

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2011-72094
(P2011-72094A)

(43) 公開日 平成23年4月7日(2011.4.7)

(51) Int.Cl.
H02M 3/07 (2006.01)

F I
H02M 3/07

テーマコード (参考)
5H730

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2009-219648 (P2009-219648)
(22) 出願日 平成21年9月24日 (2009.9.24)

(71) 出願人 504237050
独立行政法人国立高等専門学校機構
東京都八王子市東浅川町701番2
(74) 代理人 100080089
弁理士 牛木 護
(74) 代理人 100161665
弁理士 高橋 知之
(74) 代理人 100137800
弁理士 吉田 正義
(74) 代理人 100119312
弁理士 清水 栄松
(72) 発明者 大田 一郎
熊本県合志市須屋2659-2 熊本電波
工業高等専門学校 情報通信工学科内

最終頁に続く

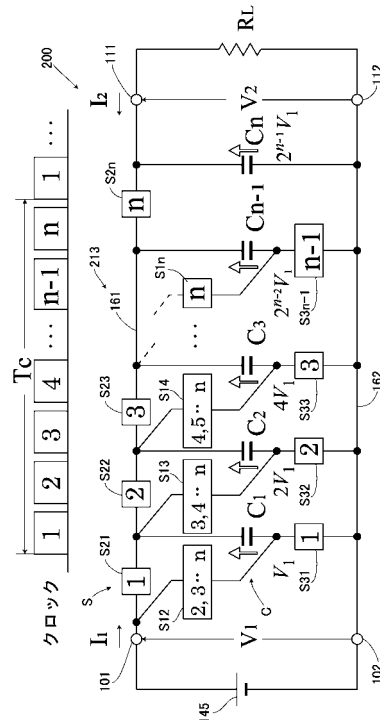
(54) 【発明の名称】 スイッチトキャパシタ電源装置

(57) 【要約】

【課題】従来に比べて少ない素子数で大きな昇降圧比を得ることができ、またより多くのステップ数の出力電圧を得るスイッチトキャパシタ電源装置を提供する。

【解決手段】本発明のスイッチトキャパシタ電源装置 200 は、n個のキャパシタCとn個のスイッチSだけで構成され、各キャパシタC間の接続を各スイッチSで切り換えて、入力電圧V1を別な出力電圧V2に変換する。ここでは特に、各スイッチSのオンオフを切り換えることにより、入力電圧V1に2の累乗若しくは2の累乗分の1を掛け合わせた電圧で、個々のキャパシタCを異なる電圧値に充電し、当該個々のキャパシタCの充電電圧を単独に若しくは幾つかを加算して、前記出力電圧V2を生成する充放電回路213を備えている。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数個のキャパシタと複数個のスイッチだけで構成され、前記個々のキャパシタ間の接続を前記個々のスイッチで切り換えて、入力電圧を別な出力電圧に変換するスイッチトキャパシタ電源装置において、

前記個々のスイッチのオンオフを切り換えることにより、前記入力電圧に 2 の累乗若しくは 2 の累乗分の 1 を掛け合わせた電圧で、前記個々のキャパシタを異なる電圧値に充電し、当該個々のキャパシタの充電電圧を単独に若しくは幾つかを加算して、前記出力電圧を生成する充放電回路を備えたことを特徴とするスイッチトキャパシタ電源装置。

【請求項 2】

前記出力電圧が段階的に増減を繰り返すように前記充放電回路を構成し、前記出力電圧を交流に変換する DC - AC 変換器を備えたことを特徴とする請求項 1 記載のスイッチトキャパシタ電源装置。

【請求項 3】

交流電圧を直流の前記入力電圧に変換する AC - DC 変換器を備えたことを特徴とする請求項 1 または 2 記載のスイッチトキャパシタ電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、複数のキャパシタと MOS 型 FET などのスイッチだけで構成され、キャパシタ間の接続をスイッチで切り換えて電圧変換を行なうスイッチトキャパシタ (SC) 電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

携帯電話をはじめとしたモバイル機器端末の薄型化に伴い、その内部に組み込まれる電源装置も薄型化の要求がある。こうした薄型化の電源装置に対しては電源装置の IC 化が必要で、それが SC 電源装置の需要増加の原因となっている。

【0003】

一方、モバイル情報通信機器や車載電子機器などの電子装置では、その内部に組み込まれる電源装置の低雑音化も要求される。磁性部品を有する現状の電源装置は、その磁性部品に電流が流れることで磁束が発生し、放射する磁界はシールドしても簡単には除去できない。一方、電界はシールドにより簡単に除去できることから、電源装置のシステムオンチップには無磁束化が不可欠で、磁束が発生しない電源装置の必要性から、SC 電源装置の用途が広がっている。このような SC 電源装置は、例えば特許文献 1、非特許文献 1、非特許文献 2 などに開示されている。

【0004】

コイルレスを実現する SC 電源装置の原理を説明すると、SC 電源装置 100 は図 8 に示すように、複数すなわち n 個のキャパシタ C_1, C_2, \dots, C_n と、MOS 型 FET などの複数すなわち n_s 個のスイッチ S_1, S_2, \dots, S_{n_s} だけで構成され、入力端子 101, 102 に印加される直流 (DC) または交流 (AC) の入力電圧を、各スイッチ S_1, S_2, S_n のスイッチングにより別な直流または交流の出力電圧に変換して、出力端子 111, 112 に出力するものである。SC 電源装置 100 は、内部にトランスやコイルなどの磁性部品を用いておらず、装置自体を IC 化することが可能で、小型、軽量、低雑音、高効率という特徴を有している。

【0005】

上記 SC 電源装置 100 は、これまでに各種方式による動作原理が提案されている。例えば非特許文献 1 では、スイッチ e_1, \dots, e_n , スイッチ o_0, \dots, o_n のオンオフ切換えにより、キャパシタ C_1, C_2, \dots, C_n を直列接続にして充電し、その後並列接続に切換え放電を行なうことで、入力電圧よりも低い出力電圧に変換して出力する DC - DC コンバータに応用した SC 電源装置 100 が提案されている。

10

20

30

40

50

【0006】

図9は、その具体的な回路構成と、スイッチの動作タイミングとを示している。同図において、ここでは n 個のキャパシタ $C_1, C_2, \dots, C_{n-1}, C_n$ の一端と他端に、それぞれスイッチ $S_{21}, S_{22}, \dots, S_{2n-1}, S_{2n}$ と、スイッチ $S_{31}, S_{32}, \dots, S_{3n-1}, S_{3n}$ を接続した直列回路を形成し、それぞれの直列回路を出力端子 $111, 112$ の両端間に接続する一方で、キャパシタ C_1, C_2, \dots, C_{n-1} の他端と、その隣に位置するキャパシタ $C_2, \dots, C_{1n-1}, C_n$ の一端との間に、それぞれスイッチ $S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1n-1}$ を接続し、さらに入力端子 101 とキャパシタ C_1 との間にスイッチ S_{1n} を接続し、入力端子 102 とキャパシタ C_n の他端との間にスイッチ S_{1n+1} を接続した充放電回路 113 を備えている。また、 C_0 は出力端子 $111, 112$ 間に接続する平滑用のキャパシタ、 R_L は負荷抵抗である。したがって、図9のSC電源装置 100 は、 $n+1$ 個のキャパシタ C と、 $3n+1$ 個のスイッチ S の素子数で構成される。

