

(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2005-333737

(P2005-333737A)

(43) 公開日 平成17年12月2日(2005.12.2)

(51) Int. Cl.⁷

H02M 7/48

F I

H02M 7/48

M

テーマコード(参考)

5H007

H02M 7/48

E

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号

特願2004-150199 (P2004-150199)

(22) 出願日

平成16年5月20日(2004.5.20)

(71) 出願人

591083244

富士電機システムズ株式会社

東京都千代田区三番町6番地17

(74) 代理人

100091281

弁理士 森田 雄一

(72) 発明者

松本 康

神奈川県横須賀市長坂二丁目2番1号 富

士電機アドバンステクノロジー株式会社 内

(72) 発明者

小林 宣之

神奈川県横須賀市長坂二丁目2番1号 富

士電機アドバンステクノロジー株式会社 内

最終頁に続く

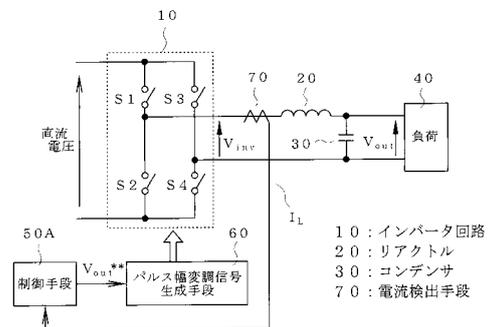
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】リアクトルによる電圧降下を補償して出力電圧の歪みを低減する。

【解決手段】インバータ回路10と、その交流出力端子間に接続されたリアクトル20及びコンデンサ30の直列回路と、インバータ回路10の出力電圧指令を生成する制御手段50Aと、出力電圧指令に基づいてインバータ回路10に対する駆動信号を生成する信号生成手段60と、を備え、コンデンサ30の両端に負荷40が接続される電力変換装置に関する。リアクトル20を流れる電流を検出する電流検出手段70を備え、かつ、制御手段50Aは、リアクトル20の電流の歪みを検出する手段51と、その歪みを用いて奇数次調波電圧を算出する手段52と、奇数次調波電圧を元の出力電圧指令に加算して最終的な出力電圧指令を生成する加算手段53とを有する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

半導体スイッチング素子を有するインバータ回路と、その交流出力端子間に接続されたリアクトル及びコンデンサの直列回路と、前記インバータ回路の出力電圧指令を生成する制御手段と、前記出力電圧指令に基づいて前記半導体スイッチング素子に対する駆動信号を生成する信号生成手段と、を備え、前記コンデンサの両端に負荷が接続される電力変換装置において、

前記リアクトルを流れる電流を検出する電流検出手段を備え、かつ、

前記制御手段は、

前記電流検出手段による検出電流の歪みを検出する手段と、

前記歪みを用いて奇数次調波電圧を算出する手段と、

前記奇数次調波電圧を元の出力電圧指令に加算して最終的な出力電圧指令を生成する加算手段と、

を有することを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載した電力変換装置において、

検出電流の歪みを検出する手段が、検出電流の最大値と実効値との比率を算出するクレストファクタ算出手段であることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載した電力変換装置において、

奇数次調波電圧が、3 次調波電圧と 5 次調波電圧との和であることを特徴とする電力変換装置。

20

【請求項 4】

請求項 1 , 2 または 3 に記載した電力変換装置において、

元の出力電圧指令に加算する奇数次調波電圧の量を、基本波位相に応じて変化させる手段を備えたことを特徴とする電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、インバータ回路により、直流電力を所望の大きさ及び周波数の交流電力に変換する電力変換装置に関し、特に、負荷としてコンデンサ入力形整流器を有する電力変換装置において、出力電圧の歪みを低減させる技術に関するものである。

30

【背景技術】

【0002】

図 6 は、この種の電力変換装置の概略的な構成を示している。

図 6 において、この電力変換装置は、半導体スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ を備えたインバータ回路 10 と、その交流出力端子間に接続された平滑用のリアクトル 20 及びコンデンサ 30 の直列回路と、インバータ回路 10 のスイッチング素子をオンオフするためのパルス幅変調信号生成手段 60 と、その制御手段 50 とを備えている。なお、コンデンサ 30 の両端には負荷 40 が接続されている。

