

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2006年8月31日 (31.08.2006)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2006/090675 A1

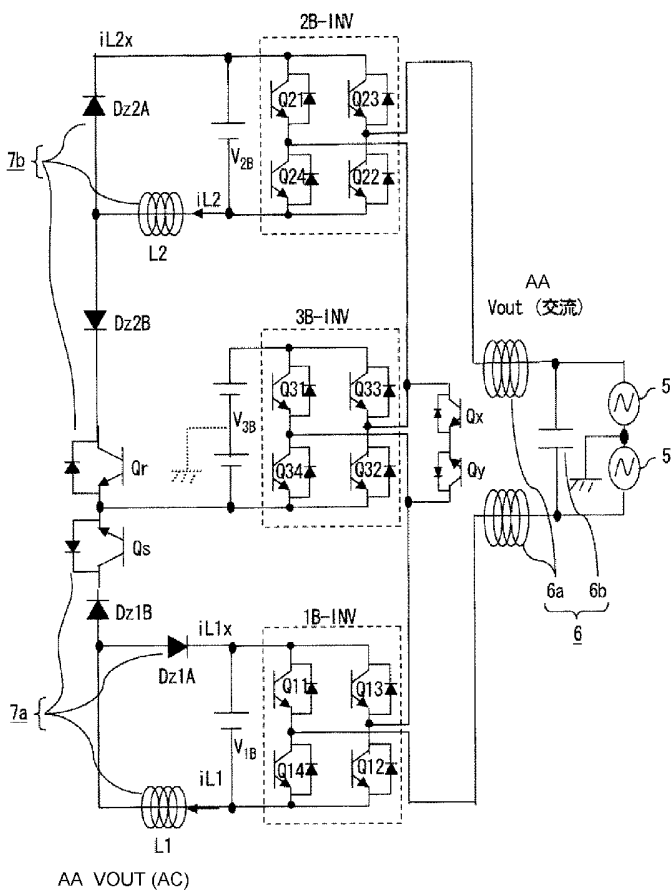
- (51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2006.01) H02M 3/155 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2006/303001
- (22) 国際出願日: 2006年2月21日 (21.02.2006)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2005-050700 2005年2月25日 (25.02.2005) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三菱電機株式会社 (MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).

- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてののみ): 岩田 明彦 (IWATA, Akihiko) [JP/JP]; 〒1008310 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 Tokyo (JP). 瀬戸 誠 (SETO, Makoto) [JP/JP]; 〒1008310 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 Tokyo (JP). 山田 正樹 (YAMADA, Masaki) [JP/JP]; 〒1008310 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 Tokyo (JP). 原田 茂樹 (HARADA, Shigeki) [JP/JP]; 〒1008310 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 Tokyo (JP). 伊藤 寛 (ITO, Hiroshi) [JP/JP]; 〒1008310 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 Tokyo (JP). 川上 知之 (KAWAKAMI, Tomoyuki) [JP/JP]; 〒1008310 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 Tokyo (JP).

[続葉有]

(54) Title: POWER CONVERTER

(54) 発明の名称: 電力変換装置



(57) Abstract: A maximum single phase inverter (3B-INV) whose DC power supply voltage is the DC voltage V_{3B} generated by stepping up a solar voltage by a step-up chopper circuit (3) is disposed at the central position, and single-phase inverters (2B-INV, 1B-INV) to which power is inputted from DC power supplies (V_{1B} , V_{2B}) supplied with power from the maximum DC power supply (V_{3B}) are arranged on both sides of the maximum single phase inverter (3B-INV). The AC sides of the single phase inverters are connected in series, and the sum of the generated voltages of the single phase inverters is used as the output voltage, thus constituting a power conditioner. Chopper circuits (7a, 7b) are connected between the maximum DC power supply (V_{3B}) and the DC power supplies (V_{1B} , V_{2B}), and power is supplied from the maximum DC power supply (V_{3B}) to the DC power supplies (V_{1B} , V_{2B}) through switching elements in the single phase inverters.

(57) 要約: 太陽光電圧を昇圧チョッパ回路(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を中央に配置し、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を最大単相インバータ3B-INVの両側に配置して、各単相インバータの交流側を直列に接続し、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ンサを構成する。最大直流電源 V_{3B} と直流電源 V_{1B} 、 V_{2B} との間にチョッパ回路(7a)、(7b)を接続して、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。

WO 2006/090675 A1



(74) 代理人: 村上 啓吾, 外(MURAKAMI, Keigo et al.); 〒6610012 兵庫県尼崎市南塚口町1丁目1番18号サンバーストビル6階 Hyogo (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, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, 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, 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 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

明 細 書

電力変換装置

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

- [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)。

- [0003] 非特許文献1:「ソーラーパワーコンディショナ形KP40Fの開発」OMRON TECHNIC S 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200Vの交流電圧を出力する場合には、昇圧された直流電圧は282V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200V程度、あるいはそれ以下であり、上述したように282V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。

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には困難であった。

- [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。

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。

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、DC/DC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。

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DC/DCコンバータの動作を説明する図である。
- 。
- [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DC/DC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DC/DC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DC/DC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DC/DCコンバータの動作を説明する図である。
- 。
- [図10]この発明の実施の形態4による双方向DC/DC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DC/DC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DC/DC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。
- [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 DC/DCコンバータ
 5 系統
 7a, 7b チョッパ回路
 15, 15a~15d 出力パルス
 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)
 L1, L2 リアクトル
 Dz1A, Dz2A ダイオード
 Qs, Qr スイッチ
 Q11~Q14, Q21~Q24, Q31~Q34 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

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。

- [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_0 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。

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、それぞれの入力の直流電源部分は、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。

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を通過して流れる電流 i_{L1} 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を通過して流れる電流 i_{L1x} 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} を通って流れる電流 $iL1$ 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を通って流れる電流 $iL1x$ 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Qr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Q33、Q24を通って流れる電流 $iL2$ によりリアクトルL2を充電し、リアクトルL2からダイオードDz2Aを通って流れる電流 $iL2x$ 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Q33、Q34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Q21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_{r2} 期間では、スイッチQr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Q33、スイッチング素子Q21の逆並列ダイオード、直流電源 V_{2B} を通って流れる電流 $iL2$ によりリアクトルL2を充電し、リアクトルL2からダイオードDz2Aを通って流れる電流 $iL2x$ により直流電源 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Q33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

ち 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_1 、 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。

[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Dz1A、Dz2Aを通し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。

[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。

[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。

[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。

[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 Q_s 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、 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Q31、

Q12を通過して電流 $iL1$ 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} を通過して電流 $iL1$ が流れる。この電流 $iL1$ によりチョップ回路7aのリアクトルL1を充電しエネルギーを蓄積するが、リアクトルL1と磁気結合しているチョップ回路7bのリアクトルL2にもエネルギーが移行される。この時、リアクトルL2にはリアクトルL1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 $iL2$ は発生しない。

スイッチQsがオフ状態になると、各リアクトルL1、L2は、蓄積されたエネルギーによりそれぞれ電流 $iL1x$ 、 $iL2x$ 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Qs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、 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Qr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。

[0031] スイッチQr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Q33、Q24を通過して電流 $iL2$ 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Q33、スイッチング素子Q21の逆並列ダイオード、直流電源 V_{2B} を通過して電流 $iL2$ が流れる。この電流 $iL2$ によりチョップ回路7bのリアクトルL2を充電しエネルギーを蓄積するが、リアクトルL2と磁気結合しているチョップ回路7aのリアクトルL1にもエネルギーが移行される。この時、リアクトルL1にはリアクトルL2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 $iL1$ は発生しない。

スイッチQrがオフ状態になると、各リアクトルL1、L2は、蓄積されたエネルギーによりそれぞれ電流 $iL1x$ 、 $iL2x$ 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Qr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L1、L2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。

図に示すように、各チョッパ回路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、チョッパ回路7aのスイッチQsをオンオフすると、リアクトルL1が充電されるが、リアクトルL2にはリアクトルL1と逆極性に電圧が発生する。このリアクトルL2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L2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L1とリアクトルL2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、チョッパ回路7bのスイッチQrをオンオフするとリアクトルL2が充電され、リアクトルL1にリアクトルL1と逆極性に電圧が発生する。このリアクトルL1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_o を昇圧チョッパ回路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をチョッパ回路7a、7bで構成し、チョッパ回路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。各チョッパ回路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DC/DCコンバータとして動作する。そして、チョッパ回路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、チョッパ回路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Qr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Q33、Q24を流れる電流 $iL2$ によりリアクトルL2を充電し、リアクトルL2からダイオードDz2Aを流れる電流 $iL2x$ 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Q33、Q34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Q21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_{r2} 期間では、スイッチQr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Q33、スイッチング素子Q21の逆並列ダイオード、直流電源 V_{2B} を通って流れる電流 $iL2$ によりリアクトルL2を充電し、リアクトルL2からダイオードDz2Aを通して流れる電流 $iL2x$ により直流電源 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Q33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Qr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Qs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Q14、Q24をオンし、スイッチング素子Q12、Q13とスイッチング素子Q22、Q23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Q23、Q14がオンするとき、スイッチQsのオンオフにより、直流電源 V_{2B} からスイッチング素子Q23、Q14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により直流電源 V_{1B} に電力供給する。

