

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4527768号
(P4527768)

(45) 発行日 平成22年8月18日 (2010. 8. 18)

(24) 登録日 平成22年6月11日 (2010. 6. 11)

(51) Int. Cl.	F I
H02M 7/48 (2007.01)	H02M 7/48 R
	H02M 7/48 T
	H02M 7/48 F

請求項の数 16 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2007-504706 (P2007-504706)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	平成18年2月21日 (2006. 2. 21)		三菱電機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2006/303001		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(87) 国際公開番号	W02006/090675	(74) 代理人	100094916
(87) 国際公開日	平成18年8月31日 (2006. 8. 31)		弁理士 村上 啓吾
審査請求日	平成19年8月9日 (2007. 8. 9)	(74) 代理人	100073759
(31) 優先権主張番号	特願2005-50700 (P2005-50700)		弁理士 大岩 増雄
(32) 優先日	平成17年2月25日 (2005. 2. 25)	(74) 代理人	100093562
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		弁理士 児玉 俊英
		(74) 代理人	100088199
			弁理士 竹中 孝生
		(72) 発明者	岩田 明彦
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
			菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源の直流電力を交流電力に変換する単相インバータの交流側を複数直列接続し、上記複数の単相インバータの中から選択された所定の組み合わせによる各発生電圧の総和により出力電圧を制御する電力変換装置において、

上記複数の単相インバータ内で交流側が互いに隣り合って接続された第1、第2の単相インバータの入力となる第1、第2の直流電源は、DC/DCコンバータを介して互いに接続され、

上記DC/DCコンバータは、電圧の大きい方の上記第1の直流電源から電圧の小さい方の上記第2の直流電源へ、上記第1、第2の単相インバータ内のスイッチング素子を介して電力供給することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

上記DC/DCコンバータはリアクトル、整流用素子、およびスイッチから成るチョップ回路で構成したことを特徴とする請求項1記載の電力変換装置。

【請求項 3】

上記第1の直流電源を入力とする上記第1の単相インバータが、該第1の直流電源の正極を交流出力用電力線に接続するスイッチング素子をオンさせる動作期間に、上記チョップ回路内の上記スイッチをオンオフ動作させることを特徴とする請求項2記載の電力変換装置。

【請求項 4】

10

20

上記複数の単相インバータの入力となる各直流電源のうち電圧が最大である最大直流電源は第3の直流電源から生成され、該最大直流電源を上記第1の直流電源とし、該第1の直流電源を入力とする上記第1の単相インバータの交流側端子の両側にそれぞれ上記第2の単相インバータを接続し、該2つの第2の直流電源は、それぞれ上記チョッパ回路を備えて上記第1の直流電源から上記第1、第2の単相インバータ内のスイッチング素子を介して電力供給されることを特徴とする請求項2に記載の電力変換装置。

【請求項5】

上記最大直流電源を入力とする単相インバータの出力パルス幅を調整して、他の各直流電源の該各単相インバータを介した放電量から充電量を差し引いた総変動電力量を正または0とすることを特徴とする請求項4記載の電力変換装置。

10

【請求項6】

上記総変動電力量が小さくなるように上記単相インバータの出力パルス幅を調整することを特徴とする請求項5記載の電力変換装置。

【請求項7】

上記2つのチョッパ回路内の2つのリアクトルは、磁性体材料からなる磁気結合コアによって磁氣的に結合されることを特徴とする請求項4記載の電力変換装置。

【請求項8】

上記2つのリアクトルは、誘起される起電力の極性が同一方向になるように巻線構成されたことを特徴とする請求項7記載の電力変換装置。

【請求項9】

20

上記2つのリアクトルは、誘起される起電力の極性が互いに逆方向になるように巻線構成され、上記磁気結合コアに磁気結合割合を調整するギャップを設けたことを特徴とする請求項7記載の電力変換装置。

【請求項10】

上記複数の単相インバータは、入力となる直流電源の電圧の昇順あるいは降順に接続し、該複数の直流電源のうち電圧が最大の最大直流電源は、第3の電源から生成され、上記複数の単相インバータ内で交流側が互いに隣り合って接続された上記第1、第2の単相インバータから成る各ペアの入力となる各第1、第2の直流電源はそれぞれ上記チョッパ回路を介して接続され、該各チョッパ回路が、各ペア内の電圧の大きい方の上記第1の直流電源から電圧の小さい方の上記第2の直流電源へ上記第1、第2の単相インバータ内のスイッチング素子を介して電力供給することにより、上記最大直流電源以外の上記各直流電源が電力供給されることを特徴とする請求項2に記載の電力変換装置。

30

【請求項11】

上記最大直流電源を入力とする単相インバータの出力パルス幅を調整して、他の各直流電源の該各単相インバータを介した放電量から充電量を差し引いた総変動電力量を正または0とすることを特徴とする請求項10記載の電力変換装置。

【請求項12】

上記総変動電力量が小さくなるように上記単相インバータの出力パルス幅を調整することを特徴とする請求項11記載の電力変換装置。

【請求項13】

40

上記複数の単相インバータの入力となる各直流電源のうち電圧が最大である最大直流電源は昇圧回路を介して第3の直流電源から生成され、該第3の直流電源の電圧が所定の電圧を超えると、上記昇圧回路内のスイッチのオンオフ動作を停止して昇圧動作を停止することを特徴とする請求項1記載の電力変換装置。

【請求項14】

上記昇圧回路をバイパスさせるバイパス回路を備え、上記第3の直流電源の電圧が所定の電圧を超えると、上記昇圧回路内のスイッチのオンオフ動作を停止して昇圧動作を停止すると共に、上記バイパス回路により該昇圧回路をバイパスすることを特徴とする請求項13記載の電力変換装置。

【請求項15】

50

上記バイパス回路はリレーで構成したことを特徴とする請求項 1 4 記載の電力変換装置。

【請求項 1 6】

所定の交流電圧、交流電流を出力して負荷に供給する、あるいは該所定の交流出力を系統に並列に接続して該系統に連系させることを特徴とした請求項 1 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、直流電力を交流電力に変換する電力変換装置に関し、特に分散電源を系統に連系するパワーコンディショナ等に用いる電力変換装置に関するものである。

【背景技術】

10

【0002】

従来のパワーコンディショナでは、例えばソーラパワーコンディショナに示されるように、太陽電池である分散電源からチョッパを用いて昇圧し、その後段に PWM 制御のインバータを挿入して、出力の交流電圧を発生している。

このような従来のパワーコンディショナの基本的な動作を以下に示す。太陽電池から出力される直流電力は、パワーコンディショナの内部制御電源を駆動し内部回路が動作可能になる。内部回路は、チョッパ回路とインバータ部とを備え、チョッパ回路は太陽電池の電圧を、系統へ連系するのに必要となる電圧まで昇圧する。インバータ部は 4 つのスイッチから構成され、系統電圧に同期した位相の出力電流となるよう PWM スイッチングを行う。このように出力に短冊状の波形を出力し、出力する時間比率を変えることによって出力の平均電圧をコントロールし、出力された電圧は出力側に設けられた平滑フィルタによって平均化され、系統へは交流電力が出力される（例えば、非特許文献 1 参照）。

20

【0003】

【非特許文献 1】「ソーラーパワーコンディショナ形 K P 4 0 F の開発」OMRON TECHNICS Vol.42 No.2(通巻142号) 2002 年

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

太陽光電圧を系統に連系させる従来のパワーコンディショナでは、インバータの出力電圧の最大値は、チョッパによる昇圧電圧の大きさによって決まる。このため、例えば 200 V の交流電圧を出力する場合には、昇圧された直流電圧は 282 V 以上が必要であり、通常は余裕を見てさらに高く設定されている。太陽光電圧の出力電圧は、通常 200 V 程度、あるいはそれ以下であり、上述したように 282 V 以上に昇圧する必要がある。昇圧率が高くなるとチョッパ部の損失が大きくなり、パワーコンディショナ全体の効率が低下してしまう。

30

また、インバータ部の PWM スイッチング動作を用いて出力に正弦波の電流や電圧を発生させているため、出力側に大型の平滑フィルタが必要で、装置構成を小型化するのは困難であった。

【0005】

この発明は、上記のような問題点を解消するために成されたものであって、直流電源からの電力を交流に変換して系統や負荷に出力する電力変換装置において、各部の損失を低減して変換効率を向上し、しかも装置構成の小型化が促進された電力変換装置を得ることを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0006】

この発明による電力変換装置は、直流電源の直流電力を交流電力に変換する単相インバータの交流側を複数直列接続し、上記複数の単相インバータの中から選択された所定の組み合わせによる各発生電圧の総和により出力電圧を制御する。上記複数の単相インバータ内で交流側が互いに隣り合って接続された第 1、第 2 の単相インバータの入力となる第 1、第 2 の直流電源は、DC/DC コンバータを介して互いに接続される。そして、上記 D

50

C／D Cコンバータは、電圧の大きい方の上記第１の直流電源から電圧の小さい方の上記第２の直流電源へ、上記第１、第２の単相インバータ内のスイッチング素子を介して電力供給する。

【発明の効果】

【０００７】

このような電力変換装置では、各単相インバータの電圧の組み合わせにより精度良く滑らかな出力電圧波形を得ることができ、出力側のフィルタを小型化あるいは省略でき装置構成を小型で安価にできる。また、各単相インバータの入力となる直流電源間で、第１の直流電源から第２の直流電源へ電力供給し、各単相インバータの電圧の総和で出力させるため、変換効率が高く、小さな損失で高い電圧を出力可能となる。また、D C／D Cコンバータにより、第１の直流電源から第１、第２の単相インバータ内のスイッチング素子を介して第２の直流電源へ電力供給するようにしたため、効率の高い電力伝送で電力供給できる。これにより、変換効率が向上し、小型で安価に構成された電力変換装置が得られる。