10

【0007】

当該回路構成において、図示しない制御回路からは、スイッチ $S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1n-1}, S_{1n}, S_{1n+1}$ をオンにするクロック(図中の「1」と、スイッチ $S_{21}, S_{22}, \dots, S_{2n-1}, S_{2n}$ およびスイッチ $S_{31}, S_{32}, \dots, S_{3n-1}, S_{3n}$ をオンにするクロック(図中の「2」)が、互いに重なり合わないように所定のデッドタイム T を有しながら、一周期 T_c 毎に順に発生する。

20

【0008】

これにより、クロック「1」の出力中、スイッチ $S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1n-1}, S_{1n}, S_{1n+1}$ がオンすると、直列接続したキャパシタ $C_1, C_2, \dots, C_{n-1}, C_n$ に入力電圧 V_1 が印加され、各キャパシタ $C_1, C_2, \dots, C_{n-1}, C_n$ には V_1/n の電圧がそれぞれ充電される。次に、クロック「2」が出力されると、今度はスイッチ $S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1n-1}, S_{1n}, S_{1n+1}$ に代わり、スイッチ $S_{21}, S_{22}, \dots, S_{2n-1}, S_{2n}$ およびスイッチ $S_{31}, S_{32}, \dots, S_{3n-1}, S_{3n}$ がオンし、それぞれのキャパシタ $C_1, C_2, \dots, C_{n-1}, C_n$ に生じる V_1/n の電圧が、出力電圧 V_2 としてキャパシタ C_0 に発生し、出力端子 $111, 112$ を経由して負荷抵抗 R_L に供給される。出力電圧 V_2 は、次の周期 T_c で再びクロック「2」が出力されるまで、キャパシタ C_0 によりほぼ一定に保たれる。

30

【0009】

一方、SC電源装置 100 を、図9に示すようなDC-DCコンバータとしてではなく、AC-DCコンバータやDC-ACコンバータとして応用する考えも知られている。図10はその原理を概略的に示しているが、AC-DCコンバータに応用したSC電源装置 100 の場合、例えばAC $100V/60Hz$ の交流入力電圧 V_1 を、全波整流器 121 によって整流電圧 V_1' に変換し、その整流電圧 V_1' をSC電源装置 100 の入力端子 $101, 102$ に印加する。これをスイッチ S_1, S_2, \dots, S_{ns} のオンオフ切換えにより、キャパシタ C_1, C_2, \dots, C_n を並び換えて、複数個のキャパシタ C_1, C_2, \dots, C_n に電圧サンプルする。これにより個々のキャパシタ C_1, C_2, \dots, C_n の充電電圧 V_c を基本値として、整流電圧 V_1' に応じた電圧がSC電源装置 100 内で充電される。後は、キャパシタ C_1, C_2, \dots, C_n を別な接続に並び換えて順番に放電することにより、直流出力電圧 V_2 を生成することができる。

40

【0010】

また、DC-ACコンバータに応用したSC電源装置 100 の場合、入力端子 $111, 112$ に印加する直流入力電圧 V_1 でキャパシタ C_1, C_2, \dots, C_n を充電した後、スイッチ S_1, S_2, \dots, S_{ns} のオンオフ切換えにより、各キャパシタ C_1, C_2, \dots, C_n を別な接続に並び換えて、個々のキャパシタ C_1, C_2, \dots, C_n の充電電圧 V_c を段階波形状に放電し、これを出力電圧 V_2' として出力する。そして、この出力電圧 V_2' をフルブリッジ回路 122 により正負交互の交流波形に変換すれば、例えばAC $100V/60Hz$ の交流出力電圧 V_2 を生成することができる。

50

【0011】

図11は、そうしたDC-ACコンバータに応用したSC電源装置100の回路構成と、スイッチの動作タイミングとを示している。これは $n = 4$ として、キャパシタ C_1, C_2, C_3, C_4 の一端と他端に、それぞれスイッチ $S_{21}, S_{22}, S_{23}, S_{24}$ の他端と、スイッチ $S_{31}, S_{32}, S_{33}, S_{34}$ の一端を接続した直列回路を形成し、スイッチ $S_{21}, S_{22}, S_{23}, S_{24}$ の一端をスイッチ S_{16} の一端に共通して接続し、このスイッチの他端を出力端子111に接続し、スイッチ $S_{31}, S_{32}, S_{33}, S_{34}$ の他端を出力端子112に接続する一方で、キャパシタ C_1, C_2, C_3 の他端と、その隣に位置するキャパシタ C_2, C_3, C_4 の一端との間に、それぞれスイッチ S_{11}, S_{12}, S_{13} を接続し、さらに入力端子101とキャパシタ C_1 との間にスイッチ S_{14} を接続し、入力端子102とキャパシタ C_4 の他端との間にスイッチ S_{15} を接続した充放電回路113を備えている。

10

【0012】

また、充放電回路113の出力端子111, 112には、電圧調整用のレギュレータ143と、前記図10で示したフルブリッジ回路144が順に接続され、そのフルブリッジ回路144の出力端子が、SC電源装置100としての出力端子141, 142に接続される。フルブリッジ回路144は、4個のスイッチ p_1, p_2, n_1, n_2 をブリッジ接続して構成され、対をなすスイッチ p_1, p_2 と、スイッチ n_1, n_2 が交互にオンオフするように構成される。出力端子141, 142間には平滑用のキャパシタ C_o が接続され、この出力端子141, 142間から負荷抵抗 R_L に出力電圧 V_{out} が出力されるようになっている。したがって、図9のSC電源装置100は、充放電回路113に着目すると、 n 個のキャパシタ C と、 $3n + 2$ 個のスイッチ S の素子数で構成される。

20

【0013】

当該回路構成において、図示しない制御回路からは、スイッチ $S_{11} \sim S_{15}$ をオンにするクロック ϕ_1 と、スイッチ $S_{21} \sim S_{24}$ およびスイッチ $S_{31} \sim S_{34}$ をオンにするクロック ϕ_2 と、スイッチ S_{16}, S_{34} をオンする他に、スイッチ $S_{21} \sim S_{24}$ とスイッチ $S_{11} \sim S_{13}$ の幾つかを選択的にオンにするクロック ϕ_0 が、一周期 T_c 毎に順に発生する。

【0014】

これにより、クロック ϕ_1 が出力して、スイッチ $S_{11} \sim S_{15}$ が何れもオンすると、直列接続したキャパシタ C_1, C_2, C_3, C_4 に直流電源145の入力電圧 V_1 が印加され、各キャパシタ C_1, C_2, C_3, C_4 には $V_1 / 4$ の電圧がそれぞれ充電される。次に、クロック ϕ_2 が出力されると、各キャパシタ C_1, C_2, C_3, C_4 は並列接続された状態になり、それぞれの充電電圧が $V_1 / 4$ に保たれる。その後に出されるクロック ϕ_0 で、スイッチ S_{16}, S_{34} をオンする他に、スイッチ S_{24} がオンすると、キャパシタ C_4 の充電電圧 $V_1 / 4$ がレギュレータ143を通してフルブリッジ回路144に出力される。

30

【0015】

次の周期 T_c では、制御回路から同様のクロック ϕ_1, ϕ_2 が充放電回路113に与えられるが、その後のクロック ϕ_0 では、スイッチ S_{16}, S_{34} をオンする他に、スイッチ S_{23}, S_{13} がオンし、直列接続されたキャパシタ C_3, C_4 からの加算した充電電圧 $(V_1 / 4) \times 2$ が、レギュレータ143を通してフルブリッジ回路144に出力される。

