

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7252878号
(P7252878)

(45)発行日 令和5年4月5日(2023.4.5)

(24)登録日 令和5年3月28日(2023.3.28)

(51)国際特許分類 F I
 H 0 2 M 7/12 (2006.01) H 0 2 M 7/12 A
 H 0 2 M 3/28 (2006.01) H 0 2 M 3/28 W

請求項の数 7 (全9頁)

(21)出願番号	特願2019-191826(P2019-191826)	(73)特許権者	000005108 株式会社日立製作所 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(22)出願日	令和1年10月21日(2019.10.21)	(74)代理人	110000350 ポレール弁理士法人
(65)公開番号	特開2021-69168(P2021-69168A)	(72)発明者	顧 明磊 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内
(43)公開日	令和3年4月30日(2021.4.30)	(72)発明者	叶田 玲彦 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内
審査請求日	令和4年6月20日(2022.6.20)	審査官	麻生 哲朗

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電源装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数の単位電力変換器が直列に交流系統に接続され、単位電力変換器から負荷装置に電力供給する電源装置であって、

複数の負荷装置における負荷電力の負荷不平衡度を求め、前記負荷不平衡度が大きくなった場合に前記交流系統における力率を下げて運用すべく前記単位電力変換器の交流系統側電圧を制御する制御装置を備えることを特徴とする電源装置。

【請求項2】

請求項1に記載の電源装置であって、

前記制御装置は、前記負荷不平衡度が制限値より小さい場合に前記力率を1.0とし、前記負荷不平衡度が制限値より大きい場合に前記力率を低減することを特徴とする電源装置。

【請求項3】

請求項2に記載の電源装置であって、

前記制御装置は、前記交流系統における力率を下げて運用しているときに、複数の単位電力変換器の直流電圧を同一値に制御していることを特徴とする電源装置。

【請求項4】

請求項3に記載の電源装置であって、

前記単位電力変換器は、半導体スイッチ回路を2組直列接続してレグを構成し、2組のレグを並列接続してレグの両端を直流出力端子とし、各レグの直列接続した2組の半導体

スイッチ回路の接続点間をそれぞれ単相交流の各交流端子に接続するものであることを特徴とする電源装置。

【請求項 5】

請求項 3 に記載の電源装置であって、
前記単位電力変換器は、交流入力側から順次交流 直流変換器、並列コンデンサ、直流交流変換器、変圧器、交流 直流変換器を配置して構成されていることを特徴とする電源装置。

【請求項 6】

請求項 3 に記載の電源装置であって、
前記単位電力変換器は、第 1 の単位電力変換器と第 2 の単位電力変換器により構成され、第 1 の負荷に並列給電し、前記交流系統側に設置点を設け、第 1 の単位電力変換器には正電位を、第 2 の単位電力変換器には負電位を印可して構成され、

10

複数の前記単位電力変換器により複数の負荷に給電されるとともに、
複数の前記単位電力変換器を構成する複数の第 1 の単位電力変換器と複数の第 2 の単位電力変換器は、直列に前記交流系統に接続されていることを特徴とする電源装置。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の電源装置であって、
前記負荷不平衡度は、複数の負荷電力の最大値を分母とし、最大値と各負荷電力の差の和を分子とする演算により求めることを特徴とする電源装置。

【発明の詳細な説明】

20

【技術分野】

【0001】

本発明は、複数の単位電力変換器が直列に交流系統に接続され各単位電力変換器から各負荷装置に電力供給する電源装置に係り、特に負荷装置が異なる場合、単位電力変換器の出力電圧を安定に制御することができる電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、再エネやEVの増加、蓄電池価格の低下に伴いエネマネニーズが高まっている。これに伴い、急速EV充電器をはじめ、ビル向けの電力フローをフレキシブルに制御可能な機能を有する電源装置が求められている。

30

【0003】

係る電源装置の一例として非特許文献 1 が知られている。非特許文献 1 によれば、複数の単位電力変換器が直列に交流系統に接続され、各単位電力変換器から各負荷装置に電力供給する。係る構成によれば、電源装置の小型軽量化のために、商用変圧器を使用せずに高圧交流から低圧直流電力をダイレクトに出力可能となる。その場合に、低耐圧である単位電力変換器（AC/D C変換器）を複数直列接続して、高圧を分圧する。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0004】

【文献】M. Moosavi, G. Farivar, H. Iman-Eini and S. M. Shekarabi, "A voltage balancing strategy with extended operating region for cascaded H-bridge converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 9, pp. 5044 - 5053, Sept. 2014.

