

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2011 年 10 月 27 日(27.10.2011)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2011/132598 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 3/155 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/059310
- (22) 国際出願日: 2011 年 4 月 14 日(14.04.2011)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2010-096863 2010 年 4 月 20 日(20.04.2010) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 太陽誘電株式会社 (TAIYO YUDEN CO., LTD.) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 坂本 守 (SAKAMOTO, Mamoru) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP). 廣橋 徹 (HIROHASHI, Toru) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP). 今野 義久 (KONNO, Yoshihisa) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP). 池田 肇 (IKEDA, Hajime) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁

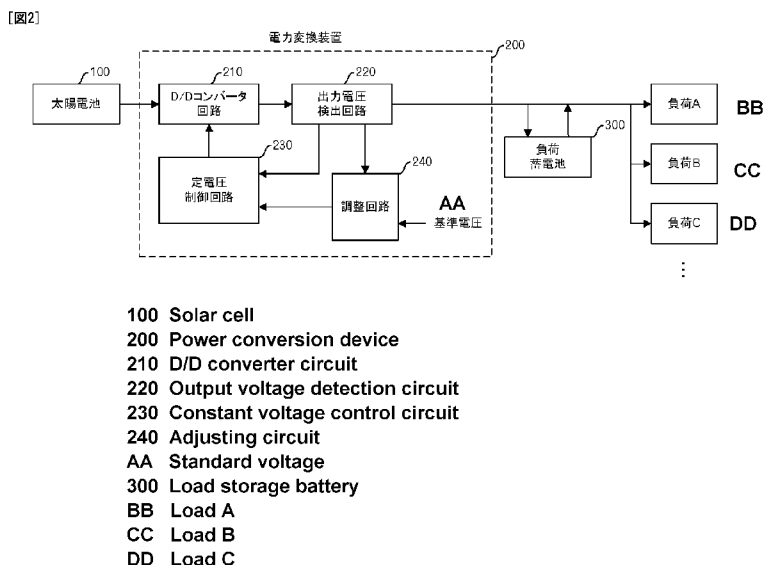
目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP). 小杉 明史 (KOSUGI, Akifumi) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP).

- (74) 代理人: 原田一男 (HARADA, Kazuo); 〒2200004 神奈川県横浜市西区北幸二丁目 1 番 6 号 鶴見ビル 2 階 Kanagawa (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI

[続葉有]

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置



(57) Abstract: Disclosed is a power conversion device with an inexpensive configuration, that tracks the maximum power point in the output of a power generator using natural energy. The power conversion device comprises: a D/D converter circuit that performs DC/DC conversion of an output voltage from a DC power source with a maximum power point; a voltage detection circuit that outputs a voltage output signal in accordance with the output voltage from the D/D converter circuit; a constant voltage control circuit that controls the D/D converter circuit according to the difference between the voltage of the output signal from the voltage signal detection circuit and the standard voltage; and an adjusting circuit which compulsorily reduces the electric potential difference between the voltage of the output signal from the voltage detection circuit and the standard voltage when the voltage of the output signal from the voltage detection circuit reduces despite the control by the constant voltage control circuit.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2011/132598 A1



(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG). 添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

自然エネルギー発電機の出力における最大電力点を安価な構成で追跡する。本電力変換装置は、最大電力点を有する直流電源からの出力電圧を DC/DC 変換する D/D コンバータ回路と、 D/D コンバータ回路の出力電圧に応じた電圧の出力信号を出力する電圧検出回路と、電圧検出回路の出力信号の電圧と基準電圧との差に応じて、 D/D コンバータ回路を制御する定電圧制御回路と、定電圧制御回路による制御にも拘わらず電圧検出回路の出力信号の電圧が低下すると、電圧検出回路の出力信号の電圧と基準電圧との電位差を強制的に狭める調整回路とを有する。

明 細 書

発明の名称：電力変換装置

技術分野

[0001] 本発明は、最大電力点を有する直流電源に対する電力変換装置に関する。

背景技術

[0002] 図 1 (a) に一般的な太陽電池の出力電流－出力電圧特性、図 1 (b) に出力電流－出力電力特性を示す。図 1 (a) に示すように、太陽電池の出力電圧は、出力電流が増加すると徐々に減少するが、出力電流が所定の値を超えると急激に減少するような特性を有している。このような特性から、図 1 (b) に示すように、出力電力 P ($=$ 出力電圧 $V \times$ 出力電流 I) は、出力電流が所定の値になるまでは増加するが、所定の値を超えると急激に減少する。電圧を基準に考えた場合にも、所定の電圧値を超えると急激に出力電力 P が減少することになる。

[0003] このような特性を有する太陽電池などは、直流電源として使用される。このような直流電源は、出力される電力を効率的に利用するために、電力極大値である最大電力点において蓄電池などの負荷に電力を伝えることが必要となる。すなわち、最大電力点追跡 (Maximum Power Point Tracking) 制御が必要となり、そのための技術が幾つか存在している。

[0004] 例えば特開昭 6 3 - 5 7 8 0 7 号公報には、太陽電池の出力電圧と出力電流を検出し、出力電圧の微分値を利用した最大点追尾方法が開示されている。この技術は、最大電力点での微分値がゼロであることを利用する方法である。即ち、現動作点での制御信号に微少変位を与えたときの電圧及び電流を検出し、アナログデジタル (A/D) 変換した後、演算により電力の微分値を求め、この電力の微分値がゼロになるように制御する。この技術には、A/D 変換や演算のためにマイコンや DSP (Digital Signal Processor) が必要となるため、高価となる。

[0005] また、特開昭 6 2 - 8 5 3 1 2 号公報には、いわゆる山登り法での最大電

力点追尾方法が開示されている。この方法は、2点の電圧及び電流値を測定し、各点での電力を算出した後、電力値を比較し、電力値が大きい方に制御点を移動して行き、制御点移動方向が交互に上昇下降する点で安定させる制御方法である。この制御方法では、制御点の移動量分、最大電力点を挟んで、変動をし続けることになり、移動量を大きく出来ない。また、移動量を小さくしすぎると、最大電力点付近まで制御点を移動するのに時間がかかり、太陽電池の出力電力特性の変化に追従できなくなってしまう。

[0006] さらに、特開平7-072941号公報では、3点以上の電圧電流点を検出しそれぞれの電力を算出した後近似式にて最大電力点を推測し、この推測点で制御する方法が開示されている。この方法は、太陽電池の特性変化に従って、3点以上の電圧電流値から各々の電力を算出し、近似式で暫定最大電力点を見つけ出す手法である。しかし、この方法によれば、少なくとも1点の電圧電流点が最大電力点を越えたところの点であり、且つ少なくとも1点の電圧電流点が最大電力点を越えていないところの点である必要がある。従って、このような電圧電流点に制御点を移動させる必要があり、そのための制御回路が複雑且つ高価になる。

[0007] また、特開平7-129264号公報には、太陽電池の出力電圧と電力変換部の出力電流の変動傾向から動作点位置を検出して最大電力点を追尾する方法が開示されている。この方法では、太陽電池の出力電圧と電力変換部の出力電流の変動傾向から、電力変換部を制御する指令値に対し、 ΔV だけ増減させるため、電力変換部の出力変化量は、デジタル的な変動をすることになる。このことは、太陽電池の、日射量変化等による特性変化に対し、 ΔV が大きければ、電力変換部の出力変化量が大きくなるためばたつきが発生し、 ΔV が小さければ、安定するのに時間がかかることになり、固定の ΔV では、素早く且つ安定に制御できないという問題がある。また、変動傾向から太陽電池の動作位置を検出した後、指令値を変化させるため、遅延が大きくなり応答性が悪い。

先行技術文献

特許文献

- [0008] 特許文献1：特開昭63－57807号公報
特許文献2：特開昭62－85312号公報
特許文献3：特開平7－072941号公報
特許文献4：特開平7－129264号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0009] 上で述べたように、従来技術には、気象状況等に応じて出力電力が変動する太陽電池や風力発電機などの直流電源の出力における最大電力点を高速に追跡する安価な電力変換装置は開示されていない。
- [0010] 従って、本発明の目的は、気象状況等に応じて出力電力が変動する太陽電池や風力発電機などの直流電源の出力における最大電力点を追跡できる安価な電力変換装置を提供することである。
- [0011] また、本発明の他の目的は、気象状況等に応じて出力電力が変動する太陽電池や風力発電機などの直流電源の出力における最大電力点を高速に追跡できる電力変換装置を提供することである。

課題を解決するための手段

- [0012] 本発明の一側面に係る電力変換装置は、（A）最大電力点を有する直流電源からの出力電圧をDC／DC変換するD／Dコンバータ回路と、（B）D／Dコンバータ回路の出力電圧に応じた電圧の出力信号を出力する電圧検出回路と、（C）電圧検出回路の出力信号の電圧と基準となる比較電圧との差に応じて、D／Dコンバータ回路を制御する定電圧制御回路と、（D）定電圧制御回路による制御にも拘わらず電圧検出回路の出力信号の電圧が低下すると、電圧検出回路の出力信号の電圧と基準となる比較電圧との電位差を強制的に狭める調整回路とを有する。
- [0013] 最大電力点を有する直流電源の場合、定電圧制御回路が直流電源の電力供給能力を超えて電力を引き出そうとしてD／Dコンバータ回路を駆動すると

、定電圧制御回路による制御にも拘わらずD／Dコンバータ回路の出力電圧が低下して、電圧検出回路の出力信号の電圧も低下する。このように電圧検出回路の出力信号の電圧が低下すると、上で述べたように調整回路が動作するので、定電圧制御回路は、自らの制御の効果が現れたと判断して、D／Dコンバータ回路の駆動を、電圧検出回路の出力信号の電圧低下前の状態程度に戻す。すなわち、D／Dコンバータ回路の目標出力電圧が引き下げられたような現象が生じて、直流電源から引き出す電力も直流電源の電力供給能力よりも減少するので、D／Dコンバータ回路の出力電圧は上昇することになる。このような動作が繰り返されて、最大電力点の追跡が行われる。また、このような回路は、安価な回路素子のみで構成することができる。

[0014] また、上で述べた調整回路は、D／Dコンバータ回路に含まれるスイッチのスイッチングを制御する信号のデューティ比が所定の最大値となる状態を検出する第1の検出回路と、第1の検出回路から所定期間内に検出信号が出力される頻度又は割合に従って電圧検出回路の出力信号の電圧又は基準となる比較電圧を変化させる電圧調整回路とを有するようにしても良い。

[0015] このように第1の検出回路を導入することによって、直流電源から最大電力点を超えて電力を引き出している状況を簡単に特定することができるようになる。また、第1の検出回路から所定期間内に検出信号が出力される頻度又は割合は、最大電力点を超えた程度に相当するため、電圧検出回路の出力信号の電圧又は基準電圧を適切に調整することができるようになる。

[0016] また、上で述べた電圧調整回路が、第1の検出回路から検出信号が所定期間内に出力される頻度又は割合に応じた期間、放電回路からの放電に切り換える回路を有するようにしてもよい。放電回路の時定数によって滑らかに調整が行われる。

[0017] さらに、上で述べた電圧調整回路が、電圧検出回路の出力信号の極性を反転させる第1の反転回路と、第1の反転回路の出力信号の電圧を、第1の検出回路から検出信号が所定期間内に出力される頻度又は割合に従って引き下げる反転信号調整回路と、反転信号調整回路によって電圧が引き下げられた

第 1 の反転回路の出力信号の極性を反転させる第 2 の反転回路とを有するようにしても良い。このようにすれば、電圧検出回路の出力信号の電圧を適切に調整することができるようになる。

[0018] また、上で述べた調整回路が、第 1 の検出回路から検出信号が出力されると、D/Dコンバータ回路に含まれるスイッチのスイッチングを制御して供給される電力の出力を制御する制限回路をさらに有するようにしても良い。

[0019] D/Dコンバータ回路の出力電圧が低下すると、定電圧制御回路はD/Dコンバータ回路のスイッチのオンの期間を長くするよう制御する。しかし、上で述べたように最大電力点を超えて電力を引き出そうとしている状況においては、上で述べたようにスイッチのオンの期間を短くして、早期にD/Dコンバータ回路の目標出力電圧を引き下げれば、高速に最大電力点追跡が行われるようになる。

[0020] さらに、上で述べた定電圧制御回路が、電圧検出回路の出力信号の電圧と基準となる比較電圧との差に応じた誤差電圧と、所定の三角波信号とを比較して、誤差電圧が三角波信号の電圧を上回る期間、D/Dコンバータ回路に含まれるスイッチをオンにする信号を生成する回路を含むようにしても良い。その際、上で述べた調整回路は、第 1 の検出回路から所定期間内に検出信号が出力される頻度又は割合に従って誤差電圧を引き下げる制限回路をさらに含むようにしても良い。

[0021] このような制限回路を導入することによって、適切なタイミングでD/Dコンバータ回路のスイッチのオフ期間が形成されるため、消費電力を少なくすることができる。

[0022] また、上で述べた調整回路は、電圧検出回路の出力信号の電圧又は基準となる比較電圧の強制的な変更後、当該変更量を漸減させるようにしてもよい。このようにすれば、最大電力点を超えて電力を引き出してしまう程度も漸減する。

[0023] さらに、上で述べたような電力変換装置を複数備え、当該複数の電力変換装置に含まれる一つの電力変換装置と複数の直流電源に含まれる一つの直流

電源とが、１対１で接続されており、複数の電力変換装置の出力が接続されている電力システムを採用するようにしても良い。このような電力システムであれば、各直流電源の状況に応じて電力変換制御が行われるようになるので、簡単な構成でシステム全体として効率的に制御が行えるようになる。なお、複数の電力変換装置のそれぞれの出力は、所定の電力になるように制御・接続され、蓄電池や負荷などに供給される。

図面の簡単な説明

- [0024] [図1] 図1(a) 及び(b) は、太陽電池の特性を表す模式図である。
- [図2] 図2は、第１の実施の形態に係るシステムの機能ブロック図である。
- [図3] 図3は、第２の実施の形態に係るシステムの機能ブロック図である。
- [図4] 図4(a) 及び(b) は、太陽電池の特性を表す模式図である。
- [図5] 図5(a) 乃至(d) は、第２の実施の形態に係るシステムの動作を説明するための波形図である。
- [図6] 図6は、第２の実施の形態の実施例に係る回路例を示す図である。
- [図7] 図7は、第２の実施の形態の実施例に係る回路例を示す図である。
- [図8] 図8(a) 乃至(g) は、第２の実施の形態の実施例の動作を説明するための波形図である。
- [図9] 図9(a) 乃至(i) は、第２の実施の形態の実施例の動作を説明するための波形図である。
- [図10] 図10は、第２の実施の形態における他の実施例の回路を示す図である。
- [図11] 図11は、第３の実施の形態に係るシステムの機能ブロック図である。
- [図12] 図12は、第３の実施の形態の実施例に係る回路例を示す図である。
- [図13] 図13(a) 乃至(g) は、第３の実施の形態の実施例に係る回路の動作を表す波形図である。
- [図14] 図14(a) 乃至(i) は、第３の実施の形態の実施例に係る回路の動作を表す波形図である。
- [図15] 図15は、第４の実施の形態に係るシステムの機能ブロック図である。

[図16] 図16(a)乃至(e)は、第4の実施の形態に係るシステムの動作を説明するための波形図である。

[図17] 図17は、第4の実施の形態の実施例1に係る具体的回路例を示す図である。

[図18] 図18(a)乃至(g)は、第4の実施の形態の実施例1の動作を説明するための波形図である。

[図19] 図19(a)乃至(i)は、第4の実施の形態の実施例1の動作を説明するための波形図である。

[図20] 図20は、第4の実施の形態の実施例1の他の回路例を示す図である。

[図21] 図21は、第4の実施の形態の実施例2の回路例を示す図である。

[図22] 図22(a)乃至(g)は、第4の実施の形態の実施例2の動作を説明するための波形図である。

[図23] 図23(a)乃至(i)は、第4の実施の形態の実施例2の動作を説明するための波形図である。

[図24] 図24は、第5の実施の形態に係るシステムの機能ブロック図である。

[図25] 図25は、第5の実施の形態の実施例に係る具体的回路例を示す図である。

[図26] 図26(a)乃至(i)は、第5の実施の形態の実施例1の動作を説明するための波形図である。

[図27] 図27は、第6の実施の形態のシステムの機能ブロック図である。

[図28] 図28は、第6の実施の形態のシステムの機能ブロック図である。

[図29] 図29は、第7の実施の形態のシステムの機能ブロック図である。

[図30] 図30は、第7の実施の形態のシステムの機能ブロック図である。

発明を実施するための形態

[0025] [実施の形態1]

図2に、本実施の形態に係る電力変換装置を含むシステムの一例を示す。すなわち、図2に示すシステムは、太陽電池システムであって、太陽電池100と、太陽電池100からの出力に対して電力変換を行う電力変換装置2

00と、電力変換装置200の出力に接続されている負荷蓄電池300及び様々な負荷A乃至Cなどとを有する。太陽電池100及び負荷蓄電池300は、従来と同じである。また、負荷A乃至Cは、D/Dコンバータ回路付きの装置やD/Aインバータ回路付きの装置などであり、これらも従来と同じである。なお、太陽電池100は一例であって、例えば風力発電機などの他の自然エネルギー発電機であってもよい。

[0026] 電力変換装置200は、(A)太陽電池100からの出力電圧をDC/DC変換するD/Dコンバータ回路210と、(B)D/Dコンバータ回路210の出力電圧に応じた電圧の出力信号を出力する出力電圧検出回路220と、(C)出力電圧検出回路220の出力信号の電圧と基準電圧との差に応じて、D/Dコンバータ回路210を制御する定電圧制御回路230と、(D)定電圧制御回路230による制御にも拘わらず出力電圧検出回路220の出力信号の電圧が低下すると、出力電圧検出回路220の出力信号の電圧と基準電圧との電位差を強制的に狭める調整回路240とを有する。

[0027] 太陽電池100のような最大電力点を有する直流電源の場合、定電圧制御回路230が、太陽電池100の電力供給能力を超えて電力を引き出そうとしてD/Dコンバータ回路210を駆動すると、定電圧制御回路230による制御にも拘わらずD/Dコンバータ回路210の出力電圧が低下して、出力電圧検出回路220の出力信号の電圧も低下する。

[0028] このように出力電圧検出回路220の出力信号の電圧が低下すると、調整回路240は、出力電圧検出回路220の出力信号の電圧と基準電圧との電位差を強制的に狭める。そうすると、定電圧制御回路230は、自らの制御の効果が現れたと判断して、D/Dコンバータ回路210の駆動を、出力電圧検出回路220の出力信号の電圧低下前程度の状態に戻す。すなわち、D/Dコンバータ回路210の目標出力電圧があたかも引き下げられたような現象が生じる。そうすると、太陽電池100から引き出す電力もその電力供給能力よりも減少するので、D/Dコンバータ回路210の出力電圧は上昇することになる。

[0029] このような動作が繰り返されて、太陽電池 100 の最大電力点の追跡が行われる。また、このような電力変換装置は、マイクロプロセッサや DSP などの高価な素子を用いずに構成できるため、安価に構成できる。

[0030] [実施の形態 2]

図 3 に、本発明の第 2 の実施の形態に係るシステムの機能ブロック図を示す。図 3 に示すシステムは、太陽電池システムであって、太陽電池 100 と、太陽電池 100 からの出力に対して電力変換を行う電力変換装置 400 と、電力変換装置 400 の出力に接続されている負荷蓄電池 300 及び様々な負荷 A 乃至 C などが接続されている。太陽電池 100 及び負荷蓄電池 300 は、従来と同じである。また、負荷 A 乃至 C は、D/D コンバータ回路付きの装置や D/A インバータ回路付きの装置などであり、これらも従来と同じである。なお、太陽電池 100 は一例であって、例えば風力発電機などの他の自然エネルギー発電機であってもよい。

[0031] 電力変換装置 400 は、(A) スイッチを有し、太陽電池 100 からの出力電圧をスイッチのスイッチングにより DC/DC 変換する D/D コンバータ回路 410 と、(B) D/D コンバータ回路 410 の出力電圧に応じた電圧の出力信号を出力する出力電圧検出回路 420 と、(C) 出力電圧検出回路 420 の出力信号の電圧と基準電圧との差に応じて、D/D コンバータ回路 410 を制御する定電圧制御回路 430 と、(D) 定電圧制御回路 430 から出力され且つ D/D コンバータ回路 410 のスイッチのオンオフを指示するスイッチング信号のデューティ比が所定の最大値となっている状態を検出する Duty Max 検出回路 440 と、(E) 初期基準電圧をそのまま基準電圧として出力するか、Duty Max 検出回路 440 の検出信号に応じて初期基準電圧を調整して基準電圧を生成して、定電圧制御回路 430 へ出力する基準電圧調整回路 450 とを有する。

[0032] 次に、図 4 及び図 5 を用いて、図 3 に示した電力変換装置 400 の動作について説明する。なお、太陽電池 100 からの出力電力を P_{pv} 、電力変換装置 400 の出力電圧を V_o 、出力電力を P_{out} 、出力電圧検出回路 420 から

定電圧制御回路 430へ入力する検出電圧を V_{feed} 、定電圧制御回路 430から $Duty_{\text{Max}}$ 検出回路 440への出力を $Duty$ 、初期基準電圧を $V_{\text{ref_1}}$ 、基準電圧調整回路 450から定電圧制御回路 430への出力電圧を V_{Vref} と表すものとする。

[0033] 図4(a)は、図1(b)と基本的には同じであり、太陽電池100の出力電流 I と出力電力 P の関係を表す図である。もう一度説明すると、電流 $I_{\text{pv_max}}$ までは出力電流 I を増加させると出力電力 P 自体も増加し、電流 $I_{\text{pv_max}}$ において出力電力 P は最大電力点 $P_{\text{pv_max}}$ となり、電流 $I_{\text{pv_max}}$ 以上となった場合には出力電力 P は急激に減少する。すなわち、電流 $I_{\text{pv_max}}$ 以上となると、出力電力 P が急激に減少するというのは、出力電圧 V も低下していることを表している。

[0034] ここで、電流 $I_{\text{pv_max}}$ より大幅に低い電流値に対応する電力点をAとし、電流 $I_{\text{pv_max}}$ 以上の近傍の電流値に対応する電力点をBとし、電流 $I_{\text{pv_max}}$ 以下の近傍の電流値に対応する電力点をCとする。なお、電力点Bに完全に一致しないがほぼ同じ電流値の電力点をB2、B3といったように表す。また、電力点Cに完全に一致しないがほぼ同じ電流値の電力点をC2、C3といったように表す。さらに、最大電力点 $P_{\text{pv_max}}$ を簡単にMと表すものとする。

[0035] なお、図4(b)は、図1(a)と全く同じであり、説明を省略する。

[0036] 図5(a)乃至(d)は、本実施の形態に係る電力変換装置400の動作を表す。なお、以下で動作を説明するための波形図においては、横軸は時間を表し、縦軸は電圧[V]を表す。但し、電力の場合には[W]、デューティ比の場合には[%]の場合がある。図5(a)は、太陽電池100からの出力電力 P_{pv} 、電力変換装置400の出力電圧 P_{out} の時間変化を表している。なお、電力変換装置400による損失があるので、必ず $P_{\text{pv}} > P_{\text{out}}$ の関係が成り立つ。比較のため、最大電力点 $P_{\text{pv_max}}$ も示されている。また、図5(b)は、電力変換装置400の出力電圧 V_o の時間変化を表す。図5(c)は、基準電圧調整回路450からの基準電圧 V_{Vref} の時間変化を表す。比較のため初期基準電圧 $V_{\text{ref_1}}$ も示されている。図5(d)は、定電圧制御回路4

30の出力Dutyの時間変化を表す。なお、出力Dutyについて予め定められた最大値DutyMaxも比較のため示されている。

[0037] まず、太陽電池100からの出力電力が、電力点Aより小さい電力から電力点Aを超えて電力点Mに到達するまでについては、D/Dコンバータ回路410と出力電圧検出回路420と定電圧制御回路430とが通常どおり動作する。すなわち、基準電圧調整回路450では何もせずに初期基準電圧Vref_1がそのまま出力され（図5（c））、 $V_{Vref} = V_{ref_1}$ であって、出力電圧検出回路420の出力V_feedとの差に応じて定電圧制御回路430は、D/Dコンバータ回路410のスイッチのスイッチングを行わせる。

[0038] 具体的には、電力点Aを超えて太陽電池100から電力を引き出そうとすると、D/Dコンバータ回路410をそれまでと同じように駆動するだけでは出力電圧検出回路420の出力V_feedが下がってしまうので、定電圧制御回路430は、図5（d）に示すように、D/Dコンバータ回路410のスイッチに対するスイッチングパルスのデューティ比及びDutyの電圧を徐々に上げるように動作する。このようにすれば、図5（b）に示すように、電力変換装置400の出力電圧Voが一定に維持される。

[0039] その後、太陽電池100から引き出す電力が電力点Mに達すると、図5（a）に示すように、太陽電池100からの出力電力Ppvは低下するので、それにつられて電力変換装置400の出力電力Poutも低下する。また、図4（b）からも分かるように、出力電圧Voも低下してしまう。そうすると、定電圧制御回路430は、Vo（すなわちV_feed）とV_Vrefの差が大きくなったことを検出して、D/Dコンバータ回路410のスイッチに対するスイッチングパルスのデューティ比及び信号Dutyの電圧をDutyMaxにまで上昇させる。

[0040] このような状況が発生すると、DutyMax検出回路440は、信号Dutyの電圧がDutyMaxに達したことを検出して、基準電圧調整回路450に検出信号を出力する。基準電圧調整回路450は、DutyMax検出回路440からの検出信号に応じて、初期基準電圧Vref_1を引き下げる

ように調整して調整後の電圧 V_Vref を、定電圧制御回路430に出力する。この様子を図5(c)に示す。基準電圧 V_Vref の引き下げ幅は、 $DutyMax$ 検出回路440から所定期間内に検出信号が出力される頻度又は割合に従って決定される。

[0041] なお、図5(a)に示すように、定電圧制御回路430がD/Dコンバータ回路410を駆動し過ぎると太陽電池100から引き出される電力も低下して、当該電力と太陽電池100の実際の出力電力 P_{pv} とが、電力点Bで釣り合うことになる。そうすると、電力変換装置400の出力電圧 V_o 及び出力電力 P_{out} は下げ止まる。

[0042] また、図5(d)に示すように、定電圧制御回路430は、 V_o （すなわち V_feed ）と V_Vref の差が小さくなったことを検出して、D/Dコンバータ回路410のスイッチに対するスイッチングパルスのデューティ比及び信号 $Duty$ の電圧を引き下げる。そうすると、図5(a)に示すように、定電圧制御回路430によるD/Dコンバータ回路410の駆動により太陽電池100から引き出される電流が減少する。しかし、通常、太陽電池100から引き出される電流の減少幅はやや多めになるため、図4(a)に示すように、最大電力点Mを通過して電力点Cまで戻ってしまう。そうすると、図5(a)に示すように、この間、太陽電池100の出力電力 P_{pv} は、一旦増加するが再度減少してしまう。電力変換装置400の出力電圧 V_o については、この間のD/Dコンバータ回路410の駆動レベルでは徐々に上昇してゆく。