40

【0016】

次の周期 T_c では、制御回路から同様のクロック ϕ_1, ϕ_2 が充放電回路113に与えられるが、その後のクロック ϕ_0 では、スイッチ S_{16}, S_{34} をオンする他に、スイッチ S_{22}, S_{12}, S_{13} がオンし、直列接続されたキャパシタ C_2, C_3, C_4 からの加算した充電電圧 $(V_1 / 4) \times 3$ が、レギュレータ143を通してフルブリッジ回路144に出力される。

【0017】

50

次の周期 T_c では、制御回路から同様のクロック 1, 2 が充放電回路 113 に与えられるが、その後のクロック 0 では、スイッチ S_{16} , S_{34} をオンする他に、スイッチ S_{21} , S_{11} , S_{12} , S_{13} がオンし、直列接続されたキャパシタ C_1 , C_2 , C_3 , C_4 からの加算した充電電圧 $(V_1/4) \times 4$ が、レギュレータ 143 を通してフルブリッジ回路 144 に出力される。

【0018】

以下、各周期 T において、上述したのと逆の動作を辿ることで、充放電回路 113 からの出力電圧を段階的に繰り返し増減させることができる。この場合、充放電回路 113 は n 通りの出力電圧 V_2 を生成できる。充放電回路 113 からの出力電圧 V_2 をフルブリッジ回路 144 により正負交互の交流波形に変換し、これをキャパシタ C_o で平滑すれば、出力端子 111, 112 から負荷抵抗 R_L に交流の出力電圧 V_{out} を供給できる。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0019】

【特許文献1】特開平10-117474号公報

【非特許文献】

【0020】

【非特許文献1】上野 文男, 井上 高宏, 大田 一郎, 鶴田 太, 「理想スイッチトキャパシタ電源の基本特性解析」、電子通信学会論文誌、vol.J67-C no.4、pp.424-425、1984年4月

20

【非特許文献2】原 憲昭, 大田 一郎, 上野 文男, 井上 高宏, 「突入電流ならびにリップルを軽減できるリング形昇圧スイッチトキャパシタDC-DCコンバータ」、電子情報通信学会論文誌、vol.J82-C-II no.2、pp.56-68、1999年2月

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0021】

上記図9や図11に示すSC電源装置100では、入力電圧 V_1 に対して n 分の1に降圧した出力電圧 V_2 を得ることができるが、出力電圧 V_2 の降圧比をそれ以上に増やすには、キャパシタ C やスイッチ S を追加しなければならず、従来よりも少ない素子数で大きな昇降圧比が得られるSC電源装置100が求められていた。

30

【0022】

また現状では、SC電源装置100から n 通りの出力電圧 V_2 を出力できるものの、図11に示すようなDC-ACコンバータにおいて、充放電回路113からの出力電圧 V_2 のステップ数がさらに多くなれば、コンバータとして最終的に得られる出力電圧 V_{out} がより正弦波に近似し、レギュレータ143の損失が少なくなると、SC電源装置100としての高効率化を達成できるし、ADコンバータやDAコンバータへの応用を考えた場合にも、同様に高効率化を達成できる。したがって、そのような出力電圧 V_2 のステップ数が多いSC電源装置100も求められていた。

【0023】

本発明は上記課題に鑑みなされたもので、従来に比べて少ない素子数で大きな昇降圧比を得ることができ、またより多くのステップ数の出力電圧を得ることができるスイッチトキャパシタ電源装置を提供することを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0024】

本発明のスイッチトキャパシタ電源装置は、上記目的を達成するために、複数個のキャパシタと複数個のスイッチだけで構成され、前記個々のキャパシタ間の接続を前記個々のスイッチで切り換えて、入力電圧を別な出力電圧に変換するスイッチトキャパシタ電源装置において、前記個々のスイッチのオンオフを切り換えることにより、前記入力電圧に2の累乗若しくは2の累乗分の1を掛け合わせた電圧で、前記個々のキャパシタを異なる電圧値に充電し、当該個々のキャパシタの充電電圧を単独に若しくは幾つかを加算して、前

50

記出力電圧を生成する充放電回路を備えて構成される。

【0025】

この場合、前記出力電圧が段階的に増減を繰り返すように前記充放電回路を構成し、前記出力電圧を交流に変換するDC-AC変換器を備えるのが好ましい。

【0026】

また、交流電圧を直流の前記入力電圧に変換するAC-DC変換器を備えるのが好ましい。

【発明の効果】

【0027】

上記スイッチトキャパシタ電源装置では、従来に比べて少ない素子数で大きな昇降圧比を得ることができ、またより多くのステップ数の出力電圧を得ることができる。

10

【図面の簡単な説明】

【0028】

【図1】本発明の好ましい一実施形態を示す $2^n - 1$ 倍昇圧形のSC電源装置の回路構成と、スイッチの動作タイミングを示す図である。

【図2】同上、別な昇降圧形のSC電源装置の回路構成を示す図である。

【図3】同上、DC-ACコンバータに応用したデジタル選択方式によるSC電源装置の回路構成と、スイッチの動作タイミングを示す図である。

【図4】同上、DC-DCコンバータに応用したデジタル選択方式によるSC電源装置の回路構成と、スイッチの動作タイミングを示す図である。

20

【図5】同上、従来の回路方式との比較を示す図である。

【図6】同上、従来の回路方式との比較において、キャパシタ数を変化したときに得られる出力電圧のステップ数を示すグラフである。

【図7】同上、従来の回路方式との比較において、キャパシタ数を変化したときに得られる必要なスイッチ数を示すグラフである。

【図8】SC電源装置の原理を説明する図である。

【図9】従来例におけるDC-DCコンバータに応用したSC電源装置の回路構成と、スイッチの動作タイミングを示す図である。

【図10】AC-DCコンバータやDC-ACコンバータに応用したSC電源装置の原理を説明する図である。

30

【図11】従来例におけるDC-ACコンバータに応用したSC電源装置の回路構成と、スイッチの動作タイミングを示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0029】

以下、本発明の好ましい実施形態について、添付図面を参照しながら詳細に説明する。なお、従来例で示したものと同一部分には同一符号を付し、その共通する箇所の説明は重複を避けるため極力省略する。

【0030】

図1は、本実施例における $2^n - 1$ 倍昇圧形のSC電源装置200の回路構成と、スイッチの動作タイミングとを示している。SC電源装置200は従来例と同様に、直流電源145からの入力電圧V1が印加される入力端子101, 102と、出力電圧V2を負荷抵抗RLに接続する出力端子111, 112とを備えており、磁性部品を有しない複数個のキャパシタCと複数個のスイッチSだけで構成される。

40

【0031】

本実施例では、キャパシタCとしてn個のキャパシタC1, C2, C3, ... Cn-1, Cnを備え、またスイッチSとして、第1スイッチ群に相当するn-1個のスイッチS12, S13, ... S1nと、第2スイッチ群に相当するn個のスイッチS21, S22, S23, ... S2nと、第3スイッチ群に相当するn-1個のスイッチS31, S32, S33, ... S3n-1とを備えている。すなわち、ここでの素子数はキャパシタCがn個であり、スイッチSが3n-2個となる。

