

(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2024-115670
(P2024-115670A)

(43)公開日

令和6年8月27日(2024. 8. 27)

(51)Int. Cl.

H02M 3/155 (2006.01)

F I

H02M 3/155

H

テーマコード(参考)

5H730

審査請求 未請求 請求項の数 8 OL (全 10 頁)

(21)出願番号 特願2023-21431(P2023-21431)

(22)出願日 令和5年2月15日(2023. 2. 15)

特許法第30条第2項適用申請有り 発行日: 令和4年8月29日 刊行物: IEICE Electronics Express, Vol. 19, No. 19, 1-5 (社団法人 電子情報通信学会) 発行日: 令和4年12月15日 刊行物: Sensors 2022, 22, 9893 (MDPI)

(71)出願人 597040902

学校法人東京工芸大学
東京都中野区本町2丁目9番5号

(74)代理人 110000855

弁理士法人浅村特許事務所

(72)発明者 崔 通

神奈川県厚木市飯山南5丁目45番1号
学校法人東京工芸大学内

Fターム(参考) 5H730 AA02 AA14 AS04 BB14 DD04
FG05 ZZ17

(54)【発明の名称】 高昇圧DC-DCコンバータ

(57)【要約】

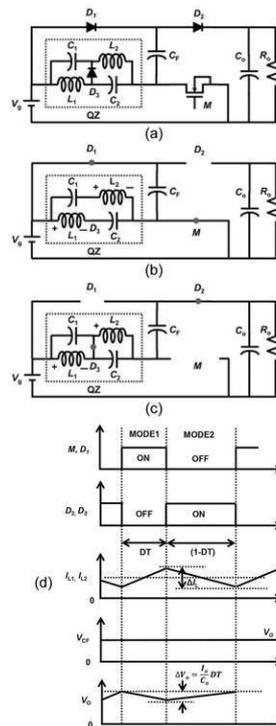
【課題】 高効率で制御が簡単な新規の電力変換回路を提供する。

【解決手段】

入力電源と、QZ回路と、フライングコンデンサと、スイッチング素子と、出力端子とを備えた、電力変換装置において、

前記スイッチング素子により、前記入力電源と、前記QZ回路と、前記フライングコンデンサとの接続関係を制御することにより、前記出力端子における開放電圧を制御できるように構成されたことを特徴とする、電力変換装置。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

入力電源と、Q Z回路と、フライングコンデンサと、スイッチング素子と、出力端子とを備えた、電力変換装置において、

前記スイッチング素子により、前記入力電源と、前記Q Z回路と、前記フライングコンデンサとの接続関係を制御することにより、前記出力端子における開放電圧を制御できるように構成されたことを特徴とする、電力変換装置。

【請求項 2】

前記スイッチング素子は、第1のモードと第2のモードを備え、

前記第1のモードでは、フライングコンデンサと出力回路とが開回路となると共に、入力電源とQ Z回路とフライングコンデンサとが共に並列になる閉回路を構成し、

前記第2のモードでは、入力電源からQ Z回路を介して、フライングコンデンサへの直列回路を介して、出力回路へ電力を供給する閉回路を構成することを特徴とする、請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記第2のモードにおいて、前記出力端子の開放電圧は、少なくとも入力電源の約2倍の電圧となることを特徴とする、請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記フライングコンデンサにかかる素子耐圧は、入力電源の電圧に等しいことを特徴とする、請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

前記スイッチング素子は、ロー・サイド・ドライバであることを特徴とする、請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記出力端子の電圧は、GND基準の電圧である、請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

前記第1のモードにおいて、デューティ・サイクル $D < 0.5$ となるように、前記スイッチング素子が制御されることを特徴とする、請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 8】

負荷容量が入力電圧側から切り離される期間が相対的に短くなるように制御される、請求項7に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、電力変換回路に関するものであり、特に、高昇圧が要求されるPV (Photovoltaic Cell: 太陽電池) やFC (Fuel Cell: 燃料電池) などで使用可能な高昇圧DC - DCコンバータに関するものである。

【背景技術】**【0002】**

PV (Photovoltaic: 太陽電池) やFC (Fuel Cell: 燃料電池) は、ACグリッドやDCグリッドに接続するために、Boostコンバータが必要である。しかし、従来の昇圧DC - DCコンバータは、昇圧比CR (Conversion Ratio) が $CR = 1 / (1 - D)$ であり、昇圧比を高くしようとすると、パルス幅が狭くなり制御困難となる。ここで、DはDuty Cycle (デューティ・サイクル) である。これまで、数々の高昇圧DC - DCコンバータが提案されている。代表的なものとして、カップルドインダクタタイプが提案されている (非特許文献2)。しかし、このカップルドインダクタタイプを用いた構成はインダクタリークが生じるという問題と、カップルドインダクタが通常の市販品で入手できないという問題がある。