40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

再生可能エネルギー発電設備の導入、蓄電設備の利用、各種電気負荷の増加という背景の下、上記した従来技術のように、複数直列接続された整流器（単位電力変換器）の負荷

50

が異なりアンバランスとなる場合、整流器の出力電圧を安定に制御することが困難である。

【 0 0 0 6 】

然るに、各単位電力変換器の出力がアンバランスとなる際、各単位電力変換器の直流電圧も出力に比例してアンバランスとなり、過電圧が起こる。そのため、複数の単位電力変換器の直流電圧を安定化させる制御技術が必要になる。

【 0 0 0 7 】

以上のことから本発明の目的は、前記の課題を解決し、各単位電力変換器の負荷が異なる場合にも単位電力変換器の出力電圧を略一定に制御できる電源装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

10

【 0 0 0 8 】

複数の単位電力変換器が直列に交流系統に接続され、単位電力変換器から負荷装置に電力供給する電源装置であって、複数の負荷装置における負荷電力の負荷不平衡度を求め、負荷不平衡度が大きくなった場合に交流系統における力率を下げ運用すべく単位電力変換器の交流系統側電圧を制御する制御装置を備えることを特徴とする電源装置。

【発明の効果】

【 0 0 0 9 】

本発明によれば、例えば急速 E V 充電器における出力ポートを切り替えるような負荷が不平衡となる過渡時に、電源装置における各 D C 負荷が不平衡となる過渡時において、各単位電力変換器の出力電圧を安定に制御することが可能となる。

20

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 0 】

【図 1】本発明の実施例 1 に係る電源装置の構成例を示す図。

【図 2】単位電力変換器 P C の具体的な回路構成例を示す図。

【図 3】電源装置の制御装置における処理内容を示す図。

【図 4】本発明採用時の各部波形を示す図。

【図 5】本発明不採用時の各部波形を示す図。

【図 6】本発明の実施例 2 に係る電源装置の構成例を示す図。

【図 7】本発明の実施例 3 に係る電源装置の構成例を示す図。

【発明を実施するための形態】

30

【 0 0 1 1 】

以下本発明の実施例について、図面を参照して詳細に説明する。

【実施例 1】

【 0 0 1 2 】

図 1 は、本発明の実施例 1 に係る電源装置の構成例を示す図である。図 1 の上部に示す電源装置主回路構成によれば、複数の単位電力変換器 P C (図示の例では P C 1 から P C 4 の 4 台構成) の交流側端子が直列接続され、リアクトル 1 0 1 を介して交流電源 1 0 0 に接続されている。また各単位電力変換器 P C 1、P C 2、P C 3、P C 4 の直流端子側には負荷 L d 1、L d 2、L d 3、L d 4 が夫々接続されている。また負荷 L d 1、L d 2、L d 3、L d 4 に並列にコンデンサ C (C 1 から C 4) が設けられている。この場合の負荷は、例えば急速 E V 充電器であり、その一部は稼働中であるが他は停止中であり、あるいは稼働中であっても負荷の大きさが異なるといった多様な負荷状態での運用とされている。

40

【 0 0 1 3 】

図 1 の上部において、V s は交流電源 1 0 0 の端子電圧、i L は電流、V a c 1 から V a c 4 は単位電力変換器 P C 1 から P C 4 の交流端子側電圧、V d c 1 から V d c 4 は単位電力変換器 P C 1 から P C 4 の直流端子側電圧であり、P 1 から P 4 は負荷 L d 1 から L d 4 の負荷電力を夫々表している。