50

【0032】

各素子は以下のように接続される。一方の入力端子101と一方の出力端子111との間の線路161に、 n 個のスイッチ S_{21} , S_{22} , S_{23} , ... S_{2n} が各々挿入接続される。また、隣り合うスイッチ S_{21} の他端およびスイッチ S_{22} の一端, スイッチ S_{22} の他端およびスイッチ S_{23} の一端, ... スイッチ S_{2n-1} (図示せず)の他端およびスイッチ S_{2n} の一端の各接続点と、他方の入力端子102と他方の出力端子112との間を接続する線路162との間に、キャパシタ C_1 およびスイッチ S_{31} の直列回路, キャパシタ C_2 およびスイッチ S_{32} の直列回路, キャパシタ C_3 およびスイッチ S_{33} の直列回路, ... キャパシタ C_{n-1} およびスイッチ S_{3n-1} の直列回路がそれぞれ接続される。そして、キャパシタ C_1 およびスイッチ S_{31} の接続点とスイッチ S_{21} の一端, キャパシタ C_2 およびスイッチ S_{32} の接続点とスイッチ S_{22} の一端, キャパシタ C_3 およびスイッチ S_{33} の接続点とスイッチ S_{23} の一端, ... キャパシタ C_{n-1} およびスイッチ S_{3n-1} の接続点とスイッチ S_{2n-1} の一端に、スイッチ S_{12} , S_{13} , ... S_{1n} をそれぞれ接続して、キャパシタ C_1 , C_2 , C_3 , ... C_{n-1} に関する充放電回路213を構成する。キャパシタ C_n は平滑用に設けられたもので、これは出力端子111, 112間に接続される。

10

【0033】

当該回路構成において、図示しない制御回路からは n 個のクロック、すなわちスイッチ S_{21} , S_{31} をオンにするクロック (図中の「1」) と、スイッチ S_{12} , S_{22} , S_{32} をオンにするクロック (図中の「2」) と、スイッチ S_{12} , S_{13} , S_{23} , S_{33} をオンにするクロック (図中の「3」) と、スイッチ S_{12} , S_{13} , S_{14} , S_{24} (図示せず), S_{34} (図示せず) をオンにするクロック (図中の「4」) と、... スイッチ S_{12} , S_{13} , S_{14} , ... S_{1n-1} (図示せず), S_{2n-1} (図示せず), S_{3n-1} をオンにするクロック (図中の「 $n-1$ 」) と、スイッチ S_{12} , S_{13} , S_{14} , ... S_{1n} , S_{2n} をオンにするクロック (図中の「 n 」) が、互いに重なり合わないように所定のデッドタイムを有しながら、一周期 T_c 毎に順に発生する。

20

【0034】

次に上記構成について、その動作を説明する。クロック「1」が出力して、スイッチ S_{21} , S_{31} がオンすると、キャパシタ C_1 に直流電源145の入力電圧 V_1 が印加され、キャパシタ C_1 には V_1 の電圧が充電される。次に、クロック「2」が出力され、スイッチ S_{12} , S_{22} , S_{32} がオンすると、直流電源145およびキャパシタ C_1 の直列回路がキャパシタ C_2 の両端間に接続した状態となり、キャパシタ C_2 には $2V_1$ の電圧が充電される。

30

【0035】

以後、クロック「3」が出力され、スイッチ S_{12} , S_{13} , S_{23} , S_{33} がオンすると、直流電源145, キャパシタ C_1 , およびキャパシタ C_2 の直列回路がキャパシタ C_3 の両端間に接続した状態となり、キャパシタ C_3 には $4V_1$ の電圧が充電される。この動作をクロック「 $n-1$ 」が出力されるまで順に繰り返せば、キャパシタ C_{n-1} には $2^{n-2}V_1$ の電圧が充電されることになる。そして最後に、クロック「 n 」が出力されると、直流電源145とキャパシタ C_1 , C_2 , C_3 , ... C_{n-1} との直列回路が、キャパシタ C_n ひいては出力端子111, 112の両端間に接続した状態となり、負荷抵抗 R_L に昇圧した $V_2 = 2^{n-1}V_1$ の出力電圧を供給することができる。

40

【0036】

図1に示すSC電源装置200の特徴は、既存のSC電源装置100に比べて大きな昇圧比を得られる、ということにある。 n 個のキャパシタ C が組み込まれているときに、SC電源装置200からの出力電圧 V_2 を入力電圧 V_1 の n 倍ではなく、入力電圧 V_1 の 2^{n-1} 倍に昇圧させることができる。これは、スイッチ S のオンオフを切り換えることにより、直流電源145からの入力電圧 V_1 で第1のキャパシタ C_1 を充電し、この直流電源145とキャパシタ C_1 との直列回路を第2のキャパシタ C_2 の両端間に接続して、第2のキャパシタ C_2 を充電し、直流電源145とキャパシタ C_1 , C_2 との直列回路を第

50

3のキャパシタC3の両端間に接続して、第3のキャパシタC3を充電し、以後、第n-1のキャパシタCn-1まで同様に繰り返して、直流電源145と充電された各キャパシタC1, C2, C3..., Cn-1との直列回路を出力端子111, 112の両端間に接続することで達成される。

【0037】

また別な特徴として、個々のキャパシタC1, C2, C3, ... Cn-1には、同じ電圧値が充電されるのではなく、 $V_1, 2V_1, 4V_1, \dots, 2^{n-2}V_1$ のように、2の累乗に従う異なる電圧値が充電される。そのため、スイッチSを適宜選択すれば、入力電圧V1から入力電圧V1の 2^{n-1} 倍の範囲で、入力電圧V1の整数倍の出力電圧V2を生成できる。例えば、 $V_2 = 3V_1$ の出力電圧を負荷抵抗RLに供給するには、クロック「1」 「2」でキャパシタC1, C2をそれぞれ充電した後、キャパシタC1, C2の直列回路が出力端子111, 112の両端間に接続するように、スイッチS13と、スイッチS23, ... S2nと、スイッチS31をオンにするクロックを与えればよい。この動作を繰り返すことで、キャパシタCnにて出力電圧V2の平滑化が行なわれ、負荷抵抗RLに入力電圧V1の3倍の昇圧した出力電圧V2を供給できる。

10

【0038】

応用例として、入力電圧V1に対して 2^{n-1} 分の1に降圧させた出力電圧V2を得るには、図1に示す回路構成の入出力を入れ換えて考えればよい。これにより、 $V_2 = V_1 / 2^{n-1}$ の出力電圧を負荷抵抗RLに供給できるようになる。

【0039】

20

図2は、少ないキャパシタ数で多出力が得られる昇降圧形のSC電源装置200の回路構成を示している。これは $n = 4$ として、キャパシタC1, C2, C3, C4と、スイッチS11, S12, S13, S14と、スイッチS21, S22, S23, S24と、スイッチS31, S32, S33と、スイッチS41と、スイッチS51, S52, S53, S54, S55, S56とにより構成される。

