いる。さらに、CW 回路のダイオードにも同様に SiC SBD を使用する。将来的には実機を想定した入力電圧 (100 ~ 300 V) で検証を行なう予定であるため、SiC MOSFET および SiC SBD は高耐圧のものを用いている。また本論文では、トランス以外の素子による昇圧を検証するため、トランスの巻数比は 1:1 と設定している。

Fig. 3 の回路において、SiC MOSFET の動作周波数を変化させたときの出力電圧  $V_{out}$  を測定する。

〈3・2〉 実験結果 Fig. 5 に負荷抵抗に対する出力電圧の周波数特性を示す。Fig. 5 の凡例は負荷抵抗  $R$  の値を示したものである。

まず、周波数に対する出力電圧  $V_{out}$  の変化を観察する。負荷抵抗  $R$  が 100 k $\Omega$  のときの出力電圧  $V_{out}$  のピークは 198 V (@1.0 MHz) で、入力電圧  $V_{in} = 15$  V に対して約 13 倍に昇圧されていることがわかる。一方で、0.9 MHz 以下の周波数帯においては出力電圧  $V_{out}$  が減少し、0.5 MHz では、130 V になっている。また、1.1 MHz 以上の周波数帯においても出力電圧  $V_{out}$  が減少している。これらの特性は共振

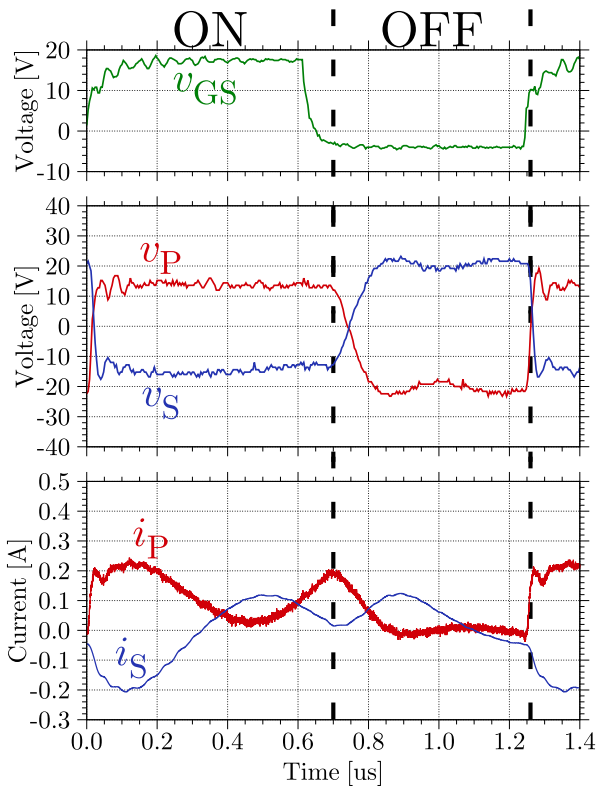


Fig. 6. Transformer voltage and current waveforms in proposed circuit with 100 kΩ at 0.8 MHz.

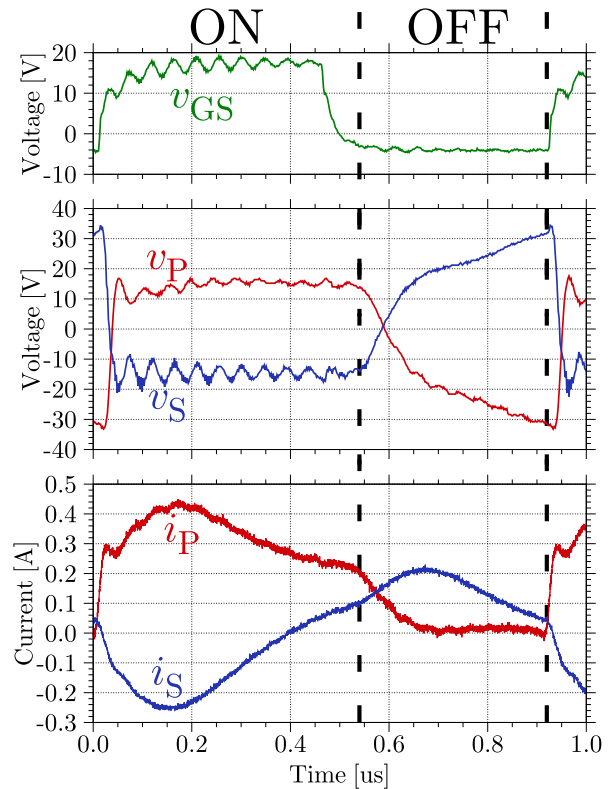


Fig. 7. Transformer voltage and current waveforms in proposed circuit with 100 kΩ at 1.1 MHz.

