

# 低インダクタによる高昇圧比向け DC-DC コンバータの基礎検討

学生員 松浦 浩一 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Fundamental Investigation of a DC-DC Converter with Small Inductance for High Boost Ratio

Koichi Matsuura, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses static characteristics of a multi level switched capacitor converter (SCC). This SCC has input reactor, in order to control an output voltage. The feature of this circuit is that the most energy for boost up function is transferred by a flying capacitor. As a result the input reactor can be composed by small inductor. A 60W-five-level SCC prototype has been built. The efficiency achieves 90% at 5 times boost and the maximum efficiency is 98% at 1.3 times boost.

キーワード : DC-DC コンバータ, スイッチドキャパシタコンバータ, 昇圧コンバータ

**Keywords** : DC-DC converter, Switched capacitor converter, Boost converter.

### 1. はじめに

燃料電池を使用するシステムや電気自動車などでは高い昇圧比を持った DC-DC コンバータが必要とされている。しかし、高昇圧比を得るためには、リアクトルにエネルギーを蓄積する時間を長くする必要があり、リアクトルの電流を連続で制御するには大きなリアクトルが必要である。その結果、リアクトルの体積増加やそれに伴う鉄損、銅損の増加により回路の効率低下が問題となる。そのため、高昇圧比をもつ昇圧コンバータでは、小型・低インダクタンスの入力リアクトルが要求される。

一方、リアクトルレスな DC-DC コンバータとして、スイッチドキャパシタコンバータ(以下、SCC)が注目されている。これは、従来の DC-DC コンバータと異なり、フライングキャパシタの充放電を利用して、昇圧または降圧を行う回路である。キャパシタはリアクトルよりもエネルギー蓄積密度が高いため、回路の小型化、軽量化が期待でき、主に小容量の回路で利用されている。しかし、SCC には 2 つの欠点がある。1 つは、フライングキャパシタの充放電を、何ら素子を介さずスイッチング動作を行うため、振幅の大きなスパイク電流が発生することである。そのため効率低下や EMI が問題となり、大容量電力変換回路での応用が困難である。2 つ目は、出力電圧の制御ができないこと、また、出力電圧が回路構成に依存することである。SCC はフライングキャパシタの数により出力できる電圧が決まる。スイッチとフライングキャパシタを追加し、レベル数  $N$  を多段化することで、昇圧比を増やすこと、素子耐圧を低減することができるが、入力電圧の  $(N-1)$  倍以上の電圧を出力することはできない。以上のことから、応用範囲が限定される。

近年、数十 W から数 kW 程度の電力変換に適した SCC の研究が盛んに行われている<sup>(1)-(8)</sup>。特に共振形 SCC(以下、RSCC)は有力な手段である<sup>(4),(5),(7)-(10)</sup>。この方法は、共振リアクトルをフライングキャパシタと直列接続することで直列共振回路を構成し、ソフトスイッチングとスパイク電流のピーク値抑制を達成する。RSCC の制御法として、位相シフト<sup>(7),(8)</sup>、デューティ比<sup>(9)</sup>、スイッチング周波数<sup>(10)</sup>により出力電圧を制御する方法や、フライングキャパシタ形変換器の電圧制御法<sup>(11)</sup>が提案されているが、いずれの制御方法も回路構成に依存しない出力電圧の制御については詳しく報告されていない。

本論文では、低インダクタによる昇圧形 DC-DC コンバータを実現することを目的とし、SCC のレベル数とインダクタンスの関係を明らかにする。本回路は SCC の入力側にリアクトルを追加した構成となっており、リアクトル電流が連続である期間であれば、出力電圧の制御が可能である。主な特徴は、エネルギー伝送の大部分をリアクトルでなく、キャパシタを利用して行うことである。従来の昇圧チョップパと比べ、リアクトルにエネルギーを蓄積する時間が短くなるため入力電流リップルが小さく、低インダクタンスの入力リアクトルで回路を構成することができる。なお、多レベル化しているため、昇圧チョップパよりも必要な素子数は多いが、低耐圧な素子を使用できる。

ここでは、SCC のレベル数を多段化したときの入力リアクトルの計算方法を示す。計算結果から、5 倍に昇圧する場合、昇圧チョップパと比べてインダクタンスを 1/10 以下にできることを明らかにした。また、5 レベル SCC を試作し、実機実験を行い、負荷 60W、入力電圧 12V、出力電圧 60V において効率 90%を得られたので報告する。

## 2. 原理

### 2.1 スイッチドキャパシタコンバータ

図1に昇圧形3レベルSCCの回路図を示す。この回路はフライングキャパシタ  $C$  の充放電により、負荷に出力電圧  $V_{out}=2V_{in}$  の電圧を供給する。従来のDC-DCコンバータと比較すると、リアクトルが不要のため小型化、軽量化が期待できる。

