

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6642014号
(P6642014)

(45) 発行日 令和2年2月5日 (2020. 2. 5)

(24) 登録日 令和2年1月8日 (2020. 1. 8)

(51) Int. Cl.		F I			
H02M	3/28	(2006.01)	H02M	3/28	W
H02J	9/06	(2006.01)	H02M	3/28	U
			H02J	9/06	110

請求項の数 4 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2016-3229 (P2016-3229)	(73) 特許権者	000005234
(22) 出願日	平成28年1月12日 (2016. 1. 12)		富士電機株式会社
(65) 公開番号	特開2017-127045 (P2017-127045A)		神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
(43) 公開日	平成29年7月20日 (2017. 7. 20)	(74) 代理人	100091281
審査請求日	平成30年12月14日 (2018. 12. 14)		弁理士 森田 雄一
		(72) 発明者	山田 隆二
			神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
			富士電機株式会社内
		審査官	遠藤 尊志

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

三相交流電源に接続された三相トランスと、
前記三相トランスから出力され、かつ、互いに位相のずれた複数系統の三相交流電圧を
直流電圧にそれぞれ変換する複数台の直流電源装置と、

前記三相交流電源の異常時に前記直流電源装置の直流出力電圧をそれぞれ維持するための
複数台のバックアップ装置と、を備え、

前記直流電源装置が、三相交流電圧を整流する三相整流回路と、前記三相整流回路の直
流出力電圧をインバータ及び絶縁用トランスを介し交流電圧に変換した後に整流して負荷
へ供給する直流電圧を生成するDC/DCコンバータと、からなる電源システムにおいて

10

前記三相トランスの入力電流の歪が規定値以下となるように、前記複数台の直流電源装
置にそれぞれ接続された負荷の消費電力のバランスを制御する手段を備えると共に、

前記直流電源装置内の前記三相整流回路の直流出力電圧の脈動成分の最低値に対して前
記負荷が要求する所定の直流電圧が前記DC/DCコンバータから出力されるように、前
記絶縁用トランスの変圧比を設定することを特徴とする電源システム。

【請求項 2】

請求項 1 に記載した電源システムにおいて、

前記バックアップ装置が、

前記三相交流電源と前記三相整流回路との間に接続され、前記三相交流電源の異常時に

20

蓄電装置の直流電力を交流電力に変換して前記三相整流回路に供給する無停電電源装置であることを特徴とする電源システム。

【請求項 3】

請求項 1 に記載した電源システムにおいて、
前記バックアップ装置が、

前記直流電源装置と前記負荷との接続点に接続されて直流電力を双方向に変換・伝達可能な DC/DC コンバータと、当該 DC/DC コンバータにより充放電制御される蓄電装置と、を備えた直流無停電電源装置であることを特徴とする電源システム。

【請求項 4】

請求項 1 ～ 3 の何れか 1 項に記載した電源システムにおいて、

前記複数系統の三相交流電圧を、前記三相トランスの出力側の Y 結線された巻線の電圧と Δ 結線された巻線の電圧とによって生成することを特徴とする電源システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、三相交流電源から一台または複数台の直流電源装置を介して負荷に直流電力を供給する電源システムに関し、例えば、データセンタ等に適用される電源システムに関するものである。

【背景技術】

【0002】

図 8 は、従来の電源システムを示している。図 8 において、1 は三相交流電源、2 は無停電電源装置（以下、UPS ともいう）、31, 32, 33 は UPS 2 の各相（U, V, W 相）の出力側に接続された直流電源装置である。また、41, 42, 43 は、直流電源装置 31 ～ 33 にそれぞれ接続されるサーバ等の負荷である。

ここで、直流電源装置 31, 32, 33 は、図示するように PFC（Power Factor Correction）回路 31a, 32a, 33a と絶縁型 DC/DC コンバータ 31b, 32b, 33b とを、それぞれ縦続接続して構成されることが多い。

【0003】

PFC 回路は、単相交流電力を直流電力に変換し、その際に、入力電流波形を入力電圧と概ね同位相の正弦波形に制御する機能を有するものであり、図 9 は、その典型的な構成図である。

