

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3764270号
(P3764270)

(45) 発行日 平成18年4月5日(2006.4.5)

(24) 登録日 平成18年1月27日(2006.1.27)

(51) Int. Cl.

F I

H02M 7/48 (2006.01)

H02M 7/48

F

B60L 9/24 (2006.01)

B60L 9/24

A

請求項の数 2 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願平10-86285	(73) 特許権者	502129933
(22) 出願日	平成10年3月31日(1998.3.31)		株式会社日立産機システム
(65) 公開番号	特開平11-289769		東京都千代田区神田練堀町3番地
(43) 公開日	平成11年10月19日(1999.10.19)	(73) 特許権者	000233217
審査請求日	平成16年1月28日(2004.1.28)		株式会社日立ケーイーシステムズ
			千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号
		(74) 代理人	100078134
			弁理士 武 顕次郎
		(72) 発明者	市来 和隆
			千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号
			株式会社 日立製作所 産業機器事業部内
		(72) 発明者	上総 裕之
			千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号
			日立京葉エンジニアリング株式会社内

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】

3回路のスイッチング素子アームを有し、直流電力を交流電力に変換する逆変換部を備え、前記3回路のスイッチング素子アームの内の任意の2回路のスイッチング素子アームの出力を共通に接続して一方の交流出力端子とし、残りの1回路のスイッチング素子アームの出力を他方の交流出力端子とした上で、前記2回路のスイッチング素子アームの上アームと下アームの夫々で、一方と他方の各スイッチング素子を独立に導通制御し、前記一方と他方の交流出力端子間に単相交流を発生するようにした電力変換装置において、

前記2回路のスイッチング素子アームの上アームと下アームの夫々で、一方と他方の各スイッチング素子の導通期間が、単相交流出力の半サイクル期間内で、相互に異なった期間になるように構成したことを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項2】

請求項1の発明において、

前記交流出力端子に接続された負荷の電流値を検出する出力電流検出手段を設け、

該出力電流検出手段の検出結果に応じて、前記2回路のスイッチング素子アームのスイッチング素子の導通期間が制御されるように構成したことを特徴とする電力変調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

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する。

20

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

近年、インバータ装置に代表される電力変換装置の発展は目覚ましいものがあり、各種の定格のものが汎用品として市場に供給されるようになってきているが、このような電力変換装置は、三相交流電力を出力するように構成されているのが一般的であり、この場合、通例、図5に示す回路構成のものが用いられている。

【 0 0 0 3 】

この図5において、1は交流電源、2はコンバータ回路(順変換回路)、3はインバータ回路(逆変換回路)、そして7は三相誘導電動機などの負荷である。

交流電源1は通常、電力会社などから供給される商用三相交流電源である。コンバータ回路2は、例えば三相ブリッジ型の整流回路で構成され、交流を直流に変換してインバータ回路3に供給する働きをする。

このとき、コンバータ回路2の出力には、図示のようにコンデンサC_Bを接続し、これにより平滑化された直流がインバータ回路3に入力されるようにしてある。

【 0 0 0 4 】

インバータ回路3は、図示してないインバータ制御回路から供給されるスイッチング信号により動作し、入力されてくる直流の電力を、所定の電圧で所定の周波数の三相交流電力に変換し、三相誘導電動機などの負荷7に三相交流電流*i*を供給する働きをする。

【 0 0 0 5 】

従って、インバータ回路3は逆変換部の主回路となるものあり、この従来技術では、図示のように、直流の正極側Pに接続された3個のスイッチング素子U、V、Wと、負極側Nに接続された3個のスイッチング素子X、Y、Zの計6個のスイッチング素子で構成されている。

そして、この例では、各スイッチング素子としてIGBT(絶縁ゲート・バイポーラ・トランジスタ)を用いた場合を示しており、これには夫々にフライホイールダイオードが逆並列接続されている。

【 0 0 0 6 】

ところで、このようなインバータの主回路では、直流の正極側のスイッチング素子を上アームと呼び、負極側のスイッチング素子を下アームと呼ぶ。そして、上アームのスイッチング素子と下アームのスイッチング素子がそれぞれ対になって三相交流の各相のスイッチング素子アームを構成するようになってきている。

