

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2019-201493

(P2019-201493A)

(43) 公開日 令和1年11月21日(2019.11.21)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
<b>HO2M 7/483 (2007.01)</b>	HO2M 7/483	5H770
<b>HO2M 7/48 (2007.01)</b>	HO2M 7/48	E

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2018-95009 (P2018-95009)  
 (22) 出願日 平成30年5月17日 (2018.5.17)

(71) 出願人 000006105  
 株式会社明電舎  
 東京都品川区大崎2丁目1番1号  
 (74) 代理人 100086232  
 弁理士 小林 博通  
 (74) 代理人 100092613  
 弁理士 富岡 潔  
 (74) 代理人 100104938  
 弁理士 鶴澤 英久  
 (74) 代理人 100210240  
 弁理士 太田 友幸  
 (72) 発明者 小堀 賢司  
 東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会社明電舎内

最終頁に続く

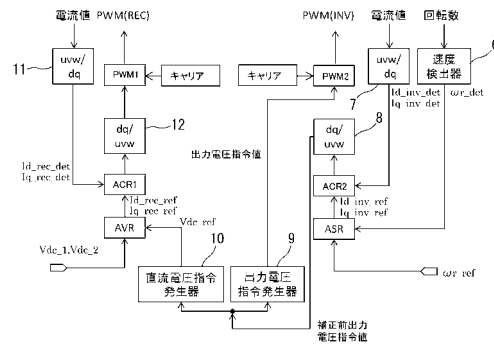
(54) 【発明の名称】 マルチレベル電力変換装置およびその制御方法

(57) 【要約】

【課題】 マルチレベル電力変換装置において、出力電流の高調波による制御の不安定性を低減させる。

【解決手段】 出力電圧指令発生器 9 は、補正前出力電圧指令値が、逆変換器相モジュール 2 の出力電圧が変化する閾値以下の場合、出力電圧指令値を補正前出力電圧指令値の 2 倍の値として算出する。直流電圧指令発生器 10 は、補正前出力電圧指令値が、閾値以下の場合、直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  を通常の直流電圧指令値の  $1/2$  の値として算出する。

【選択図】 図 1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

各相共通の直流モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の順変換器相モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の逆変換器相モジュールと、を備え、前記順変換器相モジュールと前記逆変換器相モジュールにおいて P W M 制御を行うマルチレベル電力変換装置であって、

補正前出力電圧指令値が、前記逆変換器相モジュールの出力電圧が変化する閾値以下の場合、出力電圧指令値を前記補正前出力電圧指令値の 2 倍の値として算出し、前記補正前出力電圧指令値が、前記逆変換器相モジュールの出力電圧が変化する閾値より大きい場合、前記補正前出力電圧指令値を出力電圧指令値とする出力電圧指令発生器と、

前記出力電圧指令値とキャリア信号との比較により P W M 制御を行う逆変換器 P W M 制御部と、

前記補正前出力電圧指令値が前記閾値以下の場合、直流電圧指令値を通常の直流電圧指令値の 1 / 2 の値として算出し、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値より大きい場合、直流電圧指令値を通常の値として算出する直流電圧指令発生器と、

前記直流電圧指令発生器が算出する前記直流電圧指令値に基づいて P W M 制御を行う順変換器 P W M 制御部と、

を備えたことを特徴とするマルチレベル電力変換装置。

## 【請求項 2】

前記直流電圧指令発生器は、

前記補正前出力電圧指令値が前記閾値よりも大きく所定値以下の場合、直流電圧指令値を通常の値として算出する代わりに前記補正前出力電圧指令値の増加に応じて前記直流電圧指令値を徐々に増加させ、前記所定値で通常の直流電圧指令値とし、

前記出力電圧指令発生器は、

前記補正前出力電圧指令値が前記閾値よりも大きく前記所定値以下の場合、前記補正前出力電圧指令値を出力電圧指令値とする代わりに、前記逆変換器相モジュールの出力電圧が前記補正前出力電圧指令値と同じ値となるように、前記直流電圧指令値の値に応じて前記出力電圧指令値を補正することを特徴とする請求項 1 記載のマルチレベル電力変換装置。

## 【請求項 3】

各相共通の直流モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の順変換器相モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の逆変換器相モジュールと、を備え、前記順変換器相モジュールと前記逆変換器相モジュールにおいて P W M 制御を行うマルチレベル電力変換装置であって、

