

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5126550号  
(P5126550)

(45) 発行日 平成25年1月23日(2013.1.23)

(24) 登録日 平成24年11月9日(2012.11.9)

(51) Int.Cl. F I  
HO2M 5/297 (2006.01) HO2M 5/297

請求項の数 7 (全 10 頁)

|               |                              |           |   |
|---------------|------------------------------|-----------|---|
| (21) 出願番号     | 特願2009-524439 (P2009-524439) | (73) 特許権者 | 000006622<br>株式会社安川電機                     |
| (86) (22) 出願日 | 平成20年7月4日(2008.7.4)          |           | 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号                       |
| (86) 国際出願番号   | PCT/JP2008/062169            | (74) 代理人  | 100104503<br>弁理士 益田 博文                    |
| (87) 国際公開番号   | W02009/013992                | (72) 発明者  | 原 英則<br>福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号<br>株式会社安川電機内  |
| (87) 国際公開日    | 平成21年1月29日(2009.1.29)        | (72) 発明者  | 山本 栄治<br>福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号<br>株式会社安川電機内 |
| 審査請求日         | 平成22年6月14日(2010.6.14)        | (72) 発明者  | 内野 貴裕<br>福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号<br>株式会社安川電機内 |
| (31) 優先権主張番号  | 特願2007-189921 (P2007-189921) |           |   |
| (32) 優先日      | 平成19年7月20日(2007.7.20)        |           |   |
| (33) 優先権主張国   | 日本国(JP)                      |           |   |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】マトリクスコンバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源の各相と出力側の各々の相を自己消弧能力をもつ双方向スイッチで直接接続したマトリクスコンバータ主回路と、前記交流電源の入力電圧を検出する入力電圧検出器群と、前記双方向スイッチを駆動するためのゲートドライバと、PWM演算部と転流演算部をもつコントローラとを備え、出力電圧指令に応じて可変周波数・可変電圧の交流を出力するマトリクスコンバータにおいて、

前記PWM演算部は、出力相1相を入力3相のうち絶対値が最大になる相である入力基準電圧に導通状態で固定し、残り2出力相の内一方の出力相は入力3相全てを用いてPWM変調し、他方の出力相は前記入力基準電圧と入力中間電圧の2相のみを用いてPWM変調することを特徴とするマトリクスコンバータ。

10

【請求項2】

前記PWM演算部は、前記出力電圧指令とあらかじめ設定した任意の出力電圧レベルとを比較し、前記出力電圧レベルよりも前記出力電圧指令が大きい場合、スイッチングを行う2相は入力3相全てを用いてPWM変調し、前記出力電圧レベルよりも前記出力電圧指令が小さい場合、スイッチングを行う2相の内一方の出力相は入力3相全てを用いてPWM変調し、他方の出力相は前記入力基準電圧と入力中間電圧の2相のみを用いてPWM変調することを特徴とする請求項1記載のマトリクスコンバータ。

【請求項3】

交流電源の各相と出力側の各々の相を自己消弧能力をもつ双方向スイッチで直接接続し

20

たマトリクスコンバータ主回路と、前記交流電源の入力電圧を検出する入力電圧検出器群と、前記双方向スイッチを駆動するためのゲートドライバと、P W M演算部と転流演算部をもつコントローラとを備え、出力電圧指令に応じて可変周波数・可変電圧の交流を出力するマトリクスコンバータにおいて、

前記P W M演算部は、出力相1相を入力3相のうち絶対値が最大になる相である入力基準電圧に導通状態で固定し、前記残り2出力相は前記入力基準電圧と前記入力中間電圧の2相のみを用いてP W M変調することを特徴とするマトリクスコンバータ。

【請求項4】

前記P W M演算部は、出力電圧指令とあらかじめ設定した任意の出力電圧レベルとを比較し、前記出力電圧レベルよりも前記出力電圧指令が大きい場合、前記残り2出力相は入力3相全てを用いてP W M変調し、前記出力電圧レベルよりも前記出力電圧指令が小さい場合、前記残り2出力相は前記入力基準電圧と前記入力中間電圧の2相のみを用いてP W M変調することを特徴とする請求項3記載のマトリクスコンバータ。

10

【請求項5】

P W Mの出力中間電圧は、入力中間電圧と入力最大電圧の比である電流分配率を強制的にある数値に固定することにより作成する請求項1又は3記載のマトリクスコンバータ。