【 0 0 0 7 】

従って、この場合には、上アームのスイッチング素子Uと下アームのスイッチング素子Xが三相交流のU-X相の1相分のスイッチング素子アームとなり、スイッチング素子Vとスイッチング素子YがV-Y相の1相分のスイッチング素子アームとなり、そしてスイッチング素子Wとスイッチング素子ZがW-Z相の1相分のスイッチング素子アームとなって、全体でU-Z相とV-Y相、それにW-Z相の3相分のスイッチング素子アームを形成していることになる。

【 0 0 0 8 】

なお、このような3相分として3回路のスイッチング素子アームを備えたインバータ回路3は汎用品として市場に広く提供されているものである。

そして、このような汎用のインバータ回路を用いた三相出力のインバータ装置の従来技術について開示したものとしては、例えば特開昭60-152270号公報を挙げることができる。

【 0 0 0 9 】

【発明が解決しようとする課題】

上記従来技術は、3相用として3回路分のスイッチング素子アームを備えたインバータ主回路を用い、50Hz又は60Hzの商用交流の周波数よりもかなり高い周波数、例えば10kHz以上の周波数の単相交流を発生し、これを比較的リアクタンス分が小さい負荷に給電する場合について配慮がされておらず、このため、以下の問題があった。

10

20

30

40

50

【0010】

3回路分のスイッチング素子アームを備えたインバータ主回路を用い、直流を単相交流に変換する場合、一般的には、2回路分のスイッチング素子アームだけを用い、残りの1回路のスイッチング素子アームは遊ばせたままにするのが通例である。

【0011】

ところで、近年、電磁誘導を利用して、非接触で機器に電力の供給が行えるようにした給電システムが実用化されているが、このようなシステムでは、電源の周波数が高い程、電力の転送効率が良く、このため、例えば周波数が15kHz程度の高周波の電源が要求されるが、この場合、可変周波数の電力変換装置が必要であり、且つ、その電力変調装置の出力周波数は必然的に15kHzの高周波出力となる。

10

【0012】

また、通例、電力変換装置の負荷は三相誘導電動機が一般的であるが、この場合、負荷のリアクタンス分がかなり大きいので、特に問題にはならないが、上記した非接触の給電システムの場合には、電力変換装置に負荷として接続されるのは、見かけ上、折り返して平行に配置された給電路だけとなる。

【0013】

従って、この場合には、単相の負荷で、且つ、その給電路は、例えば断面積が50mm²で、長さが50mの折り返して平行に配置した導電線路だけとなるので、リアクタンス分は極めて少なく、例えば数10μH程度に過ぎない。

【0014】

このため、負荷電流*i*の変化率(di/dt)が極めて大きく、電流の立上りも急峻になり、電力変換装置で通常採用されているPWM制御では、電流を抑制することができず、従って、従来技術では保護機能が働き、過電流トリップが動作してしまうという問題がある。

20

【0015】

しかして、従来技術で、過電流保護機能が働かないようにするためには、主回路のスイッチング素子の定格電流を上げることになり、装置が大型化してしまうと共にコストも上昇してしまうという問題がある。

【0016】

また、この急峻な電流のピーク値を抑制するためには、PWM制御のパルス数を増加させてやればよいが、出力周波数が15kHzと高いため、例えば現存するIGBTなどの主回路のスイッチング素子の動作速度と、スイッチング損失からすれば、1サイクル当り1回のスイッチング動作が限界となる。

30

【0017】

例えば、1サイクル当り2回、スイッチングさせた場合には、スイッチング周波数は30kHz(=2×15kHz)となり、IGBTの応答スピードから考えて無理があり、従って、従来技術では、PWM制御のパルス数の増加による対応も困難であるという問題がある。

【0018】

本発明の目的は、三相出力の電力変換装置の構成を流用し、高周波の単相負荷にも対応できるようにした電力変換装置を提供することである。

40

【0019】

【課題を解決するための手段】

上記目的は、3回路のスイッチング素子アームを有し、直流電力を交流電力に変換する逆変換部を備え、前記3回路のスイッチング素子アームの内の任意の2回路のスイッチング素子アームの出力を共通に接続して一方の交流出力端子とし、残りの1回路のスイッチング素子アームの出力を他方の交流出力端子とした上で、前記2回路のスイッチング素子アームの上アームと下アームの夫々で、一方と他方の各スイッチング素子を独立に導通制御し、前記一方と他方の交流出力端子間に単相交流を発生するようにした電力変換装置において、前記2回路のスイッチング素子アームの上アームと下アームの夫々で、一方と他方の各スイッチング素子の導通期間が、単相交流出力の半サイクル期間内で、相互に異な