[0043] なお、図5(c)に示すように、基準電圧調整回路450による基準電圧 V_Vref の調整は遅延があつて、 $DutyMax$ 検出回路440が信号 $Duty$ の電圧が $DutyMax$ から下がっても、直ぐには調整は終了せず、さらに初期基準電圧 V_{ref_1} への復帰には時定数があるので、基準電圧 V_Vref は徐々に上昇することになる。

[0044] この後、図5(d)に示すように、定電圧制御回路430は、出力電圧 V_o （すなわち V_feed ）と基準電圧 V_Vref との差に応じてD/Dコンバータ回

路 410 を駆動して太陽電池 100 からより多くの電力を引き出すように、
D/Dコンバータ回路 410 のスイッチに対するスイッチングパルスのデュー
ティー比及び信号 *Duty* の電圧を上昇させる。

[0045] そうすると、図 5 (a) に示すように、太陽電池 100 の出力電力 P_{pv} は
上昇して再度電力点 M に達する。この後の動作は、最初に電力点 M に達した
後とほぼ同じになる。但し、図 5 (c) に示すように、基準電圧 V_{Vref} は、
初期基準電圧 V_{ref_1} に戻っておらず、電力変換装置 400 の出力電圧 V_o も
目標値に達していないので、動作としては同じでも基準電圧 V_{Vref} の引き下
げ幅などは若干異なってくる。このように完全に同じ動作ではないので、電
力点 C ではなく C1 や C2、電力点 B ではなく B1 や B2 で、図 4 (b) のカー
ブ上動作を切り替えることになる。

[0046] 結局のところ、最大電力点をはさんで電力点 B 又はその近傍と電力点 C 又
はその近傍間を行き来することになる。すなわち、最大電力点追跡が可能と
なっている。上で述べた動作は、太陽電池 100 の発電電力が一定であるこ
とを前提としている。しかし、発電電力が一定になることは一般的には無い
ので最大電力点自体も変動するが、動作は同様である。

[0047] なお、電力点 B と電力点 C の差は、出力電力や出力電圧に応じて決まるが
、D/Dコンバータ回路 410 などを含む制御系のゲイン調整で調整するこ
とができる。すなわち、より最大電力点近傍で動作させることができる。

[0048] [実施の形態 2 の実施例]

図 6 及び図 7 に第 2 の実施の形態に係る具体的回路例を示す。

[0049] 図 6 は、太陽電池 100 の具体的回路例と、D/Dコンバータ回路 410
の具体的回路例と、出力電圧検出回路 420 の具体的回路例と、蓄電池 300
の具体的回路例とを示している。

[0050] 太陽電池 100 は、電流源 I_{cc} と、ダイオード D1 と、抵抗 R1 及び R2
とを含む等価回路で示されている。電流源 I_{cc} の正極側端子には、ダイオー
ド D1 のアノードと抵抗 R1 の一端及び R2 の一端が接続されており、電流
源 I_{cc} の負極側端子は、ダイオード D1 のカソードと抵抗 R2 の他端と共に

グラウンドに接続されている。抵抗 R_1 の他端はD/Dコンバータ回路410に接続されている。

[0051] 図6におけるD/Dコンバータ回路410は昇圧チョッパ回路として示されているが、ハーフブリッジ回路方式、フルブリッジ回路方式、プッシュプル回路方式、フォワード回路方式、フライバック方式、降圧型チョッパ回路、SEPICやCukコンバータやZetaコンバータ等の昇降圧回路などで、絶縁型、非絶縁型を用途に応じて選択できる。

[0052] D/Dコンバータ回路410は、逆流防止用のダイオード D_2 及び D_3 と、電解コンデンサ C_1 と、コンデンサ C_2 と、コイル L_1 と、定電圧制御回路430によりスイッチングされるFET(S_1)と、抵抗 R_3 とを有する。ダイオード D_2 のアノードは、太陽電池100の抵抗 R_1 に接続されており、ダイオード D_2 のカソードは、電解コンデンサ C_1 のプラス(+)端子とコイル L_1 の一端とに接続されている。電解コンデンサ C_1 のマイナス(-)端子は接地されている。コイル L_1 の他端は、FET(S_1)のドレイン端子と、ダイオード D_3 のアノードと、に接続されている。FET(S_1)のソース端子は接地されており、FET(S_1)のゲート端子は、抵抗 R_3 の一端に接続されている。抵抗 R_3 の他端は、接続端子Aを介して定電圧制御回路430の駆動信号発生回路432の出力に接続されている。ダイオード D_3 のカソードは、コンデンサ C_2 の一端と出力電圧検出回路420とに接続されている。コンデンサ C_2 の他端は接地されている。なお、逆流防止用のダイオード D_2 及び D_3 を省略することが可能である。

[0053] 出力電圧検出回路420は、抵抗分割にてフィードバック電圧を検出するための抵抗 R_4 及び R_5 を含む。抵抗 R_4 の一端は、D/Dコンバータ回路410と蓄電池300とに接続されている。抵抗 R_4 の他端は、抵抗 R_5 の一端と接続端子Bを介して定電圧制御回路430の電圧誤差検出回路431と、に接続されている。抵抗 R_5 の他端は接地されている。

[0054] 蓄電池300と、負荷A乃至Cに相当するDC/ACインバータ回路、DC/DCコンバータ回路及び他の負荷とは、従来と同じであり、これ以上の

説明を省略する。

[0055] 次に、図 7 に、本実施の形態に係る定電圧制御回路 430 と Duty Max 検出回路 440 と基準電圧調整回路 450 との具体的回路例を示す。

[0056] 定電圧制御回路 430 は、例えば P I D 制御回路であり、電圧誤差検出回路 431 と、駆動信号発生回路 432 と、を含む。

[0057] 電圧誤差検出回路 431 は、接続端子 B を介して出力電圧検出回路 420 に接続されており、抵抗 R 11 乃至 R 14 と、コンデンサ C 11 及び C 12 と、オペアンプ 4311 とを有する。出力電圧検出回路 420 の出力は抵抗 R 11 及び R 12 の一端に接続され、抵抗 R 11 の他端はコンデンサ C 11 の一端に接続され、コンデンサ C 11 の他端と抵抗 R 12 の他端とは、オペアンプ 4311 の負極側入力端子に接続されている。また、オペアンプ 4311 の負極側入力端子には、コンデンサ C 12 の一端及び抵抗 R 13 の一端と接続されており、コンデンサ C 12 の他端は抵抗 R 14 の一端に接続され、抵抗 R 14 の他端と抵抗 R 13 の他端とはオペアンプ 4311 の出力端子に接続される。さらに、オペアンプ 4311 の正極側入力端子には、基準電圧調整回路 450 の出力が接続されている。

[0058] 駆動信号発生回路 432 は、コンパレータ 4321 と三角波発生器 4322 とを含む。コンパレータ 4321 の正極側入力端子には、電圧誤差検出回路 431 の出力端子が接続されており、コンパレータ 4321 の負極側入力端子には、三角波発生器 4322 が接続されている。コンパレータ 4321 の出力端子は、接続端子 A を介して D / D コンバータ回路 410 の F E T (S 1) のゲート端子に接続される。

[0059] また、Duty Max 検出回路 440 は、コンパレータ 441 と、抵抗 R 15 及び R 16 と、コンデンサ C 13 と、電圧 Vref_2 を出力する直流電源 Vref_2 とを有する。コンパレータ 441 の正極側入力端子は、電圧誤差検出回路 431 のオペアンプ 4311 の出力端子に接続されており、コンパレータ 441 の負極側入力端子は、直流電源 Vref_2 の正極側端子に接続されている。直流電源 Vref_2 の負極端子は接地されている。コンパレータ 441 の出力

は、抵抗 R 1 5 の一端に接続されており、抵抗 R 1 5 の他端は抵抗 R 1 6 の一端及びコンデンサ C 1 3 の一端と基準電圧調整回路 4 5 0 の入力とに接続されている。抵抗 R 1 6 の他端及びコンデンサ C 1 3 の他端とは接地されている。

[0060] D u t y M a x 検出回路 4 4 0 のコンパレータ 4 4 1 は、駆動信号発生回路 4 3 2 に対する入力信号 A1_Out と、駆動信号発生回路 4 3 2 の出力であるスイッチングパルスのデューティ比が最大となる際に駆動信号発生回路 4 3 2 に入力される入力信号 A1_Out の電圧とほぼ同一の電圧を出力する直流電源 Vref_2 とを比較する。そして、入力信号 A1_Out の電圧が電圧 Vref_2 より高くなると、コンパレータ 4 4 1 は、その間にパルス波 DMC__O1 を出力する。但し、コンパレータ 4 4 1 の出力にはローパスフィルタが接続されており、出力されたパルス波は、滑らかな信号 DMC__O2 として基準電圧調整回路 4 5 0 に出力される。

[0061] 基準電圧調整回路 4 5 0 は、コンパレータ 4 5 1 と、三角波発生器 4 5 2 と、抵抗 R 1 7 乃至 R 2 1 と、F E T (S 1 1) と、初期基準電圧 Vref_1 を出力する直流電源 Vref_1 と、コンデンサ C 1 4 及び C 1 5 とを有する。コンパレータ 4 5 1 の正極側入力端子は、D u t y M a x 検出回路 4 4 0 の出力が接続され、コンパレータ 4 5 1 の負極側入力端子には、三角波発生器 4 5 2 が接続されている。コンパレータ 4 5 1 の出力には、抵抗 R 1 7 の一端が接続されており、抵抗 R 1 7 の他端は、抵抗 R 1 8 の一端とコンデンサ C 1 4 の一端と F E T (S 1 1) のゲート端子とに接続されている。抵抗 R 1 8 の他端とコンデンサ C 1 4 の他端と F E T (S 1 1) のソース端子とは接地されている。また、直流電源 Vref_1 の正極側端子は、抵抗 R 1 9 の一端に接続されており、負極側端子は接地されている。抵抗 R 1 9 の他端は抵抗 R 2 0 の一端及び抵抗 R 2 1 の一端に接続され、抵抗 R 2 0 の他端は F E T (S 1 1) のドレイン端子に接続されている。抵抗 R 2 1 の他端はコンデンサ C 1 5 の一端及び電圧誤差検出回路 4 3 1 のオペアンプ 4 3 1 1 の正極側端子に接続されている。コンデンサ C 1 5 の他端は接地されている。

- [0062] 基準電圧調整回路450の直流電源Vref_1は、FET(S11)がオフになっている間、コンデンサC15に電荷をチャージしており、チャージが完了すると、初期基準電圧Vref_1が、そのまま出力基準電圧V_Vref=Vref_1となる。一方、FET(S11)がオンになると、コンデンサC15は、貯めた電荷を放出することになるため、コンデンサC15に保持されている電荷量によって変化する電圧が出力V_Vrefとなる。
- [0063] また、基準電圧調整回路450のコンパレータ451は、DutyMax検出回路440の出力DMC__O2と三角波とを比較して、出力信号DMC__O2の電圧が三角波より大きくなると、パルス波DMC2__Oを出力する。但し、コンパレータ451の出力側にはローパスフィルタが形成されているので、パルス波DMC2__Oを滑らかにした信号VQGが、FET(S11)のゲート端子に入力されることになる。上で述べたように、信号VQGによってFET(S11)のオン又はオフが決定され、コンデンサC15の放電期間も決定される。さらに、出力基準電圧V_Vrefも決定される。
- [0064] 次に、図8及び図9を用いて、図6及び図7で示した回路の動作を説明する。なお、基本的な動作については図5(a)乃至(d)で説明したので、ポイントとなる部分だけを説明する。
- [0065] まず、図4(a)の電力点Aなどにおいて十分太陽電池100から電力供給が可能である状態における動作を図8(a)乃至(g)を用いて説明する。なお、図8(a)乃至(g)は、ある短い時間の動作を示しており、図6及び図7に示した回路の基本的な動作説明を行うための図である。
- [0066] 図8(a)は、駆動信号発生回路432の出力であるスイッチングパルスPulを表している。この間、デューティ比はほぼ一定となっており、図8(b)に示すD/Dコンバータ回路410の出力電圧Voも、図8(c)に示す出力電圧検出回路420の出力信号Vo_fbも、図中は大げさに示されているが、スイッチングに応じて多少リップルが発生する程度の変動だけで、D/Dコンバータ回路410の出力信号Voの電圧の平均値Vo_aveも一定となっている。なお、図8(a)乃至(g)の状態では、DutyMax検出回

路 440 と基準電圧調整回路 450 とは動作しておらず、初期基準電圧 V_{ref_1} が基準電圧調整回路 450 の出力電圧 V_{Vref} となっている。

[0067] 図 8 (c) に示すように、電圧誤差検出回路 431 は、 V_{o_fb} と V_{Vref} の比較を行い、図 8 (d) に示すように、 V_{o_fb} と V_{Vref} との差を反転させた電圧の出力信号 $A1_out$ を出力する。図 8 (a) 乃至 (g) の状態では、この出力信号 $A1_out$ の電圧は、 $DutyMax$ 検出回路 440 で基準として用いられ且つデューティ比最大に対応する電圧 V_{ref_2} より低い電圧となっているので、上で述べたように $DutyMax$ 検出回路 440 と基準電圧調整回路 450 とは動作しない。動作しない状態を図 8 (e) 乃至 (g) に示している。すなわち、出力信号 $A1_out$ の電圧は常に V_{ref_2} より低いので、 $DutyMax$ 検出回路 440 のコンパレータ 441 の出力側信号 DMC_O1 も DMC_O2 もゼロのままになる。さらに、基準電圧調整回路 450 のコンパレータ 451 で三角波 V_{TW_2} と DMC_O2 と、を比較しても、 DMC_O2 はゼロのままなので、コンパレータ 451 の出力側の信号 $DMC2_O$ も V_{QG} もゼロのままとなる。そうすると、基準電圧調整回路 450 の FET (S11) はオフのままとなるので、図 8 (g) に示すように、コンデンサ C15 の出力電圧 V_{Vref} は、直流電源 V_{ref_1} の初期基準電圧 V_{ref_1} のままで変化しない。

[0068] 次に、図 9 (a) 乃至 (i) を用いて、D/D コンバータ回路 410 の出力 V_o が低下し始めた場合の動作について説明する。なお、図 9 (a) 乃至 (i) は、本実施の形態の特徴を強調するように描かれているので、実際とは多少異なる部分もある。

[0069] 上で説明し且つ図 9 (a) 及び (b) に示すように、太陽電池 100 からの電力供給が減少するか最大電力点を超えて D/D コンバータ回路 410 が電力を引き出そうとすると、D/D コンバータ回路 410 の FET (S1) のゲート端子に対するスイッチングパルスのデューティ比は最大となる。一方、D/D コンバータ回路 410 の出力 V_o は低下してしまう。図 9 (c) に示すように、出力 V_o が低下すると、出力電圧検出回路 420 の出力 V_{o_fb}

も低下する。

[0070] 一方、電圧誤差検出回路431は、現在の V_{Vref} との差を反転させるため、出力電圧検出回路420の V_{o_fb} が低下するならば、電圧誤差検出回路431の出力 $A1_Out$ は反対に上昇することになる。そうすると、図9(d)に示すように、FET(S1)に対するスイッチングの周期の中で、電圧誤差検出回路431の出力 $A1_Out$ の電圧が、徐々にスイッチングパルスのデューティ比の最大値に相当する電圧 V_{ref_2} を上回る期間が長くなる。図9(e)に示すように、DutyMax検出回路440のコンパレータ441の出力 DMC_O1 がオンになる期間が徐々に長くなる。さらに、図9(e)に示すように、DutyMax検出回路440の出力 DMC_O2 は、 DMC_O1 をローパスフィルタで滑らかにした後の信号であるが、 DMC_O1 のオンの時間が長くなるので、徐々に電圧が上昇する。そして、基準電圧調整回路450における三角波信号 V_{TW_2} の電圧より DMC_O1 の電圧が高い期間については、図9(f)に示すように基準電圧調整回路450のコンパレータ451の出力 $DMC2_O$ がオンになる。この信号 $DMC2_O$ もローパスフィルタで滑らかにすると、図9(f)のような信号 V_{QG} が生成される。この信号 V_{QG} により基準電圧調整回路450のFET(S11)のオン／オフが行われるようになる。FET(S11)がオンになると、コンデンサC15から放電されるようになる。従って、放電する時間が長いほど又放電頻度が高いほど、基準電圧 V_{Vref} は下がってゆくことになる。図9(f)に示すように、スイッチングパルスのデューティ比が最大になる頻度(又は割合)が、過去の所定期間内において高くなると、信号 V_{QG} が0ではない期間が頻繁に発生し、それと共に長くなる。それにつれて図9(g)に示すように、基準電圧 V_{Vref} は徐々に下がってゆく。

[0071] そうすると、出力電圧検出回路420の出力 V_{o_fb} の電圧も下がり、さらに基準電圧 V_{Vref} も下がってゆくので、電圧誤差検出回路431に入力される2つの信号の電位差が狭められることになる。そうすると、図9(h)に示すように、基準電圧 V_{Vref} が下げられた後、出力電圧検出回路420の出

力 V_{o_fb} の電圧と基準電圧 V_{Vref} との差が小さくなるので、電圧誤差検出回路431のオペアンプ4311の出力 $A1_Out$ （ここでは補正後 $A1_Out$ ）も、徐々に下がってゆく。そうすると、図9（h）に示すように、駆動信号発生回路432のコンパレータ4321の負極側入力の三角波の電圧より下がる期間が長くなる。そうすると、図9（i）に示すように、スイッチングパルス（補正後 Pul と表す）のオンの幅が短くなる。すなわち、定電圧制御回路430からすると、デューティ比を高くして、図6に示したD/Dコンバータ回路410のFET（S1）のオンの期間を長くして、より多くの電力を太陽電池100から引き出そうとして動作した結果、あたかもこの動作に効果があったように見える。従って、出力電圧検出回路420の出力 V_{o_fb} の電圧と基準電圧 V_{Vref} との差が小さくなったので、デューティ比を低くしたというものである。

[0072] これによって上で述べたように太陽電池100から引き出す電力が引き上げられるので、D/Dコンバータ回路410の出力 V_o が上昇するようになる。その後、太陽電池100からD/Dコンバータ回路410が電力を引き出すように動作すれば、図9（b）に示すように電圧 V_o が下がるようになるので、上で述べたような動作を繰り返すようになる。すなわち、最大電力点を追跡していることになる。

[0073] このように高価なプロセッサなどを用いることなく安価な素子のみで最大電力点追跡が可能となる。

[0074] [実施の形態2の他の実施例]

定電圧制御回路430には、従来からある定電圧制御回路を使用することができる。また、 $DutyMax$ 検出回路440についても、図10に示すような $DutyMax$ 検出回路445と置換することができる。

[0075] $DutyMax$ 検出回路445は、抵抗 $R31$ 乃至 $R34$ と、コンデンサ $C21$ 及び $C22$ と、オペアンプ4451と、直流電源 V_{ref_2} とを有する。直流電源 V_{ref_2} は、駆動信号発生回路432の出力であるスイッチングパルスのデューティ比が最大となる際に駆動信号発生回路432に入力される

入力信号 A1_Out の電圧とほぼ同一の電圧を出力する。

[0076] 電圧誤差検出回路 431 の出力 A1_Out は、抵抗 R32 の一端と抵抗 R31 の一端と接続されており、抵抗 R31 の他端はコンデンサ C21 の一端に接続されており、コンデンサ C21 の他端は抵抗 R32 の他端とオペアンプ 4451 の正極側入力端子と接続されている。オペアンプ 4451 の正極側入力端子は、さらに、抵抗 R33 の一端及び抵抗 R34 の一端と接続されている。抵抗 R34 の他端は、コンデンサ C22 の一端に接続されており、コンデンサ C22 の他端は、抵抗 R33 の他端とオペアンプ 4451 の出力とに接続されている。オペアンプ 4451 の負極側入力端子は、直流電源 Vref_2 の正極側端子に接続されており、直流電源 Vref_2 の負極側端子は接地されている。

[0077] このような Duty Max 検出回路 445 は、電圧誤差検出回路 431 の出力 A1_Out の電圧と電圧 Vref_2 との差に応じた電圧の信号 DMC__O2 として出力する。すなわち図 9 (d) に示すように、出力 A1_Out が電圧 Vref_2 を上回ると、その分 DMC__O2 が上昇するので、図 9 (f) に示した DMC2__O と類似した変化を示すようになる。

[0078] [実施の形態 3]

図 11 に、第 3 の実施の形態に係るシステムの機能ブロック図を示す。図 11 に示すシステムは、太陽電池システムであって、太陽電池 100 と、太陽電池 100 からの出力に対して電力変換を行う電力変換装置 500 と、電力変換装置 500 の出力に接続されている負荷蓄電池 300 及び様々な負荷 A 乃至 C などとを有する。太陽電池 100 及び負荷蓄電池 300 並びに負荷 A 乃至 C は、第 2 の実施の形態と同様である。

[0079] 電力変換装置 500 は、(A) スイッチを有し、太陽電池 100 からの出力電圧をスイッチのスイッチングにより DC/DC 変換する D/D コンバータ回路 510 と、(B) D/D コンバータ回路 510 の出力電圧に応じた電圧の出力信号を電圧検出信号調整回路 530 に出力する出力電圧検出回路 520 と、(C) Duty Max 検出回路 550 からの出力に従って出力電圧

検出回路 520 からの検出信号を調整して、調整後検出信号を出力する電圧検出信号調整回路 530 と、(D) 固定の基準電圧と電圧検出信号調整回路 530 からの調整後検出信号の電圧との差に応じて、D/D コンバータ回路 510 を制御する定電圧制御回路 540 と、(E) 定電圧制御回路 540 から出力され且つ D/D コンバータ回路 510 のスイッチのオンオフを指示するスイッチングパルスのデューティ比が所定の最大値となっている状態を検出する DutyMax 検出回路 550 とを有する。

[0080] 図 11 に示した電力変換装置 500 の動作は、基本的には第 2 の実施の形態の電力変換装置 400 とほぼ同じである。但し、本実施の形態では、基準電圧 V_{Vref} を調整するのではなく、基準電圧 V_{Vref} は固定で、出力電圧検出回路 520 の検出信号の電圧が調整の対象となる。調整の程度は、第 2 の実施の形態と同様で、スイッチングパルスのデューティ比が所定の最大値となっている状態を所定期間内に検出する頻度（又は割合）に応じて決められる。

[0081] より具体的には、D/D コンバータ回路 510 が太陽電池 100 から電流を引き出しすぎて出力電圧が低下するような状態では、定電圧制御回路 540 により、スイッチングパルスのデューティ比を所定の最大値にして、さらに電圧を引き上げようとする。これに対して、DutyMax 検出回路 550 は、スイッチングパルスのデューティ比が所定の最大値となっている状態を検出すると、電圧検出信号調整回路 530 に検出信号を発信する。電圧検出信号調整回路 530 は、スイッチングパルスのデューティ比が所定の最大値となっている状態を所定期間内に検出する頻度（又は割合）に応じて出力電圧検出回路 520 の検出信号の電圧を上昇させて、基準電圧 V_{Vref} との差を狭める。

[0082] なお、定電圧制御回路 540 による D/D コンバータ回路 510 の駆動により太陽電池 100 から引き出される電力も低下して、当該電力と太陽電池 100 の出力電力とが、図 4 (a) の電力点 B で釣り合うことになる。そうすると、電力変換装置 500 の出力電圧 V_o 及び出力電力 P_{out} は下げ止まる

。

[0083] 基準電圧 V_{Vref} と調整後検出信号の電圧との差が狭くなると、定電圧制御回路 540 は、スイッチングパルスのデューティ比を所定の最大値から引き下げる。また、調整後検出信号の調整量は、時定数があるので、すぐには 0 にならないので、徐々に減少することになる。

[0084] このような動作以外の部分は、ほとんど第 2 の実施の形態と同様である。従って、第 2 の実施の形態と同様に、最大電力点を安価な回路素子で追跡させることができるようになる。

[0085] [実施の形態 3 の実施例]

第 3 の実施の形態における具体的回路例を図 12 に示す。なお、太陽電池 100 は第 2 の実施の形態と同じであり、D/D コンバータ回路 510 は第 2 の実施の形態における D/D コンバータ回路 410 と同じである。また、出力電圧検出回路 520 は第 2 の実施の形態における出力電圧検出回路 420 と同じであるので、図示は省略する。

[0086] 定電圧制御回路 540 は、例えば P I D 制御回路であり、電圧誤差検出回路 541 と、駆動信号発生回路 542 と、を含む。

[0087] 電圧誤差検出回路 541 は、電圧検出信号調整回路 530 の出力に接続されており、抵抗 R_{41} 乃至 R_{44} と、コンデンサ C_{41} 及び C_{42} と、オペアンプ 5411 とを有する。電圧検出信号調整回路 530 の出力は抵抗 R_{41} 及び R_{42} の一端に接続され、抵抗 R_{41} の他端はコンデンサ C_{41} の一端に接続され、コンデンサ C_{41} の他端と抵抗 R_{42} の他端とは、オペアンプ 5411 の負極側入力端子に接続されている。

[0088] また、オペアンプ 5411 の負極側入力端子は、コンデンサ C_{42} の一端及び抵抗 R_{43} の一端と接続されており、コンデンサ C_{42} の他端は抵抗 R_{44} の一端に接続され、抵抗 R_{44} の他端と抵抗 R_{43} の他端とはオペアンプ 5411 の出力端子に接続される。さらにオペアンプ 5411 の正極側入力端子には、固定の基準電圧 V_{Vref} を出力する直流電源 V_{Vref} の正極側端子が接続されている。なお、直流電源 V_{Vref} の負極端子は接地されている。

- [0089] 駆動信号発生回路542は、コンパレータ5421と三角波発生器5422を含む。コンパレータ5421の正極側入力端子には、電圧誤差検出回路541の出力端子が接続されており、コンパレータ5421の負極側入力端子には、三角波発生器5422が接続されている。コンパレータ5421の出力端子は、接続端子Aを介してD/Dコンバータ回路510のFET(S1)のゲート端子に接続される。
- [0090] また、DutyMax検出回路550は、コンパレータ551と、抵抗R45及びR46と、コンデンサC43と、電圧Vref_2を出力する直流電源Vref_2とを有する。コンパレータ551の正極側入力端子は、電圧誤差検出回路541のオペアンプ5411の出力端子に接続されており、コンパレータ551の負極側入力端子は、直流電源Vref_2の正極側端子に接続されている。直流電源Vref_2の負極端子は接地されている。コンパレータ551の出力は、抵抗R45の一端に接続されており、抵抗R45の他端は抵抗R46の一端及びコンデンサC43の一端と電圧検出信号調整回路530の入力とに接続されている。抵抗R46の他端及びコンデンサC43の他端とは接地されている。
- [0091] DutyMax検出回路550のコンパレータ551は、駆動信号発生回路542に対する入力信号A1_Outと、駆動信号発生回路542の出力であるスイッチングパルスのデューティ比が最大となる際に駆動信号発生回路542に入力される入力信号A1_Outの電圧とほぼ同一の電圧を出力する直流電源Vref_2とを比較する。そして、入力信号A1_Outの電圧が電圧Vref_2より高くなると、コンパレータ551は、その間にパルス波DMC__O1を出力する。但し、コンパレータ551の出力にはローパスフィルタが接続されており、出力されたパルス波は、滑らかな信号波DMC__O2として電圧検出信号調整回路530に出力される。
- [0092] 電圧検出信号調整回路530は、コンパレータ534と、三角波発生器535と、オペアンプ531及び532と、抵抗R51乃至R62と、FET(S51)と、トランジスタT1と、コンデンサC51及びC52と、電圧

