

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6660253号
(P6660253)

(45) 発行日 令和2年3月11日(2020.3.11)

(24) 登録日 令和2年2月12日(2020.2.12)

(51) Int.Cl.		F I			
HO2J	7/10	(2006.01)	HO2J	7/10	B
HO2M	7/12	(2006.01)	HO2M	7/12	P
			HO2M	7/12	R

請求項の数 3 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2016-111247 (P2016-111247)	(73) 特許権者	000102692
(22) 出願日	平成28年6月2日(2016.6.2)		N T N株式会社
(65) 公開番号	特開2017-220963 (P2017-220963A)		大阪府大阪市西区京町堀1丁目3番17号
(43) 公開日	平成29年12月14日(2017.12.14)	(74) 代理人	100095267
審査請求日	令和1年5月28日(2019.5.28)		弁理士 小島 高城郎
		(74) 代理人	100124176
			弁理士 河合 典子
		(72) 発明者	羽田 正二
			滋賀県近江八幡市安土町常楽寺975
		審査官	羽鳥 友哉

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 バッテリ充電装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流正弦波を入力され該交流を整流する整流部(2)と、前記整流部(2)の次段に設けられた力率改善部(3)と、を備え、該整流部(2)による整流電圧(Vrec)の波形に起因するリップルを含むリップル充電出力を生成するバッテリー充電装置であって、

前記力率改善部(3)を構成するスイッチングコンバータが、一次コイル(n1)と二次コイル(n2)を具備するトランス(T)と、スイッチング素子(Q)と、バッテリー(6)の充電期間中、該スイッチング素子(Q)の制御端に、前記交流の周波数より高い数kHz~数百HzのPWM制御信号(Vp)を出力するPWM制御IC(4)と、を具備し、

前記PWM制御信号(Vp)が一定のデューティ比をもつパルス信号であり、

前記一次コイル(n1)に印加される前記整流電圧(Vrec)を前記スイッチング素子(Q)によりスイッチングすることにより、前記一次コイル(n1)には、前記PWM制御信号(Vp)のオン期間の間にオン時点の整流電圧(Vrec)の瞬時値と前記一次コイル(n1)のインダクタンスにより決まる傾きをもって次第に増加する波形の電流が流れる一方、前記二次コイル(n2)には、前記PWM制御信号(Vp)のオフ期間の間にオフ時点のピーク値から次第に減少していく波形の電流が流れることを特徴とするバッテリー充電装置。

【請求項2】

バッテリー(6)のバッテリー充電電圧(Vbat)を検出する充電電圧検出部(5)を有し、

前記充電電圧検出部(5)は、ヒステリシスを有する2値出力の比較増幅器として構成されており、充電電圧(Vbat)が第1の電圧を超えたとき前記PWM制御IC(4)に対

しPWM制御信号(Vp)の出力を停止させる信号を出力し、バッテリー充電電圧(Vbat)が該第1の電圧よりも低い第2の電圧を下回ったとき該PWM制御IC(4)に対しPWM制御信号(Vp)の出力を開始させる信号を出力することを特徴とする請求項1に記載のバッテリー充電装置。

【請求項3】

前記リップル充電出力に含まれるリップルに起因する、前記バッテリー(6)の正極端子(TB1)と負極端子(TB2)の間の電圧(Vbat)の変動分であるリップル電圧(Vrip)を検出するバッテリーチェッカ(7)をさらに有し、前記リップル電圧(Vrip)の振幅に比例するバッテリー(6)の内部抵抗によりバッテリー(6)の劣化の程度が示されることを特徴とする請求項1又は2に記載のバッテリー充電装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、鉛蓄電池及び二次電池等の充電式バッテリーを充電するためのバッテリー充電装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、鉛蓄電池や二次電池等の充電式バッテリー(以下単に「バッテリー」と称する)の充電装置として、単相又は三相の交流を整流しスイッチングコンバータにより電力変換を行ってバッテリーに出力するAC/DCコンバータが知られている。この場合、交流整流後の波形は、正弦波の半周期又はその一部からなる周期的な整流波形となる。この整流波形の周期に起因する後段の電圧又は電流の変動成分は「リップル」と称されている。リップルの周波数は基本的には整流前の交流の整数倍であるが、その他に非周期的ノイズが加わる場合もある。長年、バッテリー充電装置の出力のリップルは充電効率を低下させるものと認識されており、リップルを排除する技術が豊富に提示されている(特許文献1等)。