40

【0003】

上記構成において、制御手段 50 はインバータ回路 10 の出力電圧指令 V_{out}^* を出力し、パルス幅変調信号生成手段 60 が上記出力電圧指令 V_{out}^* に基づいて生成したパルス幅変調信号を用いてスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のオンオフを行い、直流電力を交流電力に変換して負荷 40 に供給している。また、リアクトル 20 及びコンデンサ 30 は、インバータ回路 10 が出力する交流電圧、電流の高調波成分を吸収するためのものである。

【0004】

ここで、負荷 40 が、その入力段にダイオード整流器及び直流コンデンサを備えたコンデンサ入力形整流器負荷であり、そのインピーダンスが断続的に変化する場合には、図 7

50

に示すように、インバータ回路 10 の出力電圧 V_{out} がピーク付近で抑えられ、歪みを多く含むことが知られている。

このような出力電圧の歪みを低減する手段として、例えば特許文献 1 に記載された無停電電源装置用インバータの波形比較方式が知られている。

【0005】

この従来技術は、三角波比較方式の PWM 制御インバータにおいて、図 8 に示すような所望の正弦波電圧指令 $V_0 \sin t$ に、そのピーク部分に相当する位相範囲の補正電圧 V_0 を重畳してピーク部分が盛り上がった変形正弦波信号を生成し、この信号を出力電圧指令 V_{out}^* として三角波と比較するものであり、 V_0 のピーク値 m と θ とを適切に調節することにより、ピーク付近での電圧低下分を補い、整流器負荷に供給する交流電圧を、ピーク部分が抑圧されないほぼ正弦波状の波形に制御している。

10

なお、下記の数式 1 は、 θ の範囲に応じた V_0 の値を示している。

【0006】

【数 1】

$$\begin{aligned} \Delta V_0 &= 0 && \left(0 \leq \theta < \frac{\pi - \Delta\theta}{2} \right) \\ &= m \cdot \sin \frac{\pi}{\Delta\theta} \left(\theta + \frac{\Delta\theta}{2} - \frac{\pi}{2} \right) && \left(\frac{\pi - \Delta\theta}{2} \leq \theta < \frac{\pi + \Delta\theta}{2} \right) \\ &= 0 && \left(\frac{\pi + \Delta\theta}{2} \leq \theta < \frac{3\pi - \Delta\theta}{2} \right) \\ &= m \cdot \sin \frac{\pi}{\Delta\theta} \left(\theta + \frac{\Delta\theta}{2} - \frac{3\pi}{2} \right) && \left(\frac{3\pi - \Delta\theta}{2} \leq \theta < \frac{3\pi + \Delta\theta}{2} \right) \\ &= 0 && \left(\frac{3\pi + \Delta\theta}{2} \leq \theta < 2\pi \right) \end{aligned}$$

20

30

【0007】

更に、他の従来技術として、コンデンサ入力形整流器を負荷とするインバータ装置において、出力電圧の歪みを低減するようにしたインバータ装置が、下記の特許文献 2 に記載されている。

【0008】

【特許文献 1】特開平 3 - 293970 号公報（第 2 頁右下欄～第 3 頁右上欄 [E. 課題を解決するための手段]、[F. 作用]、第 1 図、第 3 図等）

40

【特許文献 2】特開平 7 - 337024 号公報（段落 [0008]、[0009]、図 1、図 2 等）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

特許文献 1 に記載された従来技術では、出力電圧が低下する範囲、すなわち負荷電流が流れる範囲にわたって補正電圧 V_0 を重畳している。この補正電圧 V_0 は、リアクトル 20 に印加される電圧とは周波数及び位相が異なるため、出力電圧が歪む要因であるリアクトル 20 での電圧降下分を補正しきれないという問題があった。