V_Vrefを出力する直流電源V_Vrefと、所定の電圧Vref_3を出力する直流電源Vref_3とを有する。

[0093] コンパレータ534の正極側入力端子には、三角波発生器535が接続されており、コンパレータ534の負極側入力端子には、DutyMax検出回路550の出力が接続されている。コンパレータ534の出力端子には、抵抗R56の一端が接続されており、抵抗R56の他端には抵抗R57の一端及びコンデンサC51の一端並びにFET(S51)のゲート端子が接続されている。抵抗R57の他端及びコンデンサC51の他端は接地されている。また、FET(S51)のソース端子は接地されており、ドレイン端子は、抵抗R61の一端に接続されている。抵抗R61の他端は、抵抗R58の一端及び抵抗R59の一端に接続されている。抵抗R58の他端は直流電源Vref_3の正極側端子に接続されており、直流電源Vref_3の負極側端子は接地されている。さらに、抵抗R59の他端は、抵抗R60の一端及びコンデンサC52の一端に接続されている。コンデンサC52の他端は接地されている。抵抗R60の他端は、抵抗R62の一端及びトランジスタT1のベース端子に接続されている。さらに、抵抗R62の他端は接地されている。トランジスタT1のエミッタは接地されており、コレクタは抵抗R55の一端に接続されている。

[0094] さらに、抵抗R51の一端は、出力電圧検出回路520の出力に接続されており、抵抗R51の他端は、抵抗R52の一端及びオペアンプ531の負極側入力端子に接続されている。オペアンプ531の正極側入力端子には、直流電源V_Vrefの正極側端子が接続されており、直流電源V_Vrefの負極側端子は接地されている。抵抗R52の他端はオペアンプ531の出力端子と抵抗R55の他端と抵抗R53の一端に接続されている。

[0095] 抵抗R53の他端は、抵抗R54の一端とオペアンプ532の負極側入力端子とに接続されている。オペアンプ532の正極側入力端子には、直流電源V_Vrefの正極側端子が接続されており、直流電源V_Vrefの負極側端子は接地されている。抵抗R54の他端はオペアンプ532の出力端子と定電圧

制御回路 540 の電圧誤差検出回路 541 の入力に接続されている。

[0096] コンパレータ 534 は、三角波発生器 535 の出力 V_{TW_3} と $DutyMax$ 検出回路 550 の出力とを比較するが、スイッチングパルスのデューティ比が最大値にならない限り、出力 V_{TW_3} の電圧の方が $DutyMax$ 検出回路 550 の出力 DMC_O2 の電圧より高いので、常にハイの出力 $DMC2_O$ を出す。一方、スイッチングパルスのデューティ比が最大値になると、 $DutyMax$ 検出回路 550 の出力 DMC_O2 の電圧が上昇するので、徐々に出力 $DMC2_O$ がオフになる期間が増加する。コンパレータ 534 の出力側にはローパスフィルタが設けられているので、ローパスフィルタで平滑化された信号 V_{QG} で $FET(S51)$ はオンオフされる。但し、 $FET(S51)$ は、通常はオンになっており、コンデンサ $C52$ には電荷が貯まらない。オフの期間が長くなると徐々にコンデンサ $C52$ に貯まって電圧も高くなって行く。一方、コンデンサ $C52$ の電圧が高くなると、トランジスタ $T1$ のベース端子に印加される電圧 V_{QB} も高くなって、トランジスタ $T1$ もオンになるが、その場合には、オペアンプ 531 の出力電圧を引き下げるように作用する。

[0097] なお、オペアンプ 531 では、出力電圧検出回路 520 の出力 V_{o_fb} を反転させているので、トランジスタ $T1$ がオンになると、さらにオペアンプ 531 の出力 V_{of2} の電圧を引き下げるように作用する。その上で、オペアンプ 532 は、再度出力 V_{of2} を反転させて、出力 V_{of3} を電圧検出信号調整回路 530 の出力として電圧誤差検出回路 541 に出力する。より具体的には、 V_{of2} が引き下げられていると、 V_{of3} は引き上げられることになり、あたかも出力電圧検出回路 520 の出力 V_{o_fb} が高くなったように、定電圧制御回路 540 の電圧誤差検出回路 541 には見える。

[0098] 次に、図 13 及び図 14 を用いて、図 12 で示した回路の動作の主要部分を説明する。

[0099] まず、図 4 (a) の電力点 A などにおいて十分太陽電池 100 から電力供給が可能である状態における動作を図 13 (a) 乃至 (g) を用いて説明す

る。なお、図 1 3 (a) 乃至 (g) は、ある短い時間の動作を示しており、図 1 2 に示した回路の基本的な動作説明を行うための図である。

[0100] 図 1 3 (a) は、駆動信号発生回路 5 4 2 の出力であるスイッチングパルスを表している。この間、デューティー比はほぼ一定となっており、図 1 3 (b) に示す D/D コンバータ回路 5 1 0 の出力電圧 V_o も、図 1 3 (c) に示す出力電圧検出回路 5 2 0 の出力信号 V_o_fb も、図中は大げさに示されているが、スイッチングに応じて多少リップルが発生する程度の変動だけで、D/D コンバータ回路 5 1 0 の出力信号 V_o の電圧の平均値 V_o_ave も一定となっている。なお、図 1 3 (a) 乃至 (g) の状態では、D u t y M a x 検出回路 5 5 0 と電圧検出信号調整回路 5 3 0 とは動作しておらず、出力電圧検出回路 5 2 0 の出力 V_o_fb と電圧検出信号調整回路 5 3 0 の出力 V_{of3} とはほぼ同じとなっている。

[0101] 図 1 3 (c) に示すように、電圧誤差検出回路 5 4 1 は、 V_o_fb ($= V_{of3}$) と V_Vref の比較を行い、図 1 3 (d) に示すように、 V_{of3} と V_Vref との差を反転させた電圧の出力信号 $A1_Out$ を出力する。図 1 3 (a) 乃至 (g) の状態では、この出力信号 $A1_Out$ の電圧は、D u t y M a x 検出回路 5 5 0 で基準として用いられ且つデューティー比最大に対応する電圧 V_{ref_2} より低い電圧となっているので、上で述べたように D u t y M a x 検出回路 5 5 0 と電圧検出信号調整回路 5 3 0 とは動作しない。動作しない状態を図 1 3 (e) 乃至 (g) に示している。すなわち、出力信号 $A1_Out$ の電圧は常に V_{ref_2} より低いので、D u t y M a x 検出回路 5 5 0 のコンパレータ 5 5 1 の出力側信号 DMC_O1 も DMC_O2 も 0 のままになる。さらに、電圧検出信号調整回路 5 3 0 のコンパレータ 5 3 4 で三角波 V_{TW_3} と DMC_O2 とを比較しても、 DMC_O2 は 0 のままなので、コンパレータ 5 3 4 の出力側の信号 $DMC2_O$ も V_{QG} もハイのままとなる。そうすると、電圧検出信号調整回路 5 3 0 の FET (S 5 1) はオンのままとなるので、図 1 3 (f) に示すように、トランジスタ T 1 のベース端子に印加されるコンデンサ C 5 2 の電圧は、トランジスタ T 1 をオンにするような電圧にはならず、低いま

まとなる。

[0102] 次に、図 1 4 (a) 乃至 (i) を用いて、D / D コンバータ回路 5 1 0 の出力 V_o が低下し始めた場合の動作について説明する。なお、図 1 4 (a) 乃至 (i) は、本実施の形態の特徴を強調するように描かれているので、実際とは多少異なる部分もある。

[0103] 上で説明し且つ図 1 4 (a) 及び (b) に示すように、太陽電池 1 0 0 からの電力供給が減少するか最大電力点を超えて D / D コンバータ回路 5 1 0 が電流を引き出そうとすると、D / D コンバータ回路 5 1 0 の F E T (S 1) のゲート端子に対するスイッチングパルスのデューティ比は最大となる。一方、D / D コンバータ回路 5 1 0 の出力 V_o は低下してしまう。図 1 4 (c) に示すように、出力 V_o が低下すると、出力電圧検出回路 5 2 0 の出力 V_{o_fb} も低下する。

[0104] 一方、電圧誤差検出回路 5 4 1 は、固定の V_Vref との差を反転させるため、出力電圧検出回路 5 2 0 の出力 V_{o_fb} が低下し且つ V_{of2} に対する調整が行われない場合には、電圧誤差検出回路 5 4 1 の出力 $A1_Out$ は反対に上昇することになる。そうすると、図 1 4 (d) に示すように、F E T (S 5 1) に対するスイッチングの周期の中で、電圧誤差検出回路 5 4 1 の出力 $A1_Out$ の電圧が、徐々にスイッチングパルスのデューティ比の最大値に相当する電圧 $Vref_2$ を上回る期間が長くなる。図 1 4 (e) に示すように、D u t y M a x 検出回路 5 5 0 のコンパレータ 5 5 1 の出力 DMC_O1 がオンになる期間が徐々に長くなる。さらに、図 1 4 (e) に示すように、D u t y M a x 検出回路 5 5 0 の出力 DMC_O2 は、 DMC_O1 をローパスフィルタで平滑化した後の信号であるが、 DMC_O1 のオンの時間が長くなるので、徐々に電圧が上昇する。ここまでは第 2 の実施の形態の具体的回路例について述べた動作とほぼ同じである。

[0105] そして、電圧検出信号調整回路 5 3 0 における三角波信号 V_{TW_3} の電圧より DMC_O2 の電圧が低い期間については、図 1 4 (f) に示すように電圧検出信号調整回路 5 3 0 のコンパレータ 5 3 4 の出力 $DMC2_O$ がオン

になる。この信号DMC2__Oもローパスフィルタで平滑化された信号VQG（図示せず）が生成される。この信号VQGにより電圧検出信号調整回路530のFET（S51）のオン／オフが行われ、第2の実施の形態の具体的回路例とは異なり、本例ではFET（S51）がオフで、コンデンサC52から放電される状態が通常である。しかし、スイッチングパルスのデューティ比が最大になると、FET（S51）がオフになる期間が長くなると共に頻繁にオフになるようになって、図14（f）に示すように、トランジスタT1のベースに印加される電圧VQBが上昇するようになる。すなわち、スイッチングパルスのデューティ比が最大になる頻度（又は割合）が過去の所定期間内において高くなると、トランジスタT1がオンとなる頻度及び期間が長くなり、図14（g）に実線で示すように電圧検出信号調整回路530のオペアンプ531の出力電圧Vof2が引き下げられる。点線は調整が行われなかった場合のカーブを表す。そうすると、電圧検出信号調整回路530の出力Vof3は、反対に上昇することになる。

- [0106] 一方、基準電圧V_Vrefは固定であるから、電圧誤差検出回路541に入力される2つの信号の電位差が狭められることになる。そうすると、図14（h）に示すように、電圧検出信号調整回路530の出力Vof3が引き上げられた後、出力Vof3の電圧と基準電圧V_Vrefとの差が小さくなるので、電圧誤差検出回路541のオペアンプ5411の出力A1_Out（ここでは補正後A1_Out）も、徐々に下がってゆく。そうすると、図14（h）に示すように、駆動信号発生回路542のコンパレータ5421の負極側入力端子の三角波信号VTW__1の電圧より下がる期間が長くなる。そうすると、図14（i）に示すように、スイッチングパルス（補正後Pulと表す）のオンの幅が短くなる。すなわち、定電圧制御回路540からすると、デューティ比を高くして、D／Dコンバータ回路510のFET（S1）のオンの期間を長くして、より多くの電力を太陽電池100から引き出そうとして動作した結果、あたかもこの動作に効果があったように見える。従って、電圧検出信号調整回路530の出力Vof3の電圧と基準電圧V_Vrefとの差が小さくなったので

、デューティー比を低くしたということである。

[0107] これによって上で述べたように太陽電池 100 から引き出す電力が引き下げられるので、D/Dコンバータ回路 510 の出力 V_o が上昇するようになる。その後、太陽電池 100 から D/Dコンバータ回路 510 が電力を引き出すように動作すれば、図 14 (b) に示すように電圧 V_o が下がるようになるので、上で述べたような動作を繰り返すようになる。すなわち、最大電力点を追跡していることになる。

[0108] このように高価なプロセッサなどを用いることなく安価な素子のみで最大電力点追跡が可能となる。

[0109] [実施の形態 4]

第 4 の実施の形態は、第 2 の実施の形態の変形である。

[0110] 図 15 に、本発明の第 4 の実施の形態に係るシステムの機能ブロック図を示す。図 15 に示すシステムは、太陽電池システムであって、太陽電池 100 と、太陽電池 100 からの出力に対して電力変換を行う電力変換装置 600 と、電力変換装置 600 の出力に接続されている負荷蓄電池 300 及び様々な負荷 A 乃至 C などとを有する。太陽電池 100 及び負荷蓄電池 300、並びに負荷 A 乃至 C は、第 2 の実施の形態と同じである。

[0111] 電力変換装置 600 は、(A) スイッチを有し、太陽電池 100 からの出力電圧をスイッチのスイッチングにより DC/DC 変換する D/Dコンバータ回路 410 と、(B) D/Dコンバータ回路 410 の出力電圧に応じた電圧の出力信号を出力する出力電圧検出回路 420 と、(C) 出力電圧検出回路 420 の出力信号の電圧と基準電圧との差に応じて、D/Dコンバータ回路 410 を制御する定電圧制御回路 620 と、(D) 定電圧制御回路 620 から出力され且つ D/Dコンバータ回路 410 のスイッチのオンオフを指示するスイッチングパルスのデューティー比が所定の最大値となっている状態を検出する DutyMax 検出回路 440 と、(E) 初期基準電圧をそのまま基準電圧として出力するか、DutyMax 検出回路 440 の検出信号に応じて初期基準電圧を調整して基準電圧を生成して、定電圧制御回路 620

へ出力する基準電圧調整回路450と、(F) DutyMax検出回路440の検出信号に応じて定電圧制御回路620のスイッチングパルスを加工する電力制限回路610とを有する。

[0112] 定電圧制御回路620では、電力制限回路610が動作すると、スイッチングパルスのデューティ比が、強制的に下げられる。

[0113] 次に、図16を用いて、図15に示した電力変換装置600の動作について説明する。なお、第2の実施の形態と同じように、太陽電池100からの出力電力を P_{pv} 、電力変換装置600の出力電圧を V_o 、出力電力を P_{out} 、定電圧制御回路620からDutyMax検出回路440への出力をDuty、初期基準電圧を V_{ref_1} 、基準電圧調整回路450から定電圧制御回路620への出力電圧を V_{Vref} と表すものとする。

[0114] 本実施の形態でも、図4(a)及び(b)に基づき、図16(a)乃至(e)により電力変換装置600の動作を説明する。

[0115] 図16(a)は、太陽電池100からの出力電力 P_{pv} 、電力変換装置600の出力電圧 P_{out} の時間変化を表している。なお、電力変換装置600による損失があるので、必ず $P_{pv} > P_{out}$ の関係が成り立つ。比較のため、最大電力点 P_{pv_max} も示されている。また、図16(b)は、電力変換装置600の出力電圧 V_o の時間変化を表す。図16(c)は、基準電圧調整回路450からの基準電圧 V_{Vref} の時間変化を表す。比較のため初期基準電圧 V_{ref_1} も示されている。図16(d)は、定電圧制御回路620の出力Dutyの時間変化を表す。なお、出力Dutyについて予め定められた最大値DutyMaxも比較のため示されている。

[0116] まず、太陽電池100からの出力電力が、電力点Aより小さい電力から電力点Aを超えて電力点Mに到達するまでについては、D/Dコンバータ回路410と出力電圧検出回路420と定電圧制御回路620とが通常どおり動作する。すなわち、基準電圧調整回路450では何もせずに初期基準電圧 V_{ref_1} がそのまま出力され(図16(c))、 $V_{Vref} = V_{ref_1}$ であって、出力電圧検出回路420の出力 V_{feed} との差に応じて定電圧制御回路620は

、D／Dコンバータ回路410のスイッチのスイッチングを行わせる。

[0117] 具体的には、電力点Aを超えて太陽電池100から電力を引き出そうとすると、D／Dコンバータ回路410をそれまでと同じように駆動するだけでは出力電圧検出回路420の出力 V_{feed} が下がってしまう。この低下により、定電圧制御回路620は、図16(d)に示すように、D／Dコンバータ回路410のスイッチに対するスイッチングパルスのデューティ比及び $Duty$ の電圧を徐々に上げるように動作する。このようにすれば、図16(b)に示すように、電力変換装置600の出力電圧 V_o がほぼ一定に維持される。

[0118] その後、太陽電池100から引き出す電力が電力点Mに達すると、図16(a)に示すように、太陽電池100からの出力電力 P_{pv} は低下するので、それにつられて電力変換装置600の出力電力 P_{out} も低下する。また、図4(b)からも分かるように、出力電圧 V_o も低下してしまう。そうすると、定電圧制御回路620は、 V_o （すなわち V_{feed} ）と V_{Vref} の差が大きくなったことを検出して、D／Dコンバータ回路410のスイッチに対するスイッチングパルスのデューティ比及び信号 $Duty$ の電圧を $Duty_{\text{Max}}$ にまで上昇させる。

[0119] このような状況が発生すると、 $Duty_{\text{Max}}$ 検出回路440は、信号 $Duty$ の電圧が $Duty_{\text{Max}}$ に達したことを検出して、基準電圧調整回路450及び電力制限回路610に検出信号を出力する。基準電圧調整回路450は、 $Duty_{\text{Max}}$ 検出回路440からの検出信号に応じて、初期基準電圧 V_{ref_1} を引き下げるように調整して調整後の電圧 V_{Vref} を、定電圧制御回路620に出力する。この様子を図16(c)に示す。基準電圧 V_{Vref} の引き下げ幅は、 $Duty_{\text{Max}}$ 検出回路440から所定期間内に検出信号が出力される頻度又は割合に従って決定される。

[0120] さらに、電力制限回路610は、早期にD／Dコンバータ回路410による太陽電池100からの電力引き出しレベルを下げる。このため、 $Duty_{\text{Max}}$ 検出回路440からの検出信号に応じて、定電圧制御回路620から

D u t y M a x 検出回路 4 4 0 に出力される信号 D u t y とは別に、D / D コンバータ回路 4 1 0 のスイッチのスイッチングを制御するための信号、例えば、スイッチングパルスそのもの又はスイッチングパルスの生成に用いられる信号を引き下げるように、定電圧制御回路 6 2 0 に作用する。これによって、図 1 6 (e) に点線で示すように、スイッチングパルスのデューティ比は、一時的に引き下げられる。

[0121] なお、図 1 6 (a) に示すように、定電圧制御回路 6 2 0 が D / D コンバータ回路 4 1 0 を駆動し過ぎると、太陽電池 1 0 0 から引き出される電力も低下して、当該電力と太陽電池 1 0 0 の実際の出力電力 P_{pv} とが、電力点 B で釣り合うことになる。そうすると、電力変換装置 6 0 0 の出力電圧 V_o 及び出力電力 P_{out} は下げ止まる。

[0122] また、図 1 6 (d) に示すように、定電圧制御回路 6 2 0 は、 V_o (すなわち V_{feed}) と V_{Vref} の差が小さくなったことを検出して、D / D コンバータ回路 4 1 0 のスイッチに対するスイッチングパルスのデューティ比及び信号 D u t y の電圧を引き下げる。そうすると、図 1 6 (a) に示すように、定電圧制御回路 6 2 0 による D / D コンバータ回路 4 1 0 の駆動により太陽電池 1 0 0 から引き出される電流が減少する。しかし、通常、太陽電池 1 0 0 から引き出される電流の減少幅はやや多めになるため、図 4 (a) に示すように、最大電力点 M を通過して電力点 C まで戻ってしまう。図 1 6 (a) に示すように、この間、太陽電池 1 0 0 の出力電力 P_{pv} は、一旦増加するが再度減少してしまう。電力変換装置 6 0 0 の出力電圧 V_o については、この間の D / D コンバータ回路 4 1 0 の駆動レベルでは徐々に上昇してゆく。

[0123] なお、図 1 6 (c) に示すように、基準電圧調整回路 4 5 0 による基準電圧 V_{Vref} の調整は遅延があつて、D u t y M a x 検出回路 4 4 0 が信号 D u t y の電圧が D u t y M a x から下がっても、直ぐには調整は終了せず、さらに初期基準電圧 V_{ref_1} への復帰には時定数があるので、基準電圧 V_{Vref} は徐々に上昇することになる。

[0124] この後、図 1 6 (d) に示すように、定電圧制御回路 6 2 0 は、出力電圧

V_o （すなわち V_{feed} ）と基準電圧 V_{Vref} との差に応じてD/Dコンバータ回路410を駆動して太陽電池100からより多くの電力を引き出すように、D/Dコンバータ回路410のスイッチに対するスイッチングパルスのデューティ比及び信号 $Duty$ の電圧を上昇させる。

[0125] そうすると、図16（a）に示すように、太陽電池100の出力電力 P_{pv} は上昇して再度電力点Mに達する。この後の動作は、最初に電力点Mに達した後とほぼ同じになる。但し、図16（c）に示すように、基準電圧 V_{Vref} は、初期基準電圧 V_{ref_1} に戻っておらず、電力変換装置600の出力電圧 V_o も目標値に達していないので、動作としては同じでも基準電圧 V_{Vref} の引き下げ幅などは若干異なってくる。このように完全に同じ動作ではないので、電力点CではなくC1やC2、電力点BではなくB1やB2で、図4（b）のカーブ上動作を切り替えることになる。

[0126] 結局のところ、最大電力点をはさんで電力点B又はその近傍と電力点C又はその近傍間を行き来することになる。すなわち、最大電力点追跡が可能となっている。上で述べた動作は、太陽電池100の発電電力が一定であることを前提としている。しかし、発電電力が一定になることは一般的には無いので最大電力点自体も変動するが、動作は同様である。

[0127] なお、電力点Bと電力点Cの差は、出力電力や出力電圧に応じて決まるが、D/Dコンバータ回路410などを含む制御系のゲイン調整で調整することができる。すなわち、より最大電力点近傍で動作させることができる。

[0128] [実施の形態4の実施例1]

第4の実施の形態における具体的回路例を図17に示す。なお、太陽電池100、D/Dコンバータ回路410、出力電圧検出回路420、蓄電池300及び負荷なども同じであるから、図示は省略する。すなわち、図17を用いて本実施の形態に係る定電圧制御回路620と $Duty_{\text{Max}}$ 検出回路440bと基準電圧調整回路450bと電力制限回路610の具体的回路例を示す。

[0129] 定電圧制御回路620は、例えばPID制御回路である電圧誤差検出回路

4 3 1 と、駆動信号発生回路 4 3 2 と抵抗 R 7 6 とを含む。電圧誤差検出回路 4 3 1 及び駆動信号発生回路 4 3 2 は、第 2 の実施の形態と同じであり、ここでは詳細な説明は省略する。但し、後に述べるように電力制限回路 6 1 0 が抵抗 R 7 6 を介して駆動信号発生回路 4 3 2 に接続される部分のみが異なる。

[0130] D u t y M a x 検出回路 4 4 0 b は、コンパレータ 4 4 3 と、電圧 Vref_2 を出力する直流電源 Vref_2 とを有する。電圧 Vref_2 は、駆動信号発生回路 4 3 2 の出力であるスイッチングパルスのデューティ比が最大となる際に駆動信号発生回路 4 3 2 に入力される入力信号 A1_Out の電圧とほぼ同一の電圧を出力する。コンパレータ 4 4 3 の正極側入力端子は、電圧誤差検出回路 4 3 1 のオペアンプ 4 3 1 1 の出力端子に接続されており、コンパレータ 4 4 3 の負極側入力端子は、直流電源 Vref_2 の正極側端子に接続されている。直流電源 Vref_2 の負極側端子は接地されている。コンパレータ 4 4 3 の出力端子は、基準電圧調整回路 4 5 0 b の入力及び電力制限回路 6 1 0 の入力に接続されている。この接続によって、電圧誤差検出回路 4 3 1 の出力 A1_Out の電圧が Vref_2 を超えると、コンパレータ 4 4 3 の出力がオンになり、電力制限回路 6 1 0 と基準電圧調整回路 4 5 0 b に伝えられる。

[0131] 基準電圧調整回路 4 5 0 b は、抵抗 R 7 1 乃至 R 7 4 と、コンデンサ C 6 1 と、F E T (S 6 2) と、を有する。抵抗 R 7 1 の一端は、D u t y M a x 検出回路 4 4 0 b の出力と接続されており、抵抗 R 7 1 の他端は、F E T (S 6 2) のゲート端子に接続されている。F E T (S 6 2) のソース端子は接地されており、F E T (S 6 2) のドレイン端子は抵抗 R 7 2 の一端と R 7 3 の一端と抵抗 R 7 4 の一端に接続されている。抵抗 R 7 2 の他端は、電力変換装置 6 0 0 の電源 Vcc (出力電圧も Vcc と記すことにする) に接続されており、抵抗 R 7 3 の他端は接地されている。抵抗 R 7 4 の他端は、コンデンサ C 6 1 の一端及び電圧誤差検出回路 4 3 1 のオペアンプ 4 3 1 1 の正極側入力端子に接続されている。基準電圧調整回路 4 5 0 b の出力 V_Vref の初期電圧、すなわち初期基準電圧は、 $V_{cc} \times (R 7 3 / (R 7 3 + R 7 2$

)) の計算式で計算される。なお、 R_{72} は抵抗 R_{72} の抵抗値であり、 R_{73} は抵抗 R_{73} の抵抗値とする。 $DutyMax$ 検出回路 440b からの出力がローであれば、コンデンサ C_{61} には、初期基準電圧で電荷がチャージされる。一方、 $DutyMax$ 検出回路 440b からの出力がハイになると、コンデンサ C_{61} から電荷が放出されて、コンデンサ C_{61} の電圧が V_{Vref} となって出力される。

[0132] 電力制限回路 610 は、抵抗 R_{75} と、FET (S_{61}) とを有する。抵抗 R_{75} の一端は、 $DutyMax$ 検出回路 440b の出力に接続され、抵抗 R_{75} の他端は FET (S_{61}) のゲート端子に接続されている。FET (S_{61}) のソース端子は接地されており、FET (S_{61}) のドレイン端子は、駆動信号発生回路 432 の抵抗 R_{76} の一端に接続されている。従って、 $DutyMax$ 検出回路 440b の出力がハイになると、FET (S_{61}) がオンになり、結果として駆動信号発生回路 432 の出力がローに引き下げられることになる。

[0133] 次に、図 18 及び図 19 を用いて、本実施例に係る電力変換装置 600 の動作について説明する。

[0134] まず、図 4 (a) の電力点 A などにおいて十分太陽電池 100 から電力供給が可能である状態における動作を図 18 (a) 乃至 (g) を用いて説明する。なお、図 18 (a) 乃至 (g) は、ある短い時間の動作を示しており、図 17 に示した回路の基本的な動作説明を行うための図である。

