

# インダクタを挿入した Cockcroft-Walton 回路の高調波を考慮した昇圧比の理論解析

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

## A Theoretical Analysis of Boost Ratio based on Harmonics of Cockcroft-Walton Circuit with an Inductor

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

(2018年5月14日受付, 2018年9月13日再受付)

The Cockcroft-Walton (CW) circuit is used in the many high-step-up isolated DC-DC converters. The input voltage in CW circuit includes some harmonic components. This paper models the frequency characteristics of a novel CW circuit, which is proposed in the past, by equivalent circuit and Fourier series expansion. It is clarified that the equivalent circuit accurately assesses the experimental frequency characteristics of the proposed CW circuit.

キーワード: Cockcroft-Walton 回路, LC 共振, 高調波, 等価回路, フーリエ級数展開

**Keywords:** Cockcroft-Walton circuit, LC resonance, harmonic voltage, equivalent circuit, Fourier series expansion

### 1. はじめに

現在, スイッチング素子の高性能化によって電力変換回路の動作周波数は増加の傾向にある<sup>(1)~(3)</sup>. 高周波動作によって受動素子を小型化することができ, 回路の高電力密度化が可能になる<sup>(4)</sup>. その一方で, 高周波動作においては回路の配線インダクタンスやスイッチング素子の寄生容量の影響が顕著に現れるため, これらを考慮しなければならない<sup>(5)~(7)</sup>. シリコンカーバイド (SiC) 半導体を用いたスイッチング素子は, 高周波動作に有利<sup>(2)</sup>とされるが, 寄生容量が大きく<sup>(8)</sup>, 高周波動作を行なう上でこの影響を無視することができない。

高昇圧比整流器として知られている Cockcroft-Walton 回路 (以下, CW 回路と略す)<sup>(9)</sup> においては, ダイオードの接合容量によって昇圧比が理想値より減少することが知られている<sup>(10)(11)</sup>. CW 回路に SiC ダイオードを適用することにより高周波化, 高耐圧化, 耐熱性の向上が期待される<sup>(12)</sup> が, SiC ダイオードの接合容量は Si ダイオードよりも大きい<sup>(13)</sup>ため CW 回路への適用によって接合容量の影響が増加する

ことが懸念される。過去には, 適当な位置に共振インダクタを挿入することにより接合容量の影響を抑制する工夫が行われてきた<sup>(10)(13)(14)</sup>. これらの工夫によって, CW 回路の昇圧比を理想値に近づけることができる。一方で, 著者らは CW 回路の入力側に直列に共振インダクタを挿入した新しい CW 回路を提案している (以下, 提案 CW 回路と略す)<sup>(15)(16)</sup>. 提案 CW 回路は, インダクタとダイオードの接合容量が LC 共振することにより, 従来 CW 回路の理想値を超えた昇圧比が得られる。そのため, 提案 CW 回路を高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータに適用することにより, 昇圧トランスの昇圧比を減少させることができる。その結果, 昇圧トランスの巻数を減少できるだけでなく絶縁対策が容易になり, トランスの小型化が可能になると考えられる。

しかし, 提案 CW 回路は LC 共振によって昇圧する整流器であるため, 動作周波数が共振周波数から離れると昇圧比が減少する<sup>(15)(16)</sup>. そのため, 提案 CW 回路では動作周波数および昇圧比の設計が重要である。しかし, これまで著者らは昇圧比向上の原理は示してきたが, その計算方法については明らかにしていなかった。昇圧比をあらかじめ予測できないため, 提案 CW 回路を用いた高昇圧比 DC-DC コンバータの設計は試行錯誤的に行なう必要があった。そこで本論文では, 文献 (15) (16) の続報として, 昇圧比の周波数特性の計算方法について検討する。

LC 共振を用いた電力変換回路の解析法としては, 状態

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

\* 神戸市立工業高等専門学校

〒 651-2194 神戸市西区学園東町 8-3

Kobe City College of Technology

8-3, Gakuenhigashi, Nishi-ku, Kobe 651-2194, Japan

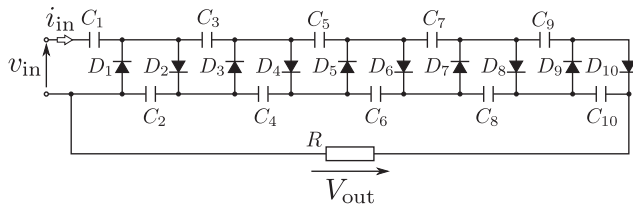


Fig. 1. 5-stage Cockcroft-Walton circuit.

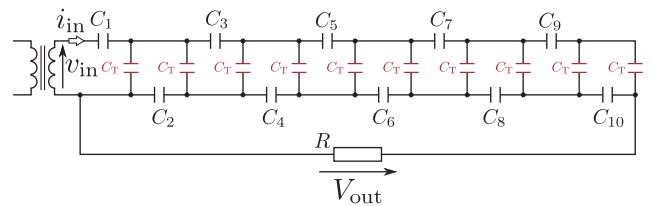


Fig. 2. Equivalent circuit of 5-stage Cockcroft-Walton circuit when all diodes are off.