補正前出力電圧指令値が、前記逆変換器相モジュールの出力電圧のレベル数が変化する閾値以下の場合には通常のキャリア信号の半分の振幅である第 1 キャリア信号と前記補正前出力電圧指令値との比較により P W M 制御を行い、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値よりも大きい場合には通常のキャリア信号の振幅である第 2 キャリア信号と前記補正前出力電圧指令値との比較により P W M 制御を行う逆変換器 P W M 制御部と、

前記補正前出力電圧指令値が前記閾値以下の場合、前記直流電圧指令値を通常の 1 / 2 の値とし、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値よりも大きい場合、直流電圧指令値を通常の値として算出する直流電圧指令発生器と、

前記直流電圧指令発生器が算出する前記直流電圧指令値に基づいて P W M 制御を行う順変換器 P W M 制御部と、

を備えたことを特徴とするマルチレベル電力変換装置。

## 【請求項 4】

各相共通の直流モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の順変換器相モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の逆変換器相モジュールと、を備えたマルチレベル電力変換装置の制御方法であって、

出力電圧指令発生器が、補正前出力電圧指令値が前記逆変換器相モジュールの出力電圧が変化する閾値以下の場合、出力電圧指令値を前記補正前出力電圧指令値の 2 倍の値とし

10

20

30

40

50

て算出し、前記補正前出力電圧指令値が、前記逆変換器相モジュールの出力電圧が変化する閾値より大きい場合、前記補正前出力電圧指令値を出力電圧指令値とし、

逆変換器 P W M 制御部が、前記出力電圧指令値とキャリア信号との比較により P W M 制御を行い、

直流電圧指令発生器が、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値以下の場合、直流電圧指令値を通常の直流電圧指令値の  $1/2$  の値として算出し、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値よりも大きい場合、直流電圧指令値を通常の値として算出し、

順変換器 P W M 制御部が、前記直流電圧指令発生器が算出する前記直流電圧指令値に基づいて P W M 制御を行うことを特徴とするマルチレベル電力変換装置の制御方法。

【請求項 5】

各相共通の直流モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の順変換器相モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の逆変換器相モジュールと、を備えたマルチレベル電力変換装置の制御方法であって、

逆変換器 P W M 制御部が、補正前出力電圧指令値が前記逆変換器相モジュールの出力電圧のレベル数が変化する閾値以下の場合には通常のキャリア信号の半分の振幅である第 1 キャリア信号と前記補正前出力電圧指令値との比較により P W M 制御を行い、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値よりも大きい場合は通常のキャリア信号の振幅である第 2 キャリア信号と前記補正前出力電圧指令値との比較により P W M 制御を行い、

直流電圧指令発生器が、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値以下の場合、前記直流電圧指令値を通常の  $1/2$  の値とし、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値よりも大きい場合、直流電圧指令値を通常の値として算出し、

順変換器 P W M 制御部が、前記直流電圧指令発生器が算出する前記直流電圧指令値に基づいて P W M 制御を行うことを特徴とするマルチレベル電力変換装置の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、マルチレベル電力変換装置の制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

図 8 に、従来マルチレベル電力変換装置とその制御構成を示す。図 8 に示すようにマルチレベル電力変換装置は、三相の順変換器相モジュール 1 と三相の逆変換器相モジュール 2 と各相共通の直流モジュール 3 と、を備える。順変換器相モジュール 1 と逆変換器相モジュール 2 は直流モジュール 3 を介して接続する B T B ( B a c k t o B a c k ) 構成としている。順変換器相モジュール 1 は系統 4 に接続され、逆変換器相モジュール 2 はモータなどの誘導性負荷 5 に接続される。

【0003】

この回路は第 1 , 第 2 直流リンクキャパシタ C d c 1 , C d c 2 をそれぞれ  $2E$  の電圧、第 1 , 第 2 フライングキャパシタ F C 1 , F C 2 をそれぞれ  $E$  の電圧に制御することで、5 つの電位 ( $2E$ 、 $E$ 、 $0$ 、 $-E$ 、 $-2E$ ) を生成する。

【0004】

次に、その電位を逆変換器相モジュール 2 が選択して 5 レベルを出力する。変調方式はキャリア比較方式の P W M ( P u l s e W i d t h M o d u l a t i o n ) を用い、5 レベル電力変換装置の場合、図 9 に示すように 4 つのキャリア信号を用いている。