[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Q11、Q21をオンし、スイッチング素子Q12、Q13とスイッチング素子Q22、Q23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Q23がオンするとき、スイッチQsのオンオフにより、直流電源 V_{2B} からスイッチング素子Q23、スイッチング素子Q11の逆並列ダイオード、直流電源 V_{1B} を通って流れる電流 $iL1$ 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により直流電源 V_{1B} に電力供給する。

このように単相インバータ2B-INVのスイッチング素子Q23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Qs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。

[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 Q_x 、 Q_y を削除したものでもよい。

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 Q_{d1} 、 Q_{d2} 、 Q_{d3} 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。

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、 $V_{3B} > 9V_{1B}$ であれば、最大直流電源 V_{3B} から直流電源 V_{1B} へ、 $V_{3B} < 9V_{1B}$ 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、 $V_{3B} > 3V_{2B}$ であれば、最大直流電源 V_{3B} から直流電源 V_{2B} へ、 $V_{3B} < 3V_{2B}$ 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。

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。

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、 $V_{3B} > 9V_{1B}$ であれば、最大直流電源 V_{3B} から直流電源 V_{1B} へ、 $V_{3B} < 9V_{1B}$ 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、 $V_{3B} > 3V_{2B}$ であれば、最大直流電源 V_{3B} から直流電源 V_{2B} へ、 $V_{3B} < 3V_{2B}$ 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。

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。

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 V_m とし、電圧利用率 $=V_m / (V_{1B} + V_{2B} + V_{3B})$ 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。

[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。

[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、($Q_{1B} + Q_{2B}$)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、昇圧チョップ回路3の効率を向上した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、昇圧チョップ回路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_{\odot} が195V以上であれば、昇圧チョップ回路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_{\odot} が、所定の電圧 V_m (195V)までIGBTスイッチ3aをオンオフして該電圧 V_{\odot} 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プ回路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プ回路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プ回路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、昇圧チョップ回路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、昇圧チョップ回路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プ回路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、昇圧チョップ回路3に並列に接続される。

[0056] 昇圧チョップ回路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、昇圧チョップ回路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、昇圧チョップ回路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、昇圧チョップ回路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} を境に昇圧チョップ回路3の効率が急に増加する。

[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プ回路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、昇圧チョップ回路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、昇圧チョップ回路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。

[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、昇圧チョップ回路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。

[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3a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、昇圧チョップ回路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ことができ、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_o 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ことができ、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。

請求の範囲

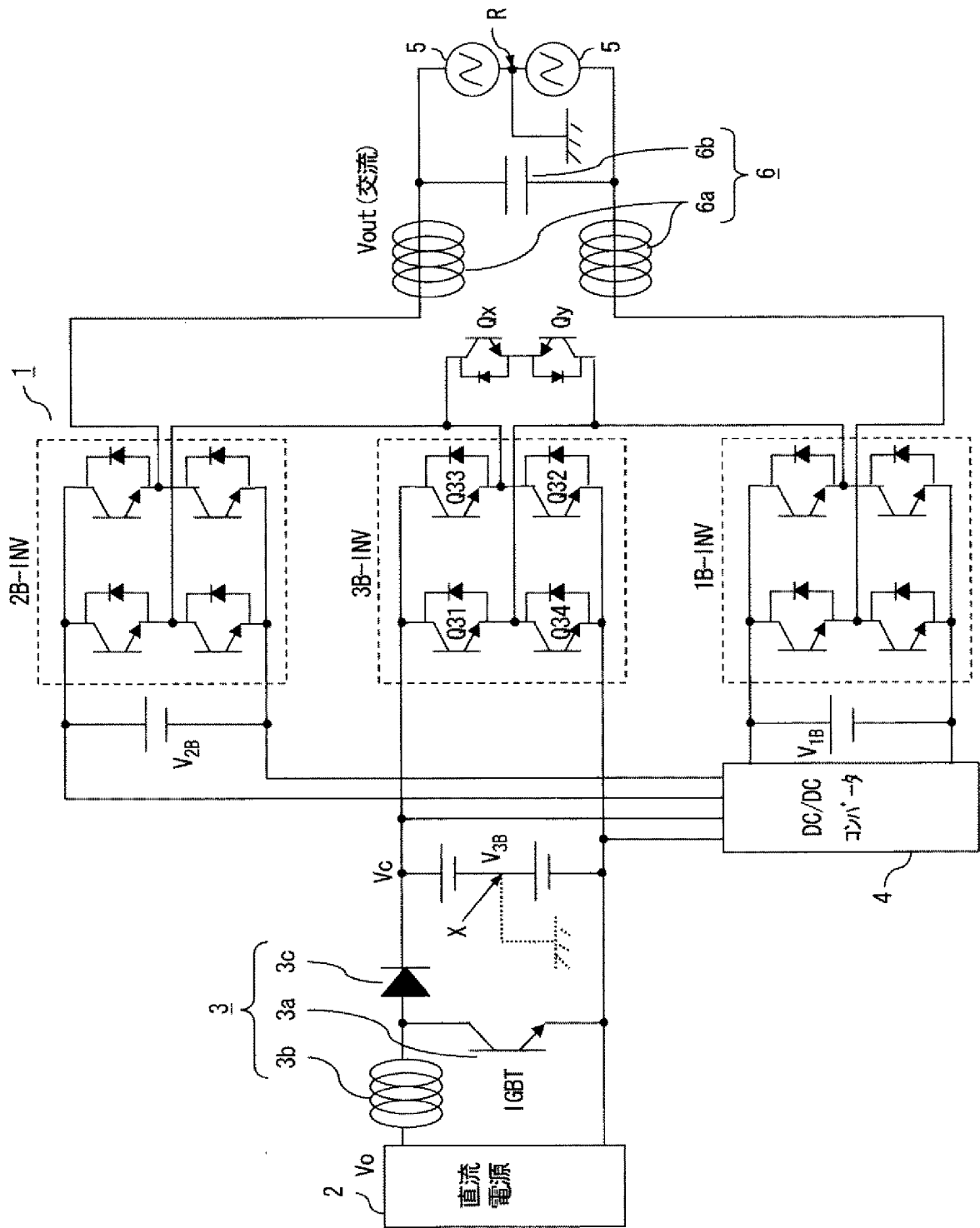
- [1] 直流電源の直流電力を交流電力に変換する単相インバータの交流側を複数直列接続し、上記複数の単相インバータの中から選択された所定の組み合わせによる各発生電圧の総和により出力電圧を制御する電力変換装置において、
上記複数の単相インバータ内で交流側が互いに隣り合って接続された第1、第2の単相インバータの入力となる第1、第2の直流電源は、DC/DCコンバータを介して互いに接続され、
上記DC/DCコンバータは、電圧の大きい方の上記第1の直流電源から電圧の小さい方の上記第2の直流電源へ、上記第1、第2の単相インバータ内のスイッチング素子を介して電力供給することを特徴とする電力変換装置。
- [2] 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パ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。
- [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、上記チョッパ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。
- [4] 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。
- [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。
- [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。
- [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。
- [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。
- [9] 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。
- [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。
- [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。
- [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。
- [13] 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。
- [14] 上記昇圧回路をバイパスさせるバイパス回路を備え、