空間法<sup>(17)(18)</sup>や基本波近似法<sup>(19)~(21)</sup>などが挙げられる。しかし、CW回路のダイオードのオン時間は負荷や入力電圧によって変化するため、状態空間法を適用することは困難であると考えられる。また、基本波近似法は電圧電流の基本波のみを取り出して考えるため簡易ではあるが、動作周波数が共振周波数から離れるにつれて誤差が大きくなるという問題点がある<sup>(20)(22)</sup>。さらに、提案CW回路におけるダイオードにオン期間が存在するため、共振に寄与する接合容量の数が過渡的に変化する。その結果、1周期中にCW回路の等価容量が変化し、共振周波数が変化する。したがって、提案CW回路の解析に基本波近似法を適用することは困難であると考えられる。

そこで本論文では、実験結果に基づいた提案CW回路の簡易な等価回路を考案する。等価回路では、1周期中に複雑に変動するCW回路の等価容量および等価抵抗を一定と仮定し、定数として扱う。まず、シミュレーションおよび実験によって、提案CW回路の昇圧比が入力電圧に含まれる高調波成分に大きく依存することを示す。そして、等価回路およびフーリエ級数展開を利用して提案CW回路の昇圧比について解析し、理論式によって昇圧比を概算できることを明らかにする。

## 2. Cockcroft-Walton 回路

本章では、従来CW回路と提案CW回路<sup>(45)</sup>について説明する。まず、従来CW回路の特徴と動作について簡単に示し、その後、提案CW回路の構成とその昇圧原理を文献<sup>(15)</sup>に基づいて詳述する。

**〈2-1〉 従来 Cockcroft-Walton 回路** Fig. 1 に従来 5 段 CW 回路を示す。CW 回路は受動素子のみで構成でき、回路構成が比較的簡易であるという利点を持つ。また、 $N$  段 CW 回路の素子に印加される電圧は最大で出力電圧  $V_{out}$  の  $1/N$  倍となるため、出力電圧  $V_{out}$  に対して耐圧の低い素子を用いることができる。そのため、CW 回路は燃料電池システムや電子線照射装置の電源など高昇圧比を必要とする DC-DC コンバータの整流器として広く採用されている<sup>(23)~(26)</sup>。

Fig. 1 の従来 CW 回路に振幅  $\pm V_{in}$  の矩形波電圧  $v_{in}$  が入力されたときの出力電圧  $V_{out}$  を考える。理想素子を用いた無負荷の従来 CW 回路では、 $C_1$  を除くそれぞれのコンデンサ  $C_2, C_3, \dots, C_{10}$  には入力電圧の振幅の 2 倍に等しい直流電圧  $2V_{in}$  が印加される。また、オフ状態のダイオードに印加される逆電圧は最大で  $2V_{in}$  であり、コンデンサ  $C_2, C_3, \dots, C_{10}$

に印加される電圧に等しい。従来 5 段 CW 回路では、 $2V_{in}$  の電圧を持つ偶数番コンデンサ  $C_2, C_4, \dots, C_{10}$  が 5 つ直列接続されているため、理想出力電圧  $V_{out}$  は  $10V_{in}$  となる<sup>(9)</sup>。無負荷の従来  $N$  段 CW 回路でも、同様の計算によって理想的には  $2NV_{in}$  に等しい出力電圧  $V_{out}$  が得られる。しかし、CW 回路は負荷電流によって昇圧比が減少することが知られている<sup>(13)(27)(28)</sup>。さらに、Fig. 2 に示すように CW 回路のダイオードは接合容量  $C_T$  とみなすことができる<sup>(10)(11)</sup>。その結果、コンデンサ  $C_1, C_2, \dots, C_{10}$  の電圧が接合容量  $C_T$  に分圧されることによって昇圧比が減少する<sup>(10)(11)</sup>。また、Fig. 2 に示すような CW 回路を用いた高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータでは、トランスの漏れインダクタンスがダイオードの接合容量と共振して CW 回路の入力電流に高周波振動が発生する可能性がある<sup>(29)</sup>。この振動がトランス 1 次回路に影響すると、スイッチング素子のサージ電圧の原因となりうる。そのため、従来 CW 回路の高周波駆動は難しいと考える。

これまで CW 回路の昇圧比改善のため、段数の増加や電源周波数の高周波化<sup>(10)</sup>、パラメータの調整<sup>(30)(31)</sup>、回路構成の工夫<sup>(10)(13)(14)</sup>などが提案されてきた。特に、共振インダクタを適切な位置に挿入する方法<sup>(10)(13)(14)</sup>は、ダイオードの接合容量  $C_T$  に起因する昇圧比の減少の抑制に有効だとされている。これらにより、CW 回路の昇圧比を理想値に近づけることができる。

