

# 低電圧出力に対応する スイッチトキャパシタ(SC) DC-DC コンバータ

寺田 晋也\* 江口 啓\*\* 大田 一郎\*\*\*

## A switched-capacitor (SC) DC-DC converter with low output voltage

Shinya Terada\*, Kei Eguchi\*\*, Ichirou Oota\*\*\*

We proposed a new switched-capacitor(SC) DC-DC converter with a low output voltage. This SC converter operates on a pair of two-phase clocks, and provides a large step-down ratio, nevertheless it is composed by a relatively small number of capacitors and switches. The characteristics of the proposed converter are analyzed by assuming an equivalent circuit of an ideal transformer and an output resistance became cascade connection.

Furthermore, the validity of theoretical results and the circuit design is confirmed by SPICE simulations. The simulated results show that (1) the power efficiency of the proposed converter is 80% and more when the output current is 1.5A or less. and (2) the output voltage ripple of the proposed converter is smaller than that of conventional converters.

キーワード：スイッチトキャパシタ電源，低出力電圧，コイルレス，小形軽量

Keywords : switched-capacitor power supply, low output voltage, coil less, small size and light weight

### 1. はじめに

スイッチトキャパシター(SC)コンバータは、スイッチを使用して、キャパシタの接続を変更することにより電圧変換を行う。SC コンバータは、磁性材料を使用しないためノイズの低下、IC化で実現できるなど長所をもつ。

今まで多くの方式の SC コンバータが、提案されている<sup>(1)-(10)</sup>。その中の一つとして、直並列形 SC<sup>(1)</sup>は複数個のキャパシタを直列接続と並列接続を交互に接続を変更することにより、電圧変換を行う。他にも、リング形 SC コンバータ<sup>(3),(10)</sup>は、クロックパターンによって、充電するキャパシタの数と放電するキャパシタの数を変えることができ、昇降圧比を自由に変更することができるプログラマブルコンバータとして知られている。

しかしながら、これらの従来の SC コンバータは、高い降圧比を実現するためには、数多くのキャパシタとスイッチが必要である。従って、低電圧出力に対応できる降圧 SC コ

ンバータを実現することは難しい。

本論文では、フィボナッチ数列を基にして高い降圧比に特化した新しい SC DC-DC コンバータを提案する。この SC コンバータは 2 相クロックで働き、大きな降圧比を有する SC コンバータである。そのため、従来の SC コンバータと比べ、比較的少ないキャパシタ数とスイッチ数によって構成できる。提案回路の有効性は理論解析および SPICE シミュレーションによって確認する。また、従来の SC コンバータと提案する SC コンバータを比較することにより特性を明らかにする。

### 2. 従来の SC コンバータ

図 1 と図 2 は、直並列形 SC コンバータの回路構成、および瞬時等価回路を示す。この回路は、キャパシタ ( $C_j$ ;  $j=1, 2, \dots, M$ ) およびスイッチから構成されている。2 相クロックで各スイッチは制御される。

状態  $T_1$  のとき、図 2(a) のようにキャパシタ  $C_1$  から  $C_N$  まで  $N$  個のキャパシタは直列になり入力端子に接続される。等容量の場合ときの各キャパシタ電圧  $V_{c_j}$  は以下のようなる。

$$V_{c_j} = V_{in} / N \dots\dots\dots(1)$$

次に、状態  $T_2$  のとき  $N$  個のキャパシタは同図(b)のように出力端子と並列に接続される。無負荷時の出力電圧  $V_{out}$  は次式によって表される。

\* 制御情報システム工学科  
〒861-1102 熊本県合志市須屋 2659-2  
Dept. of Control and Information Systems Engineering,  
2659-2 Suya, Koshi-shi, Kumamoto, Japan 861-1102

\*\* 静岡大学教育学部  
〒422-8529 静岡市駿河区大谷 836  
Dept. of Technology Education,  
836 Ohya, Shizuoka, Japan 422-8529

\*\*\* 情報通信エレクトロニクス工学科  
〒861-1102 熊本県合志市須屋 2659-2  
Dept. of Information, Communication and Electronic Engineering,  
2659-2 Suya, Koshi-shi, Kumamoto, Japan 861-1102