図 9 において、101 は単相交流電源（例えば、図 8 の UPS 2 の一相分の出力）、102 はコンデンサ、103 ～ 106 は単相整流回路を構成するダイオード、107 はリアクトル、108 は MOSFET 等の半導体スイッチング素子、109 はダイオード、110 はコンデンサである。また、111 は PFC 回路の負荷であり、図 8 の絶縁型 DC/DC コンバータ 31b 等がこれに該当する。PFC 回路の動作は周知であるため、ここでは説明を省略するが、スイッチング素子 108 の高調波スイッチングにより、前述した機能を実現するようになっている。

【0004】

次に、図 10 は、図 8 の絶縁型 DC/DC コンバータ 31b 等の具体的な構成図である。図 10 において、207 はコンデンサ、208 ～ 211 はインバータを構成する半導体スイッチング素子、212 は絶縁用のトランス、213 ～ 216 は単相整流回路を構成するダイオード、217 はリアクトル、218 はコンデンサである。

【0005】

この DC/DC コンバータの動作の概要を説明する。スイッチング素子 208, 211 をオンすると、トランス 212 の一次側には正の電圧（+E）が印加され、スイッチング素子 209, 210 をオンすると、トランス 212 の一次側には負の電圧（-E）が印加される。この動作を高調波にて交互に行うことで、コンデンサ 207 の直流電圧 E を数 10 ～ 数 100 [kHz] の高調波交流電圧に変換する。

【0006】

10

20

30

40

50

上記の高調波交流電圧をトランス 212 により絶縁して所定の大きさに変圧した後、ダイオード 213～216 により整流し、リアクトル 217 及びコンデンサ 218 により整流、平滑して直流電圧に変換する。インバータの上アームのスイッチング素子 208、210、または下アームのスイッチング素子 209、211 を同時にオンすると、トランス 212 の一次電圧は 0 [V] となり、このとき、瞬時電力の伝達量は 0 [W] となる。

【0007】

トランス 212 の一次電圧が 0 [V] となる期間を、前述した正電圧 (+E)、負電圧 (-E) の印加期間に挟んでその時比率を制御することにより、トランス 212 の一次電圧の絶対値の一周期内の平均値を 0～E [V] の範囲で任意に制御することができる。この技術はパルス幅変調 (PWM) として周知であり、図示しない制御装置からパルス幅指令を与えることにより、結果として DC/DC コンバータの出力電圧または出力電流を任意の値に制御することが可能である。

10

【0008】

図 10 において、エネルギー蓄積要素としてはコンデンサ 207、218 及びリアクトル 217 が存在し、この回路の動作周波数は数 10～数 100 [kHz] である。一般に、エネルギー蓄積要素の容量は動作周波数の 1 周期分の電力脈動を平滑するために必要な値に選定され、動作周期に比例、すなわち動作周波数に反比例するので、コンデンサ 207、218 及びリアクトル 217 のエネルギー容量は極めて小さい値になる。

これに対し、図 9 における入力電力は、入力周波数すなわち交流電源 101 (図 8 の交流電源 1) の商用周波数 (一般的には 50 または 60 [Hz]) の 2 倍の脈動を生じるので、PFC 回路の出力側のコンデンサ 110 には、上記の脈動を平滑する大容量が必要になり、その容量は、前述したコンデンサ 207、218 の容量の 100～1000 倍となる。

20

【0009】

上記のように、図 9 の回路では平滑用のコンデンサ 110 が大容量化し、大型化するという問題点に鑑み、例えば下記の特許文献 1 には、整流回路の出力側の平滑コンデンサを省略可能とした AC-DC コンバータが開示されている。

この AC-DC コンバータでは、三相の交流入力電圧を三相全波整流することにより直流電圧の脈動を抑制し、平滑コンデンサの省略を可能にして装置の小型化を図っている。

【先行技術文献】

30

【特許文献】

【0010】

【特許文献 1】特開 2012-85447 号公報 (段落 [0019]～[0020]、図 15 等)