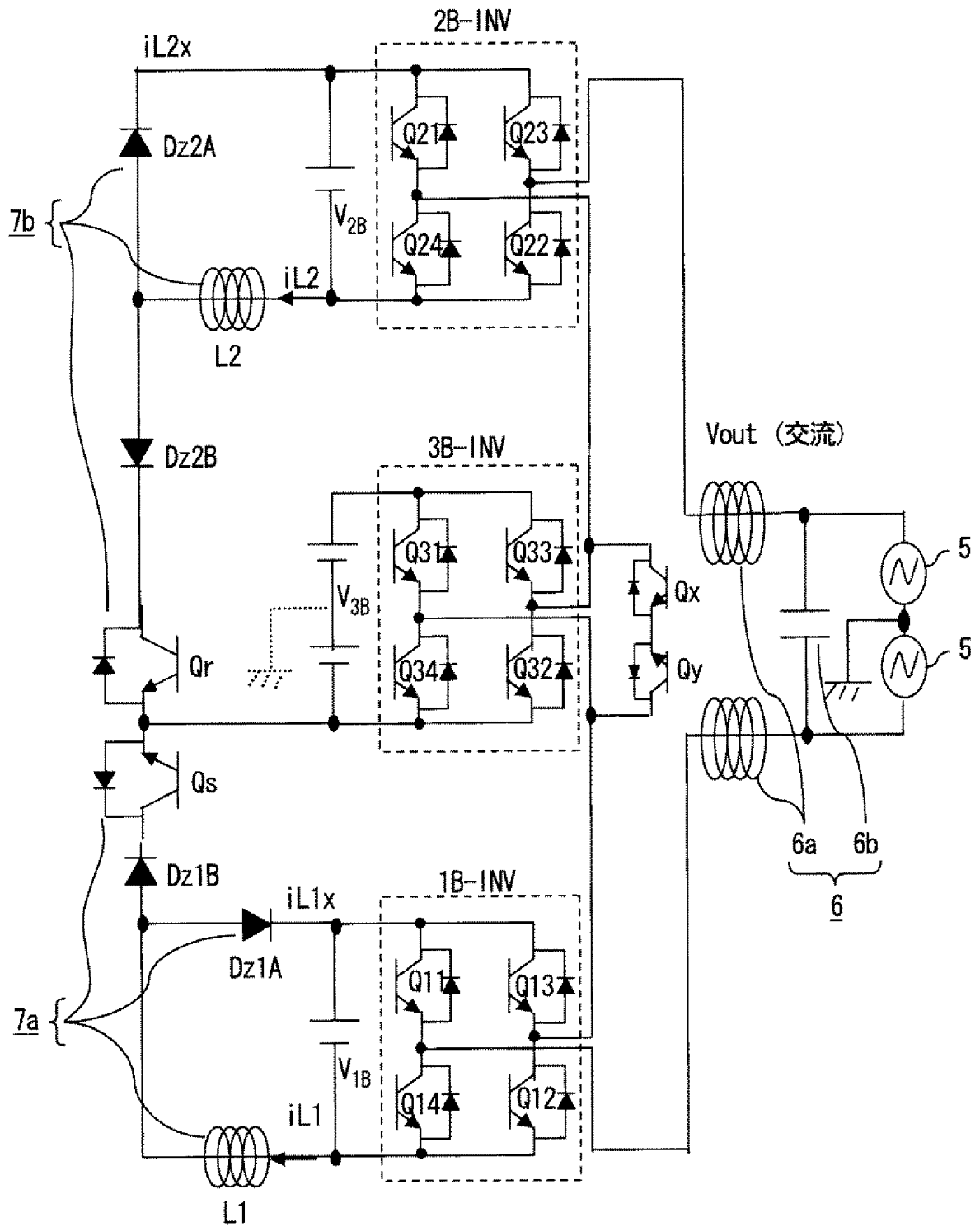
上記第3の直流電源の電圧が所定の電圧を超えると、上記昇圧回路内のスイッチのオンオフ動作を停止して昇圧動作を停止すると共に、上記バイパス回路により該昇圧回路をバイパスすることを特徴とする請求項13記載の電力変換装置。

- [15] 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14記載の電力変換装置。
- [16] 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。

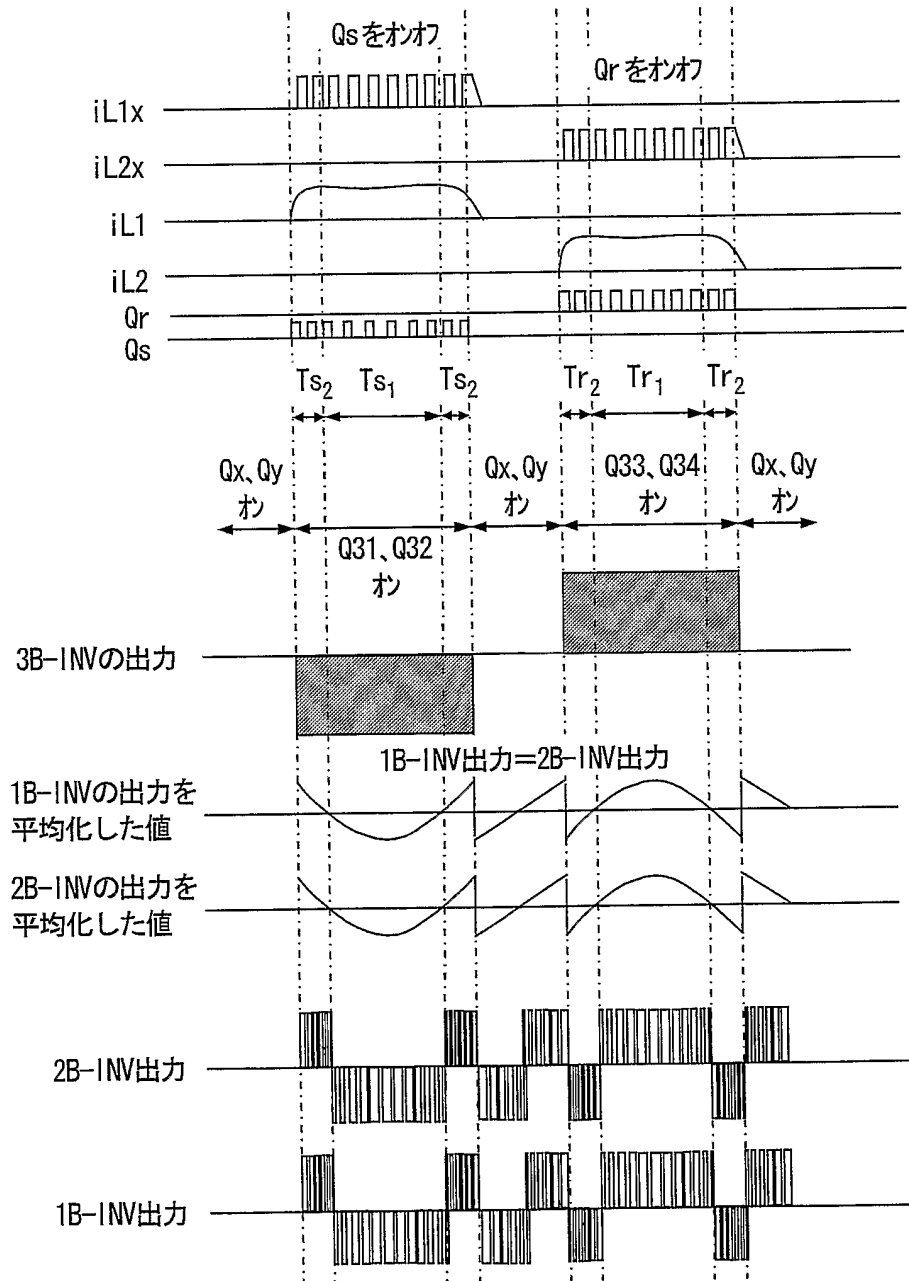
[図1]



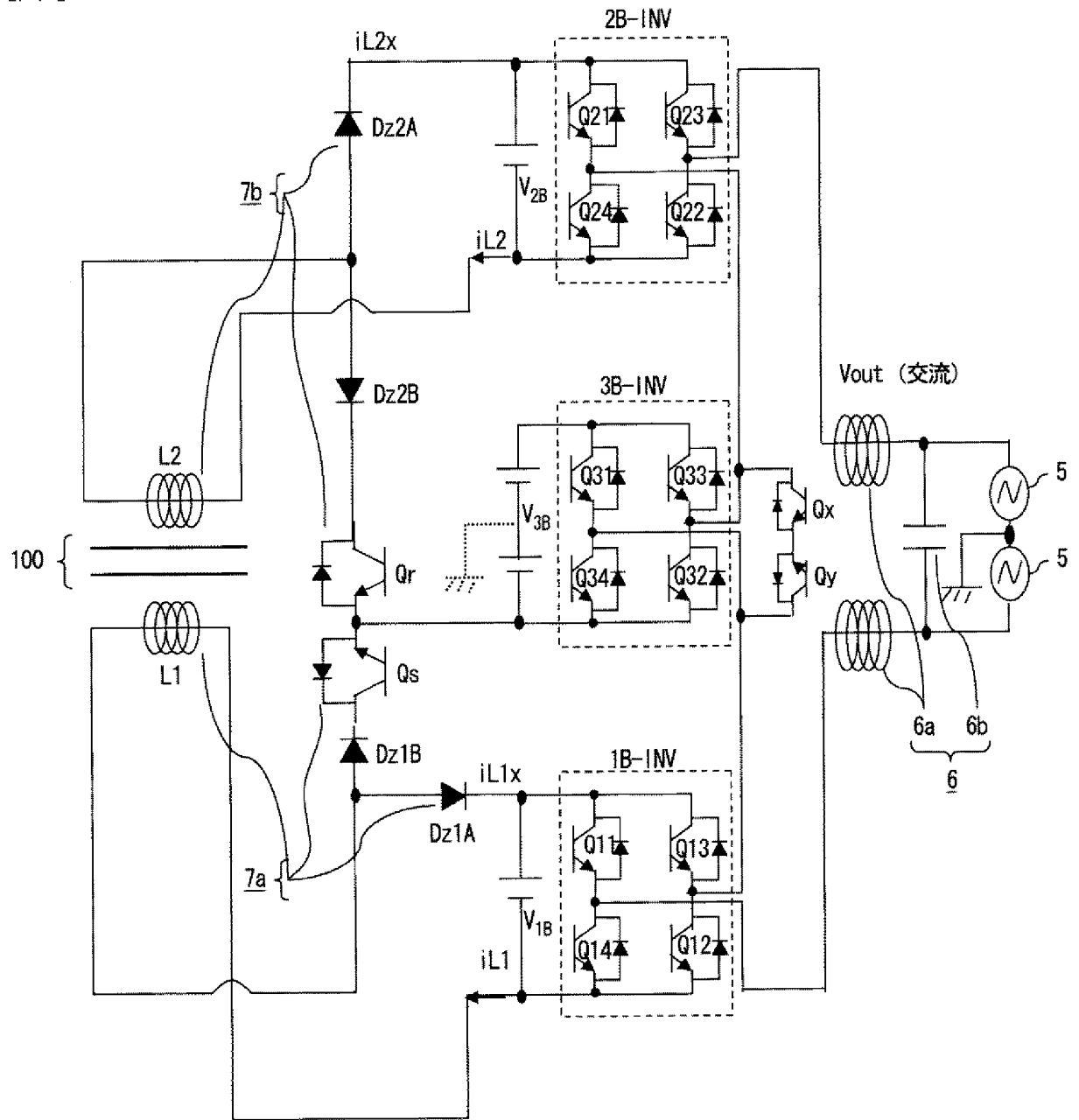
[図2]



