

# スイッチトキャパシタコンバータの線形領域を利用した サージ電流抑制法の基礎検証

松浦 浩一\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Fundamental Investigation of Surge Suppression using a Linear Operation for a Switched Capacitor Converter.

Koichi Matsuura\*, student member, Jun-ichi Itoh, member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a suppression method in large rush currents of a switching device for a switched capacitor converter. When a switching device is operated in a linear region, the drain current is controlled by gate-source voltage and drain-source voltage. Thus, the rush current is suppressed by linear operation when the switch is turned on. The main feature of this method is that it is not necessary to add device. As a result, the proposed method achieves downsizing DC/DC converters. The principle of the proposed method is described in this paper. In addition, the valid of the proposed method confirmed with the simulation and experiment results.

キーワード: DC/DC コンバータ, スwitchトキャパシタコンバータ, 線形領域動作, サージ電流抑制

(Keyword: DC/DC converter, Switched capacitor converter, Linear region operate, Suppress of surge current)

### 1. はじめに

携帯電話やノートパソコンなど携帯機器の小型化に伴い、それらに使用されている DC/DC コンバータの小型化、軽量化が要求されている。従来の DC/DC コンバータは絶縁、非絶縁方式のいずれの場合においてもリアクトルやトランスなどの磁性素子が必要となり、小型化、軽量化の妨げとなる。一方、キャパシタのみでエネルギーの伝送を行う回路として、スイッチトキャパシタコンバータ(以下、SCC)がある。これはリアクトルを必要としないため、小型、軽量化が可能な回路として、小容量の電子回路で使われている。しかし、キャパシタへの充放電を、何ら素子を介さずスイッチング動作で行うため、大きなサージ電流が生じる。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。

SCC を大容量回路で適用するためには、定格容量の大きい MOSFET を使用するが、ピーク値を抑制するための制限抵抗をキャパシタと直列に接続する必要がある。しかし、素子容量とオン抵抗はトレードオフの関係にあるため、素子容量を増加させるとオン抵抗も増加し、効率が悪化する。また、制限抵抗を接続した場合は抵抗による損失が大きくなり、さらに、部品点数が増加するため回路の小型化、軽量化の妨げとなる。

近年、大容量回路に適応した SCC の研究が行われており<sup>(1)-(4)</sup>、特に共振形スイッチトキャパシタコンバータ(以下、

RSCC)は有力な手段である<sup>(1)(2)(5)(6)</sup>。この方法は、共振リアクトルを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サージ電流のピーク値抑制を行う。ソフトスイッチングにより高効率な回路を実現できるが、新たに共振用のリアクトルを接続する必要があるため、リアクトルの体積が問題となる。

本論文では、ゲート電圧を制御することで線形領域での動作を実現する。筆者らはこれまでスイッチ素子の線形領域動作に注目したサージ電流のピーク値抑制を提案し、これまでにシミュレーションと実験結果によりその有用性を確認している<sup>(7)(8)</sup>。これはスイッチを線形領域で動作させることで、電流のピーク値を抑制する。スイッチを線形領域で使用するにより、ドレイン電流をゲート電圧制御により抑制する。その結果、最小限の線形動作時間でサージ電流を抑制できる。なお、線形領域ではスイッチの損失が大きくなるため、線形領域で動作させる時間を制御し、サージ抑制後は飽和領域で動作させる。制限抵抗法や RSCC と異なり、回路構成は従来の SCC と同じで、新たに素子を追加することがないため、回路の小型化と軽量化が実現できる。

ここでは、SCC の基本動作を示した後に、線形領域動作の原理を示す。次にその方法を実現する回路構成を示す。最後にシミュレーション及び実験により提案法によるサージ電流抑制結果及び効率特性を示す。その結果、良好な動作と所望の結果が得られたので報告する。

## 2. 原理

### 〈2・1〉 SCC の基本動作

図 1 に 2 倍昇圧形 SCC の回路図を示す。この回路はキャパシタ  $C_S$  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 に本回路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等価回路を示す。SCC の動作モードは(i) $C_S$ を負荷に放電するモードと、(ii)入力電圧  $V_{in}$  で充電するモードの 2 つに大別される。まずモード(i)では、スイッチ  $S_1, S_2$  がオン状態であり、キャパシタ  $C_S$  は入力電圧  $V_{in}$  と直列に接続される。キャパシタ  $C_S$  の電圧  $V_{CS}$  は、モード(ii)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。また、モード(ii)では、スイッチは  $S_3$  と  $S_4$  がオン状態であり、キャパシタ  $C_S$  は入力電圧  $V_{in}$  で充電される。従ってキャパシタ電圧  $V_{CS}$  は  $V_{CS}=V_{in}$  となる。なお、スイッチ  $S_1$  と  $S_3$  はダイオードでも実現可能であるが、効率向上を図るため、同期整流で動作する。このように SCC ではキャパシタ  $C_S$  の充放電をリアクトルや抵抗などを介さず、電源または負荷と直接電荷を授受するため、スイッチング時に大きなサージ電流が発生する。