図2に3レベルSCCをデューティ50%で動作したときのスイッチングパターンとそれぞれのパターンにおける動作モードを示す。SCCの動作モードは(I)入力電圧  $V_{in}$  で  $C$  を充電するモードと、(II)  $C$  を負荷に放電するモードの2つに大別される。モード(I)ではスイッチは  $S_2$  と  $S_4$  がオン状態であり、フライングキャパシタ  $C$  は入力電圧  $V_{in}$  で充電される。従ってフライングキャパシタ電圧  $V_C$  は  $V_C=V_{in}$  となる。モード(II)では、スイッチ  $S_1$ 、 $S_3$  がオン状態であり、フライングキャパシタ  $C$  は入力電圧  $V_{in}$  と直列に接続される。 $V_C$  は、モード(I)で入力電圧  $V_{in}$  により充電されているため、負荷へは  $2V_{in}$  の電圧が供給される。従って、3レベルSCCの出力電圧  $V_{out}$  は(1)式で表すことができる。

$$V_{out} = 2V_{in} \dots\dots\dots(1)$$

しかし、(1)式より、SCCの出力電圧最大値は回路構成に依存することがわかる。

### 2.2 出力電圧制御形SCC

図3に検討回路の回路図を示す。この回路は昇圧チョッパ回路に直列電圧補償回路を組み合わせた構成であり、エネルギーの大部分をキャパシタにより伝送するため、昇圧チョッパと比べインダクタンスを小さくすることができる。昇圧チョッパを元に構成しているため、出力電圧は回路構成に依存することなく制御することができる。(2)式に入出力電圧の関係を示す。

$$\alpha = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-\lambda} \dots\dots\dots(2)$$

ここで  $\alpha$  は昇圧比、 $\lambda$  は指令値であり、デューティ  $d$  と同じく  $\lambda=T_{on}/T$  である。ただし  $\lambda$  は、昇圧チョッパにおけるデューティ  $d$  とは異なる意味を持つ。

図4に3レベルSCCのスイッチングパターンを示す。昇圧チョッパにおけるデューティ  $d$  は、1周期中のスイッチのオン時間  $T_{on}$  の時間比であり、さらに  $L$  にエネルギーを蓄積する時間比である。一方で、 $\lambda$  はオン時間  $T_{on}$  の時間比ではあるが、 $L$  にエネルギーを蓄積する時間  $\Delta t$  の時間比ではない。SCCではキャリアを複数設けるため、 $\Delta t$  は各三角波キャリアのオン時間が重なり合う時間となる。

図5に検討回路の動作モードを示す。入力側にリアクトルがないときは、電源が短絡するためモード(IV)で動作させることはできないが、リアクトルを追加することでこのモードでの動作が可能となる。指令値  $\lambda$  に対して、 $0<\lambda<0.5$  のとき、モード(I)、(II)、(III)で動作し、 $0.5<\lambda<1$  のとき、モード(I)、(II)、(IV)で動作する。

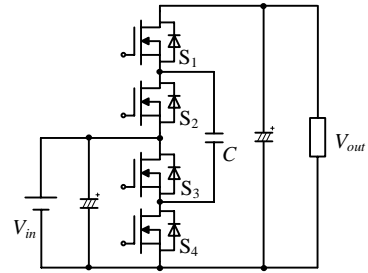
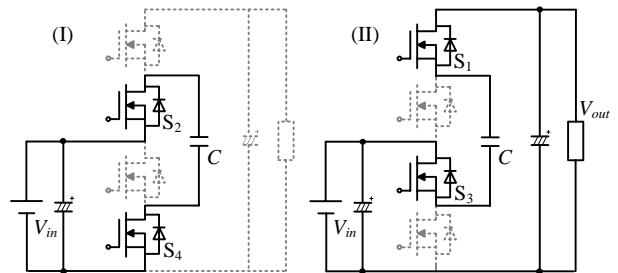


図1 昇圧形3レベルSCC

Fig. 1. Boost type 3 level switched capacitor converter.

State	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	Mode
(I)	OFF	ON	OFF	ON	C Charge
(II)	ON	OFF	ON	OFF	C Discharge

(a) Switching pattern.



(b) Equivalent circuits.

図2 3レベルSCCの動作モード

Fig. 2. Operation mode of the 3 level switched capacitor converter.

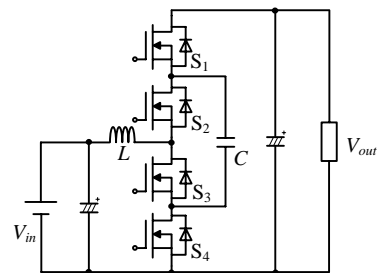


図3 電圧制御形3レベルSCC

Fig. 3. Output voltage control 3 level SCC.