コンバータの周波数特性<sup>(23)</sup>に類似している。CW 回路のダイオードは、非導通期間中に接合容量  $C_T$  とみなすことができる。接合容量  $C_T$  はデータシートより約 80 pF であり、CW 回路を構成するコンデンサ  $C = 4700$  pF に対して非常に小さいため、5 段 CW 回路は接合容量  $C_T$  のみを 10 個並列接続した容量性負荷に近似して考えることができる。つまり、CW 回路の等価容量  $C_{all}$  は (1) 式となる。

$$C_{all} = 10C_T \dots \dots \dots (1)$$

よって、Fig. 3 の 2 次回路は挿入したインダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{all}$  による共振コンバータとみなすことができる。また、出力電圧  $V_{out}$  がピーク値となる周波数は、2 次回路のインダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{all}$  との共振周波数  $1.41$  MHz ( $= 1/2\pi\sqrt{LC_{all}}$ ) 付近に存在している。つまり、先行研究<sup>(4)</sup>に示された通り、出力電圧  $V_{out}$  のピークはインダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{all}$  による LC フィルタのピークであると考えられる。

次に、Fig. 5 において提案回路の負荷抵抗  $R$  に対する出力電圧  $V_{out}$  の変化を観察する。負荷抵抗  $R$  が減少すると、出力電圧  $V_{out}$  が減少している。これは、負荷抵抗  $R$  が減少することで負荷電流が増加するためであると考えられる。また、負荷抵抗  $R$  が減少することで、出力電圧  $V_{out}$  がピーク値となる周波数が低周波側へ移動していることがわかる。この特性は LC フィルタと同様の傾向であると考えられる。

〈3・3〉提案回路の動作波形 本節では、周波数に対する提案回路のトランス電圧および電流波形を観察し、2 次

回路の LC 共振による動作を比較する。

まず、Fig. 6 に提案回路を負荷抵抗  $R = 100$  kΩ、周波数 0.8 MHz で動作させたときのトランス電圧および電流を示す。Fig. 5 に示したように、この条件における提案回路の出力電圧  $V_{out}$  はピーク値ではなく、共振周波数よりも低い周波数である。一般的な並列共振コンバータでは共振周波数以下のスイッチング周波数で動作させることは禁止されている。しかし、提案回路はダイオードの接合容量を利用して共振する特殊な回路であるため、改めて共振周波数以下の動作を検証する。また、提案回路は昇圧比向上のため、共振周波数で動作させることを考える。そのため、共振周波数前後の動作波形を検討し、その一例として共振周波数以下の波形を示す。Fig. 6 において、時刻 0.00 s に MOSFET がターンオンし、0.7 s に MOSFET がターンオフしている。このとき、動作波形の Duty 比は約 55.6% となり、50% より大きくなっている。SiC MOSFET の入力容量が大きいためゲートソース間電圧  $v_{GS}$  の変化が緩やかになり、ターンオフに遅れが生じていることが原因である。MOSFET のターンオン期間中は、1 次回路が電源とトランスのみの回路となるため、トランス 1 次電圧  $v_P$  は電源電圧  $V_{in}$  が印加されている。そのため、トランス 2 次電圧  $v_S$  にはトランス 1 次電圧  $v_P$  と逆向きに電源電圧  $V_{in}$  が発生する。したがって、インダクタ  $L$  と CW 回路には直流電圧  $V_{in}$  が印加され、2 次回路にはインダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $10C_T$  による電流振動が発生する。時刻  $0.70 \mu s$  において MOSFET がターンオフすると、提案回路の 2 次回路に印加される電

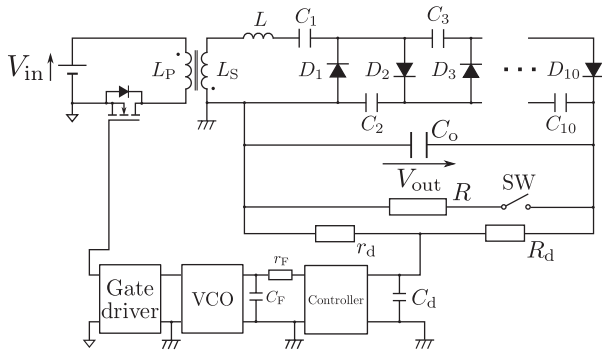


Fig. 8. Proposed circuit and its control circuit.