【0005】

図 8 の順変換器 P W M 制御部 P W M 1 , 逆変換器 P W M 制御部 P W M 2 では、各キャリア信号と正弦波状の電圧指令との比較を行い、順変換器相モジュール 1 , 逆変換器相モジュール 2 内のスイッチング素子をオンオフさせる信号を生成する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

10

20

30

40

50

【特許文献1】特開2017-208942号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

図9に出力電圧指令値0.5、出力電圧指令値1.0の時の逆変換器相モジュール2の出力電圧指令値(正弦波)とキャリア信号(三角波)、出力電圧(パルス波形)、出力電流のシミュレーション波形を示す。可変速運転時に、出力されるレベル数は、出力電圧指令値に応じて変化し、出力電圧指令値0.5以下の場合には3レベルの電圧が出力され、出力電圧指令値1.0の場合には5レベルの電圧が出力される。

【0008】

このとき、図9(c)に示すように、出力電圧指令値0.5の場合には、出力電流に高調波成分が含まれていることがわかる。この高調波成分は電流制御部ACRの不安定性を引き起こす。

【0009】

一方、図9(f)に示すように、出力電圧指令値1.0の場合には、出力電流が正弦波に近い波形となり、高調波成分は軽減され、電流制御部ACRの不安定性は軽減する。

【0010】

以上示したようなことから、マルチレベル電力変換装置において、出力電流の高調波による制御の不安定性を低減させることが課題となる。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明は、前記従来の問題に鑑み、案出されたもので、その一態様は、各相共通の直流モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の順変換器相モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の逆変換器相モジュールと、を備え、前記順変換器相モジュールと前記逆変換器相モジュールにおいてPWM制御を行うマルチレベル電力変換装置であって、補正前出力電圧指令値が、前記逆変換器相モジュールの出力電圧が変化する閾値以下の場合、出力電圧指令値を前記補正前出力電圧指令値の2倍の値として算出し、前記補正前出力電圧指令値が、前記逆変換器相モジュールの出力電圧が変化する閾値より大きい場合、前記補正前出力電圧指令値を出力電圧指令値とする出力電圧指令発生器と、前記出力電圧指令値とキャリア信号との比較によりPWM制御を行う逆変換器PWM制御部と、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値以下の場合、直流電圧指令値を通常の直流電圧指令値の1/2の値として算出し、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値より大きい場合、直流電圧指令値を通常の値として算出する直流電圧指令発生器と、前記直流電圧指令発生器が算出する前記直流電圧指令値に基づいてPWM制御を行う順変換器PWM制御部と、を備えたことを特徴とする。

【0012】

また、その一態様として、前記直流電圧指令発生器は、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値よりも大きく所定値以下の場合、直流電圧指令値を通常の値として算出する代わりに前記補正前出力電圧指令値の増加に応じて前記直流電圧指令値を徐々に増加させ、前記所定値で通常の直流電圧指令値とし、前記出力電圧指令発生器は、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値より大きく前記所定値以下の場合、前記補正前出力電圧指令値を出力電圧指令値とする代わりに、前記逆変換器相モジュールの出力電圧が前記補正前出力電圧指令値と同じ値となるように、前記直流電圧指令値の値に応じて前記出力電圧指令値を補正することを特徴とする。

【0013】

また、他の態様として、各相共通の直流モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の順変換器相モジュールと、前記直流モジュールに接続された三相の逆変換器相モジュールと、を備え、前記順変換器相モジュールと前記逆変換器相モジュールにおいてPWM制御を行うマルチレベル電力変換装置であって、補正前出力電圧指令値が、前記逆変換器相モジュールの出力電圧のレベル数が変化する閾値以下の場合には通常のキャリア信号

10

20

30

40

50

の半分の振幅である第1キャリア信号と前記補正前出力電圧指令値との比較によりPWM制御を行い、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値よりも大きい場合は通常のキャリア信号の振幅である第2キャリア信号と前記補正前出力電圧指令値との比較によりPWM制御を行う逆変換器PWM制御部と、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値以下の場合、前記直流電圧指令値を通常の1/2の値とし、前記補正前出力電圧指令値が前記閾値よりも大きい場合、直流電圧指令値を通常の値として算出する直流電圧指令発生器と、前記直流電圧指令発生器が算出する前記直流電圧指令値に基づいてPWM制御を行う順変換器PWM制御部と、を備えたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、マルチレベル電力変換装置において、出力電流の高調波による制御の不安定性を低減させることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】実施形態1におけるマルチレベル電力変換装置の制御ブロック図。