【0003】

上述した問題について、近年、Z - sourcenetworkをDC - DCコンバー

10

20

30

40

タに適用する例が提案されている。しかし、出力電圧がGND基準でないなどの実用上の課題がある。IIT (Indian Institutes of Technology、インド工科大学)のM. Veeracharyaらは、QZ (Quasi-Z-source、準Zソース)回路を使用した高昇圧DC-DCコンバータを提案した(非特許文献1)。昇圧比 $CR = (2 - 2D) / (1 - 2D)$ であり、従来のDC-DCコンバータより昇圧比が高く、出力電圧もGND基準である。しかしながら、例えば、Zソースインバータは昇圧、インバータ動作の機能融合による小型化等の特長を持つが、DC-DCコンバータ内で使用するスイッチング素子の素子耐圧が大きくなるなどの技術的課題が残る。

【先行技術文献】

【非特許文献】

10

【0004】

【非特許文献1】M. Veeracharya, et al.: "Analysis and Design of Sixth Order QuasiZ-Source DC-DC Boost Converter," IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies and Systems (ICSETS) (2019).

【非特許文献2】Rong-Jong Wai, et al.: "High Step-Up Converter With Coupled-Inductor", IEEE Trans, Power Electron (2005).

20

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

本発明の一態様によると、上述したような技術的課題を解決できるような、高効率で制御が容易な新規の電力変換回路を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明の一態様によると、
入力電源と、QZ回路と、フライングコンデンサと、スイッチング素子と、出力端子とを備えた、電力変換装置において、
前記スイッチング素子により、前記入力電源と、前記QZ回路と、前記フライングコンデンサとの接続関係を制御することにより、前記出力端子における開放電圧を制御できるように構成されたことを特徴とする、電力変換回路を提供する。

30

【発明の効果】

【0007】

本発明の電力変換回路は、非特許文献1と比較すると、(1)出力電圧のリプルが小さい、(2)ハイ・サイド・ドライバが不要である、(3)素子耐圧が小さいなどの技術的効果がある。

【0008】

本発明の電力変換回路は、従来の電力変換回路(Boostコンバータ)と比べ、(1)昇圧比(CR)が高い、(2)デューティ・サイクル $D < 0.5$ で動作させるので制御が容易、(3)変換効率が良いなどの技術的効果もある。

40

【0009】

本発明の他の目的、特徴及び利点は添付図面に関する以下の本発明の実施例の記載から明らかになるであろう。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】図1は、(a)本実施例の電力変換回路の構成、(b)本実施例の電力変換回路の動作状態(第1のモード)、(c)本実施例の電力変換回路の別の動作状態(第2のモード)、(d)Mode1とMode2の各部波形のタイミングチャートを示す。

【図2】図2は、昇圧比CRの比較を示す。

50

【図3】図3は、非特許文献1と本実施例の電力変換回路のトポロジー比較例を示す。(a)非特許文献1の電力変換回路(b)非特許文献1の電力変換回路の動作状態(第1のモード)、(c)非特許文献1の電力変換回路の別の動作状態(第2のモード)、(d)本実施例の電力変換回路の構成、(e)本実施例の電力変換回路の動作状態(第1のモード)、(f)本実施例の電力変換回路の別の動作状態(第2のモード)を示す。

【図4】図4は、出力リップル電圧比較シミュレーション結果を示す。(a)非特許文献1の電力変換回路の出力リップル電圧を示し、(b)本実施例の電力変換回路の出力リップル電圧を示す。

【図5】図5は、昇圧比の実測値と理論値比較を示す。

【図6】図6は、ピーク効率を示す。

10

【図7】図7は、本実施例の電力変換回路を使用した応用例を示す。

【発明を実施するための形態】

【0011】

図1(a)に本実施例の電力変換回路を示す。図1(a)において、 V_g は入力電圧(入力電源)、 V_o は出力電圧(端子)、 R_o は負荷抵抗、 C_o は負荷容量、 C_F はフライングコンデンサ、 M はソース端子がGND(グランド)に接地されたNMOSトランジスタを示す。 $D_1 \sim D_3$ はダイオード、点線で囲んだ部分はQZ(Quasi-Z-source:準Zソース)回路である。また、本実施例のQZ回路は、QZコンデンサ $C_1 \sim C_2$ 、QZインダクタ $L_1 \sim L_2$ 、ダイオード D_3 から構成される。また、トランジスタ M は、ソース端子がGNDに接地されており、ドレイン端子には、電源が接続されていないので、ロー・サイド・ドライバと称してもよい。