10

【図面の簡単な説明】

【０００８】

【図１】この発明の実施の形態１によるパワーコンディショナを示す概略構成図である。

【図２】この発明の実施の形態１によるパワーコンディショナの回路構成を示す図である。

【図３】この発明の実施の形態１によるD C／D Cコンバータの動作を説明する図である。

20

【図４】この発明の実施の形態２によるパワーコンディショナを示す図である。

【図５】この発明の実施の形態２によるD C／D Cコンバータの例を示す図である。

【図６】この発明の実施の形態２によるD C／D Cコンバータの動作を説明する図である。

【図７】この発明の実施の形態２によるD C／D Cコンバータの別例を示す図である。

【図８】この発明の実施の形態３によるパワーコンディショナの回路構成を示す図である。

【図９】この発明の実施の形態３によるD C／D Cコンバータの動作を説明する図である。

30

【図１０】この発明の実施の形態４による双方向D C／D Cコンバータを示す図である。

【図１１】この発明の実施の形態４の別例による双方向D C／D Cコンバータを示す図である。

【図１２】この発明の実施の形態４の第２の別例による双方向D C／D Cコンバータを示す図である。

【図１３】この発明の実施の形態５による出力パルス調整を説明する図である。

【図１４】この発明の実施の形態７によるパワーコンディショナを示す概略構成図である。

【図１５】この発明の実施の形態７によるバイパス回路の構成図である。

【図１６】この発明の実施の形態７によるバイパス回路の別例による構成図である。

40

【図１７】この発明の実施の形態７によるバイパス回路の第２の別例による構成図である。

【符号の説明】

【０００９】

２ 第３の直流電源（太陽光）

３ 昇圧回路としての昇圧チョッパ回路

４ D C／D Cコンバータ

５ 系統

７ a, ７ b チョッパ回路

１ ５, １ ５ a～１ ５ d 出力パルス

50

17 出力電圧
 20 バイパス回路
 20a リレー
 100 磁気結合コア
 3B-INV 最大単相インバータ
 1B-INV, 2B-INV 単相インバータ
 V_{3B} 最大直流電源（電圧）
 V_{1B} , V_{2B} 直流電源（電圧）
 L_1 , L_2 リアクトル
 $Dz1A$, $Dz2A$ ダイオード
 Q_s , Q_r スイッチ
 $Q_{11} \sim Q_{14}$, $Q_{21} \sim Q_{24}$, $Q_{31} \sim Q_{34}$ スイッチング素子
 $Q_{1B} + Q_{2B}$ 総変動電力量としての電荷量

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0010】

実施の形態1.

以下、この発明の実施の形態1による電力変換装置（以下、パワーコンディショナと称す）を図について説明する。

図1は、この発明の実施の形態1によるパワーコンディショナを示す概略構成図である。図1に示すように、複数（この場合3個）の単相インバータ2B-INV、3B-INV、1B-INVの交流側を直列に接続して単相多重変換器であるインバータユニット1を構成する。各単相インバータ2B-INV、3B-INV、1B-INVは、ダイオードを逆並列に接続した複数個のIGBT等の自己消弧型半導体スイッチング素子で構成され、直流電源 V_{3B} を入力とする単相インバータ3B-INVの交流側両端子の一方に単相インバータ1B-INVが、他方に単相インバータ2B-INVが接続される。また、単相インバータ3B-INVの交流側両端子間を短絡させる短絡用スイッチとしてダイオードを逆並列に接続した2個のIGBT等の自己消弧型半導体スイッチング素子 Q_x 、 Q_y が、単相インバータ3B-INVに並列に接続される。

20

【0011】

また、第3の直流電源としての太陽光による直流電源2の後段に、IGBT等のスイッチング素子（以下、スイッチと称す）3a、リアクトル3bおよびダイオード3cから成る昇圧チョッパ回路3が設置されている。昇圧チョッパ回路3は直流電源2で得られた直流電圧 V_O を昇圧し、直流電源 V_{3B} となる平滑コンデンサに充電される電圧（電位 V_C ）が得られる。

30

各単相インバータ2B-INV、3B-INV、1B-INVは、各直流電源 V_{2B} 、 V_{3B} 、 V_{1B} の直流電力を交流電力に変換して出力し、それぞれの入力直流電源部分は、DC/DCコンバータ4にて接続される。なお、DC/DCコンバータ4についての詳細は後述する。各直流電源 V_{2B} 、 V_{3B} 、 V_{1B} の電圧は、便宜上、 V_{2B} 、 V_{3B} 、 V_{1B} と記載する。

【0012】

単相インバータ3B-INVの入力となる直流電源 V_{3B} の電圧は、他の単相インバータ2B-INV、1B-INVの入力となる直流電源 V_{2B} 、 V_{1B} の電圧よりも大きく、 V_{2B} 、 V_{3B} 、 V_{1B} は所定の電圧比になるようにDC/DCコンバータ4にて制御される。以下、直流電源 V_{3B} を最大直流電源 V_{3B} と称し、単相インバータ3B-INVを最大単相インバータ3B-INVと称す。ここでは、 $V_{1B} = V_{2B} \geq (2/9) \cdot V_{3B}$ とする。即ち、インバータ1B-INV、2B-INVの直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} の電圧が等しくかつ、両者の合計が $(4/9) \cdot V_{3B}$ より等しいか大きい。

40

これらの単相インバータ2B-INV、3B-INV、1B-INVは出力として正負およびゼロの電圧を発生することができ、インバータユニット1は、これらの発生電圧を組み合わせた総和としての電圧 V_A を階調制御により出力する。この出力電圧 V_A はリアクトル6aおよびコンデンサ6bから成る平滑フィルタ6により平滑され、交流電圧 V_{out} を系統5に供給

50

する。なお、系統5は柱状トランスにて中点Rを接地しているものとする。

【0013】

次に、各直流電源 V_{2B} 、 V_{3B} 、 V_{1B} を接続するDC/DCコンバータ4について図2を用いて説明する。なお、図2はパワーコンディショナのDC/DCコンバータ4を含めた回路構成を示すが、便宜上、直流電源2および昇圧チョップ回路3は図示を省略する。ここでは、DC/DCコンバータ4をチョップ回路7a、7bで構成し、チョップ回路7aを最大直流電源 V_{3B} と直流電源 V_{1B} との間に、チョップ回路7bを最大直流電源 V_{3B} と直流電源 V_{2B} との間に接続する。各チョップ回路7a、7bは、リアクトル $L1$ 、 $L2$ 、ダイオード $Dz1A$ 、 $Dz2A$ 、およびスイッチ Qs 、 Qr で構成され、それぞれがDC/DCコンバータとして機能する。そして、チョップ回路7aの動作により、最大直流電源 V_{3B} から最大単相インバータ3B-INVおよび単相インバータ1B-INVを介して直流電源 V_{1B} に電力供給し、チョップ回路7bの動作により、最大直流電源 V_{3B} から最大単相インバータ3B-INVおよび単相インバータ2B-INVを介して直流電源 V_{2B} に電力供給する。また、ダイオード $Dz1B$ 、 $Dz2B$ を配設して、最大直流電源 V_{3B} の電位から直流電源 V_{1B} 、直流電源 V_{2B} の各電位へ直接電流が逆流するのを防止する。

【0014】

各単相インバータ2B-INV、3B-INV、1B-INVおよびチョップ回路7a、7bの動作を図3に基づいて説明する。図3に示すように単相インバータ1B-INVの出力と単相インバータ2B-INVの出力は等しく、各単相インバータ1B-INV、2B-INVは、目標の出力電圧と最大単相インバータ3B-INVの出力電圧との差分を補うようにPWM制御により出力される。実際には、系統5に電流を流し込むように制御されることになるが、出力側に設けられたリアクトル6aが非常に小さい場合には、インバータユニット1の出力電圧 V_A を平均化した電圧と系統電圧との間の差は小さくなり、ほぼ同じと考えても差し支えない。

【0015】

最大単相インバータ3B-INVのスイッチング素子 $Q31$ 、 $Q32$ がオンして最大単相インバータ3B-INVが負電圧を出力しているとき、チョップ回路7aのスイッチ Qs をオンオフする。この期間の内、 T_{s1} 期間では単相インバータ1B-INVが負電圧をPWM制御で出力しており、スイッチング素子 $Q12$ をオンし、スイッチング素子 $Q11$ 、 $Q14$ を交互にオンしている。この T_{s1} 期間では、スイッチング素子 $Q31$ 、 $Q12$ がオンしているため、スイッチ Qs のオンオフにより、最大直流電源 V_{3B} からスイッチング素子 $Q31$ 、 $Q12$ を通して流れる電流 $iL1$ によりリアクトル $L1$ を充電し、リアクトル $L1$ からダイオード $Dz1A$ を通して流れる電流 $iL1x$ により直流電源 V_{1B} に電力供給する。

【0016】

また、スイッチング素子 $Q31$ 、 $Q32$ がオンする期間の内、 T_{s2} 期間では単相インバータ1B-INVが正電圧をPWM制御で出力しており、スイッチング素子 $Q13$ をオンし、スイッチング素子 $Q11$ 、 $Q14$ を交互にオンしている。この T_{s2} 期間では、スイッチ Qs のオンオフにより、最大直流電源 V_{3B} からスイッチング素子 $Q31$ 、スイッチング素子 $Q13$ の逆並列ダイオード、直流電源 V_{1B} を通して流れる電流 $iL1$ によりリアクトル $L1$ を充電し、リアクトル $L1$ からダイオード $Dz1A$ を通して流れる電流 $iL1x$ により直流電源 V_{1B} に電力供給する。

このように最大単相インバータ3B-INVのスイッチング素子 $Q31$ がオンして最大直流電源 V_{3B} の正極が交流出力用電力線に接続されているとき、チョップ回路7aのスイッチ Qs をオンオフすることで、最大直流電源 V_{3B} から最大単相インバータ3B-INVおよび単相インバータ1B-INVを介して直流電源 V_{1B} に電力供給できる。

【0017】

また、最大単相インバータ3B-INVのスイッチング素子 $Q33$ 、 $Q34$ がオンして最大単相インバータ3B-INVが正電圧を出力しているとき、チョップ回路7bのスイッチ Qr をオンオフする。この期間の内、 T_{r1} 期間では単相インバータ2B-INVが正電圧をPWM制御で出力しており、スイッチング素子 $Q24$ をオンし、スイッチング素子 $Q22$ 、 $Q23$ を交互にオンしている。この T_{r1} 期間では、スイッチング素子 $Q33$ 、 $Q24$ がオンして