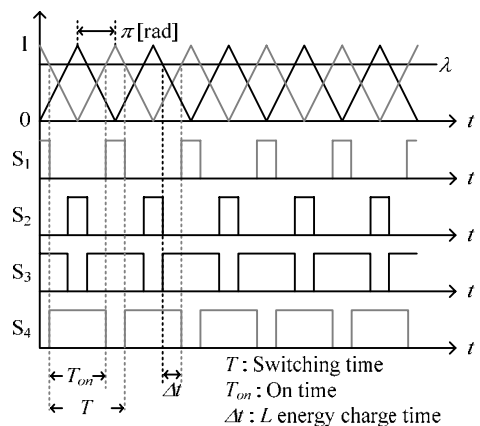


図4 スwitchングパターン(3レベル)

Fig. 4. Switching pattern of the 3 level SCC.

## 3. インダクタンスの計算法

### 3.1 計算条件

本節では、SCC の入力リアクトルの計算法について検討する。まず、3 レベル SCC において最も入力電流リップルが大きくなる条件の下、インダクタンス  $L$  の式を導き、その式を 4 節で  $N$  レベルに拡張する。ただし、この設計では以下の条件のもと計算を行う。

- (1) フライングキャパシタ電圧を一定とする
- (2) 入出力電圧を一定とする
- (3) スwitchのオン抵抗は無視する
- (4) デッドタイムは考慮しない
- (5) 出力電圧一定として昇圧比を変化させる

昇圧チョップではスイッチング 1 周期にリアクトルに蓄えるエネルギーと放出するエネルギーが等しいことから、 $L$  にエネルギーを蓄積するときの電流リップルについて検討する。入力電流リップル  $\Delta i$  は、 $L$  にエネルギーを蓄積する時間  $\Delta t$  とリアクトル両端電圧  $V_L$  から(3)式にて求められる。

$$\Delta i = V_L \frac{\Delta t}{L} \dots\dots\dots (3)$$

(3)式より、 $V_L$  と  $\Delta t$  の積が最も大きい時に入力電流リップルが大きくなるのがわかる。 $V_L$  と  $\Delta t$  の積が最大となるのは、指令値  $\lambda$  が 0.25 または 0.75 のときで、これは  $L$  のエネルギー蓄積時間と  $L$  のエネルギー放出時間が共に 50% になるときである。この指令値は、それぞれ  $0 < \lambda < 0.5$  と  $0.5 < \lambda < 1$  の中間値から求められる。なお、レベル数  $N$  が変化しても、各動作モードを決める指令値範囲の中間値が電流リップルの最大となる指令値である。

### 3.2 計算法

ここでは、電流リップルが最大となる指令値  $\lambda=0.25$  を例に 3 レベル SCC のインダクタンスの設計方法を示す。(4)式に、(3)式を変形したインダクタンス  $L$  を求める式を示す。

$$L = V_L \frac{\Delta t}{\Delta i} \dots\dots\dots (4)$$

$L$  にエネルギーを蓄積するときの動作モードは図 5 のモード(I)とモード(II)である。このときの  $V_L$  はそれぞれ(5) ,(6)式で表すことができる。

$$V_L = V_{in} - (V_{out} - V_C) \dots\dots\dots (5)$$

$$V_L = V_{in} - V_C \dots\dots\dots (6)$$

なお、 $V_C$  は出力電圧の半分の電圧で充電されるため(7)式となる。そのため(5)式と(6)式は等しくなる。

$$V_C = \frac{V_{out}}{2} \dots\dots\dots (7)$$

次に  $\Delta t$  の導出について説明する。3 レベル SCC のエネルギー蓄積時間  $\Delta t$  は(8)式で表すことができる。

$$\Delta t = \frac{1}{2} \times \frac{1}{2} T \dots\dots\dots (8)$$

3 レベル SCC では  $L$  のエネルギー充放電をスイッチング 1 周期中で 2 回行うため、1 回の充放電サイクルを考えると  $\Delta t$  は  $T/2$  時間となる。さらに、 $L$  の充放電時間の時間比が等しいため  $L$  にエネルギーを充電する時間は  $T/2$  の半分である。よって  $\Delta t$  は周期  $T$  の  $1/4$  倍となる。