また、特許文献 2 に記載された従来技術は、負荷電流の検出遅れや制御回路の演算遅れ

50

等に起因する出力電圧の歪み低減技術であり、特許文献 1 と同様にリアクトルにおける電圧降下を補償することを直接の課題とするものではない。

そこで本発明の解決課題は、リアクトルにおける電圧降下分を確実に補正して出力電圧の歪み低減を一層効果的に行うことができる電力変換装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

上述した課題を解決するため、請求項 1 に記載した発明は、半導体スイッチング素子を有するインバータ回路と、その交流出力端子間に接続されたリアクトル及びコンデンサの直列回路と、前記インバータ回路の出力電圧指令を生成する制御手段と、前記出力電圧指令に基づいて前記半導体スイッチング素子に対する駆動信号を生成する信号生成手段と、
を備え、前記コンデンサの両端に負荷が接続される電力変換装置において、

10

前記リアクトルを流れる電流を検出する電流検出手段を備え、かつ、

前記制御手段は、前記電流検出手段による検出電流の歪みを検出する手段と、前記歪みを用いて奇数次調波電圧を算出する手段と、前記奇数次調波電圧を元の出力電圧指令に加算して最終的な出力電圧指令を生成する加算手段と、を有するものである。

【0011】

請求項 2 に記載した発明は、請求項 1 に記載した電力変換装置において、

検出電流の歪みを検出する手段が、検出電流の最大値と実効値との比率を算出するクレストファクタ算出手段であることを特徴とする。

【0012】

請求項 3 に記載した発明は、請求項 1 または 2 に記載した電力変換装置において、奇数次調波電圧が、3 次調波電圧と 5 次調波電圧との和であることを特徴とする。

20

【0013】

請求項 4 に記載した発明は、請求項 1 , 2 または 3 に記載した電力変換装置において、元の出力電圧指令に加算する奇数次調波電圧の量を、基本波位相に応じて変化させる手段を備えたものである。

【発明の効果】

【0014】

請求項 1 記載の発明によれば、リアクトルによる電圧降下を補償する出力電圧指令をインバータ回路に与えることにより、電力変換装置の出力電圧歪みを効果的に低減させることができる。

30

また、請求項 2 記載の発明によれば、補正用の奇数次調波電圧を算出するための電流歪みを、簡単な計算によって求めることが可能である。

更に、請求項 3 記載の発明によれば、コンデンサ入力形整流器負荷の場合に多く含まれる所定の高調波電圧による電圧降下分を適切に補償することができる。

請求項 4 記載の発明によれば、コンデンサ入力形整流器負荷に電流が流れない期間での補正を抑制し、出力電圧歪みの過補償を防ぐことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

以下、図に沿って本発明の実施形態を説明する。

40

まず、図 1 は本発明の第 1 実施形態を示す構成図であり、図 6 と同一の構成要素には同一の参照符号を付して説明を省略し、以下では異なる部分を中心に説明する。

図 1 において、70 はインバータ回路 10 の出力側に設けられた電流検出手段であり、その出力であるリアクトル電流検出値 I_L は制御手段 50 A に入力されている。この制御手段 50 A により算出された出力電圧指令 V_{ut}^{**} はパルス幅変調信号生成手段 60 に入力されており、従来と同様に出力電圧指令 V_{ut}^{**} とキャリア等との比較により生成したパルス幅変調信号によってスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ をオンオフさせるように構成されている。

【0016】

図 2 は、上記制御手段 50 A の構成を示している。

50

図 2 において、5 1 は、リアクトル電流検出値 I_L が入力されて波形歪みの度合いを示すクレストファクタ Q_F (波形の最大値と実効値との比 (= 最大値 / 実効値) であり、正弦波では $Q_F = \sqrt{2}$ である) を算出するクレストファクタ算出手段、5 2 は上記クレストファクタ Q_F を用いて補正電圧としての高次調波電圧 (奇数次調波電圧) V_h を算出する高次調波生成手段、5 3 は元の出力電圧指令 V_{out}^* と前記高次調波電圧 V_h とを加算して出力電圧指令 V_{out}^{**} を生成する加算手段であり、この出力電圧指令 V_{out}^{**} が最終的な出力電圧指令として図 1 のパルス幅変調信号生成手段 6 0 に入力されている。