サージ電流の大きさは、キャパシタ  $C_S$  に流れる電流  $i_{CS}$  のピーク値を  $i_{CS\_peak}$ 、出力電圧を  $V_{out}$  とすれば、(1)式にて表される<sup>(5)</sup>。実際は、回路の配線インダクタンスなどの影響により、ピーク値は(1)式の理論値よりも小さくなる。

$$i_{CS\_peak} = \frac{2V_{in} - V_{out}}{2r_{on}} \dots\dots\dots(1)$$

$r_{on}$  : スwitchのオン抵抗,  $V_{in}$  : 入力電圧

また、2 倍昇圧形 SCC の出力電圧  $V_{out}$  は(2)式で表される。この方式はコンデンサの電圧を直列に入力に加算する直列補償となるため、理論効率 $\eta$ は入出力電圧の比となり、(3)式にて表せる<sup>(5)</sup>。

$$V_{out} = 2V_{in} \left( 1 - \frac{I_{out}}{2V_{in} C_S f_S} \right) \dots\dots\dots(2)$$

$$\eta = \frac{V_{out}}{2V_{in}} = 1 - \frac{I_{out}}{2V_{in} C_S f_S} \dots\dots\dots(3)$$

$I_{out}$  : 出力電流,  $f_S$  : スイッチング周波数

### 〈2・2〉 制限抵抗法

図 3 に制限抵抗法の回路図を示す。この回路はキャパシタ  $C_S$  と制限抵抗  $R_S$  を直列接続し、抵抗によりサージ電流のピークを抑制する。この方法は、簡単にサージ電流のピーク値を制限できるが抵抗による損失が大きく、また、抵抗を新たに追加するため小型化、軽量化の妨げとなる。電流最大値を  $I_P$  で抑制するために必要な抵抗値  $R_S$  は、(1)式より、 $i_{CS\_peak}$  を  $I_P$  でオン抵抗  $2r_{on}$  と制限抵抗  $R_S$  によって抑制することから、(4)式となる。

$$R_S = \frac{2V_{in} - V_{out}}{I_P} - 2r_{on} \dots\dots\dots(4)$$

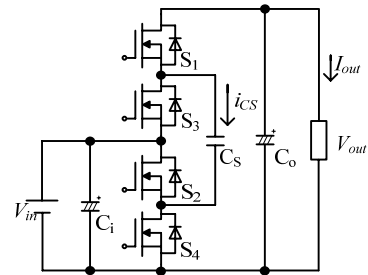
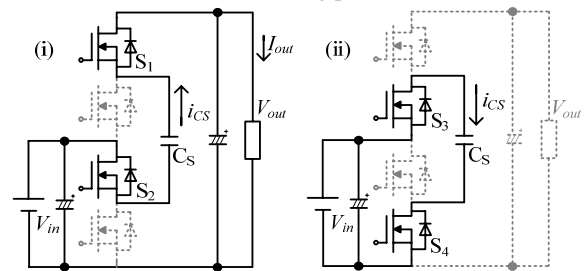


図 1 2 倍昇圧スイッチトキャパシタコンバータ  
Fig. 1. Double boost type switched capacitor converter.

S1,S2	ON	OFF	ON	State	S1	S2	S3	S4	Mode
	ON	OFF	OFF	(i)	ON	ON	OFF	OFF	$C_S$ Discharge
S3,S4	OFF	ON	OFF	(ii)	OFF	OFF	ON	ON	$C_S$ Charge

(a) Switching pattern.



(b) Equivalent circuit of charge and discharge mode.

図 2 スイッチトキャパシタコンバータの動作モード

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

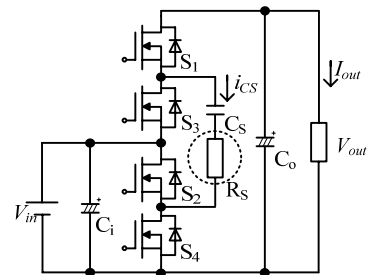


図 3 制限抵抗法スイッチトキャパシタコンバータ

Fig. 3. Switched capacitor converter with limiting resistance.