圧  $v_s$  は反転し、トランス 2 次電流  $i_s$  も変化する。このとき、トランス 1 次電流  $i_p$  および 2 次電流  $i_s$  が急激に変化している。ターンオン期間中、トランス 2 次電流  $i_s$  はインダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $10C_T$  との共振周波数で振動している。その結果、 $0.5\mu\text{s}$  から 2 次電流  $i_s$  は減少に転じている。しかし、MOSFET がターンオフするとトランス 2 次電圧  $v_s$  が反転し、2 次電流  $i_s$  は増加する。そのため、トランス 2 次電流  $i_s$  が急激に変化している。同様に、トランス 1 次電流  $i_p$  にも急激な電流の変化が生じている。Fig. 6 に見られるようなトランス電流  $i_p$  および  $i_s$  の急激な変化はノイズの原因となり、ゲートドライバに影響する可能性がある。

次に、Fig. 7 に提案回路を負荷抵抗  $R = 100\text{ k}\Omega$ 、周波数  $1.1\text{ MHz}$  で動作させた時のトランス電圧および電流波形を示す。Fig. 5 において、この条件時の提案回路の出力電圧  $V_{\text{out}}$  はピーク値となる。Fig. 7 において、時刻  $0.54\mu\text{s}$  に MOSFET がターンオフしている。そのため、このときの Duty 比は約  $58.7\%$  となり、Duty 比  $50\%$  より大きい。Fig. 6 と同様の原因によってターンオフに遅れが生じているためである。このとき、Fig. 6 における MOSFET のターンオフ時に比較して、トランス 1 次電流  $i_p$  および 2 次電流  $i_s$  が緩やかに変化している。このようなトランス電流のひずみの抑制は、MOSFET のスイッチング周波数が 2 次回路の共振周波数以上である領域において確認された。したがって、MOSFET のスイッチング周波数を 2 次回路のインダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{\text{all}}$  との共振周波数以上で動作させることで、トランス 1 次電流  $i_p$  および 2 次電流  $i_s$  の急激な変化を抑制することができる。つまり、提案回路は並列共振コンバータと同様に、共振周波数よりも低い周波数領域で動作させることは推奨されないと考えられる。

一方で、提案回路は〈3・2〉節で示したように MOSFET のスイッチング周波数と 2 次回路の共振周波数が一致することで出力電圧  $V_{\text{out}}$  がピーク値となる。そのため、提案回路のトランス電流  $i_p$  および  $i_s$  のひずみを抑制しつつ出力電圧  $V_{\text{out}}$  を最大にするためには、インダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{\text{all}}$  との共振周波数で動作させることが望ましい。したがって、次章では上述した提案回路の特性を利用した共振点追従制御を提案する。

Table 2. Parameters of control circuit in Fig. 8.

Resistor	$R$	$10\text{ k}\Omega$
Smoothing capacitor	$C_d$	$0.1\ \mu\text{F}$ , $50\text{ V}$
Voltage dividing resistor	$R_d$	$1\text{ M}\Omega$
	$r_d$	$18\text{ k}\Omega$
Controller		Arduino UNO
Filter capacitor	$C_F$	$47\ \mu\text{F}$ , $50\text{ V}$
Filter resistor	$r_F$	$1\text{ k}\Omega$
VCO		SN74LS624N, TI

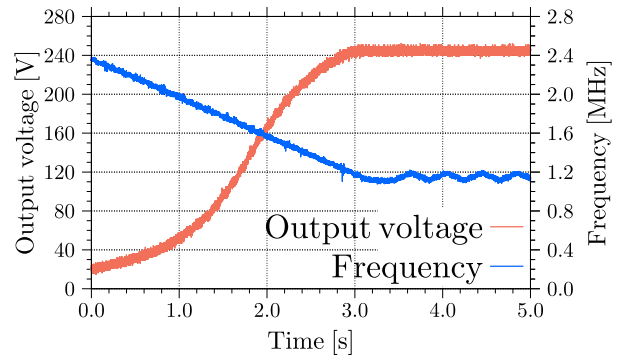


Fig. 9. Initial response of proposed circuit with control.