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

図3と図4はリング形SCコンバータの回路構成, および瞬時等価回路である. この回路は, 直並列形SCと同じキャパシタ ( $C_j; j=1, 2, \dots, N$ ) およびスイッチから構成されている. 各スイッチは,  $N$ 相のクロックで制御される. 状態  $T_1$  では, 図4(a)のようにキャパシタ  $C_1$  から  $C_r$  まで  $r$  個のキャパシタは直列になり入力端子に接続される. 従って各キャパシタ電圧  $V_{c_j}$  は以下ようになる.

$$V_{c_j} = V_{in} / r. \quad r \in \{1, 2, \dots, N\} \dots\dots\dots (3)$$

同時に出力端子にはキャパシタ  $C_1$  から  $C_s$  まで  $s$  個のキャパシタが直列接続される. 従って, 無負荷時の出力電圧  $V_{out}$  は次式によって表される.

$$V_{out} = \frac{s}{r} V_{in}. \quad s \in \{1, 2, \dots, N\} \dots\dots\dots (4)$$

以降, 状態  $T_2$ , 状態  $T_3$ , ..., 状態  $T_N$  では, 充電および放電するキャパシタを図4のように変更して, 出力端子に常に式(4)の電圧を出力する. ここで,  $r=N, s=1$  としたとき出力電圧は式(2)と同じである.

しかし, 従来方式のSCでは  $1/N$  の降圧比のコンバータを設計するためには  $N$  個のキャパシタとキャパシタに付随したスイッチが必要になる. そのため降圧比が大きいとき, 多くのキャパシタやスイッチ数が必要になり, 小形化やコスト面で問題となる. この問題を解決するために, キャパシタ数やスイッチの数を比較的少なくして高い降圧比に特化したSCコンバータを提案する.

3. 提案するSCコンバータ

図5は, 提案するSC DC-DCコンバータの回路である. 提案回路は  $N$  個のキャパシタ ( $C_j; j=1, 2, \dots, N$ ) と四角で表している  $3N-2$  個のスイッチで構成している. 各スイッチは同図上部に示しているように2相クロック ( $\Phi_1, \Phi_2$ ) によって駆動される.

図6は,  $N=4$  のときの瞬時等価回路を示す. 状態  $T_1$  では, キャパシタ  $C_{2j-2}$  は隣接するキャパシタ  $C_{2j-1}$  と  $C_{2j}$  に直列接続される. 定常状態において, 電圧  $V_{in}$  および  $V_{C(2j-2)}$  の関係は次のようになる.

$$\begin{cases} V_{in} = V_{c1} + V_{c2} \\ V_{c(2j-2)} = V_{c(2j-1)} + V_{c(2j)} \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

状態  $T_2$  では, キャパシタ  $C_{2j-1}$  は隣接するキャパシタ  $C_{2j}$  と  $C_{2j+1}$  に直列接続される. 定常状態において電圧  $V_{C1}$  および  $V_{C(2j-1)}$  の関係は次のようになる.