20

【0012】

本実施例の電力変換回路は、トランジスタ M のON/OFF動作により、2つのモード(第1のモードと第2のモード)で動作する。トランジスタ M のON/OFF動作は、トランジスタ M のゲート端子に接続された制御回路(図示せず)から、例えば、図1(d)に示すような、所定のデューティ・サイクルのパルス波の電圧をゲートにかけることにより実現される。図1(d)のデューティ・サイクルにおいては、 $D = 0.9$ であるので、周期 T とすると、 $D * T$ でトランジスタ M がONになる。すなわち、第1のモードになる。一方で、 $(1 - D) * T$ でトランジスタ M がOFFになるので、第2のモードになる。

【0013】

図1(b)は、図1(a)の電力変換回路が、第1のモードで動作するときの等価回路を示す。ここで、黒丸はON状態を示している。第1のモードの動作では、トランジスタ M がONになる。そして、ダイオード D_1 がONになる。また、ダイオード D_2 、 D_3 の電圧は負になり、OFFになる。このモードの初期にはインダクタ電流が増加し、QZコンデンサ C_1 、 C_2 の電圧は減少する。

30

【0014】

第1のモードにおいては、入力電源とQZ回路とフライングコンデンサ C_F とが並列になる閉回路を構成する。また、フライングコンデンサと出力回路とが開回路となる。

【0015】

図1(c)は、図1(a)の電力変換回路が、第2のモードで動作するときの等価回路を示す。ここで、 D_2 と D_3 の黒丸はON状態を意味する。第2のモードの動作では、トランジスタ M がOFFになり、ダイオード D_2 、 D_3 がONになる。ダイオード D_1 電圧は負になり、OFFになる。

40

【0016】

第2のモードにおいては、QZ回路とフライングコンデンサ C_F が直列になり、出力端子に接続された負荷へ電力を供給する閉回路を構成する。また、出力端子の(開放)電圧 V_o は、少なくとも入力電圧 V_g の約2倍の電圧となる。

【0017】

図1(d)に、本実施例の電力変換回路のタイミングチャートを示す。第1のモードのとき図1(b)に示すように、トランジスタ M がDTの期間ONし、インダクタ電流 I_L

50

1、 I_{L2} が I_L 分増加する。また、このとき、 C_o の端子間電圧は、 V_o 分しか減少しない。第2のモードのとき図1(c)に示すように、トランジスタMが $(1-D)T$ の期間OFFし、インダクタ電流 I_{L1} 、 I_{L2} が I_L 分減少する。以下、これを繰り返す。

【0018】

電力変換回路の昇圧比 $CR (= V_o / V_g)$ は、次式となる。

昇圧比 $CR = (2 - 2D) / (1 - 2D)$

【0019】

このモードの等価回路を図1(c)に示す。このとき、 D_2 と D_3 はONとなる。このとき、ダイオード D_1 の電圧は負になり、OFFになる。

10

【0020】

キルヒホッフの電圧法則(第二法則)を用いて得られた電圧式は式(1)である。ここで、 V_{L1} は、図1の L_1 にかかる電圧、 V_{C2} は C_2 に係る電圧を示す。

【0021】

【数1】

$$V_g - V_{L1} + V_{C2} = 0 \quad (1)$$

【0022】

D_2 がONなので、 L_1 と C_1 の電圧の総和はゼロになり、式(2)が得られる。

20

【0023】

【数2】

$$V_{L1} = -V_{C1} \quad (2)$$

【0024】

モード2において、キルヒホッフの電圧法則を用いて得られた電圧式は以下の通りである。

30

【0025】

【数3】

$$V_g + V_{C1} + V_{C2} + V_{CF} = V_o \quad (3)$$

【0026】

ここで、インダクタ L_1 に対する電圧時間バランスを適用すると(4)式が得られる。

【0027】

【数4】

40

$$(V_{C2} + V_g)D - V_{C1}(1 - D) = 0 \quad (4)$$

【0028】

(4)式を V_{C1} について解くと、(5)式が得られる。

【0029】

【数 5】

$$V_{C1} = \frac{D(V_{C2} + V_g)}{1 - D} \quad (5)$$

【0030】

$V_{C1} = V_{C2}$ となるため、(5)式から(6)式が得られる。

【0031】

10

【数 6】

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{DV_g}{1 - 2D} \quad (6)$$

【0032】

(6)式を(3)式に代入すると、 $V_{CF} = V_g$ となり、 V_o / V_g は次のようになる。

20

【0033】

【数 7】

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{2 - 2D}{1 - 2D} \quad (7)$$