#### 4. 提案回路の共振点追従制御

本章では、負荷の状態に関係なく 2 次回路の共振周波数で MOSFET を動作させるための共振点追従制御を提案する。Fig. 3 の提案回路に共振点追従制御を適用し、負荷によらず 2 次回路の共振周波数で MOSFET を動作させる。まず、提案回路の初期状態において共振点追従制御を動作させたときの出力電圧と周波数の初期応答を観察する。次に、提案回路の共振点追従制御を行ない、負荷を変化させた時の出力電圧と周波数の変化を観察することで 2 次回路の LC 共振が維持されていることを確認する。

〈4・1〉共振点追従制御の方式と実験条件 提案回路に適用する共振点追従制御と実験の条件について説明する。Fig. 8 に制御回路を搭載した提案回路を示す。制御回路は出力電圧  $V_{\text{out}}$  を検出し周波数を変動させることで出力電圧  $V_{\text{out}}$  のピークを維持する。なお、出力電圧  $V_{\text{out}}$  のリップルを減少させるため、出力側に平滑コンデンサ  $C$  を挿入している。出力電圧  $V_{\text{out}}$  を抵抗  $R_d = 1\text{ M}\Omega$  と  $r_d = 18\text{ k}\Omega$  を用いて分圧し、制御器で検出する。制御器で検出した電圧は太陽光発電の最大電力点追従に代表される山登り法<sup>[27]</sup>に基づいて計算し、それに応じた電圧値を電圧制御型発振器 VCO (Voltage Controlled Oscillator) へ出力する。VCO は制御器から出力される電圧値に応じた周波数の矩形波を出力する。ただし、VCO の出力する矩形波は Duty 比  $50\%$  である。VCO の出力をゲートドライバを通して MOSFET に入力する。提案回路の出力電圧  $V_{\text{out}}$  のピーク値を維持することで、2 次回路のインダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $10C_T$  が共振を維持し、トランス 2 次電流  $i_s$  の急激な変化を抑制する。

Table 2 に, Fig. 8 の制御回路に用いた各素子の定数や仕様を示す。負荷抵抗  $R$  は  $10\text{ k}\Omega$  に変更している。また, 制御器に用いた Arduino UNO は出力が PWM 波形であるため,  $r_F$  と  $C_F$  による  $RC$  ローパスフィルタを用いて直流電圧に変換し, VCO へ出力している。今回の検証においては, Arduino UNO および VCO によって  $10\text{ ms}$  ごとに  $1\text{ kHz}$  の周波数の摂動を与えている。

**〈4・2〉 共振点追従制御の動作検証** 本節では, 提案回路に適用する共振点追従制御の効果を検証する。まず, Fig. 8 においてスイッチ SW を開放した状態で制御回路による初期応答を観察し, 出力電圧  $V_{\text{out}}$  がピーク値に収束することを示す。次に, 提案回路が定常状態でスイッチ SW を短絡することで負荷変動を模擬し, そのときの出力電圧  $V_{\text{out}}$  とスイッチング周波数の時間変化を観察する。

**〈4・2・1〉 提案回路の初期応答** 提案回路の出力電圧  $V_{\text{out}}$  が  $0\text{ V}$  の状態から回路を動作させ, 出力電圧  $V_{\text{out}}$  と周波数の変動を観察する。ただし, スイッチ SW は開放している。

Fig. 9 に出力電圧  $V_{\text{out}}$  と周波数の初期応答を示す。ただし, 周波数は制御器の出力信号から間接的に計算したものである。制御器は時刻  $0.0\text{ s}$  で動作させている。周波数は初期値の約  $2.4\text{ MHz}$  から直線的に減少し, 約  $1.2\text{ MHz}$  に収束している。このとき, 出力電圧  $V_{\text{out}}$  は周波数の変化に従って増加し,  $245\text{ V}$  に収束している。これは Fig. 5 の負荷抵抗  $1\text{ M}\Omega$  の結果において出力電圧  $V_{\text{out}}$  がピークとなる周波数および出力電圧にほぼ一致している。つまり, 制御回路が 2 次回路の共振周波数を追従し, 出力電圧  $V_{\text{out}}$  がピーク値になっていると考えられる。時刻  $0.0\text{ s}$  における出力電圧  $V_{\text{out}}$  が  $0\text{ V}$  でない理由は, VCO が制御器からの入力が  $0$  である状態でも矩形波を出力し, 回路が動作しているためである。