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

近年、情報化の進展に伴い、データセンタ等の消費電力が大きくなっている。電力料金の節減、環境負荷の低減等、様々な角度から消費電力の抑制が求められるなか、データセンタ等に適用される電源システムにも、電力変換に伴う損失の低減、すなわち高効率化が求められている。

40

現在までは、主に個々の電源機器に着目して効率改善の努力がなされてきたが、その改善策も限界に近付きつつあり、これに代わるシステム全体での高効率化を実現する技術が必要である。

【0012】

また、特に都市部においてはデータセンタ等を建設できる土地が枯渇しており、電源システムに対する小型化の要求も大きくなっているが、消費電力の抑制と同様に、個々の電源機器の小型化も限界に近付いている。

【0013】

ここで、前述の特許文献 1 に記載された AC-DC コンバータによれば、整流回路の出

50

力側の平滑コンデンサを省略することが可能であるが、複数種類の入力電源を利用可能にするためにトランスの一次巻線のタップを切り替えるリレーやその制御回路等が新たに必要となり、これによって装置の小型化という所期の目的を十分に達成することができないおそれがある。また、この特許文献1では、スイッチングに伴って発生する入力側の高調波電流や、交流電源に停電や瞬時電圧低下（以下、瞬低という）等の異常が発生した場合のバックアップ対策について、十分に考慮されていなかった。

【0014】

そこで、本発明の解決課題は、システム全体の小型化を図りつつ、高調波電流の抑制や交流電源異常時のバックアップを可能にして負荷に安定した直流電力を供給する電源システムを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0015】

上記課題を解決するため、請求項1に係る発明は、三相交流電源に接続された三相トランスと、

前記三相トランスから出力され、かつ、互いに位相のずれた複数系統の三相交流電圧を直流電圧にそれぞれ変換する複数台の直流電源装置と、

前記三相交流電源の異常時に前記直流電源装置の直流出力電圧をそれぞれ維持するための複数台のバックアップ装置と、を備え、

前記直流電源装置が、三相交流電圧を整流する三相整流回路と、前記三相整流回路の直流出力電圧をインバータ及び絶縁用トランスを介し交流電圧に変換した後に整流して負荷へ供給する直流電圧を生成するDC/DCコンバータと、からなる電源システムにおいて

前記三相トランスの入力電流の歪が規定値以下となるように、前記複数台の直流電源装置にそれぞれ接続された負荷の消費電力のバランスを制御する手段を備えると共に、

前記直流電源装置内の前記三相整流回路の直流出力電圧の脈動成分の最低値に対して前記負荷が要求する所定の直流電圧が前記DC/DCコンバータから出力されるように、前記絶縁用トランスの変圧比を設定するものである。

【0016】

請求項2に係る発明は、請求項1に記載した電源システムにおいて、前記バックアップ装置が、前記三相交流電源と前記三相整流回路との間に接続され、前記三相交流電源の異常時に蓄電装置の直流電力を交流電力に変換して前記三相整流回路に供給する無停電電源装置であることを特徴とする。

【0017】

請求項3に係る発明は、請求項1に記載した電源システムにおいて、前記バックアップ装置が、前記直流電源装置と前記負荷との接続点に接続されて直流電力を双方向に変換・伝達可能なDC/DCコンバータと、当該DC/DCコンバータにより充放電制御される蓄電装置と、を備えた直流無停電電源装置であることを特徴とする。

【0018】

請求項4に係る発明は、請求項1～3の何れか1項に記載した電源システムにおいて、前記複数系統の三相交流電圧を、前記三相トランスの出力側のY結線された巻線の電圧とΔ結線された巻線の電圧とによって生成することを特徴とする。

【発明の効果】

【0022】

本発明によれば、直流電源装置の入力側の三相整流回路が平滑コンデンサを備えておらず、また、絶縁型DC/DCコンバータ内の平滑コンデンサが小容量で済むことにより、システム全体として小型化、低コスト化を図ることができる。