【請求項6】

P W Mの各出力電圧相は、入力最大電圧と入力中間電圧の間で振幅変調された三角波とを比較することにより作成するものである請求項3記載のマトリクスコンバータ。

20

【請求項7】

交流電源の各相と出力側の各々の相を自己消弧能力をもつ双方向スイッチで直接接続したマトリクスコンバータ主回路と、前記交流電源の入力電圧を検出する入力電圧検出器群と、前記双方向スイッチを駆動するためのゲートドライバと、P W M演算部と転流演算部をもつコントローラとを備え、出力電圧指令に応じて可変周波数・可変電圧の交流を出力するマトリクスコンバータにおいて、

出力電圧指令と、あらかじめ設定した出力電圧レベル1と前記出力電圧レベル1より小さい出力電圧レベル2とを比較し、出力電圧指令 > 出力電圧レベル1 > 出力電圧レベル2となる場合は、スイッチングを行う2相は入力3相全てを用いてP W M変調し、他の1相を入力3相のうち絶対値が最大になる相である入力基準電圧に導通状態で固定し、

出力電圧レベル1 > 出力電圧指令 > 出力電圧レベル2となる場合は、P W M演算部は、出力相1相を前記入力基準電圧に導通状態で固定し、残り2出力相の内一方の出力相は入力3相全てを用いてP W M変調し、他方の出力相は入力基準電圧と入力中間電圧の2相のみを用いてP W M変調し、

30

出力電圧レベル1 > 出力電圧レベル2 > 出力電圧指令となる場合は、前記残り2出力相は前記入力基準電圧と前記入力中間電圧の2相のみを用いてP W M変調し、他の1相を前記入力基準電圧に導通状態で固定することを特徴とするマトリクスコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流/交流直接変換装置であるマトリクスコンバータ(P W Mサイクロコンバータとも言われる)において、出力電圧指令に応じたP W Mパターンを選択することにより、出力電圧誤差を低減する出力電圧改善方式に関する。

40

【背景技術】

【0002】

マトリクスコンバータは、電力回生機能や入力電流高調波抑制機能を有する新しい電力変換装置として注目されている。その原理は、入力側と出力側を繋ぐ双方向スイッチによって、電源電圧を直接スイッチングすることにより出力側に任意の電圧・周波数を出力する。

マトリクスコンバータは、交流電源を直接制御することにより、P W Mインバータのようなモータ駆動特性と、P W Mコンバータのような入力電流制御が同時に単体で可能であ

50

るといふ大きなメリットがある。半面、同じPWMサイクル内で入出力制御を行うため、PWMインバータと比較しスイッチングの回数が増加し、出力電圧精度が低下するという問題が発生する。

#### 【0003】

図2は従来のスイッチング波形を示したPWMパターン1(第1モードという)を示している。

(a)~(c)は図1のマトリクスコンバータ主回路部3で作成され負荷モータ部5へ出力される出力電圧信号である。P1は入力基準電圧の符号切り替え点を示す。この入力基準電圧の符号切り替え点P1以後の(a)~(c)の波形パターンを以下に説明する。まず(a)は入力基準電圧の符号切り替え点P1以後は入力最大電圧 $V_{max}$ に固定される。一方、(b)と(c)は、入力三相電圧全てを用いてPWM波形を形成する。その際、(b)は出力中間電圧相を示し、(c)は出力最小電圧相を示している。

10

本制御方式は出力したい線間電圧指令をもとに、線間電圧最大値で振幅変調された三角波と比較することによりPWM波形を作成している。

本制御方式は2相変調を基準としており、入力電圧の絶対値が最大になる相を基準電圧として制御を行う。なお、2相変調とは3相のうちのある1相を停止し、残りの2相で変調する方式であり、スイッチング損失を低減し、高効率な運転を可能にする方式である。

図のように、基準電圧が最小電圧である場合は、出力電圧の最小相を固定として、残りの2出力にてPWM制御を実施する。同じく、基準電圧が最大電圧の場合は、出力電圧の最大相を導通状態に固定して残りの2相にてPWM制御を行う。マトリクスコンバータは出力電圧制御と入力電流制御を同時に行うが、出力電圧のパターンに入力3相全てを用いることで入力電流を分配し入力電流制御を行っている。つまり入力3相全てを用いなければ入力電流制御は成り立たず、従来の方式ではかならず中間電圧を介して最大、もしくは最小電圧に接続するという一定のルールを持って出力していた。これによりスイッチング回数が通常のインバータより多くなり、電圧精度低下の原因ともなっていた。