**〈4・2・2〉 提案回路の負荷変動に対する応答** 提案回路のスイッチ SW を開放した状態で Fig. 8 の回路を動作させ, 定常状態にする。時刻  $1.0\text{ s}$  においてスイッチ SW を短絡し, 出力電圧  $V_{\text{out}}$  と周波数の変化を観察する。

Fig. 10 に負荷変動に対する出力電圧  $V_{\text{out}}$  と周波数の変化を示す。Fig. 10 において, 時刻  $1.0\text{ s}$  でスイッチ SW を短絡すると出力電圧  $V_{\text{out}}$  が減少する。これは, スイッチ SW が短絡することで出力側の合成抵抗が  $R/(R_d + r_d) = 9.9\text{ k}\Omega$  となり, 負荷電流が増加するためであると考えられる<sup>(45)</sup>。Fig. 11 に Fig. 10 における時刻  $0.8\text{ s}$  から  $2.0\text{ s}$  の拡大図を示す。ただし, Fig. 11 の出力電圧  $V_{\text{out}}$  はプログラムによってローパスフィルタをかけ, リプルを減少させた波形である。時刻  $1.1\text{ s}$  から  $1.6\text{ s}$  にかけて出力電圧  $V_{\text{out}}$  が上昇するとともに, 周波数が減少している。時刻  $1.6\text{ s}$  において出力電圧  $V_{\text{out}}$  は  $79\text{ V}$ , 周波数は  $0.96\text{ MHz}$  に収束している。このときの周波数は, Fig. 5 の負荷抵抗  $10\text{ k}\Omega$  において出力電圧  $V_{\text{out}}$  がピーク値となる周波数に一致する。そのため, 共振点追従制御によって提案回路における 2 次回路の LC 共振の周波数を追従していると考えられる。また, 周波数

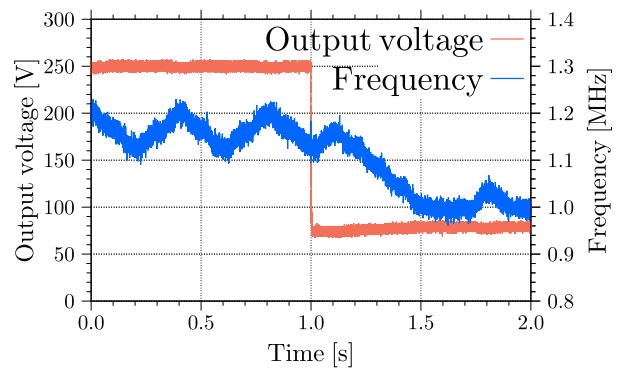


Fig. 10. Transient behavior under load change of the proposed circuit.

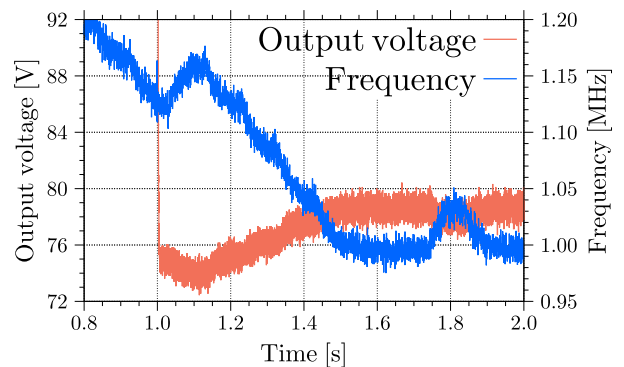


Fig. 11. Enlarged view of Fig. 10.

はスイッチ SW を短絡後, 一度増加してから減少に転じている。これは, 制御器がスイッチ SW が開放しているときの出力電圧  $V_{\text{out}}$  と短絡している時の出力電圧  $V_{\text{out}}$  を用いて計算したためであると推察される。

以上の結果から, 提案回路の共振点追従制御が正しく動作していると考えられる。

## 5. おわりに

本論文では, 電子線照射装置の昇圧回路を小型化できる 1 石式の高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータを提案した。提案回路は, 2 次回路のインダクタと CW 回路の等価容量が共振することで出力電圧がピーク値となり, トランス電流の急激な変化を抑制できる。さらに, これらの特性を利用することで提案回路に適用可能な共振点追従制御を提案した。共振点追従制御によって, 負荷変動にかかわらず提案回路の 2 次回路のインダクタと CW 回路の等価容量の共振点を維持することを実験的に確認した。