【0040】

各素子は以下のように接続される。線路161には、スイッチS21, S22, S23, S24, S55が各々挿入接続され、線路162には、スイッチS41, S56がそれぞれ接続される。また、隣り合うスイッチS21の他端およびスイッチS22の一端、スイッチS22の他端およびスイッチS23の一端、スイッチS23の他端およびスイッチS24の一端の各接続点と、入力端子102からスイッチS41の一端に至る線路162との間には、キャパシタC1およびスイッチS31の直列回路、キャパシタC2およびスイッチS32の直列回路、キャパシタC3およびスイッチS33の直列回路がそれぞれ接続される。スイッチS24の他端およびスイッチS55の一端の接続点と、スイッチS41の他端とスイッチS56の一端の接続点との間には、キャパシタC4が接続される。さらにここでは、入力端子101とキャパシタC1, C2, C3の一端に、スイッチS51, S52, S53, S54の一端が接続され、これらのスイッチS51, S52, S53, S54の他端に出力端子111を接続して、キャパシタC1, C2, C3, C4に関する充放電回路213を構成する。

30

【0041】

40

なお、ここでは例として、直流電源145の入力電圧V1を8Vとする。

【0042】

当該構成において、キャパシタC1, C2, C3, C4の充電動作は次のように行なわれる。先ず過渡状態でスイッチS12, S13, S14, S21, S41をオンにして、直流電源145に対し全てのキャパシタC1, C2, C3, C4を直列に接続し、キャパシタC1, C2, C3, C4に2Vの電圧を充電する。その後、キャパシタC1, C2, C3を放電して、スイッチS24, S33, S41をオンにし、キャパシタC3, C4を並列に接続して、これらのキャパシタC3, C4の両端間電圧を1Vにする。次に、スイッチS14, S23, S32, S41をオンにし、直列接続したキャパシタC3, C4の両端にキャパシタC2を接続して、キャパシタC2の両端間電圧を2Vにする。以下、ス

50

スイッチ S_{13} , S_{14} , S_{22} , S_{31} , S_{41} をオンにし、直列接続したキャパシタ C_2 , C_3 , C_4 の両端にキャパシタ C_1 を接続して、キャパシタ C_1 の両端間電圧を $4V$ にするが、これは勿論、 n 個のキャパシタ $C_n, \dots, C_3, C_2, C_1$ に対しても同じように行なうことができる。そして最後に、スイッチ S_{12} , S_{13} , S_{14} , S_{21} , S_{41} をオンにし、直列接続したキャパシタ C_1, C_2, C_3, C_4 の両端に直流電源 145 を接続することで、各キャパシタ C_1, C_2, C_3, C_4 の両端間電圧が $4V, 2V, 1V, 1V$ に保たれる。

【0043】

このときの入力電圧 V_1 とキャパシタ C_1, C_2, C_3, C_4 の電圧比は、 $8:4:2:1:1$ となる。また、 n 番目のキャパシタ C_n の電圧 V_{cn} は、 $V_{cn} = V_1 / 2^n$ となる。

10

【0044】

次に、放電時の動作を説明する。出力電圧 V_2 を $1V$ とするには、スイッチ S_{55}, S_{56} をオンにし、キャパシタ C_4 を出力端子 $111, 112$ に接続する。出力電圧 V_2 を $2V$ とするには、スイッチ S_{14}, S_{54}, S_{56} をオンにし、キャパシタ C_3, C_4 の直列回路を出力端子 $111, 112$ に接続する。出力電圧 V_2 を $3V$ とするには、スイッチ $S_{13}, S_{24}, S_{53}, S_{56}$ をオンにし、キャパシタ C_2, C_4 の直列回路を出力端子 $111, 112$ に接続する。出力電圧 V_2 を $4V$ とするには、スイッチ $S_{31}, S_{41}, S_{52}, S_{56}$ をオンにし、キャパシタ C_1 を出力端子 $111, 112$ に接続する。以下、スイッチ S のオンオフを適宜切り換えることで、出力電圧 V_2 を $1V$ のステップで $16V$ にまで切り換えることができる。例えば、出力電圧 V_2 を $16V$ とするには、スイッチ $S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14}, S_{51}, S_{56}$ をオンにし、直流電源 145 とキャパシタ C_1, C_2, C_3, C_4 を出力端子 $111, 112$ に接続すればよい。

20

【0045】

図2に示すSC電源装置200の特徴は、4個のキャパシタ C_1, C_2, C_3, C_4 で、入力電圧 V_1 よりも低い電圧 ($1V$) から、入力電圧 V_1 よりも高い電圧 ($16V$) まで、 $2^4 = 16$ ステップの出力電圧 V_2 が得られる、ということにある。したがって、 n 個のキャパシタ $C_1, C_2, C_3, \dots, C_n$ では、 2^n ステップの出力電圧 V_2 を得ることができ、いわゆるデジタル選択方式の新たなSC電源装置200を提供できる。

【0046】

また、ここでのSC電源装置200は、既存のSC電源装置100に比べて大きな降圧比を得ることができる。 n 個のキャパシタ $C_1, C_2, C_3, \dots, C_n$ が組み込まれているときに、SC電源装置200からの出力電圧 V_2 を入力電圧 V_1 の $1/n$ 倍ではなく、入力電圧 V_1 の $1/2^{n-1}$ 倍に降圧させることができる。

30

【0047】

このような特徴は、スイッチ S の切り換えによって、個々のキャパシタ $C_1, C_2, C_3, \dots, C_{n-1}$ に、 $V_1 / 2^n$ となる2の累乗に従う異なる電圧値を充電することで達成される。

【0048】

図3は、図2で提案したデジタル選択方式のSC電源装置200をDC-ACコンバータに応用した例を示している。ここでは、従来の図11に示す充放電回路113の代わりに、図2で示した充放電回路213が組み込まれている。但し、図2ではスイッチ S_{41} の位置が異なり、スイッチ S_{41} の一端に入力端子 102 が接続され、スイッチ S_{41} の他端にスイッチ S_{31} の他端が接続される。

40

【0049】

当該構成において、図示しない制御回路からクロック「1」が出力されると、スイッチ S_{24}, S_{33} をオンにし、キャパシタ C_3, C_4 を並列に接続して、これらのキャパシタ C_3, C_4 の両端間電圧を $V_1 / 8$ にする。次に、クロック「2」が出力されると、スイッチ S_{14}, S_{23}, S_{32} をオンにし、直列接続したキャパシタ C_3, C_4 の両端にキャパシタ C_2 を接続して、キャパシタ C_2 の両端間電圧を $V_1 / 4$ にする。次に、

50

クロック「 3 」が出力されると、スイッチ S_{13} , S_{14} , S_{22} , S_{31} をオンにし、直列接続したキャパシタ C_2 , C_3 , C_4 の両端にキャパシタ C_1 を接続して、キャパシタ C_1 の両端間電圧を $V_1/2$ にする。次に、クロック「 4 」が出力されると、スイッチ S_{12} , S_{13} , S_{14} , S_{21} , S_{41} をオンにし、直列接続したキャパシタ C_1 , C_2 , C_3 , C_4 の両端に直流電源 145 を接続することで、各キャパシタ C_1 , C_2 , C_3 , C_4 の両端間電圧を $V_1/2$, $V_1/4$, $V_1/8$, $V_1/8$ に保つ。