**〈2-2〉 提案 Cockcroft-Walton 回路** 前述したように、CW 回路のダイオードは接合容量  $C_T$  とみなすことができる。つまり、CW 回路はコンデンサ  $C_1, C_2, \dots, C_{10}$  とダイオードの接合容量  $C_T$  および負荷  $R$  で構成される容量性の負荷に近似できると考えられる。ただし、一般的に CW 回路の接合容量  $C_T$  のインピーダンスは、CW 回路を構成するコンデンサ  $C_1, C_2, \dots, C_{10}$  のインピーダンスに比較して非常に大きい。そのため、コンデンサ  $C_1, C_2, \dots, C_{10}$  は無視でき、 $N$  段 CW 回路の等価的な容量はダイオードの接合容量  $C_T$  を  $2N$  個並列接続したものに近似できる。ここで、実際の回路動作においてはダイオードのオン期間が存在するため、過渡的に CW 回路の等価容量  $C_{all}$  が変動していると考えられる。しかし、CW 回路はダイオードのオン期間が非常に短いことから、1 周期のほとんどの期間においてダイオードを接合容量  $C_T$  とみなせる。そのため本論文では、 $N$  段 CW 回路の等価容量  $C_{all}$  は平均的にダイオードの接合容量  $C_T$  を  $2N$  個並列接続したものととして扱うことによ

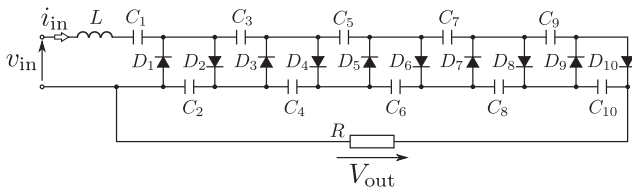


Fig. 3. Proposed 5-stage CW circuit <sup>(15)(16)</sup>.

Table 1. Simulation and experimental conditions.

Input voltage	$v_{in}$	$\pm 11$ V, square wave
Inductor	$L$	122 $\mu$ H
Capacitors	$C_1, C_2, \dots, C_{10}$	4700 pF
SiC SBD	$D_1, D_2, \dots, D_{10}$	1200 V, 5 A
Load	$R$	50 k $\Omega$

て、解析を簡素化する。例えば Fig. 1 および Fig. 2 に示した 5 段 CW 回路の場合、CW 回路の等価容量  $C_{all} = 10C_T$  と概算できる。そこで著者らは、Fig. 3 に示すように従来 CW 回路の入力側にインダクタ  $L$  を挿入し、CW 回路の等価容量  $C_{all}$  を共振コンデンサとして利用することを提案している <sup>(15)(16)</sup>。このとき、インダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{all}$  は並列共振コンバータ <sup>(32)</sup> と同じ構成となり、出力電圧  $V_{out}$  の周波数特性が並列共振コンバータに酷似することを確認している <sup>(33)</sup>。このことから、インダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{all}$  との LC 共振によって CW 回路の昇圧比が向上することが推測できる。このとき、挿入するインダクタ  $L$  は以下の式で設計できる。ただし、 $\omega = 2\pi f$  は入力電圧  $v_{in}$  の基本角周波数である。

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_{all}} = \frac{1}{10\omega^2 C_T} \dots\dots\dots (1)$$

提案 CW 回路は、インダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{all}$  によって昇圧比が向上するが、各素子に印加される電圧は従来 CW 回路と同様に  $V_{out}/N$  と段数にのみ依存するため、従来 CW 回路と同じ耐圧の素子を用いることができる。

スイッチング素子の寄生容量による LC 共振を利用した電力変換器は多くあるものの、そのほとんどがソフトスイッチングによってサージ電圧および損失を低減させることを目的としている <sup>(34)~(36)</sup>。一方で、提案 CW 回路では寄生容量による LC 共振を主に昇圧比向上に用いる特殊な回路であるため、独自の設計手法を考える必要がある。提案 CW 回路の昇圧比を推定することにより、提案 CW 回路を用いた高昇圧比 DC-DC コンバータのトランス巻数比やインバータ回路の設計が容易になると考えられる。また、著者らは提案 CW 回路を用いた高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータに適用可能な共振点追従制御を提案している <sup>(33)</sup>。共振点追従制御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>(37)</sup> を用い、提案 CW 回路の LC 共振周波数を追従する。提案 CW 回路の出力電圧および共振周波数を予測することによって、共振点追従制御の応答を高速化できると考える。

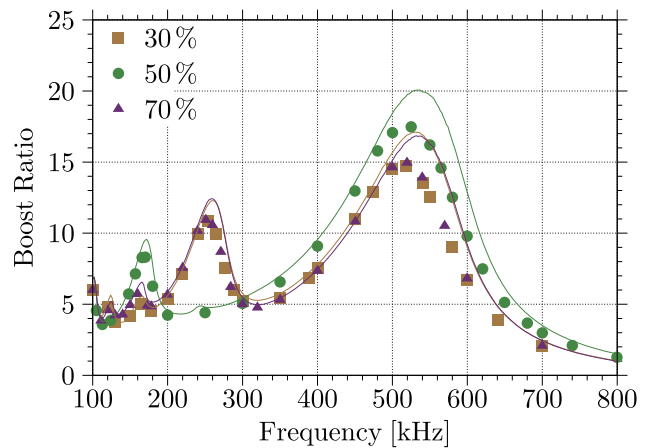


Fig. 4. Numerical and experimental frequency characteristics of boost ratio with square input voltage.