本論文ではトランスの巻数比を  $1:1$  としたが, 今後は巻数比を調整することで提案回路の昇圧比のさらなる向上を目指す。また, 本論文で提案した共振点追従制御は共振を維持することが目的であり, 出力電圧を制御することができない。そのため, 入力側に昇圧非絶縁 DC-DC コンバータを搭載することで出力電圧を自由に調整可能な高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータについても検討する予定である。

## 謝 辞

本研究の一部は、公益財団法人 京都技術科学センター平成 29 年度研究開発助成により実施されたものである。ここに記して感謝の意を表する。

## 文 献

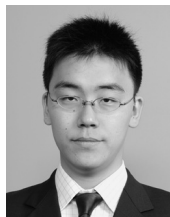
- (1) Y. Okumura: "Expansion of Industrial Use of Electron Beam Processing System", Journal of the Vacuum Society of Japan, Vol.60, No.2, pp.64-67 (2017) (in Japanese)
- (2) 馬場 隆・金子博実・中里 宏・柏木正之:「電子線照射応用の可能性」, 日新電機技報, Vol.49, pp.2-8 (2004)
- (3) J.D. Cockcroft and E.T.S. Walton: "Experiments with High Velocity Positive Ions. - (I) Further Developments in the Method of Obtaining High Velocity Positive Ions", Proceedings of the Royal Society A, Vol.136, No.830, pp.619-630 (1932)
- (4) 濱野 勝・菅原一裕:「電子線照射装置用高周波電源装置」, 特願 2000-171120, 特開 2001-351799 (2000)
- (5) T.-J. Liang, J.-H. Lee, S.-M. Chen, J.-F. Chen, and L.-S. Yang: "Novel Isolated High-step-up DC-DC Converter with Voltage Lift", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.60, No.4 pp.1483-1491 (2013)
- (6) F. Evran and M.T. Aydemir: "Isolated High Step-Up DC-DC Converter With Low Voltage Stress", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.29, No.7, pp.3591-3603 (2014)
- (7) H.-S. Lee, H.-J. Choe, S.-H. Ham, and B. Kang: "High-Efficiency Asymmetric Forward-Flyback Converter for Wide Output Power Range", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.32, No.1, pp.433-440 (2017)
- (8) J.-W. Kim, J.-P. Moon, and G.-W. Moon: "Analysis and Design of a Single-Switch Forward-Flyback Two-Channel LED Driver With Resonant-Blocking Capacitor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.31, No.3, pp.2314-2323 (2016)
- (9) M. Uno and A. Kukita: "Single-Switch Single-Transformer Cell Voltage Equalizer Based on Forward-Flyback Resonant Inverter and Voltage Multiplier for Series-Connected Energy Storage Cells", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 63, No.9, pp.4232-4247 (2014)
- (10) 安田 匠・南 政孝・茂木進一・道平雅一:「5 段 Cockcroft-Walton 回路を用いた高昇圧比 DC-DC コンバータの高周波特性」, 電学産業応用部門家電・民生研, HCA-17-19 (2017)
- (11) M. Minami, T. Ito, S. Motegi, and M. Michihira: "Boost Ratio and Power Factor Improvement in Cockcroft-Walton Circuit with Diode Junction Capacitor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.136, No.12, pp.991-996 (2016) (in Japanese)
- (12) M. Minami, T. Yasuda, S. Motegi, and M. Michihira: "Improvements in Boost Ratio, Power Factor, and Efficiency for Cockcroft-Walton Circuit with SiC Diode", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.137, No.2, pp.183-187 (2017) (in Japanese)
- (13) T. Terashima, M. Shiraisi, and N. Iwamura: "Recent technology trend in Power Semiconductor Devices", IEEE Transactions on Electronics, Information and Systems, Vol.130, No.6, pp.912-916 (2010) (in Japanese)
- (14) E. Hiraki and M. Nakaoka: "Power Electronics in Latest Small-Scale High Frequency Switching Power Converters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.125, No.11, pp.955-963 (2005) (in Japanese)
- (15) A. Iijima, T. Hakamada, S. Matsui, and K. Kanaya: "DC High-Voltage Power Supply Molded by Epoxy Resin for Electron Beam Equipment", Bulletin of the Electrotechnical Laboratory, Vol.33, No.11, pp.1351-1365 (1969)
- (16) Y. Takamura: "A Cockcroft-Walton Circuit Analysis by Newly Developed Graphical Methods", IEEE Transactions on Electronics, Information and Systems, Vol.106, No.7, pp.119-126 (1986) (in Japanese)
- (17) E. Everhart and P. Lorrain: "The Cockcroft-Walton Voltage Multiplying Circuit", The Review of Scientific Instruments, Vol.24, No.3, pp.221-226 (1953)
- (18) M. Minami, T. Ito, S. Motegi, and M. Michihira: "Theoretical Analysis of Decreased Boost Ratio in Unloaded Cockcroft-Walton Circuit", Vol.136, No.3, pp.246-247 (2016) (in Japanese)
- (19) I.C. Kobougias and E.C. Tatakis: "Optimal Design of a Half-Wave Cockcroft-Walton Voltage Multiplier with Minimum Total Capacitance", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.25, No.9, pp.2460-2468 (2010)
- (20) T. Fukuyama and K. Sugihara: "Study on Operating Principle of Cockcroft-Walton Circuit to Produce Plasmas Using High-Voltage Discharge", Plasma and Fusion Research, Vol.11, p.2401008 (2016)