20

【0003】

これに対し、特許文献2、3では、交流整流後に平滑化を行わず整流波形に起因する周期的な脈流をそのまま用いてバッテリーを充電することが提案されている。これは、脈流を用いたバッテリー充電に支障がないことと、脈流によりバッテリー端子間に生じる大きなリップル電圧を利用すればバッテリー内部抵抗を容易に計測可能となることに着目したものである。特許文献2、3ではバッテリー内部抵抗の計測により充電状態を検出し、充電の開始と停止を制御している。

30

【0004】

特許文献2、3では、交流整流後の脈流をほぼそのまま用いて充電出力とする構成、交流整流後の脈流の電圧を変換する電圧変換装置の出力を充電出力とする構成、交流整流後の脈流の力率改善を行う力率改善手段であるスイッチングコンバータの出力を充電出力とする構成が開示されている。特許文献3では、力率改善手段の一例としてフライバック方式の絶縁型スイッチングコンバータを設けている。

【先行技術文献】

【特許文献】

40

【0005】

【特許文献1】特開2003-17136号公報

【特許文献2】特開2016-39742号公報

【特許文献3】特開2016-63622号公報

【特許文献4】特開2005-218224号公報

【特許文献5】特開2007-37297号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

特許文献2、3には、力率改善手段であるスイッチングコンバータのスイッチ制御を行

50

う制御部の詳細は開示されていない。一般的にスイッチングコンバータによる力率改善手段は、そのスイッチング素子を駆動するPWM制御において非常に複雑な制御を行っている。例えば、特許文献4、5に開示される力率改善回路では、入力電圧及び出力電圧を検出し、それらに基づいてパルスのオン時間とオフ時間が常に変化するような複雑なPWM制御信号を生成している。このため、従来の方率改善手段には大規模かつ高コストの制御部が必要であった。

【0007】

従って、大きなリップルを含むリップル充電出力を用いてバッテリー充電を行えばバッテリー内部抵抗の計測が容易となるが、力率改善用のスイッチングコンバータの制御部が大規模かつ高コストになるという問題があった。

【0008】

以上の問題点に鑑み本発明は、交流整流後に平滑化を行わずにスイッチングコンバータによる力率改善を行って大きなリップルを含むリップル充電出力をバッテリーに出力するバッテリー充電装置において、簡易な構成と制御によりリップル充電出力を生成することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記の目的を達成するべく、本発明は、以下の構成を提供する。なお、括弧内の符号は後述する図面中の符号であり、参考のために付するものである。

【0010】

・ 本発明の態様は、交流正弦波を入力され該交流を整流する整流部(2)と、前記整流部(2)の次段に設けられた力率改善部(3)と、を備え、該整流部(2)による整流電圧(V_{rec})の波形に起因するリップルを含むリップル充電出力を生成するバッテリー充電装置であって、

前記力率改善部(3)を構成するスイッチングコンバータが、一次コイル(n_1)と二次コイル(n_2)を具備するトランス(T)と、スイッチング素子(Q)と、バッテリー(6)の充電期間中、該スイッチング素子(Q)の制御端に、前記交流の周波数より高い数kHz~数百HzのPWM制御信号(V_p)を出力するPWM制御IC(4)と、を具備し、