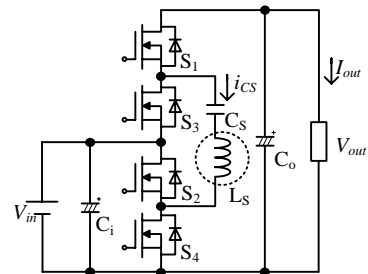


図 4 共振形スイッチトキャパシタコンバータ

Fig. 4. Resonant switched capacitor converter.

### 〈2・3〉 共振形スイッチトキャパシタコンバータ (RSCC)

図 4 に RSCC の回路図を示す。これはキャパシタ  $C_S$  と直列に共振リアクトル  $L_S$  を接続し、キャパシタ  $C_S$  と共振リアクトル  $L_S$  による直列共振回路を構成する。一般に、RSCC では、スイッチング周波数  $f_S$  は共振周波数  $f_r$  と等しくなる

ように設計する。共振リアクトル  $L_S$  を接続することで、サージ電流のピーク値を抑制し、ソフトスイッチングによる高効率な回路が実現できる。一方で、新たに回路に共振リアクトルを接続するため、制限抵抗法と同様にリアクトルの体積が問題となる。ただし、リアクトルは高周波化によりにより小型化可能であるが、損失増加との兼ね合いとなる。

スイッチング周波数  $f_s$  を共振周波数  $f_r$  と等しく設計する場合における、キャパシタ電流  $i_{CS}$  の電流ピークの大きさ  $i_{CS\_peak}$  を、(6)式に出力電圧  $V_{out}$  を示す<sup>(5)</sup>。

$$i_{CS\_peak} = \pi I_{out} \dots\dots\dots (5)$$

$$V_{out} = 2V_{in} \left( 1 - \frac{\pi^2 r_{on} I_{out}}{2V_{in}} \right) \dots\dots\dots (6)$$

RSCC のピーク電流は従来の SCC と比較すると出力電流  $I_{out}$  にのみ依存する。また、出力電圧はキャパシタ  $C_S$  とスイッチング周波数  $f_s$  の影響を受けないところに従来の SCC と違いがある。

RSCC の理論効率  $\eta$  は、従来の SCC と同様に入出力電圧の比によって求められるため、(7)式となる。なお、スイッチング周波数  $f_s$  と共振周波数  $f_r$  は(8)式にて求められる<sup>(5)</sup>。

$$\eta = 1 - \frac{\pi^2 r_{on} I_{out}}{2V_{in}} \dots\dots\dots (7)$$

$$f_s = f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_S L_S}} \dots\dots\dots (8)$$

#### 〈2・4〉 提案方法

図 5 に提案するゲート電圧  $V_{GS}$  の制御法を示す。従来のスイッチングはスイッチが飽和領域で動作する十分に高いゲート電圧  $V_{GS}$  をスイッチに印加する。提案法では、スイッチを線形領域で動作させるためにゲート電圧  $V_{GS}$  を制御し、飽和領域に至らない程度の低いゲート電圧を印加する。線形領域で使用すればドレイン電流  $I_D$  はゲート電圧  $V_{GS}$  とドレイン電圧  $V_{DS}$  にて制御できる。よって、サージを抑制する時間のみ線形領域でスイッチを動作させることで、サージ電流のピーク値を抑制できる。また、線形領域ではスイッチにおける損失が大きくなるため、サージ電流を抑制した後は飽和領域で動作させる。ここでは線形領域で動作させる時間を  $T_L$  とする。また、本実験ではスイッチ  $S_2$  と  $S_4$  に提案法を用いている。なお、ここでは、線形領域を利用する提案法に対し、飽和領域で動作させる従来のスイッチング方法を従来法と呼ぶ。

従来法と提案法のキャパシタ  $C_S$  間を移行する電荷量は等しく、電荷量は電流の積分であるため、(9)式が成り立つ。ただし、 $I_P$  は抑制後の電流最大値、 $\tau$  は時定数とし、積分範囲の  $5\tau$  は定常状態に至るまでの時間である。(9)式の積分を解き、 $T_L$  について解くと、線形領域動作時間  $T_L$  は(10)式にて求められる。

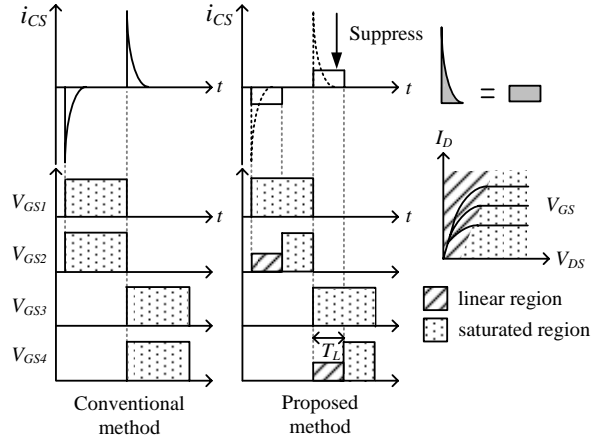


図 5 提案方法

Fig. 5. Operation of the proposed control.