- (21) S. Suganomata: "Cascade-type d-c Generator Circuits: Effects of Multiple Loading Coils", OYOBUTURI, Vol.34, No.10, pp.733-739 (1965) (in Japanese)
- (22) 中西俊貴・大向 優・石飛 学・細田健一・伊東 毅:「コッククロフト・ウォルトン回路の減衰抑制に関する研究」, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol.35, p.208 (2010)
- (23) G. Ivensky, A. Kats, and S. Ben-Yaakov: "An RC Load Model of Parallel and Series-Parallel Resonant DC-DC Converters with Capacitive Output Filter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, No.3, pp.515-521 (1999)
- (24) 西川公人・川見 浩・福永哲也・瀬戸口佳孝・濱野 勝・穂田啓三:「直流電源装置」, 特願 2004-318330, 特開 2006-129674 (2004)
- (25) C.-M. Young, M.-H. Chen, T.-A. Chang, C.-C. Ko, and K.-K. Jen: "Cascade Cockcroft-Walton Voltage Multiplier Applied to Transformerless High Step-up DC-DC Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.60, No.2, pp.523-537 (2013)
- (26) W.-C. Hsu, J.-F. Chen, Y.-P. Hsieh, and Y.-M. Wu: "Design and Steady-State Analysis of Parallel Resonant DC-DC Converter for High-Voltage Power Generator", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.32, No.2, pp.957-966 (2017)
- (27) 甲斐隆章・藤本敏朗:「太陽光・風力発電と系統連系技術」, オーム社 (2010)

安田 匠 (学生員) 1996 年 10 月 11 日生。2017 年 3 月神戸市立工業高等専門学校電気工学科卒業。同年 4 月同校専攻科電気電子工学専攻に入学し、現在に至る。



南 政孝 (正員) 1985 年 11 月 9 日生。2010 年 3 月京都大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。2013 年 3 月同大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程修了。博士 (工学)。2013 年 4 月神戸市立工業高等専門学校助教。2014 年 4 月講師, 2017 年 4 月准教授, 現在に至る。パワーエレクトロニクスに関する教育・研究に従事。電子情報通信学会, システム制御情報学会の各会員。



茂木 進一 (正員) 1971 年 7 月 29 日生。1996 年東京電機大学大学院理工学研究科応用電子工学専攻修了。1999 年同大学院理工学研究科応用システム工学専攻満期退学。同年同大学理工学部電子情報工学科助手, 2003 年ヤンマー (株) 入社, 2012 年東京電機大学工学部電気電子工学科研究員を経て, 2013 年神戸市立工業高等専門学校電気工学科准教授, 2016 年 4 月教授, 現在に至る。博士 (工学)。パワーエレクトロニクスに関する教育・研究に従事。パワーエレクトロニクス学会, 電子情報通信学会, 電気設備学会の各会員。



道平 雅一 (正員) 1969 年 12 月 3 日生。1995 年 3 月神戸大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。1998 年 3 月大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程修了。博士 (工学)。同年 4 月神戸市立工業高等専門学校電気工学科助手, 1999 年 4 月講師, 2002 年 4 月助教授, 2011 年 4 月教授, 現在に至る。パワーエレクトロニクス回路方式, システム制御に関する研究・教育に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス学会の各会員。