いるため、スイッチ Q_r のオンオフにより、最大直流電源 V_{3B} からスイッチング素子 Q_{33} 、 Q_{24} を通って流れる電流 i_{L2} によりリアクトル L_2 を充電し、リアクトル L_2 からダイオード D_{z2A} を通って流れる電流 i_{L2x} により直流電源 V_{2B} に電力供給する。

【0018】

また、スイッチング素子 Q_{33} 、 Q_{34} がオンする期間の内、 T_{r2} 期間では単相インバータ 2B-INV が負電圧を PWM 制御で出力しており、スイッチング素子 Q_{21} をオンし、スイッチング素子 Q_{22} 、 Q_{23} を交互にオンしている。この T_{r2} 期間では、スイッチ Q_r のオンオフにより、最大直流電源 V_{3B} からスイッチング素子 Q_{33} 、スイッチング素子 Q_{21} の逆並列ダイオード、直流電源 V_{2B} を通って流れる電流 i_{L2} によりリアクトル L_2 を充電し、リアクトル L_2 からダイオード D_{z2A} を通って流れる電流 i_{L2x} により直
10
流電源 V_{2B} に電力供給する。

このように最大単相インバータ 3B-INV のスイッチング素子 Q_{33} がオンして最大直流電源 V_{3B} の正極が交流出力用電力線に接続されているとき、チョップ回路 7b のスイッチ Q_r をオンオフすることで、最大直流電源 V_{3B} から最大単相インバータ 3B-INV および単相インバータ 2B-INV を介して直流電源 V_{2B} に電力供給できる。

【0019】

また、最大単相インバータ 3B-INV の出力電圧が 0 である期間では、最大単相インバータ 3B-INV の交流側両端子間を短絡させる半導体スイッチ Q_x 、 Q_y をオンして導通状態にすると共に、最大単相インバータ 3B-INV 内の全ての半導体スイッチ $Q_{31} \sim Q_{34}$ をオフ状態にする。この場合、単相インバータ 1B-INV の出力と単相インバータ 2B-INV の出力が等しくなるように動作させたため、最大直流電源 V_{3B} の中間点 X は、パワーコンディショナ
20
の出力電圧 V_{out} の中間電位であるアース電位にほぼ等しくなる。

【0020】

上記のようにこの実施の形態では、各単相インバータ 2B-INV、3B-INV、1B-INV の発生電圧の組み合わせにより精度良く正弦波に近い出力電圧波形を得ることができ、出力側の平滑フィルタ 6 を小容量あるいは省略でき装置構成を小型にできる。また、太陽光電圧 V_o を昇圧チョップ回路 3 で昇圧した直流電圧 V_{3B} を直流電源とした最大単相インバータ 3B-INV と、この最大直流電源 V_{3B} から電力供給される直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} を入力とする単相インバータ 2B-INV、1B-INV とを接続して、各単相インバータの発生電圧の総和にて出力電圧を得るようにパワーコンディショナを構成したため、昇圧チョップ回路 3 で昇圧
30
した直流電圧 V_{3B} よりも高い電圧を効率よく出力できる。

【0021】

さらに、DC/DC コンバータ 4 をリアクトル L_1 、 L_2 、整流用素子 D_{z1A} 、 D_{z2A} 、およびスイッチ Q_s 、 Q_r から成るチョップ回路 7a、7b で構成し、チョップ回路 7a、7b は、最大直流電源 V_{3B} から各単相インバータ内のスイッチング素子を介して直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} へ電力供給するようにした。このため、トランスを用いた電力伝送にみられるような、トランスの漏れインダクタンスや励磁インダクタンスによる効率低下などがなく、効率の高い電力伝送で電力供給できて、直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} の電圧を設定可能となるため、パワーコンディショナ全体の効率がさらに向上する。このように、変換効率が向上し、小型で安価な装置構成となるパワーコンディショナを得ることができる。
40

【0022】

また、最大単相インバータ 3B-INV が最大直流電源 V_{3B} の正極を交流出力用電力線に接続するスイッチング素子 Q_{31} 、 Q_{33} をオンさせる動作期間に、チョップ回路 7a、7b はスイッチ Q_s 、 Q_r をオンオフさせてリアクトル L_1 、 L_2 を充電し、リアクトル L_1 、 L_2 からダイオード D_{z1A} 、 D_{z2A} を通って流れる電流により直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} に確実に電力供給することができる。

【0023】

さらに、最大単相インバータ 3B-INV を中央にして、その両側に単相インバータ 2B-INV、1B-INV を配置して接続したため、最大単相インバータ 3B-INV の最大直流電源 V_{3B} から両側の各単相インバータ 2B-INV、1B-INV の直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} に容易で効果的に電力供
50

給することができる。

【0024】

実施の形態2.

次に、この発明の実施の形態2によるパワーコンディショナについて図4に基づいて以下に説明する。図4に示すように、上記実施の形態1と同様に、DC/DCコンバータ4をリアクトルL1、L2、整流用素子Dz1A、Dz2A、およびスイッチQs、Qrから成るチョップ回路7a、7bで構成するが、この実施の形態では、各チョップ回路7a、7bのリアクトルL1、L2を磁性材料からなる磁気結合コア100により磁気結合する。

なお、リアクトルL1、L2の磁気結合以外の構成は、上記実施の形態1と同様である。また、図4は、便宜上、直流電源2および昇圧チョップ回路3は図示を省略する。

10

【0025】

次に動作について説明する。

上記実施の形態1で示したように、最大単相インバータ3B-INVが負電圧出力時にはチョップ回路7aのスイッチQsをオンオフして直流電源V_{1B}に電力供給するが、チョップ回路7aの動作によりリアクトルL1に溜まるエネルギーは、チョップ回路7bのリアクトルL2へ磁気結合の割合で移行できる。このため、チョップ回路7a、7bの双方で上記エネルギーを利用でき、直流電源V_{1B}だけでなく直流電源V_{2B}にも電力供給できる。同様に、最大単相インバータ3B-INVが正電圧出力時にはチョップ回路7bのスイッチQrをオンオフし、リアクトルL2に溜まるエネルギーをリアクトルL1へ磁気結合の割合で移行することで、直流電源V_{2B}だけでなく直流電源V_{1B}にも電力供給できる。

20

【0026】

上記実施の形態1で示したパワーコンディショナでは、各直流電源V_{1B}、V_{2B}は、基本交流波1周期中の半周期しか電力供給されないものであったが、この実施の形態では、各直流電源V_{1B}、V_{2B}は、基本交流波1周期にわたって、最大単相インバータ3B-INVが出力している間、充電が行える。このため、DC/DCコンバータ4（チョップ回路7a、7b）の利用率が向上する。

また、上記実施の形態1では、各チョップ回路7a、7bは、各直流電源V_{1B}、V_{2B}で1周期に必要なエネルギーを半周期の内に供給する必要があったが、この実施の形態では1周期にわたり電力供給できるため、扱うエネルギーを平均化できて電流ピーク値を低減でき、損失が低減できる。また大きな電流を流す必要がないため、磁気結合コア100も小さくて済む。さらに、半周期毎に各直流電源V_{1B}、V_{2B}に交互に電力供給する上記実施の形態1と比べて、直流電源V_{1B}と直流電源V_{2B}との電圧のアンバランスを抑制でき、最大単相インバータ3B-INVの midpoint 電位の変動を抑制できる。これにより、最大直流電源V_{3B}が太陽電池（直流電源2）に接続されている場合に、漏洩電流の発生を抑制できる。

30

【0027】

上記実施の形態2によるパワーコンディショナにおいて、リアクトルL1、L2に誘起される起電力の極性が同一方向である場合について、図5に基づいて、以下に説明する。

図に示すように、各チョップ回路7a、7bのリアクトルL1、L2を磁性材料からなる磁気結合コア100により磁気結合するが、このとき、各リアクトルL1、L2は、2つのリアクトルL1、L2に誘起される起電力の極性が同一方向になるように、各巻線を構成する。

40

【0028】

図5で示したパワーコンディショナにおいて、各単相インバータ2B-INV、3B-INV、1B-INVおよびチョップ回路7a、7bの動作を図6に基づいて説明する。上記実施の形態1と同様に、単相インバータ1B-INVの出力と単相インバータ2B-INVの出力は等しく、各単相インバータ1B-INV、2B-INVは、目標の出力電圧と最大単相インバータ3B-INVの出力電圧との差分を補うようにPWM制御により出力される。

最大単相インバータ3B-INVのスイッチング素子Q31、Q32がオンして最大単相インバータ3B-INVが負電圧を出力しているとき、チョップ回路7aのスイッチQsをオンオフ

50

する。この期間の内、 T_{S1} 期間では単相インバータ1B-INVが負電圧をPWM制御で出力し、 T_{S2} 期間では単相インバータ1B-INVが正電圧をPWM制御で出力している。いずれの期間でも、スイッチ Q_s のオンオフにより、以下のように各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} は最大直流電源 V_{3B} から電力供給される。

【0029】

スイッチ Q_s がオン時、 T_{S1} 期間では、最大直流電源 V_{3B} からスイッチング素子 Q_{31} 、 Q_{12} を通して電流 i_{L1} が流れ、 T_{S2} 期間では、最大直流電源 V_{3B} からスイッチング素子 Q_{31} 、スイッチング素子 Q_{13} の逆並列ダイオード、直流電源 V_{1B} を通して電流 i_{L1} が流れる。この電流 i_{L1} によりチョップ回路7aのリアクトル L_1 を充電しエネルギーを蓄積するが、リアクトル L_1 と磁気結合しているチョップ回路7bのリアクトル L_2 にもエネルギーが移行される。この時、リアクトル L_2 にはリアクトル L_1 と同じ極性に電圧が発生しているが、ダイオードDz2Aが電流を阻止しているため、電流 i_{L2} は発生しない。

10

スイッチ Q_s がオフ状態になると、各リアクトル L_1 、 L_2 は、蓄積されたエネルギーによりそれぞれ電流 i_{L1x} 、 i_{L2x} を流し、各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} に電力供給する。このように、チョップ回路7aのスイッチ Q_s がスイッチングを行うことにより、2つの単相インバータ1B-INV、2B-INVの直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} に電力供給できる。