前記PWM制御信号(V_p)が一定のデューティ比をもつパルス信号であり、

前記一次コイル(n_1)に印加される前記整流電圧(V_{rec})を前記スイッチング素子(Q)によりスイッチングすることにより、前記一次コイル(n_1)には、前記PWM制御信号(V_p)のオン期間の間にオン時点の整流電圧(V_{rec})の瞬時値と前記一次コイル(n_1)のインダクタンスにより決まる傾きをもって次第に増加する波形の電流が流れる一方、前記二次コイル(n_2)には、前記PWM制御信号(V_p)のオフ期間の間にオフ時点のピーク値から次第に減少していく波形の電流が流れることを特徴とする。

・ 上記態様において、バッテリー(6)のバッテリー充電電圧(V_{bat})を検出する充電電圧検出部(5)を有し、

前記充電電圧検出部(5)は、ヒステリシスを有する2値出力の比較増幅器として構成されており、充電電圧(V_{bat})が第1の電圧を超えたとき前記PWM制御IC(4)に対しPWM制御信号(V_p)の出力を停止させる信号を出力し、バッテリー充電電圧(V_{bat})が該第1の電圧よりも低い第2の電圧を下回ったとき該PWM制御IC(4)に対しPWM制御信号(V_p)の出力を開始させる信号を出力することを特徴とする。

・ 上記態様において、前記リップル充電出力に含まれるリップルに起因する、前記バッテリー(6)の正極端子(TB1)と負極端子(TB2)の間の電圧(V_{bat})の変動分であるリップル電圧(V_{rip})を検出するバッテリーチェッカ(7)をさらに有し、前記リップル電圧(V_{rip})の振幅に比例するバッテリー(6)の内部抵抗によりバッテリー(6)の劣化の程度が示されることを特徴とする。

【発明の効果】

【0011】

本発明においては、交流整流後に平滑化を行わずにスイッチングコンバータによる力率

10

20

30

40

50

改善を行って大きなリップルを含むリップル充電出力をバッテリーに出力するバッテリー充電装置において、力率改善部のスイッチング素子を制御するPWM制御信号を、バッテリーの充電期間を通して一定のデューティ比をもつパルス信号とした。これにより、簡易な構成と制御によりリップル充電出力を生成することができる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】図1は、本発明のバッテリー充電装置の一実施形態の構成例を概略的に示した図である。

【図2】図2(a)～(h)は、図1に示した構成の各所の電流又は電圧の時間変化を模式的に示した図である。

【図3】図3(a)～(c)は、図1の構成におけるバッテリーのバッテリー充電電圧と、充電電圧検出部及びPWM制御ICの出力との時間変化を模式的に示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0013】

以下、図面を参照しつつ、本発明によるバッテリー充電装置の実施形態について説明する。

【0014】

(1) バッテリー充電装置の構成

図1は、本発明のバッテリー充電装置の一実施形態の構成例を概略的に示した図である。図2(a)～(h)は、図1に示した構成の各所の電流又は電圧の時間変化を模式的に示した図である。

【0015】

本発明のバッテリー充電装置10は、整流部2と、PWM制御IC4を含む力率改善部3と、充電電圧検出部5とを有する。整流部2は、交流電源1から交流を入力される。力率改善部3は、バッテリー6に対しリップル充電出力を供給する。

【0016】

ここで「リップル充電出力」とは、バッテリー充電用の出力であって整流部2により生成された整流電圧波形に起因する変動を伴う電圧及び電流の出力の意味で用いる。この変動は、典型的には整流電圧波形と同周期の変動である。リップル充電出力のうち、電流を「リップル出力電流」と、電圧を「リップル出力電圧」と称することとする。リップル出力電流 I_o の例を図2(f)に、リップル出力電圧 V_o の例を図2(g)に示す。