[0135] 図 18 (a) は、駆動信号発生回路 432 の出力であるスイッチングパルス P_{ul} を表している。この間、デューティ比はほぼ一定となっている。図 18 (b) に示す D/D コンバータ回路 410 の出力電圧 V_o も、図 18 (c) に示す出力電圧検出回路 420 の出力信号 V_{o_fb} も、図中に変動が大幅に示されている。しかし、スイッチングに応じて多少リップルが発生する程度の変動だけで、D/D コンバータ回路 410 の出力信号 V_o の電圧の平均値 V_{o_ave} もほぼ一定となっている。なお、図 18 (a) 乃至 (g) の状態では、 $DutyMax$ 検出回路 440b と基準電圧調整回路 450b とは動作し

ておらず、電源電圧 V_{cc} を $R73 / (R73 + R72)$ で抵抗分割することによって得られる電圧が基準電圧調整回路450bの出力電圧 V_{Vref} となっている。

[0136] 図18(c)に示すように、電圧誤差検出回路431は、 V_{o_fb} と V_{Vref} の比較を行い、図18(d)に示すように、 V_{o_fb} と V_{Vref} との差を反転させた電圧の出力信号 $A1_Out$ を出力する。図18(a)乃至(g)の状態では、この出力信号 $A1_Out$ の電圧は、 $DutyMax$ 検出回路440bで基準として用いられ且つデューティ比最大に対応する電圧 V_{ref_2} より低い電圧となっている。このことにより、上で述べたように $DutyMax$ 検出回路440bと基準電圧調整回路450bとは動作しない。この動作しない状態を図18(e)乃至(g)に示している。すなわち、出力信号 $A1_Out$ の電圧は常に V_{ref_2} より低いので、 $DutyMax$ 検出回路440bのコンパレータ443の出力側信号 DMC_O はオフのままになる。さらに、基準電圧調整回路450bのFET(S62)もオフのままとなる。そうすると、図18(f)に示すように、コンデンサC61の出力電圧 V_{Vref} は、上で述べたように電源 V_{cc} の電圧 V_{cc} を抵抗 $R72$ 及び $R73$ で抵抗分割した結果の値となる。

[0137] また、図18(g)に示すように、 $DutyMax$ 検出回路440bの出力 DMC_O がオフのままであるから、電力制限回路610のFET(S61)もオフのまま、駆動信号発生回路432の出力 Pul には何も変化はない。

[0138] 次に、図19(a)乃至(i)を用いて、D/Dコンバータ回路410の出力 V_o が減少し始めた場合の動作について説明する。なお、図19(a)乃至(i)は、本実施の形態の特徴を強調するように描かれているので、実際とは多少異なる部分もある。

[0139] 上で説明し且つ図19(a)及び(b)に示すように、太陽電池100からの電力供給が減少するか最大電力点を超えてD/Dコンバータ回路410が電力を引き出そうとすると、D/Dコンバータ回路410のFET(S1

）のゲート端子に対するスイッチングパルスのデューティ比は最大となる。一方、D／Dコンバータ回路410の出力 V_o は低下してしまう。図19（c）に示すように、出力 V_o が低下すると、出力電圧検出回路420の出力 V_{o_fb} も低下する。

[0140] 一方、電圧誤差検出回路431は、現在の V_Vref との差を反転させるため、出力電圧検出回路420の V_{o_fb} が低下するならば、電圧誤差検出回路431の出力 $A1_Out$ は反対に上昇することになる。そうすると、図19（d）に示すように、FET（S1）に対するスイッチングの周期の中で、電圧誤差検出回路431の出力 $A1_Out$ の電圧が、徐々にスイッチングパルスのデューティ比の最大値に相当する電圧 $Vref_2$ を上回る期間が長くなる。そして図19（e）に示すように、DutyMax検出回路440bのコンパレータ443の出力 DMC_O がオンになる期間が徐々に長くなる。一方、図19（f）に示すように、電力制限回路610のFET（S61）は、 DMC_O がオンになると同じくオンになるため、電力制限回路610の出力 V_pw は、FET（S61）がオンの期間中、0になる。

[0141] また、DutyMax検出回路440bの出力 DMC_O に応じて、基準電圧調整回路450bのFET（S62）もオンになるので、コンデンサC61から放電されるようになる。従って、放電する時間が長いほど又放電頻度が高いほど、基準電圧 V_Vref は下がってゆくことになる。図19（g）に示すように、スイッチングパルスのデューティ比が最大になる頻度（又は割合）が、過去の所定期間内において高くなると、頻繁に且つ長い期間コンデンサC61の放電が行われるようになるので、結果として V_Vref は徐々に下がってゆく。

[0142] そうすると、出力電圧検出回路420の出力 V_{o_fb} の電圧も下がり、さらに基準電圧 V_Vref も下がってゆくので、電圧誤差検出回路431に入力される2つの信号の電位差が狭められることになる。そうすると、図19（h）に示すように、基準電圧 V_Vref が下げられた後、出力電圧検出回路420の出力 V_{o_fb} の電圧と基準電圧 V_Vref との差が小さくなるので、電圧誤差検出

回路 4 3 1 のオペアンプ 4 3 1 1 の出力 A1_Out（ここでは補正後 A1_Out）も、徐々に下がってゆく。そうすると、図 1 9（h）に示すように、駆動信号発生回路 4 3 2 のコンパレータ 4 3 2 1 の負極側入力の三角波信号 V_TW__1 の電圧より下がる期間が長くなる。そうすると、図 1 9（i）の点線で示すように、スイッチングパルス（補正後 Pul と表す）のオンの幅が短くなる。

[0143] このように、定電圧制御回路 6 2 0 からすると、デューティ比を高くして、D/Dコンバータ回路 4 1 0 の FET（S 1）のオンの期間を長くして、より多くの電力を太陽電池 1 0 0 から引き出そうとして動作する。その結果、あたかもこの動作に効果があったように見える。従って、出力電圧検出回路 4 2 0 の出力 V_o_fb の電圧と基準電圧 V_Vref との差が小さくなったので、デューティ比を低くしたということである。

[0144] 但し、図 1 9（i）の実線で示したように、DMC__O がオンになる期間は、電力制限回路 6 1 0 によって強制的に電圧を 0 にさせられるので、第 2 の実施の形態の場合に比して、早期にスイッチングパルス（補正後 Pul）のオンの幅が短くなる。すなわち、早期に D/Dコンバータ回路 4 1 0 の駆動レベルが下げられる。これによって、最大電力点の追跡が高速に行われるようになる。

[0145] これによって上で述べたように太陽電池 1 0 0 から引き出す電力が引き下げられるので、D/Dコンバータ回路 4 1 0 の出力 V_o が上昇するようになる。その後、太陽電池 1 0 0 から D/Dコンバータ回路 4 1 0 が電力を引き出すように動作すれば、図 1 9（b）に示すように電圧 V_o が下がるようになるので、上で述べたような動作を繰り返すようになる。すなわち、最大電力点を追跡していることになる。

[0146] このように高価なプロセッサなどを用いることなく安価な素子のみで最大電力点追跡が可能となる。

[0147] [実施の形態 4 における他の具体的回路例]

図 1 7 に示した D u t y M a x 検出回路 4 4 0 b、基準電圧調整回路 4 5

Ob及び電力制限回路610の代わりに、図20に示すようなDutyMax検出回路440c、基準電圧調整回路450c及び電力制限回路610bを採用するようにしても良い。

[0148] DutyMax検出回路440cは、オープンコレクタタイプのコンパレータ444及び445と、電圧Vref_2を出力する直流電源Vref_2と、抵抗R81とを有する。

[0149] 電圧誤差検出回路431の出力A1_Outは、コンパレータ444の負極側入力端子と、コンパレータ445の正極側入力端子とに入力される。コンパレータ444の正極側入力端子には、直流電源Vref_2の正極側端子が接続され、コンパレータ445の負極側入力端子には、直流電源Vref_2の正極側端子が接続される。直流電源Vref_2の負極側端子は接地されている。なお、コンパレータ445の出力端子は、抵抗R81を介して電源Vccに接続されると共に、電力制限回路610bにも接続されている。

[0150] 基準電圧調整回路450cは、抵抗R83乃至R85と、コンデンサC62とを有する。コンパレータ444の出力端子は、抵抗R83の一端、抵抗R84の一端、抵抗R85の一端に接続されており、抵抗R83の他端は、電源Vccに接続されている。また、抵抗R84の他端は接地されており、抵抗R85の他端は、コンデンサC62の一端及び電圧誤差検出回路431のオペアンプ4311の正極側入力端子に接続されている。コンデンサC62の他端は接地されている。このようにオープンコレクタタイプのコンパレータ444を使用することによって、基準電圧調整回路450bのFETを1つ削減できている。基準電圧調整回路450bのFETを除去したため、コンパレータ444の入力が図17の場合とは逆になっている。すなわち、信号A1_Outの電圧がスイッチングパルスのデューティ比の最大値に対応する電圧に達するまでは、コンパレータ444の出力はハイとなる。しかし、オープンコレクタタイプのコンパレータ444であるから、コンデンサC62には抵抗R83及びR84で抵抗分割して得られる初期基準電圧、すなわち $V_{cc} \times (R84 / (R84 + R83))$ で計算される値が印加され、電荷が

チャージされる。一方、信号A1_Outの電圧がスイッチングパルスのデューティ比の最大値に対応する電圧に達すると、コンパレータ444の出力はローになり、オープンコレクタタイプのコンパレータ444であるから、コンデンサC62から電荷が放出されるようになる。一方、コンパレータ445の正極側入力端子には、信号A1_Outが入力されるので、信号A1_Outの電圧が電圧Vref_2に達すると、コンパレータ445の出力はハイになり、電力制限回路610bのFET(S63)がオンになる。

[0151] また、電力制限回路610bは、抵抗R82と、FET(S63)とを有する。抵抗R82の一端は、抵抗R81とコンパレータ445の出力端子とに接続されており、抵抗R82の他端は、FET(S63)のゲート端子に接続されている。FET(S63)のソース端子は接地されており、ドレイン端子は、駆動信号発生回路432の出力に接続されている。電力制限回路610bの動作は、上で述べた実施例1の回路と同じである。

[0152] [実施の形態4の実施例2]

第4の実施の形態における実施例1では、電力制限回路610がFET(S1)に対するスイッチングパルスを直接調整するので、スイッチングパルスの周期とは無関係に調整が行われる場合がある。しかしながら、頻繁にスイッチングパルスをオンオフするとそれだけ消費電力が上がるので、スイッチングパルスの周期に合わせて調整を行うようにする。

[0153] 第4の実施の形態における第2の具体的回路例を図21に示す。なお、太陽電池100、D/Dコンバータ回路410、出力電圧検出回路420、蓄電池300及び負荷なども同じであるから、図示は省略する。すなわち、図21を用いて本実施の形態に係る定電圧制御回路620bとDutyMax検出回路440bと基準電圧調整回路450bと電力制限回路610の具体的回路例を示す。

[0154] 定電圧制御回路620bは、出力電圧検出回路420の出力Vo_fbの電圧と基準電圧V_Vrefとを比較する電圧誤差検出回路431と、D/Dコンバータ回路410を駆動する駆動信号発生回路432と、電圧誤差検出回路43

1 の出力 A1_Out を電力制限回路 610 の出力に基づき調整する誤差信号合成回路 612 とを有する。

[0155] 電圧誤差検出回路 431 と駆動信号発生回路 432 とは、第 2 の実施の形態と同一であるからここでは説明を省略する。また、DutyMax 検出回路 440b と基準電圧調整回路 450b と電力制限回路 610 は、第 4 の実施の形態の実施例 1 と同じであるから、これらについても説明を省略する。

[0156] 誤差信号合成回路 612 は、オペアンプ 6121 と、抵抗 R91 乃至 R95 と、コンデンサ C71 とを有する。オペアンプ 6121 の正極側入力端子には、電圧誤差検出回路 431 の出力が接続されており、オペアンプ 6121 の負極側入力端子には、抵抗 R91 の一端と抵抗 R95 の一端とが接続されている。抵抗 R91 の他端は接地されており、抵抗 R95 の他端はオペアンプ 6121 の出力端子と接続されている。オペアンプ 6121 の出力端子は、抵抗 R92 の一端と接続されており、抵抗 R92 の他端は、抵抗 R93 の他端と電力制限回路 610 の出力と接続されている。抵抗 R93 の他端は、コンデンサ C71 の一端と抵抗 R94 の一端と駆動信号発生回路 432 とに接続されている。コンデンサ C71 の他端と抵抗 R94 の他端とは接地されている。

[0157] 誤差信号合成回路 612 のオペアンプ 6121 は、非反転バッファとして機能し、抵抗 R95 及び R91 の抵抗値 R95 及び R91 から、入力 A1_Out を $(1 + R95 / R91)$ 倍した信号を生成する。この信号は、電力制限回路 610 が動作する場合にはその出力によって一時的に引き下げられるが、抵抗 R93 及び R94 並びにコンデンサ C71 のローパスフィルタで平滑化される。そうすると信号 A2_Out が生成されて、駆動信号発生回路 432 に出力される。

[0158] 次に、図 22 及び図 23 を用いて、本実施例に係る電力変換装置 600 の動作について説明する。

[0159] まず、図 4 (a) の電力点 A などにおいて十分太陽電池 100 から電力供給が可能である状態における動作を図 22 (a) 乃至 (g) を用いて説明す

る。なお、図 2 2 (a) 乃至 (g) は、ある短い時間の動作を示しており、図 2 1 に示した回路の基本的な動作説明を行うための図である。

[0160] 図 2 2 (a) は、駆動信号発生回路 4 3 2 の出力であるスイッチングパルスを表している。この間、デューティー比はほぼ一定となっており、図 2 2 (b) に示す D/D コンバータ回路 4 1 0 の出力電圧 V_o も、図 2 2 (c) に示す出力電圧検出回路 4 2 0 の出力信号 V_o_fb も、図中は大げさに示されている。しかし、スイッチングに応じて多少リップルが発生する程度の変動だけで、D/D コンバータ回路 4 1 0 の出力信号 V_o の電圧の平均値 V_o_ave も一定となっている。なお、図 2 2 (a) 乃至 (g) の状態では、 $DutyMax$ 検出回路 4 4 0 b と基準電圧調整回路 4 5 0 b と電力制限回路 6 1 0 とは動作しておらず、電源電圧 V_{cc} を $R73 / (R73 + R72)$ で抵抗分割することによって得られる電圧が基準電圧調整回路 4 5 0 b の出力電圧 V_Vref となっている。

[0161] 図 2 2 (c) に示すように、電圧誤差検出回路 4 3 1 は、 V_o_fb と V_Vref の比較を行い、図 2 2 (d) に示すように、 V_o_fb と V_Vref との差を反転させた電圧の出力信号 $A1_Out$ を出力する。さらに、図 2 2 (d) に示すように、誤差信号合成回路 6 1 2 の非反転バッファは、出力信号 $A1_Out$ よりも若干高い電圧の信号 $A2_Out$ を生成する。図 2 2 (d) は、その差を強調表示しているので、実際にはこのような差を出すわけではない。

[0162] なお、図 2 2 (d) に示すように、出力信号 $A1_Out$ の電圧は、D/D コンバータ回路 4 1 0 に対するスイッチングパルスのデューティー比を最大にする際の電圧 $Vref_2$ より低いので、 $DutyMax$ 検出回路 4 4 0 b、基準電圧調整回路 4 5 0 b 及び電力制限回路 6 1 0 は、動作しない。すなわち、図 2 2 (e) 乃至 (g) に示すように、 $DutyMax$ 検出回路 4 4 0 b の出力 DMC_O は、ローのままで変化せず、その結果基準電圧調整回路 4 5 0 b の出力 V_Vref も変化しない。さらに、電力制限回路 6 1 0 の FET (S61) もオンにならないので、図 2 2 (g) で点線で示すように電力制限回路 6 1 0 の出力 V_pw は不定である。

- [0163] 次に、図 2 3 (a) 乃至 (i) を用いて、D/Dコンバータ回路 4 1 0 の出力 V_o が減少し始めた場合の動作について説明する。なお、図 2 3 (a) 乃至 (i) は、本実施の形態の特徴を強調するように描かれているので、実際とは多少異なる部分もある。
- [0164] 上で説明し且つ図 2 3 (a) 及び (b) に示すように、太陽電池 1 0 0 からの電力供給が減少するか最大電力点を超えて D/Dコンバータ回路 4 1 0 が電流を引き出そうとする。そうすると、D/Dコンバータ回路 4 1 0 の FET (S 1) のゲート端子に対するスイッチングパルスのデューティ比は最大となる一方、D/Dコンバータ回路 4 1 0 の出力 V_o は低下してしまう。図 2 3 (c) に示すように、出力 V_o が低下すると、出力電圧検出回路 4 2 0 の出力 V_{o_fb} も低下する。
- [0165] 一方、電圧誤差検出回路 4 3 1 は、現在の V_Vref との差を反転させるため、出力電圧検出回路 4 2 0 の V_{o_fb} が低下するならば、電圧誤差検出回路 4 3 1 の出力 $A1_Out$ は反対に上昇することになる。そうすると、図 2 3 (d) に示すように、FET (S 1) に対するスイッチングの周期の中で、電圧誤差検出回路 4 3 1 の出力 $A1_Out$ の電圧が、徐々にスイッチングパルスのデューティ比の最大値に相当する電圧 $Vref_2$ を上回る期間が長くなる。図 2 3 (e) に示すように、DutyMax 検出回路 4 4 0 b のコンパレータ 4 4 3 の出力 DMC_O がオンになる期間が徐々に長くなる。一方、図 2 3 (e) に示すように、電力制限回路 6 1 0 の FET (S 6 1) は、 DMC_O がオンになると同じくオンになるため、電力制限回路 6 1 0 の出力 V_pw は、FET (S 6 1) がオンの期間中、0 になる。
- [0166] また、DutyMax 検出回路 4 4 0 b の出力 DMC_O に応じて、基準電圧調整回路 4 5 0 b の FET (S 6 2) もオンになるので、コンデンサ C 6 1 から放電されるようになる。従って、放電する時間が長いほど又放電頻度が高いほど、基準電圧 V_Vref は下がってゆくことになる。図 2 3 (g) に示すように、スイッチングパルスのデューティ比が最大になる頻度（又は割合）が、過去の所定期間内において高くなると、頻繁に且つ長い期間コン

デンサC61の放電が行われるようになるので、結果としてV_Vrefは徐々に下がってゆく。

[0167] そうすると、出力電圧検出回路420の出力Vo_fbの電圧も下がり、さらに基準電圧V_Vrefも下がってゆくの、電圧誤差検出回路431に入力される2つの信号の電位差が狭められることになる。そうすると、図23(h)に示すように、基準電圧V_Vrefが下げられた後、出力電圧検出回路420の出力Vo_fbの電圧と基準電圧V_Vrefとの差が小さくなるので、電圧誤差検出回路431のオペアンプ4311の出力A1_Out（ここでは補正後A1_Out）も、徐々に下がってゆく。

[0168] さらに、この出力A1_Outからオペアンプ6121によって生成される信号は、電力制限回路610が存在しなければ、図23(h)において点線で示すように、出力A1_Outと同じ波形となるが、図23(f)に示した、電力制限回路610の出力V_pwによって、オペアンプ6121の出力は強制的に引き下げられる。電圧が引き下げられるのは、図23(f)で電圧がゼロになっている期間だけであり、オペアンプ6121の後段にはローパスフィルタが設けられているので、図23(h)に示すように、図23(f)で電圧がゼロになっている期間は電圧が下がる。そして、その期間が終了して出力A1_Outの電圧が上昇すれば、それに応じて信号A2_Outの電圧も上昇する。

[0169] そうすると、図23(h)に示すように、駆動信号発生回路432のコンパレータ4321の負極側入力の三角波信号V_TW__1の電圧より低くなる期間が長くなる。従って、図23(i)の点線で示すように、出力A1_Outをベースにスイッチングパルス生成する場合に比して、出力A2_Outをベースにスイッチングパルス生成する場合（補正後Pulと表す）、パルスのオンの幅がより短くなる。

[0170] このように、定電圧制御回路620bからすると、デューティ比を高くして、D/Dコンバータ回路410のFET(S1)のオンの期間を長くして、より多くの電力を太陽電池100から引き出そうとして動作する。その結果、あたかもこの動作に効果があったように見える。従って、出力電圧検

出回路 420 の出力 V_{o_fb} の電圧と基準電圧 V_{Vref} との差が小さくなったので、デューティ比を低くする。本実施例では、さらに、スイッチングパルスのデューティ比を強制的に、但しスイッチングパルスの周期に合わせて引き下げることによって、早期に D/D コンバータ回路 410 の駆動レベルを引き下げている。すなわち、消費電力も増加させずに最大電力点の追跡が高速に行われるようになる。

[0171] これによって上で述べたように太陽電池 100 から引き出す電力が引き下げられるので、D/D コンバータ回路 410 の出力 V_o が上昇するようになる。その後、太陽電池 100 から D/D コンバータ回路 410 が電力を引き出すように動作すれば、図 23 (b) に示すように電圧 V_o が下がるようになるので、上で述べたような動作を繰り返すようになる。すなわち、最大電力点を追跡していることになる。

[0172] このように高価なプロセッサなどを用いることなく安価な素子のみで最大電力点追跡が可能となる。

[0173] [実施の形態 5]

図 24 に、第 5 の実施の形態に係るシステムの機能ブロック図を示す。本実施の形態は、第 3 の実施の形態の変形である。

[0174] 図 24 に示すシステムは、太陽電池システムであって、太陽電池 100 と、太陽電池 100 からの出力に対して電力変換を行う電力変換装置 700 と、電力変換装置 700 の出力に接続されている負荷蓄電池 300 及び様々な負荷 A 乃至 C などとを有する。太陽電池 100 及び負荷蓄電池 300 並びに負荷 A 乃至 C は、第 2 の実施の形態と同様である。

[0175] 電力変換装置 700 は、(A) スイッチを有し、太陽電池 100 からの出力電圧をスイッチのスイッチングにより DC/DC 変換する D/D コンバータ回路 510 と、(B) D/D コンバータ回路 510 の出力電圧に応じた電圧の出力信号を出力する出力電圧検出回路 520 と、(C) $DutyMax$ 検出回路 550 からの出力に従って出力電圧検出回路 520 からの検出信号を調整して、調整後検出信号を出力する電圧検出信号調整回路 530 と、(

D) 固定の基準電圧と電圧検出信号調整回路530からの調整後検出信号の電圧との差に応じて、D/Dコンバータ回路510を制御する定電圧制御回路720と、(E) 定電圧制御回路720から出力され且つD/Dコンバータ回路510のスイッチに対するスイッチングパルスのデューティ比が所定の最大値となっている状態を検出するDutyMax検出回路550と、(F) DutyMax検出回路550からの検出信号に応じて、定電圧制御回路720に対して、スイッチングパルスのデューティ比を強制的に下げさせる電力制限回路710とを有する。定電圧制御回路720は、電力制限回路710が動作すると、デューティ比を引き下げた形のスイッチングパルスを、D/Dコンバータ回路510のスイッチに出力するようになっている。

[0176] 図24に示した電力変換装置700の動作は、基本的には第3の実施の形態の電力変換装置500とほぼ同じである。

[0177] すなわち、基準電圧 V_{Vref} は固定で、出力電圧検出回路520の検出信号の電圧が調整の対象となる。調整の程度は、スイッチングパルスのデューティ比が所定の最大値となっている状態を所定期間内に検出する頻度(又は割合)に応じて決められる。

[0178] より具体的には、D/Dコンバータ回路510が太陽電池100から電流を引き出しすぎて出力電圧が低下するような状態では、定電圧制御回路720により、スイッチングパルスのデューティ比を所定の最大値にして、電圧を引き上げようとする。これに対して、DutyMax検出回路550は、スイッチングパルスのデューティ比が所定の最大値となっている状態を検出すると、電圧検出信号調整回路530に検出信号を発信する。電圧検出信号調整回路530は、スイッチングパルスのデューティ比が所定の最大値となっている状態を所定期間内に検出する頻度(又は割合)に応じて出力電圧検出回路520の検出信号の電圧を上昇させて、基準電圧 V_{Vref} との差を狭める。

[0179] なお、定電圧制御回路720によるD/Dコンバータ回路510の駆動に

より太陽電池 100 から引き出される電力も低下して、当該電力と太陽電池 100 の出力電力とが、図 4 (a) の電力点 B で釣り合うことになる。そうすると電力変換装置 700 の出力電圧 V_o 及び出力電力 P_{out} は下げ止まる。

[0180] 基準電圧 V_{Vref} と調整後検出信号の電圧との差が狭くなると、定電圧制御回路 720 は、スイッチングパルスのデューティ比を所定の最大値から引き下げる。また、調整後検出信号の調整量は、時定数があるので、すぐには 0 にならないので、徐々に減少することになる。

[0181] このような基本動作に加えて、第 4 の実施の形態と同様に、電力制限回路 710 は、D/D コンバータ回路 510 のスイッチに対するスイッチングパルスのデューティ比が所定の最大値になったことを $DutyMax$ 検出回路 550 から信号が送られる。すると、このスイッチングパルスを強制的にオフにするための信号を、定電圧制御回路 720 に出力する。定電圧制御回路 720 は、上で述べたような基本動作を実施した上で、電力制限回路 710 からの信号に従って、スイッチングパルスのデューティ比をさらに強制的に引き下げる。これによって、D/D コンバータ回路 510 の駆動レベルを早期に引き下げることができ、最大電力点の追跡が早期に行われる。

[0182] [実施の形態 5 の実施例]

第 5 の実施の形態における具体的回路例を図 25 に示す。なお、太陽電池 100 は第 2 の実施の形態と同じであり、D/D コンバータ回路 510 及び出力電圧検出回路 520 は、第 3 の実施の形態と同じであるので、図示及び説明は省略する。また、電力制限回路 710 は第 4 の実施の形態の電力制限回路 610 と同じであるので、説明は省略する。

[0183] 定電圧制御回路 720 は、例えば PID 制御回路であり、電圧誤差検出回路 541 と、駆動信号発生回路 542 と、電力制限回路 710 と接続される抵抗 R_{101} とを含む。電圧誤差検出回路 541 と駆動信号発生回路 542 は、第 3 の実施の形態と同じであるから、説明を省略する。なお、駆動信号発生回路 542 のオペアンプ 5421 の出力には抵抗 R_{101} の一端が接続されており、当該抵抗 R_{101} の他端は D/D コンバータ回路 510 の FE

T (S 1) のゲート端子に接続される。さらに抵抗 R 1 0 1 の他端は、電力制限回路 7 1 0 の出力と接続されている。

[0184] D u t y M a x 検出回路 5 5 0 b は、コンパレータ 5 5 1 1 と、電圧 Vref _2 を出力する直流電源 Vref _2 とを有する。コンパレータ 5 5 1 1 の正極側入力端子は、電圧誤差検出回路 5 4 1 のオペアンプ 5 4 1 1 の出力端子に接続されており、コンパレータ 5 5 1 1 の負極側入力端子は、直流電源 Vref _2 の正極側端子に接続されている。直流電源 Vref _2 の負極側端子は接地されている。コンパレータ 5 5 1 1 の出力は、電圧検出信号調整回路 5 3 0 b に接続されている。

[0185] D u t y M a x 検出回路 5 5 0 b のコンパレータ 5 5 1 1 は、駆動信号発生回路 5 4 2 に対する信号 A1_Out と、駆動信号発生回路 5 4 2 の出力であるスイッチングパルスのデューティ比が最大となる際に駆動信号発生回路 5 4 2 に入力される信号 A1_Out の電圧とほぼ同一の電圧を出力する直流電源 Vref _2 とを比較する。そして、信号 A1_Out の電圧が電圧 Vref _2 より高くなると、コンパレータ 5 5 1 1 は、その間にパルス波 DMC __O を、電圧検出信号調整回路 5 3 0 b 及び電力制限回路 7 1 0 に出力する。