更に、絶縁型DC/DCコンバータ内のトランスの変圧比を所定値に設定することで負荷への供給電圧を一定に保つと共に、三相交流電源と直流電源装置との間にUPSを介在させ、あるいは、三相交流電源から互いに位相のずれた複数系統の三相交流電圧を生成して直流電源装置にそれぞれ供給することにより、三相交流電源側へ流出する高調波電流を

10

20

30

40

50

抑制することができる。

【図面の簡単な説明】

【0023】

【図1】本発明の基本形態に係る電源システムの構成図である。

【図2】図1における直流電源装置の構成図である。

【図3】図2におけるAC/DCコンバータの出力電圧波形を示す図である。

【図4】三相整流回路の各相の入力電流波形を示す図である。

【図5】本発明の参考形態に係る電源システムの構成図である。

【図6】本発明の実施形態に係る電源システムの構成図である。

【図7】図6における三相三巻線トランスの出力電流及び入力電流の波形図である。

10

【図8】従来の電源システムの構成図である。

【図9】PFC回路の典型的な構成図である。

【図10】絶縁型DC/DCコンバータの具体的な構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0024】

以下、図に沿って本発明の実施形態を説明する。

図1は、本発明の基本形態に係る電源システムの構成図である。図1において、三相交流電源1にはバックアップ装置としてのUPS2が接続され、UPS2の出力側には直流電源装置51～53が互いに並列に接続されている。これらの直流電源装置51～53には、サーバ等の負荷41～43がそれぞれ接続されている。

20

【0025】

図示されていないが、UPS2は、AC/DCコンバータ、平滑回路及びバッテリーバックアップ回路、並びにDC/ACコンバータからなる、いわゆるダブルコンバータシステムとして構成されている。

【0026】

直流電源装置51～53は何れも同一の構成であり、それぞれ、三相整流回路（AC/DCコンバータ）51a、52a、53aと絶縁型DC/DCコンバータ51b、52b、53bとを備えている。ここでは、三相整流回路51aとDC/DCコンバータ51bとを有する直流電源装置51の構成を、図2に基づいて説明する。

【0027】

30

図2において、三相整流回路51aは、ダイオード201～206をブリッジ接続して構成され、各相の入力端子が三相交流電源1のU相、V相、W相の出力端子にそれぞれ接続されている。

また、三相整流回路51aに接続されたDC/DCコンバータ51bは、前述した図10と同様に構成されており、その構成部品には図10と同一の符号を付してある。

【0028】

すなわち、図2に示すように、三相整流回路51aの正負出力端子間にはコンデンサ207が接続され、その両端には、インバータを構成する半導体スイッチング素子208～211がブリッジ接続されている。

上記インバータの交流出力端子は絶縁用のトランス212の一次側に接続され、その二次側には、ダイオード213～216をブリッジ接続してなる单相整流回路が接続されている。この单相整流回路の出力側には、リアクトル217とコンデンサ218との直列回路が接続され、コンデンサ218の両端の直流電圧が図1の負荷41に供給される。

40

【0029】

図3は、三相整流回路51aの出力電圧Eの波形を示している。この波形は、周知のように三相各相の入力電圧（線間電圧）の整流値、すなわち絶対値の包絡線を描いたものとなる。前述した図9のように单相交流電圧を整流した場合と異なり、出力電圧Eは概ね平均値付近で一定であり、0まで低下することはない。

【0030】

図9に示したPFC回路のコンデンサ110は、商用周波数の2倍の脈動を平滑し得る

50

容量が必要であるが、本実施形態では、三相整流回路 5 1 a の出力電圧 E に含まれる脈動成分が少ないため、三相整流回路 5 1 a 内に平滑コンデンサを備える必要がなく、出力電圧 E の包絡線を形成する脈動成分は、DC/DC コンバータ 5 1 b の入力側のコンデンサ 2 0 7 により吸収することができる。