50

った期間になるようにして達成される。

【 0 0 2 0 】

このとき、前記交流出力端子に接続された負荷の電流値を検出する出力電流検出手段を設け、該出力電流検出手段の検出結果に応じて、前記 2 回路のスイッチング素子アームのスイッチング素子の導通期間が制御されるようにしても、上記目的を達成することができる。

【 0 0 2 1 】

2 回路分のスイッチング素子アームのスイッチング素子が独立に導通制御されるので、1 サイクル期間内で各スイッチング素子は 1 サイクル期間内で 1 回、導通動作しているにもかかわらず、2 回路分のスイッチング素子アームで見れば、1 サイクル期間内で 2 回、導通動作していることになり、この結果、市場で最も汎用性のある三相出力用の電力変換装置の基本回路構成を流用して、高周波の単相交流負荷にも容易に対応することができる。

10

【 0 0 2 2 】

【 発明の実施の形態 】

以下、本発明による電力変換装置について、図示の実施形態により詳細に説明する。

図 1 は、本発明の一実施形態の基本構成を示したもので、図において、4 は単相の負荷で、その他の構成は、インバータ回路 3 の内部の結線の一部が異なっているだけで、図 5 に示した従来技術による三相交流用の電力変換装置と同じである。

【 0 0 2 3 】

すなわち、この実施形態によるインバータ回路 3 では、まず、3 回路分のスイッチング素子アームの内の 2 回路分のスイッチング素子アーム、すなわち、U - X 相のスイッチング素子アームと V - Y 相のスイッチング素子アームの出力 R、S を共通に接続し、これをインバータ回路 3 の一方の交流出力端子 A とする。そして、残りのスイッチング素子アーム W - Z 相の出力 T を他方の交流出力端子 B として取り出すようになっており、これにより単相出力のインバータ回路が構成されるようにしている。

20

【 0 0 2 4 】

次に、この実施形態によるインバータ回路 3 の制御動作について、図 3 のタイミングチャートにより説明する。

この図 3 において、P は、交流出力端子 A、B 間に発生させるべき単相交流の 1 サイクルの期間を表わす。従って、出力される単相交流電圧の周波数を f とすれば、 $P = 1 / f$ となる。

30

【 0 0 2 5 】

そして、まず、この 1 サイクル期間 P の前半サイクル期間 $P / 2$ 中には、下アームの Z 相のスイッチング素子を電気角 45 度の進み位相でオン(導通)制御させると共に、上アームでは U 相と V 相のスイッチング素子を交互に順次オン制御させる。

【 0 0 2 6 】

次に後半サイクル期間 $P / 2$ 中には、上アームの W 相のスイッチング素子を、同じく電気角 45 度の進み位相でオン制御すると共に、下アームでは X 相と Y 相のスイッチング素子を交互に順次オン制御させ、これにより交流出力端子 A、B 間に周波数 f の単相交流電圧が発生されるように制御するのである。

40

なお、このようなインバータ主回路の制御には、通例、スイッチング素子の動作にデッドタイムを設けるのが一般的であるが、周知の技術なので、ここでは割愛してある。

【 0 0 2 7 】

このとき、出力電流 i は、図示のように、U 相と Z 相のスイッチング素子がオンした期間では、平滑コンデンサ C B からなる直流中間回路から供給され(供給期間)、U 相のスイッチング素子がオフした期間では、Z 相のスイッチング素子と、X 相、Y 相のフライホイールダイオードを通して環流電流が流れる(還流期間)。

【 0 0 2 8 】

この環流期間では、U 相のスイッチング素子がオフ(遮断)制御されたことにより、直流中間回路からの電流の供給が断たれてしまうため、図示のように、電流の傾きは負となり、

50

減少してゆくが、次いでV相のスイッチング素子がオン制御されることにより、再び供給期間となり、電流が供給されるため、電流の傾きは正となり、増加していく。

【0029】

そしてV相のスイッチング素子がオフ制御されると、再び還流期間となり、今度は、平滑コンデンサC_Bからなる直流中間回路にエネルギーが帰還され、電流は零となり、半サイクル周期の波形が決定される。