【0030】

最大単相インバータ3B-INVのスイッチング素子 Q_{33} 、 Q_{34} がオンして最大単相インバータ3B-INVが正電圧を出力しているとき、チョップ回路7bのスイッチ Q_r をオンオフする。この期間の内、 T_{r1} 期間では単相インバータ2B-INVが正電圧をPWM制御で出力し、 T_{r2} 期間では単相インバータ2B-INVが負電圧をPWM制御で出力している。いずれの期間でも、スイッチ Q_r のオンオフにより、以下のように各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} は最大直流電源 V_{3B} から電力供給される。

20

【0031】

スイッチ Q_r がオン時、 T_{r1} 期間では、最大直流電源 V_{3B} からスイッチング素子 Q_{33} 、 Q_{24} を通して電流 i_{L2} が流れ、 T_{r2} 期間では、最大直流電源 V_{3B} からスイッチング素子 Q_{33} 、スイッチング素子 Q_{21} の逆並列ダイオード、直流電源 V_{2B} を通して電流 i_{L2} が流れる。この電流 i_{L2} によりチョップ回路7bのリアクトル L_2 を充電しエネルギーを蓄積するが、リアクトル L_2 と磁気結合しているチョップ回路7aのリアクトル L_1 にもエネルギーが移行される。この時、リアクトル L_1 にはリアクトル L_2 と同じ極性に電圧が発生しているが、ダイオードDz1Bが電流を阻止しているため、電流 i_{L1} は発生しない。

30

スイッチ Q_r がオフ状態になると、各リアクトル L_1 、 L_2 は、蓄積されたエネルギーによりそれぞれ電流 i_{L1x} 、 i_{L2x} を流し、各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} に電力供給する。このように、チョップ回路7bのスイッチ Q_r がスイッチングを行うことにより、2つの単相インバータ1B-INV、2B-INVの直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} に電力供給できる。

【0032】

次に、上記実施の形態2によるパワーコンディショナにおいて、リアクトル L_1 、 L_2 に誘起される起電力の極性が互いに逆方向である場合について、図7に基づいて、以下に説明する。

40

図に示すように、各チョップ回路7a、7bのリアクトル L_1 、 L_2 を磁性材料からなる磁気結合コア100により磁気結合するが、このとき、各リアクトル L_1 、 L_2 は、2つのリアクトル L_1 、 L_2 に誘起される起電力の極性が互いに逆方向になるように、各巻線を構成し、磁気結合コア100にギャップを設けて磁気結合の強さを調整している。

【0033】

図7で示したパワーコンディショナにおいて、各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} に最大直流電源 V_{3B} から電力供給する動作を以下に説明する。

最大単相インバータ3B-INVのスイッチング素子 Q_{31} 、 Q_{32} がオンして最大単相インバータ3B-INVが負電圧を出力しているとき、チョップ回路7aのスイッチ Q_s をオンオフ

50

すると、リアクトル L_1 が充電されるが、リアクトル L_2 にはリアクトル L_1 と逆極性に電圧が発生する。このリアクトル L_2 に発生した電圧により、ダイオード $Dz2A$ を介して電流 $iL2x$ を流して直流電源 V_{2B} に電力供給する。このときの直流電源 V_{1B} への電力供給の動作は図 5 で示した場合と同様である。

なお、リアクトル L_2 に発生した電圧により直流電源 V_{2B} を充電できるが、直流電源 V_{3B} と直流電源 V_{2B} との電圧差が大きいと突入電流が直流電源 V_{2B} に流れ込むので、これを防止するために磁気結合コア 100 に設けたギャップで、リアクトル L_1 とリアクトル L_2 との磁気結合の強さを調整する。

【0034】

最大単相インバータ 3B-INV が正電圧を出力しているときも同様に、チョップパ回路 7b のスイッチ Q_r をオンオフするとリアクトル L_2 が充電され、リアクトル L_1 にリアクトル L_2 と逆極性に電圧が発生する。このリアクトル L_1 に発生した電圧により直流電源 V_{1B} に電力供給することで、直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} の双方に電力供給できる。この場合も、直流電源 V_{1B} に突入電流が流れ込むのを、磁気結合コア 100 に設けたギャップによって防止する。

【0035】

実施の形態 3.

上記実施の形態 1、2 では、最大単相インバータ 3B-INV を中央に配置したが、入力となる直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} 、 V_{3B} の電圧の昇順に配置した場合について、図 8 に基づいて以下に示す。

この場合も、最大単相インバータ 3B-INV の最大直流電源 V_{3B} は、第 3 の直流電源としての太陽光による直流電源 2 で得られた直流電圧 V_0 を昇圧チョップパ回路 3 にて昇圧して生成したものであるが、図 8 では、便宜上、直流電源 2 および昇圧チョップパ回路 3 は省略する。直流電源の電圧 V_{1B} 、 V_{2B} 、 V_{3B} は所定の電圧比になるように DC/DC コンバータ 4 (図 1 参照) にて制御され、ここでは、 $V_{1B} : V_{2B} : V_{3B} = 1 : 3 : 9$ とする。

【0036】

DC/DC コンバータ 4 をチョップパ回路 7a、7b で構成し、チョップパ回路 7a を直流電源 V_{2B} と直流電源 V_{1B} との間に、チョップパ回路 7b を最大直流電源 V_{3B} と直流電源 V_{2B} との間に接続する。各チョップパ回路 7a、7b は、リアクトル L_1 、 L_2 、ダイオード $Dz1A$ 、 $Dz2A$ 、およびスイッチ Q_s 、 Q_r で構成され、それぞれ DC/DC コンバータとして動作する。そして、チョップパ回路 7b の動作により、最大直流電源 V_{3B} から最大単相インバータ 3B-INV および単相インバータ 2B-INV を介して直流電源 V_{2B} に電力供給し、チョップパ回路 7a の動作により、直流電源 V_{2B} から単相インバータ 2B-INV および単相インバータ 1B-INV を介して直流電源 V_{1B} に電力供給する。また、ダイオード $Dz1B$ 、 $Dz2B$ を配設して、直流電源 V_{2B} の電位から直流電源 V_{1B} の電位へ、また最大直流電源 V_{3B} の電位から直流電源 V_{2B} の電位へ、それぞれ直接電流が逆流するのを防止する。

【0037】

各単相インバータ 1B-INV、2B-INV、3B-INV およびチョップパ回路 7a、7b の動作を図 9 に基づいて説明する。図 9 に示すように、各単相インバータ 1B-INV、2B-INV は、目標の出力電圧と最大単相インバータ 3B-INV の出力電圧との差分を補うように PWM 制御により出力される。ここでは、単相インバータ 1B-INV の出力と単相インバータ 2B-INV の出力は等しいものを示したが、これに限るものではない。

最大単相インバータ 3B-INV のスイッチング素子 Q_{33} 、 Q_{34} がオンして最大単相インバータ 3B-INV が正電圧を出力しているとき、チョップパ回路 7b のスイッチ Q_r をオンオフする。この期間の内、 T_{r1} 期間では単相インバータ 2B-INV が正電圧を PWM 制御で出力しており、スイッチング素子 Q_{24} をオンし、スイッチング素子 Q_{22} 、 Q_{23} を交互にオンしている。この T_{r1} 期間では、スイッチング素子 Q_{33} 、 Q_{24} がオンしているため、スイッチ Q_r のオンオフにより、最大直流電源 V_{3B} からスイッチング素子 Q_{33} 、

10

20

30

40

50

Q 2 4 を通って流れる電流 i_{L2} によりリアクトル L_2 を充電し、リアクトル L_2 からダイオード $Dz2A$ を通って流れる電流 i_{L2x} により直流電源 V_{2B} に電力供給する。

【0038】

また、スイッチング素子 Q_{33} 、 Q_{34} がオンする期間の内、 T_{r2} 期間では単相インバータ 2B-INV が負電圧を PWM 制御で出力しており、スイッチング素子 Q_{21} をオンし、スイッチング素子 Q_{22} 、 Q_{23} を交互にオンしている。この T_{r2} 期間では、スイッチ Q_r のオンオフにより、最大直流電源 V_{3B} からスイッチング素子 Q_{33} 、スイッチング素子 Q_{21} の逆並列ダイオード、直流電源 V_{2B} を通って流れる電流 i_{L2} によりリアクトル L_2 を充電し、リアクトル L_2 からダイオード $Dz2A$ を通って流れる電流 i_{L2x} により直流電源 V_{2B} に電力供給する。

10

このように最大単相インバータ 3B-INV のスイッチング素子 Q_{33} がオンして最大直流電源 V_{3B} の正極が交流出力用電力線に接続されているとき、チョップ回路 7b のスイッチ Q_r をオンオフすることで、最大直流電源 V_{3B} から最大単相インバータ 3B-INV および単相インバータ 2B-INV を介して直流電源 V_{2B} に電力供給できる。

【0039】

また、単相インバータ 2B-INV が正あるいは負の電圧を出力しているとき、チョップ回路 7a のスイッチ Q_s をオンオフする。この期間の内、 T_{s1} 期間と T_{s3} 期間とでは、単相インバータ 1B-INV、2B-INV がそれぞれ正電圧を PWM 制御で出力しており、スイッチング素子 Q_{14} 、 Q_{24} をオンし、スイッチング素子 Q_{12} 、 Q_{13} とスイッチング素子 Q_{22} 、 Q_{23} をそれぞれ交互にオンしている。この T_{s1} 、 T_{s3} 期間でスイッチング素子 Q_{23} 、 Q_{14} がオンするとき、スイッチ Q_s のオンオフにより、直流電源 V_{2B} からスイッチング素子 Q_{23} 、 Q_{14} を通って流れる電流 i_{L1} によりリアクトル L_1 を充電し、リアクトル L_1 からダイオード $Dz1A$ を通って流れる電流により直流電源 V_{1B} に電力供給する。

20

【0040】

また、 T_{s2} 期間では単相インバータ 1B-INV、2B-INV がそれぞれ負電圧を PWM 制御で出力しており、スイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{21} をオンし、スイッチング素子 Q_{12} 、 Q_{13} とスイッチング素子 Q_{22} 、 Q_{23} をそれぞれ交互にオンしている。この T_{s2} 期間でスイッチング素子 Q_{23} がオンするとき、スイッチ Q_s のオンオフにより、直流電源 V_{2B} からスイッチング素子 Q_{23} 、スイッチング素子 Q_{11} の逆並列ダイオード、直流電源 V_{1B} を通って流れる電流 i_{L1} によりリアクトル L_1 を充電し、リアクトル L_1 からダイオード $Dz1A$ を通って流れる電流により直流電源 V_{1B} に電力供給する。