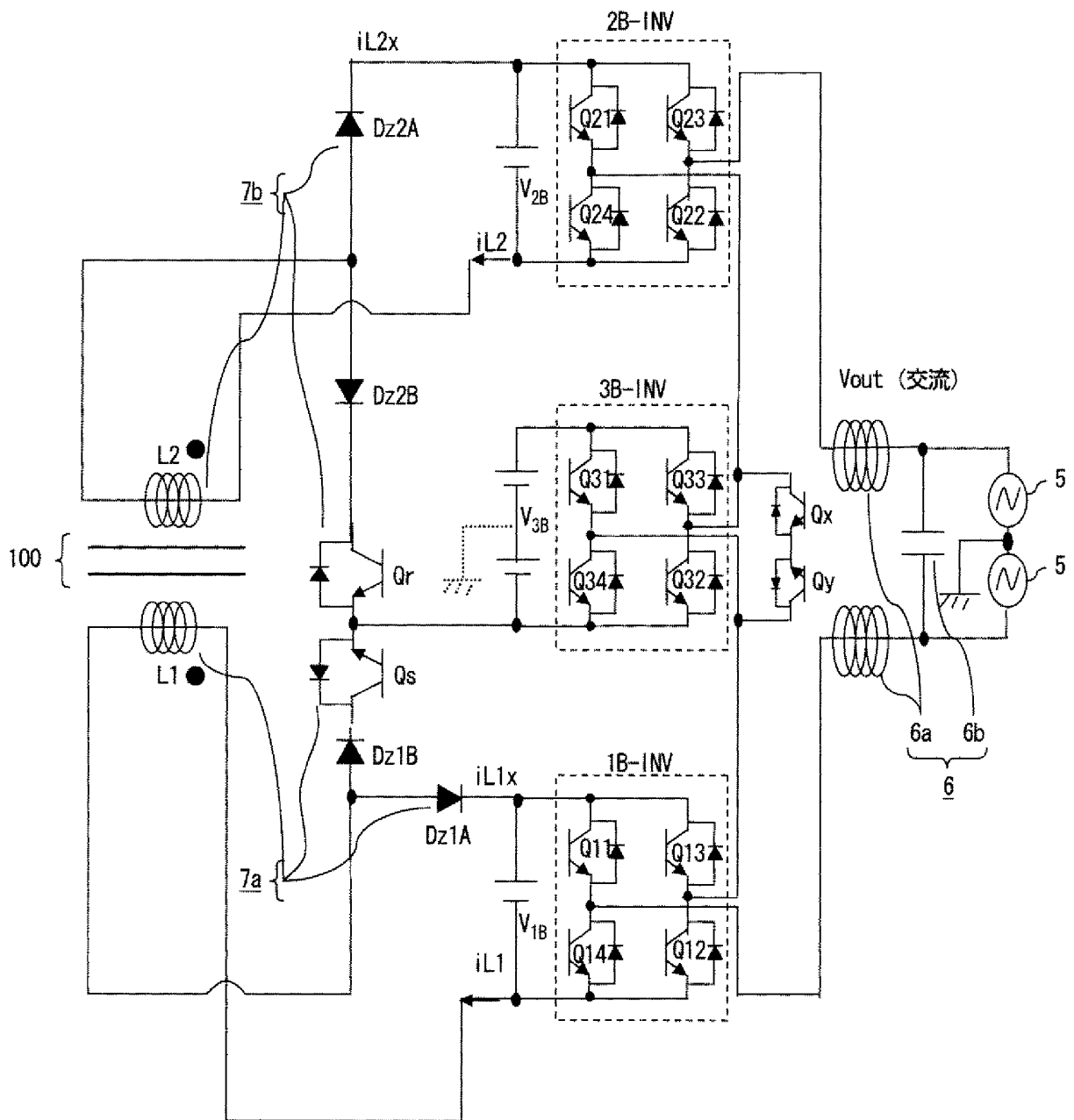
【図3】



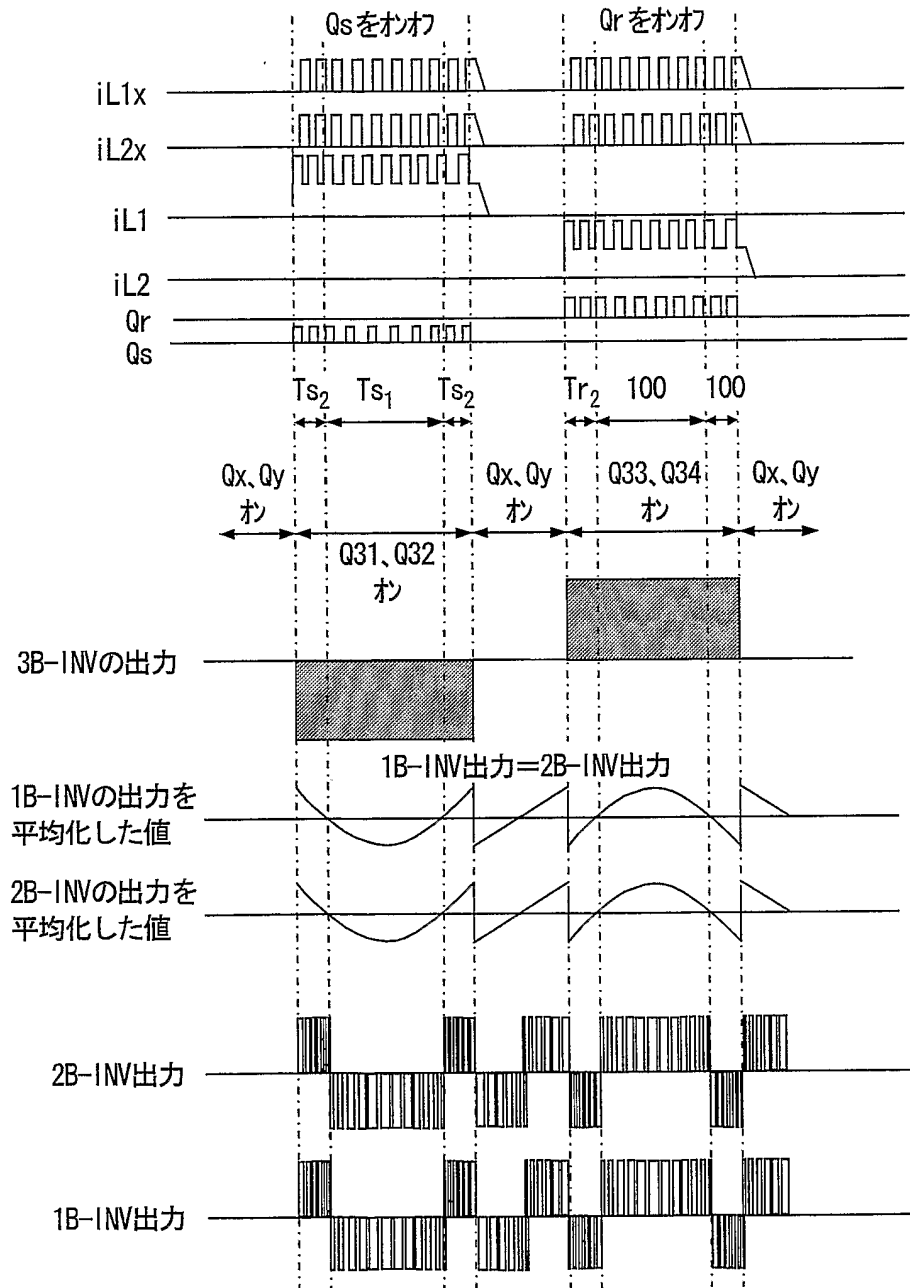
[図4]