【 0 0 1 4 】

図 1 の下部に示す電源装置の制御装置 2 0 0 は、交流電源 1 0 0 の端子電圧 V s、電流

50

i L、単位電力変換器 P C 1 から P C 4 の直流端子側電圧 V d c 1 から V d c 4、負荷電力 P 1 から P 4 を入力とし、単位電力変換器 P C 1 から P C 4 の交流端子側電圧 V a c 1 から V a c 4 を所定電圧とすべく、単位電力変換器 P C 1 から P C 4 の P W M (P u l s e W i d t h M o d u l a t i o n) 制御を実施している。

【 0 0 1 5 】

なお単位電力変換器 P C は、交流と直流の間で電力変換を行ういわゆる A C / D C 変換器であるが、図 1 の電源装置の通常の使用状態では交流を直流に変換する整流器として機能している。また単位電力変換器 P C の具体的な回路構成としては、種々のものが採用可能であるが、例えば図 2 に例示するように半導体スイッチ回路 S W を 2 組直列接続してレグを構成し、2 組のレグを並列接続してレグの両端を直流出力端子とする。そのうえで、各レグの直列接続した 2 組の半導体スイッチ回路 S W の接続点間をそれぞれ単相交流の各交流端子に接続するものが採用可能である。本発明では A C / D C 変換器が実現できればよく、その実現回路構成はどのようなものであってもよい。

10

【 0 0 1 6 】

図 3 は、電源装置の制御装置 2 0 0 における処理内容を示す図であり、これにより複数の単位電力変換器の直流電圧を安定化させる。電源装置の制御装置 2 0 0 は一般的には C P U (C e n t r a l P r o c e s s i n g U n i t) により実現されることが多いので、ここでは C P U における処理内容を意図して説明する。

【 0 0 1 7 】

図 3 の処理ステップ S 1 と S 2 は、外部入力の取り込み処理であり、処理ステップ S 1 では単位電力変換器 P C 1 から P C 4 の直流端子側電圧 V d c 1 から V d c 4 を検知して入力する。処理ステップ S 2 では負荷 L d 1 から L d 4 の負荷電力 P 1 から P 4 を検知して入力する。なおこれらの複数の入力について特に区別しない場合には一般的に V d c n、P n と略記することがある。

20

【 0 0 1 8 】

図 3 の処理ステップ S 3 と S 4 は、負荷不平衡度算出処理を行う。ここで行う負荷不平衡度について、負荷不平衡度を意味する指標の算出式は複数のものが考えられるが、ここではその一例を説明する。ここでは、その一例として処理ステップ S 3 において複数の負荷電力 P n (P 1 から P 4) の中から最大値となる負荷を選定する。これを P m a x とする。

30

【 0 0 1 9 】

次に処理ステップ S 4 において P m a x と P n の差 P n を求める。従って、負荷電力として 4 組が検知される図 1 の例の場合には、P n は 4 個が形成され、そのうちの 1 つはゼロである。さらに処理ステップ S 4 では、(1) 式により、負荷不平衡度を算出する。これは、各負荷差 P n を最大負荷 P m a x と除算して、その総和 P n / P m a x を負荷不平衡度と定義したものである。なお、これ以外にも負荷の不平衡度を示す指標はいくつか存在する。これらは、平均値で求めること、二乗和とすることなどである。

[数 1]

$$\text{負荷不平衡度} = P_n / P_{max} \quad (1)$$

ここで、(1) 式から明らかなように、平衡状態として、例えばすべての負荷電力 P n (P 1 から P 4) が同じ値である場合(例えば全て 1 0 0 %)に負荷不平衡度は「0」であるが、負荷電力が不平衡になると有意の数値を示し、不平衡の度合いが大きいほど大きな数値を示すことがわかる。前記した(1) 式以外の負荷の不平衡度を示す指標は、係る傾向を示すものであれば採用しようということである。