【0017】

交流電源1は、一例として100V又は200Vの50Hz又は60Hzの単相交流商用電源である。交流電源1による交流電圧 v_{ac} は、図2(a)に示される正弦波波形を有し、バッテリー充電装置の入力端T1、T2に入力される。入力端T1、T2に入力された交流は、整流部2の交流入力端子に入力される。整流部2は、例えばブリッジ整流回路であるがこれに限られない。また、全波整流回路が好ましいが半波整流回路でもよい。整流部2の正極出力端と負極出力端の間に、図2(b)に示される全波整流された整流電圧 V_{rec} が出力される。図示しないが、整流部2の前段にノイズ除去回路を設けることが好ましい。

【0018】

図2(b)に示すように、整流電圧 V_{rec} の波形は、交流正弦波の正極側の半周期波形が連続する波形となる。単相交流の全波整流の場合、整流電圧 V_{rec} の周波数は交流電源1の周波数の2倍となる。

【0019】

整流部2の正極出力端と負極出力端に出力された整流電圧 V_{rec} は、次段の力率改善部3に入力される。本例では、力率改善部3は絶縁型フライバックコンバータとして構成されている。力率改善部3はこれに限られず、絶縁型フォワードコンバータでもよく、非絶縁型の昇圧チョップパ又は降圧チョップパでもよい。入力電圧と同じ正弦波で同位相の電流を出力する力率改善機能を有するスイッチングコンバータであれば、いずれの構成も採用で

10

20

30

40

50

きる。共通する構成として、いずれもスイッチ制御のためのスイッチング素子Qを有する。

【0020】

トランスTの一次コイルn1の一端が整流部2の正極出力端に接続され、他端がスイッチング素子Q（この例ではnチャンネルFET）の一端（ドレイン）に接続されている。スイッチング素子Qの他端（ソース）は、整流部2の負極出力端に接続されている。トランスTの二次コイルn2の一端は、バッテリー6の負極端子TB2に接続され、他端は出力ダイオードDのアノードに接続されている。出力ダイオードDのカソードはバッテリー6の正極端子TB1に接続されている。出力ダイオードDのカソードとトランスTの一端の間には平滑コンデンサCが接続されている。図1は原理的構成のみを示しており、絶縁型フライバックコンバータに通常備えられるスナバ回路等は省略している。

10

【0021】

図2(d)及び図2(e)は、図1のトランスTの一次コイルの電流 I_{n1} と二次コイルの電流 I_{n2} の波形例をそれぞれ示す。これらの波形については、後述する動作説明において詳細に説明する。

【0022】

また、力率改善部3は、整流電圧 V_{rec} を、充電対象機器に適切な電圧に変換する電圧変換機能も有する。電圧変換は、トランスTのコイルの巻き比により設定することができる。

【0023】

スイッチング素子Qは、PWM制御信号 V_p により駆動される制御端を有する。スイッチング素子Qは、nチャンネルFETに限らず、pチャンネルFET、IGBT又はバイポーラトランジスタでもよい。

20

【0024】

図2(c)に示すPWM制御信号 V_p は、PWM制御IC4により生成される。PWM制御IC4は周知であり、種々のものが市販されている。一般的なPWM制御ICに共通する構成として、制御電圧 V_{cs} が入力される制御端子 cs と、所定のデューティ比をもつPWM制御信号を出力する出力端子 out を備えている。PWM制御IC4は、制御端子 cs に入力された制御電圧 V_{cs} に比例するデューティ比をもつPWM制御信号 V_p を出力端子 out から出力するように構成されている。

30

【0025】

図1の構成ではスイッチングコンバータが絶縁型であるので、出力側からの帰還経路も絶縁する必要があり、PWM制御信号 V_p はフォトカプラPCを介してスイッチング素子Qに送られる。

【0026】

本発明のバッテリー充電装置10では、制御電圧 V_{cs} は充電電圧検出部5により出力される。制御電圧 V_{cs} は、2値の電圧（HとLと称することとする）のいずれかである。充電電圧検出部5は、バッテリー6の正極端子TB1と負極端子TB2の間の電圧に比例する電圧を入力されることにより、バッテリー6の充電状態を検出する。充電電圧検出部5は、バッテリー充電装置10によりバッテリー6の充電を行う期間中はHの制御電圧 V_{cs} を出力し、バッテリー6の放電中すなわち充電を行わない期間中はLの制御電圧 V_{cs} を出力するように構成されている。