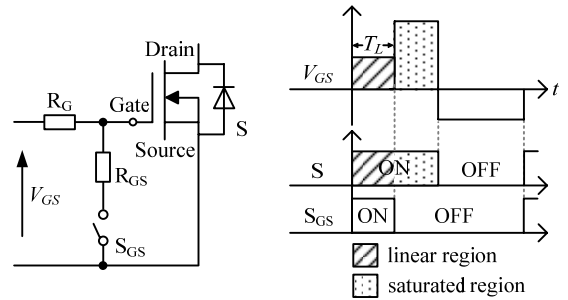


図 6 制御回路

Fig. 6. Gate drive unit.

$$I_P T_L = \int_0^{5\tau} i_{CS}(t) dt = \frac{2V_{in} - V_{out}}{2r_{on}} \int_0^{5\tau} e^{-\frac{t}{2r_{on}C_S}} dt \dots\dots\dots (9)$$

ただし、 $\tau = 2r_{on}C_S$

$$T_L = \frac{C_S(2V_{in} - V_{out})}{I_P} (1 - e^{-5}) \dots\dots\dots (10)$$

### 3. 制御方式

図 6 に提案法のゲート電圧制御回路を示す。提案法では線形領域で動作させるため、低いゲート電圧を生成する必要がある。本論文では、ゲート・ソース間に抵抗  $R_{GS}$  とスイッチ  $S_{GS}$  を追加することで所望の電圧を得る。スイッチ  $S_{GS}$  がオン状態のとき、ゲート抵抗  $R_G$  と  $R_{GS}$  は直列接続される。このとき、ゲート電圧  $V_{GS}$  は  $R_G$  と  $R_{GS}$  によりクランプされるので、クランプ電圧  $V_{clamp}$  は(11)式にて表される。

$$V_{clamp} = \frac{R_{GS}}{R_G + R_{GS}} V_{GS} \dots\dots\dots (11)$$

なお、ゲート・ソース間抵抗  $R_{GS}$  と  $R_{GS}$  を動作させるためのスイッチ  $S_{GS}$  は、主回路ではなく制御回路内で構成できるため、主回路の部品点数は増加しない。

図 7 にゲート回路の制御ブロック図を示す。制御回路では、SCC を構成するスイッチ  $S_1 \sim S_4$  を駆動するゲート電圧と、線形動作をさせる GDU 内のスイッチ  $S_{GS}$  を駆動するゲート電圧を生成する。図 7 に示すとおり、SCC は常にデューティ 50% スwitchングしている。また、制御系はオープン

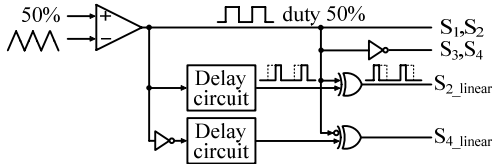


図 7 提案法制御ブロック図  
Fig. 7. Block diagram of proposed method.

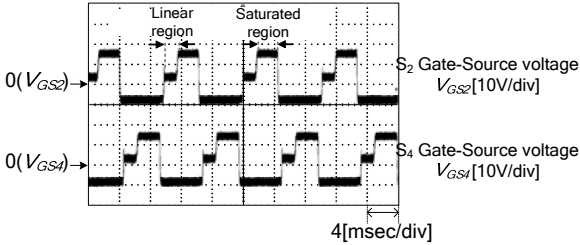
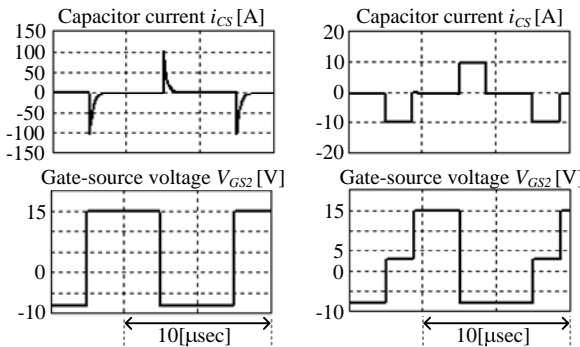


図 8 ゲート電圧波形  
Fig. 8. Gate-source voltage waveform.