[0186] 電圧検出信号調整回路 5 3 0 b は、オペアンプ 5 3 1 1 及び 5 3 1 2 と、抵抗 R 1 0 2 乃至 R 1 0 9 と、トランジスタ T 2 と、コンデンサ C 1 0 1 と、電圧 V_Vref を出力する直流電源 V_Vref とを有する。

[0187] 抵抗 R 1 0 8 の一端は、D u t y M a x 検出回路 5 5 0 b の出力に接続されており、抵抗 R 1 0 8 の他端は、抵抗 R 1 0 9 の一端、抵抗 R 1 0 7 の一端及びコンデンサ C 1 0 1 の一端が接続されている。抵抗 R 1 0 9 の他端及びコンデンサ C 1 0 1 の他端は接地されている。抵抗 R 1 0 7 の他端は、トランジスタ T 2 のベース端子に接続されている。また、トランジスタ T 2 のエミッタ端子は接地されており、コレクタ端子は、抵抗 R 1 0 6 の一端に接続されている。

[0188] さらに、抵抗 R 1 0 2 の一端は、出力電圧検出回路 5 2 0 の出力に接続されており、抵抗 R 1 0 2 の他端は、抵抗 R 1 0 3 の一端及びオペアンプ 5 3

11の負極側入力端子に接続されている。オペアンプ5311の正極側入力端子には、直流電源V_{Vref}の正極側端子が接続されており、直流電源V_{Vref}の負極側端子は接地されている。抵抗R103の他端はオペアンプ5311の出力端子と抵抗R106の他端と抵抗R104の一端に接続されている。

[0189] 抵抗R104の他端は、抵抗R105の一端とオペアンプ5312の負極側入力端子とに接続されている。オペアンプ5312の正極側入力端子には、直流電源V_{Vref}の正極側端子が接続されており、直流電源V_{Vref}の負極側端子は接地されている。抵抗R105の他端はオペアンプ5312の出力端子と定電圧制御回路720の電圧誤差検出回路541の入力に接続されている。

[0190] DutyMax検出回路550bの出力DMC_Oがオンになると、コンデンサC101に電荷が貯まる。DMC_Oがオンになる頻度及び期間が長くなると、コンデンサC101に電荷が貯まって行き、トランジスタT2のベース端子に印加される電圧も上昇する。そうすると、トランジスタT2がオンになるので、オペアンプ5311の出力電圧V_{of2}を引き下げるように作用する。

[0191] なお、オペアンプ5311では、出力電圧検出回路520の出力V_{o_fb}を反転させているので、トランジスタT2がオンになると、さらにオペアンプ5311の出力V_{of2}の電圧を引き下げるように作用する。その上で、オペアンプ5312は、再度出力V_{of2}を反転させて、出力V_{of3}を電圧検出信号調整回路530bの出力として電圧誤差検出回路541に出力する。より具体的には、V_{of2}が引き下げられていると、V_{of3}は引き上げられることになり、あたかも出力電圧検出回路520の出力V_{o_fb}が高くなったように、定電圧制御回路720の電圧誤差検出回路541には見える。

[0192] さらに、本実施例では、電力制限回路710も設けられているので、DutyMax検出回路550bの出力DMC_Oがオンになると、FET(S81)もオンになって、その間、駆動信号発生回路542の出力であるスイッチングパルスをローに押下げる。このようにすることによって、スイッチ

ングパルスのデューティー比が下げられるようになるので、D/Dコンバータ回路510の駆動レベルを早期に引き下げて、最大電力点の追跡を高速に行うことができる。

[0193] 次に、図26を用いて、図25で示した回路の動作の主要部分を説明する。なお、DutyMax検出回路550bのコンパレータ5511がオンにならない場面での動作は、図13と全く同じになるのでここでは説明を省略する。

[0194] 次に、図26(a)乃至(i)を用いて、D/Dコンバータ回路510の出力Voが減少し始めた場合の動作について説明する。なお、図26(a)乃至(i)は、本実施の形態の特徴を強調するように描かれているので、実際とは多少異なる部分もある。

[0195] 上で説明し且つ図26(a)及び(b)に示すように、太陽電池100からの電力供給が減少するか最大電力点を超えてD/Dコンバータ回路510が電力を引き出そうとする。そうすると、D/Dコンバータ回路510のFET(S1)のゲート端子に対するスイッチングパルスのデューティー比は最大となる。一方、D/Dコンバータ回路510の出力Voは低下してしまう。図26(c)に示すように、出力Voが低下すると、出力電圧検出回路520の出力Vo_fbも低下する。

[0196] 一方、電圧誤差検出回路541は、固定のV_Vrefとの差を反転させるため、出力電圧検出回路520の出力Vo_fbが低下し且つVof2に対する調整が行われない場合には、電圧誤差検出回路541の出力A1_Outは反対に上昇することになる。そうすると、図26(d)に示すように、FET(S1)に対するスイッチングの周期の中で、電圧誤差検出回路541の出力A1_Outの電圧が、徐々にスイッチングパルスのデューティー比の最大値に相当する電圧Vref_2を上回る期間が長くなる。また、図26(e)に示すように、DutyMax検出回路550bのコンパレータ5511の出力DMC_Oがオンになる期間が徐々に長くなる。すなわち、スイッチングパルスのデューティー比が最大になる頻度(又は割合)が過去の所定期間内において高くなると

、トランジスタ T2 がオンとなる頻度及び期間が長くなり、図 26 (f) に実線で示すように電圧検出信号調整回路 530b のオペアンプ 5311 の出力電圧 Vof2 が引き下げられる。点線は調整が行われなかった場合のカーブを表す。そうすると、電圧検出信号調整回路 530b の出力 Vof3 は、反対に上昇することになる。

[0197] 一方、基準電圧 V_Vref は固定であるから、電圧誤差検出回路 541 に入力される 2 つの信号の電位差が狭められることになる。そうすると、図 26 (h) に示すように、電圧検出信号調整回路 530b の出力 Vof3 が引き上げられた後、出力 Vof3 の電圧と基準電圧 V_Vref との差が小さくなるので、電圧誤差検出回路 541 のオペアンプ 5411 の出力 A1_Out (ここでは補正後 A1_Out) も、徐々に下がってゆく。

[0198] そうすると、図 26 (h) に示すように、駆動信号発生回路 542 のコンパレータ 5421 の負極側入力端子の三角波信号 V_TW__1 の電圧より下がる期間が長くなる。そうすると、図 26 (i) に複数の時間軸の点線の幅で示すように、スイッチングパルスのオンの幅が短くなる。すなわち、定電圧制御回路 720 からすると、デューティ比を高くして、D/D コンバータ回路 510 の FET (S1) のオンの期間を長くして、より多くの電力を太陽電池 100 から引き出そうとして動作した結果、あたかもこの動作に効果があったように見える。従って、電圧検出信号調整回路 530b の出力 Vof3 の電圧と基準電圧 V_Vref との差が小さくなったので、デューティ比を低くしたということである。

[0199] さらに、本実施例では、図 26 (g) に示すように、DutyMax 検出回路 550b の出力 DMC__O がオンになると、電力制限回路 710 の出力は 0 になる。すなわち、D/D コンバータ回路 510 のスイッチに対するスイッチングパルスを強制的にオフにするように作用するので、図 26 (i) に実線で示すように、パルス幅がさらに狭くなる。このようにして、D/D コンバータ回路 510 による駆動レベルを早期に引き下げることで、最大電力点の追跡を高速に行うことができるようになる。

[0200] これによって上で述べたように太陽電池 100 から引き出す電力が引き下げられるので、D/Dコンバータ回路 510 の出力 V_o が上昇するようになる。その後、太陽電池 100 から D/Dコンバータ回路 510 が電力を引き出すように動作すれば、図 26 (b) に示すように電圧 V_o が下がるようになるので、上で述べたような動作を繰り返すようになる。すなわち、最大電力点を追跡していることになる。

[0201] このように高価なプロセッサなどを用いることなく安価な素子のみで最大電力点追跡が可能となる。

[0202] [実施の形態 6]

上で述べたような実施の形態に係る電力変換装置は、例えば図 27 のように用いることが好ましい。図 27 の例では、5つの太陽電池の各々に、電力変換装置を接続する。そして、全ての電力変換装置の全ての出力は、コンデンサ 1001 と、負荷蓄電池 1003 と、DC/ACインバータ回路や DC/DCコンバータ回路などの様々な負荷に接続される。

[0203] 1つの大きな太陽電池に対して1つの電力変換装置を接続するような構成では、当該太陽電池の一部分だけ影などにより出力が低下した場合、当該太陽電池の出力電力カーブが複雑になるため、最大電力点の追跡が難しくなる。しかし、図 27 に示すように、太陽電池をある程度の大きさに分割して、各太陽電池に電力変換装置を接続して、各々で最大電力点を追跡するようにすれば、一部の太陽電池の出力電力が低下したりしても、その太陽電池に合わせて担当の電力変換装置が出力電力を引き下げるように動作する。すなわち、全体としても最大電力点に追従することが容易になり、全体として効率の良いシステムが得られるようになる。

[0204] さらに、図 28 に示すように、各電力変換装置の出力にダイオードのカソードを接続し、全てのダイオードの全てのアノードを接続することによって、システムの電力変換装置の出力をダイオードOR回路で接続するようにしても良い。

[0205] [実施の形態 7]

また、上で述べたような実施の形態に係る電力変換装置（蓄電池充電電流検出回路を用いない電力変換装置）は、例えば図29のように用いることができる。図29の例では、5つの太陽電池の各々に、電力変換装置を接続する。すなわち、コンデンサ2001及び負荷蓄電池2003などに接続されている電力変換装置__1を最上位として、負極側端子が接地されている電力変換装置__5を最下位とした時、最上位及び最下位の電力変換装置を除く電力変換装置の正極側出力を上位の電力変換装置の負極側出力に接続し、電力変換装置の負極側出力を下位の電力変換装置の正極側出力に接続する。なお、最上位の電力変換装置の正極側出力をコンデンサ2001等に接続し、最下位の電力変換装置の負極側出力を接地する。

[0206] さらに、図30に示すように、図29に示した回路の各電力変換装置の負極側端子にダイオードのアノードを接続し、正極側端子にカソードを接続するような構成を採用するようにしても良い。

[0207] 上では太陽電池と電力変換装置の組み合わせを5つ利用する例を示したが、個数は5に限定されるものではない。

[0208] 当然ながら太陽電池は一例であり、風力発電機など他の自然エネルギーからの発電機にも適用できる。さらに、風力発電機や太陽電池などを複合的に用いるシステムにおいても、図27に示すように接続することができる。

[0209] 以上本発明の実施の形態を説明したが、各実施の形態における回路例は、他の実施の形態において置換して用いることができる場合もある。例えば、第5の実施の形態の実施例におけるDutyMax検出回路550b及び電圧検出信号調整回路530bは、電圧検出信号調整回路を用いる他の実施の形態において採用するようにしても良い。

[0210] また第4の実施の形態の実施例2を第5の実施の形態に適用しても良い。

[0211] さらに、示した回路例は一例であって、同様の機能を実現する他の回路例を採用することもできる。

請求の範囲

- [請求項1] 最大電力点を有する直流電源からの出力電圧をDC／DC変換するD／Dコンバータ回路と、
- 前記D／Dコンバータ回路の出力電圧に応じた電圧の出力信号を出力する電圧検出回路と、
- 前記電圧検出回路の出力信号の電圧と基準となる比較電圧との差に応じて、前記D／Dコンバータ回路を制御する定電圧制御回路と、
- 前記定電圧制御回路による制御にも拘わらず前記電圧検出回路の出力信号の電圧が低下すると、前記電圧検出回路の出力信号の電圧と前記基準となる比較電圧との電位差を強制的に狭める調整回路と、
- を有する電力変換装置。
- [請求項2] 前記調整回路が、
- 前記D／Dコンバータ回路に含まれるスイッチのスイッチングを制御する信号のデューティ比が所定の最大値となる状態を検出する第1の検出回路と、
- 前記第1の検出回路から所定期間内に検出信号が出力される頻度又は割合に従って前記電圧検出回路の出力信号の電圧又は前記基準となる比較電圧を変化させる電圧調整回路と、
- を有する請求項1に記載の電力変換装置。
- [請求項3] 前記電圧調整回路が、
- 前記第1の検出回路から検出信号が所定期間内に出力される頻度又は割合に応じた期間、放電回路からの放電に切り換える回路
- を含む請求項2に記載の電力変換装置。
- [請求項4] 前記電圧調整回路が、
- 前記電圧検出回路の出力信号の極性を反転させる第1の反転回路と、
- 、
- 前記第1の反転回路の出力信号の電圧を、前記第1の検出回路から検出信号が所定期間内に出力される頻度又は割合に従って引き下げる

反転信号調整回路と、

前記反転信号調整回路によって電圧が引き下げられた前記第 1 の反転回路の出力信号の極性を反転させる第 2 の反転回路と、

を有する請求項 2 に記載の電力変換装置。

[請求項 5]

前記調整回路が、

前記第 1 の検出回路から検出信号が出力されると、前記 D/D コンバータ回路に含まれるスイッチのスイッチングを制御して供給される電力を出力制限させる制限回路

をさらに含む請求項 2 に記載の電力変換装置。

[請求項 6]

前記定電圧制御回路が、

前記電圧検出回路の出力信号の電圧と基準となる比較電圧との差に応じた誤差電圧と、所定の三角波信号とを比較して、前記誤差電圧が前記三角波信号の電圧を上回る期間、前記 D/D コンバータ回路に含まれるスイッチをオンにする信号を生成する回路を含み、

前記調整回路が、

前記第 1 の検出回路から所定期間内に検出信号が出力される頻度又は割合に従って前記誤差電圧を引き下げる制限回路

をさらに含む請求項 2 に記載の電力変換装置。

[請求項 7]

前記調整回路が、

前記電圧検出回路の出力信号の電圧又は前記基準となる比較電圧の強制的な変更後、当該変更量を漸減させる

請求項 1 に記載の電力変換装置。

[請求項 8]

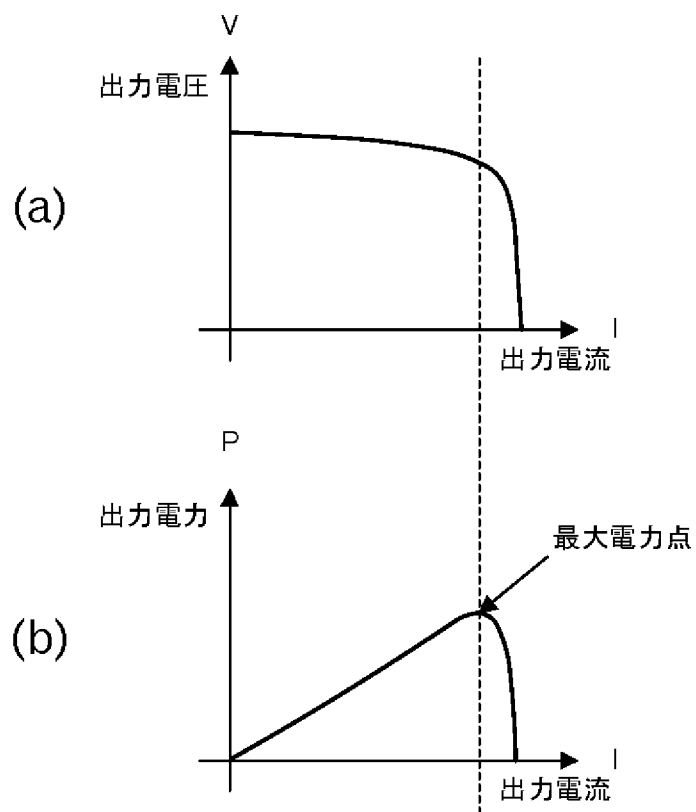
請求項 1 に記載の複数の電力変換装置と、

複数の直流電源とを有し、

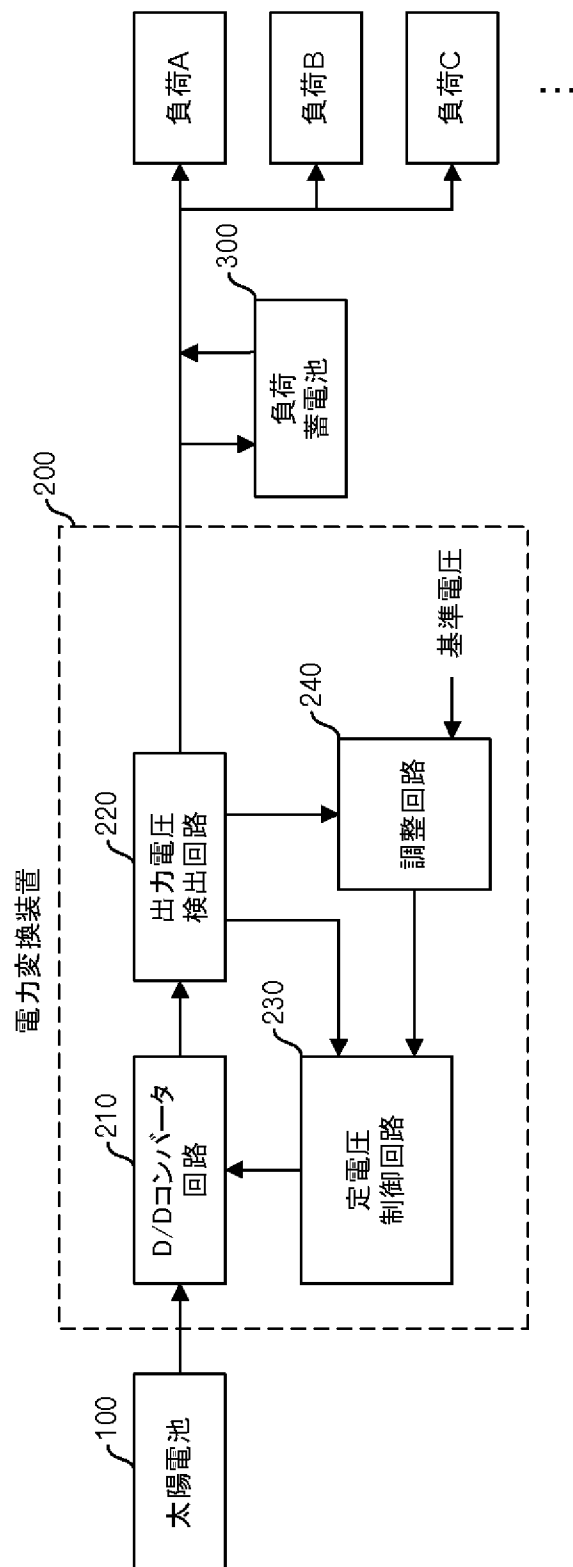
前記複数の直流電源に含まれる一つの直流電源と前記複数の電力変換装置に含まれる一つの電力変換装置とが 1 対 1 で接続されており、前記複数の電力変換装置の出力が接続されている

電力システム。

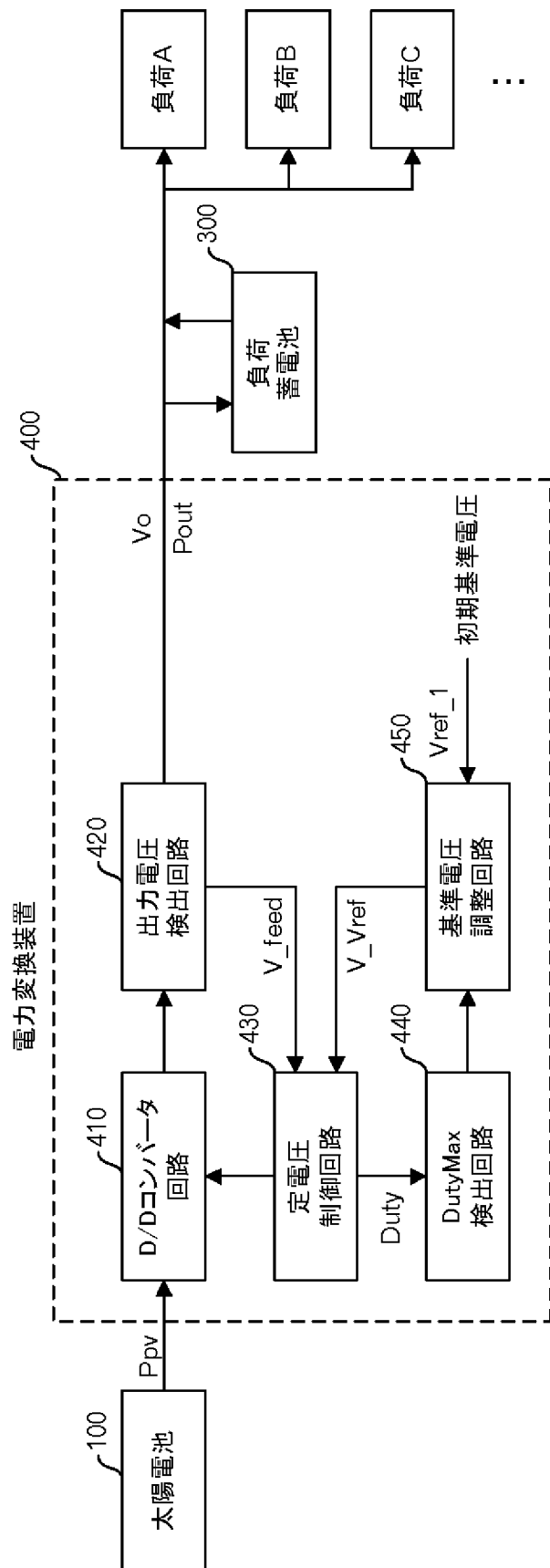
[図1]



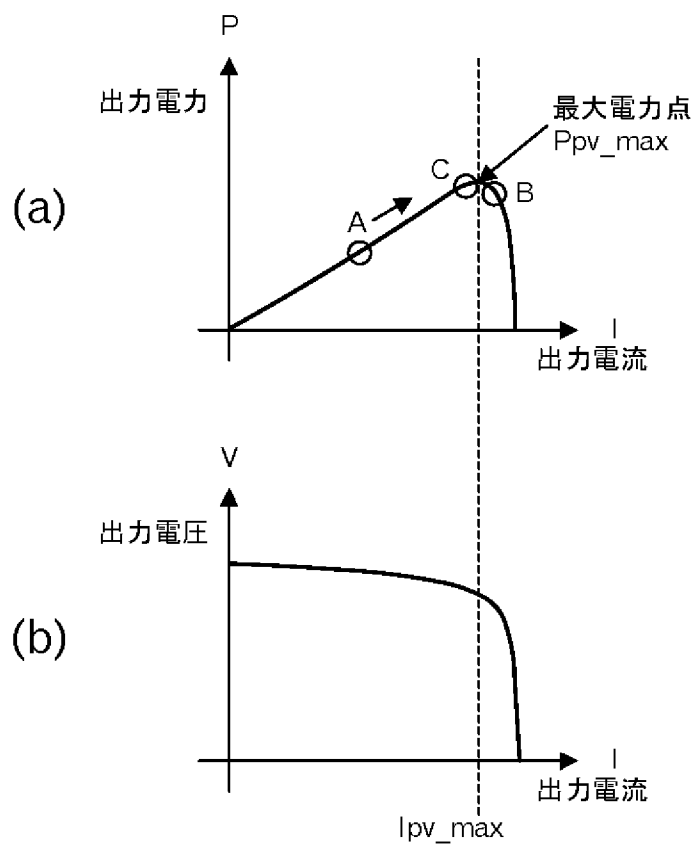
[図2]



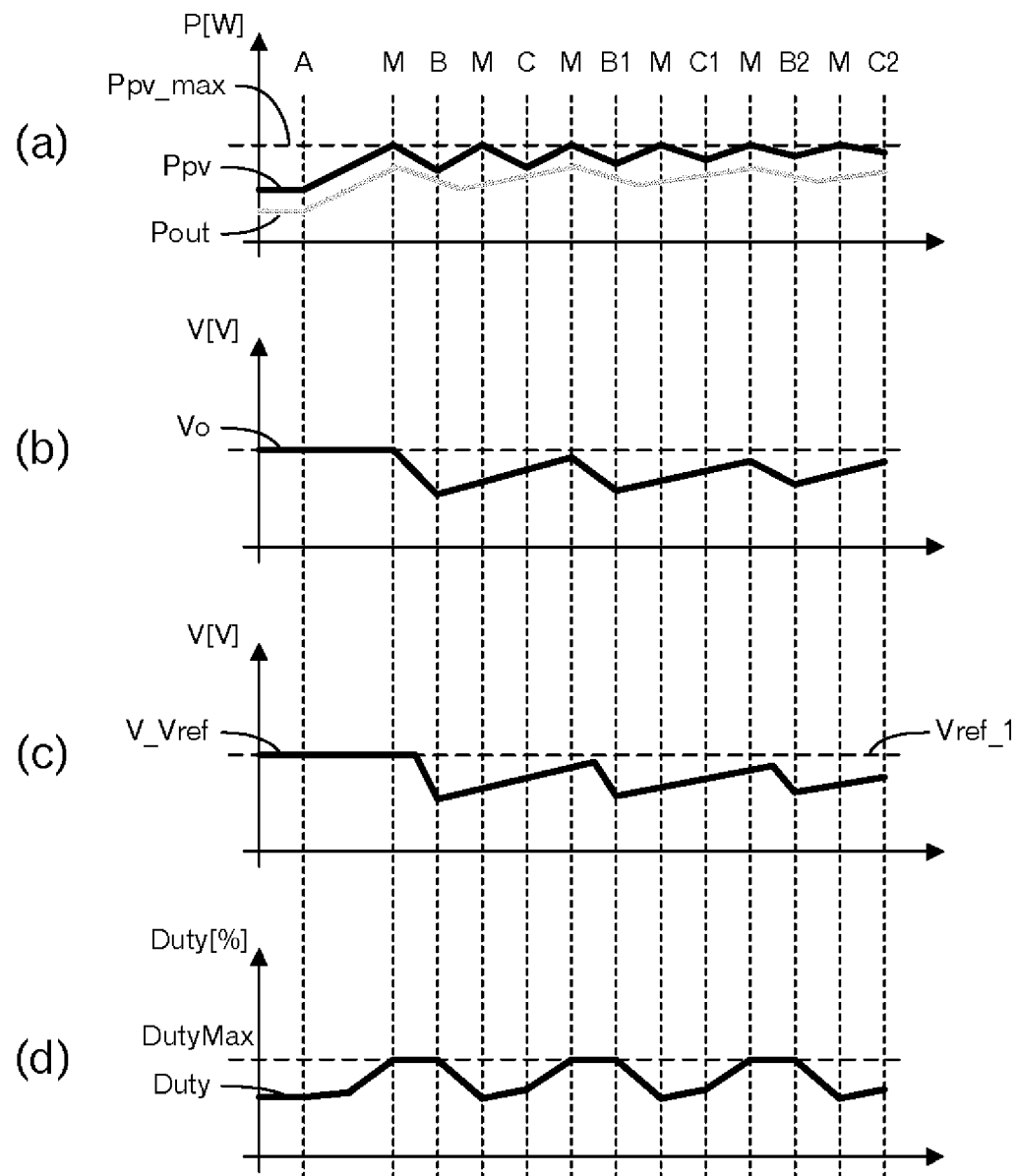
[図3]