【0017】

ここで、上記クレストファクタ算出手段 5 1 は、数式 2 によってクレストファクタ Q_F を算出する。なお、数式 2 において、 K は正の定数、 T_f はフィルタ時定数、 s はラプラス演算子である。

10

【0018】

【数 2】

$$Q_F = \frac{|I_{Lpeak}|}{\frac{K}{1 + sT_f} |I_L|}$$

【0019】

20

また、高次調波生成手段 5 2 は、数式 3 に従って高次調波電圧 V_h を算出する。なお、数式 3 において、 V_3 、 V_5 は予め定められた 3 次調波成分及び 5 次調波成分の振幅である。

【0020】

【数 3】

$$\begin{aligned} \Delta V_h &= (Q_F - \sqrt{2}) \cdot (V_3 \cos 3\omega t + V_5 \cos 5\omega t) & Q_F > \sqrt{2} \text{ の時} \\ &= 0 & Q_F \leq \sqrt{2} \text{ の時} \end{aligned}$$

30

【0021】

ここで、上記数式 3 により、クレストファクタが $\sqrt{2}$ より大きい場合に、元の出力電圧指令 V_{out}^* に高次調波電圧 V_h を加えた値を最終的な出力電圧指令 V_{out}^{**} とすることによって電力変換装置の出力電圧歪みを低減できる理由を、以下に説明する。

【0022】

まず、図 1 に示した電力変換装置の出力電圧 V_{out} は、インバータ回路 1 0 の出力電圧 V_{inv} からリアクトル 2 0 における電圧降下分 V_L を差し引いた値である。また、負荷 4 0 がコンデンサ入力形整流器負荷である場合のリアクトル 2 0 に流れる電流 I_L の波形は図 3 のとおりであり、この電流は数式 4 に示す如く基本波成分、3 次調波成分、5 次調波成分の和によって近似することができる。

40

更に、このときのリアクトル 2 0 における電圧降下分 V_L は、 $V_L = L (dI_L / dt)$ の関係から、数式 5 によって近似することができる。なお、 L はリアクトル 2 0 のインダクタンス値である。

【0023】

【数 4】

$$I_L = I_1 \sin \omega t + I_3 \sin 3\omega t + I_5 \sin 5\omega t$$

【0024】

50

【数 5】

$$V_L = \omega L I_1 \cos \omega t + 3 \omega L I_3 \cos 3 \omega t + 5 \omega L I_5 \cos 5 \omega t$$

【0025】

一方、リアクトル 20 を流れる電流 I_L のクレストファクタ Q_F は、数式 6 によって近似することができる。

【0026】

【数 6】

10

$$\begin{aligned} Q_F &= \sqrt{2} \cdot \frac{|I_1| + |I_3| + |I_5|}{|I_1|} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{|I_1|} \cdot (|I_3| + |I_5|) + \sqrt{2} \end{aligned}$$

【0027】

また、数式 3 に示した 3 次調波成分の振幅 V_3 及び 5 次調波成分の振幅 V_5 をそれぞれ 20 数式 7 及び数式 8 のように予め定めておく。

なお、数式 7, 8 の I_{1rate} , I_{3rate} , I_{5rate} は、出力電圧指令に高次調波成分を加えずに定格負荷へ電圧を供給したときの電流の各次高調波成分である。

【0028】

【数 7】

$$V_3 = \frac{3 \omega L \cdot I_{3rate}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{|I_{1rate}|}{|I_{3rate}| + |I_{5rate}|}$$

30

【0029】

【数 8】

$$V_5 = \frac{5 \omega L \cdot I_{5rate}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{|I_{1rate}|}{|I_{3rate}| + |I_{5rate}|}$$

【0030】

図 2 の高次調波生成手段 52 は、数式 3 の $Q_F > 2$ の場合の高次調波電圧 V_h を、 40 数式 3, 6 に基づいて数式 9 の如く算出する。