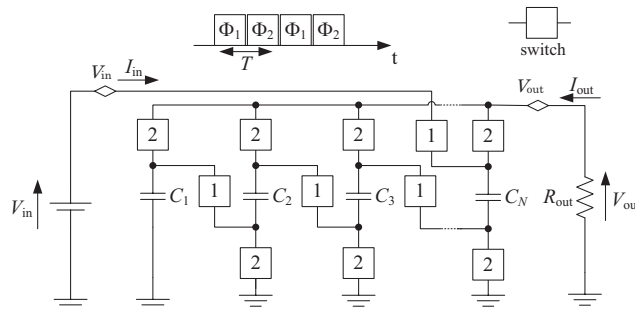


図1 直並列形SCコンバータ

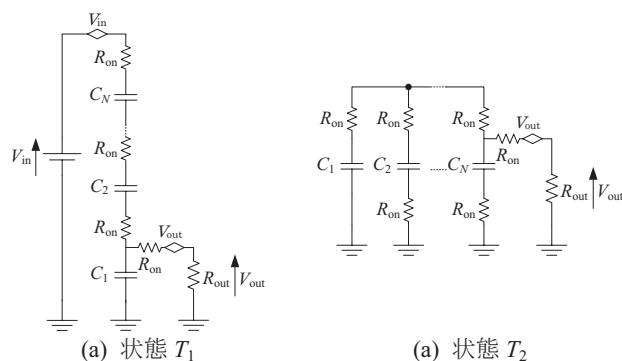


図2 直並列形SCコンバータの瞬時等価回路図

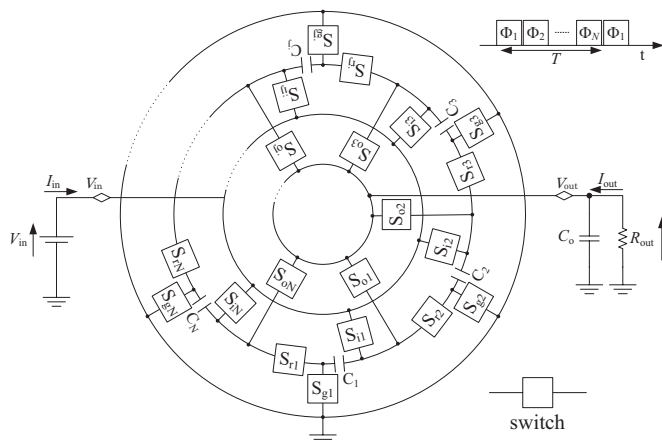


図3 リング形SCコンバータ

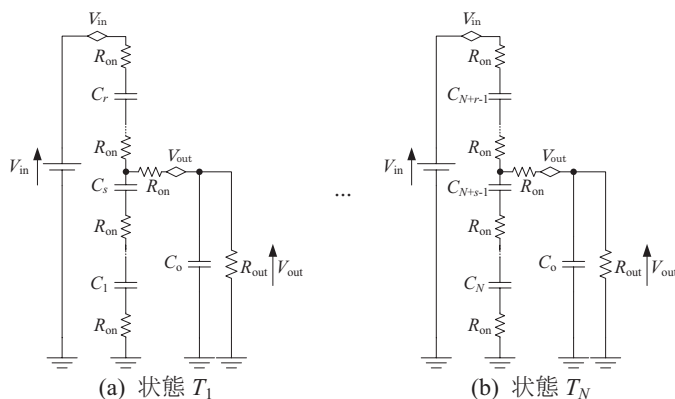


図4 リング形SCコンバータの瞬時等価回路図

$$\begin{cases} V_{c1} = V_{c2} + V_{c3} & \dots\dots\dots(6) \\ V_{c(2j-1)} = V_{c(2j)} + V_{c(2j+1)} \end{cases}$$

結果として、定常状態のとき各キャパシタ電圧は次のように表すことができる。

$$V_{c_j} = \frac{\text{Fib}(N-j+1)}{\text{Fib}(N+1)} V_{in} \quad \dots\dots\dots(7)$$

ここで、 $\text{Fib}(n)$ は、フィボナッチ数列であり次のように定義されている。

$$\begin{cases} \text{Fib}(0) = 0, \text{Fib}(1) = 1, \\ \text{Fib}(n+2) = \text{Fib}(n) + \text{Fib}(n+1) \end{cases} \quad \dots\dots\dots(8)$$

また、状態  $T_1$ ,  $T_2$  とともにキャパシタ  $C_N$  は出力端子に常に接続されており出力電圧が得られる。

即ち出力電圧  $V_{out}$  は無負荷のとき、次式で与えられる。

$$V_{out} = \frac{1}{\text{Fib}(N+1)} V_{in} \quad \dots\dots\dots(9)$$

以上、提案する SC コンバータの変圧比はフィボナッチ数列の逆数比で表されることが分かる。

図7は図5に示されているクロック  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  の発生回路である。動作周期  $T$  と時比率  $D$  は、それぞれ  $R_{osc}$  と  $R_{d2}$  によって変えることができる。 $R_{d1}$  および  $R_{d3}$  は、 $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  を切り替えるときのデッドタイムを設けるためである。同図において  $\Phi_{st}$  はクロックを停止することができる機能を備えており、 $\Phi_{st}$  を高レベルにするとクロックが停止して出力電圧  $V_{out}$  が 0V になる。

#### 4. 理論解析

各キャパシタ容量が等しく、かつ寄生要素による影響がない条件下で、図5( $N=4$ )および図6に示している提案する SC コンバータの等価回路は次のように導出できる。