以上をまとめると、インダクタンスの式は(9)式となる。

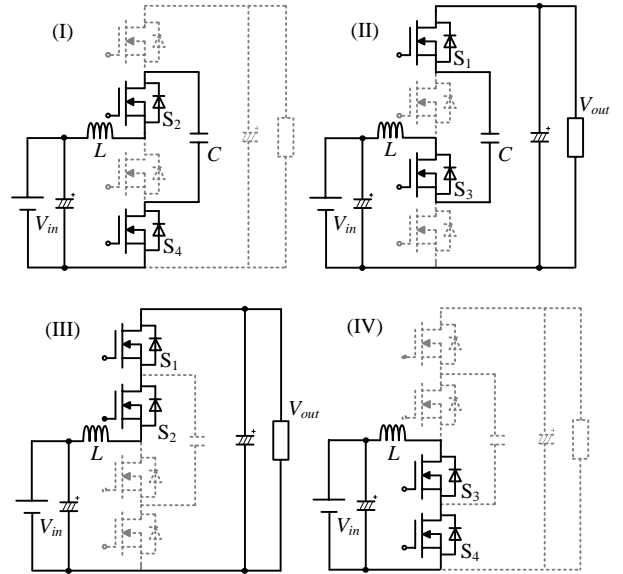


図 5 検討回路の動作モード

Fig. 5. Operation mode of 3 level SCC with input reactor.

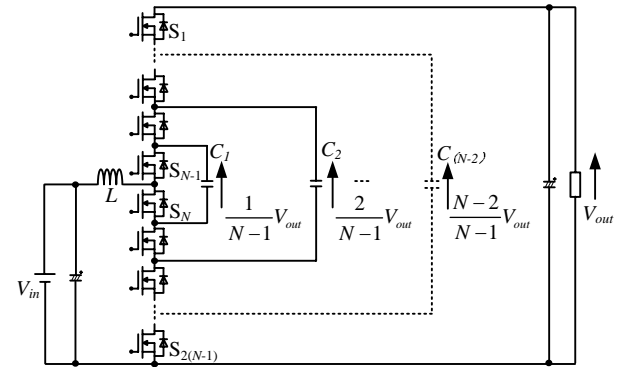


図 6  $N$  レベルスイッチドキャパシタコンバータ

Fig. 6.  $N$  level switched capacitor converter.

$$L = V_L \frac{T}{4 \times \Delta i} \dots\dots\dots (9)$$

### 4. 多レベル化におけるインダクタンス計算

図 6 に  $N$  レベルにおける電圧制御形 SCC の回路図を示す。SCC はスイッチを 2 つ、フライングキャパシタを 1 つ追加することで、レベル数を増加させることができる。(10)式に入力リアクトルがない場合の出力電圧最大値の式を示す。

$$V_{out} = (N-1)V_{in} \dots\dots\dots (10)$$

入力リアクトルがない場合、出力電圧の限界値は(10)式で決まるが、リアクトルを追加することで出力電圧の制御が可能となる。電圧制御形 SCC の  $N$  レベルにおける出力電圧と指令値  $\lambda$  の関係式は、3 レベルと同様に(2)式で表すことができる。

また、フライングキャパシタ電圧は、入力電圧に近い内側のキャパシタから順に  $\frac{1}{N-1}V_{out}$  ,  $\frac{2}{N-1}V_{out}$  ...  $\frac{N-2}{N-1}V_{out}$  でバランスされる。

制御はレベル数の増加に伴い三角波キャリアの数を増やし、さらに、それらの位相をシフトすることで実現される。キャリア数  $M$  とシフトする位相差  $\theta$  は回路のレベル数  $N$  に

関係し、それぞれ、(11)式と(12)式で表される。

$$M = N - 1 \dots\dots\dots (11)$$

$$\theta = \frac{M}{2\pi} [\text{rad}] \dots\dots\dots (12)$$

多レベル化した場合のインダクタンスは、(9)式を  $N$  レベルに拡張することで、(13)式として得られる。

$$L = V_L \frac{T}{2 \times (N - 1) \times \Delta i} \dots\dots\dots (13)$$

(12)式からインダクタンスは  $(N-1)$  に反比例することがわかる。レベル数を多段化することで、1回の充放電時間を短くできるため、インダクタンスを低減できる。なお、 $V_L$  は各レベルの電流リップルが最大となる動作モードから決まる。

### 5. 設計例

ここでは、以下の設計条件のもと(9)式から 3 レベル SCC のインダクタンス設計例を示す。

- (1) 入力電圧  $V_{in}=12V$ ，出力電圧  $V_{out}=60V$ ，負荷  $P_{out}=60W$ ，スイッチング周波数  $f_s=100kHz$  を定格とする
- (2) 電流リップルの設計値は定格入力電流  $5A$  の 30% である  $1.5A$  とする
- (3)  $V_{out}=60V$  一定とし、 $V_{in}$  を変化させた場合について検討する