【 0050 】

以上の充電動作の後、制御回路はクロック「 0 」を出力して、スイッチ S_{12} , S_{13} , S_{14} , S_{21} , S_{22} , S_{23} , S_{24} , S_{31} , S_{32} , S_{33} , S_{51} , S_{52} , S_{53} , S_{54} , S_{55} , S_{56} のいずれかを選択的にオンにして、キャパシタ C_1 , C_2 , C_3 , C_4 のいずれかを放電させ、 $V_1/8 \sim 2V_1$ の範囲の出力電圧 V_2 を出力する。そして、上記充放電の動作を繰り返し行なうことで、図 3 に示すような段階的に増減を繰り返す出力電圧 V_2 をレギュレータ 143 に供給することができる。レギュレータ 143 で調整された出力電圧 V_2 は、フルブリッジ回路 144 により正負交互の交流波形に変換され、これをキャパシタ C_0 で平滑することで、出力端子 141 , 142 から負荷抵抗 R_L に交流の出力電圧 V_{out} を供給できる。

10

【 0051 】

この場合、充放電回路 213 は 2^n 通りの出力電圧 V_2 を段階的に生成できるので、従来の SC 電源装置 100 よりも出力電圧 V_{out} が正弦波状に近似し、レギュレータ 143 の損失が少なくなつて高効率化を達成できる。

20

【 0052 】

また、図 3 に示す回路構成において、交流電源からの入力電圧を直流電圧に変換する全波整流器などの $AC-DC$ 変換器を、入力端子 101 , 102 の前段に接続すれば、 SC 電源装置 200 を $AC-AC$ コンバータに応用することができる。さらに、そうした構成の $AC-AC$ コンバータから、 $DC-AC$ 変換器であるレギュレータ 143 とフルブリッジ回路 144 を省略して、出力電圧 V_2 を直接負荷抵抗 R_L に供給すれば、 SC 電源装置 200 を $AC-DC$ コンバータに応用することができる。

【 0053 】

図 4 は、別な変形例によるデジタル選択方式の SC 電源装置 200 であつて、 $DC-DC$ コンバータに応用した例を示している。同図において、ここでは図 3 に示した充放電回路 213 の他に、外部から直流入力電圧 V_{in} が印加される入力端子 171 , 172 と、入力側のキャパシタ C_0 と、スイッチ S_{61} , S_{62} , ... S_{66} が付加される。

30

【 0054 】

より具体的には、一方の入力端子 171 にはスイッチ S_{65} の一端が接続され、そのスイッチ S_{65} の他端が入力端子 101 とキャパシタ C_0 の一端に接続される。同じように、他方の入力端子 172 にはスイッチ S_{66} の一端が接続され、そのスイッチ S_{66} の他端が入力端子 102 とキャパシタ C_0 の他端に接続される。また、入力端子 101 とキャパシタ C_1 , C_2 , C_3 の一端に、スイッチ S_{61} , S_{62} , S_{63} , S_{64} の一端が接続され、これらのスイッチ S_{61} , S_{62} , S_{63} , S_{64} の他端に入力端子 171 を接続して、キャパシタ C_0 , C_1 , C_2 , C_3 , C_4 に関する充放電回路 213 を構成する。

40

【 0055 】

図 4 に示す SC 電源装置 200 では、図 3 の回路例で説明した各クロック「 1 」 , 「 2 」 , 「 3 」 , 「 4 」 , 「 0 」 が出力されたときの動作に加えて、クロック「 4 」とクロック「 0 」との間に、クロック「 i 」の動作が加わる。各キャパシタ C_1 , C_2 , C_3 , C_4 の両端間電圧が $V_1/2$, $V_1/4$, $V_1/8$, $V_1/8$ にそれぞれ保たれた後、当該クロック「 i 」が出力されると、スイッチ S_{12} , S_{13} , S_{14} , S_{21} , S_{22} , S_{23} , S_{24} , S_{31} , S_{32} , S_{33} , S_{41} , S_{61} , S_{62} , S_{63} , S_{64} , S_{65} , S_{66} のいずれかを選択的にオンにして、 $V_1/8 \sim V_1$ の範囲でキャパシタ C_0 を充電する。一方、この回路例では、スイッチ S_{65} , S_{66} をオン

50

にすることで、入力端子 171, 172 からの入力電圧 V_{in} を、キャパシタ C_0 の両端間に印加することもできる。したがって、この回路例では、入力端子 101, 102 間の入力電圧 V_1 を、キャパシタ C_1, C_2, C_3, C_4 の充電電圧若しくは外部からの入力電圧 V_{in} の何れかで規定できる。なお、充放電回路 213 が $V_1/8 \sim 2V_1$ の範囲の出力電圧 V_2 を出力することは上述した通りであり、図 4 に示す SC 電源装置 200 を、昇降圧形の DC - DC コンバータとして動作させることができる。

【0056】

次に、従来 of 回路方式との比較を図 5 ~ 図 7 にそれぞれ示す。図 5 は、従来から知られている直並列切換方式（非特許文献 1）やリング方式（非特許文献 2）の SC 電源装置 100 と、本実施例で提案したデジタル選択方式の SC 電源装置 200 において、キャパシタ C の個数 n ($= 1, 2, 3, \dots, 10$) に対する出力のステップ段数 N_{step} と、出力電圧 $V_{out} = 100 V_{rms}$ としたときのステップ間の電圧差すなわち電圧キザミ V_{step} と、必要なスイッチ S の個数 n_s とをそれぞれ表で示している。また図 6 と図 7 は、キャパシタ C の個数 n を変化させたときのステップ段数 N_{step} と、スイッチ S の個数 n_s を、それぞれグラフで示している。これらの各図からも明らかのように、本実施例におけるデジタル選択方式の SC 電源装置 200 は、キャパシタ C の個数 n が多くなるに従って、出力のステップ段数 N_{step} が桁違いに増加することがわかる。

10

【0057】

以上のように本実施例では、複数個のキャパシタ C と複数個のスイッチ S だけで構成され、各キャパシタ C 間の接続を各スイッチ S で切り換えて、入力電圧 V_1 を別な出力電圧 V_2 に変換する SC 電源装置 200 において、各スイッチ S のオンオフを切り換えることにより、入力電圧 V_1 に 2 の累乗若しくは 2 の累乗分の 1 を掛け合わせた電圧で、個々のキャパシタ C を異なる電圧値に充電し、当該個々のキャパシタ C の充電電圧を単独に若しくは幾つかを加算して、前記出力電圧 V_2 を生成するように構成している。

20

【0058】

このようにすると、スイッチ S の切り換えによって、個々のキャパシタ C は同じ電圧値が充電されるのではなく、入力電圧 V_1 の $1, 2, 4, 8, \dots, 2^n$ 倍、若しくは $1, 1/2, 1/4, 1/8, \dots, 1/2^n$ 倍のそれぞれ異なる電圧値が充電される。したがって、そこからスイッチ S を別な状態に切り換えて、個々のキャパシタ C の充電電圧を単独に若しくは幾つかを加算した出力電圧 V_2 を生成すれば、従来に比べて少ない素子数で大きな昇降圧比を得ることができ、またより多くのステップ数の出力電圧 V_2 を得ることができる。

30

【0059】

また本実施例では、出力電圧 V_2 が段階的に増減を繰り返すように充放電回路 213 を構成し、出力電圧 V_2 を交流に変換する DC - AC 変換器を備えている。

【0060】

こうすることで、SC 電源装置 200 を DC - AC コンバータとして機能させることができる。

【0061】

また、交流電圧を直流の入力電圧 V_1 に変換する AC - DC 変換器を備えることで、SC 電源装置 200 を AC - DC コンバータとして機能させることができる。