表 1 シミュレーション条件  
Table 1. Simulation parameters.

Input voltage $V_{in}$	24[V]	Switching frequency $f_s$	100[kHz]
Input capacitor $C_{in}$	470[ $\mu$ F]	Suppress current $I_P$	10[A]
Output capacitor $C_{out}$	470[ $\mu$ F]	Time of linear region $T_L$	0.4[p.u.]
Capacitor $C_S$	4.7[ $\mu$ F]	On resistance $r_{on}$	9.4[m $\Omega$ ]



(a) Conventional method. (b) Proposed method.

図 9 シミュレーション結果

Fig. 9. Simulation results of the proposed method.

表 2 実験条件

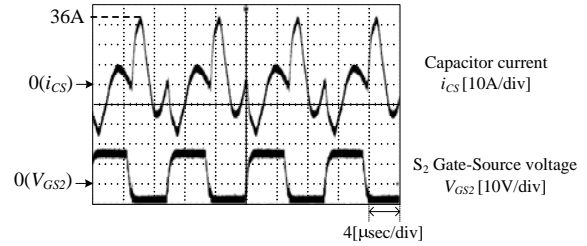
Table 2. Experimental parameters.

Input voltage $V_{in}$	24[V]	Switching frequency $f_s$	100[kHz]
Input capacitor $C_{in}$	470[ $\mu$ F]	Suppress current $I_P$	10[A]
Output capacitor $C_{out}$	470[ $\mu$ F]	Time of linear region $T_L$	0.4[p.u.]
Capacitor $C_S$	4.7[ $\mu$ F]	On resistance $r_{on}$	9.4[m $\Omega$ ]
Output power $P_{out}$	100[W]	Gate threshold voltage $V_{th}$	2.5[V]

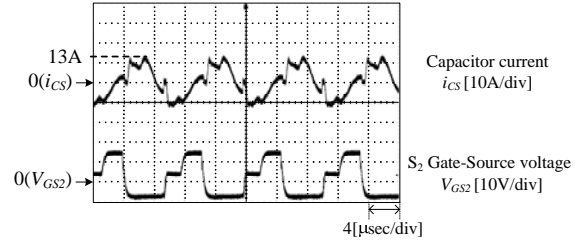
ンループ制御であり、電流制御、電圧制御は行っていない。 $R_{GS}$  制御用スイッチ  $S_{GS}$  は、SCC 用スイッチのスイッチングパルスから生成している。図 8 にスイッチ  $S_2$  とスイッチ  $S_4$  に印加するゲート電圧  $V_{GS2}$ 、 $V_{GS4}$  の実機波形を示す。ゲート電圧は +3V と +15V の 2 レベルの電圧を出力している。+3V を出力している期間にスイッチは線形領域で動作する。

#### 4. シミュレーション結果

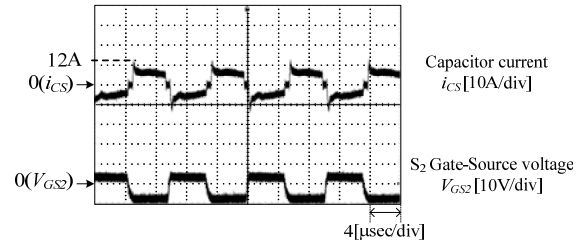
表 1 にシミュレーション条件を、図 9 に提案法のシミュ



(a) Conventional method.



(b) Proposed method ( $T_L=0.4p.u.$ ).



(c) Proposed method ( $T_L=1.0p.u.$ ).

図 10 提案法動作波形

Fig. 10. Experimental results of proposed method.

レーション結果を示す。ここでは、スイッチ  $S_2$ 、 $S_4$  に提案法を適用してシミュレーションを行った。提案法のゲート電圧  $V_{GS}$  は、+3V と +15V の 2 レベルの正の電圧を出力する。ゲート電圧が +3V を出力している期間が、線形領域で動作している期間  $T_L$  である。線形領域動作時間  $T_L$  は、キャパシタ電流  $i_{CS}$  を抑制電流  $I_P=10A$  で抑制するものとして、(10) 式より  $T_L=0.4p.u.$  とした。ここで、線形領域動作時間  $T_L$  は半周期  $T/2(5.0\mu sec)$  で規格化した値であり、1p.u. でスイッチング周期と等価である。従来法ではスイッチが切り替わるタイミングで、100A を越える大きなサージ電流が発生しているが、提案法によりサージ電流を 10A で抑制できている。