### 3. 周波数に対する昇圧比の数値解析および実証実験

多くの絶縁 DC-DC コンバータでは、整流器には矩形波が入力され、その Duty 比または周波数が変化する。そのため、本論文では矩形波を入力した場合における提案 CW 回路の周波数特性について検討する。ただし、本論文で提案する解析法は、正弦波や三角波など他の波形を入力した場合にも同様の手順によって解析が可能である。本章では、提案 CW 回路における昇圧比の周波数特性をシミュレーションおよび実験で検証し、提案 CW 回路の動作を考察する。

提案 CW 回路に振幅 11 V で Duty 比を 30%, 50%, 70% とした電圧  $v_{in}$  を入力し、昇圧比の周波数特性をシミュレーションと実験でそれぞれ検証する。

Table 1 に回路定数を示す。まず、シミュレーション条件について説明する。シミュレーションソフトは LTspiceIV (Ver. 4.231)、SiC ショットキーバリアダイオード (SiC SBD) (SCS205KG, ROHM)  $D_1, D_2, \dots, D_{10}$  は spice モデルを利用している。また、交流電源  $v_{in}$ 、インダクタ  $L$  およびコンデンサ  $C_1, C_2, \dots, C_{10}$  の寄生成分は無視している。

次に、実験条件について説明する。回路定数は Table 1 と同じ値としている。入力電圧  $v_{in}$  はファンクションジェネレータ (FGX-2220, TEXIO) とバイポーラ電源 (HSA4101, エヌエフ回路設計ブロック) を用いて生成している。なお、インピーダンスアナライザ (IM3570, 日置電機) で測定したインダクタ  $L$  の直列抵抗は 0.91  $\Omega$  (@450 kHz) である。

Fig. 4 に、提案 CW 回路に矩形波入力電圧  $v_{in}$  を入力した場合の昇圧比  $\alpha$  の周波数特性を示す。Fig. 4 の凡例は入力電圧  $v_{in}$  の Duty 比を示している。図中の点が実験結果、曲線に示した結果がシミュレーション結果である。ただし、昇圧比  $\alpha$  は以下に定義する。

$$\alpha = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{out}}{11} \dots\dots\dots (2)$$

Fig. 4 では、シミュレーション結果と実験結果がおおよそ一致している。シミュレーション結果と実験結果の誤差は、実験に用いた負荷  $R$  のインピーダンスが高周波に対して減

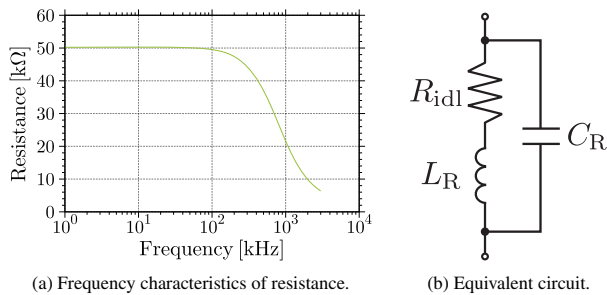


Fig. 5. Frequency characteristics and equivalent circuit of the load.

少していることが原因である。Fig. 5 (a) に、インピーダンスアナライザ (IM3570, 日置電機) で測定した負荷  $R$  の周波数特性を示す。周波数 100 kHz 以上の領域において抵抗値が減少している。一般的な抵抗器の等価回路は Fig. 5 (b) のように表され、理想抵抗  $R_{idl}$  に対して直列に寄生インダクタンス  $L_R$ 、並列に寄生容量  $C_R$  が存在する。本論文で用いた負荷  $R$  のように比較的抵抗値が高い抵抗器の場合、高周波動作時に寄生容量の影響が顕著に現れ、抵抗成分が減少する。CW 回路では、出力電圧  $V_{out}$  は直流であるものの、入力電圧  $v_{in}$  の周波数  $f$  と同じ周波数のリップルを含む。Fig. 5 (a) に示したように、リップルの周波数成分に対して負荷  $R$  のインピーダンスが減少することによって負荷  $R$  に流れる交流電流が増加し、コンデンサ  $C_1, C_2, \dots, C_{10}$  への充電電流が減少する。その結果、実験結果の昇圧比  $\alpha$  がシミュレーション結果より減少したと考えられる。

まず、Fig. 4 の昇圧比ピークに着目する。Duty 比に関わらず、周波数  $f = 530$  kHz 付近で昇圧比  $\alpha$  が最大となっている。ここで、データシートよりダイオード  $D_1, D_2, \dots, D_{10}$  の接合容量  $C_T$  を 75 pF とすると、CW 回路の等価容量  $C_{all}$  は接合容量  $C_T$  を 10 個並列接続した回路に近似できるため、 $C_{all} = 750$  pF となる。その結果、インダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{all}$  との共振周波数  $f_r = 1/2\pi\sqrt{LC_{all}}$  は 528 kHz となり、Fig. 4 の昇圧比  $\alpha$  のピークとなる周波数  $f$  にほぼ一致する。つまり、インダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{all}$  との共振によって昇圧されたと考えられる。一方で、Duty 比 30% および 70% において、 $f = 260$  kHz 付近に昇圧比  $\alpha$  のピークが存在する。このとき、入力矩形波電圧  $v_{in}$  の第 2 次高調波が 520 kHz となり、インダクタ  $L$  と CW 回路の等価容量  $C_{all}$  との共振周波数  $f_r$  にほぼ一致する。したがって、 $f = 260$  kHz 付近の昇圧比  $\alpha$  のピークは入力電圧  $v_{in}$  の第 2 次高調波に起因した LC 共振による昇圧比ピークであると推察できる。同様に、周波数  $f = 170$  kHz 付近におけるピークは入力電圧  $v_{in}$  の第 3 次高調波による共振であると考えられる。