ここで、指令値  $\lambda=0.25$  のときを考えると、出力電圧  $V_{out}=60V$  より入力電圧  $V_{in}$  は(2)式より  $45V$  である。また、フライングキャパシタ電圧  $V_C$  は  $V_{out}$  の半分の電圧が充電されるため  $30V$  となる。従って、 $L$  の両端電圧  $V_L$  は、(5)式及び(6)式から  $15V$  と求められる。 $L$  にエネルギーを蓄積する時間  $\Delta t$  は、1周期が  $10\mu\text{sec}$  であるため、(8)式より、 $2.5\mu\text{sec}$  となる。リップル電流設計値  $\Delta i$  は、設計条件より  $1.5A$  であるため、以上より、3 レベル SCC のインダクタンスは、 $25\mu\text{H}$  となる。同様にして 4、5 レベルのインダクタンスを求める。

図 7 にレベル数とインダクタンスの関係を示す。なお、2 レベルは昇圧チョップを意味する。昇圧チョップにおいて、電流リップルが最大となるときはデューティ  $d=0.5$  なので、この点で設計している。図 7 より、5 レベル SCC では昇圧チョップの  $1/10$  以下のインダクタンスで入力リアクトルを設計できることがわかる。また、インダクタンスがレベル数に対して、反比例していることが確認できる。一般に昇圧チョップでは昇圧比が高くなると、入力電流リップルが大きくなるのでリアクトルが大型化する。しかし、SSC を用いることで、高い昇圧比でも小さいインダクタンスで昇圧できる。本論文では、マルチレベルの効果が大きいと見られる 5 レベル SCC に注目する。

### 6. 5 レベル SCC

ここでは、最大 5 倍程度の昇圧比と仮定し、低インダクタンスで実現できる 5 レベル SCC について検討する。

図 8 に電圧制御形 5 レベル SCC の回路図を示す。5 レベ

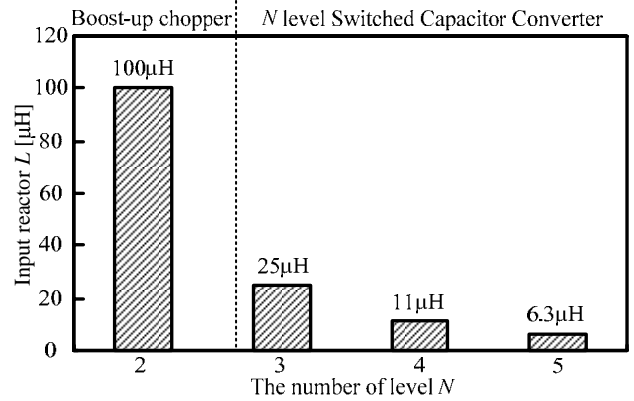


図 7 インダクタンス対レベル数の関係  
Fig. 7. Relationship of inductor vs. the number of level.

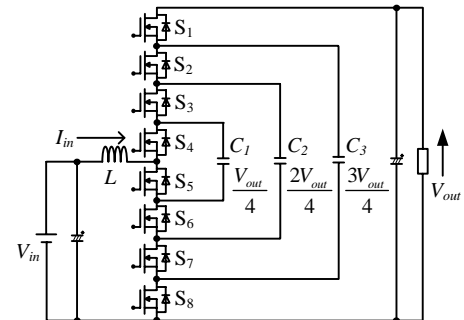


図 8 電圧制御形 5 レベル SCC  
Fig. 8. 5 level output voltage control SCC.

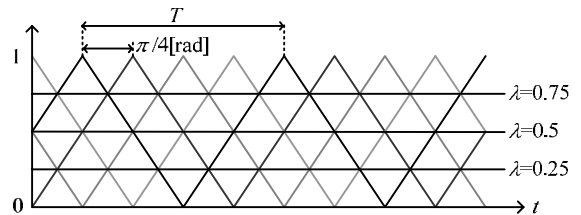


図 9 三角波キャリアと指令値の関係  
Fig.9. Relationship of a triangle carrier and a command value.

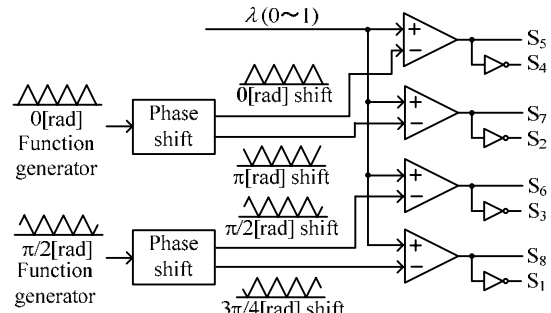


図 10 制御ブロック  
Fig.10. Control block diagram.