#### 5. 実験結果

##### 〈5・1〉提案法動作波形

図 10 に負荷 100W、入力電圧 24V における実験結果を示す。実験条件は表 2 に示すとおりである。スイッチング素子は MOSFET (2SK3662: 耐圧 60V、定格最大電流(DC)35A、TOSHIBA) を使用した。図 10(a) からそれぞれ、従来法、提案法 ( $T_L=0.4p.u.$ )、提案法 ( $T_L=1.0p.u.$ : 全期間線形領域) の実験結果である。

結果より、従来法では、大きなピーク値を持ったキャパシタ電流が流れているが、提案法により電流のピーク値を 10A 程度に抑制できている。なお、キャパシタ電流波形が共振しているが、これは主回路に約 100nH のインダクタンス成分が含まれていることが原因である。負荷 100W、入力

電圧 24V において、従来法、提案法( $T_L=0.4p.u.$ )、提案法( $T_L=1.0p.u.$ )の効率はそれぞれ、84.6%, 90.4%, 78.8%であり、提案法( $T_L=0.4p.u.$ )は従来法と比べ、高い変換効率が得られている。また、線形動作の時間が長くなると効率が低下する。これは、線形領域のオン抵抗は飽和領域のオン抵抗よりも大きいためである。

図 11 に、線形領域動作時間  $T_L=0.4p.u.$  における、スイッチ  $S_2$  に流れる電流  $i_{S2}$  を示す。キャパシタ電流  $i_{CS}$  と同様に、提案法によりピーク値が抑制されている。

提案法は、抑制電流  $I_p=10A$  で設計しているが、実験結果は 10A で抑制できていない。この理由には、(9)式において、提案法の電荷量を長方形で近似していることが挙げられる。実際には回路の配線インダクタンスの共振の影響で、電流波形は共振するため長方形にはならず、線形領域動作時間  $T_L$  の設計が最適でなかった。また、スイッチに流れる電流は温度やゲート電圧の変化によって特性が変化するため、これらの影響も含まれる。

図 12 に制限抵抗法の実験結果を、図 13 に RSCC の実験結果を示す。制限抵抗法の新たに接続する抵抗  $R_S$  は、電流を 10A で制限することとし、(4)式から  $R_S=0.4\Omega$  とした。また共振リアクトル  $L_S$  は、共振周波数  $f_r$  を 100kHz にすることから、(8)式より  $L_S=0.5\mu H$  とした。負荷 100W における効率は、制限抵抗法、RSCC それぞれ 84.0% と 97.9% である。制限抵抗法では  $C_S$  と直列に制限抵抗を接続しているの、時定数が大きくなり電流の変化が緩やかになっている。RSCC の電流波形は正弦波状となり、電流ピーク値は 9A と低い値で抑制されている。

### 〈5・2〉線形領域動作時間特性

図 14 に線形領域動作時間  $T_L$  に対する効率特性を示す。ここでは、入力電圧  $V_{in}=24V$  一定、負荷  $P_{out}=100W$  一定としている。横軸は、線形領域動作時間  $T_L$  を半周期  $T/2$  で規格化した値である。最も高い効率を得られたのは、 $T_L=0.6p.u.$  のときで、91.9% である。以下に効率の変化について考察する。

提案法における損失はスイッチング損と導通損に分けられる。スイッチング周波数が一定なら、スイッチング損は一定と仮定できるが、提案法ではスイッチに流れる電流のピーク値が  $T_L$  によって異なるため、スイッチング損も変化する。一方、導通損はスイッチ電流とオン抵抗  $r_{on}$  で決定するが、〈5.1〉節で述べたとおり、線形領域でのオン抵抗  $r_{on}$  は飽和領域のものよりも大きくなる。提案法における導通損は、大きなピーク値を持ったスイッチ電流による影響が支配的な導通損と、線形領域動作における大きなオン抵抗  $r_{on}$  が支配的なものの 2 つに分けられる。そのため、主な損失増加分は導通損となる。

$T_L=0p.u.$  から  $0.2p.u.$  の範囲では線形領域で動作させる時間が短いため、キャパシタ電流のサージを十分に抑制することができていない。そのためスイッチに大きなピークをもった電流が流れ、スイッチング損及び導通損が増加する。一方、 $T_L=0.8p.u.$  から  $1.0p.u.$  の範囲ではキャパシタ電流のピークは抑制できているものの、線形領域で動作させる時間