次に、Duty 比による昇圧比  $\alpha$  の変化に着目する。Duty 比 70% としたときの昇圧比  $\alpha$  の周波数特性は、Duty 比 30% のときの周波数特性にほぼ一致している。Duty 比 70% の矩形波が Duty 比 30% の矩形波を反転した波形に一致することから、入力電圧  $v_{in}$  の直流成分は出力電圧  $V_{out}$  にほとん

ど影響しないと考えられる。また、周波数  $f = 530$  kHz の昇圧比ピークにおいて Duty 比 70% および 30% の場合の昇圧比  $\alpha$  は Duty 比 50% の場合の昇圧比  $\alpha$  に比べて小さい。ここで、式 (3) にフーリエ級数展開した矩形波入力電圧  $v_{in}$  を示す。ただし、Duty 比を  $d$  とする。

$$v_{in}(t) = 2 \left( d - \frac{1}{2} \right) V_{in} + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{4V_{in}}{n\pi} \sin n\pi d \right) \cos n\omega t \quad \dots \dots \dots (3)$$

式 (3) より、Duty 比が 50% のとき  $\sin n\pi d$  の絶対値が最大となることから、入力電圧  $v_{in}$  の基本周波数成分が最大となることがわかる。一方、Duty 比 70% および 30% の場合は入力電圧  $v_{in}$  の基本周波数成分が減少する。周波数  $f = 530$  kHz における昇圧比ピークは入力電圧  $v_{in}$  の基本周波数成分による LC 共振によって発生していると考えられることから、基本周波数成分が大きな Duty 比 50% の場合に昇圧比  $\alpha$  がより増加したと考えられる。

また、周波数  $f = 260$  kHz 付近の昇圧比  $\alpha$  のピークは Duty 比 70% および 30% では発生しているが、Duty 比 50% の場合にはほとんど存在しない。式 (3) で示されたように、Duty 比 50% においては入力電圧  $v_{in}$  が第 2 次高調波を含まないためだと考えられる。式 (3) を利用することにより、周波数  $f < 260$  kHz におけるピークも同様に説明できる。

つまり、提案 CW 回路に矩形波を入力することによって、昇圧比  $\alpha$  が複数のピークを持つことが理論的にも説明できた。そして、提案 CW 回路の昇圧比  $\alpha$  は、入力電圧  $v_{in}$  の高調波に大きく依存することが明らかとなった。上記のような特性は、直列共振コンバータでも観察されている<sup>(38)</sup>。

次章では、上記の特性を考慮した等価回路を示し、等価回路による昇圧比の理論計算値がシミュレーションおよび実験に一致することを示す。

#### 4. 周波数に対する昇圧比の理論解析

本章では、Fig. 4 の結果を踏まえて、提案 CW 回路の設計のための等価回路を示す。等価回路は回路の共振周波数および昇圧比を概算できるものである。

〈4・1〉提案 CW 回路の等価回路 前章で触れたように、CW 回路は容量性の負荷とみなせる。これを抵抗  $r$  とコンデンサ  $C_{all}$  の直列接続と仮定することにより、Fig. 3 の等価回路は Fig. 6 のようになる。これは、並列共振コンバータの LC 共振回路と同様の構成である。ただし抵抗  $r$  は、インダクタ  $L$  の内部抵抗、ダイオードのオン抵抗および負荷  $R$  を合成したものであると考えている。実際の CW 回路ではダイオードのオン期間が存在するため抵抗  $r$  が過渡的に変動するが、一定の値とみなすことにより解析を簡素化することができる。また、コンデンサ  $C_{all}$  がダイオードの接合容量  $C_T$  の和であるため、Fig. 6 におけるコンデンサ電圧  $v_C$  はダイオードの接合容量  $C_T$  にそれぞれ印加される電圧に相当すると考えられる。2 章で述べたように、CW 回路



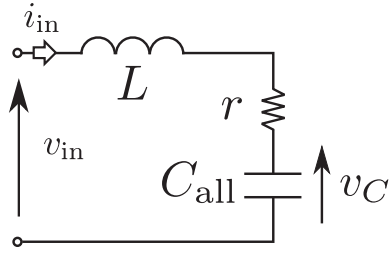


Fig. 6. Equivalent circuit of the proposed CW circuit for analysis.