20

#### 【発明の開示】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0004】

先に述べたように、マトリクスコンバータは出力電圧と入力電流の制御を同時に制御しているため、1回のスイッチングサイクルでのスイッチング動作が通常のインバータと比較して多くなるという特徴がある。このスイッチングの際に必ず入力中間電圧を介して切り替えることにより、電圧変化を小さくすることができ、モータ端子間のサージ電圧を抑制できるというメリットがある。しかし電圧の切り替えには入力電源間の短絡防止と出力電流を開放しない転流動作が必要になる。この動作により、出力電圧指令と実出力電圧との間に誤差が発生する。特に高速スイッチングを要する分野にて負荷駆動特性の悪化の原因となる。

30

この誤差は出力電流と入力電源電圧の状態であらかじめ予見できるものもあり、出力電圧指令において補正が可能なものもある。しかし、出力1相を入力基準相に固定し、残りの2相でスイッチングを行ういわゆる2相変調方式においては、小さい電圧出力時にパルス出力が不可能になる。この電圧誤差の対策としては、出力3相ともスイッチング動作を行い、全ての相電圧の差分で線間電圧を形成する3相変調方式を用いることが一般的である。しかし3相ともスイッチング動作を行うため、スイッチング損失の増加というデメリットが伴う。

40

#### 【0005】

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたものであり、低損失である2相変調方式を用いたマトリクスコンバータにおいて、低い電圧を出力する際に発生する誤差を抑制し、安定した電圧を出力できる方式を提供することを目的とする。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0006】

50

上記問題を解決するため、本発明は、次のように構成したのである。

請求項 1 記載の発明は、交流電源の各相と出力側の各々の相を自己消弧能力をもつ双方向スイッチで直接接続したマトリクスコンバータ主回路と、前記交流電源の入力電圧を検出する入力電圧検出器群と、前記双方向スイッチを駆動するためのゲートドライバと、P W M 演算部と転流演算部をもつコントローラとを備え、出力電圧指令に応じて可変周波数・可変電圧の交流を出力するマトリクスコンバータにおいて、前記 P W M 演算部は、出力相 1 相を入力 3 相のうち絶対値が最大になる相である入力基準電圧に導通状態で固定し、残り 2 出力相の内一方の出力相は入力 3 相全てを用いて P W M 変調し、他方の出力相は前記入力基準電圧と入力中間電圧の 2 相のみを用いて P W M 変調することを特徴とするものである。

10

また請求項 2 記載の発明は、請求項 1 において前記 P W M 演算部は、前記出力電圧指令とあらかじめ設定した任意の出力電圧レベルとを比較し、前記出力電圧レベルよりも前記出力電圧指令が大きい場合、スイッチングを行う 2 相は入力 3 相全てを用いて P W M 変調し、前記出力電圧レベルよりも前記出力電圧指令が小さい場合、スイッチングを行う 2 相の内一方の出力相は入力 3 相全てを用いて P W M 変調し、他方の出力相は前記入力基準電圧と入力中間電圧の 2 相のみを用いて P W M 変調することを特徴とするものである。

また請求項 3 記載の発明は、交流電源の各相と出力側の各々の相を自己消弧能力をもつ双方向スイッチで直接接続したマトリクスコンバータ主回路と、前記交流電源の入力電圧を検出する入力電圧検出器群と、前記双方向スイッチを駆動するためのゲートドライバと、P W M 演算部と転流演算部をもつコントローラとを備え、出力電圧指令に応じて可変周波数・可変電圧の交流を出力するマトリクスコンバータにおいて、前記 P W M 演算部は、出力相 1 相を入力 3 相のうち絶対値が最大になる相である入力基準電圧に導通状態で固定し、前記残り 2 出力相は前記入力基準電圧と前記入力中間電圧の 2 相のみを用いて P W M 変調することを特徴とするものである。