【図2】実施形態1における補正前出力電圧指令値と直流電圧指令値、出力電圧指令値の関係を示す図。

【図3】実施形態1における出力電圧指令値0.5の時の出力電圧と出力電流を示す図。

【図4】実施形態2における補正前出力電圧指令値と直流電圧指令値、出力電圧指令値の関係を示す図。

【図5】実施形態2におけるマルチレベル電力変換装置の制御ブロック図。

【図6】実施形態3におけるキャリア信号を示す図。

【図7】実施形態3におけるマルチレベル電力変換装置の制御ブロック図。

【図8】従来のマルチレベル電力変換装置とその制御構成を示す図。

【図9】従来のマルチレベル電力変換装置の各波形を示す図。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下、本願発明におけるマルチレベル電力変換装置の実施形態1～3を図1～図7に基づいて詳述する。

【0017】

[実施形態1]

図1に本実施形態1におけるマルチレベル電力変換装置の制御ブロック構成を示す。主回路構成は図8と同様のものを想定しているが、図8以外の主回路構成の電力変換装置にも本実施形態1は適用可能である。

【0018】

速度検出器6は、誘導性負荷(モータ)5の速度検出値  $r\_det$  を検出する。速度制御部ASR(Automatic Speed Regulator)は速度指令値  $r\_ref$  と速度検出値  $r\_det$  が一致するようにモータの回転速度を制御するものである。この出力結果をq軸インバータ電流指令値  $Iq\_inv\_ref$  とし、d軸インバータ電流指令値  $Id\_inv\_ref$  とともに逆変換器電流制御部ACR2(Automatic Current Regulator)の目標値とする。

【0019】

逆変換器相モジュール2の三相の出力電流検出値は、第1三相二相変換部7において、d軸インバータ電流検出値  $Id\_inv\_det$  , q軸インバータ電流検出値  $Iq\_inv\_det$  に変換される。

【0020】

逆変換器電流制御部ACR2は、d軸インバータ電流指令値  $Id\_inv\_ref$  , q軸インバータ電流指令値  $Iq\_inv\_ref$  と、d軸インバータ電流検出値  $Id\_inv\_det$  , q軸インバータ電流検出値  $Iq\_inv\_det$  の偏差に基づいて、d軸出力電圧指令値, q軸出力電圧指令値を算出する。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 2 1 】

第 1 二相三相変換部 8 は、d 軸出力電圧指令値，q 軸出力電圧指令値を三相の補正前出力電圧指令値に変換する。出力電圧指令発生器 9 は、補正前出力電圧指令値に基づいて出力電圧指令値を算出する。直流電圧指令発生器 10 は補正前出力電圧指令値に基づいて直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  を算出する。出力電圧指令発生器 9、直流電圧指令発生器 10 の処理については後述する。

## 【 0 0 2 2 】

逆変換器 PWM 制御部 PWM 2 は、出力電圧指令値と 4 つのキャリア信号との比較を行い、逆変換器相モジュール 2 のスイッチング素子をオンオフさせる信号を生成する。

## 【 0 0 2 3 】

直流電圧制御部 AVR ( Automatic Voltage Regulator ) は、直流電圧検出値  $V_{dc\_1}$  ( 第 1 直流リンクキャパシタ  $C_{dc1}$  の印加電圧 )、 $V_{dc\_2}$  ( 第 2 直流リンクキャパシタ  $C_{dc2}$  の印加電圧 ) と目標とする直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  の差分から第 1，第 2 直流リンクキャパシタ  $C_{dc1}$ ， $C_{dc2}$  に注入すべき d 軸整流器電流指令値  $I_{d\_rec\_ref}$  を算出する。

10

## 【 0 0 2 4 】

この d 軸整流器電流指令値  $I_{d\_rec\_ref}$  は、q 軸整流器電流指令値  $I_{q\_rec\_ref}$  とともに順変換器電流制御部 ACR 1 ( Automatic Current Regulator ) の目標値とする。なお、q 軸整流器電流指令値  $I_{q\_rec\_ref}$  は、順変換器相モジュール 1 の入力力率指令に従って設定する ( 入力力率指令 = 1 の場合は、 $I_{q\_rec\_ref} = 0$  とする )。

20

## 【 0 0 2 5 】

順変換器相モジュール 1 の三相の電流検出値は、第 2 三相二相変換部 11 において、d 軸整流器電流検出値  $I_{d\_rec\_det}$ ，q 軸整流器電流検出値  $I_{q\_rec\_det}$  に変換される。