のコンデンサ  $C_2, C_3, \dots, C_{10}$  に印加される電圧とダイオードの逆電圧の最大値は等しくなることから, Fig. 3 の提案 CW 回路のコンデンサ  $C_2, C_3, \dots, C_{10}$  にはそれぞれ Fig. 6 における  $v_C$  の最大値  $V_C$  が印加されると考えられる。その結果, Fig. 3 の提案 5 段 CW 回路の出力電圧  $V_{out}$  は偶数番コンデンサ  $C_2, C_4, \dots, C_{10}$  に印加された電圧  $V_C$  の和となるため,  $5V_C$  となるものとして計算を行なう。

**〈4・2〉 等価回路による昇圧比の計算** 前節で示した Fig. 6 の提案 CW 回路の等価回路を用いて, 入力電圧  $v_{in}$  を矩形波とした場合の昇圧比  $\alpha$  の周波数特性を計算する。

まず, Fig. 6 に式 (3) に示した振幅  $V_{in}$  の矩形波電圧  $v_{in}$  が印加されたときのコンデンサ電圧  $v_C$  を求める。

$$v_C(t) = 2 \left( d - \frac{1}{2} \right) V_{in} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\frac{4V_{in}}{n\pi} \sin n\pi d}{n\omega C_{all} \sqrt{r^2 + \left( n\omega L - \frac{1}{n\omega C_{all}} \right)^2}} \cos(n\omega t - \phi) \dots\dots\dots (4)$$

ただし,

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{r n \omega C_{all}}{1 - n^2 \omega^2 L C_{all}} \right) \dots\dots\dots (5)$$

となる。次に, コンデンサ電圧  $v_C$  の最大値  $V_C$  を求める必要があるが,  $v_C$  には複数の周波数成分が重畳しているため計算が非常に複雑になる。また, 入力電圧  $v_{in}$  は矩形波で不連続波形であるため, フーリエ級数展開後の  $v_{in}$  および式 (4) のコンデンサ電圧  $v_C$  にギブス現象が存在すると考えられる。その影響によって, コンデンサ電圧  $v_C$  を式 (4) の最大値で計算した場合でも, 結果に誤差が発生すると考えられる。以上の理由から, 本論文では簡易的に実効値  $V_{C,rms}$  で代用する。実効値  $V_{C,rms}$  は式 (6) のように,  $v_C$  の自乗平均値の平方根で表される。ここで, Fig. 4 では Duty 比 70% と 30% の結果がほぼ一致している。このことから, 入力電圧  $v_{in}$  の直流成分は出力電圧  $V_{out}$  に影響しないとして, ここでは省略する。

$$V_{C,rms} = V_{in} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(4 \sin n\pi d)^2}{2 (n\pi)^2 \left\{ (n\omega C_{all} r)^2 + (1 - n^2 \omega^2 L C_{all})^2 \right\}} \right]^{1/2} \dots\dots\dots (6)$$

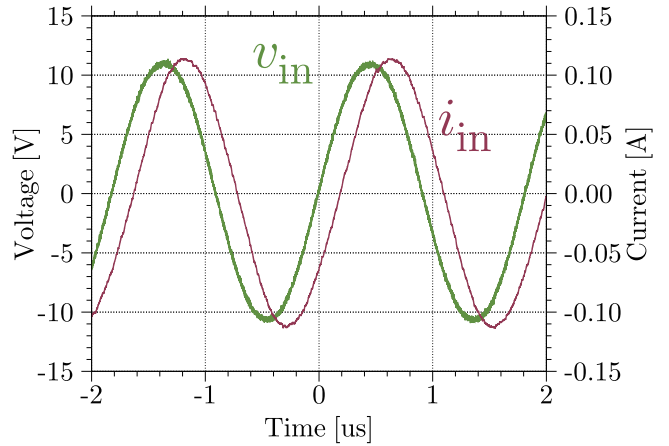


Fig. 7. Input voltage and current waveforms at 550 kHz in experiment.

出力電圧  $V_{out}$  の計算値はコンデンサ電圧  $V_{C,rms}$  の 5 倍となると考えられるため, 式 (7) となる。

$$V_{out} = 5V_{in} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{8 \sin^2 n\pi d}{(n\pi)^2 \left\{ (n\omega C_{all} r)^2 + (1 - n^2 \omega^2 L C_{all})^2 \right\}} \right]^{1/2} \dots\dots\dots (7)$$

これによって, Fig. 3 の提案 5 段 CW 回路の昇圧比  $\alpha$  が求められる。

$$\alpha = 5 \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{8 \sin^2 n\pi d}{(n\pi)^2 \left\{ (n\omega C_{all} r)^2 + (1 - n^2 \omega^2 L C_{all})^2 \right\}} \right]^{1/2} \dots\dots\dots (8)$$

式 (8) が提案 CW 回路の昇圧比  $\alpha$  の理論値である。ここで, Table 1 よりインダクタ  $L = 121 \mu\text{H}$ , データシートより  $C_{all} = 750 \text{ pF}$  を代入する。次に, 抵抗  $r$  を決定する。実際の CW 回路ではダイオードのオン期間が存在するため, 1 周期中に抵抗  $r$  は過渡的に変動すると考えられるが, 本論文ではこれを一定と仮定する。Fig. 7 に, 入力電圧  $v_{in}$  が周波数  $f = 550 \text{ kHz}$  の正弦波であるときの提案 CW 回路の入力電圧電流波形を示す。このとき, 等価回路の定数と Fig. 7 による KVL は以下ようになる。

$$v_{in} = r i_{in} + L \frac{di_{in}}{dt} + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i_{in} d\tau \dots\dots\dots (9)$$

入力波形を正弦波としたことから, 式 (9) はフェーザ法によって計算が可能になり, 入力電圧  $v_{in}$  および電流  $i_{in}$  の実効値  $V_{in,rms}, I_{in,rms}$  を用いて抵抗  $r$  が計算できる。

$$r = \sqrt{\left( \frac{V_{in,rms}}{I_{in,rms}} \right)^2 - \left( \omega L - \frac{1}{\omega C_{all}} \right)^2} \dots\dots\dots (10)$$