20

また請求項 4 記載の発明は、請求項 3 において前記 P W M 演算部は、出力電圧指令とあらかじめ設定した任意の出力電圧レベルとを比較し、前記出力電圧レベルよりも前記出力電圧指令が大きい場合、前記残り 2 出力相は入力 3 相全てを用いて P W M 変調し、前記出力電圧レベルよりも前記出力電圧指令が小さい場合、前記残り 2 出力相は前記入力基準電圧と前記入力中間電圧の 2 相のみを用いて P W M 変調することを特徴とするものである。

また請求項 5 記載の発明は、請求項 1 又は 3 において P W M の出力中間電圧は、入力中間電圧と入力最大電圧の比である電流分配率を強制的にある数値に固定することにより作成するものである。

30

また請求項 6 記載の発明は、請求項 3 において P W M の各出力電圧相は、入力最大電圧と入力中間電圧の間で振幅変調された三角波とを比較することにより作成するものである。

また請求項 7 記載の発明は、交流電源の各相と出力側の各々の相を自己消弧能力をもつ双方向スイッチで直接接続したマトリクスコンバータ主回路と、前記交流電源の入力電圧を検出する入力電圧検出器群と、前記双方向スイッチを駆動するためのゲートドライバと、P W M 演算部と転流演算部をもつコントローラとを備え、出力電圧指令に応じて可変周波数・可変電圧の交流を出力するマトリクスコンバータにおいて、出力電圧指令と、あらかじめ設定した出力電圧レベル 1 と前記出力電圧レベル 1 より小さい出力電圧レベル 2 とを比較し、出力電圧指令 > 出力電圧レベル 1 > 出力電圧レベル 2 となる場合は、スイッチングを行う 2 相は入力 3 相全てを用いて P W M 変調し、他の 1 相を入力 3 相のうち絶対値が最大になる相である入力基準電圧に導通状態で固定し、出力電圧レベル 1 > 出力電圧指令 > 出力電圧レベル 2 となる場合は、P W M 演算部は、出力相 1 相を前記入力基準電圧に導通状態で固定し、残り 2 出力相の内一方の出力相は入力 3 相全てを用いて P W M 変調し、他方の出力相は入力基準電圧と入力中間電圧の 2 相のみを用いて P W M 変調し、出力電圧レベル 1 > 出力電圧レベル 2 > 出力電圧指令となる場合は、前記残り 2 出力相は前記入力基準電圧と前記入力中間電圧の 2 相のみを用いて P W M 変調し、他の 1 相を前記入力基準電圧に導通状態で固定することを特徴とするものである。

40

50

モータ制御は周波数と電圧の比を一定とすることが基本となる。よって低い電圧を出力する際はモータの回転周波数も小さく、回転速度とトルク $T$ の積により求められるモータ出力電力 $P$  ( $P = T \cdot \omega$ ) も小さいものとなる。これにより、マトリクスコンバータの制御対象である入力電流も小さなものとなる。よって高速運転時と比較して入力電流制御の影響が小さい。この特徴を利用し、出力電圧指令に応じて出力電圧のPWMのパターンを変更し、電圧精度の改善を行い安定した電圧を出力できる方式を提供することが可能になる。

#### 【発明の効果】

##### 【0007】

本発明はマトリクスコンバータの2相変調制御方式適用時の電圧誤差を少なくする方式として、使用する入力電圧のレベルを出力電圧指令に応じて使い分ける方式を用いる。この方式を用いることにより、スイッチング損失が増加する3相変調方式を用いずに、特に低電圧出力時に電圧補正を行うことが可能になる。

##### 【図面の簡単な説明】

##### 【0008】

【図1】本発明を実施する際に必要となるマトリクスコンバータ回路の構成図

【図2】従来のスイッチング波形を示したパターン例1

【図3】本発明を実現するためのスイッチング波形を示したパターン例2

【図4】本発明を実現するためのスイッチング波形を示したパターン例3

【図5】本発明を実現するためのPWM演算フローチャート

【図6】本発明を実現するためのPWM演算フローチャート

【図7】本発明を実現するためのPWM演算フローチャート

##### 【符号の説明】

##### 【0009】

- 1 三相交流電源
- 2 入力フィルタ
- 3 マトリクスコンバータ主回路
- 4 入力電圧検出器群
- 5 負荷モータ
- 6 ゲートドライバ
- 7 コントローラ
  - 7 - 1 A/D変換器
  - 7 - 2 出力電圧演算部
    - 7 - 2 - 1 出力電圧飽和処理部
  - 7 - 3 入力電圧演算部
  - 7 - 4 PWM演算部
  - 7 - 5 転流演算部
- P1 入力中間電圧の符号切り替え点