【0031】

【数 9】

$$\Delta V_h = \left\{ \frac{\sqrt{2}}{|I_1|} \cdot (|I_3| + |I_5|) \right\} \times \left(\frac{3\omega L \cdot I_{3rate}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{|I_{1rate}|}{|I_{3rate}| + |I_{5rate}|} \cdot \cos 3\omega t + \frac{5\omega L \cdot I_{5rate}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{|I_{1rate}|}{|I_{3rate}| + |I_{5rate}|} \cdot \cos 5\omega t \right) \quad 10$$

【0032】

数式 9 に示す高次調波電圧 V_h は、数式 5 に示したリアクトル 20 における高次調波電圧降下分を補償するために、リアクトル 20 を流れる電流の歪みに応じて算出された奇数次調波成分からなる補正電圧である。

この高次調波電圧 V_h を図 2 の加算手段 53 にて元の出力電圧指令 V_{out}^* に加算して最終的な出力電圧指令 V_{out}^{**} を得ることにより、出力電圧歪みの原因となるリアクトル 20 における高次調波電圧降下分を減少させ、出力電圧波形をほぼ正弦波状に制御することができる。 20

【0033】

次に、図 4 は本発明の第 2 実施形態における制御手段 50B の構成を示している。この制御手段 50B は、第 1 実施形態の制御手段 50A と同様に、リアクトル電流検出値 I_L を入力として、パルス幅変調信号生成手段 60 へ出力する最終的な出力電圧指令 V_{out}^{**} を演算するものである。

【0034】

すなわち、この第 2 実施形態における制御手段 50B は、第 1 実施形態と同様に高次調波生成手段 52 から出力される高次調波電圧 V_h を基準正弦波の絶対値 $|\sin t|$ と乗算する乗算手段 54 を備えており、この乗算手段 54 から出力される補正電圧 V を加算手段 53 により元の出力電圧指令 V_{out}^* に加算して最終的な出力電圧指令 V_{out}^{**} を得るように構成されている。 30

【0035】

先の第 1 実施形態によれば、負荷電流が流れない期間（出力電圧波形のピーク付近以外の期間）においても高次調波電圧 V_h の加算によって出力電圧指令が補正される結果、出力電圧歪みが過補償になり、却って歪みを増大させるおそれがある。これに対し、図 4 のような構成とすることにより、元の出力電圧指令 V_{out}^* に加算する奇数次調波電圧の量を基本波位相に応じて変化させることができ、コンデンサ入力形整流器負荷に電流が流れない期間における補正電圧 V を小さくして出力電圧歪みの過剰な補償を抑制することができる。 40

ここで、図 5 は、図 4 における高次調波電圧 V_h 、基準正弦波の絶対値 $|\sin t|$ 及び補正電圧 V の波形例を示しており、 $|\sin t|$ のピーク付近以外の期間で V が比較的小さい値に抑制されているのがわかる。