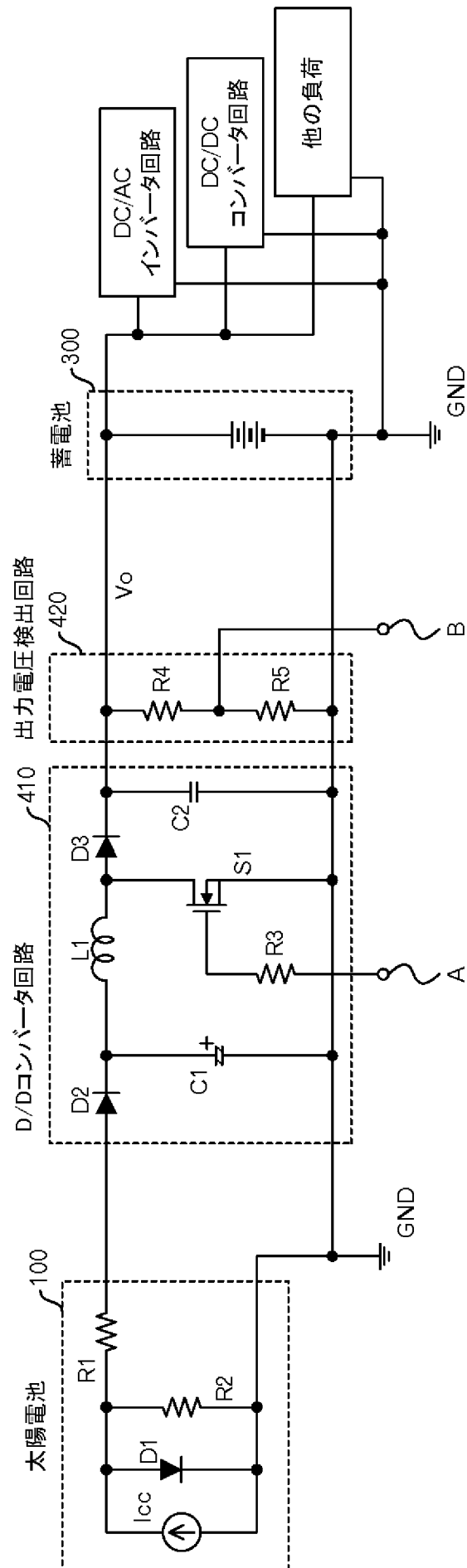
[図4]



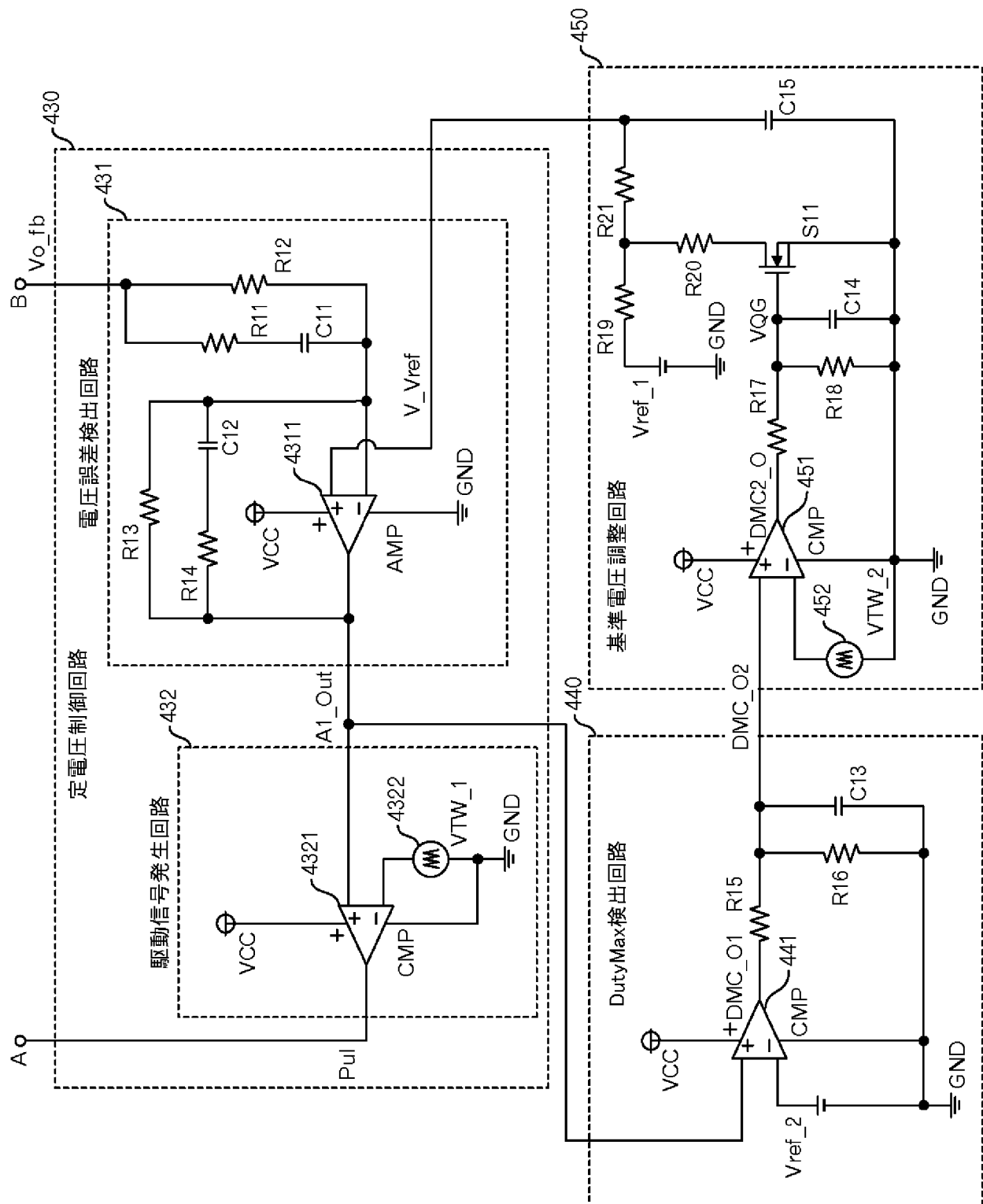
[図5]



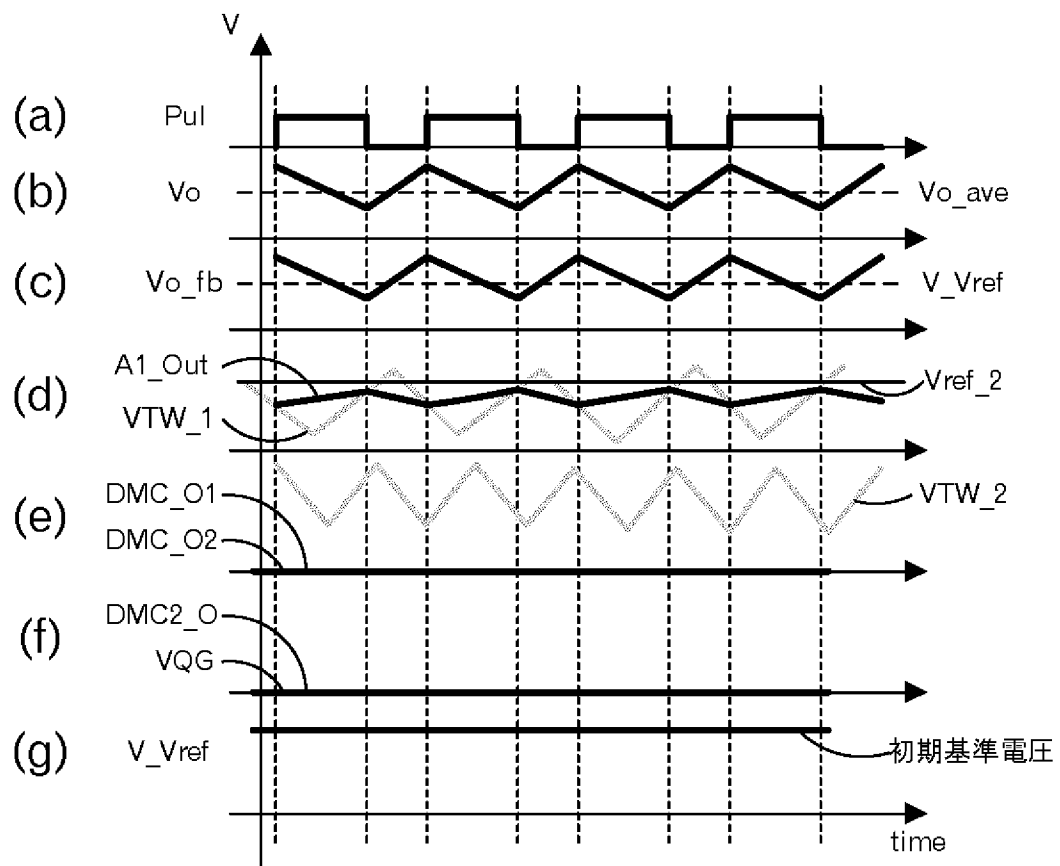
[図6]



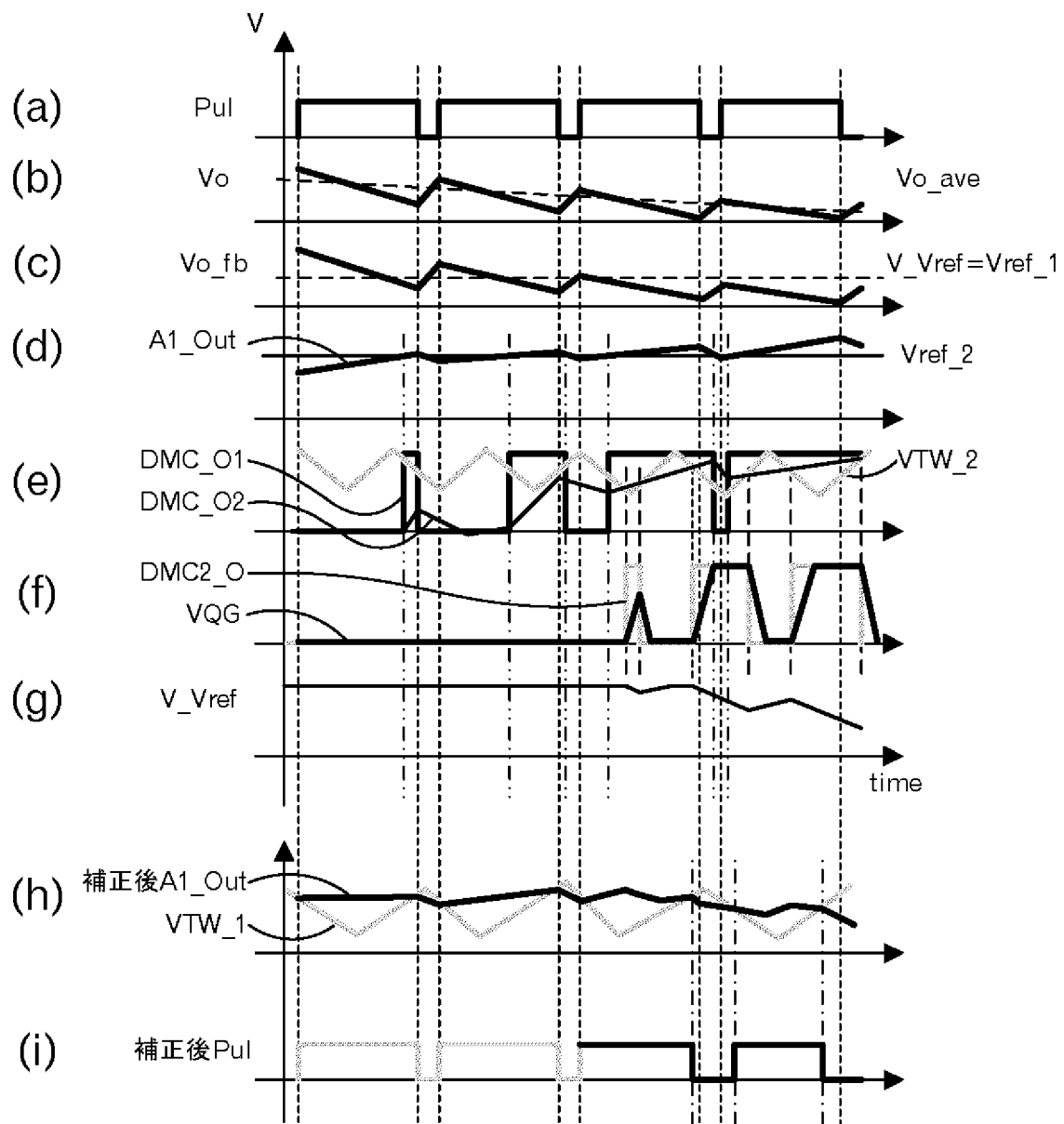
[図7]



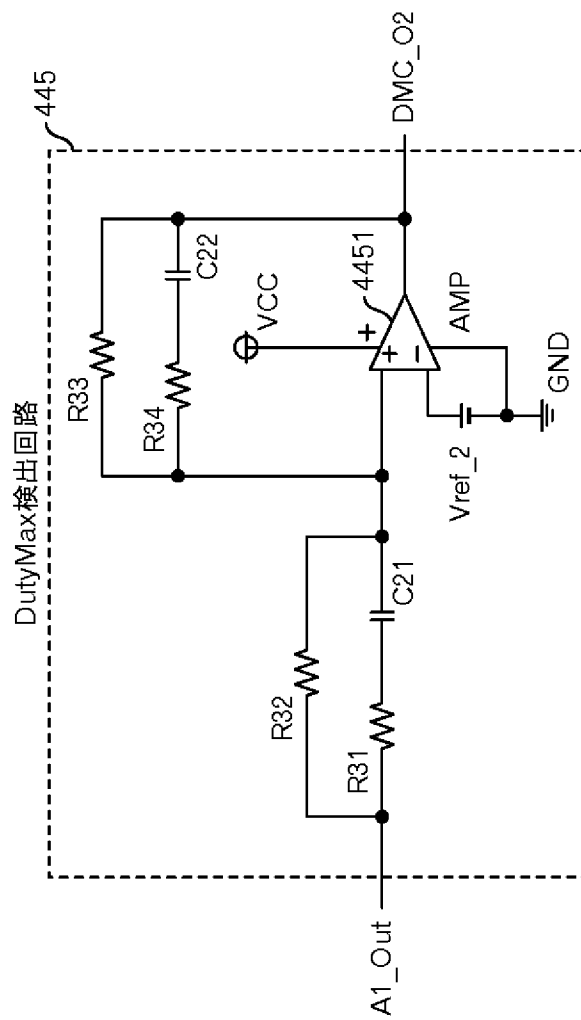
[圖8]



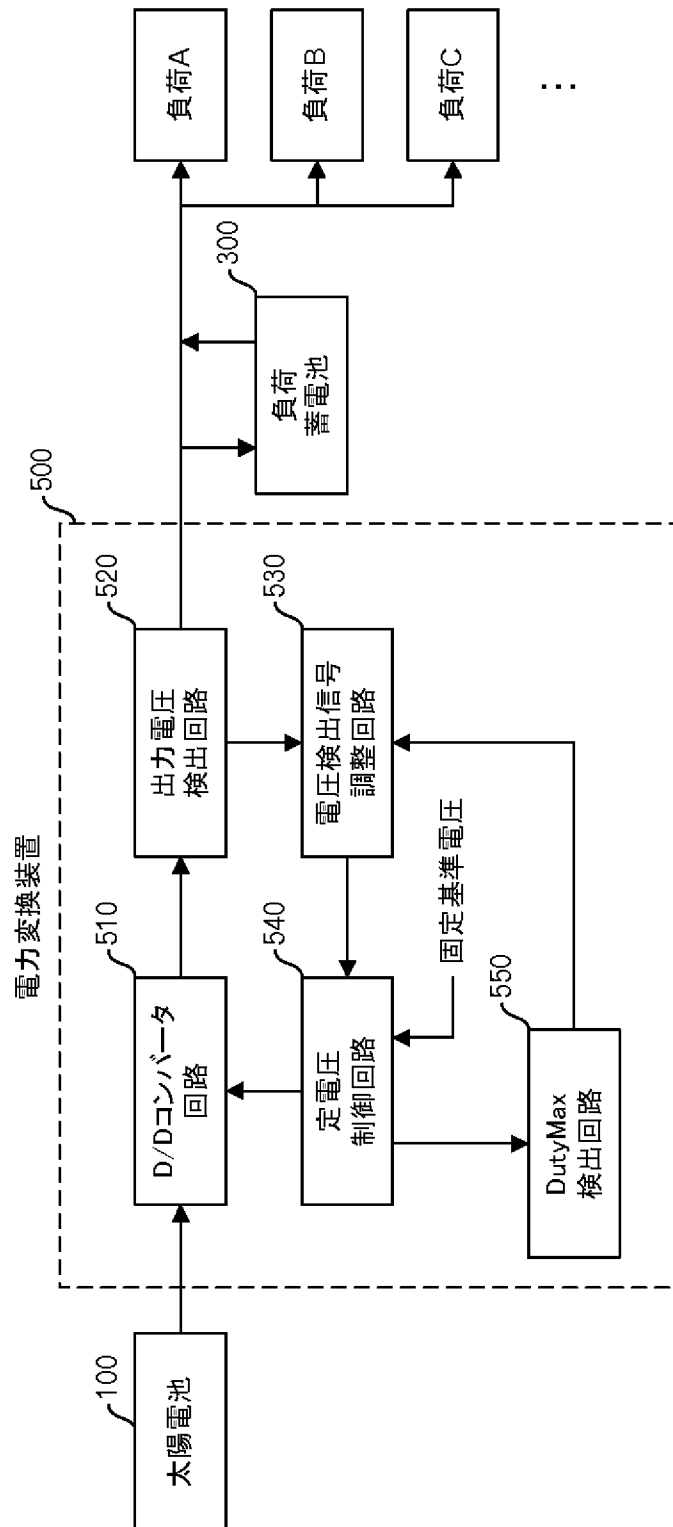
[図9]



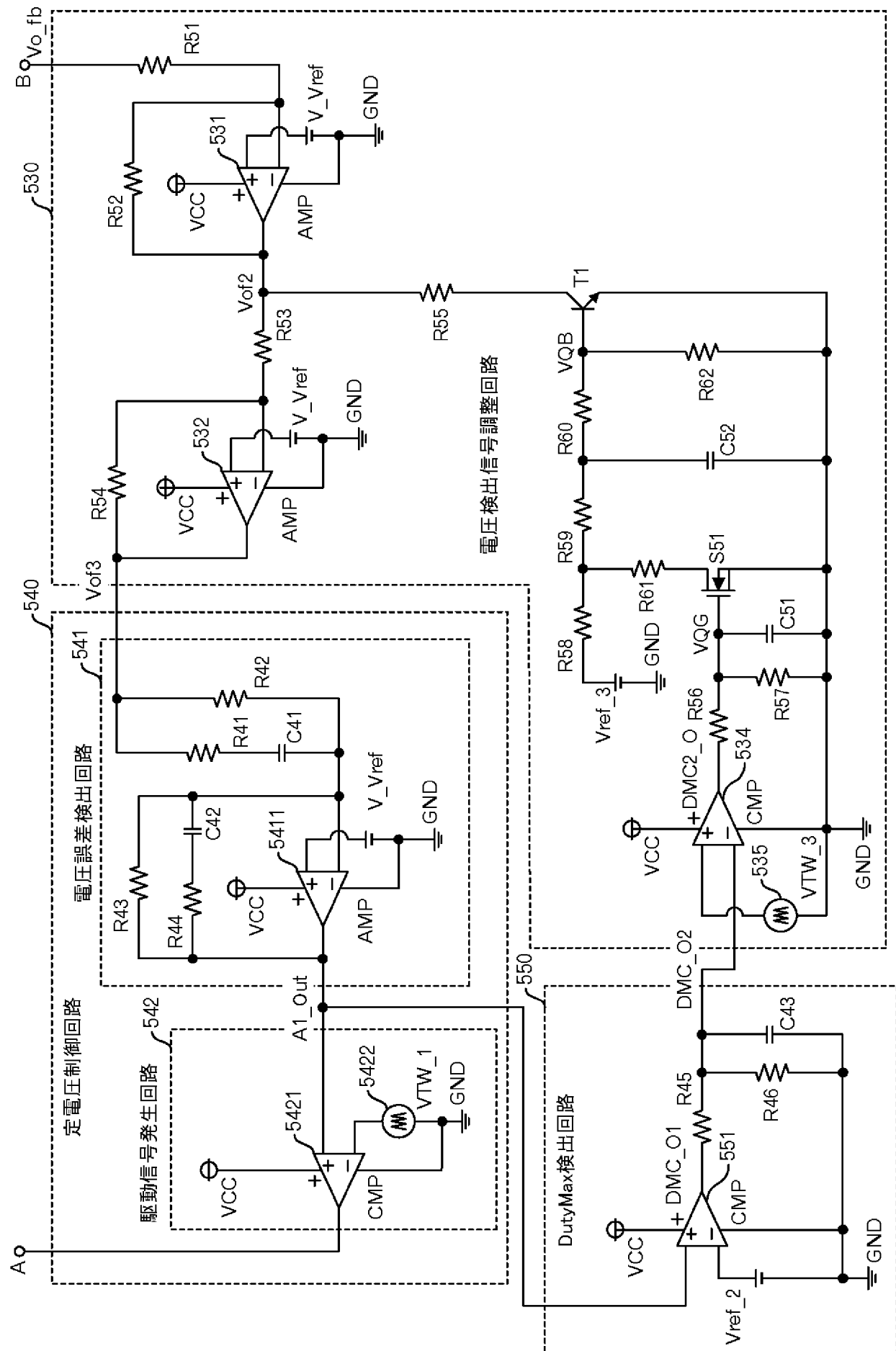
[図10]



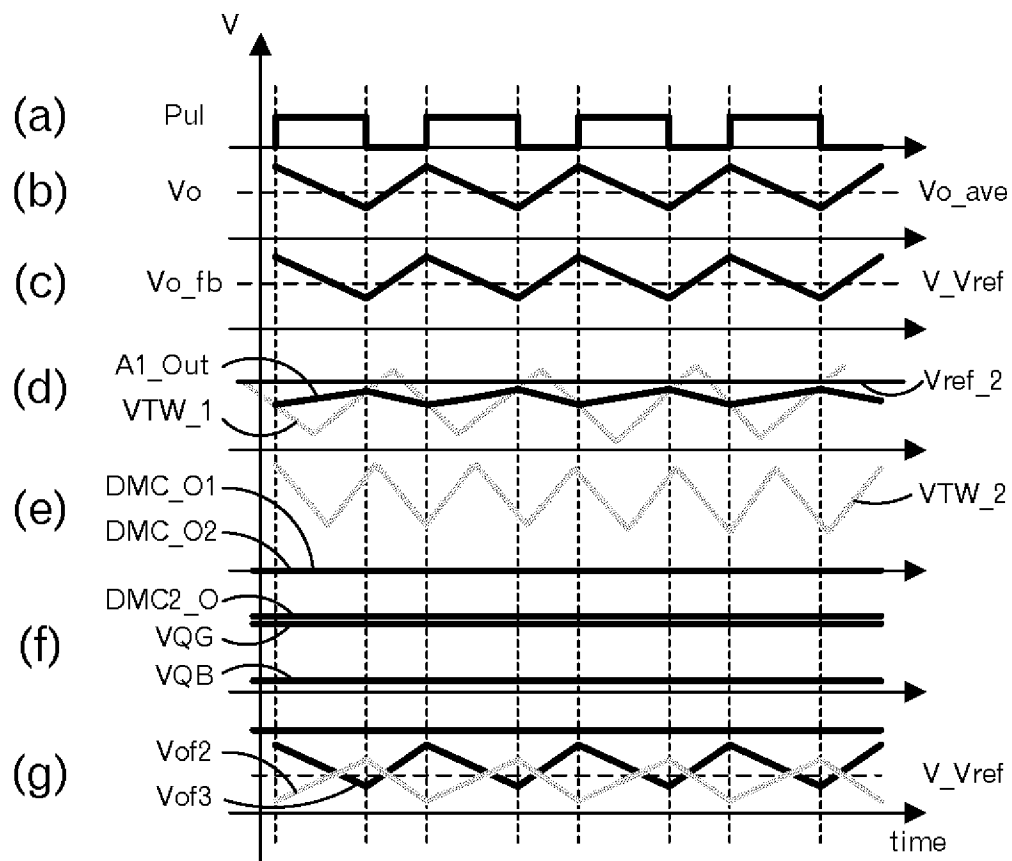
[図11]



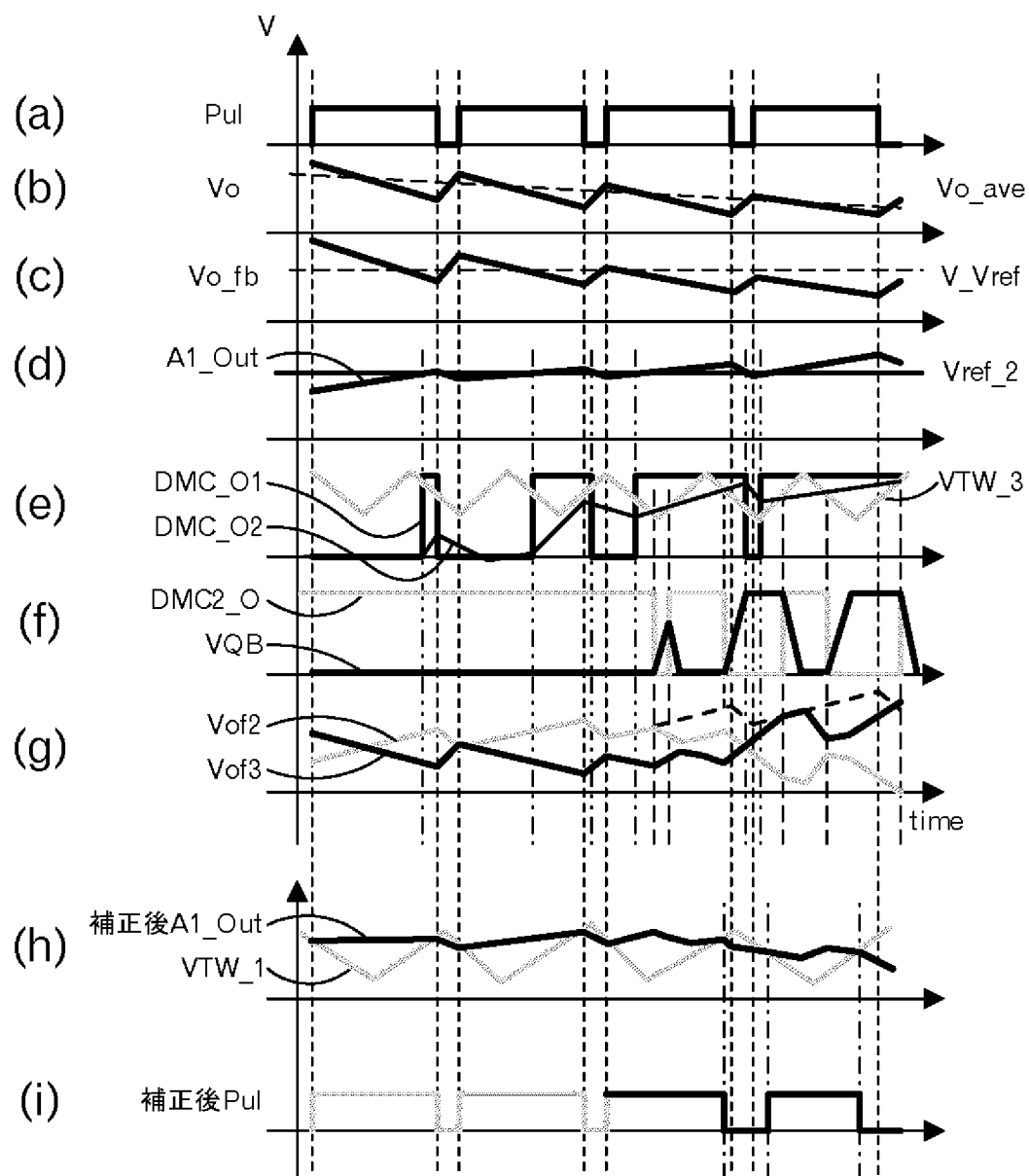
[図12]