40

【 0 0 2 0 】

処理ステップ S 5 は、負荷不平衡度を力率に変換する処理である。この場合に、予め負荷不平衡度の限界値 l i m i t を適宜に設定しておく。ここでは、限界値 l i m i t 以下の負荷不平衡度の状態(安定状態を含む)では、力率 c o s を 1 とし、限界値 l i m i t 以上の負荷不平衡度の状態では、負荷不平衡度が大きいほど力率 c o s を低減する。つまり限界値 l i m i t 以下の負荷不平衡度の状態では、交流電源 1 0 0 の端子電圧 V s

50

と電流 i_L を同相とするが、限界値 $limit$ 以上の負荷不平衡度の状態では、電流 i_L を電圧 V_s に対して遅れ位相とし、かつ遅れ位相の度合いを負荷不平衡度の大きさに応じて増大させる。

【0021】

処理ステップ S6、S7 は、力率制御処理に関する。まず処理ステップ S6 では、力率 cos を調節すべく、単位電力変換器 PC1 から PC4 に対して、充放電モードを設定する。通常状態として、負荷不平衡度は電源装置の固有限界値 $limit$ 以下の場合、従来の制御法である力率 $cos = 1$ で電源装置を制御するが、電源装置の固有限界値 $limit$ を超過すると、力率 cos を下げることにより、線電流 i_L の有効値を増加させ、充放電モードの充放電電流を大きくする。

10

【0022】

ここで、充電モードとは、線電流 i_L が正（或いは負）の時、単位電力変換器 PC の交流側に $+V_{dc}$ （或いは $-V_{dc}$ ）を発生すると同時に、線電流 i_L がコンデンサ C（C1 から C4）に流入し、コンデンサ電圧が増加するモードである。一方、放電モードとは、線電流 i_L が正（或いは負）の時、交流側に $-V_{dc}$ （或いは $+V_{dc}$ ）を発生すると同時に、線電流 i_L がコンデンサに流出し、コンデンサ電圧が減少するモードである。

【0023】

充放電モードの充放電電流が大きくなると、コンデンサ C（C1 から C4）を充放電する能力は強化でき、出力電圧であるコンデンサ電圧の制御応答を加速させて、負荷不平衡時においても整流器出力電圧を安定に制御することが可能になる。

20

【0024】

処理ステップ S7 では、単位電力変換器 PC1 から PC4 に対して、処理ステップ S6 で設定された充放電モードに従って、単位電力変換器 PC1 から PC4 の交流端子側電圧 V_{ac1} から V_{ac4} を決定し、この電圧となるように単位電力変換器 PC1 から PC4 の PWM（Pulse Width Modulation）制御を実施する。

【0025】

図4は、本発明採用時の各部波形を示している。この図には上部から交流電源100の端子電圧 V_s 、電流 i_L 、負荷電力 P1 から P4、(1) 式の不平衡度 P_n / P_{max} 、力率 cos 、直流端子側電圧 V_{dc1} から V_{dc4} の時系列的变化を示している。

【0026】

この原理波形によれば、図4の時刻 t の前では、各負荷 P1 から P4 は同じで、負荷不平衡度 P_n / P_{max} はゼロであり、力率 cos は1で、入力電圧 v_s 、線電流 i_L は同じ位相である。時刻 t の後、各負荷 P1 から P4 は不平衡になり、負荷不平衡度 P_n / P_{max} は大きいため、力率 cos を下げて、入力電圧 v_s に対する、線電流 i_L に位相が発生し、線電流 i_L の有効値を増加させることにより、コンデンサの充放電能力を強化し、負荷不平衡時においても整流器出力電圧を安定に制御することが可能になる。図4には、その後負荷不平衡度 P_n / P_{max} の解消により、時刻 t 以前の状態に復帰するところまでを記述している。