40

【0027】

充電電圧検出部5の出力する制御電圧 V_{cs} がHであるとき、PWM制御IC4は、図2(c)に示すようにパルス信号であるPWM制御信号 V_p を出力する。PWM制御信号 V_p のデューティ比Dは、パルス信号の周期Tに対するオン期間 T_{on} の割合であり $D = T_{on} / T$ である。本発明のバッテリー充電装置10では、充電期間を通して制御電圧 V_{cs} が一定であるので、PWM制御信号 V_p のデューティ比Dは常に一定であり、変化しない。

【0028】

PWM制御IC4の内部構成は示さないが、大凡の構成は次の通りである。実際に必要

50

なデューティ比を得るために制御電圧 V_{cs} に適切な比例係数を掛けて所定の電圧とし、その所定の電圧と高周波搬送三角波電圧とを比較器に入力し、比較器の出力信号として、一定のデューティ比 D を有するパルス信号である PWM 制御信号 V_p を生成する。

【0029】

なお、図 2 (c) の PWM 制御信号 V_p は、分かり易いようにパルス幅を拡大して示している。スイッチングコンバータのスイッチング周波数は数 kHz ~ 数百 Hz であるので、実際には図 2 (a) に示す交流電源周波数より遙かに高周波である。

【0030】

一方、充電電圧検出部 5 の出力する制御電圧 V_{cs} が L であるとき、PWM 制御 IC 4 は PWM 制御信号 V_p を出力しない。このとき、バッテリー充電装置 10 は停止状態である。

10

【0031】

バッテリー 6 は、一例として、1セル 2V の鉛蓄電池を 6セル直列接続した 12V のシール形鉛蓄電池である。バッテリー 6 には、バッテリーの劣化を検出するためのバッテリーチェック 7 を設けてもよい。バッテリーチェック 7 は、バッテリー 6 の正極端子 TB 1 と負極端子 TB 2 の間の電圧の変動分すなわち交流成分である電池端子リップル電圧 V_{rip} を検出する。図 2 (h) に示す電池端子リップル電圧 V_{rip} の振幅は、電池の内部抵抗に比例し、内部抵抗の増大はバッテリーの劣化の程度を示す。

【0032】

(2) バッテリー充電装置の動作

図 3 (a) ~ (c) は、図 1 の構成におけるバッテリー 6 のバッテリー充電電圧と、充電電圧検出部 5 及び PWM 制御 IC 4 の出力との時間変化を模式的に示す図である。図 1 及び図 2 も参照して、本発明のバッテリー充電装置 10 の動作を説明する。

20

【0033】

バッテリー充電装置 10 においては、交流電源 1 からの交流 v_{ac} が整流部 2 に入力されかつ力率改善部 3 に PWM 制御信号 V_p が送信されるときにのみ、リップル充電出力 V_o 、 I_o が出力される。

【0034】

PWM 制御 IC 4 による PWM 制御信号 V_p の生成と停止は、充電電圧検出部 5 により制御される。充電電圧検出部 5 は、バッテリー充電電圧 V_{bat} を検出し、それを基に PWM 制御 IC 4 を制御する。

30

【0035】

図 3 (a) は、充電と放電を繰り返す場合のバッテリー充電電圧 V_{bat} の時間変化を例示したものである。放電は例えばバッテリー 6 に適宜の負荷を接続することにより行われる。12V の鉛蓄電池の場合、例えば満充電電圧 V_1 を 14V、放電終止電圧 V_2 を 12.6V とする。図示の例では、充電時間の長さは同じであるが、放電時間は負荷状況等により長さが異なっている。