## 【 0 0 2 6 】

順変換器電流制御部 ACR 1 は、d 軸整流器電流指令値  $I_{d\_rec\_ref}$ ，q 軸整流器電流指令値  $I_{q\_rec\_ref}$  と、d 軸整流器電流検出値  $I_{d\_rec\_det}$ ，q 軸整流器電流検出値  $I_{q\_rec\_det}$  の偏差に基づいて、d 軸整流器電圧指令値，q 軸整流器電圧指令値を算出する。

30

## 【 0 0 2 7 】

第 2 二相三相変換部 12 は、d 軸整流器電圧指令値，q 軸整流器電圧指令値を三相の整流器電圧指令値に変換する。順変換器 PWM 制御部 PWM 1 は、三相の整流器電圧指令値と 4 つのキャリア信号との比較を行い、順変換器相モジュール 1 のスイッチング素子をオンオフさせる信号を生成する。

## 【 0 0 2 8 】

次に、直流電圧指令発生器 10、出力電圧指令発生器 9 について説明する。\_\_逆変換器相モジュール 2 の出力電圧のレベル数が変化する補正前出力電圧指令値 0.5 を閾値として直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  と出力電圧指令値を変更し、1 レベルの電位を変える。これにより、5 レベル領域を 0.25 補正前出力電圧指令の範囲に広げる。

40

## 【 0 0 2 9 】

直流電圧指令発生器 10 は、図 2 ( a ) に示すように、補正前出力電圧指令値が閾値 0.5 以下の領域では、直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  を E とする。これにより、補正前出力電圧指令値が 0.5 以下の領域の直流リンク電圧 ( 図 8 の  $C_{dc1}$ 、 $C_{dc2}$  の印加電圧 ) は、補正前出力電圧指令値が閾値 0.5 よりも大きい領域の直流リンク電圧 ( 通常の直流電圧指令値 ) の 1 / 2 になる。

## 【 0 0 3 0 】

補正前出力電圧指令値が 0.5 を超えた領域においては、図 8 に示す従来技術と同様に直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  を通常の値である 2 E とする。

## 【 0 0 3 1 】

50

出力電圧指令発生器 9 は、図 2 ( b ) に示すように、補正前出力電圧指令値が閾値 0 . 5 以下の領域は、出力電圧指令値を補正前出力電圧指令値の 2 倍とする。また、補正前出力電圧指令値が閾値 0 . 5 よりも大きい領域では、出力電圧指令値 = 補正前出力電圧指令値とする。

【 0 0 3 2 】

この直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  と出力電圧指令値の補正によって、補正前出力電圧指令値が 0 . 2 5 ~ 0 . 5 の領域での出力電圧指令値は 0 . 5 ~ 1 . 0 となる。よって、図 9 からわかるように、出力電圧指令値は 4 つのキャリア信号すべてと交差するようになる。

【 0 0 3 3 】

図 3 ( a ) , ( b ) に実施形態 1 における出力電圧指令値 0 . 5 の場合の出力電圧 , 出力電流を示す。本実施形態 1 では、補正前出力電圧指令値が 0 . 2 5 ~ 0 . 5 ( 出力電圧指令値 0 . 5 ~ 1 . 0 ) の領域において、出力電圧指令値が 4 つのキャリア信号全てと交差するため、図 3 ( a ) に示すような 5 レベルの電圧を出力できるようになる。

【 0 0 3 4 】

よって、図 3 ( b ) に示すように、0 . 2 5 補正前出力電圧指令値 0 . 5 における出力電流の高調波成分の低減が可能となる。

【 0 0 3 5 】

また、補正前出力電圧指令値が閾値 0 . 5 以下の領域では、直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  を 1 / 2 とし、出力電圧指令値を 2 倍としているため、逆変換器相モジュール 2 の出力電圧 ( 図 8 の誘導性負荷 5 への印加電圧 ) の値は、補正前出力電圧指令値と同じ電圧となる。

【 0 0 3 6 】

すなわち、5 レベルの領域を増加させるため、出力電圧指令値を大きくしているが、逆変換器相モジュール 2 の出力電圧が補正前出力電圧指令値と同じ値となるように、直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  を小さくしている。