【0034】

本実施例の電力変換回路は、フライングコンデンサCFの素子耐圧の低減を実現する。

30

【0035】

従来のコンバータでは、図3(b)に示すように、フライングコンデンサCFの端子には V_o と V_g が印加されている。(7)式を用いると、フライングコンデンサCFの端子電圧は次のようになる。

【0036】

【数 8】

$$V_o - V_g = \frac{2 - 2D}{1 - 2D} V_g - V_g = \frac{1}{1 - 2D} V_g \quad (8)$$

【0037】

一方、本実施例の電力変換回路では、図3(f)に示すように、フライングコンデンサCFの端子には V_o と V_{QZ} が印加される。(6)式を用いると、CFの端子電圧は次のようになる。

【0038】

【数 9】

$$V_o - (V_g + V_{QZ}) = V_o - (V_g + V_{C1} + V_{C2})$$

$$= V_o - \left(V_g + \frac{2D}{1-2D} V_g \right) = V_o - \frac{1}{1-2D} V_g \quad (9)$$

【0039】

(7)式から(9)式は V_g になり、図3(e)からも明らかである。よって、本実施例の電力変換回路においては、フライングコンデンサ C_F の素子耐圧を緩和することができる。なお、他の素子(D1、D2、M、C1、C2)の素子耐圧は同じである。

【0040】

上述の検討に基づき、従来技術と本実施例との素子耐圧(電圧ストレス)の比較を表1に示す。

【0041】

【表1】

20

表 1. 電圧ストレス比較

Components	Conv.	Prop.
D_1, D_2	$V_o - V_g$	$V_o - V_g$
M	$\frac{1}{1-2D} V_g$	$\frac{1}{1-2D} V_g$
C_1, C_2	$\frac{D}{1-2D} V_g$	$\frac{D}{1-2D} V_g$
C_F	$\frac{1}{1-2D} V_g$	V_g

【0042】

表1を使用して、フライングコンデンサ C_F の素子耐圧の具体例を説明する。例えば、入力電圧 $V_g = 48V$ 、デューティ・サイクル $D = 0.4$ の場合、非特許文献1では、フライングコンデンサ C_F の耐圧が $240V (= 48 / (1 - 2 * 0.4))$ 以上必要である。一方、本願発明では、フライングコンデンサ C_F の耐圧が $48V$ でよいことがわかる。

40

【0043】

図2に昇圧比 CR の比較を示す。下側の線は、従来の昇圧回路を示し、上側の線は、非特許文献1と本実施例の電力変換回路を示す。

【0044】

本実施例の電力変換回路は、従来の昇圧DC/DCコンバータ(Basic Boost Converter、BBC)である電力変換回路に比べて、昇圧比 CR が大きい。また、デューティ・サイクル $D < 0.5$ で動作させるので、短いパルス幅が不要で制御しやすい。

50

【 0 0 4 5 】

例えば、図 2 によると、デューティ・サイクル $D = 0.4$ の場合、従来の電力変換回路では、昇圧比 CR が 1.67 倍であるが、本実施例の電力変換回路は、昇圧比 CR が 6.00 倍となることがわかる。

【 0 0 4 6 】

図 3 に非特許文献 1 と本実施例の電力変換回路のトポロジーの比較を示す。図 3 (a)、(b)、(c) が非特許文献 1 の電力変換回路であり、図 3 (d)、(e)、(f) が本実施例の電力変換回路の図である。ここで、 $S1 \sim S4$ はスイッチ、 L_o は負荷電流である。非特許文献 1 は電圧ダブラ (Voltage - Doubler) の $S4$ を QZ に置き換えた構成である。一方、本実施例の電力変換回路は $S3$ を QZ に置き換えた構成である。