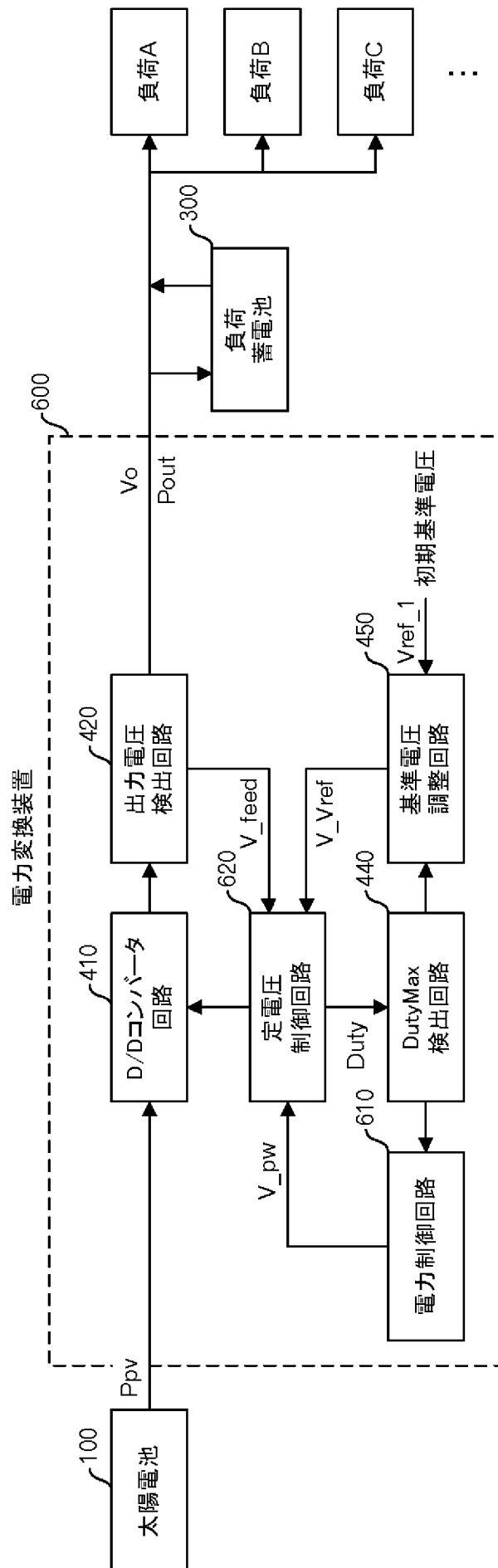
[図13]



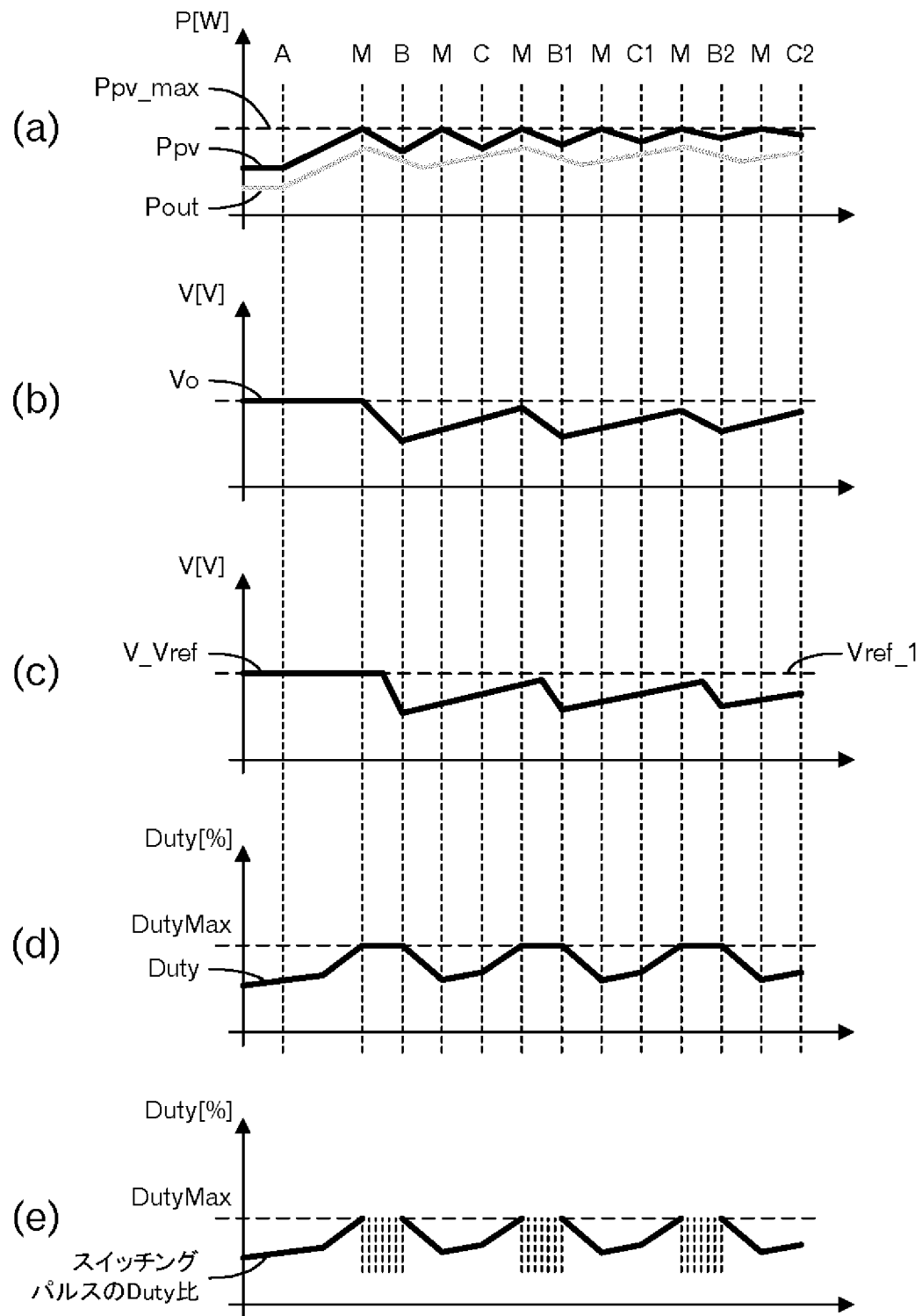
[図14]



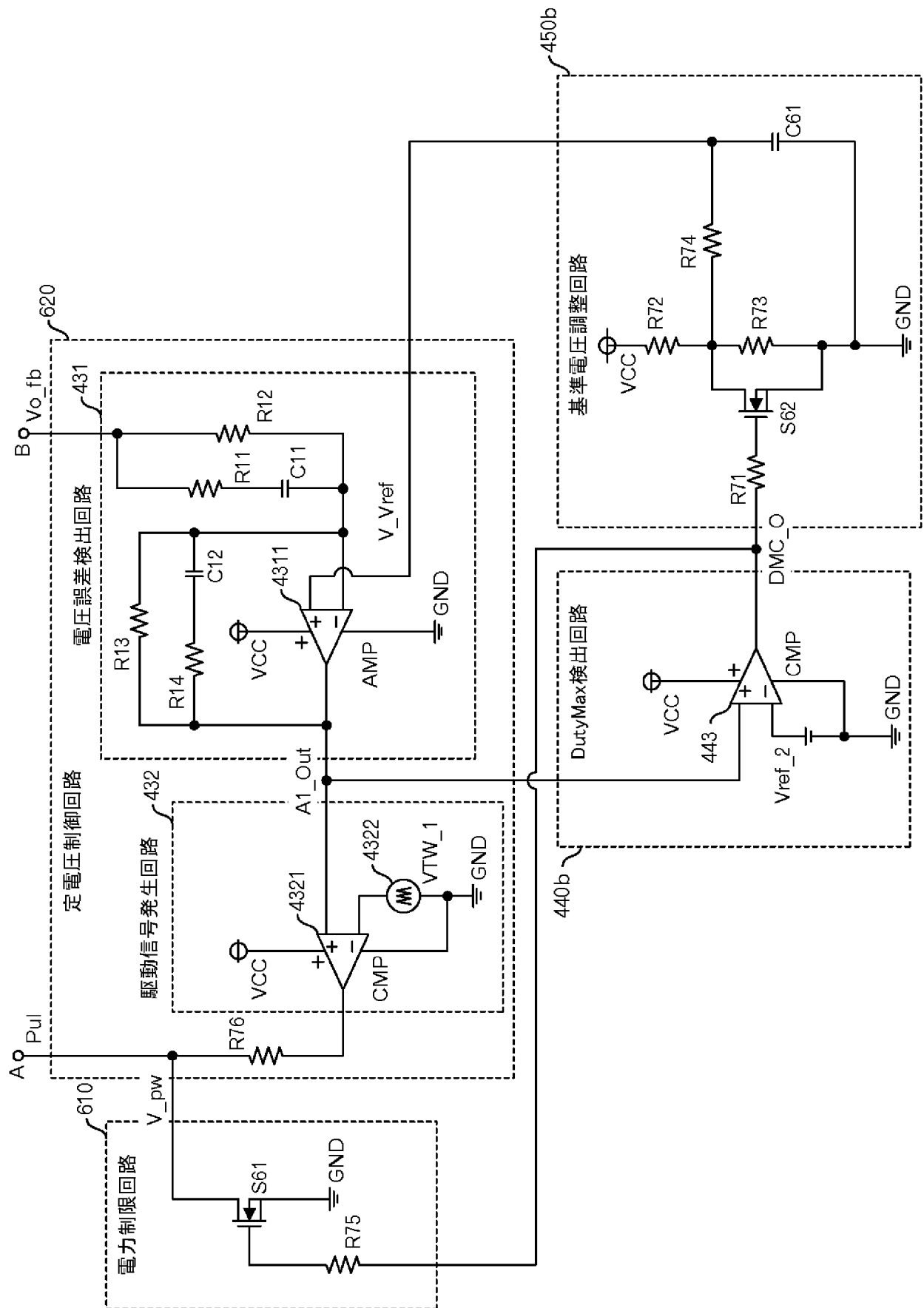
[図15]



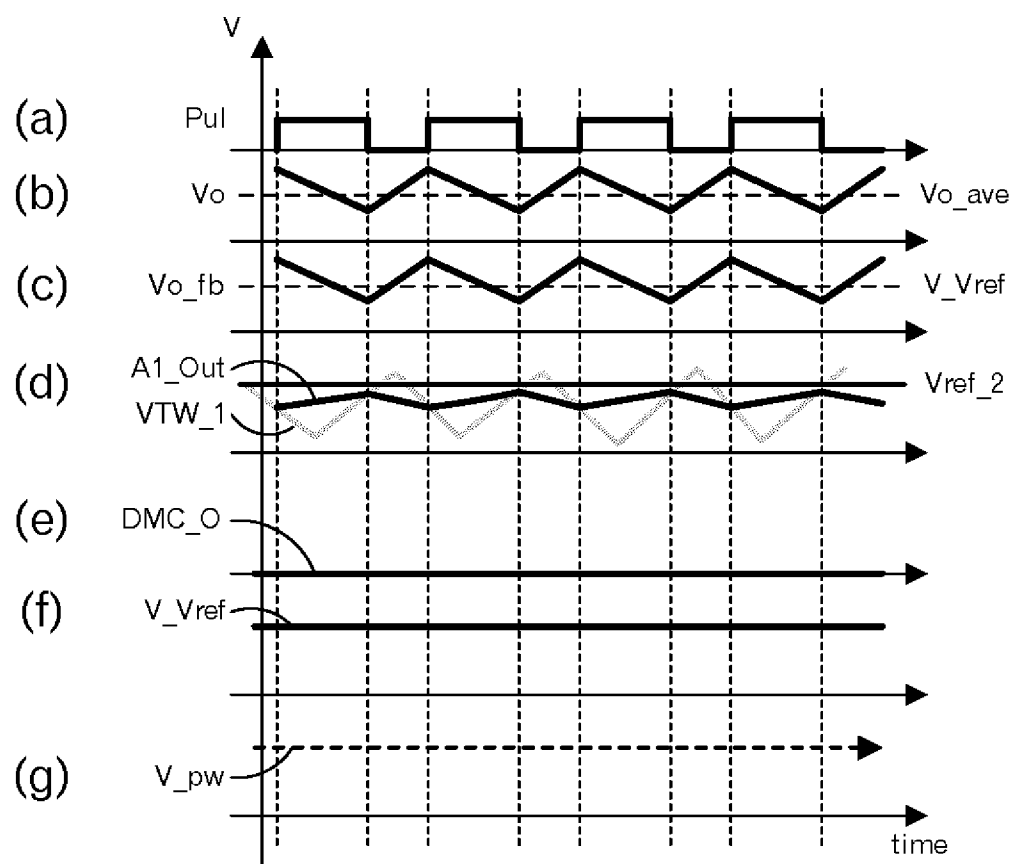
[図16]



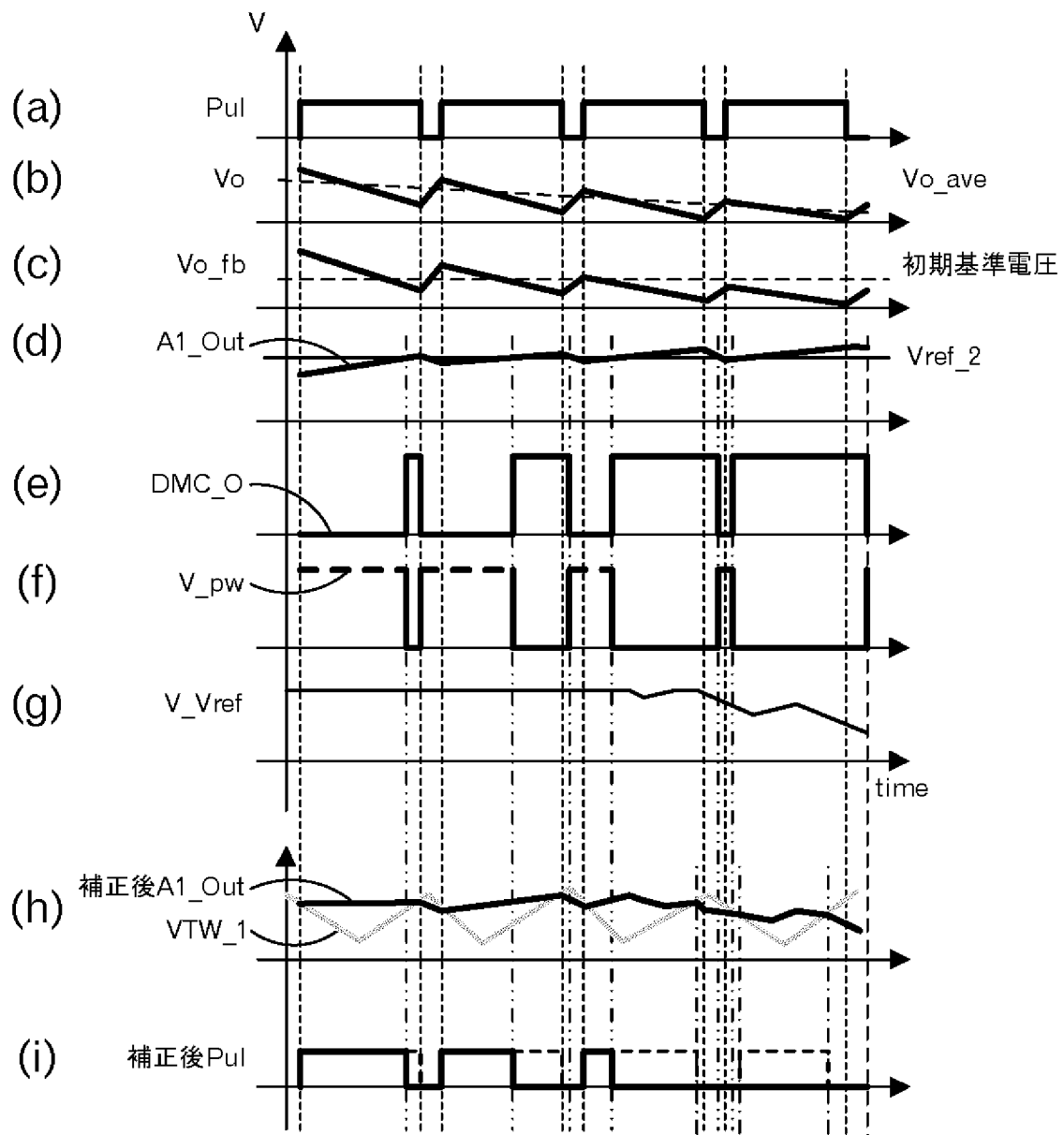
[図17]



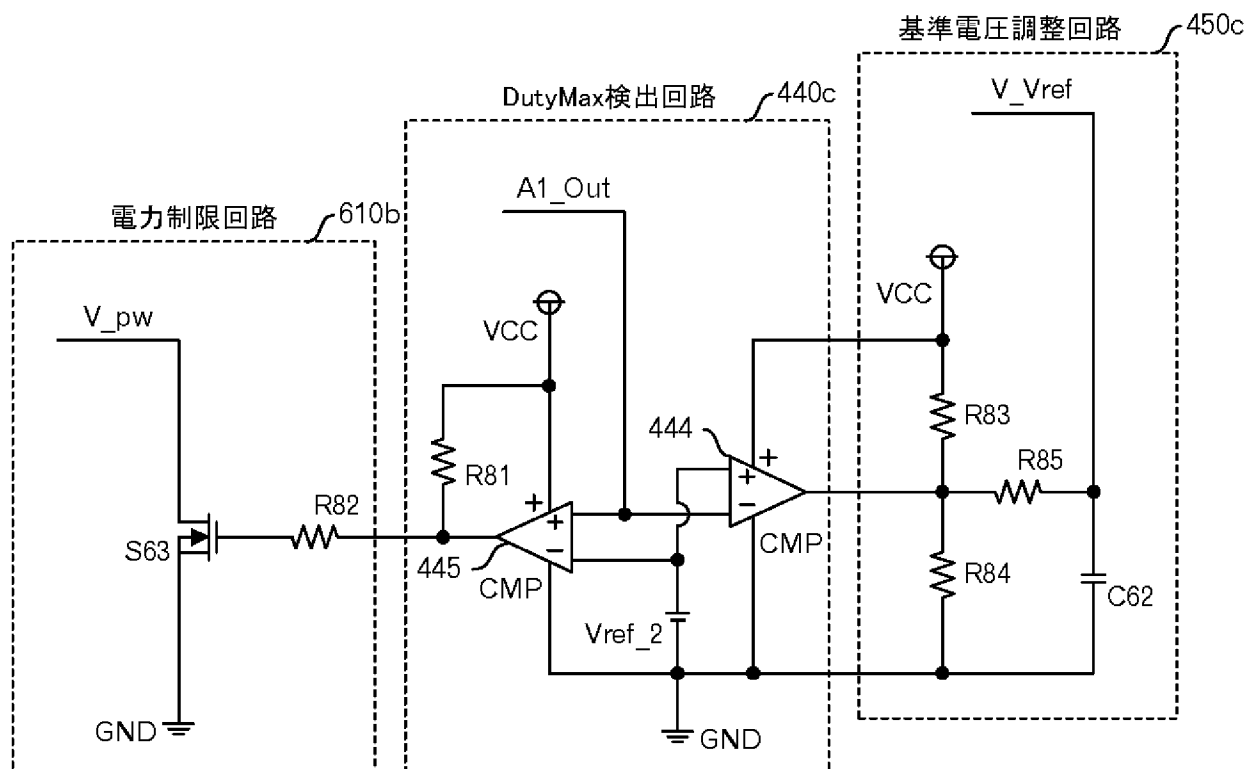
[図18]



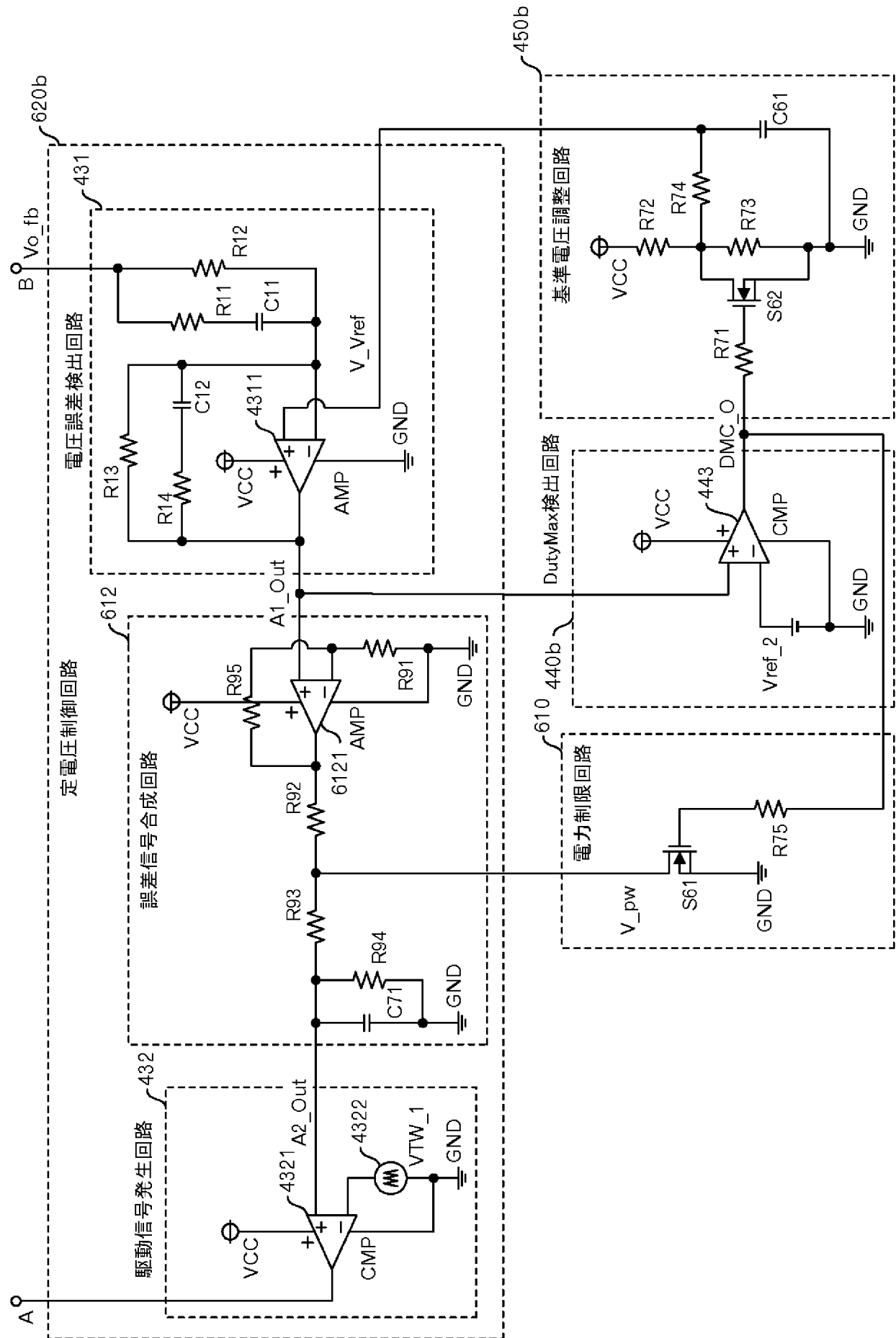
[図19]



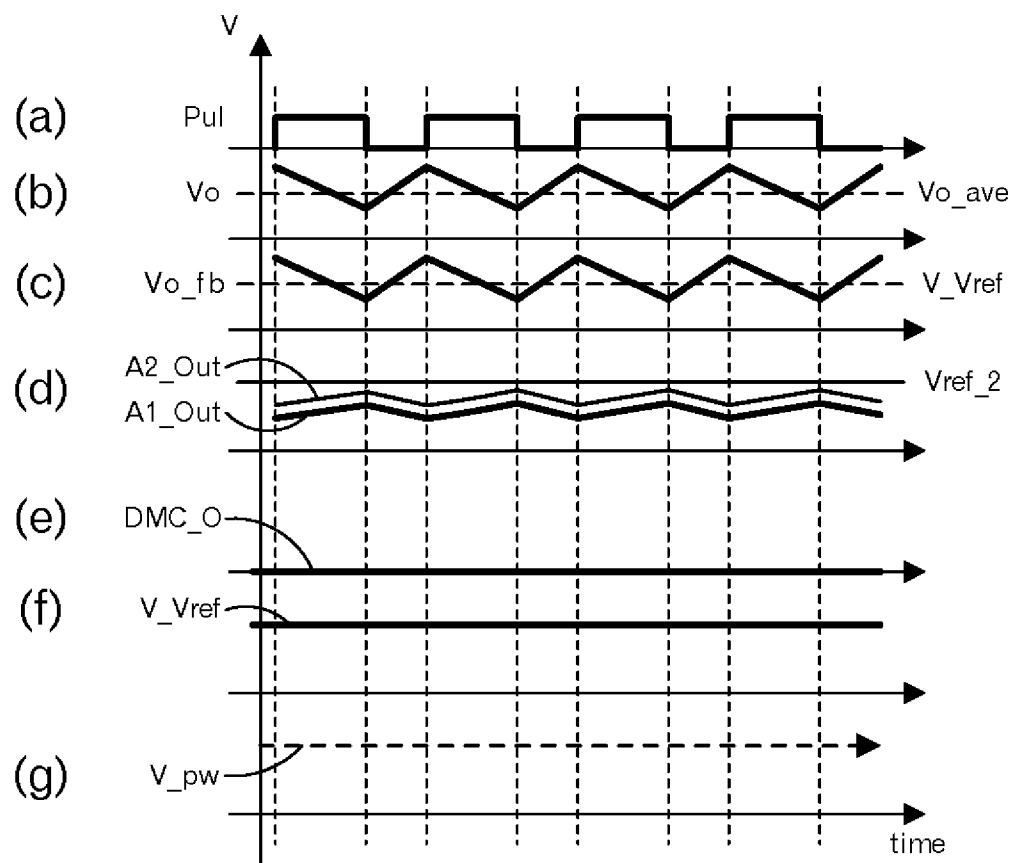
[図20]