【0031】

DC/DC コンバータ 5 1 b においては、図 3 に示す電圧 E の脈動成分の最低値 E_m に対して、負荷 4 1 に必要な電圧がコンデンサ 2 1 8 の両端電圧として得られるように、トランス 2 1 2 の変圧比（巻数比）を設定しておく。電圧 E が最低値 E_m より上昇すると DC/DC コンバータ 5 1 b の出力側のコンデンサ 2 1 8 の両端電圧も上昇しようとするが、トランス 2 1 2 の一次側への印加電圧のパルス幅が狭くなるようにスイッチング素子 2 0 8 ~ 2 1 1 を PWM 制御することにより、動作周期内の平均値を一定に保つことができ、これによってコンデンサ 2 1 8 の電圧も一定に保たれる。ここで、上記の PWM 制御動作は、商用周波数の脈動周期に対して十分に短い周期で行われる。

【0032】

DC/DC コンバータ 5 1 b は、スイッチング素子 2 0 8 ~ 2 1 1 を高周波にてスイッチングさせることにより、エネルギー蓄積要素であるコンデンサ 2 0 7, 2 1 8 及びリアクトル 2 1 7 の容量は小さくて済む。このため、負荷が要求する消費電力が一定である場合、DC/DC コンバータ 5 1 b の入力電力は負荷の消費電力と瞬時的にもほぼ等しい（ここでは、回路損失を無視する）。

【0033】

従って、三相整流回路 5 1 a から見ると、DC/DC コンバータ 5 1 b は一種の定電力負荷、すなわち電圧に対して電流が反比例する負荷となる。大まかには、電圧 E は一定値の直流電圧とみなせるため、DC/DC コンバータ 5 1 b は、定電流負荷、すなわち電流 I_d が一定の負荷とみなすことができる。つまり、三相整流回路 5 1 a から見た DC/DC コンバータ 5 1 b は、交流入力電圧及び負荷の消費電力が一定である場合、あたかもリアクトルによる平滑機能を有する定電流直流負荷のように振る舞う。

【0034】

ところで、定電流直流負荷を持つ三相整流回路の各相の入力電流波形は、図 4 に示すような歪波となり、この波形に含まれる高調波成分が入力側に流出することは一般に望ましくないとされている。

図 1 には示されていないが、UPS 2 が、AC/DC コンバータ、平滑回路及びバッテリーバックアップ回路、並びに DC/AC コンバータからなる、いわゆるダブルコンバータシステムとして構成されている場合、高調波成分は平滑回路により吸収可能である。更に、UPS 2 内の AC/DC コンバータにおいて入力電流を正弦波にする制御を行うことにより、システム外への高調波電流の流出は防止される。

【0035】

なお、この図 2 では、三相整流回路 5 1 a に平滑コンデンサが設けられていないため、三相交流電源 1 の瞬低が発生した場合には出力電圧も直ちに低下するおそれがあるが、UPS 2 の存在によって図 1 の直流電源装置 5 1 ~ 5 3 の入力端での瞬低は防止されており、二重に対策を講じる必要はない。

【0036】

図 1 においては、UPS 2 の出力側に 3 台の直流電源装置 5 1 ~ 5 3 が並列に接続されているが、直流電源装置の並列接続数は何ら限定されるものではない。また、直流電源装置 5 1 ~ 5 3 には負荷 4 1 ~ 4 3 がそれぞれ個別に接続されているが、直流電源装置 5 1 ~ 5 3 の出力側を共通の引き通し線により並列接続し、この引き通し線に負荷を接続することも可能である。

【0037】

次に、図 5 は本発明の参考形態を示す構成図である。図 5 において、5 1 は単一の直流電源装置、あるいは、図 1 のように複数台の直流電源装置を並列接続した直流電源装置群を示している。なお、三相整流回路 5 1 a 及び絶縁型 DC/DC コンバータ 5 1 b の構成

10

20

30

40

50

は図2と同様である。

【0038】

また、61はバックアップ装置としての直流無停電電源装置であり、直流電力を双方向に変換・伝達可能なDC/DCコンバータ61bと、DC/DCコンバータ61bの非負荷側に接続されたバッテリー等の蓄電装置61cとを備えている。ここで、DC/DCコンバータ61bは絶縁機能の有無を問わず、蓄電装置61cに対する充放電制御機能を少なくとも備えていれば良い。