【 0 0 3 7 】

以上示したようなことから、本実施形態 1 によれば、マルチレベル電力変換装置において、補正前出力電圧指令値が閾値 0 . 5 以下の場合、直流電圧指令値および出力電圧指令値を補正することにより、5 レベル領域を広げることが可能となる。よって、出力電圧指令値が 0 . 2 5 ~ 0 . 5 以下の場合、出力電圧波形指令値が正弦波に近づくため、出力電流の高調波が軽減され、制御の不安定性も低減される。

【 0 0 3 8 】

[ 実施形態 2 ]

図 4 に本実施形態 2 における直流電圧指令値および出力電圧指令値を示し、図 5 に本実施形態 2 におけるマルチレベル電力変換装置の制御ブロック図を示す。図 1 と同様の箇所については同じ符号を付して、その説明を省略する。

【 0 0 3 9 】

実際には第 1 , 第 2 直流リンクキャパシタ  $C_{dc1}$  ,  $C_{dc2}$  の充電時間や直流電圧制御部 AVR の応答時間によっても直流電圧が目標値に達するまでに時間を要する。このことを考慮すると、図 2 ( a ) のような直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  の急峻な変化は制御の安定上、好ましくない。

【 0 0 4 0 】

よって、直流電圧指令発生器 10 は、図 4 ( a ) に示すように、補正前出力電圧指令値が閾値 0 . 5 より大きい領域において、直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  を補正前出力電圧指令値の変化に応じて徐々に増加させる。さらに、出力電圧指令発生器 9 は、この直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  に基づき、出力電圧指令値を生成する。

【 0 0 4 1 】

図 4 ( b ) に示す補正前出力電圧指令値  $x$  = 閾値 0 . 5 ~ 所定値  $a$  における出力電圧指令値  $y$  は、以下の ( 1 ) 式となる。なお、所定値  $a$  は、直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  が

10

20

30

40

50

2 E に到達するときの補正前出力電圧指令値である。

【 0 0 4 2 】

【 数 1 】

$$y = 2x / (x / (a - 0.5) + 1 - 1/2(a - 0.5)) \quad \dots \quad (1)$$

【 0 0 4 3 】

10

( 1 ) 式について説明する。図 4 ( a ) に示す補正前出力電圧指令値  $x =$  閾値  $0.5 \sim$  所定値  $a$  の期間の直流電圧指令値  $V_{dc\_ref} = z$  は、以下の ( 2 ) 式となる。

【 0 0 4 4 】

【 数 2 】

$$z = E / (a - 0.5) \times x + E - E/2(a - 0.5) \quad \dots \quad (2)$$

20

【 0 0 4 5 】

本実施形態 2 における逆変換器相モジュール 2 の出力電圧の値を、従来方式の場合と同値にするためには、以下の ( 3 ) 式が成立しなければならない。すなわち、逆変換器相モジュール 2 の出力電圧が補正前出力電圧指令値と同じ値となるように、直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  の値に応じて出力電圧指令値を調整している。

【 0 0 4 6 】

【 数 3 】

$$y_z = 2Ex \quad \dots \quad (3)$$

30

【 0 0 4 7 】

( 2 ) 式と ( 3 ) 式より、( 1 ) 式が導きだされる。以上示したように、本実施形態 2 によれば実施形態 1 と同様の作用効果を奏する。また、直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  の  $V_{dc\_ref}$  急峻な変化を抑制し、制御を安定させることが可能となる。

【 0 0 4 8 】

なお、本実施形態 2 では、補正前出力電圧指令値  $x =$  閾値  $0.5 \sim$  所定値  $a$  の期間の直流電圧指令値  $V_{dc\_ref} = z$  が ( 2 ) 式に示すような一次関数となっている例である。これを二次以上の関数や階段状のステップ入力等に置き換えても、本実施形態 2 と同様の効果が得られる。

40

【 0 0 4 9 】

[ 実施形態 3 ]

図 6 に、本実施形態 3 における逆変換器相モジュール 2 のキャリア信号を示す。図 6 に示すように、本実施形態 3 では、補正前出力電圧指令値に応じて逆変換器相モジュール 2 のキャリア振幅を変更している。図 6 ( b ) に示すキャリア信号 B は従来技術や実施形態 1, 2 のキャリア信号と同じ振幅である。図 6 ( a ) に示すキャリア信号 A はキャリア信号 B の半分の振幅となる。なお、順変換器相モジュール 1 のキャリア信号の振幅の変更は行わない。