定常状態において、各キャパシタ  $C_j(j=1, 2, 3, 4)$  に流入する電荷の総和は 0 となるので、

$$\Delta q_{T_1}^j + \Delta q_{T_2}^j = 0 \quad \dots\dots\dots(10)$$

ここで、 $\Delta q_{T_1}^j$  と  $\Delta q_{T_2}^j$  は、それぞれ状態  $T_1$  および  $T_2$  の間にキャパシタ  $C_j$  の流入する電荷を示している。状態  $T_1$  の間に SC コンバータの入力および出力端子に流入する電荷をそれぞれ  $\Delta q_{T_1, V_{in}}$  と  $\Delta q_{T_1, V_{out}}$  は、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \Delta q_{T_1, V_{in}} = \Delta q_{T_1}^1 \\ \Delta q_{T_1, V_{out}} = \Delta q_{T_1}^4 - \Delta q_{T_1}^3 \\ \Delta q_{T_1}^1 = \Delta q_{T_1}^2 + \Delta q_{T_1}^3 \end{cases} \quad \dots\dots\dots(11)$$

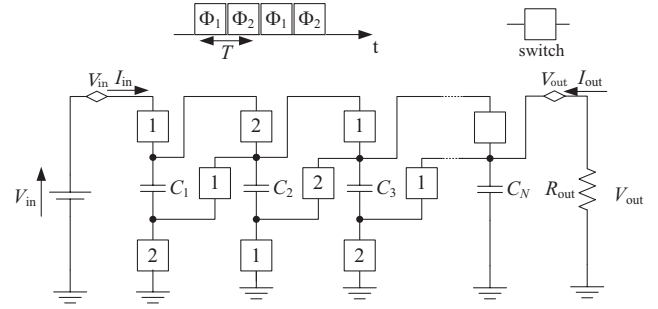
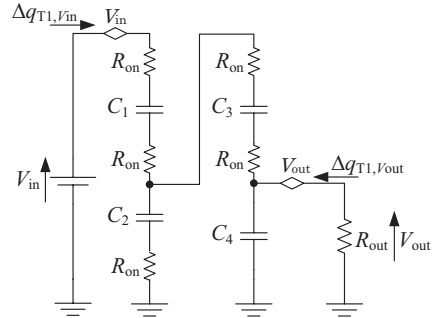
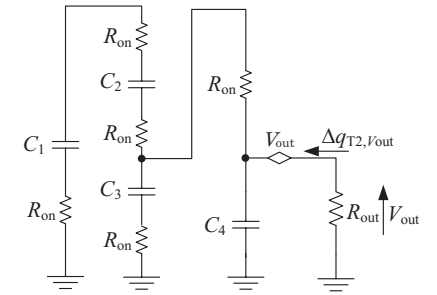


図5 提案する SC コンバータ



(a) 状態  $T_1$



(b) 状態  $T_2$

図6 瞬時等価回路( $N=4$ )

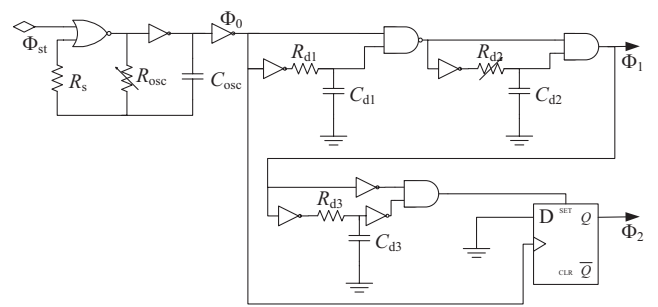


図7 クロック発生回路

同様に、状態 $T_2$ の間に、SC コンバータの入力および出力端子に流入する電荷を $\Delta q_{T_2, V_{in}}$ と $\Delta q_{T_2, V_{out}}$ は、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \Delta q_{T_2, V_{in}} = 0 \\ \Delta q_{T_2, V_{out}} = \Delta q_{T_1}^4 + \Delta q_{T_1}^3 - \Delta q_{T_2}^2 \\ \Delta q_{T_2}^1 = -\Delta q_{T_2}^2 \end{cases} \dots\dots\dots (12)$$