30

このように単相インバータ 2B-INV のスイッチング素子 Q_{23} がオンして直流電源 V_{2B} の正極が交流出力用電力線に接続されるとき、チョップ回路 7a のスイッチ Q_s をオンオフすることで、直流電源 V_{2B} から単相インバータ 2B-INV および単相インバータ 1B-INV を介して直流電源 V_{1B} に電力供給できる。

【0041】

この実施の形態においても、変換効率が向上し、小型で安価な装置構成となるパワーコンディショナを得ることができる。

また、この実施の形態では、最大単相インバータ 3B-INV を端に配置して、最大単相インバータ 3B-INV の最大直流電源 V_{3B} から隣り合って接続される単相インバータ 2B-INV の直流電源 V_{2B} に電力供給し、さらに単相インバータ 2B-INV の直流電源 V_{2B} から隣り合って接続される単相インバータ 1B-INV の直流電源 V_{1B} に電力供給するようにした。このように、最大直流電源 V_{3B} 以外の直流電源 V_{2B} 、 V_{1B} には、それぞれ直流電源の電圧が大きくなる方向に隣り合って接続された単相インバータ 3B-INV、2B-INV の各直流電源 V_{3B} 、 V_{2B} から電力供給するため、最大直流電源 V_{3B} 以外の直流電源 V_{2B} 、 V_{1B} に容易で確実に電力供給することができて、直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} の電圧を設定可能となる。

40

【0042】

なお、上記実施の形態 3 では、単相インバータを 3 個としたが、2 個、あるいは 4 個以

50

上でもよく、入力となる各直流電源の電圧の昇順、あるいは降順に配置して、最大単相インバータを端に配置することで、上記実施の形態と同様に、最大直流電源以外の各直流電源に容易で確実に電力供給することができる。

【0043】

実施の形態4.

上記各実施の形態では、DC/DCコンバータ4をチョップ回路7a、7bで構成したが、トランスを用いて構成した双方向のDC/DCコンバータを用いた場合について以下に示す。なお、電力変換装置の主回路構成は、図1で示したものと同様、あるいは単相インバータを、入力となる各直流電源の電圧の昇順、あるいは降順に配置して、スイッチング素子Qx、Qyを削除したものでよい。

10

各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} 、 V_{3B} を接続する双方向のDC/DCコンバータの3つの構成例を図10～図12に示す。

図10(a)で示す双方向DC/DCコンバータ11は、トランスとスイッチQd1、Qd2、Qd3とで構成され、各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} 、 V_{3B} に接続されるトランスの巻き線11a、11b、11cを、最大直流電源 V_{3B} と直流電源 V_{2B} との間をフォワードコンバータとなるように、また最大直流電源 V_{3B} と直流電源 V_{1B} との間をフライバックコンバータとなるように接続する。また、各直流電圧比は、 $V_{1B} : V_{2B} : V_{3B} = 1 : 3 : 9$ とする。

【0044】

図10(b)に、各スイッチQd1、Qd2、Qd3の駆動信号となるゲート電圧を示す。

20

スイッチQd3のゲート電圧とスイッチQd1のゲート電圧は反転の関係にあり、 V_{3B} と V_{1B} との電圧関係は、Tdとトランスの巻き数比の値によって、 $9 : 1$ に定められる。このとき、各電圧 V_{3B} 、 V_{1B} の電圧関係が、 $V_{3B} > 9 V_{1B}$ であれば、最大直流電源 V_{3B} から直流電源 V_{1B} へ、 $V_{3B} < 9 V_{1B}$ であれば、直流電源 V_{1B} から最大直流電源 V_{3B} へ電力が伝送される。

また、スイッチQd3のゲート電圧とスイッチQd2のゲート電圧は同じ関係にあり、 V_{3B} と V_{2B} との電圧関係は、トランスの巻き数比のみの値によって、 $3 : 1$ に定められる。このとき、各電圧 V_{3B} 、 V_{2B} の電圧関係が、 $V_{3B} > 3 V_{2B}$ であれば、最大直流電源 V_{3B} から直流電源 V_{2B} へ、 $V_{3B} < 3 V_{2B}$ であれば、直流電源 V_{2B} から最大直流電源 V_{3B} へ電力が伝送される。

30

Tdを変化させることで V_{1B} を制御でき、また V_{2B} はトランスの巻き数比で決まるため、いずれの電圧 V_{1B} 、 V_{2B} も所定の値に設定することが可能である。このような双方向DC/DCコンバータ11では、最大直流電源 V_{3B} と直流電源 V_{1B} との間をフライバックコンバータで接続したため、少ない素子を用いて直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} の電圧を設定可能となる。

【0045】

図11(a)で示す双方向DC/DCコンバータ12は、トランスとスイッチQd1、Qd2、Qd3とリセット巻き線13とで構成される。各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} 、 V_{3B} に接続されるトランスの巻き線12a、12b、12cを、最大直流電源 V_{3B} と各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} との間をそれぞれフォワードコンバータとなるように接続する。

40

図11(b)に、各スイッチQd1、Qd2、Qd3の駆動信号となるゲート電圧を示す。

各スイッチQd1、Qd2、Qd3のゲート電圧は同じ関係にあり、各直圧 V_{1B} 、 V_{2B} 、 V_{3B} の関係は、トランスの巻き数比のみの値によって、 $1 : 3 : 9$ に定められる。このとき、 $V_{3B} > 9 V_{1B}$ であれば、最大直流電源 V_{3B} から直流電源 V_{1B} へ、 $V_{3B} < 9 V_{1B}$ であれば、直流電源 V_{1B} から最大直流電源 V_{3B} へ電力が伝送される。また、 $V_{3B} > 3 V_{2B}$ であれば、最大直流電源 V_{3B} から直流電源 V_{2B} へ、 $V_{3B} < 3 V_{2B}$ であれば、直流電源 V_{2B} から最大直流電源 V_{3B} へ電力が伝送される。これにより、いずれの電圧 V_{1B} 、 V_{2B} も所定の値に設定することが可能である。

このような双方向DC/DCコンバータ12では、最大直流電源 V_{3B} と各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} との間をそれぞれフォワードコンバータとなるように接続し、励磁磁束の処

50

理は最大直流電源 V_{3B} 側のリセット巻き線 13で行うため、励磁電流を小さくできトランスの鉄損が小さくできる。

【0046】

図12(a)で示す双方向DC/DCコンバータ14は、トランスとスイッチQd1、Qd2、Qd3とで構成し、各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} 、 V_{3B} に接続されるトランスの巻き線14a、14b、14cを、最大直流電源 V_{3B} と各直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} との間をそれぞれフライバックコンバータとなるように接続する。

図12(b)に、各スイッチQd1、Qd2、Qd3の駆動信号となるゲート電圧を示す。

スイッチQd3のゲート電圧と各スイッチQd1、Qd2のゲート電圧は反転の関係にあり、各直圧 V_{1B} 、 V_{2B} 、 V_{3B} の関係は、Tdとトランスの巻き数比の値によって、1：3：9に定められる。

10

この場合、Tdを変化させることで、各 V_{1B} 、 V_{2B} を確実に制御でき、これにより、いずれの電圧 V_{1B} 、 V_{2B} も所定の値に安定して制御することが可能である。

【0047】

実施の形態5.

上記実施の形態1では、チョップ回路7a、7bで構成したDC/DCコンバータ4は、最大直流電源 V_{3B} から電力供給するのみの一方向の電力供給動作をするものである。

このような一方向DC/DCコンバータ4では、各 V_{1B} 、 V_{2B} の電圧比率が高くなっても、直流電源 V_{2B} 、 V_{1B} からの電力伝送ができないが、この実施の形態では、図13に示すように、最大単相インバータ3B-INVの出力パルス幅を調整して、各直流電源 V_{2B} 、 V_{1B} の電力量を調整する。

20

ここで、パワーコンディショナから出力される交流電圧 V_{out} の最大値（波高値）をVmとし、電圧利用率 = $Vm / (V_{1B} + V_{2B} + V_{3B})$ とする。この電圧利用率と各インバータを介した放電量から充電量を差し引いた直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} の変動電力量との関係を以下に説明する。 Q_{1B} 、 Q_{2B} は、各単相インバータ1B-INV、2B-INV、3B-INVを介した放電と充電とにより直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} から流出した電荷量とする。各インバータの直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} 、 V_{3B} の電圧比が1：3：9の関係のときに、パワーコンディショナに接続される負荷に正弦波で力率1の電流を流した場合、直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} の総変動電力量となる流出電荷量 ($Q_{1B} + Q_{2B}$) は、電圧利用率P (=約0.83) でゼロとなることが判っている。

30

【0048】

図13(a)に示すように、パワーコンディショナの昇圧チョップ回路3の出力電圧 V_c (V_{3B}) が約235Vのとき、電圧利用率=約0.83となり、直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} からの流出電荷量 ($Q_{1B} + Q_{2B}$) は、ゼロ付近となる。なお、15は最大単相インバータ3B-INVの出力パルス、16は単相インバータ1B-INV、2B-INVの合計出力、17はパワーコンディショナからの交流出力電圧 V_{out} である。

次に、図13(b)に示すように、外気温度の上昇などにより太陽光の電圧が低下し、パワーコンディショナの昇圧チョップ回路3の出力電圧 V_c (V_{3B}) が例えば約204Vのとき、電圧利用率=約0.95となり、直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} からの流出電荷量 ($Q_{1B} + Q_{2B}$) は増大する。このような場合、最大単相インバータ3B-INVの出力パルス幅を広げると、単相インバータ1B-INV、2B-INVの電力負担が小さくなり、($Q_{1B} + Q_{2B}$) はゼロに近づく。なお、15a、15bは、それぞれパルス幅の調整前後の最大単相インバータ3B-INVの出力パルス、16a、16bは、それぞれパルス幅の調整前後の単相インバータ1B-INV、2B-INVの合計出力である。