ル SCC は 8 個のスイッチと 3 個のフライングキャパシタにより構成される。スイッチ  $S_{1-4}$  はそれぞれ  $S_{5-8}$  の負論理になっている。従来の 5 レベル SCC と異なり、入力側にリアクトルを追加することで、4 倍以上の電圧を出力することができる。

図 9 に三角波キャリアと指令値  $\lambda$  の関係を示す。5 レベル SCC は 4 本の三角波キャリアを用意し、それぞれのキャリアを  $\pi/4$  ずつ位相をずらす。指令値  $\lambda$  が 0.25, 0.5, 0.75 のときを境にそれぞれ動作モードが変わる。電流リップルが最大

となる指令値は、 $0 < \lambda < 0.25$ ,  $0.25 < \lambda < 0.5$ ,  $0.5 < \lambda < 0.75$ ,  $0.75 < \lambda < 1$  それぞれの中間値である、 $\lambda = 0.125, 0.375, 0.625, 0.875$  となる。

図 10 に本実験における 5 レベル SCC の制御ブロック図を示す。本実験では、ファンクションジェネレータにより位相 0 と  $\pi/2$  の三角波を生成し、これら 2 つの信号を位相シフト回路により位相を反転することで、 $\pi/4$  ずつ位相をずらした 4 つの三角波キャリアを生成している。このキャリアと直流指令値  $\lambda$  を比較し、各スイッチングパルスを生成している。

## 7. シミュレーション結果

### 7.1 動作波形

図 11 に、最も入力電流リプルが大きくなる条件の 1 つである  $\lambda = 0.625$  での 5 レベル SCC のシミュレーション結果を示す。インダクタンスは 5 章で設計した  $6.3\mu\text{H}$  である。なお、シミュレーションは 4 章及び 5 章で示した条件で行っている。図 11 より電流リプルは  $1.44\text{A}$  であり設計値以内であることから、(13)式の妥当性が確認できる。なお電流リプルは、フライングキャパシタ電圧の充放電に伴う変動とスイッチのオン抵抗によって増加する場合がある。

### 7.2 入力電流リプル特性

図 12 に出力電圧を一定として、昇圧比  $\alpha = 1.3 \sim 5$  倍の入力電流リプルの理論計算結果を示す。縦軸は、入力電流リプルを設計値で規格化した値である。なお、電流リプル設計値は定格電流の 30% であり、 $1.0\text{p.u.}$  のときに  $1.5\text{A}$  であることを意味する。最も大きな電流リプルが表れるときは、 $\alpha = 1.6$  と  $2.67$  のときで、それぞれ  $\lambda = 0.375, 0.625$  である。図 12 より、すべての昇圧比において電流リプルが  $1.0\text{p.u.}$  以下であることから、(13)式の妥当性が確認できる。

## 8. 実験結果

### 8.1 定格動作確認

表 1 に実機実験条件を、図 13 に定格である 5 倍昇圧時の入力電流波形とリアクトル電圧波形を示す。図 12 のシミュレーション結果より、定格時は  $1.0\text{p.u.}$  以下の電流リプルであるため、リプル最大点よりも小さなインダクタンスで設計することができる。電流が大きい領域で、必要なインダクタンスが小さいため、コアが飽和し始めてインダクタンスが低下しても設計値内に抑えることができると考え小型のコアを使用した。

$L$  にエネルギーを蓄積する期間において、最も大きな電流リプルは約  $2.7\text{A}$  であり設計値の  $1.5\text{A}$  よりも大きい約  $1.8\text{p.u.}$  である。また、この時の効率は  $90\%$  である。

電流リプルが設計値よりも大きい理由は、昇圧リアクトルの飽和である。定格動作では入力電流の平均値が  $5.7\text{A}$  であり、コアの飽和により  $40\%$  程度インダクタンスが小さくなりリプル電流が増加する。特に、本実験で使用したトロイダル状のコアはギャップを設けることができないため、コア材料の選定や寸法の設計が難しくなる。今後は、コア

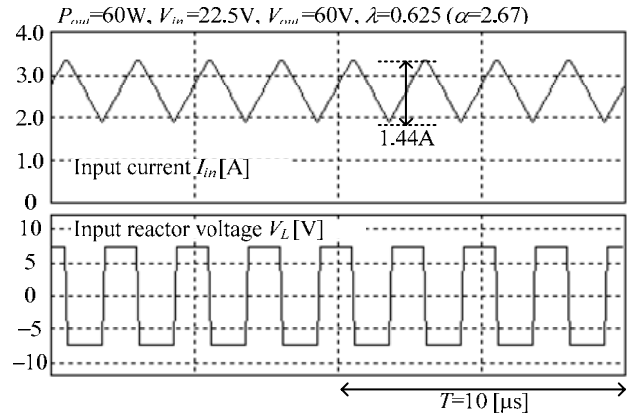


図 11 シミュレーション結果

Fig. 11. Simulation result.