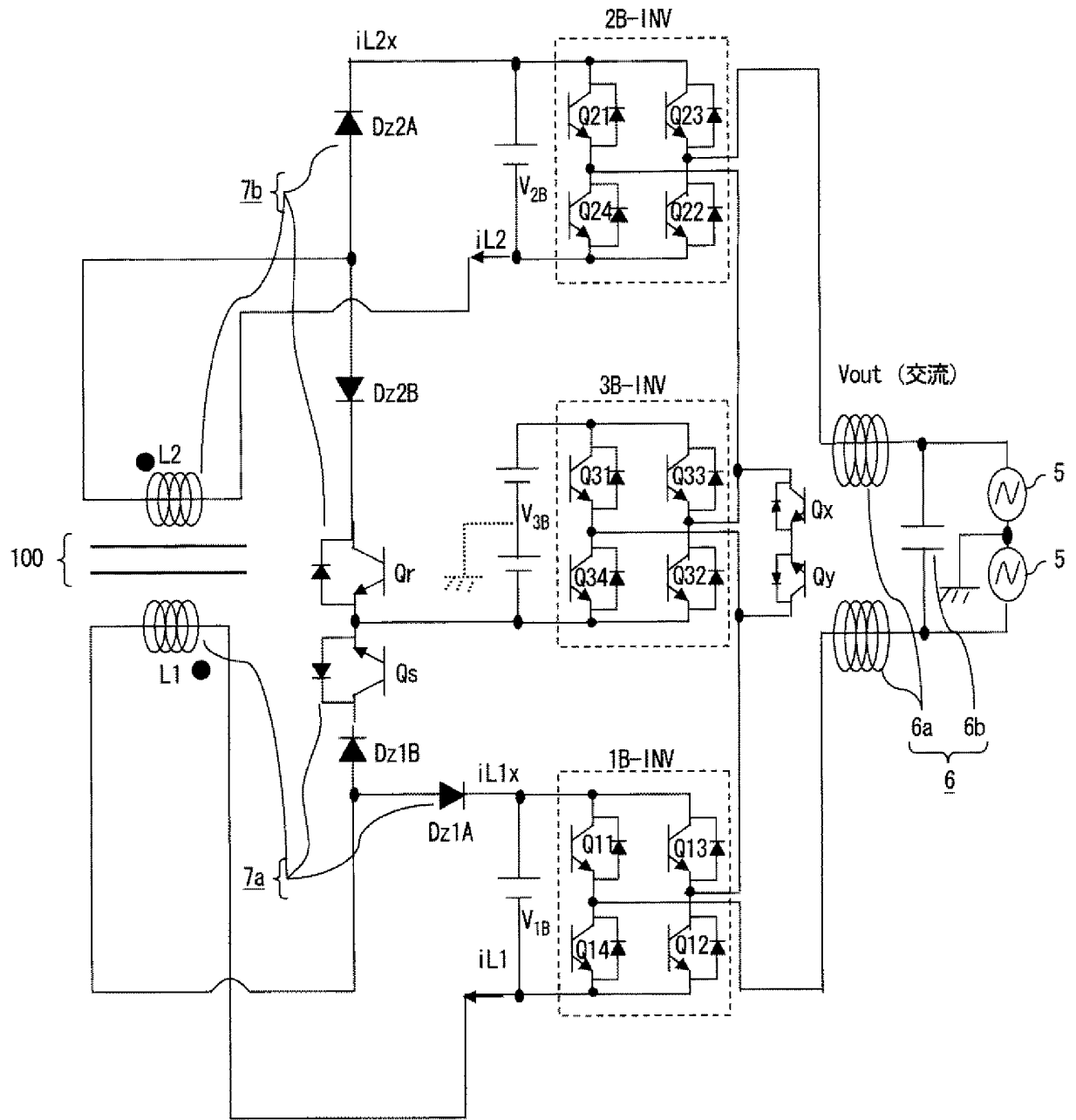
[図5]



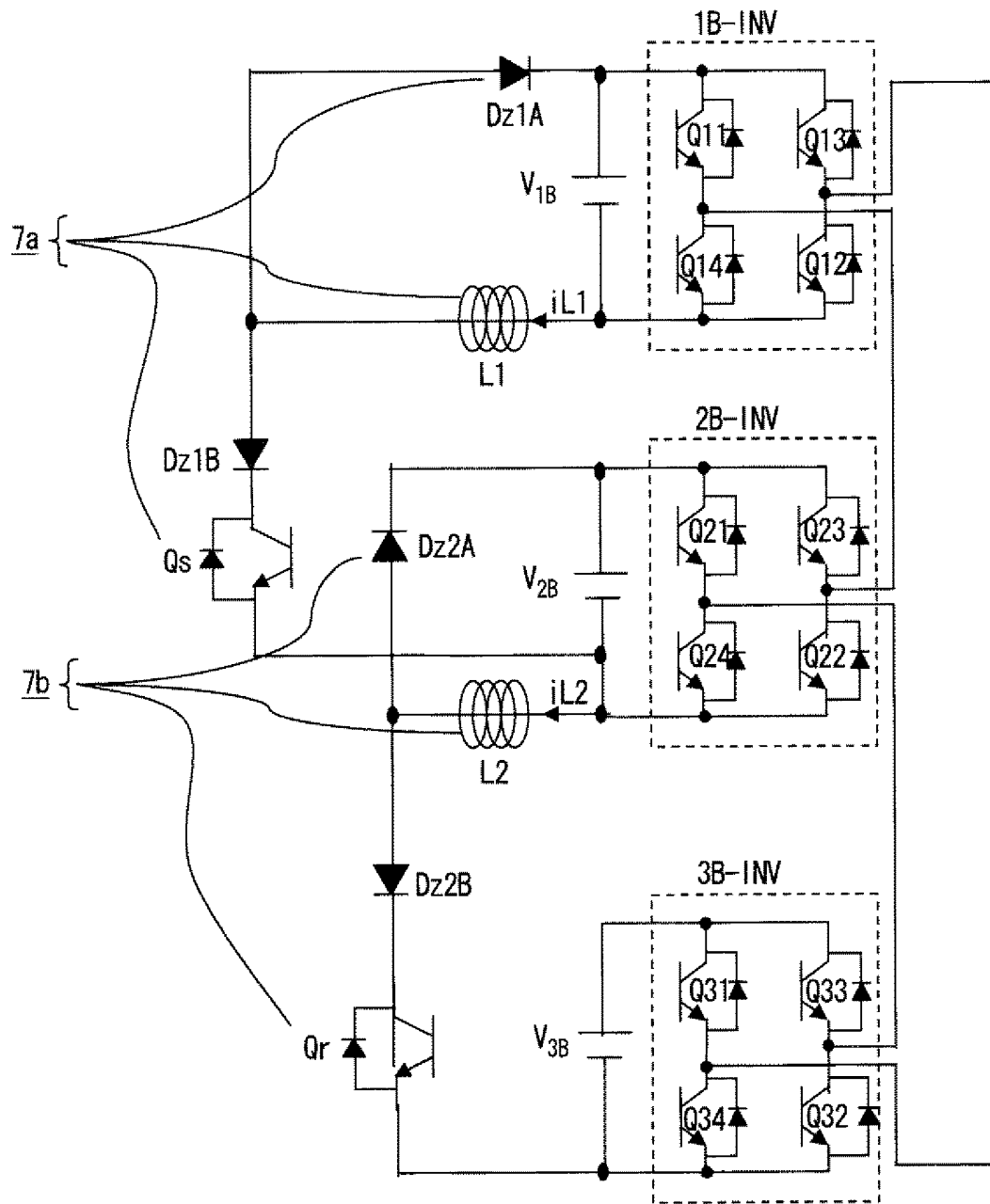
【図6】



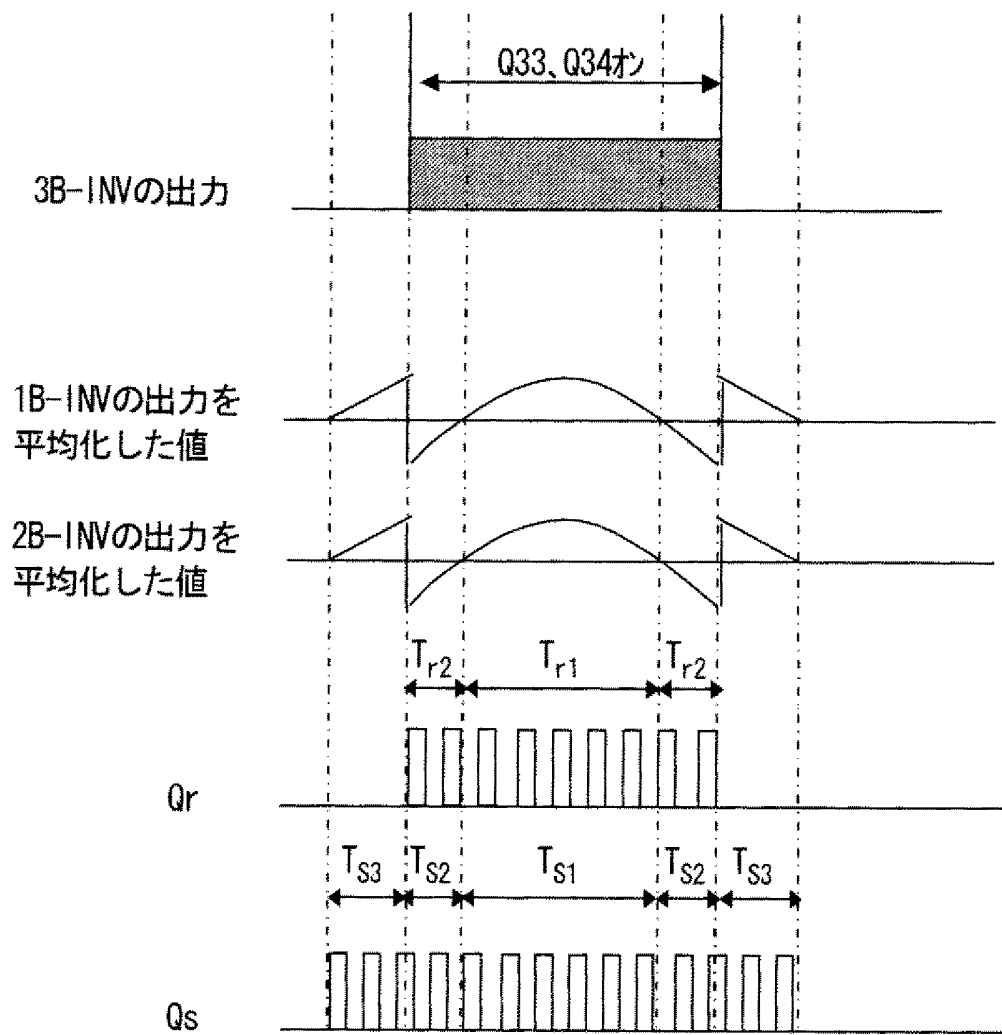
[図7]