40

【0049】

次に、図13(c)に示すように、外気温度の低下などにより太陽光の電圧が上昇し、パワーコンディショナの昇圧チョップ回路3の出力電圧 V_c (V_{3B}) が例えば約260Vのとき、電圧利用率=約0.75となり、直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} からの流出電荷量 ($Q_{1B} + Q_{2B}$) は負となる。このような場合、最大単相インバータ3B-INVの出力パルス幅を狭めると、単相インバータ1B-INV、2B-INVの電力負担が大きくなり、($Q_{1B} + Q_{2B}$)

50

B) は正になる。なお、15c、15dは、それぞれパルス幅の調整前後の最大単相インバータ3B-INVの出力パルス、16c、16dは、それぞれパルス幅の調整前後の単相インバータ1B-INV、2B-INVの合計出力である。

【0050】

このように、最大単相インバータ3B-INVの出力パルス幅を増減することで、単相インバータ1B-INV、2B-INVの電力負担を容易に調整できるため、直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} からの流出電荷量($Q_{1B} + Q_{2B}$)を容易に調整できる。このとき、単相インバータ1B-INV、2B-INVの合計出力を得るのに必要な直流電圧をそれぞれの単相インバータ1B-INV、2B-INVが持つように設定すれば所定の出力は得られる。

このため、図13(c)で示したように、 V_C (V_{3B})が上昇して($Q_{1B} + Q_{2B}$)が負となっても、最大単相インバータ3B-INVの出力パルス幅を狭めて($Q_{1B} + Q_{2B}$)を正または0とすることができる。これにより、直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} から最大直流電源 V_{3B} への電力供給の必要はなく、最大直流電源 V_{3B} から電力供給するのみの一方向のDC/DCコンバータ4を用いて、安定して直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} の電圧を制御できる。

【0051】

さらに、上述したように、最大単相インバータ3B-INVの出力パルス幅を増減することで、($Q_{1B} + Q_{2B}$)を容易に調整できるため、容易に($Q_{1B} + Q_{2B}$)を0に近づけるように調整できる。このため、DC/DCコンバータ4の扱う電力を0に近づけることができ、効率が向上する。なお、このような制御は、上記実施の形態4の場合にも適用でき、双方向DC/DCコンバータ11、12、14の扱う電力を0に近づけることができ、効率が向上する。

【0052】

実施の形態6.

次に、上記実施の形態1の図1で示した同様の回路構成であるパワーコンディショナにおいて、昇圧チョッパ回路3の効率を向上したものについて以下に示す。

ところで、200Vの交流出力に必要な最大出力電圧は約282Vであり、インバータユニット1の出力電圧 V_A は、最大で $V_{1B} + V_{2B} + V_{3B}$ まで出力できる。このため $V_{1B} + V_{2B} + V_{3B}$ が約282V以上であれば、パワーコンディショナは200Vの交流出力が可能になる。 $V_{1B} + V_{2B} + V_{3B}$ は、昇圧チョッパ回路3で昇圧された電圧である V_{3B} より大きく、例えば、 V_{1B} 、 V_{2B} 、 V_{3B} の関係が2:2:9の場合、 V_{3B} の13/9倍となる。即ち、 V_{3B} が約195V以上のとき $V_{1B} + V_{2B} + V_{3B}$ は282V以上となり、これが交流出力の条件となる。

【0053】

太陽光電圧 V_O が195V以上であれば、昇圧チョッパ回路3による昇圧動作をしなくても V_{3B} が約195V以上となり、所定の交流出力を得ることができる。このため、この実施の形態では、直流電源2で得られた直流電圧(太陽光電圧) V_O が、所定の電圧 V_{m1} (195V)までIGBTスイッチ3aをオンオフして該電圧 V_{m1} に昇圧し、所定の電圧 V_{m1} を超えるとIGBTスイッチ3aを停止して昇圧チョッパ回路3の昇圧動作を停止する。

太陽光電圧 V_O の増加と共に昇圧率が低下して昇圧チョッパ回路3の効率が良くなるが、IGBTスイッチ3aを停止すると損失が大幅に低下し、ダイオード3cの導通損失のみとなる。さらに太陽光電圧 V_O の増加に伴い電流が低下しダイオード3cでの導通損失が低下する。

【0054】

この実施の形態では、太陽光電圧 V_O が所定の電圧 V_{m1} (195V)を超えると、IGBTスイッチ3aを停止して昇圧動作を停止するため、上述したように昇圧に係る損失を大きく低減することができ、変換効率の高いパワーコンディショナが得られる。なお、昇圧動作を停止する所定の電圧 V_{m1} は約195V以上であれば良いが、より低い電圧とした方が昇圧チョッパ回路3の損失をより低減できる。

【0055】

実施の形態7.

図14は、この発明の実施の形態7によるパワーコンディショナを示す概略構成図である。この実施の形態によるパワーコンディショナは、上記実施の形態1の図1に示すパワーコンディショナに、昇圧チョッパ回路3をバイパスするバイパス回路20を備えたものである。

図14に示すように、昇圧チョッパ回路3は直流電源2で得られた直流電圧 V_O を昇圧し、最大直流電源 V_{3B} の電圧である V_{3B} が得られる。また、昇圧停止時に昇圧チョッパ回路3をバイパスするため、例えばリレー20aから成るバイパス回路20が、昇圧チョッパ回路3に並列に接続される。

10

【0056】

昇圧チョッパ回路3では、上記実施の形態6と同様に、入力となる直流電源2で得られた直流電圧（太陽光電圧） V_O が所定の電圧 V_{m1} （195V）までIGBTスイッチ3aをオンオフして該電圧 V_{m1} に昇圧する。この間、バイパス回路20のリレー20aは開放されている。そして、所定の電圧 V_{m1} を超えるとIGBTスイッチ3aを停止する。このとき、バイパス回路20のリレー20aを閉じてバイパス回路20側に電流を流し、昇圧チョッパ回路3のリアクトル3bおよびダイオード3cをバイパスする。

【0057】

太陽光電圧 V_O が所定の電圧 V_{m1} 以下の範囲では、昇圧チョッパ回路3は出力電圧 V_{3B} が一定電圧 V_{m1} となるように昇圧するため、太陽光電圧 V_O の増加と共に昇圧率が低下し、昇圧チョッパ回路3の効率が良くなる。太陽光電圧 V_O が所定の電圧 V_{m1} を超えると、昇圧動作を停止し、バイパス回路20のリレー20aを閉じてバイパス回路20側に電流を流すため、損失がほとんど無くなる。このため太陽光電圧 V_O が電圧 V_{m1} を境に昇圧チョッパ回路3の効率が急に増加する。

20

【0058】

なお、昇圧動作を停止する所定の電圧 V_{m1} は約195V以上であれば良いが、より低い電圧とした方がチョッパ回路3の損失をより低減できる。そして昇圧動作を停止後は、IGBTスイッチ3aの停止による大幅な損失低減だけでなく、昇圧チョッパ回路3内のリアクトル3bおよびダイオード3cをバイパスさせることで、リアクトル3bおよびダイオード3cの導通損失も無くすることができて、昇圧チョッパ回路3における損失はほぼ無くなる。このため、変換効率の高いパワーコンディショナが得られる。

30

【0059】

上記実施の形態7におけるバイパス回路20の詳細について、図15～図17に基づいて以下に示す。

バイパス回路20はリレー20aで構成され、昇圧チョッパ回路3内の直列接続されたリアクトル3bおよびダイオード3cのいずれか一方、あるいは双方をバイパスする。

図15は、上記実施の形態7の図14で示したように、リレー20aでリアクトル3bおよびダイオード3cをバイパスするバイパス回路20を示す。図16は、別例によるバイパス回路20を示し、リレー20aでダイオード3cのみをバイパスする。図17は、第2の別例によるバイパス回路20を示し、リレー20aでリアクトル3bのみをバイパスする。

40

【0060】

また、リレー20aには、並列に自己消弧型の半導体スイッチ20bが接続される。リレー20aは、一般にゼロ電流にて開放するか、もしくは低い電圧で開放するため、直流電流は遮断しにくいものであるが、このように半導体スイッチ20bを並列に備えることにより容易に遮断できる。その場合、リレー20aを開放すると同時に半導体スイッチ20bをオンさせ、一旦電流を半導体スイッチ20bに移す。これによりリレー20aを流れる電流が遮断され、その後半導体スイッチ20bをオフする。

【0061】

いずれの場合も、太陽光電圧 V_O が所定の電圧 V_{m1} を超えると、IGBTスイッチ3

50

aを停止して昇圧動作を停止し、バイパス回路20のリレー20aを閉じてバイパス回路20側に電流を流す。

図15の場合では、昇圧チョッパ回路3内のリアクトル3bおよびダイオード3cをバイパスさせることで、リアクトル3bおよびダイオード3cの導通損失を無くすることができて、パワーコンディショナ全体の効率を増加する。

図16の場合では、昇圧チョッパ回路3内のダイオード3cのみをバイパスさせることで、ダイオード3cの導通損失を無くすることができて、パワーコンディショナ全体の効率を増加する。この場合、リアクトル3bをバイパスしないため、リアクトル3bをフィルタとして利用できる。

【0062】

図15、図16では、ダイオード3cをバイパスさせるため、直流電源 V_{3B} が太陽光電圧 V_0 より高くなると電流の逆流やさらには直流電源2である太陽光パネルへの逆電圧が掛かり、パネルの損傷を招くおそれがある。このため、リレー20aを流れる電流を検出し、該電流が一定値以下になるとリレー20aを開放し、リアクトル3bおよびダイオード3cを介した電流経路に切り換えるように構成する。このようにリレー20aを開放してダイオード3cの機能を有効にする事で、逆流防止とさらには太陽光パネルの逆電圧保護機能を備える。

なお、リレー20aを開放する際、検出の遅れなどにより既に逆電流が発生していたとしても、一旦電流を半導体スイッチ20bに移すことにより確実に遮断できる。

【0063】

図17の場合では、昇圧チョッパ回路3内のリアクトル3bのみをバイパスさせることで、リアクトル3bの導通損失を無くすることができて、パワーコンディショナ全体の効率を増加する。また、ダイオード3cをバイパスしないため、ダイオード3cにより逆流防止および太陽光パネルの逆電圧保護ができ、信頼性が容易に向上できる。この場合、半導体スイッチ20bを設けなくてもリレー20aは遮断できるが、半導体スイッチ20bを設けることで、ダイオード3cの異常などの場合にも遮断できる。