【図面の簡単な説明】

【0036】

【図 1】本発明の第 1 実施形態を示す構成図である。

【図 2】図 1 の制御手段の構成図である。

【図 3】リアクトル電流を説明する波形図である。

【図 4】本発明の第 2 実施形態における制御手段の構成図である。

【図 5】図 4 の動作を示す波形図である。

【図6】電力変換装置の一般的な構成図である。

【図7】出力電圧の歪みを示す波形図である。

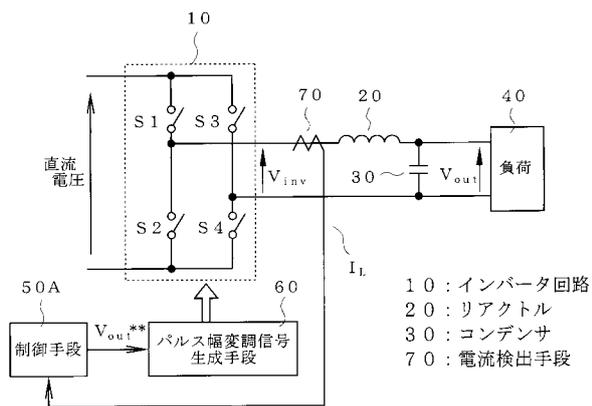
【図8】従来技術の動作を示す波形図である。

【符号の説明】

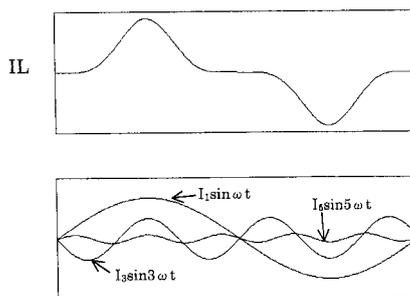
【0037】

- 10：インバータ回路
- 20：リアクトル
- 30：コンデンサ
- 40：負荷
- 50A, 50B：制御手段
- 51：クレストファクタ算出手段
- 52：高次調波生成手段
- 53：加算手段
- 54：乗算手段
- 60：パルス幅変調信号生成手段
- 70：電流検出手段
- S1～S4：半導体スイッチング素子

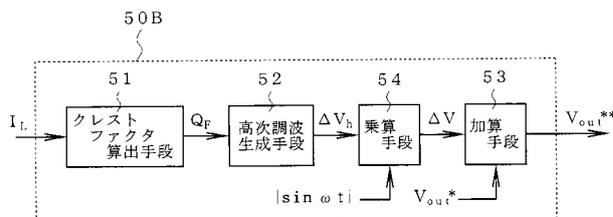
【図1】



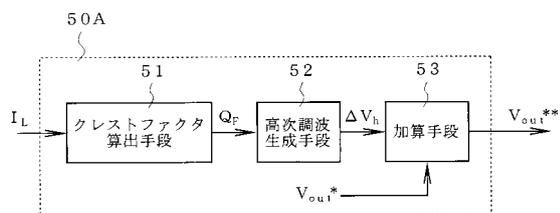
【図3】



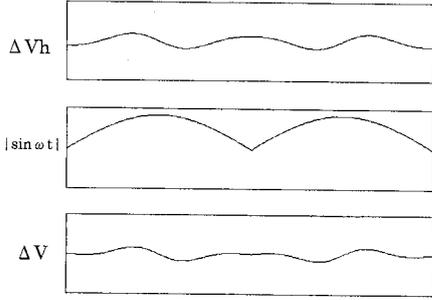
【図4】



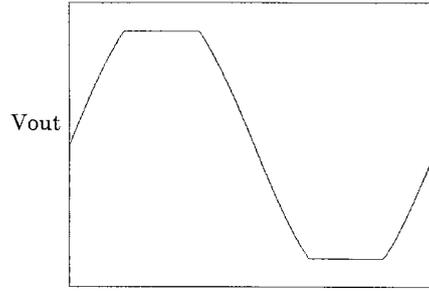
【図2】



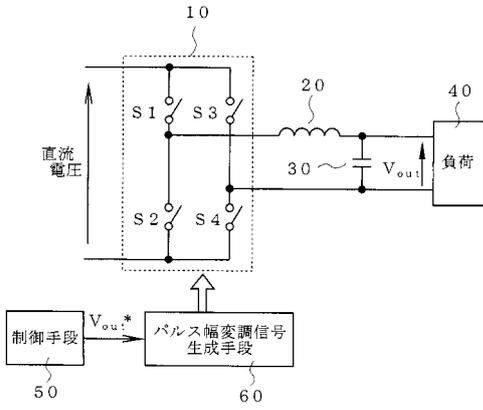
【 図 5 】



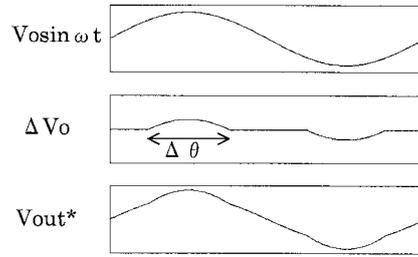
【 図 7 】



【 図 6 】



【 図 8 】



フロントページの続き

(72)発明者 海田 英俊

神奈川県横須賀市長坂二丁目2番1号 富士電機アドバンステクノロジー株式会社内

Fターム(参考) 5H007 AA07 AA08 CB05 DA05 DB01 DC02 EA02