30

【0027】

本発明の制御によれば、負荷不平衡度が低下している状態において、各整流器出力電圧 V_{dc} を同一値に制御することになる。

40

【0028】

なお参考として本発明を適用しない場合には図5のようになる。時刻 t において不平衡になるまでの状態は図4と同じである。時刻 t 以降、各負荷 P1 から P4 は不平衡になるが、力率は調整されていない。この場合、直流端子側電圧 V_{dc1} から V_{dc4} を安定に制御できない。負荷が大きいくほど電圧は低くなり、負荷が軽いほうが電圧は高くなる。負荷 P が $P_1 > P_2 > P_3 > P_4$ であるとすると、直流端子側電圧 V_{dc} は $V_{dc4} > V_{dc3} > V_{dc2} > V_{dc1}$ となる。なお負荷不平衡度 P_n / P_{max} が解消されれば、時刻 t 以前の状態に復帰することになる。

【実施例2】

50

【 0 0 2 9 】

実施例 2 では、本発明の電源装置における単位電力変換器が採用可能な他の構成例について、図 6 を用いて説明する。

【 0 0 3 0 】

図 6 の単位電力変換器 P C (P C 1 から P C 4) は、交流入力側から順次交流 直流変換器 (整流器) R E C 1、並列コンデンサ、直流 交流変換器 I N V、変圧器 T r、交流 直流変換器 R E C 2 (整流器)、並列コンデンサ C を配置して構成される。またこのうち、直流 交流変換器 I N V、変圧器 T r、交流 直流変換器 R E C 2 で構成される部分は、絶縁型直流 直流変換器を構成したものである。なお、制御装置 2 0 0 の構成は、実施例 1 と同じでよい。

10

【 0 0 3 1 】

図 6 によれば、負荷部において、整流器 R E C 1 と負荷 L d の間に、絶縁型直流 直流変換器を挿入した構成としており、この出力により E V を充電すると、E V 充電器を構成することができる。ここで、整流器 R E C 1 と絶縁型直流 直流変換器のセットをユニットと呼ぶものとする。

【 0 0 3 2 】

上記構成、使用法によれば、各 E V 充電器を充電する時、充電電力が異なるのは当然である。例えば一つのユニットの負荷はゼロになり、負荷不平衡度は高くなっても、本発明に係る制御法を用いて、整流器 R E C 1 の出力電圧 V d c を安定に制御することが可能である。

20

【 実施例 3 】

【 0 0 3 3 】

実施例 3 では、実施例 2 の単位電力変換器を用いたさらなる変形構成例について、図 7 を用いて説明する。

【 0 0 3 4 】

実施例 3 の単位電力変換器 P C (ユニット) の構成は、実施例 2 と同じであるが、単位電力変換器 P C (ユニット) の電源側結線、及び負荷側結線が実施例 2 とは相違している。

【 0 0 3 5 】

図 7 の中段に結線関係を示したように、交流電源側に設置点 G N D を設け、ユニット P C 1 には正電位を、またユニット P C 3 には負電位を印加して直流変換を行う。また負荷側では、奇数番号の複数のユニット出力により負荷 P 1 を並列給電し、偶数番号の複数のユニット出力により負荷 P 2 を並列給電して電源装置を構成したものである。なお、制御装置 2 0 0 の構成は、実施例 1、実施例 2 と同じでよい。

30

【 0 0 3 6 】

この構成によれば、ユニット P C 1 とユニット P C 2 で負荷が異なる場合、負荷不平衡度は高くなっても、本発明に係る制御法を用いて、整流器の出力電圧を安定に制御することが可能である。

【 0 0 3 7 】

負荷不平衡度はさらに高くなる場合、蓄電システムを動作させ、配電システムのバランスーとして、負荷 P 1 と負荷 P 2 の差を解消することができる。

40

【 符号の説明 】

【 0 0 3 8 】

P C 1、P C 2、P C 3、P C 4 : 単位電力変換器 (ユニット)