【産業上の利用可能性】

【0064】

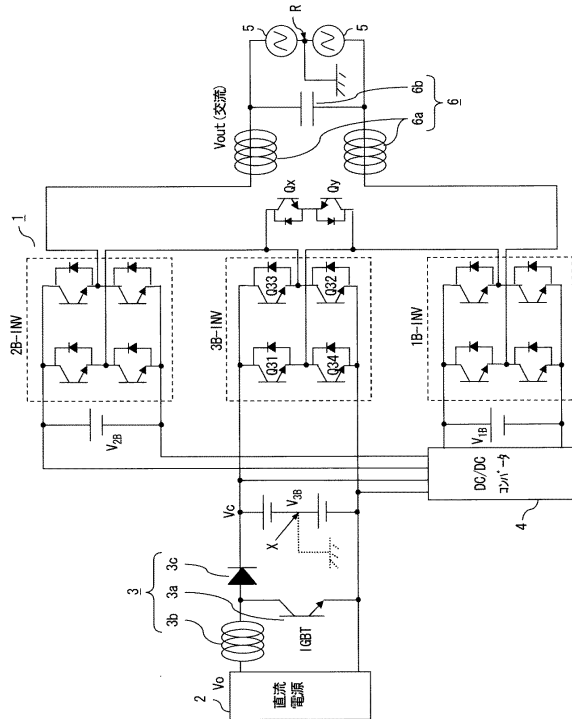
太陽光などの分散電源の直流電圧を必要な電圧まで昇圧した後、交流に変換して系統に連系させる無停電電源装置、あるいは変換後の交流電力を負荷に供給するインバータ装置に広く適用できる。