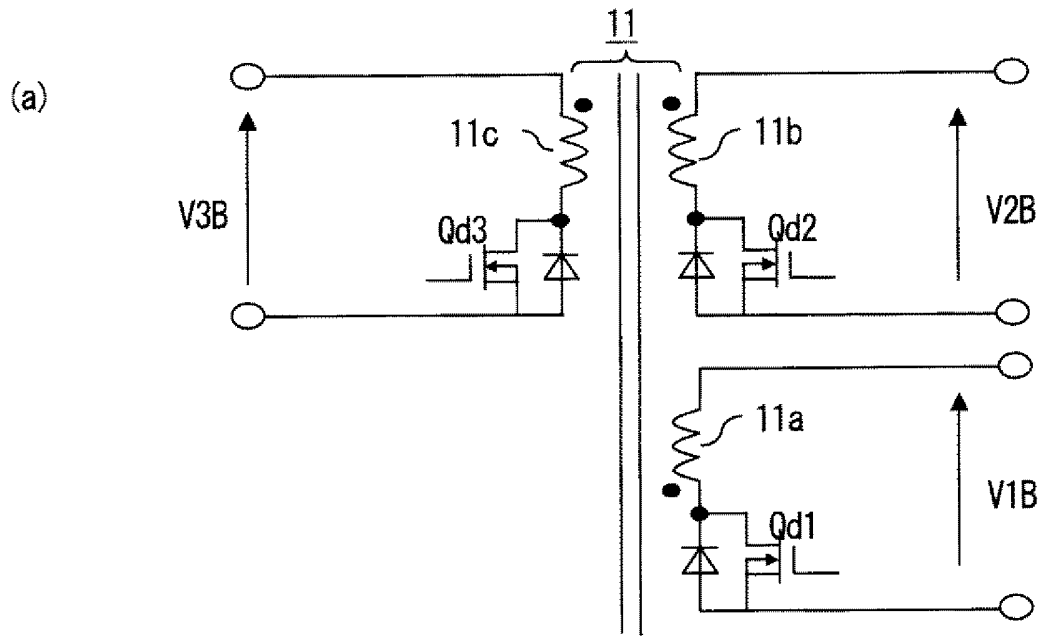
[図8]



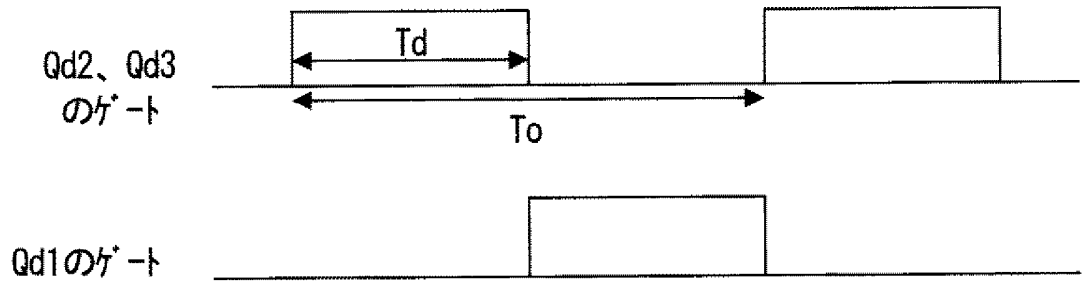
[図9]



[図10]

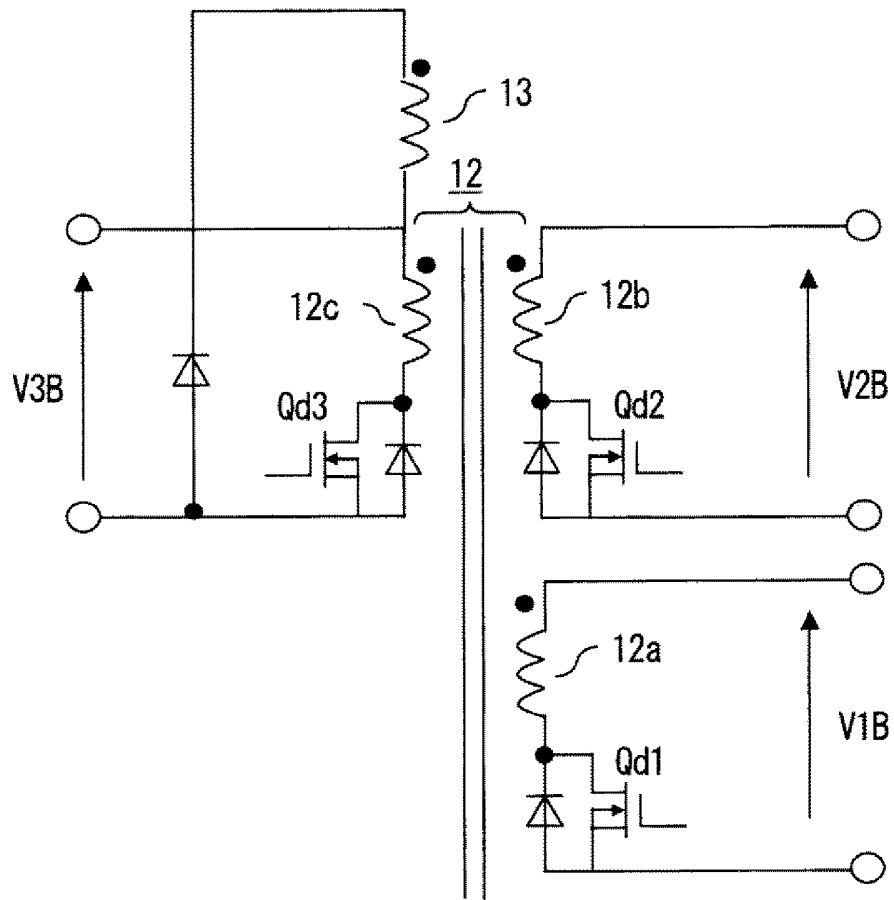


(b)

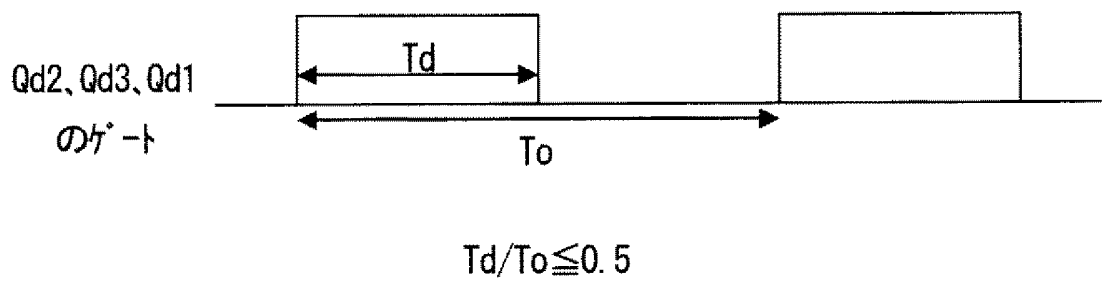


[図11]

(a)