ここで、入力と出力における平均電流は、次式で表される。

$$\begin{cases} \bar{I}_{in} = (\Delta q_{T_1, V_{in}} + \Delta q_{T_2, V_{in}}) / T = \frac{\Delta q_{T_1}^1}{T} \\ \bar{I}_{out} = (\Delta q_{T_1, V_{out}} + \Delta q_{T_2, V_{out}}) / T \\ \quad = -2\Delta q_{T_1}^3 + \Delta q_{T_2}^1 = -5\Delta q_{T_1}^1 \end{cases} \dots\dots\dots (13)$$

従って、式(8)~(13)から次式が得られる。

$$\bar{I}_{in} = -\frac{1}{5}\bar{I}_{out} \dots\dots\dots (14)$$

この関係は負荷抵抗 $R_{out}$ やスイッチのオン抵抗 $R_{on}$ の大小に関わらず、定常状態であれば常に成立する。

次に、図6において、状態 $T_1$ および $T_2$ のときスイッチのオン抵抗 $R_{on}$ による消費電力 $W_{T1}$ および $W_{T2}$ を求めると、

$$\begin{aligned} W_{T_1} &= \frac{2R_{on}}{T_1}(\Delta q_{T_1}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T_1}(\Delta q_{T_1}^2)^2 + \frac{2R_{on}}{T_1}(\Delta q_{T_1}^3)^2 \\ &= \frac{11R_{on}}{DT}(\Delta q_{T_1}^1)^2 \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W_{T_2} &= \frac{3R_{on}}{T_2}(\Delta q_{T_2}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T_2}(\Delta q_{T_2}^3)^2 \\ &\quad + \frac{R_{on}}{T_2}(\Delta q_{T_2}^1 + \Delta q_{T_2}^3)^2 \\ &= \frac{16R_{on}}{(1-D)T}(\Delta q_{T_1}^1)^2 \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

で表される。ここで、周期 $T=T_1+T_2$ ,  $T_1=DT$ ,  $T_2=(1-D)T$ である。よって、1周期におけるオン抵抗による消費電力は、

$$\begin{aligned} W_T &= W_{T_1} + W_{T_2} = \frac{11R_{on}}{DT}(\Delta q_{T_1}^1)^2 + \frac{16R_{on}}{(1-D)T}(\Delta q_{T_1}^1)^2 \\ &= \left(\frac{11R_{on}}{DT} + \frac{16R_{on}}{(1-D)T}\right)\left(\frac{\Delta q_{V_{in}}}{T}\right)^2 \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

となる。この1周期あたりのスイッチのオン抵抗の消費電力は等価的に図8に示すようにトランスの2次側に出力抵抗 $R_o$ による損失と等しくなる。 $R_o$ による損失 $W_T$ は、

$$W_T = \left(\frac{\Delta q_{V_{out}}}{T}\right)^2 R_o T \dots\dots\dots (18)$$

で表される。

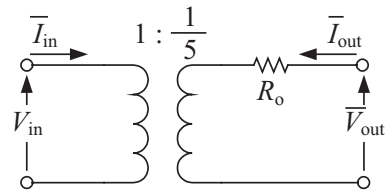


図8 図2(a)の等価回路図(N=4)

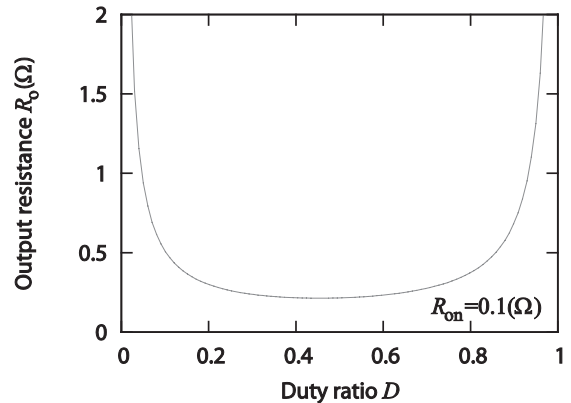


図9 時比率Dと出力抵抗 $R_o$ の比較

よって、式(17), (18)を比較し式(14)の関係を用いると出力抵抗 $R_o$ は、

$$R_o = \frac{\left(\frac{11R_{on}}{DT} + \frac{16R_{on}}{(1-D)T}\right)T}{25} = \frac{(5D+11)R_{on}}{25D(1-D)} \dots\dots\dots (19)$$