【0036】

図 3 (b) は、図 3 (a) に対応する充電電圧検出部 5 の出力である制御電圧 V_{cs} の時間変化を示す。充電電圧検出部 5 は、ヒステリシスを有する 2 値出力の比較増幅器として構成されている。バッテリー 6 の充電期間中の制御電圧 V_{cs} は H であり、バッテリー充電電圧 V_{bat} が次第に上昇し、満充電電圧 V_1 となるまでは制御電圧 V_{cs} は H のままである。バッテリー充電電圧 V_{bat} が満充電電圧 V_1 を超えると、制御電圧 V_{cs} は L となる。これによりバッテリー 6 の充電が停止される。その後のバッテリー 6 の放電中、バッテリー充電電圧 V_{bat} が次第に低下するが、放電終止電圧 V_2 となるまでは制御電圧 V_{cs} は L のままである。バッテリー充電電圧 V_{bat} が放電終止電圧 V_2 を下回ると制御電圧 V_{cs} は H となる。これによりバッテリー 6 の充電が開始される。

40

【0037】

図 3 (c) は、図 3 (a) (b) に対応する PWM 制御 IC 4 の出力である PWM 制御信号 V_p の時間変化を示す。バッテリー 6 の充電期間中すなわち充電電圧検出部 5 の制御電圧 V_{cs} が H の期間中は、一定のデューティ比 D をもつ PWM 制御信号 V_p が出力され続け

50

る。バッテリー6の放電期間中すなわち充電電圧検出部5の制御電圧 V_{cs} がLの期間中は、PWM制御信号 V_p は出力されない。

【0038】

充電期間中、力率改善部3が稼動する。PWM制御信号 V_p のパルス信号がオンとなりスイッチング素子Qが導通すると、一次コイルn1には整流電圧 V_{rec} が印加される。一次コイルn1に流れる電流 I_{n1} は、オン時点の整流電圧 V_{rec} の瞬時値と一次コイルn1のインダクタンスにより決まる傾きをもってオン期間の間、次第に増加していく。一方、二次コイルn2に生じる起電力に対して出力ダイオードDが逆バイアスとなるため、二次コイルn2には電流は流れない。この結果、トランスTに磁気エネルギーが蓄積される。

【0039】

PWM制御信号 V_p のパルス信号がオフになりスイッチング素子Qが遮断されると、一次コイルn1の電流 I_{n1} は零となる。一方、二次コイルn2に生じる逆起電力に対して出力ダイオードDが順バイアスとなるため、二次コイルn2に電流 I_{n2} が流れ、磁気エネルギーが放出される。電流 I_{n2} は、磁気エネルギーが最大であるオフ時点のピーク値からオフ期間の間、次第に減少していく。

【0040】

図2(d)(e)は、電流 I_{n1} 及び電流 I_{n2} の波形の一例を示したものである。PWM制御信号 V_p の一周期に二次コイルn2に流れる電流 I_{n2} のピーク値(又は平均値)を繋いだ波形は、整流電圧 V_{rec} と同極性同周期の正弦波となる。これは力率1であることを示している。なお、図2(d)(e)では、電流を連続モードで示したが、臨界モード又は不連続モードとなる場合も本発明に含まれる。

【0041】

平滑コンデンサCにより平滑化されたリップル出力電流 I_o 及びリップル出力電圧 V_o は、図2(f)(g)の通りとなる。このリップル出力がバッテリー6の正極端子TB1と負極端子TB2の間に供給され、バッテリー6が充電される。一例として、リップル出力電圧 V_o の平均値は、満充電電圧 V_1 と同じ程度とする。

【0042】

(3) その他の実施形態

以上では、本発明のバッテリー充電装置を鉛蓄電池の充電に適用した場合を例として説明するが、本発明のバッテリー充電装置は、鉛蓄電池に限られず、リチウムイオン電池、ニッカド電池、ニッケル水素電池にも適用可能である。