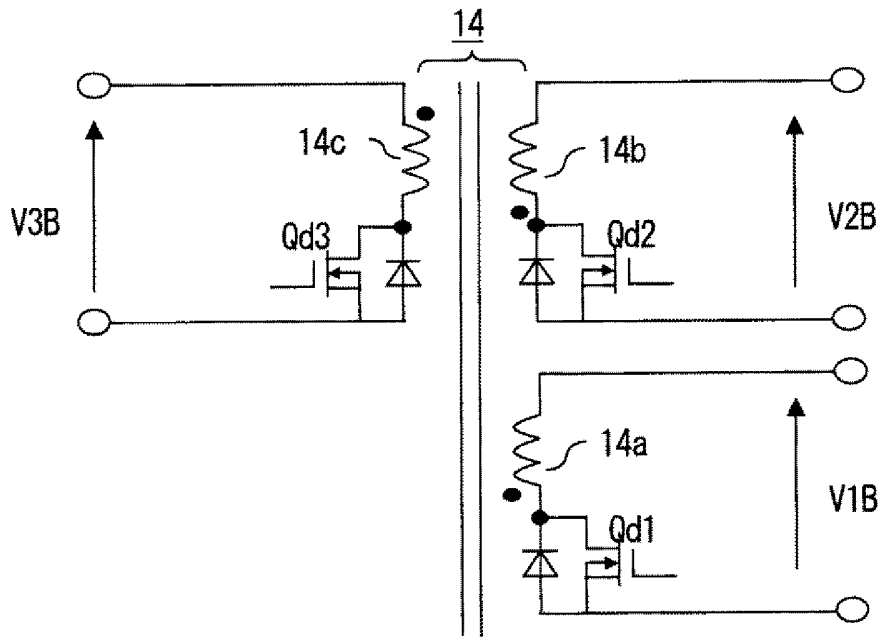


(b)

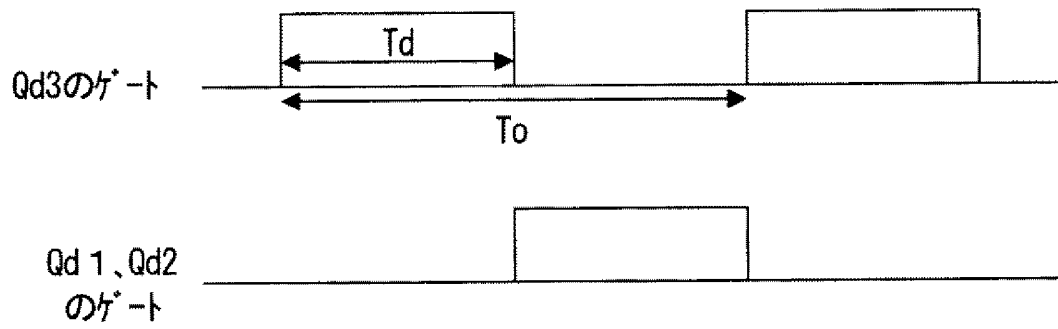


[図12]

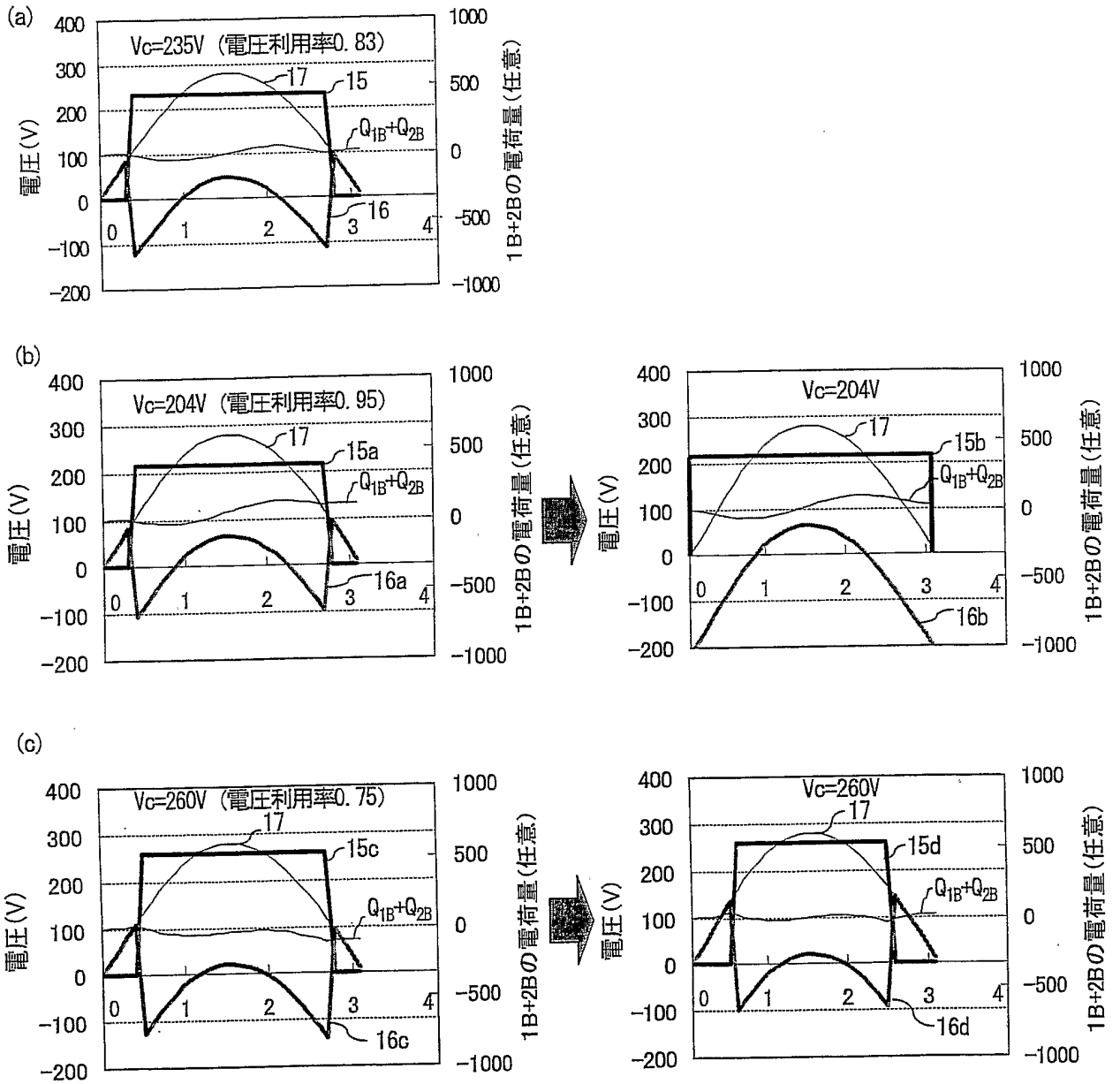
(a)



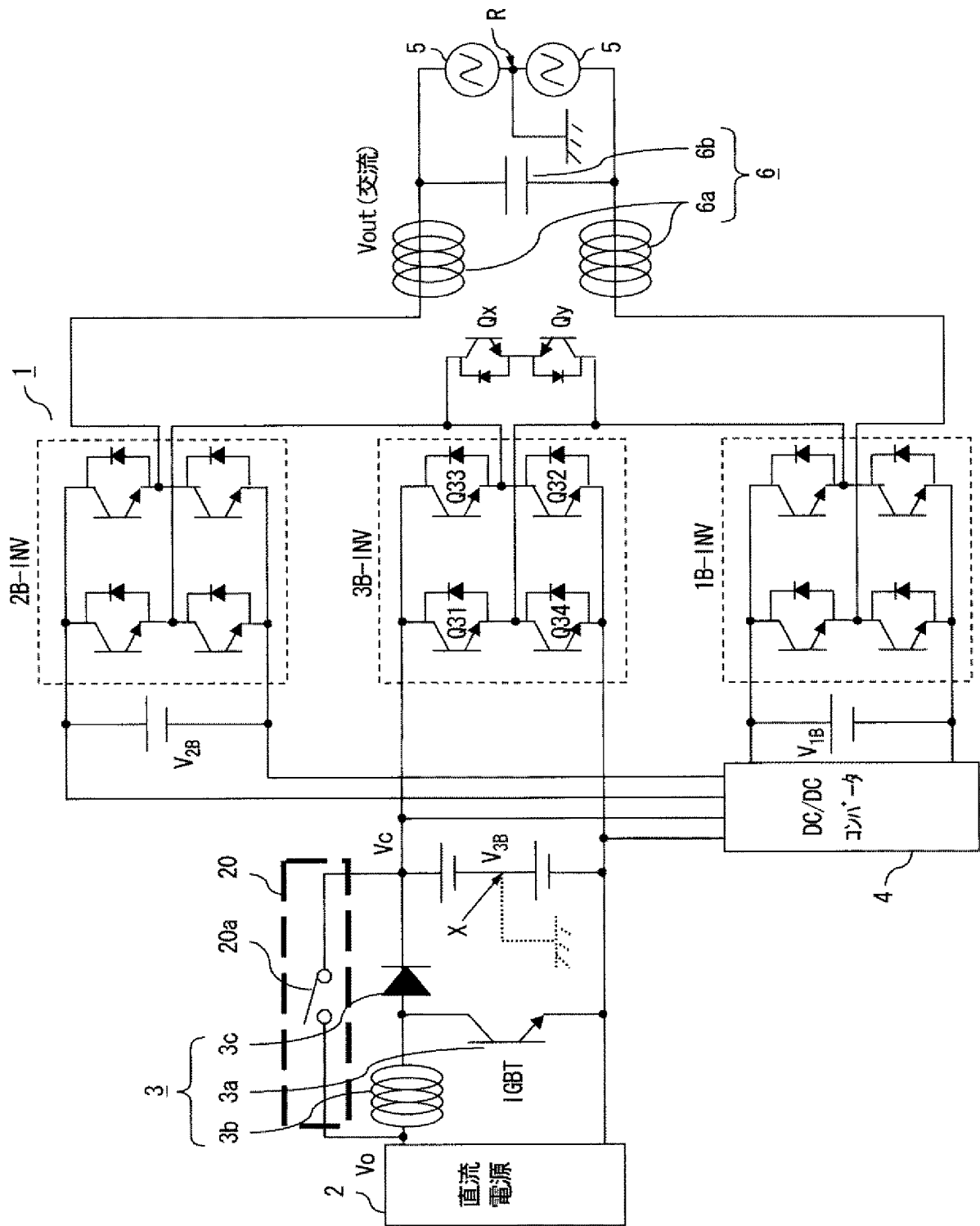
(b)