図5では、図1に示したようなUPS2が設けられておらず、直流電源装置51は三相交流電源1に直接接続されている。

【0039】

10

図5において、三相交流電源1の健全時には、三相交流電源1による直流電源装置51の出力電力により負荷41に給電するとともに、上記出力電力の一部をDC/DCコンバータ61bが直流/直流変換して蓄電装置61cを充電する。また、三相交流電源1に停電や瞬低が発生した異常時には、蓄電装置61cが有する直流電力をDC/DCコンバータ61bにより直流/直流変換して負荷41に供給する。

【0040】

直流無停電電源装置61は、単一の直流電源装置51に1:1で対応させて設けても良いし、複数台の直流電源装置が並列接続された直流電源装置群に対して1台または任意の複数台の直流無停電電源装置61を並列に接続しても良い。

図5によれば、三相交流電源1の異常時においても直流無停電電源装置61によって負荷41への給電が可能であるため、直流電源装置51としては三相交流電源1の異常時における出力保持能力を備えていなくても良く、大容量のコンデンサを備える必要がない。

20

【0041】

一方、図5の構成では、直流電源装置51の入力側にUPS2が存在しないため、直流電源装置51から発生する高調波電流を吸収できずに交流電源1側に流出するおそれがある。図6に示す実施形態は、この問題を解決するためのものである。

【0042】

図6において、三相交流電源1には三相三巻線トランス70が接続されている。このトランス70は、入力側の巻線71がY（スターまたは星形）結線され、出力側の巻線72aがΔ（デルタまたは三角）結線、同じく巻線72bがY結線されたトランスであり、その出力側の巻線72a、72bにより各々30°の位相差を有する二系統の三相交流電圧を生成する。

30

Δ結線された巻線72aには、図5と同様に直流電源装置51が接続され、その出力側には直流無停電電源装置61及び負荷41が接続される。また、Y結線された巻線72bには直流電源装置52が接続され、その出力側には直流無停電電源装置62及び負荷42が接続される。

【0043】

図7は、巻線72a、72bに三相整流回路51a、52aが接続されている場合の巻線72a、72bの出力電流、及び、巻線71の入力電流（巻線72a、72bの出力電流合成値）を示す波形図である。

40

図7から明らかなように、巻線71の入力電流はほぼ正弦波に近く、この波形は12相整流（あるいは12パルス整流）によって得られる電流波形として周知である。この場合、三相交流電源1側に小容量のフィルタ（図示せず）を設ければ、入力電流に含まれる高調波成分を許容限度内に抑制することができる。

【0044】

ところで、仮に図2におけるコンデンサ207が、図3に示した脈動成分（入力周波数の6倍周波数の脈動成分）を平滑するのに十分な大容量である場合には、良く知られているように、三相整流回路51aの入力電流波形は、各相間の交流入力電圧のピーク付近にのみ電流が流れるようなピーク値の大きな波形となる。この場合、図6、図7に示した方法を用いても入力電流歪の残留量が大きくなり、この歪を除去するには、大容量のフィル

50

タを交流部分に設けることが必要になる。

すなわち、コンデンサ 207 の容量が小さくて済むことは、直流電源装置 51 内の直流部分の小型化のみならず、入力電流の高調波成分の抑制効果を高めて交流部分のフィルタの小型化に寄与できるという利点がある。

【0045】

なお、図 6 の電源システムでは、三相三巻線トランス 70 を設けたことにより、一見、システム全体が大型化すると共にトランス 70 の損失が高効率化を阻害するように見える。しかし、この種のシステムでは、本来的に、高電圧を受電して UPS や直流電源装置の定格に適合した電圧に変換するトランスが必要であるから、このトランスの機能を三相三巻線トランス 70 に持たせれば部品の追加は不要であり、システム全体の大型化や損失の増加等の問題を回避することができる。