L d 1、L d 2、L d 3、L d 4 : 負荷

1 0 0 : 交流電源

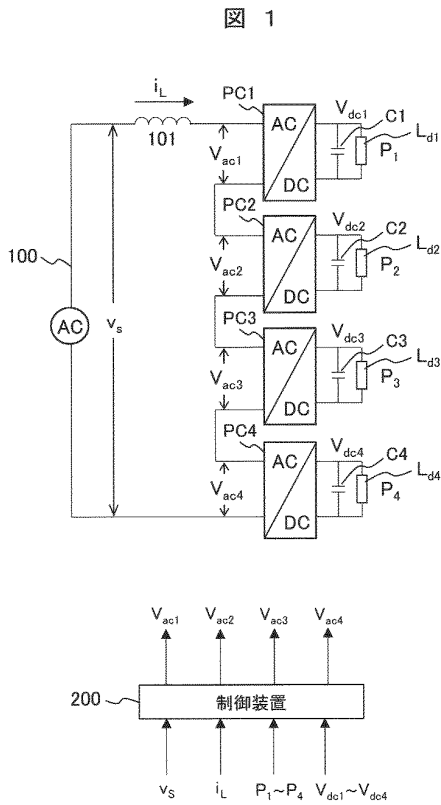
1 0 1 : リアクトル

2 0 0 : 制御装置

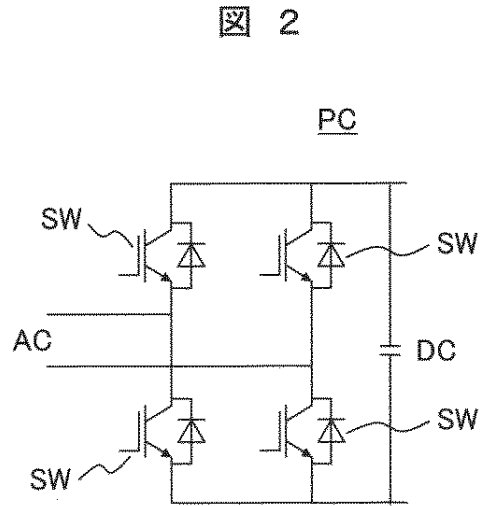
50

【図面】

【図 1】



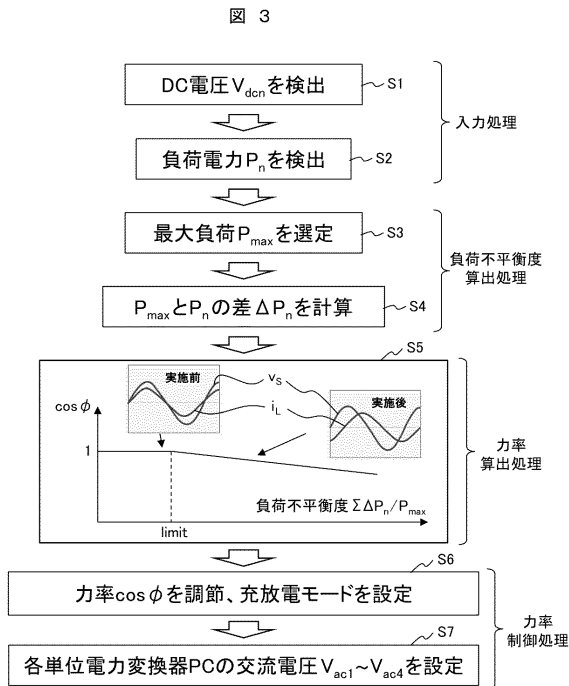
【図 2】



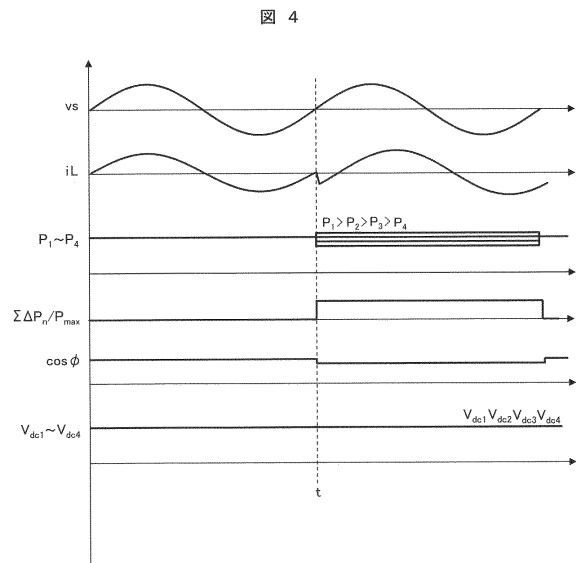
10

20

【図 3】



【図 4】



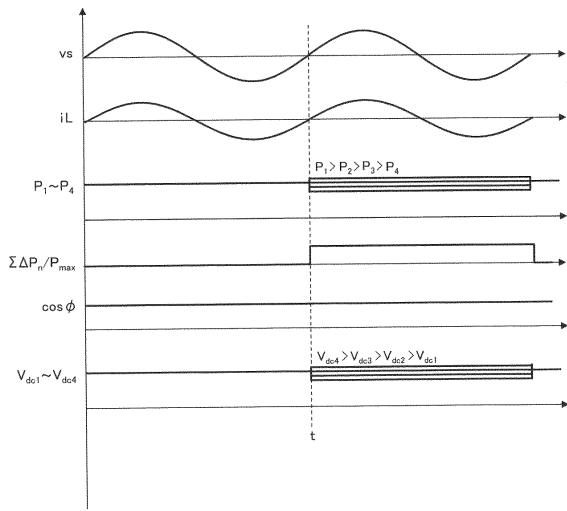
30

40