従って、この実施形態での制御によれば、半サイクル期間内でのU相、V相、X相、それにY相の各スイッチング素子のオン時間 t_1 、 t_2 、 t_3 、 t_4 を制御してやれば、環流期間をうまく利用することができ、これにより、出力電流のピーク値が制御できることになる。

10

【0030】

また、この図3から明らかなように、この実施形態では、単相交流出力の半サイクル期間内での各スイッチング素子のオン制御回数は、全て1回に限られており、従って、この実施形態によれば、使用するスイッチング素子の能力一杯までの高い出力周波数での動作が可能になる。

【0031】

すなわち、この実施形態では、図1から明らかなように、3回路分のスイッチング素子アームの中の2回路分のスイッチング素子アーム(この実施形態ではU-X相とV-Y相の各アーム)の出力R、Sを共通に接続した上で、これら2相分のU相とV相のスイッチング素子及びX相とY相のスイッチング素子を独立に制御することにより、半周期毎に2パ

20

【0032】

そして、この結果、出力周波数が例えば15kHzの場合、出力電流 i に発生するスイッチング周波数は30kHz(2パルス分)となるが、主スイッチング素子1個当りのスイッチング周波数は15kHzのままであり、従って、十分に制御が可能であり、しかも、出力電流 i のスイッチング周波数としては、2倍の30kHzが得られることになり、波形改善に大きく寄与できることになる。

【0033】

次に、本発明による電力変換装置の更に具体的な実施形態について、図2により説明する。

30

この図2は、既に説明した電磁誘導による非接触給電システムに単相交流電力を供給するようにした本発明の一実施形態で、負荷4は、図示のように、給電用の導電線路4-1と、複数台の例えば移動台車4-2、4-3...とで構成されている。

ここで、これらの移動台車4-2～とは、例えばクリーンルーム内で使用される物体運搬用の台車のことで、導電線路4-2から非接触で電力の供給を受け、走行用のモータを駆動して移動するようになっているものである。

【0034】

この場合、導電線路4-2は、移動台車4-2～の移動経路に沿ってほぼ平行に往復2本の絶縁電線であり、これに、2次巻線だけを有する鉄心の一部を除いて開放磁路型とした変圧器を組合わせ、導電線路4-2を1次巻線として移動台車4-2～で電力が無接触で受け

40

【0035】

次に、図2において、5は制御回路で、マイコンなどが搭載された回路基板で構成されており、上アームのU相とV相のスイッチング素子と、下アームのX相とY相のスイッチング素子にオン制御信号を供給する働きをする。

【0036】

なお、残りのW相とZ相のスイッチング素子に対するオン制御信号の供給については、図示が省略されている。

50

【 0 0 3 7 】

そして、この制御装置 5 は、負荷 4 に流れる出力電流 i を電流検出器 C T により検出し、この検出結果から、出力電流 i が、外部から与えられる出力電流指令値に一致するように、図 3 に示した U 相と V 相のパルス幅 t_1 、 t_2 、及び X 相と Y 相のパルス幅 t_3 、 t_4 を独立して制御する。

【 0 0 3 8 】

この結果、例えば移動台車 4 -2 ~ の実稼働台数が少なく、出力電流指令値が小さい値に設定されていた場合には、U 相と V 相のパルス幅 t_1 、 t_2 、及び X 相と Y 相のパルス幅 t_3 、 t_4 を短くするような制御が行われる。このとき、出力電流指令値によっては、それが小さくなった場合、これらのパルス幅の内、各アームの一方のパルス幅、例えばパルス幅 t_2 、 t_4 はゼロになり、他方のパルス幅 t_1 、 t_2 だけが制御される状態も有り得る。

10

【 0 0 3 9 】

また、反対に、例えば移動台車 4 -2 ~ の実稼働台数が多く、出力電流指令値が大きな値に設定されていた場合には、U 相と V 相のパルス幅 t_1 、 t_2 、及び X 相と Y 相のパルス幅 t_3 、 t_4 を長くするような制御が行われる。

【 0 0 4 0 】

このような非接触の給電システムでは、既に説明したように、負荷 4 のリアクタンス分が、例えば数 $10 \mu H$ と極めて小さく、このため、負荷 4 に流れる電流の立上がり(変化率： di/dt)が極めて高くなり、通常の PWM 制御では電流を抑制することができず、保護機能である過電流トリップが動作してしまう。