Fig. 7 より, 本論文における等価回路 Fig. 6 の抵抗  $r$  は  $97.3 \Omega$  とする。上記のように, 抵抗  $r$  の導出には入力電圧電流の測定が 1 度だけ必要となる。

**〈4・3〉 理論計算結果** Fig. 8 に式 (8) による提案 CW

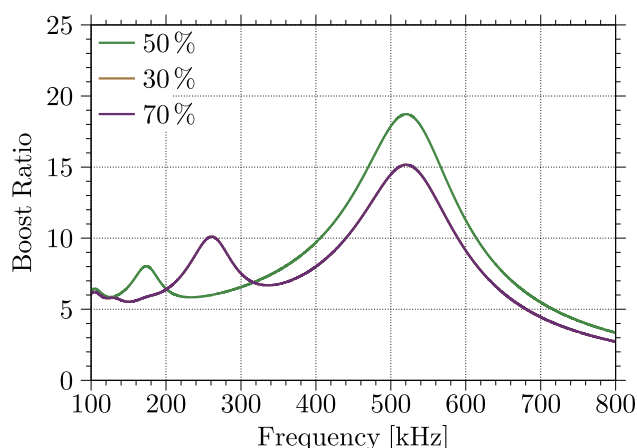


Fig. 8. Theoretical frequency characteristics of boost ratio with square input voltage.

回路の昇圧比  $\alpha$  の理論計算値を示す。Fig. 8 の凡例は Duty 比を示している。Fig. 8 の等価回路による計算結果では Duty 比 70% と 30% の結果が完全に一致している。また Fig. 8 は、Fig. 4 におけるシミュレーション結果とは誤差が存在するものの、実験結果とはほぼ一致している。抵抗  $r$  の導出に実験波形を用いたため、抵抗  $R$  のインピーダンスの周波数特性が抵抗  $r$  に含まれたことが要因と考えられる。特に 530 kHz 付近の昇圧比  $\alpha$  のピークにおいて、実験結果との差異がシミュレーションよりも小さい。このことから、等価回路の妥当性が示されたと考える。

## 5. おわりに

本論文では、インダクタを挿入した CW 回路に矩形波を入力したときの昇圧比の周波数特性をシミュレーションおよび実験によって測定した。そして、入力電圧  $v_{in}$  のフーリエ級数展開と簡易な等価回路を用いて提案 CW 回路の昇圧比の周波数特性を計算し、シミュレーション結果および実験結果にほぼ一致することを示した。

今後は、提案 CW 回路の等価回路を高昇圧比絶縁 DC-DC コンバータの設計や制御に適用し、その妥当性を検証する予定である。また、提案 CW 回路の負荷特性に対しても等価回路の妥当性の検討を行なう。

## 文 献

- (1) H. Ohashi, I. Omura, S. Matsumoto, Y. Sato, H. Tadano, and I. Ishii: "Power Electronics Innovation with Next Generation Advanced Power Devices", *IEICE Transactions on Communications*, Vol.87, No.12, pp.3422-3429 (2004)
- (2) J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, and J.W. Kolar: "SiC versus Si-Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC-DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.58, No.7, pp.2872-2882 (2011)
- (3) J. Millan, P. Godignon, X. Perpina, A. Pérez-Tomás, and J. Rebollo: "A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.29, No.5, pp.2155-2163 (2014)
- (4) J. Biela, U. Badstuebner, and J.W. Kolar: "Impact of Power Density Maximization on Efficiency of DC-DC Converter Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.24, No.1, pp.288-300 (2009)