40

【0062】

なお、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、本発明の要旨の範囲において種々の変形実施が可能である。実施例中の回路はあくまでも一例であって、同様の機能や動作を達成するものであれば、適宜改変して構わない。

【符号の説明】

【0063】

C キャパシタ

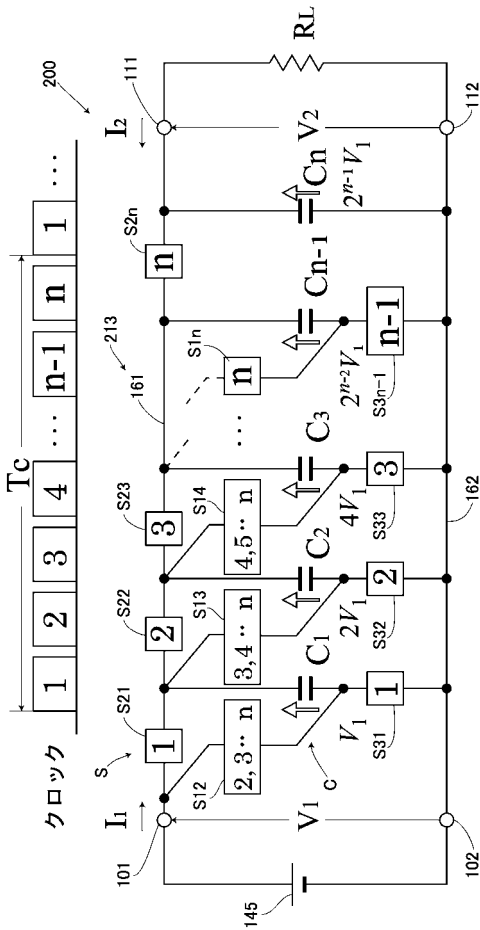
S スイッチ

200 SC 電源装置（スイッチトキャパシタ電源装置）

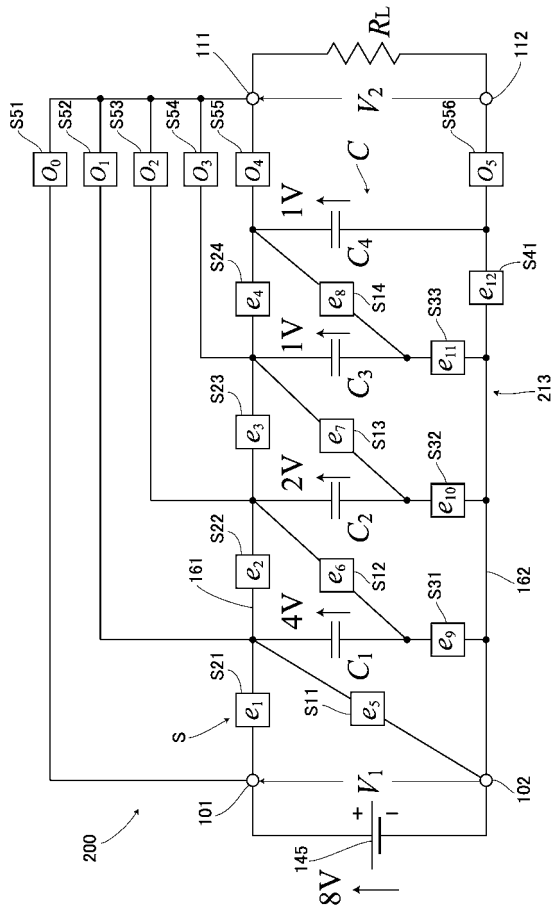
50

- 2 1 3 充放電回路
- 1 4 3 レギュレータ (電圧平滑回路)
- 1 4 4 フルブリッジ回路 (DC - AC 変換器)