50

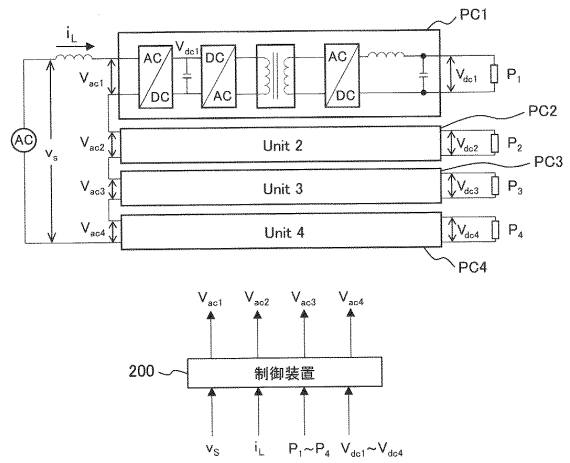
【 図 5 】

図 5



【 図 6 】

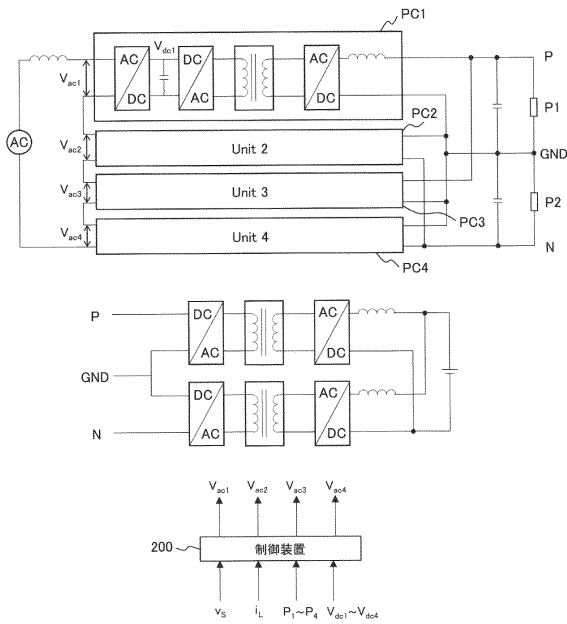
図 6



10

【 図 7 】

図 7



20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開 2018 - 38228 (JP, A)
特開 2018 - 046601 (JP, A)
国際公開第 2019 / 071331 (WO, A1)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02M 7 / 12
H02M 3 / 28