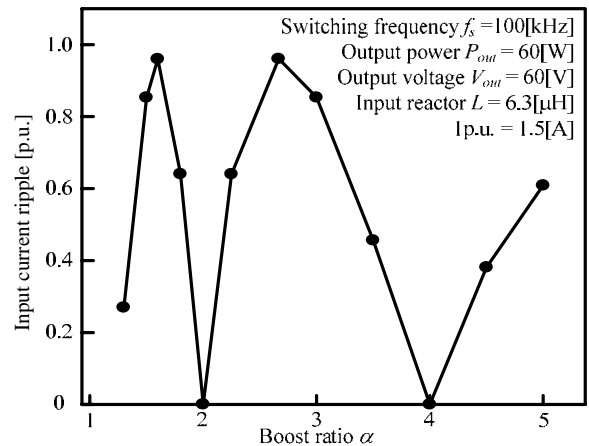


図 12 電流リプル特性理論計算結果

Fig. 12. Simulation result of input current ripple characteristics.

表 1 回路パラメータ

Table 1. Parameters of circuit.

Output power $P_{out}$	60 [W]	Flying capacitor $C_1$	28.2 [ $\mu\text{F}$ ]
Input voltage $V_{in}$	12 [V]	Flying capacitor $C_2$	14.1 [ $\mu\text{F}$ ]
Output voltage $V_{out}$	60 [V]	Flying capacitor $C_3$	9.7 [ $\mu\text{F}$ ]
Input reactor $L$	6.3 [ $\mu\text{H}$ ]	Switching frequency $f_s$	100 [kHz]

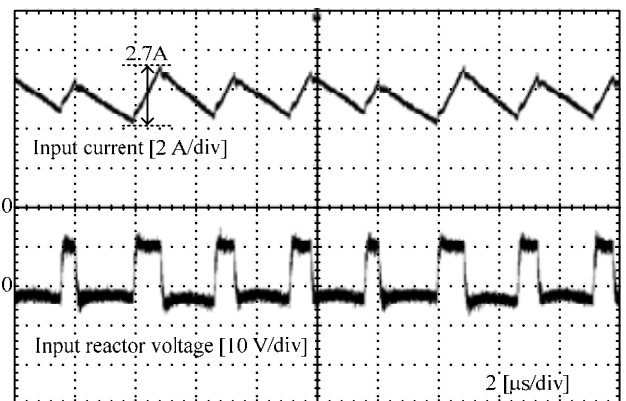


図 13 定格動作波形

Fig. 13. Experimental waveforms.

の飽和を考慮し、コア体積を最小にする設計法について検討する。

### 8.2 入力電圧特性

図 14 に入力電圧を変化させたときの入力電流リプルの変

化を、図 15 に効率特性を示す。ここでは負荷 60W，出力電圧を 60V とし，昇圧比を 1.3 倍から 5 倍に変化させた。7・2 と同様に，縦軸は電流リップルの測定値を設計値 1.5A で規格化した値である。

図 14 より，昇圧比 5 倍以外では，1.0p.u.以下に電流リップルを抑えていることが確認できる。電流リップル値はシミュレーション結果と比べ大きくなっているが，シミュレーション結果と同じ傾向を得ている。入力電流リップルが最も大きくなったのは，昇圧比 5 倍のときで，理由は 8・1 で言及した通り，コアの飽和であると考えている。

図 15 より，効率は昇圧比 1.3 倍のときに最も高く 98.1%，定格である 5 倍昇圧時では 90%を達成した。効率は昇圧比の増加に伴い低下する傾向を持つ。主な損失はスイッチの導通損，スイッチング損，入力リアクトルによる損失である。昇圧比が低いときは，入力電圧が高いため入力電流が小さくなる。そのためスイッチの導通損，スイッチング損，リアクトル損失が小さくなる。一方，昇圧比が高いときは，入力電圧が低いため入力電流が大きくなり，効率が悪化する。しかし，検討回路は広い範囲で良好な効率を得ていることが確認できる。

## 9. まとめ

本論文では，高い昇圧比を低インダクタンスで実現するための多レベル SCC に注目し，5 レベル SCC の静特性を検討した。本検討回路は，従来形 SCC の入力側にリアクトルを付加することで，出力電圧の制御を可能とする。主な特徴は，エネルギー伝送の大部分をリアクトルでなく，フライングキャパシタを利用して行うことである。その結果，従来の昇圧チョッパと比べて，昇圧リアクトルの小型化が可能で，低インダクタンスのリアクトルにより構成できる。以上のことから昇圧リアクトルにおける損失が小さく，結果として高効率な回路が実現できる。

ここでは，SCC のレベル数を多段化したときの入力リアクトルの計算方法を示した。また，5 倍昇圧 5 レベル SCC を試作し，実機実験を行った。計算結果と実験結果から以下の結果を得た。