##### 【発明を実施するための最良の形態】

##### 【0010】

以下、本発明の実施の形態について図を参照して説明する。

##### 【実施例1】

##### 【0011】

図1は本発明の構成図である。1は三相交流電源、2は入力フィルタ、3はマトリクスコンバータ主回路、4は入力電圧検出器群、5は駆動対象となる負荷モータ、6は双方向スイッチを駆動するためのゲートドライバ、7は制御演算を実施するコントローラである。マトリクスコンバータは三相交流電源1を双方向スイッチと呼ばれる高速半導体スイッチング素子により任意の電圧・電流を出力し、負荷モータ5を高効率・高精度に駆動する電力変換装置である。

10

20

30

40

50

このマトリクスコンバータを駆動するためのコントローラ7の内部構成としては、7-1は入力電圧検出器群4により検出された入力電圧をコントローラに取り込む際に使用するA/D変換器、7-2は負荷モータ5を駆動するための出力電圧演算部、7-3はA/D変換器7-1によりデジタル信号化された入力電圧を演算する入力電圧演算部、7-4は出力電圧演算部7-2と入力電圧演算部7-3より得られた演算結果より双方向スイッチの駆動タイミングを決定するPWM演算部、7-5は電流を連続して流し続けるための転流動作を実現する転流演算部である。この制御構成によりマトリクスコンバータを駆動のための演算処理を実施している。

#### 【0012】

図3は本発明を実現するためのスイッチング波形を示したPWMパターン2(第2モード)を示している。図より、最大出力電圧相(a)と最小出力電圧相(c)は従来のPWMパターン1(第1モード)と同じだが、出力中間電圧相(b)のみ1回のスイッチング周期の中で、基準 中間 基準のパターンのみを使用している。つまりこの場合は最小電圧電位を使用せずにPWM制御を行う。

(b)は具体的には、中間電圧と最大電圧の比である電流分配率を強制的にある数値に固定することにより作成することが可能となる。

このような方式を用いることにより、スイッチング回数が減り電圧出力精度が向上するというメリットと、1相のみ入力電流制御ができない、つまり入力電流制御精度の低下というデメリットが発生する。

#### 【0013】

図4は本発明を実現するためのスイッチング波形を示したPWMパターン3(第3モード)を示している。これはさらに(c)においても図3の出力中間電圧相(b)のように基準 中間 基準のパターンのみを使用している。

(a)~(c)は具体的には、最大電圧と中間電圧の間で振幅変調された三角波と比較しPWM信号を生成する方式と、PWMパターン2と同じように、電流分配率を強制的にある数値に固定することにより作成することが可能となる。

これにより図3のPWMパターン(第2モード)を使用したときと比較し、PWMパターン3(第3モード)は、PWMパターン2(第2モード)よりもさらなる電圧精度向上と、入力電流制御品位悪化という特性が得られる。

#### 【0014】

図5は本発明のPWM演算フローチャートを示している。

図5においてS2は条件「出力電圧指令(Vref)>第一出力電圧設定値(V1)」が成立するか否かを判断するステップである。この条件が成立する場合は、PWMパターン1を選択するステップ(S3)へ進む。S4はPWMパターン1によるPWM演算をするステップである。この条件が不成立の場合は、PWMパターン2を選択するステップ(S5)へ進む。S6はPWMパターン2によるPWM演算をするステップである。S7はPWMパターン選定処理を終了するステップである。

#### 【0015】

先に述べたように、PWMパターン2(第2モード)を使用すると、入力電流制御精度が低下するというデメリットが発生する。しかし本来電圧精度が問題となる低電圧出力時はモータの回転速度も低いいため、入力電流が少なくなるという傾向がある。よってあらかじめ出力電圧指令に閾値レベルを設け、このレベル以下の場合にのみPWMパターン2を使用するというフローを用いる。これにより、低電圧出力時はPWMパターン2(第2モード)、それ以上の電圧出力時は通常のPWMパターン1(第1モード)を用いることが可能となり、通過領域等で入力電流高調波の影響が少ない過渡的な動作時に電圧精度向上を可能とする。