20

【 0 0 4 1 】

しかして、このときでも、保護機能が働かないようにするためには、主回路スイッチング素子の定格電流を上げることになり、装置が大型化してしまう。

【 0 0 4 2 】

一方、このような急峻な電流のピーク値を抑制するためには、これも上記したように、PWM 制御のキャリア周波数を上げ、1 サイクル当りのパルス数を増加させればよいが、出力周波数が $15 kHz$ と高い周波数の場合、主回路スイッチング素子、例えば IGBT のスイッチング速度やスイッチング損失からすれば、1 パルス / 1 サイクルが限界となる。

【 0 0 4 3 】

例えば、2 パルス / 1 サイクルにしたとすれば、この場合には、主回路スイッチング素子のスイッチング周波数は $30 kHz (= 2 \times 15 kHz)$ となり、IGBT の応答スイッチング速度などから考えて困難である。

30

【 0 0 4 4 】

しかるに、上記したように、この実施形態では、主スイッチング素子 1 個当たりのスイッチング周波数を増加させることなく、急峻な出力電流のピーク値を抑制することができるようになり、この結果、例えば $15 kHz$ という商用交流の周波数よりもかなり高い周波数にも充分に対応することができる。

【 0 0 4 5 】

また、図 2 の実施形態では、出力電流指令方式になっていて、出力が定電流制御されるので、例えば移動台車 4 -2 ~ の稼働台数が変わった場合など、負荷 4 の変動に際しても、常に定電流が流れるように制御され、従って、出力電流指令値を変更する必要がなく、実用性が高いという利点を得ることができる。

40

【 0 0 4 6 】

次に、図 4 は、本発明の他の一実施形態によるインバータ回路 3 のスイッチング素子制御モードを示したものである。

この図 4 の実施形態は、図 1、或いは図 2 のインバータ回路 3 において、W - Z 相の 1 回路分のスイッチング素子アームの各スイッチング素子 W、Z に対する 2 回路分のスイッチング素子アームの各スイッチング素子 U、V、X、Y のオン制御タイミングを変え、図 3 の場合では、W 相と Z 相のオン期間から電気角で 45 度遅れて U 相がオン制御されるよう

50

になっていたのを、図 4 では、W 相と Z 相のオン期間の最初から U 相がオン制御されるようにしたものである。

【 0 0 4 7 】

そして、この結果、この図 4 の場合には、図 3 の場合に存在した帰還期間、すなわち、平滑コンデンサ C B で構成される直流中間回路にエネルギーが帰還される期間が無くなり、供給期間と環流期間だけとなるようにしたもので、その他の動作は、図 3 の場合と同じである。

この図 4 の実施形態によれば、帰還期間をなくすことができるので、波形率をよくすることができるという利点がある。

【 0 0 4 8 】

10

【発明の効果】

本発明によれば、主スイッチング素子の 1 サイクル内でのパルス数の 2 倍のパルス数の単相交流出力を得ることができるので、三相出力用のインバータ主回路を流用して、商用周波数よりも高い周波数の単相交流出力を得ることができる。

【 0 0 4 9 】

また、本発明によれば、定電流特性を持たせることができるので、非接触供給システムにも安定して適用できる電力変換装置を提供することもできる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明による電力変換装置の一実施形態における基本回路の一例を示すブロック回路図である。