である。式(14), (18)を使って提案するSCコンバータの等価回路は以下の行列式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ \bar{I}_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5 & 0 \\ 0 & \frac{1}{5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_o \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_{out} \\ -\bar{I}_{out} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (20)$$

上式から提案するSCコンバータの等価回路は、図8に示すように、理想変圧器(変圧比:1/5)と出力抵抗 $R_o$ を縦続接続された回路で表される。図9は式(19)をもとに時比率Dと出力抵抗 $R_o$ の関係をグラフにしたものである。同図から $D=0.45$ のとき、 $R_o=0.214\Omega$ となり、最小になることが分かる。

図8より、平均出力電圧 $\bar{V}_{out}$ および電力変換効率 $\eta$ は次式で表せる。

$$\bar{V}_{out} = \frac{R_{out}}{R_{out} + R_o} \frac{1}{\text{Fib}(N+1)} V_{in} \dots\dots\dots (21)$$

$$\eta = \frac{\bar{I}_{out}^2 R_{out}}{\bar{I}_{out}^2 R_{out} + \bar{I}_{out}^2 R_o} = \frac{R_{out}}{R_{out} + R_o} \dots\dots\dots (22)$$

表1 SCコンバータのパラメータ (変圧比:1/5)

	Fibonacci type	Series-parallel type	Ring type
No. of capacitors $N$	4	5	6
Each capacitance $C_i$	3 $\mu$ F	2.4 $\mu$ F	2 $\mu$ F

### 5. シミュレーション

提案回路の有効性を明らかにするために、回路シミュレータ SPICE によるシミュレーションを行った。また、従来の SC コンバータと比較するために、直並列形 SC およびリング形 SC について、回路シミュレーションを行った。条件として入力電圧  $V_{in}=12V$ 、変圧比=1/5、動作周期  $T=2\mu s$ 、時比率  $D=0.5$  およびスイッチのオン抵抗  $R_{on}=0.1\Omega$  のもとで行った。

従来方式 SC と提案方式 SC を比較するために、表1に示している通り、同じ 1/5 の変圧比を実現するためにキャパシタの個数が方式についてそれぞれ違ってくる。そこで、回路全体のキャパシタの総容量が等しくなるように 1 個あたりのキャパシタ値を表1のようにした。

図10に提案する SC コンバータにおいて、負荷抵抗  $R_{out}$  を変えたときの過渡解析結果を示す。無負荷のとき、出力電圧は  $1/5V_{in}=2.4V$  である。 $R_{out}$  を減少させると式(20)より出力抵抗  $R_o$  の影響を受けるため、出力電圧は減少する。出力電圧が定常状態になるまでの応答時間は  $10\mu s$  であることが分かった。

図11~13に負荷電流  $I_{out}$  を変えたときの従来方式 SC とし直並列形 SC (図1)、リング形 SC (図3) と今回提案するフィボナッチ形 SC (図5) の平均出力電圧  $\bar{V}_{out}$ 、電力変換効率  $\eta$  および出力電圧リップル  $V_{rip}$  のシミュレーション結果を示す。また、図11, 12に式(19)を式(21), (22)に代入して理論解析による電力変換効率および平均出力電圧結果を示す。図11より、フィボナッチ形 SC の電力変換効率は、直並列形 SC より低い、リング形 SC と同等であった。また、 $-I_{out}$  が 1.5A 以下のとき、常に電力変換効率  $\eta$  は 80%以上が得られた。図12, 13より直並列形 SC は出力電流が大きくなっても平均出力電圧が大きい(理想電圧に近い)が、リップル電圧が大きいことが分かった。それに比べ、提案するフィボナッチ形 SC は、平均出力電圧が小さいが、リップル電圧を小さくできることが分かった。