50

## 【 0 0 5 0 】

図 7 に本実施形態 3 における制御ブロック図を示す。図 1 と同様の箇所については、同じ符号を付してその説明を省略する。上述した実施形態 1, 2 では出力電圧指令値を変更することで、5 レベル電圧を出力する領域を広げていたが、本実施形態 3 では、図 6 に示すように 4 つのキャリア信号の振幅を出力電圧指令値 (= 補正前出力電圧指令値) に応じて変更する。

## 【 0 0 5 1 】

図 7 に示すように、スイッチ 1 3 により、補正前出力電圧指令値 0.5 ではキャリア信号 A を選択し、補正前出力電圧指令値 > 0.5 ではキャリア信号 B を選択する。直流電圧指令値  $V_{dc\_ref}$  は、実施形態 1 と同様、図 2 (a) に従う。他の動作は、図 1 と同じである。

10

## 【 0 0 5 2 】

本実施形態 3 によれば、補正前出力電圧指令値が 0.25 ~ 0.5 の領域において出力電圧指令値 (= 補正前出力電圧指令値) とキャリア信号 A の 4 つの全てのキャリア信号とが交差するようになるため、5 レベル電圧を出力できる。

## 【 0 0 5 3 】

さらに、補正前出力電圧指令値 0.5 の領域では、直流リンク電圧を 1/2 になるように制御し、4 つのキャリア信号の振幅を 1/2 にしているため、逆変換器相モジュール 2 の出力電圧 (図 8 の誘導性負荷 5 への印加電圧) の値は、補正前出力電圧指令値と同じ電圧となる。

20

## 【 0 0 5 4 】

よって、本実施形態 3 では、実施形態 1 と同様の効果を得ることができる。

## 【 0 0 5 5 】

以上、本発明において、記載された具体例に対してのみ詳細に説明したが、本発明の技術思想の範囲で多彩な変形および修正が可能であることは、当業者にとって明白なことであり、このような変形および修正が特許請求の範囲に属することは当然のことである。

## 【 0 0 5 6 】

例えば、実施形態 1 ~ 3 では、図 8 の主回路構成の 5 レベル電力変換装置を例として説明したが、図 8 以外の主回路構成の変換器にも本発明は適用可能である。また、例として、5 レベル電力変換装置を記載しているが、5 レベルよりも多いマルチレベル電力変換装置にも適用可能である。例えば 9 レベル電力変換装置では、図 6 や図 9 に示すキャリア信号を 8 つに増やすことで、本発明を適用できる。

30

## 【 0 0 5 7 】

また、図 1、5、7、8 では速度制御部 ASR がある構成を説明しているが、速度制御部 ASR がない構成でも本発明は適用できる。さらに、第 1 三相二相変換器 7、第 1 二相三相変換器 8、第 2 三相二相変換器 11、第 2 二相三相変換器 12 を備えない (つまり d 軸 q 軸電流への変換を行わない) 構成においても、本発明は適用できる。

## 【 符号の説明 】

## 【 0 0 5 8 】

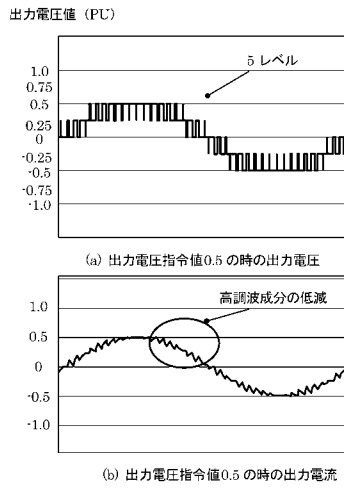
- 1 ... 順変換器相モジュール
- 2 ... 逆変換器相モジュール
- 3 ... 直流モジュール
- 4 ... 系統
- 5 ... 誘導性負荷
- 6 ... 速度検出器
- 7 ... 第 1 三相二相変換器
- 8 ... 第 1 二相三相変換器
- 9 ... 出力電圧指令発生器
- 10 ... 直流電圧指令発生器
- 11 ... 第 2 三相二相変換器