10

【 0 0 4 7 】

以下 (1) ~ (3) では、本実施例の電力変換回路の利点を説明する。

【 0 0 4 8 】

(1) 非特許文献 1 の電力変換回路は、 $S3$ 用にハイ・サイド・ドライバが必要である。なぜなら、 Nch MOSFET のソース端子が GND でない (QZ の左側端子に接続される) からである。これに対し、本実施例の電力変換回路は、 $S4$ にはハイ・サイド・ドライバが不要である。なぜなら、 Nch MOSFET のソース端子が GND に接続されるからである。

20

【 0 0 4 9 】

(2) 非特許文献 1 は、負荷容量 C_o が入力電圧 V_g 側から切り離される期間が長い (図 2 (c))。これに対し、本実施例の電力変換回路は、負荷容量 C_o が入力電圧 V_g 側から切り離される期間が短い (図 2 (e))。よって、出力電圧リップルが減らせる。その結果、負荷容量 C_o の容量を小さくできる。具体的には、非特許文献 1 も本実施例の電力変換回路もデューティ・サイクル $D < 0.5$ で動作する。よって、例えば、デューティ・サイクル $D = 0.1$ とした場合、非特許文献 1 は、図 2 (b) : 0.4 ($= 0.5 - 0.1$) の期間と図 2 (b) : 0.5 の期間だけ負荷容量 C_o は I_o につながっている。負荷容量 C_o は I_o につながっている期間が長いと電圧降下が生じ、出力電圧 V_o が下がる。よって、リップルが増える。

30

【 0 0 5 0 】

ここで、図 4 は、出力リップル電圧比較シミュレーション結果を示す。(a) 非特許文献 1 の電力変換回路の出力リップル電圧を示し、(b) 本実施例の電力変換回路の出力リップル電圧を示す。(a) 非特許文献 1 の 9.33 V に対し、(b) 本実施例の電力変換回路は 2.02 V に抑えられている。

【 0 0 5 1 】

(3) フライングコンデンサ C_f にかかる電圧を小さくできる (表 1 参照)。すなわち、素子耐圧が小さくなり、より安価な部品で構成できる。

【 0 0 5 2 】

図 5 に昇圧比 CR を実測した結果を示す。横軸は、デューティ・サイクル D を示し、縦軸は、出力電圧 V_o を示す。パラメータとして、入力電圧 $V_g = 20$ V、 30 V、 40 V とし、 $D = 0.05 \sim 0.35$ の範囲で測定した。点線が理論値である。実測値は、理論値とほぼ一致している。ここで、出力電圧 V_o が小さいとき少し理論値より低めに出るのはダイオード $D1 \sim D3$ の電圧降下が原因である。

40

【 0 0 5 3 】

図 6 に現状のピーク効率の実測値である。横軸が出力電力であり、縦軸が効率を示す。本実施例の電力変換回路では、ピーク効率 94.9% が得られている。

【 0 0 5 4 】

以上説明したように、本実施例の電力変換回路は、非特許文献 1 の電力変換回路のようなハイ・サイド・ドライバが不要なので、それに伴うレベルシフト回路が不要になる。その結果として、例えば、本実施例の電力変換回路 (DC - DC コンバータ) は、非特許文

50

献 1 の電力変換回路と比べて、高い変換効率を実現ができるという技術的効果を奏する。

【 0 0 5 5 】

図 7 は、本実施例の電力変換回路を使用した応用例を示す。図 7 は、いわゆるピコグリッドのような分散型電源供給網に適用した例をブロック図で示す。ピコグリッドには、太陽電池や燃料電池などをグリッドにつなぐために、高効率で、制御が簡単な DC - DC コンバータが利用される。図 7 に示した電力変換回路において、電力変換回路の入力電源側が太陽電池であり、電力変換回路の出力端子側が負荷（グリッド）である。ここで、グリッドは、例えば、DC グリッド（380V ~ 400V）などであり、DC グリッド上では、（必要であれば降圧 DC / DC コンバータなどを介して）様々な DC 負荷（例えば、電気自動車の給電ステーションなど）が接続されている。

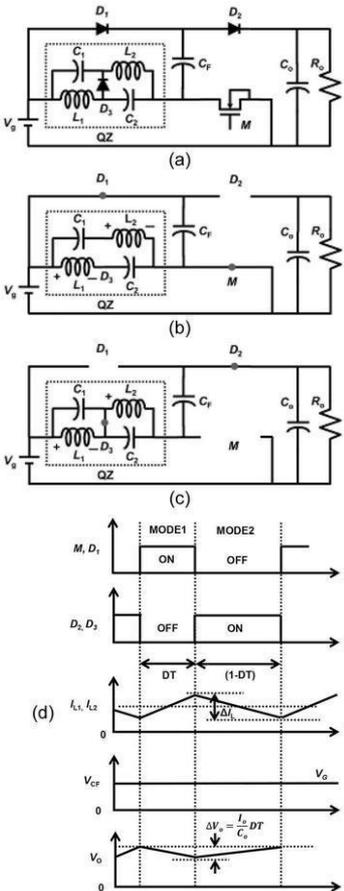
【 0 0 5 6 】

別の実施例として、入力電源は、リチウムイオン電池（2.7V ~ 4.2V）、電気自動車バッテリー（48V）、サーバ用電源（48V）、太陽光パネル（15V ~ 40V）などでもよい。