10

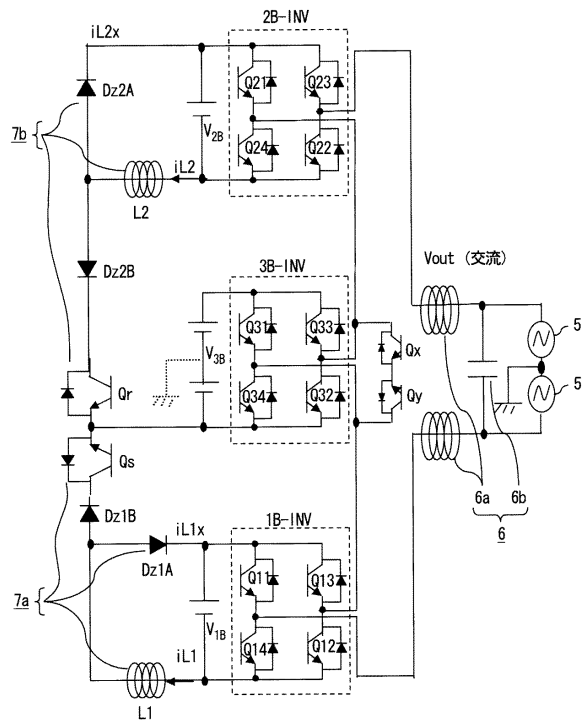
20

30

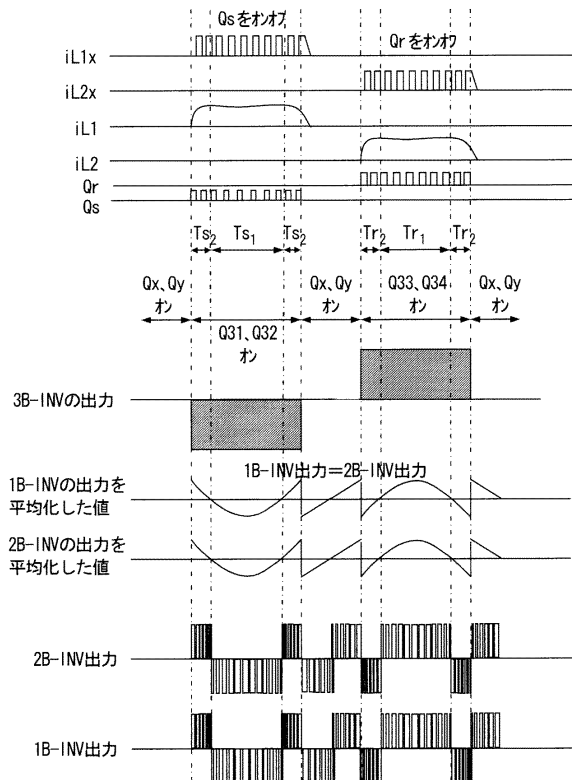
【図 1】



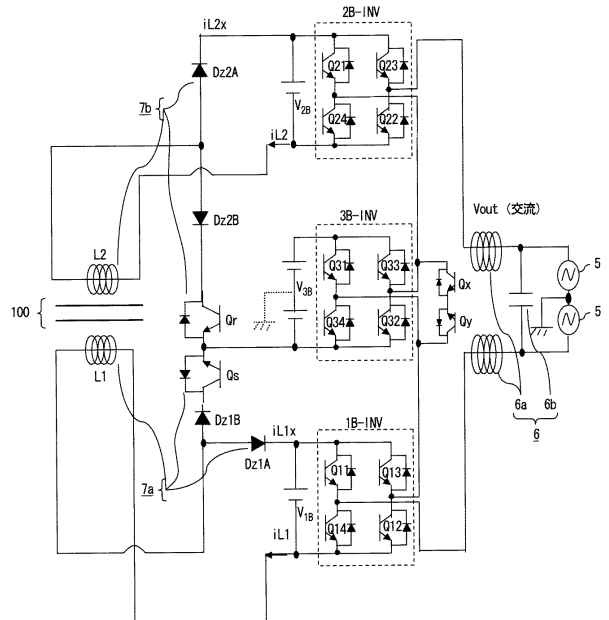
【図 2】



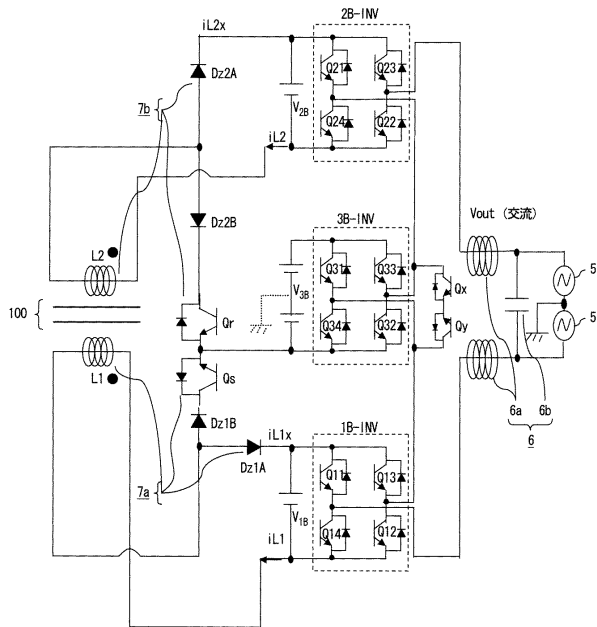
【図 3】



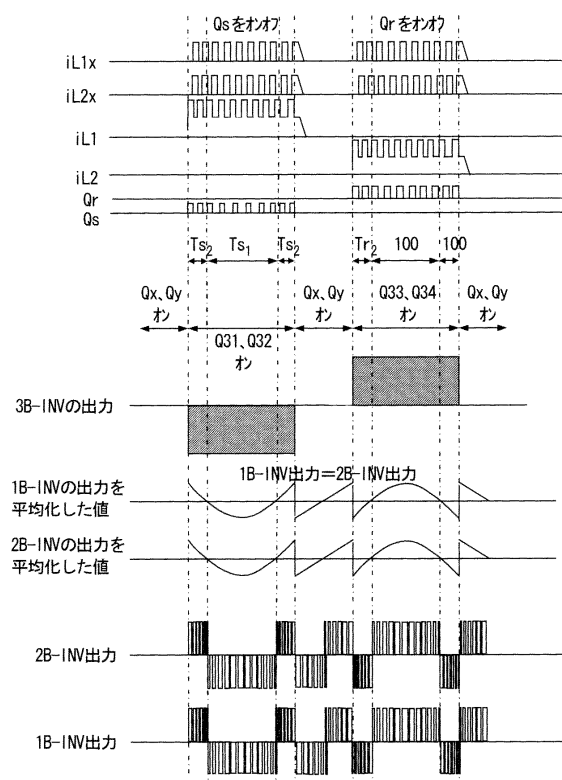
【図 4】



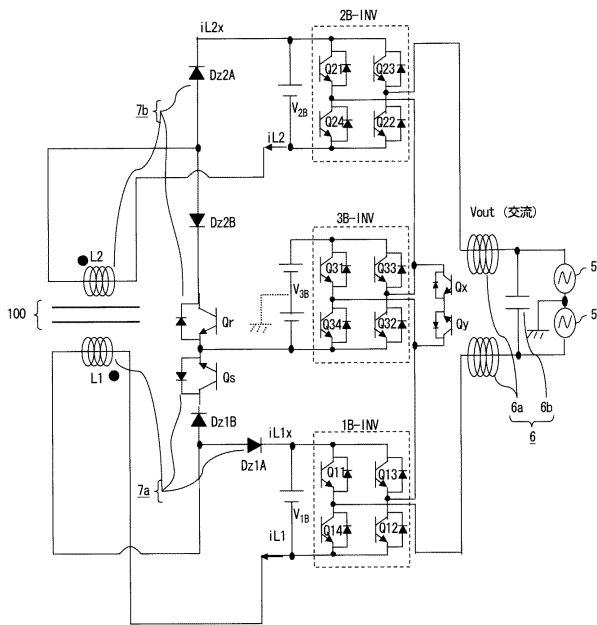
【図 5】



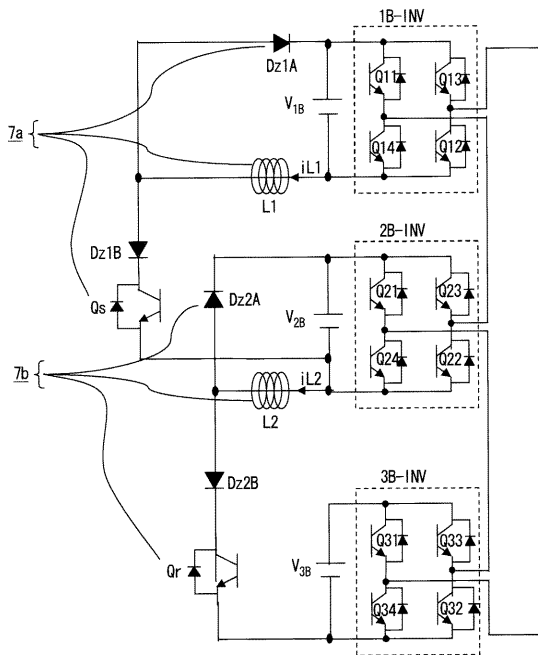
【図 6】



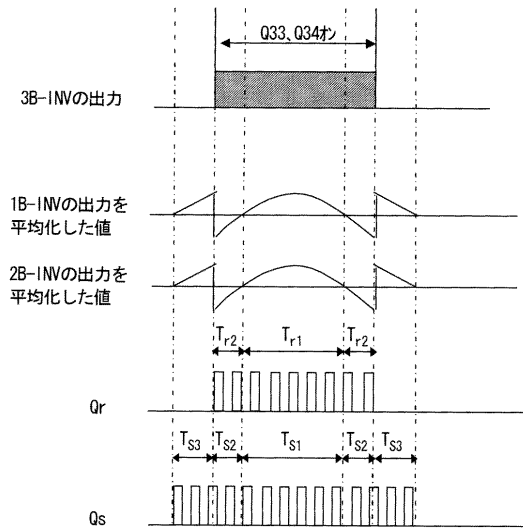
【図 7】



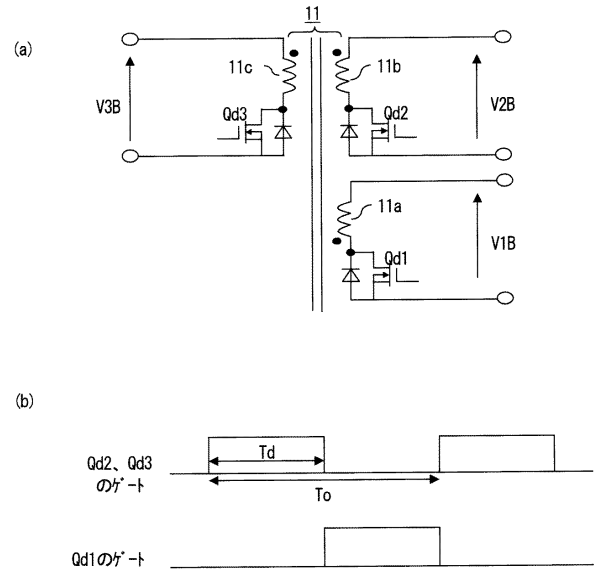
【図 8】



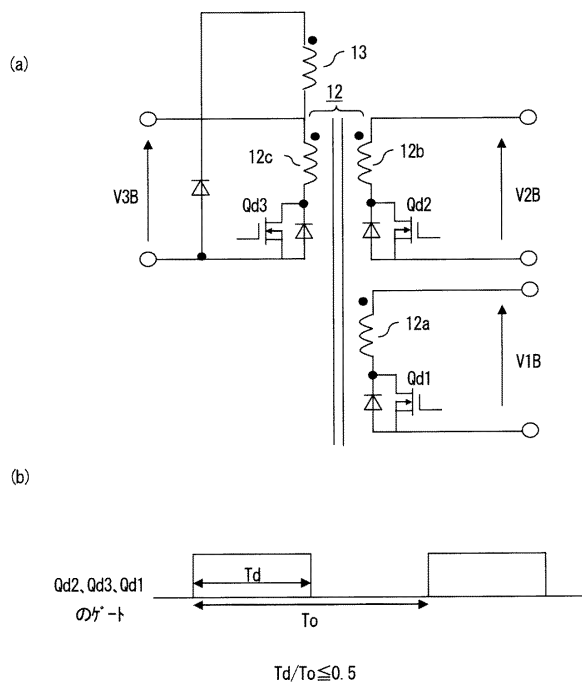
【図 9】



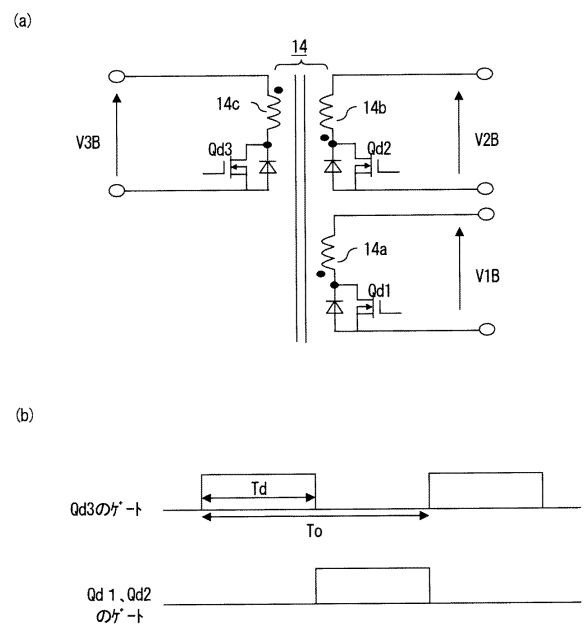
【図 10】



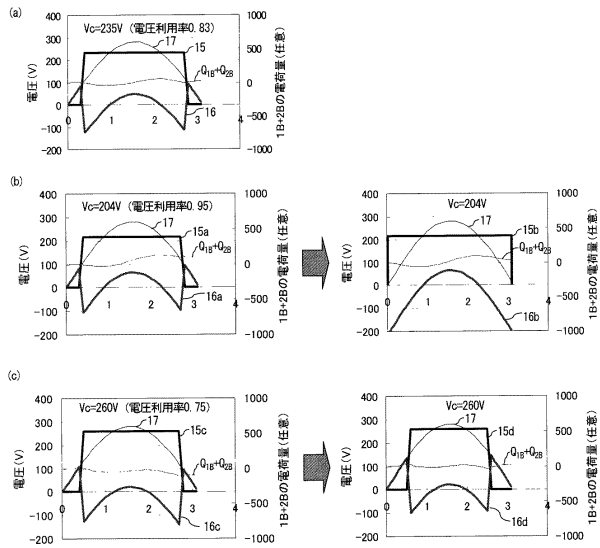
【図 11】



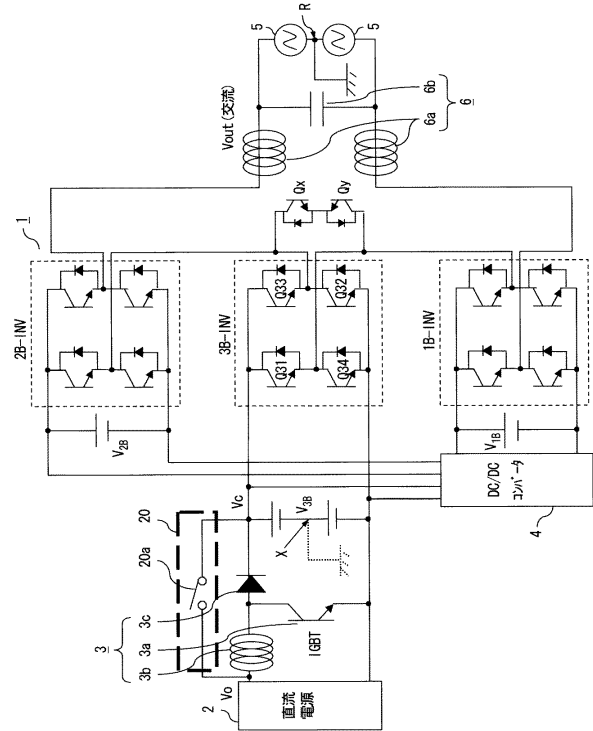
【図 12】



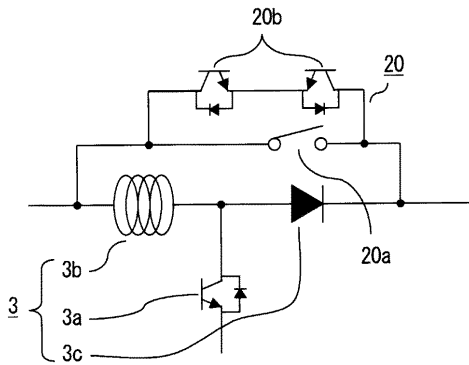
【図 13】



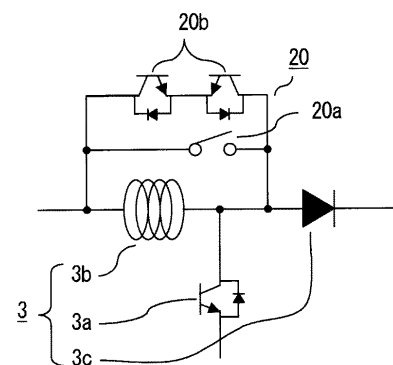
【図 14】



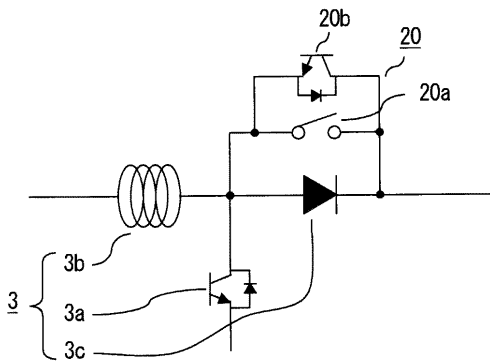
【図 15】



【図 17】



【図 16】



フロントページの続き

- (72)発明者 瀬戸 誠
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 山田 正樹
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 原田 茂樹
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 伊藤 寛
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 川上 知之
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 槻木澤 昌司

- (56)参考文献 特開2005-039931 (JP, A)
特開2003-324990 (JP, A)
特開2000-243636 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/48