更に、解析的に導出した電力変換効率と平均出力電圧の特性はシミュレーション結果とほぼ一致しており、解析の妥当性が確かめられた。

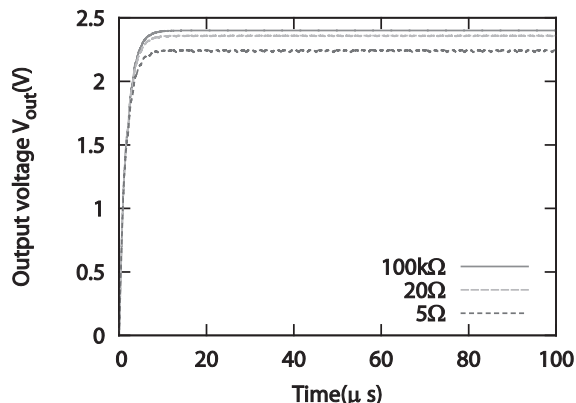


図10 フィボナッチ形 SC の過渡特性 (変圧比 1/5)

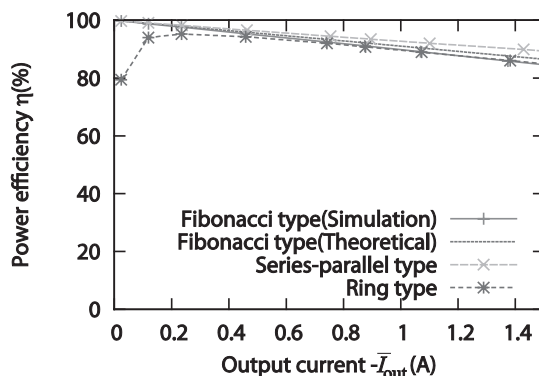


図11 電力変換効率

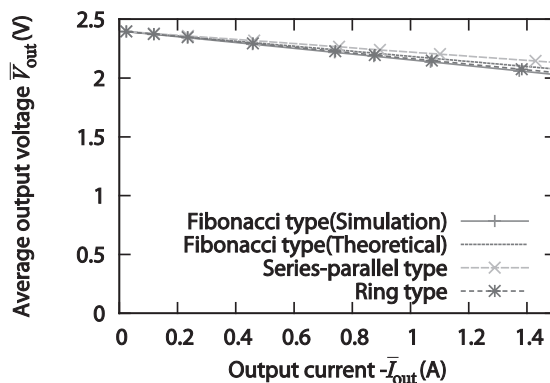


図12 平均出力電圧

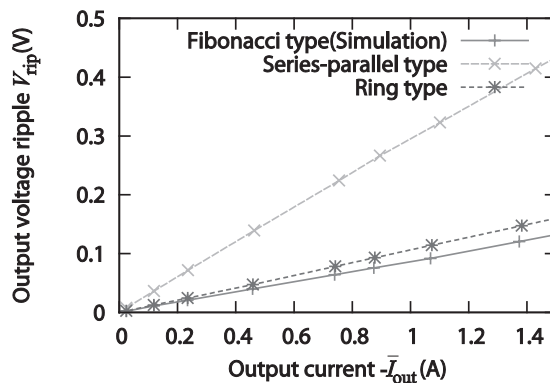


図13 出力電圧リップル



## 6. キャパシタ数と降圧比およびスイッチ数の比較

フィボナッチ形 SC の特性を、直並列形 SC やリング形 SC のような従来方式 SC と比較する。図 14 に変圧比の逆数とキャパシタの個数  $N$  の関係を示す。フィボナッチ形 SC は、直並列形 SC やリング形 SC と比べ降圧比は非常に大きいことが分かる。更に図 15 に示している通り、フィボナッチ形 SC が他の SC コンバータと比べスイッチ数が少ない。即ち、高い降圧比を実現するために従来は比較的多くのキャパシタやスイッチが必要になるが、提案するフィボナッチ形 SC は、キャパシタ数やスイッチ数を少なくすることができる。

## 7. むすび

本論文では、フィボナッチ数列を用いて低電圧出力に対応する降圧スイッチトキャパシタ DC-DC コンバータを提案した。本回路の特長として、次のことが分かった。(1)出力電流が 1.5A 以下のとき、電力変換効率は 80%以上が得られた。(2)回路のキャパシタの総容量を同じにしたとき、従来方式の SC コンバータと比べ、出力電圧リップルが少ないことが分かった。(3)従来方式の SC コンバータと比べて、少ない素子（キャパシタおよびスイッチ）で構成することができる。(4)スイッチを制御するクロックは 2 相クロックであり簡単である。

また、電力変換効率および平均出力電圧について理論解析を行い、SPICE シミュレーションと比較して、ほぼ一致しており、解析の有効性が確かめられた。

(平成 22 年 9 月 27 日受付) 1995.