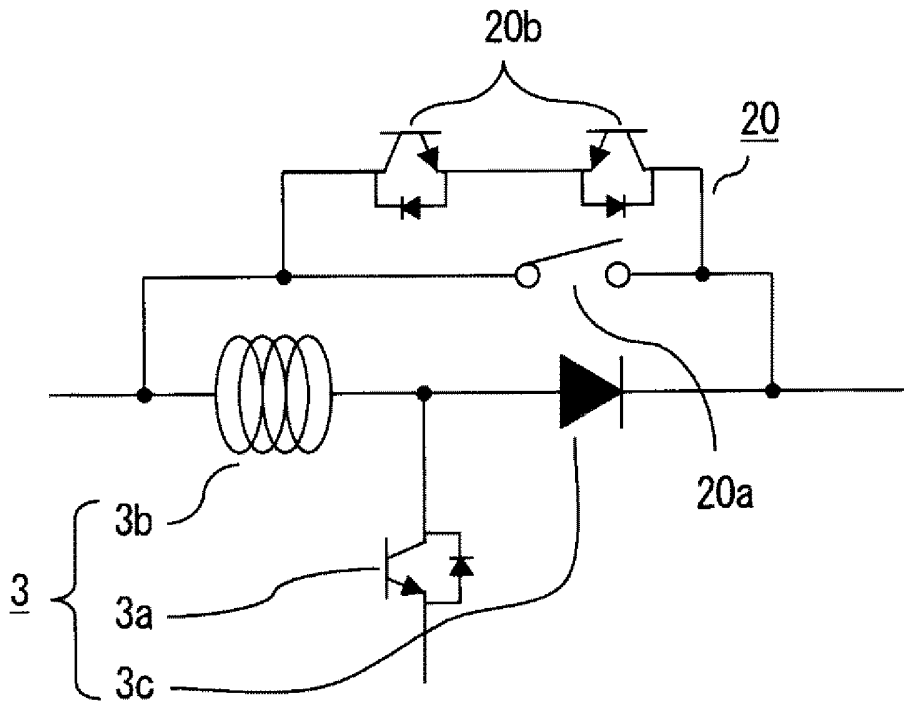
【図13】



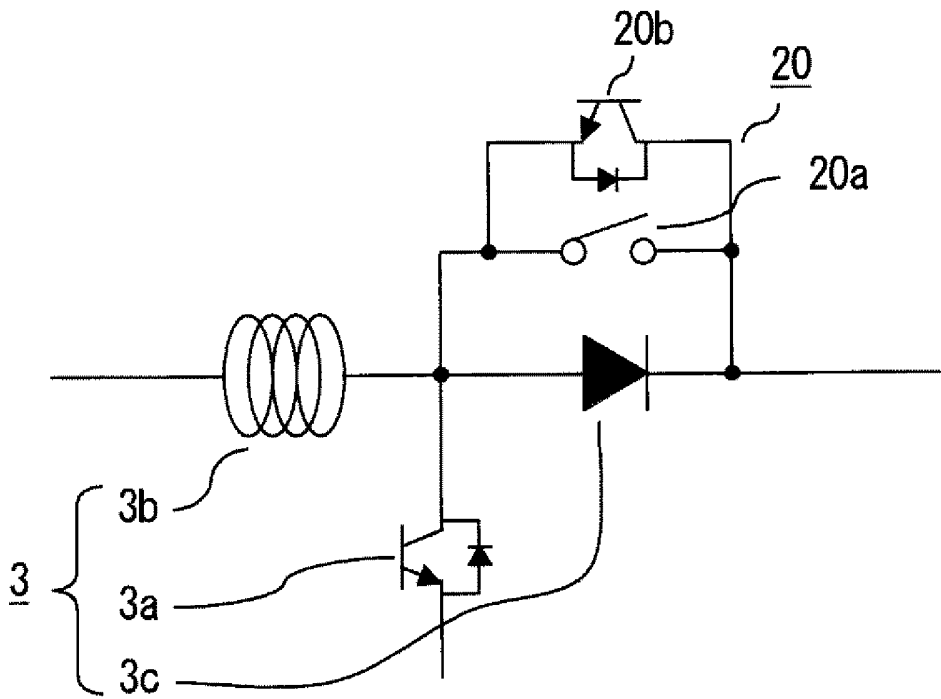
[図14]



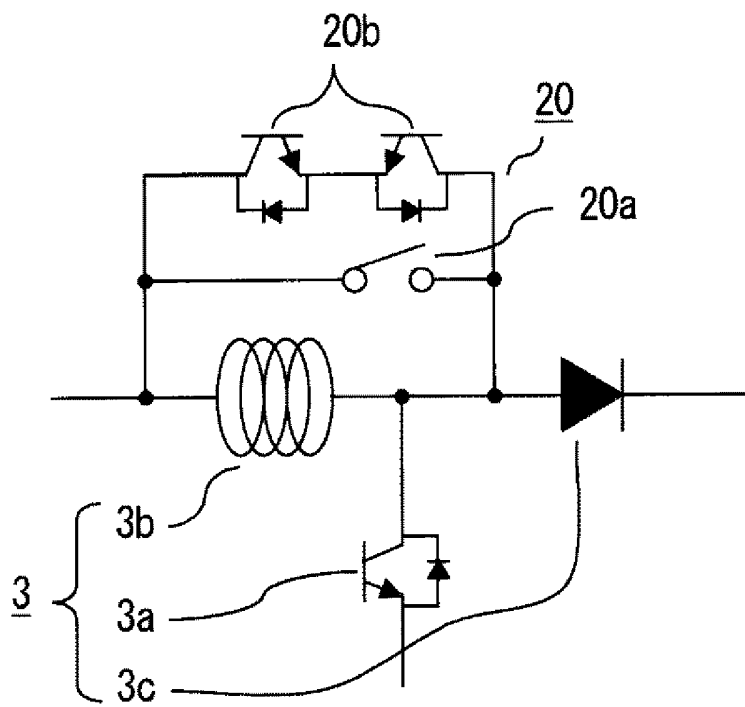
[図15]



[図16]



[図17]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/303001

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER H02M7/48 (2006.01), H02M3/155 (2006.01)		
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) H02M7/48 (2006.01), H02M3/155 (2006.01)		
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 1996-2006 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2006 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2006		
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 2005-39931 A (Toshiba Konshuma Maketingu Kabushiki Kaisha, Toshiba Kaden Seizo Kabushiki Kaisha, Toshiba Intanashonaru Fyueruseruzu Kabushiki Kaisha), 10 February, 2005 (10.02.05), Fig. 1; abstract (Family: none)	1-16
A	JP 2003-324990 A (Toshiba Corp.), 14 November, 2003 (14.11.03), Claim 1 (Family: none)	1-16
A	JP 2000-243636 A (Toshiba Corp.), 08 September, 2000 (08.09.00), Claim 1 (Family: none)	1-16
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> 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 14 March, 2006 (14.03.06)		Date of mailing of the international search report 20 March, 2006 (20.03.06)
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 (IPC))
 Int.Cl. H02M7/48(2006.01), H02M3/155(2006.01)

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 (IPC))
 Int.Cl. H02M7/48(2006.01), H02M3/155(2006.01)

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	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2006年
日本国実用新案登録公報	1996-2006年
日本国登録実用新案公報	1994-2006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 請求の範囲の番号
A	JP 2005-39931 A (東芝コンシューママーケティング株式会社、東芝家電製造株式会社、東芝インターナショナルフューエルセルズ株式会社) 10.02.2005、図1、要約、(ファミリーなし)	1-16
A	JP 2003-324990 A (株式会社東芝) 14.11.2003、請求項1、(ファミリーなし)	1-16
A	JP 2000-243636 A (株式会社東芝) 08.09.2000、請求項1、(ファミリーなし)	1-16

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
 14.03.2006

国際調査報告の発送日
 20.03.2006

国際調査機関の名称及びあて先
 日本国特許庁 (ISA/JP)
 郵便番号100-8915
 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)	3V	8718
川端 修		
電話番号 03-3581-1101 内線	3358	