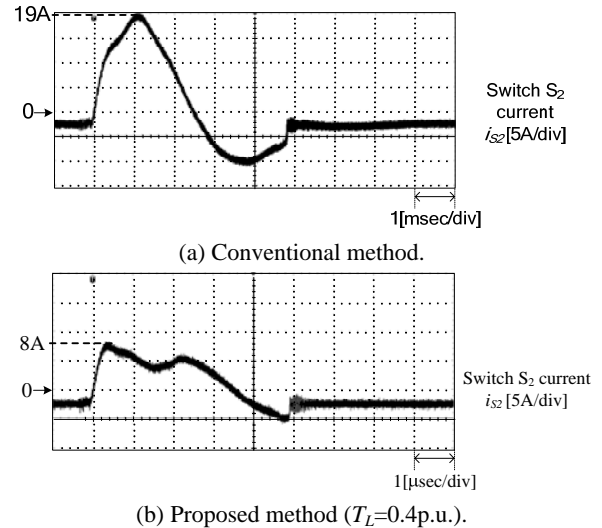


図 11 スイッチ電流波形

Fig.11. Switch current of proposed method

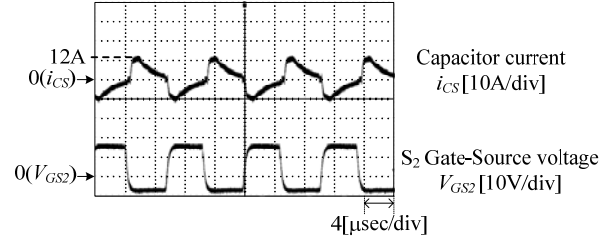


図 12 制限抵抗法動作波形  
Fig. 12. Experimental results of limiting resistance method.

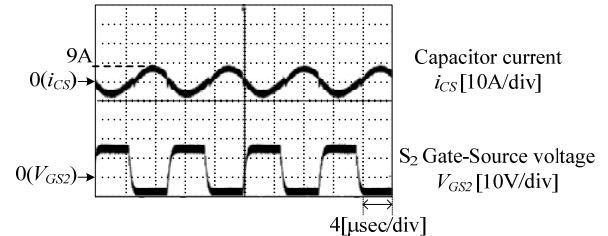


図 13 RSCC 実験波形

Fig. 13. Experimental results of RSCC.

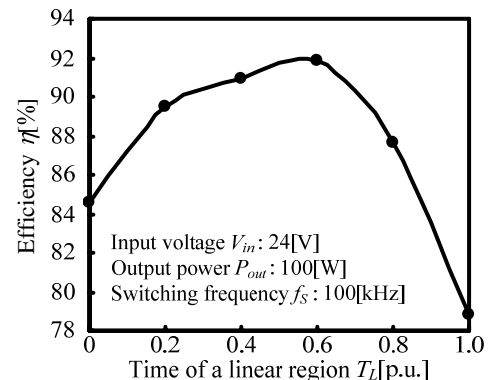


図 14 線形領域時間特性

Fig. 14. Time of linear region characteristics.

が長い、線形領域におけるオン抵抗  $r_{on}$  の影響が大きくなり効率が低下した。そのため  $T_L=0.6p.u.$  のときはこれら 2 つの影響が最小となり整合が取れたため、最も効率が高くなったといえる。

### 〈5・3〉 負荷効率特性

図 15 に提案法, 制限抵抗法, RSCC の負荷効率特性を, 図 16 に出力電圧特性を示す。ここでは線形領域動作時間  $T_L$  は 0.4p.u.一定とした。提案法において最も高い効率を得られたのは負荷 25W 時の 96.4%である。96.4%をピークに, 効率は負荷の増加と共に低下していく。提案法の特徴は従来形 SCC の特性に従う。(2)式及び(3)式で示したとおり, 負荷の増加に伴い出力電圧が低下するため, 効率は出力電流の増加に伴って, 低下の特性を示す。制限抵抗法は, 提案法と同様な特性が得られたが, 提案法と比べ効率は低く, 特に重負荷での効率低下が著しい。提案法よりも効率が低い点については, 従来法では提案法と比べ制限抵抗で電流ピークを抑制しているため, 抵抗での損失が大きく提案法に比べ効率は悪化する。また負荷の増加と共に効率が悪化することに関しては, 提案回路と同様である。

これらに対し, RSCC は全負荷において 96%を越える高い効率が得られている。また提案法, 制限抵抗法と比較すると負荷増加に伴う効率低下が小さい。これは, (6)式で示したとおり RSCC 法は提案法及び制限抵抗法と出力電圧特性が異なるためである。つまり, 提案法及び制限抵抗法のような従来形 SCC に準ずる回路の出力電圧は, (2)式で示すとおり, 第二項の分子が出力電流だけであるため, 出力電流の影響を受けやすい。一方 RSCC では, 出力電圧の電圧降下分は, (6)式で示したとおり, 第二項の分子は出力電流とオン抵抗の積となっている。普通, オン抵抗は数  $m\Omega$ の小さい値が選ばれるため出力電流が増加しても分子が大きくなり, 第二項が小さい。その結果, 出力電圧の低下が小さく, 広い負荷範囲で高効率を得ることができる。