### 参考文献

- (1) 大田一郎, 井上高宏, 上野文男, “スイッチトキャパシタ変成器を用いた小電力電源の構成とその解析”, 電子通信学会論文誌, vol.J66-C, no.8, pp.576-583 (1983)
- (2) I.Oota, F.Ueno, and T.Inoue, “Realization and analysis of a new switched-capacitor resonant DC-DC converter,” ISCAS'85, pp.1635-1638, July 1985.
- (3) N.Hara, I.Oota and F.Ueno, “Ring Type Switched-Capacitor Transformer and Its Applications,” IEEE ISCAS-2000, vol.1, pp.260-263, May 2000.
- (4) S. V. Cheong, H. Chung, and A. Ioinovici, “Inductorless DC-to-DC converter with high power density,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 41 no. 2, pp. 208–215, Apr. 1994.
- (5) C. K. Tse, S. C. Wong, and M. H. L. Chow, “On lossless switched capacitor power converters,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10 no. 3, pp. 286–291, May 1995.
- (6) Henry Chung and Y. K. Mok, “Development of a Switched-Capacitor DC/DC Boost Converter with Continuous Input Current Waveform,” IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol.46, no. 6, pp.756-759, 1999
- (7) Henry Shu-hung Chung, Adrian Ioinovici, and Wai-Leung Cheung “Generalized Structure of Bi-Directional Switched-Capacitor DC/DC Converters,” IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 50, no. 6, pp.743-753, June 2003
- (8) K.Eguchi, H.Zhu, I.Oota, F.Ueno, and T.Inoue “Synthesis and analysis of parallel-connected SC DC-DC converters for small power applications,” WSEAS Trans. on Circuits and Systems, Issue 9, vol.6, pp.545-552, Sept. 2007.
- (9) S.Terada, I.Oota, K.Eguchi, and F.Ueno “Switched-capacitor (SC) DC-DC converter with fine tune control outputs,” ICCDCS2006, pp.233-236, April 2006.
- (10) K.Eguchi, I.Oota, S.Terada, and T.Inoue, "A design method of switched-capacitor power converters by employing a ring-type power converter," International Journal of Innovative Computing, Information and Control vol.5, no.10, pp.2927-2938

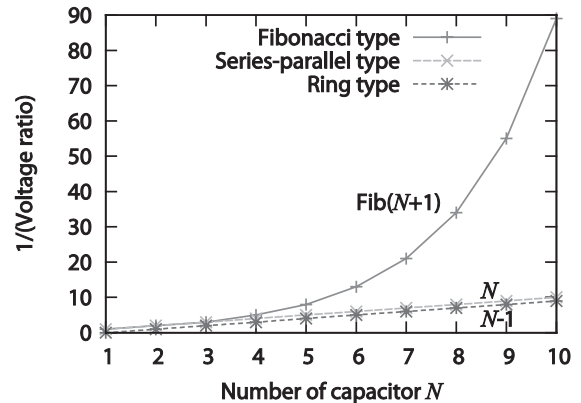


図 14 キャパシタの数と降圧比との関係

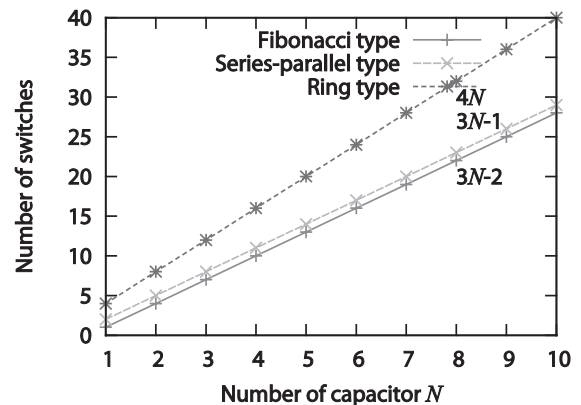


図 15 キャパシタの数とスイッチの数との関係