#### 【0016】

図6は本発明のPWM演算フローチャートを示している。

図6においてS22は条件「出力電圧指令(Vref)>第一出力電圧設定値(V1)」

10

20

30

40

50

が成立するか否かを判断するステップである。この条件が成立する場合は、PWMパターン1を選択するステップ(S23)へ進む。S24はPWMパターン1によるPWM演算をするステップである。この条件が不成立の場合は、PWMパターン3を選択するステップ(S25)へ進む。S26はPWMパターン3によるPWM演算をするステップである。S27はPWMパターン選定処理を終了するステップである。

これも図5と同じく、さらに影響の大きいPWMパターン3(第2モード)を用い、電圧指令に応じてパターンを変化させるものである。

#### 【0017】

図7は本発明を実現するためのPWM演算フローチャートを示している。

図7においてS42は条件1「出力電圧指令( $V_{ref}$ ) > 第一出力電圧設定値( $V_1$ )」が成立するか否かを判断するステップである。この条件1が成立する場合は、PWMパターン1を選択するステップ(S43)へ進む。S44はPWMパターン1によるPWM演算をするステップである。この条件1が不成立の場合は、条件2「出力電圧指令( $V_{ref}$ ) > 第二出力電圧設定値( $V_2$ )」が成立するか否かを判断するステップ(S45)へ進む(ただし、第二出力電圧設定値( $V_2$ ) < 第一出力電圧設定値( $V_1$ )とする)。この条件2が成立する場合は、PWMパターン2を選択するステップ(S46)へ進む。S47はPWMパターン2によるPWM演算をするステップである。この条件2が不成立の場合は、PWMパターン3を選択するステップ(S48)へ進む。S49はPWMパターン3によるPWM演算をするステップである。S50はPWMパターン選定処理を終了するステップである。

#### 【0018】

これは図5と6の組み合わせで、レベルを2段階設けることにより、さらに安定的な過渡領域での負荷駆動を実現できる。

さらに応用として、電圧精度を要するモータのチューニング時にのみ第2モードまたは第3モードを用いて精度良くチューニングを実現する方法や、瞬時停電等により一旦負荷オープンとしたあとに負荷速度をサーチする場合にのみ使用する等の使用方法においても有効である。

#### 【産業上の利用可能性】

#### 【0019】

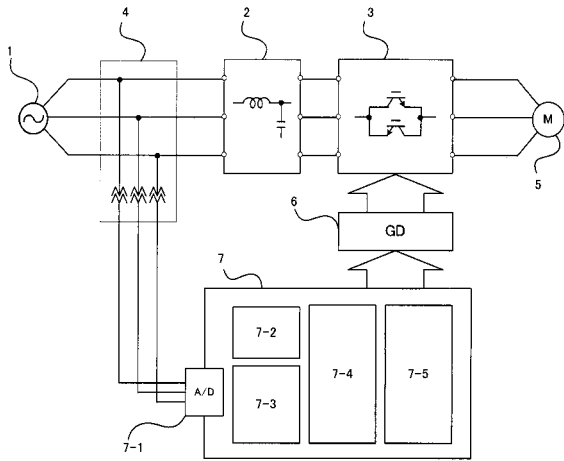
低い電圧を出力する際に発生する誤差を抑制し安定した電圧を出力できるため、電動機の可変速制御装置に広く適用できる。特に電動機の省エネドライブができるため、昇降機、電気自動車、工作機械、風力発電などの用途に利用できる。