20

【図 2】本発明による電力変換装置の一実施形態を示す回路図である。

【図 3】本発明による電力変換装置の一実施形態における制御動作の一例を示すタイミング図である。

【図 4】本発明による電力変換装置の一実施形態における制御動作の他の一例を示すタイミング図である。

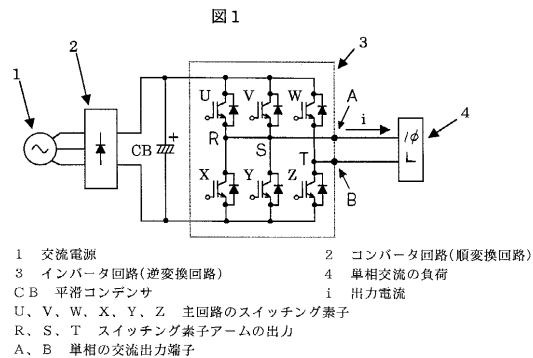
【図 5】従来技術による三相用電力変換装置の一例を示す回路図である。

【符号の説明】

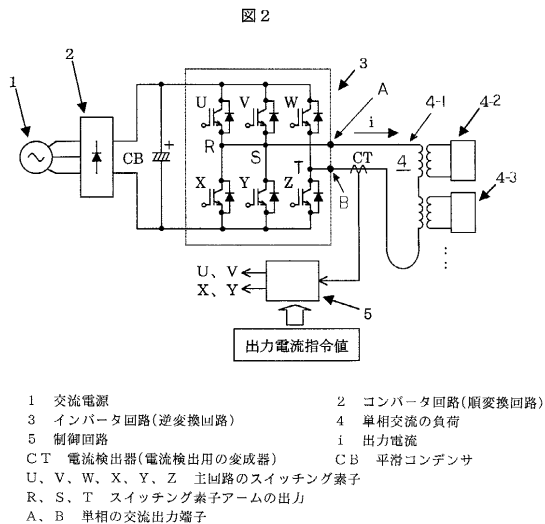
- 1 交流電源
- 2 コンバータ回路(順変換回路)
- 3 インバータ回路(逆変換回路)
- 4 単相交流の負荷
- 5 制御回路
- i 出力電流
- C T 電流検出器(電流検出用の変成器)
- C B 平滑コンデンサ
- U、V、W、X、Y、Z 主回路のスイッチング素子
- R、S、T スwitchング素子アームの出力
- A、B 単相の交流出力端子
- t_1 、 t_2 、 t_3 、 t_4 主回路スイッチング素子のオン期間

30

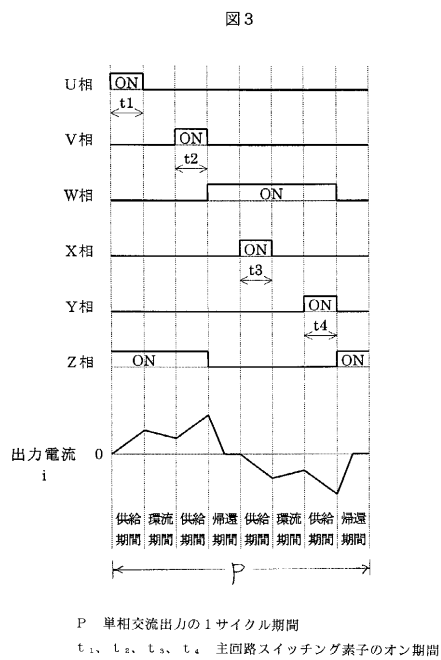
【 図 1 】



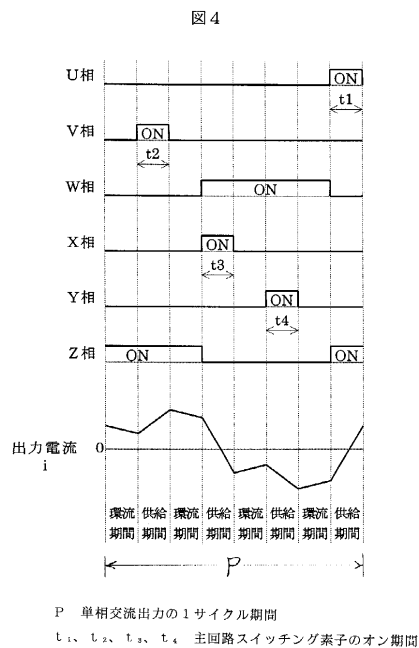
【 図 2 】



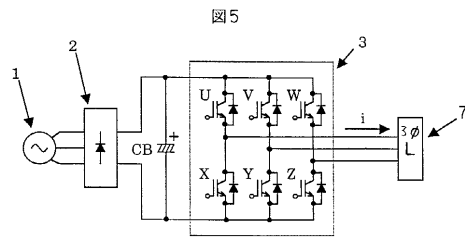
【 図 3 】



【 図 4 】



【 図 5 】



フロントページの続き

(72)発明者 藤平 和也

千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号 株式会社 日立製作所 産業機器事業部内

(72)発明者 井堀 敏

千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号 株式会社 日立製作所 産業機器事業部内

審査官 川端 修

(56)参考文献 特開昭60-152270(JP,A)

特開平06-319266(JP,A)

特開平03-103080(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)

H02M 7/48

B60L 9/24