- (1) 5 レベル SCC のインダクタンスが，昇圧チョッパと比べて 1/10 以下にできることを明らかにした。
- (2) 定格時( $P_{out}=60\text{W}$ ， $V_{in}=12\text{V}$ ， $V_{out}=60\text{V}$ ， $\alpha=5$ )に 90%の効率を得た。
- (3) 電流リップルは昇圧比 5 倍のときを除き，設計値内に抑えられることを確認した。

今後は，コアの最適化及び設計方法の検討，各部の損失を明らかにするための損失解析を行う。

## 文 献

(1) Faisal H. Khan, and Leon M. Tolbert: "A Multilevel Modular Capacitor-Clamped DC-DC Converter" IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 43, NO. 6, pp. 1628-1638(2007)

(2) F. Zhang, L. Du, F. Z. Peng and Z. Qian: "A New Design Method for

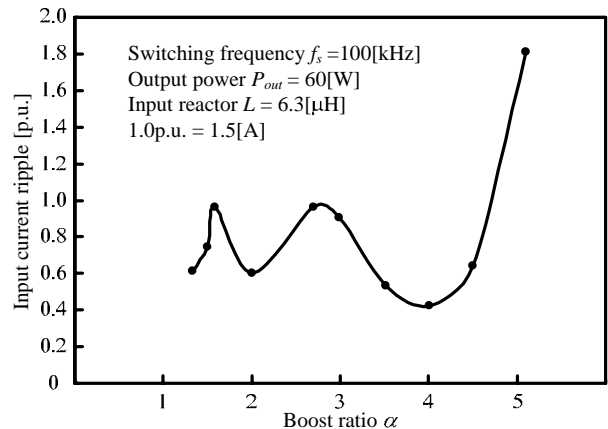


図 14 入力電流リップル特性  
Fig. 14. Input current ripple characteristics.

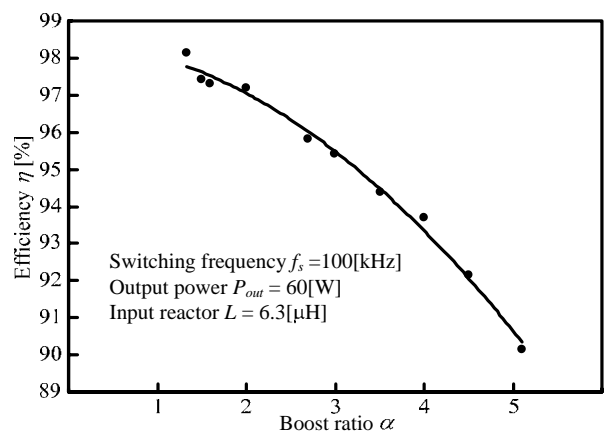


図 15 効率特性  
Fig. 15. Efficiency characteristics.

High-Power High-Efficiency Switched-Capacitor DC-DC Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.23, No.2, pp.823-840 (2008)

(3) M. Shen, F. Z. Peng and L. M. Tolbert: "Multilevel DC-DC Power Conversion System With Multiple DC Sources" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.23, No.1, pp.420-426 (2008)

(4) O. Keiser, P.K. Steimer, and J.W. Kolar, "High power resonant switched-capacitor step-down converter," Proc. IEEE PESC'08, pp.2772-2777 (2008)

(5) Dong Cao and Fang Zheng Peng: "Zero-Current-Switching Multilevel Modular Switched-Capacitor DC-DC Converter" ECCE 2009, pp.3516-3522 (2009)

(6) Mummadi Veerachary: "Control of Switched Capacitor Step-Down Buck Converter", IECON 2006, pp. 2073 - 2076 (2006)

(7) K. Sano and H. Fujita: "Dynamic Control and Performance of Resonant Switched-Capacitor Converter Based on Phase-Shift Control", IEEJ Trans., Vol.128-D, No.10, pp.1190-1197(2008)  
佐野憲一朗・藤田英明:「位相シフト制御法を適用した共振形スイッチトキャパシタコンバータの過渡特性の改善」, 電学論 D, Vol.128, No.10, pp.1190-1197(2008)

(8) K. Sano and H. Fujita: "Improving Dynamic Performance and Efficiency of a Resonant Switched-Capacitor Converter Based on Phase-Shift Control", ECCE 2009, pp.3509-3515 (2009)

(9) Qiu, B. Zhang and C.Zheng: "Duty Ratio Control of Resonant Switched Capacitor DC-DC Converter" ICEMS 2005, Vol.2, pp.11338-1141 (2005)

(10) M. Shoyama and T. Ninomiya: "Output Voltage Control of Resonant Boost Switched Capacitor Converter", PCC-Nagoya2007, LS3-44, pp.899-903 (2007)

(11) Guillaume Gateau, Maurice Fadel, Pascal Maussion, Redha Bensaid, and Thierry A. Meynard: "Multicell Converters: Active Control and Observation of Flying-Capacitor Voltages", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 49, NO. 5, pp.998-1008(2002)