10

【0046】

更に、図 6 において、電流等の歪を十分抑制するためには、巻線 72a 側の負荷 41 の消費電力と巻線 72b 側の負荷 42 の消費電力とがバランスしている必要がある。例えば、負荷 41、42 がデータセンタ内のサーバであった場合、その消費電力は各々の情報処理量に応じて時々刻々変化する。負荷が多数存在する場合には、自然にバランスするように負荷量（消費電力）を予め割り振っておくことも可能であるが、図 6 に示す如く共通の制御装置 80 を設けておき、負荷 41、42 の情報処理量が概ね等しくなるように負荷 41、42 を能動的に制御すれば、一層効果的に負荷量をバランスさせることができる。

20

【0047】

なお、図 6 に示した直流無停電電源装置 61、62 の代わりに、三相交流電源 1 側に常時商用給電方式の UPS を設け、交流電源 1 の健全時は UPS の入出力側を直結し、停電時には蓄電装置に接続されたインバータを運転して負荷に給電する場合、UPS には高調波電流の除去機能がない。しかし、このような場合であっても、図 6 のように三相三巻線トランス 70 を用いて二系統の交流出力電流に所定の位相差を持たせることにより、交流電源 1 側に高調波電流が流出するのを防止することができる。

【符号の説明】

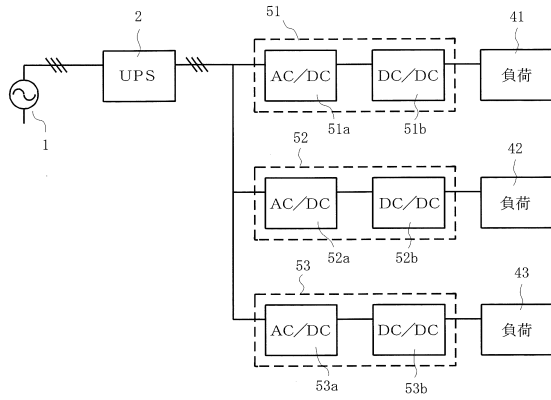
【0048】

- 1：三相交流電源
- 2：無停電電源装置（UPS）
- 41～43：負荷
- 51～53：直流電源装置
- 51a, 52a, 53a：三相整流回路（AC／DC コンバータ）
- 51b, 52b, 53b：絶縁型 DC／DC コンバータ
- 61, 62：直流無停電電源装置
- 61b, 62b：DC／DC コンバータ
- 61c, 62c：蓄電装置
- 70：三相三巻線トランス
- 71, 72a, 72b：巻線
- 80：制御装置
- 201～206, 213～216：ダイオード
- 207, 218：コンデンサ
- 208～211：半導体スイッチング素子
- 212：トランス
- 217：リアクトル