10

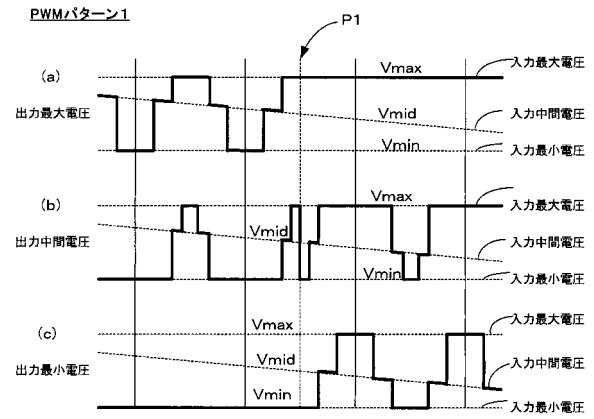
20

30

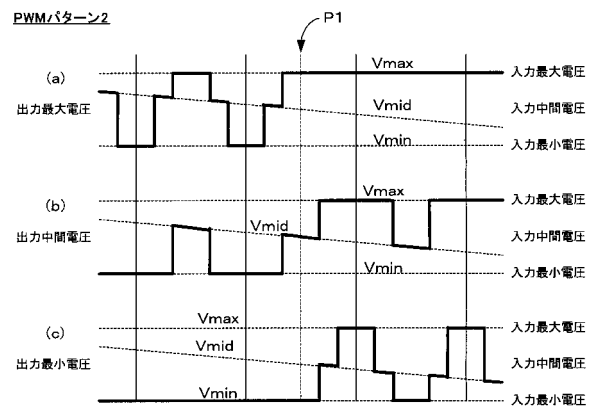
【図1】



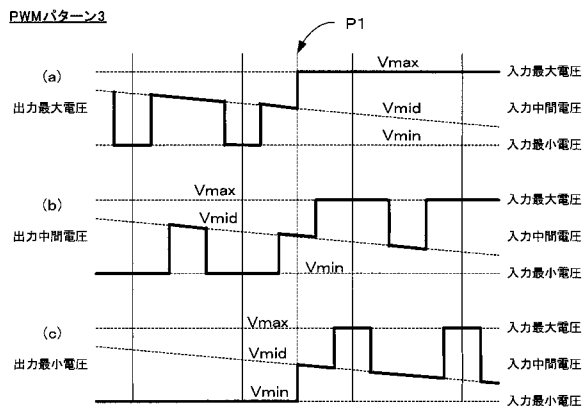
【図2】



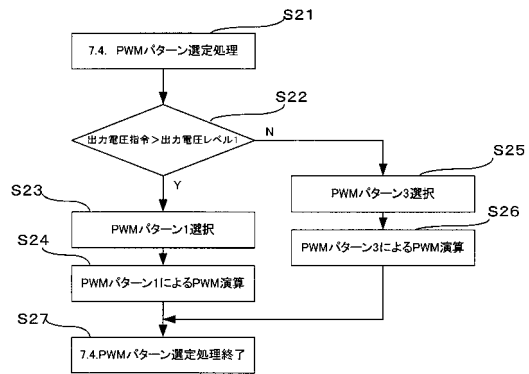
【図3】



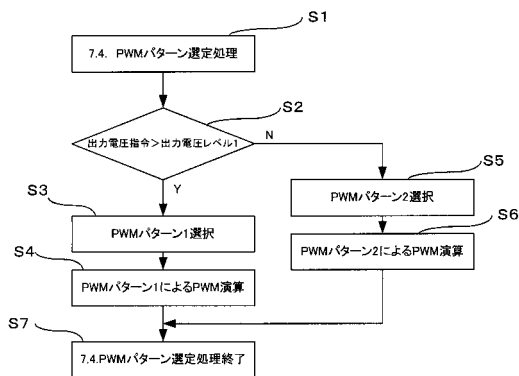
【図4】



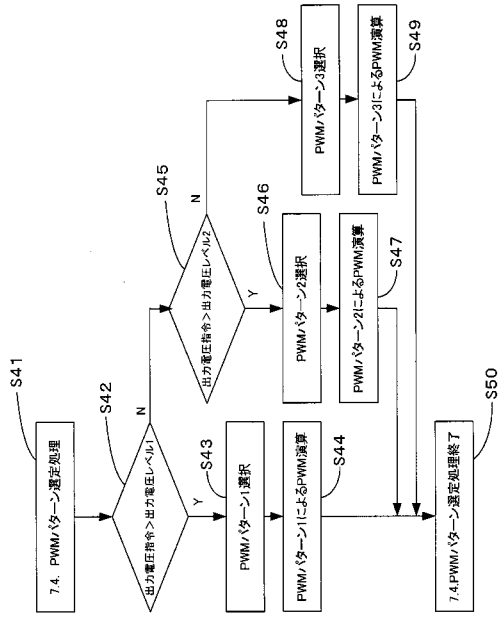
【図6】



【図5】



【 図 7 】



---

フロントページの続き

審査官 櫻田 正紀

(56)参考文献 特開2005-295640(JP,A)  
国際公開第2006/118026(WO,A1)  
特開2007-116856(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02M 5/297