また、本発明のバッテリー充電装置の交流入力として単相交流商用電源を例として説明したが、交流入力は三相交流でもよく、発電機出力でもよい。

【符号の説明】

【0043】

- 1 交流電源
- 2 整流部
- 3 力率改善部
- 4 PWM制御IC
- 5 充電電圧検出部
- 6 バッテリ
- 7 バッテリチェッカ

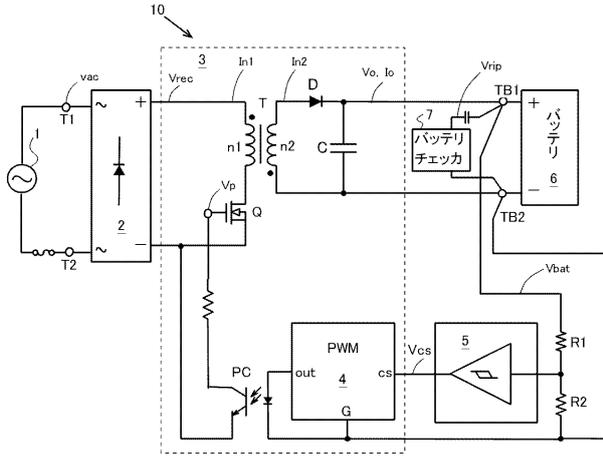
10

20

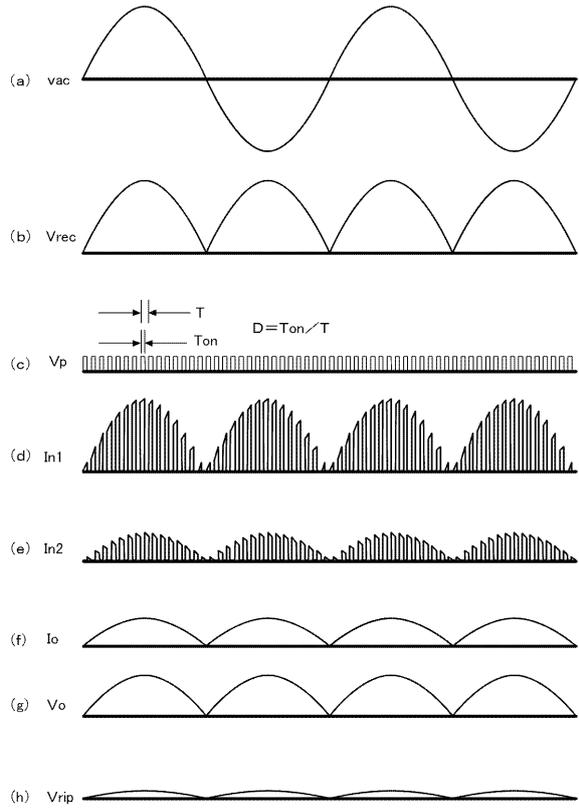
30

40

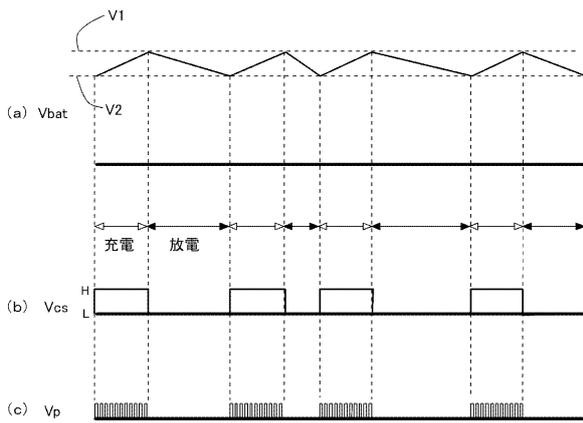
【図1】



【図2】



【図3】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2016-063622(JP,A)
特開2014-110680(JP,A)
特開昭61-132071(JP,A)
特開2013-158168(JP,A)
特開2013-163418(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02J 7/10

H02M 7/12