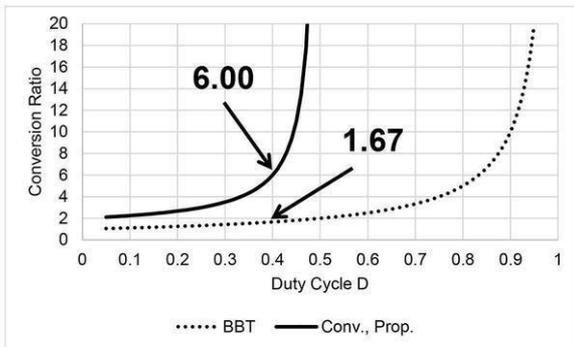
【 0 0 5 7 】

以上のように本発明の実施態様について説明したが、上述の説明に基づいて当業者にとって種々の代替例、修正又は変形が可能であり、本発明はその趣旨を逸脱しない範囲で前述の種々の代替例、修正又は変形を包含するものである。

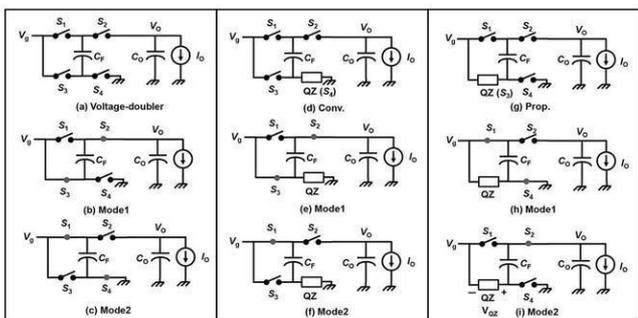
【 図 1 】



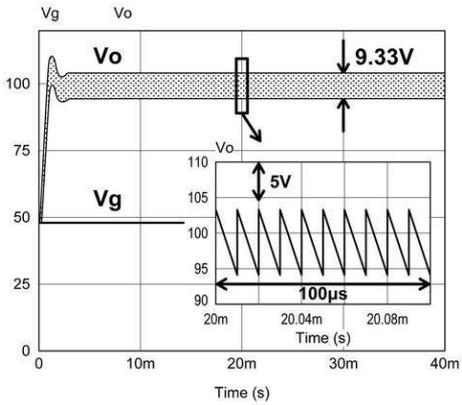
【 図 2 】



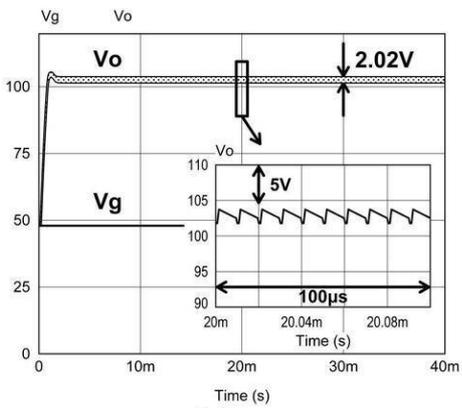
【 図 3 】



【 図 4 】



(a) Conv.

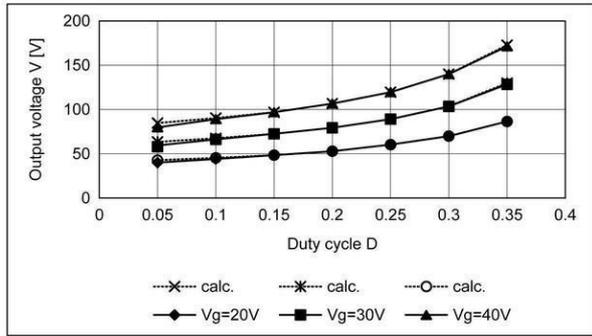


(b) Prop.

【 図 7 】



【 図 5 】



CR実測と理論値比較

【 図 6 】