提案法は RSCC と比較すると効率は劣るが, 小型化の観点から考えると部品点数増加の必要がなく, 90%を越える効率を得ることができるため, 用途によっては有用な方式だといえる。効率に関しては, 出力電圧制御を行い, 出力電圧を一定に保つことで, 本実験結果よりも高い効率が得られると考えている。

## 6. まとめ

本論文では, SCC の小型, 軽量化を目的とし, スイッチの線形領域を利用することで, 部品点数増加を必要とせずサージ電流のピーク値を抑制する方法を提案した。シミュレーションと実験により, 動作確認を行い, 提案法の基本動作を確認した。その結果, 提案法は負荷 25W で最高効率 96%, 定格負荷 100W において 90%の効率が得られ, 抵抗によりサージ電流を抑制する方法と比べ, 高い効率を得られることを確認した。また, 負荷特性では制限抵抗法と RSCC との比較を行い, 制限抵抗法よりも電圧変動が小さいことを示した。提案法の効率は RSCC には劣るものの, 制限抵抗法に対して, 部品追加がないため小型化の観点から有利である。今後の課題として, 最高効率点を考慮した線形時間動作時間の設計, 出力電圧の制御が挙げられる。出力電圧制御を行うことで, 提案法の効率をさらに向上させる。

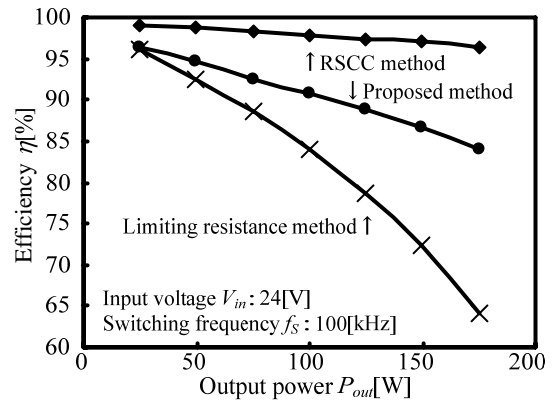


図 15 負荷効率特性

Fig. 15. Load efficiency characteristics.

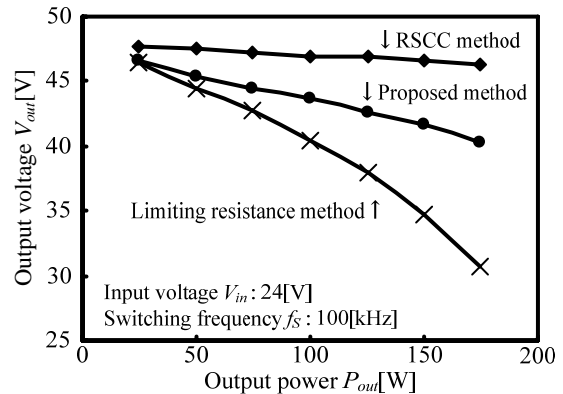


図 16 出力電圧実験結果

Fig. 16. Experimental results of output voltage.

## 文 献

- (1) 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)
- (2) 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)
- (3) F. Zhang, L. Du, F. Z. Peng and Z. Qian: "A New Design Method for High-Power High-Efficiency Switched-Capacitor DC-DC Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.23, No.2, pp.823-840 (2008)
- (4) 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)
- (5) M. Shoyama and T. Ninomiya: "Output Voltage Control of Resonant Boost Switched Capacitor Converter", PCC-Nagoya2007, LS3-44, pp.899-903 (2007).
- (6) D. Qiu, B. Zhang and C. Zheng: "Duty Ratio Control of Resonant Switched Capacitor DC-DC Converter" ICEMS 2005, Vol.2, pp.11338-1141 (2005)
- (7) 松浦浩一・伊東淳一:「スイッチトキャパシタコンバータの線形領域を利用したサージ抑制法の検討」, 平成 21 年度電気関係学会北陸支部連合大会, A-75 (2009)
- (8) 松浦浩一・伊東淳一:「スイッチトキャパシタコンバータの線形領域を利用したサージ抑制法の動作検証」, 平成 21 年度電気学会東京支部新潟支所研究発表会 IV-3(2009)