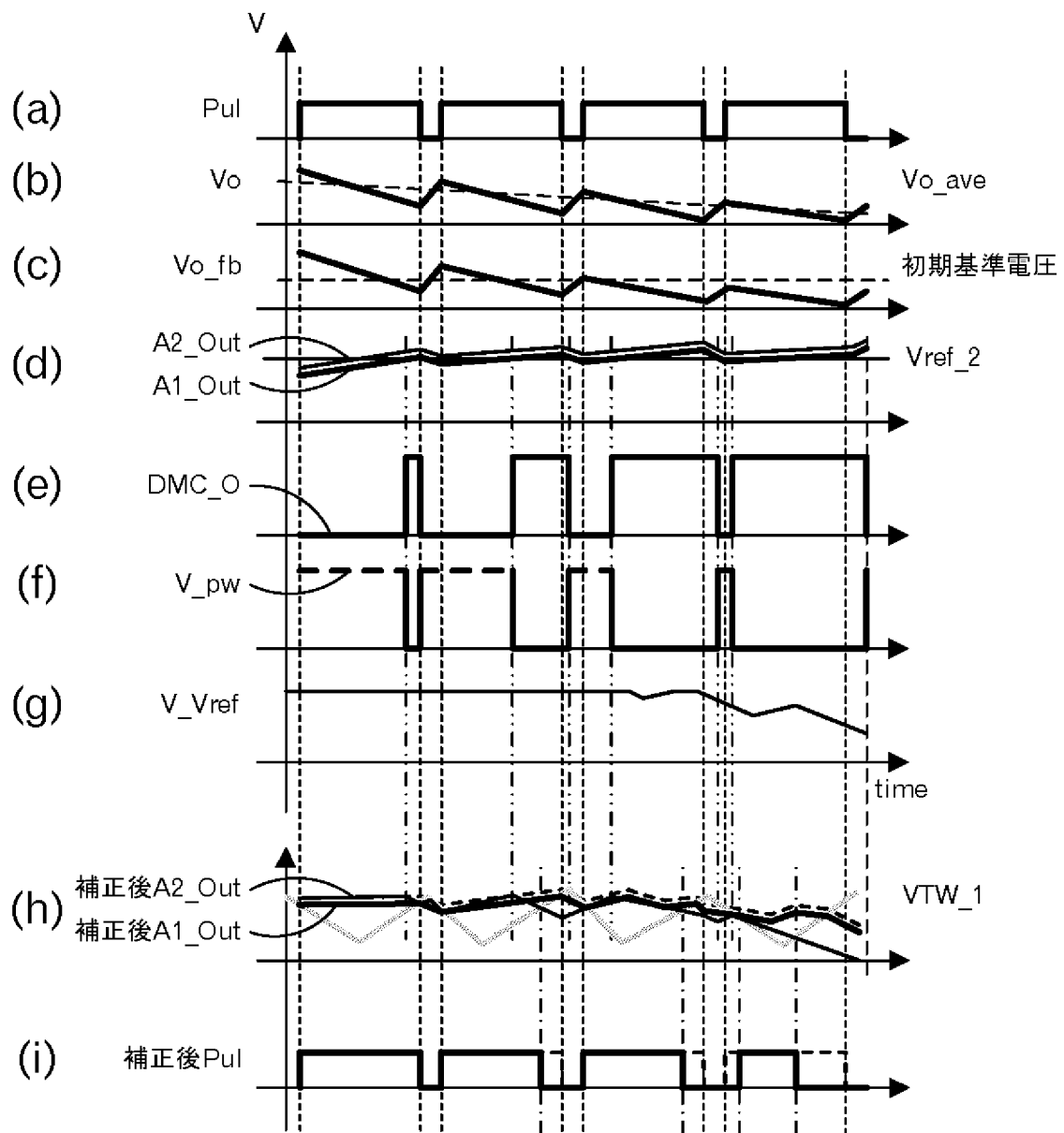
[図21]



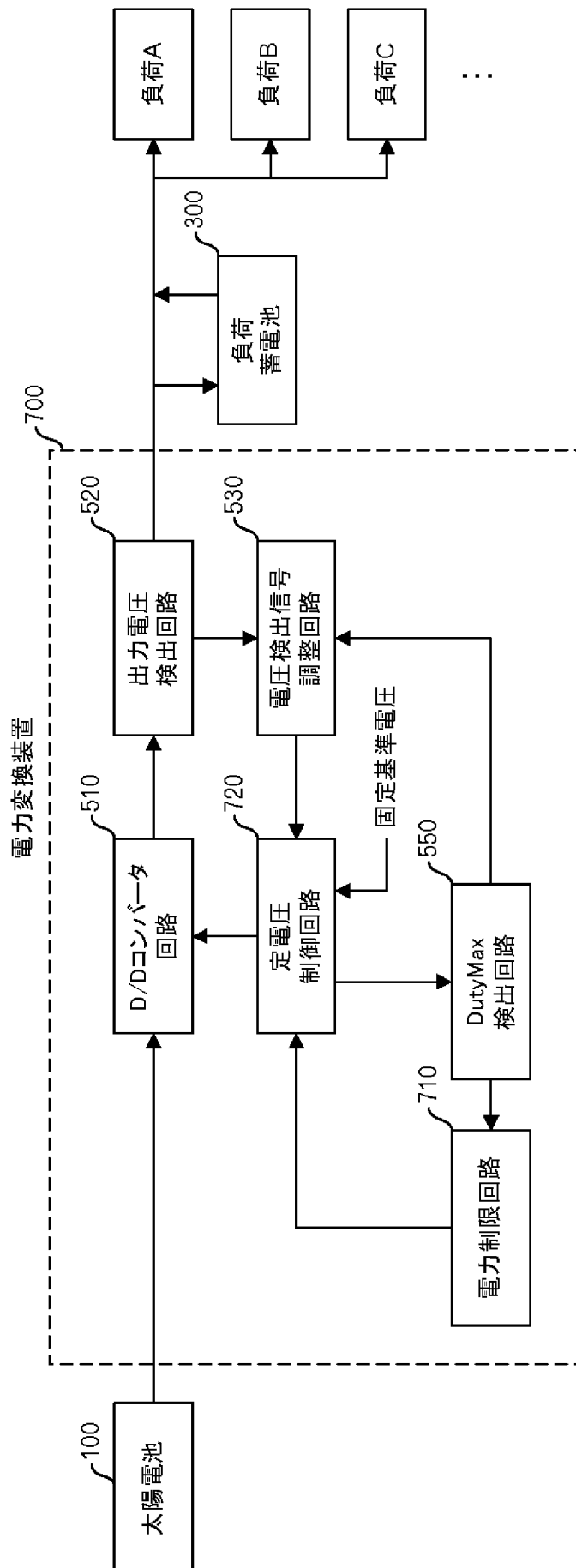
[図22]



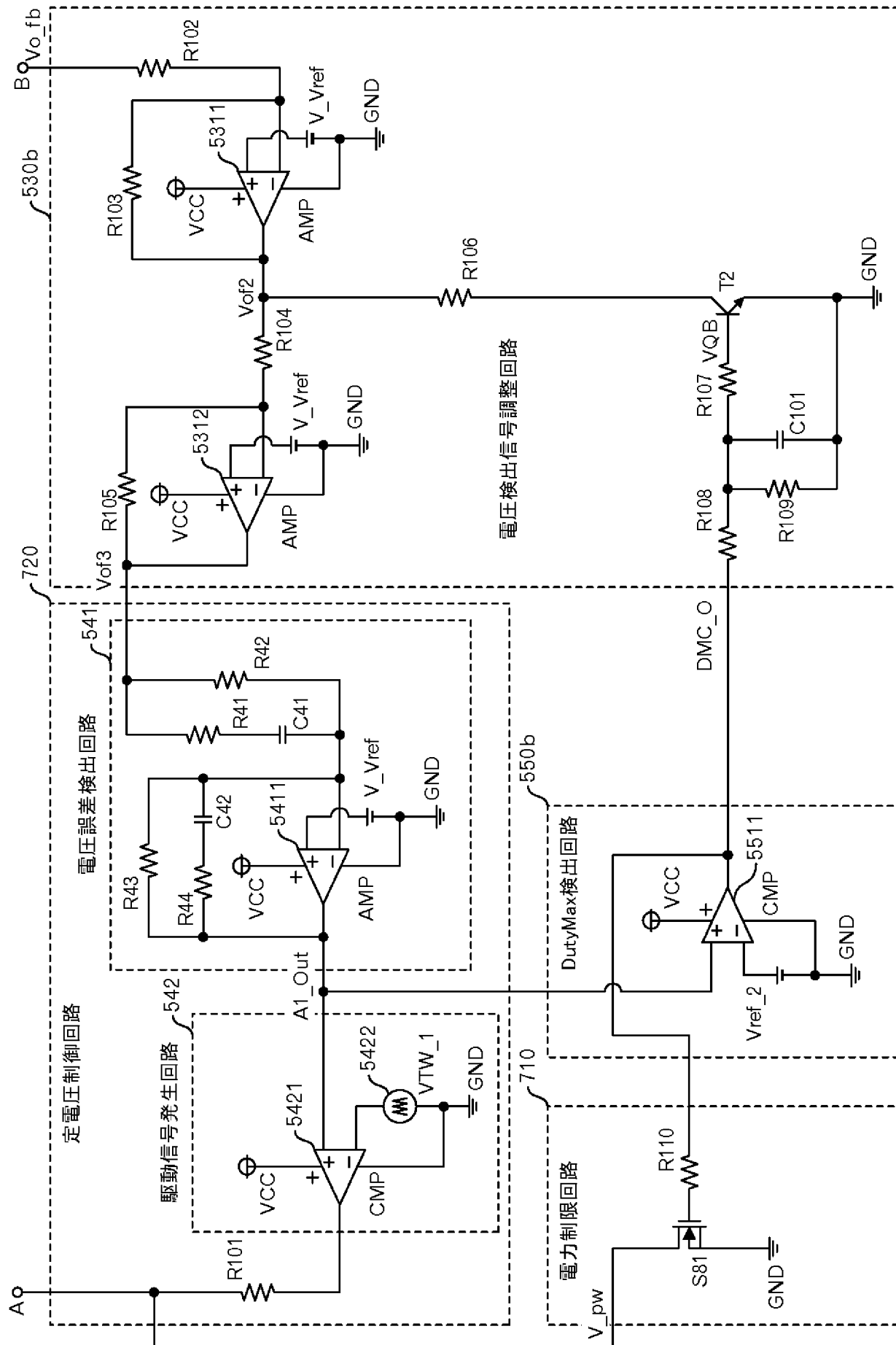
[図23]



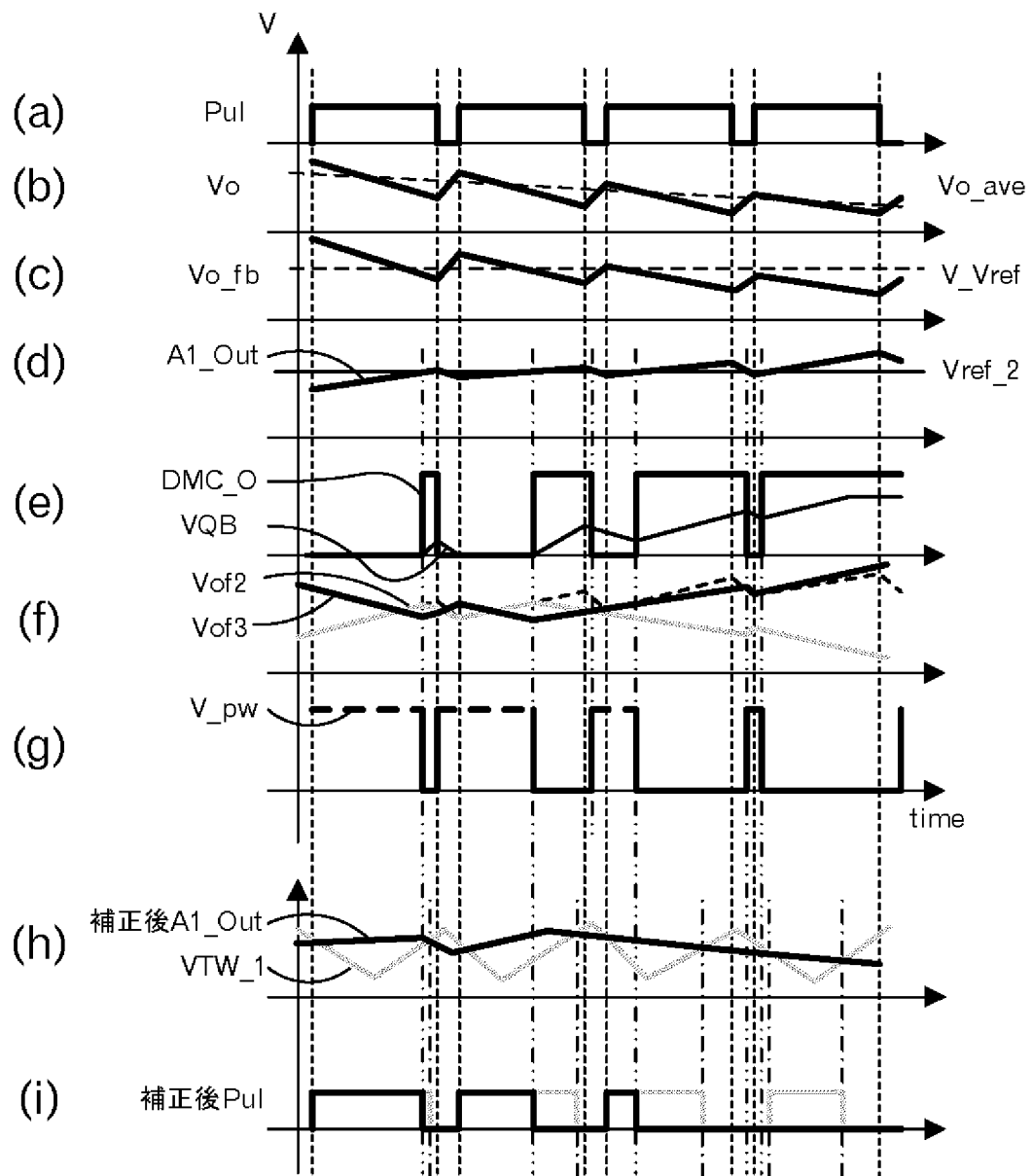
[図24]



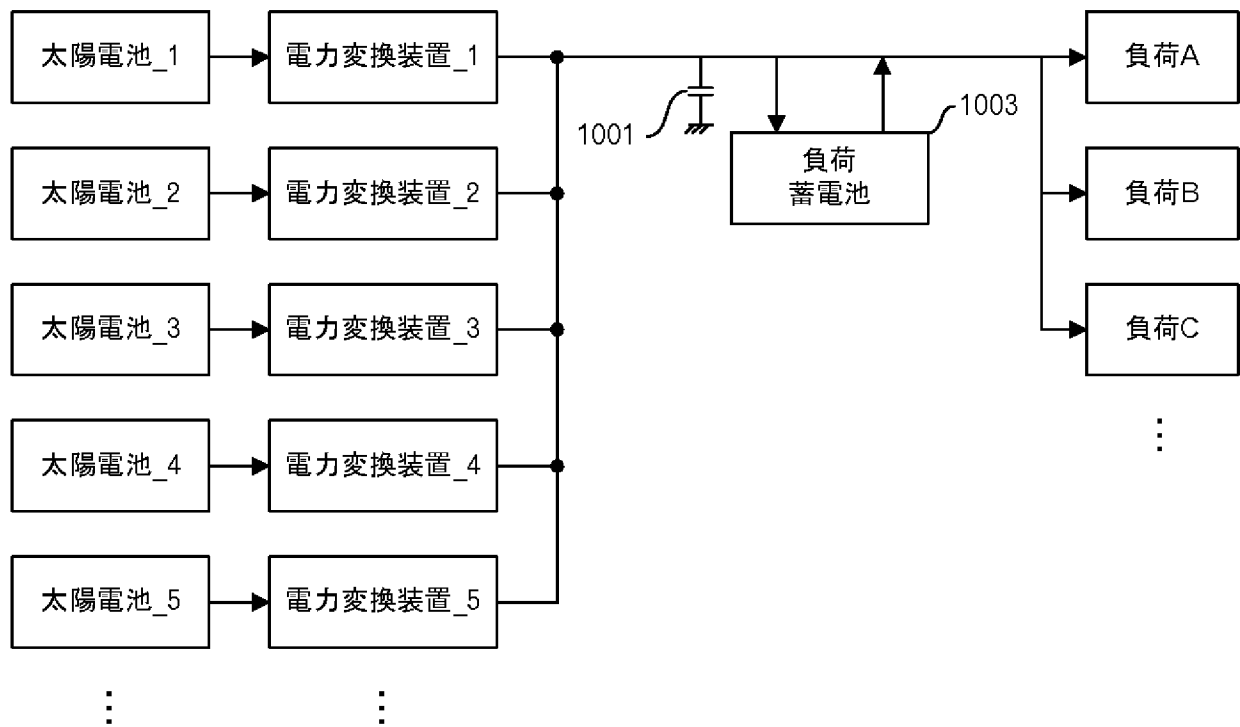
[図25]



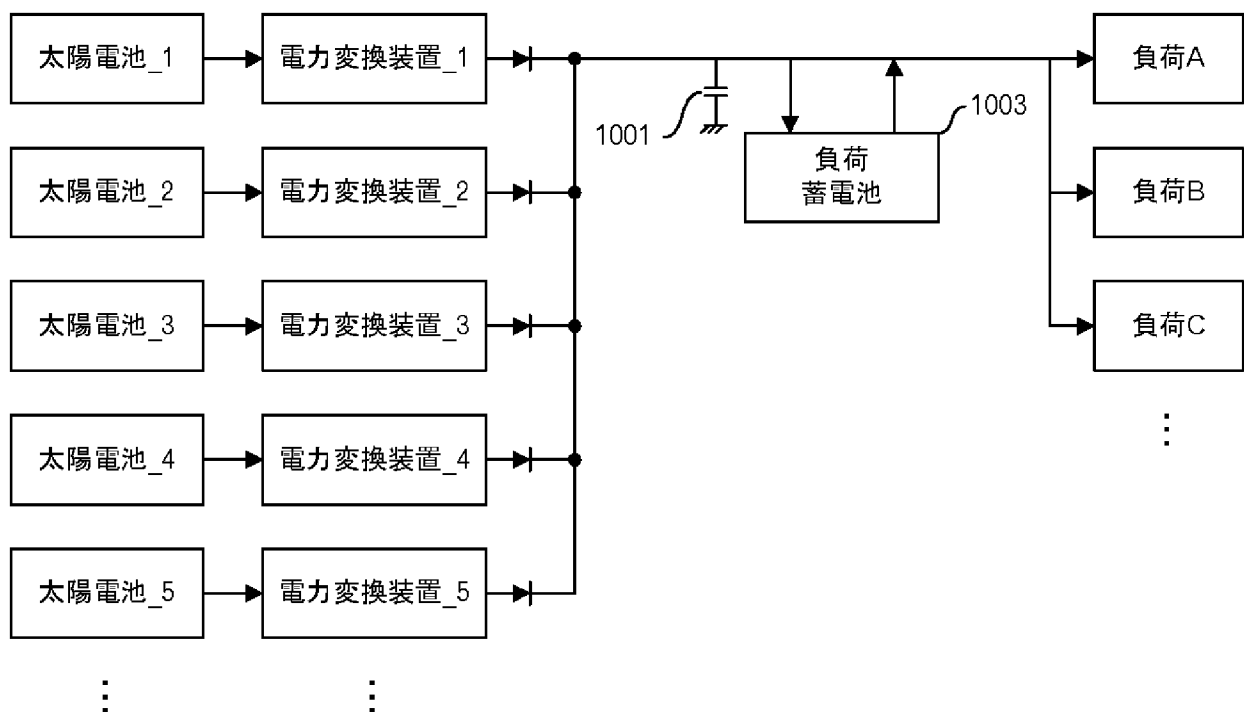
[図26]



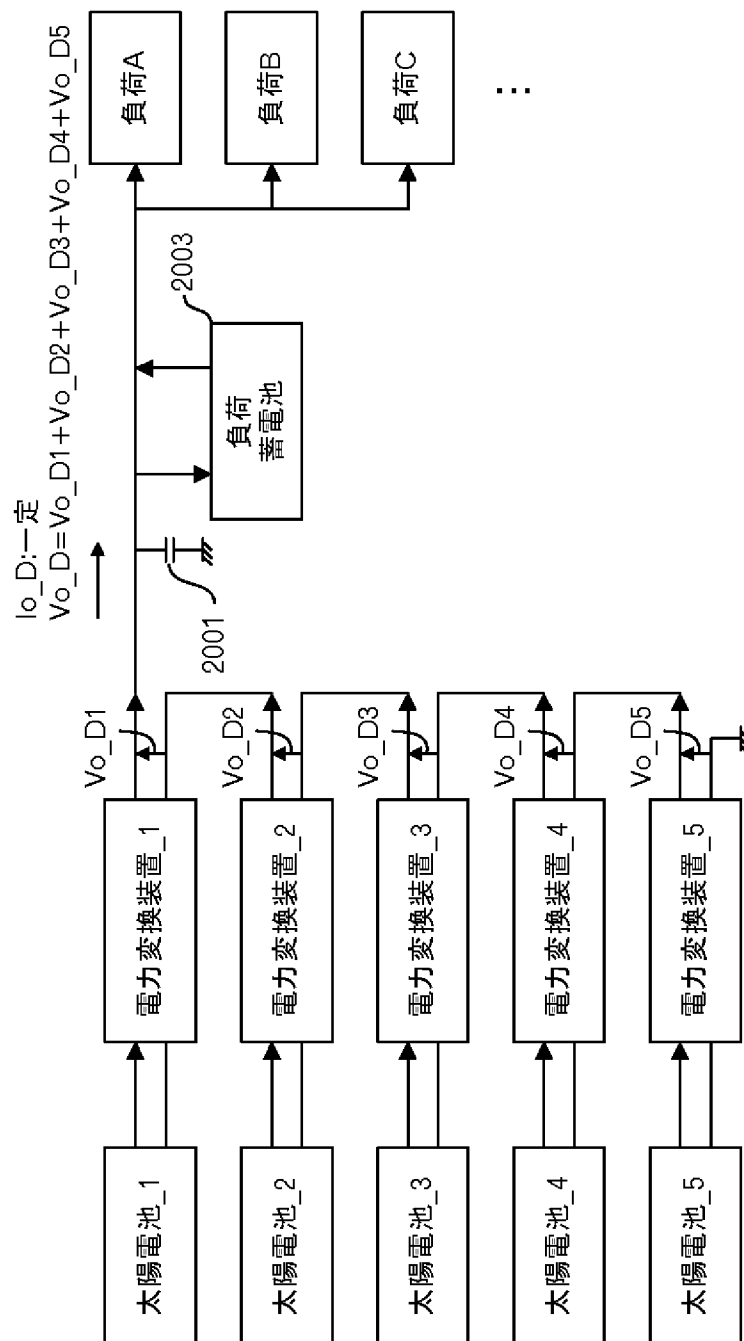
[図27]



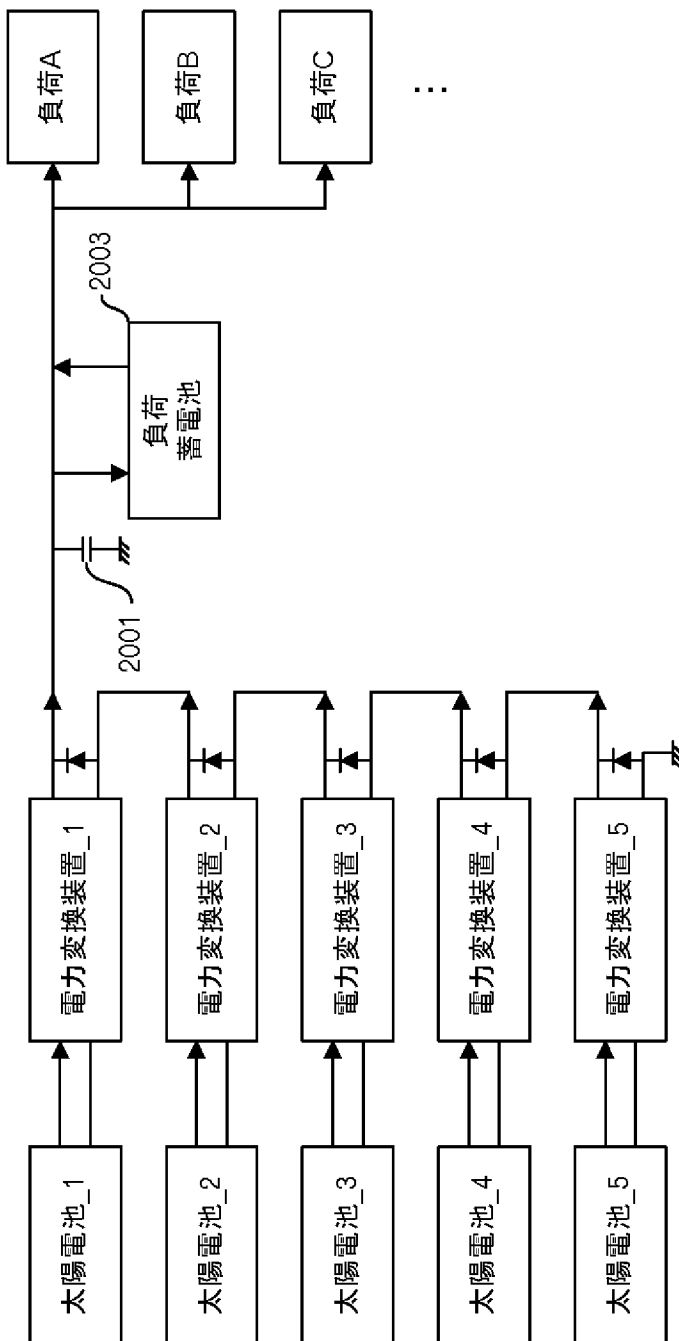
[図28]



[図29]



[図30]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/059310

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M3/155 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M3/155

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2011

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2011 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2011

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 6-259152 A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 16 September 1994 (16.09.1994), all pages (Family: none)	1-8
A	JP 10-91259 A (Daikin Industries, Ltd.), 10 April 1998 (10.04.1998), all pages (Family: none)	1-8
A	JP 8-44445 A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 16 February 1996 (16.02.1996), all pages (Family: none)	1-8



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

11 July, 2011 (11.07.11)

Date of mailing of the international search report

19 July, 2011 (19.07.11)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M3/155 (2006. 01) i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M3/155

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 1 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 1 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 1 年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 6-259152 A（三洋電機株式会社） 1994. 09. 16, 全頁（ファミリーなし）	1 - 8
A	JP 10-91259 A（ダイキン工業株式会社） 1998. 04. 10, 全頁（ファミリーなし）	1 - 8
A	JP 8-44445 A（三洋電機株式会社） 1996. 02. 16, 全頁（ファミリーなし）	1 - 8

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

1 1 . 0 7 . 2 0 1 1

国際調査報告の発送日

1 9 . 0 7 . 2 0 1 1

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

三島木 英宏

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 8

3 V

3 0 1 8