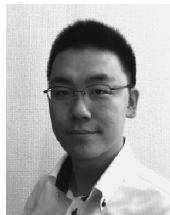
- (5) H. Fujita, S. Ogasawara, and H. Akagi: "Control and Performance of a Zero-Current-Switched Three-Phase PWM Inverter Equipped with Resonant Circuits on the AC-Side", *IEEJ Trans IA*, Vol.118, No.6, pp.748-756 (1998) (in Japanese)
- (6) Z. Ariga and K. Wada: "Analysis of Near Field Noise Voltage Caused by Pulse Current on Power Electronics Circuits", *IEEJ Trans A*, Vol.129, No.9, pp.859-865 (2009) (in Japanese)
- (7) T. Ibuchi and T. Funaki: "Influence Evaluation of ESR Characteristics for Off-state SiC Schottky Barrier Diode on Conducted EMI Noise in a DC-DC Converter", *IEICE Transactions on Communications*, Vol.100, No.3, pp.149-157 (2017) (in Japanese)
- (8) K. Takao, T. Yatsuo, and K. Arai: "High di/dt Switching Characteristics of a SiC Schottky Barrier Diode", *IEEJ Trans A*, Vol.124, pp.917-923 (2004) (in Japanese)
- (9) J.D. Cockcroft and E. T.S. Walton: "Experiments with High Velocity Positive Ions", *Proceedings of the Royal Society of London. Series A*, Vol.129, No.811, pp.477-489 (1930)
- (10) E. Everhart and P. Lorrain: "The Cockcroft-Walton Voltage Multiplying Circuit", *Review of Scientific Instruments*, Vol.24, No.3, pp.221-226 (1953)
- (11) M. Minami, T. Ito, S. Motegi, and M. Michihira: "Theoretical Analysis of Decreased Boost Ratio in Unloaded Cockcroft-Walton Circuit", *IEEJ Trans IA*, Vol.136, No.3, pp.246-247 (2016) (in Japanese)
- (12) 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)
- (13) 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)
- (14) S. Suganomata: "Cascade-type d-c Generator Circuits: Effects of Multiple Loading Coils", *Oyo Butsuri*, Vol.34, No.10, pp.733-739 (1965) (in Japanese)
- (15) M. Minami, T. Ito, S. Motegi, and M. Michihira: "Boost Ratio and Power Factor Improvement in Cockcroft-Walton Circuit with Diode Junction Capacitor", *IEEJ Trans IA*, Vol.136, No.12, pp.991-996 (2016) (in Japanese)
- (16) M. Minami, T. Yasuda, S. Motegi, and M. Michihira: "Improvements in Boost Ratio, Power Factor, and Efficiency for Cockcroft-Walton Circuit with SiC Diode", *IEEJ Trans A*, Vol.137, No.2, pp.183-187 (2017) (in Japanese)
- (17) J.F. Lazar and R. Martinelli: "Steady-State Analysis of the LLC Series Resonant Converter", *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp.728-735 (2001)
- (18) 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)
- (19) R.L. Steigerwald: "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.3, No.2, pp.174-182 (1988)
- (20) H. Haga and T. Shimizu: "Compact and High-Efficiency Converter Using a Novel LLC-Type Series Resonant Converter Topology", *IEEJ Trans IA*, Vol.133, No.6, pp.652-658 (2013) (in Japanese)
- (21) E. Morita and T. Mishima: "Practical Evaluation of GaN Heterojunction-Field-Effect-Transistor (HFET)-applied Zero Voltage Soft-Switching Resonant Converter for Inductive Power Transfer", *IEEJ Trans EIS*, Vol.136, pp.1511-1518 (2016) (in Japanese)
- (22) X. Fang, H. Hu, Z. J. Shen, and I. Batarseh: "Operation Mode Analysis and Peak Gain Approximation of the LLC Resonant Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.27, No.4, pp.1985-1995 (2012)
- (23) K. Ando and T. Okamura: "Control Characteristics of a DC-DC Converter with Direct Power Transmission Type Inverter and Cockcroft-Walton Circuit", *IEEJ Trans PE*, Vol.101, No.8, pp.459-466 (1981) (in Japanese)
- (24) 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)
- (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) 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)
- (27) Y. Takamura: "A Cockcroft-Walton Circuit Analysis by Newly Developed Graphical Methods", *IEEJ Trans EIS*, Vol.106, No.7, pp.119-126 (1986) (in Japanese)
- (28) Y. Takamura: "Cockcroft-Walton Circuit Analysis Effectuated by Input Voltage Waveforms", *IEEJ Trans EIS*, Vol.108, No.4, pp.252-259 (1988) (in Japanese)

- (29) 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」, 電学家電民生研資, 2017, Vol.15, pp.17-22 (2017)
- (30) 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)
- (31) 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, pp.2401008-2401008 (2016)
- (32) G. Ivensky, A. Arkadiy, 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)
- (33) T. Yasuda, M. Minami, S. Motegi, and M. Michihira: "Resonance Point Tracking Control in High Step-Up Isolated DC-DC Converter with 5-Stage Cockcroft-Walton Circuit", *IEEJ Trans IA*, Vol.138, No.4, pp.306-312 (2018) (in Japanese)
- (34) R.-Y. Chen, T.-J. Liang, J.-F. Chen, R.-L. Lin, and K.-C. Tseng: "Study and Implementation of a Current-Fed Full-Bridge Boost DC-DC Converter with Zero-Current Switching for High-Voltage Applications", *IEEE Trans IA*, Vol.44, No.4, pp.1218-1226 (2008)
- (35) T. Hosotani, K. Harada, Y. Ishihara, and T. Todaka: "A Novel-Voltage-Switching Current Resonant Converter with Rectifiers' Deadtime Technique Operated in 10MHz Range", *IEEJ Trans FM*, Vol.117, No.2, pp.140-147 (1997)
- (36) J.Y. Lee, Y.S. Jeong, and B.M. Han: "An Isolated DC/DC Converter Using High-Frequency Unregulated LLC Resonant Converter for Fuel Cell Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.58, No.7, pp.2926-2934 (2011)
- (37) 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)
- (38) V. Vorperian and S. Cuk: "A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter", *Power Electronics Specialists Conference*, pp.85-100 (1982)

安田 匠 (学生員) 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 月同校電気電子工学専攻に入学し, 現在に至る。



南 政 孝 (正員) 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。2018 年 4 月~2019 年 3 月スイス連邦工科大学ローザンヌ校パワーエレクトロニクス研究室にて客員教授。平成 20 年電気関係学会関西支部連合大会奨励賞, 2017 年電気学会産業応用 部門優秀論文発表賞を受賞。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) 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 (非会員) 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。