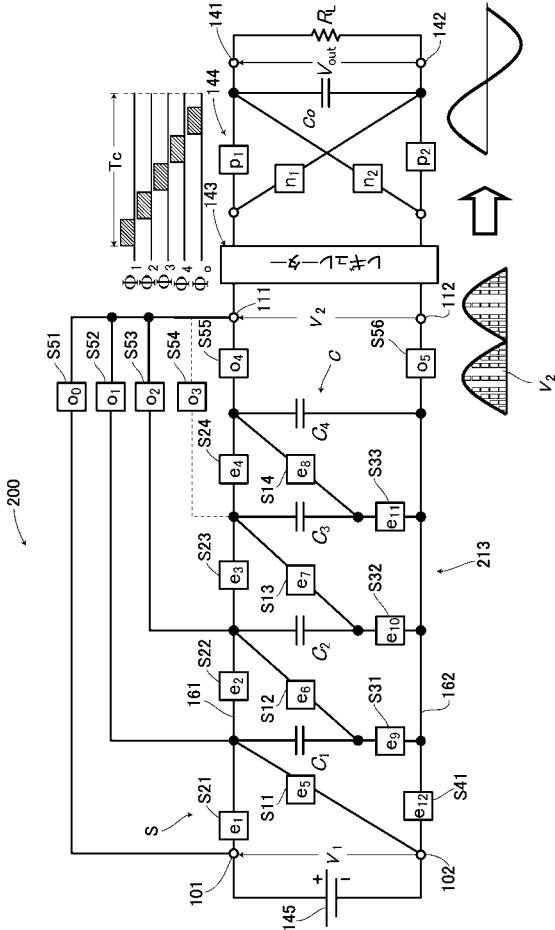
【 図 1 】



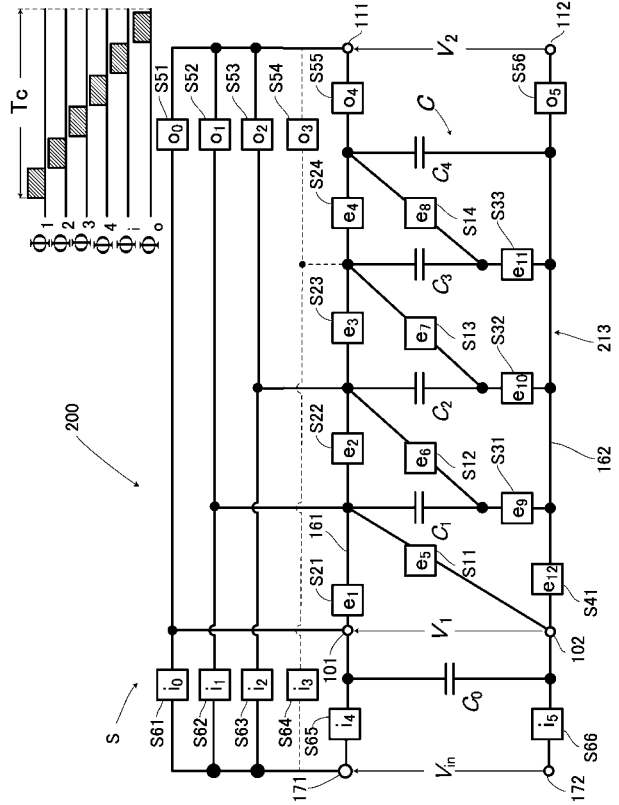
【 図 2 】



【図3】



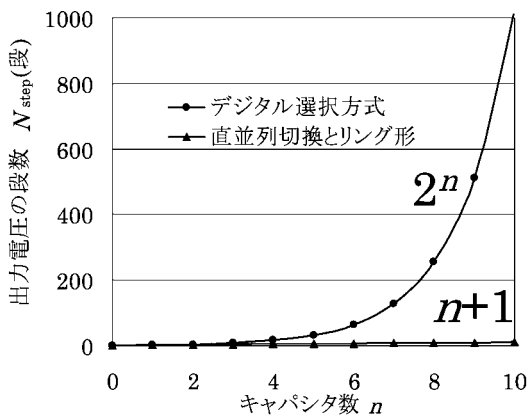
【図4】



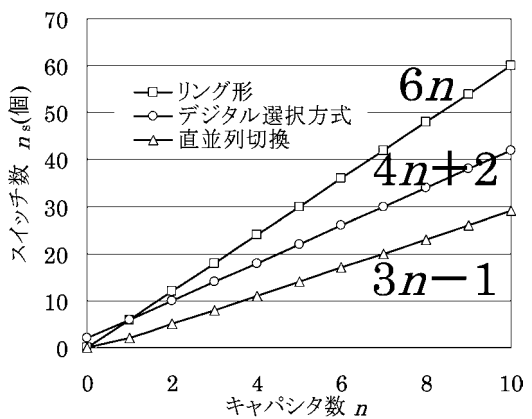
【図5】

キャパシタ数	出力のステップ段数 N_{step}		電圧キザミ ΔV_{step} ($V_{out}=100V_{rms}$)		必要なスイッチの個数 n_s		
	直並列切換とリング形	デジタル選択方式	直並列切換とリング形	デジタル選択方式	直並列切換	リング形	デジタル選択方式
n	$n+1$	2^n	$100\sqrt{2}/(n+1)$	$100\sqrt{2}/2^n$	$3n-1$	$6n$	$4n+2$
1	2	2	70.7	70.7	2	6	6
2	3	4	47.1	35.4	5	12	10
3	4	8	35.4	17.7	8	18	14
4	5	16	28.3	8.8	11	24	18
5	6	32	23.6	4.4	14	30	22
6	7	64	20.2	2.2	17	36	26
7	8	128	17.7	1.1	20	42	30
8	9	256	15.7	0.6	23	48	34
9	10	512	14.1	0.3	26	54	38
10	11	1024	12.9	0.1	29	60	42

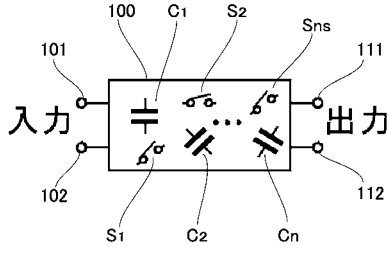
【図6】



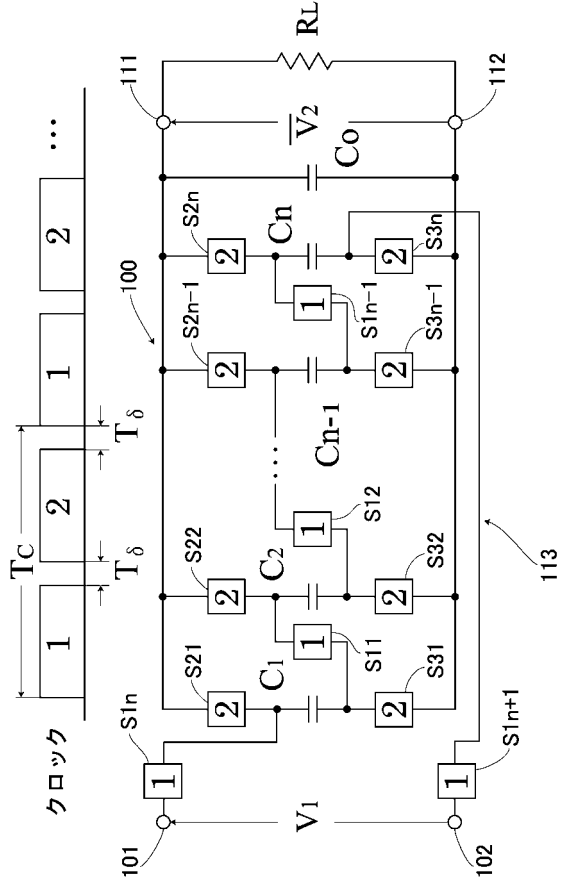
【図7】



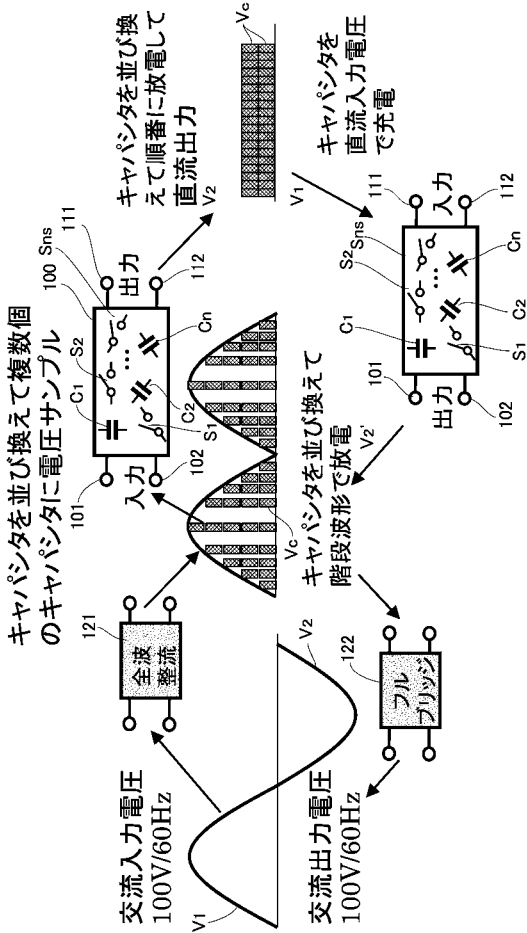
【図 8】



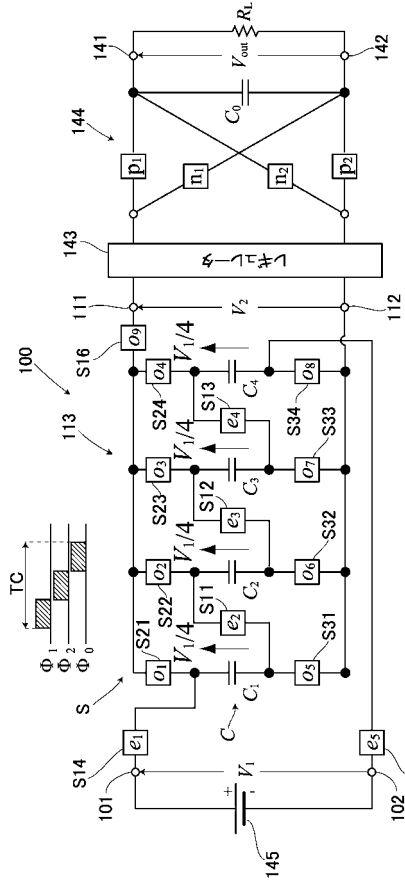
【図 9】



【図 10】



【図 11】



フロントページの続き

(72)発明者 寺田 晋也

熊本県合志市須屋 2 6 5 9 - 2 熊本電波工業高等専門学校 電子工学科内

Fターム(参考) 5H730 AA14 AS04 AS05 BB02 BB03 BB57 BB86 BB98 EE04 EE07

FG01