40

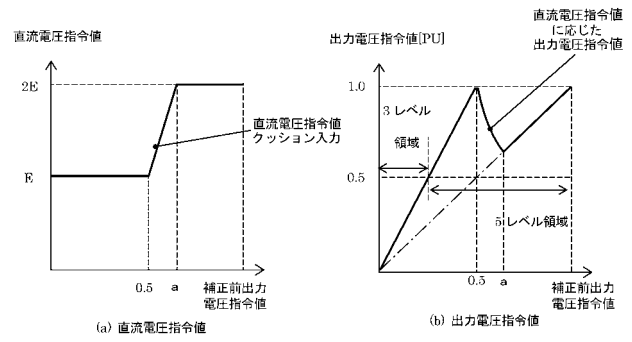
50



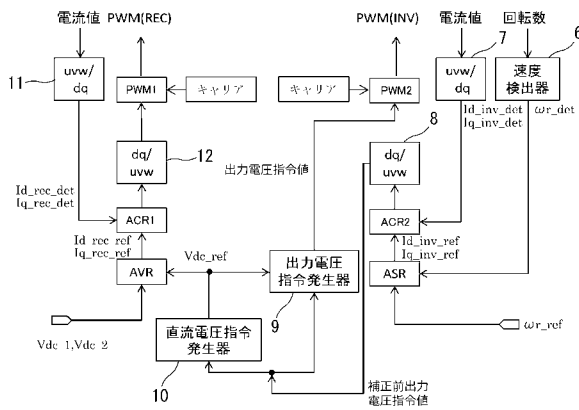
【 図 3 】



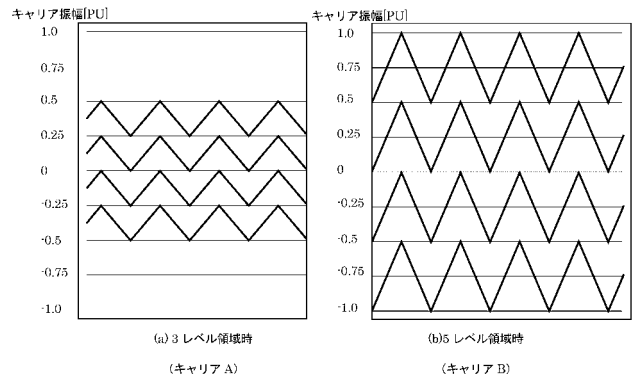
【 図 4 】



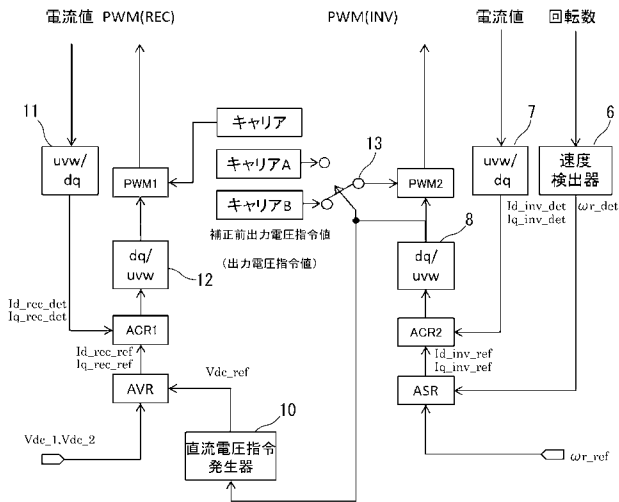
【 図 5 】



【 図 6 】



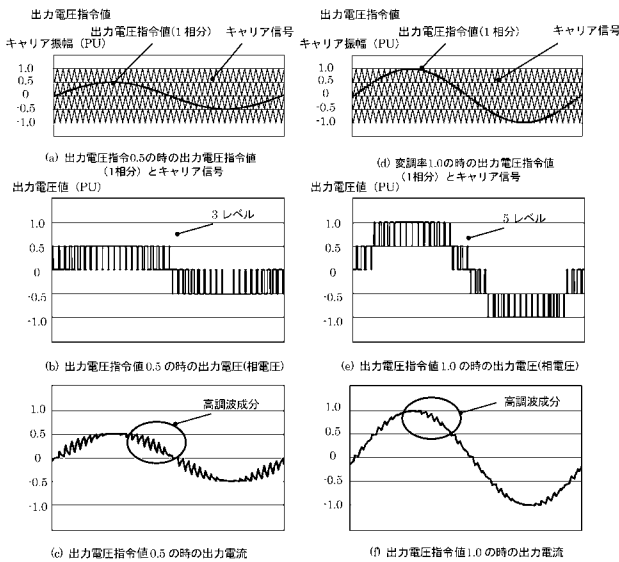
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



---

フロントページの続き

(72)発明者 濱田 鎮教

東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会社明電舎内

(72)発明者 光田 純

東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会社明電舎内

Fターム(参考) 5H770 AA05 BA01 BA12 DA03 DA36 DA37 DA41 EA01 EA02 HA02Z  
HA07Z JA18W