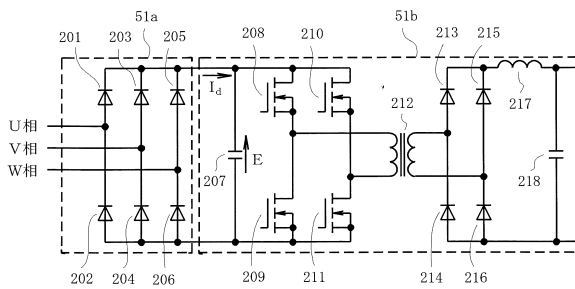
30

40

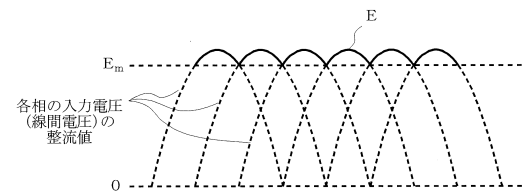
【図 1】



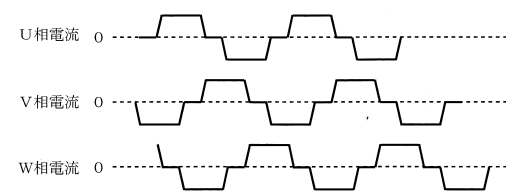
【図 2】



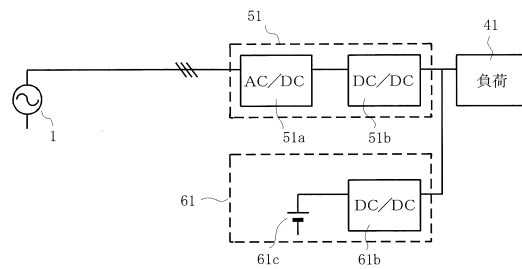
【図 3】



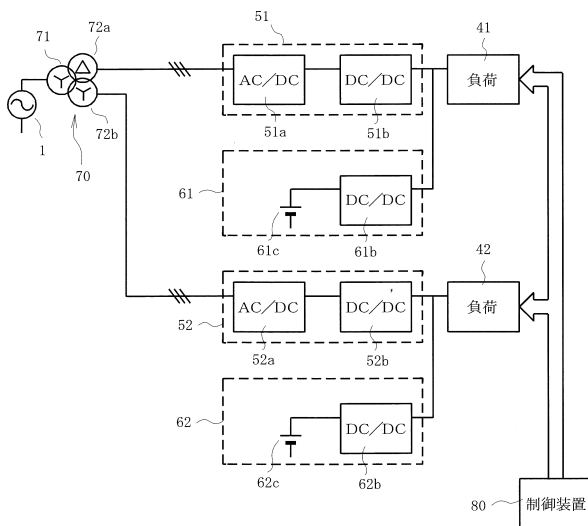
【図 4】



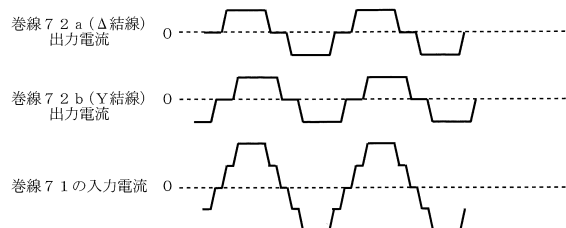
【図 5】



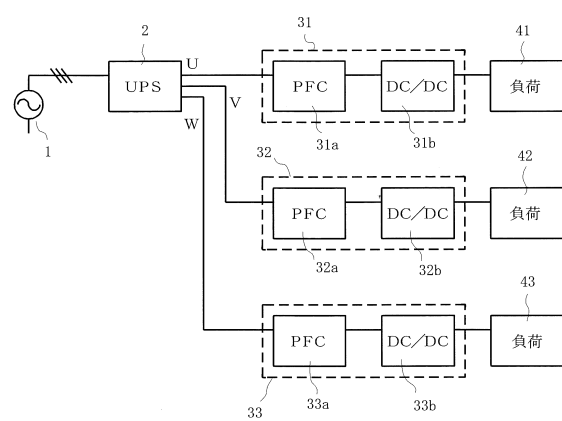
【図 6】



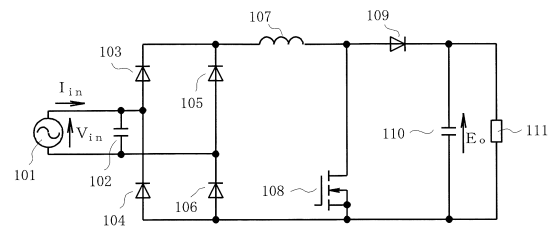
【図 7】



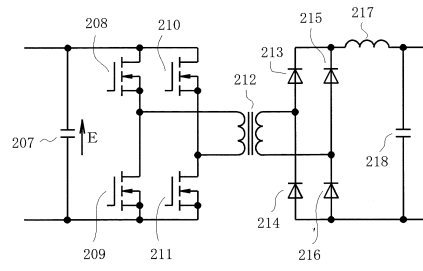
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2010-130866 (JP, A)
実開平06-044392 (JP, U)
特開2012-222999 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M	3/00-	3/44
H02M	7/00-	7/40
H02J	9/00-	11/00