

(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2018-182811

(P2018-182811A)

(43) 公開日 平成30年11月15日(2018.11.15)

(51) Int.Cl.

H02M 7/48 (2007.01)

F I

H02M 7/48

H02M 7/48

R

F

テーマコード (参考)

5H770

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2017-74877 (P2017-74877)

(22) 出願日 平成29年4月5日(2017.4.5)

(71) 出願人 000005234

富士電機株式会社

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

(74) 代理人 100091281

弁理士 森田 雄一

(72) 発明者 日野 晃裕

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

(72) 発明者 篠原 博

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

(72) 発明者 田重田 稔久

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

最終頁に続く

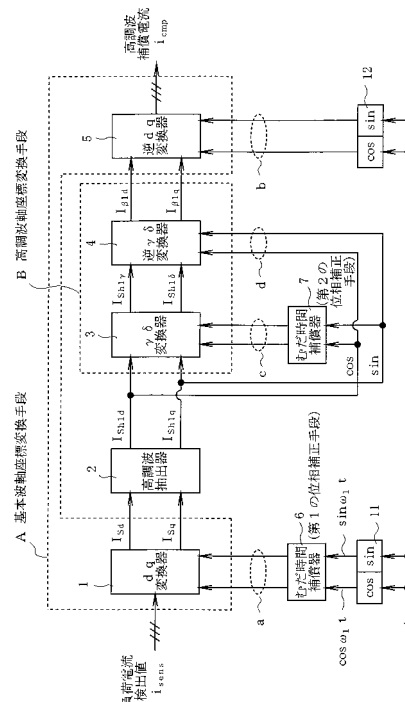
(54) 【発明の名称】 電力変換器及びその制御装置

(57) 【要約】

【課題】制御演算の遅れ等のむだ時間による位相遅れを補償して系統の高調波成分を低減させた電力変換器及びその制御装置を提供する。

【解決手段】系統の交流信号を座標変換して基本波成分と高調波成分とに分離するd q変換器1と、その出力から基本波成分を除去して高調波成分を抽出する高調波抽出器2と、高調波成分を $\gamma\delta$ 直交回転座標上で座標変換して高調波成分の初期位相を除去する高調波軸座標変換手段Bと、d q直交回転座標の正回転時の基準位相を逆回転時に対して第1の補正量に応じた位相だけ遅らせるむだ時間補償器6と、 $\gamma\delta$ 直交回転座標の正回転時の基準位相を逆回転時に対して第1の補正量に応じた位相だけ遅らせるむだ時間補償器7と、高調波軸座標変換手段Bの出力をd q直交回転座標上で逆変換して高調波補償信号を生成する逆d q変換器5とを備え、第1, 第2の補正量を等しくする。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

交流電源系統に接続された電力変換器を制御する制御装置であって、前記交流電源系統の交流信号に含まれる任意次数の高調波成分を検出し、検出された高調波成分を抑制するための高調波補償信号を生成して前記電力変換器に指令値として与えるようにした制御装置において、

前記制御装置内部に、前記交流電源系統と同期した位相を持つ d 軸とこの d 軸に直交する q 軸とからなる $d-q$ 直交回転座標を定義し、前記交流信号を前記 $d-q$ 直交回転座標上で座標変換して基本波成分と高調波成分とに分離する $d-q$ 変換手段と、

前記 $d-q$ 変換手段の出力から前記基本波成分を除去して前記高調波成分を抽出する高調波抽出手段と、

前記制御装置内部に、前記高調波成分と同期した位相を持つ γ 軸とこの γ 軸に直交する δ 軸とからなる $\gamma-\delta$ 直交回転座標を定義し、前記高調波成分を前記 $\gamma-\delta$ 直交回転座標上で座標変換することにより、前記高調波成分の初期位相を除去する高調波軸座標変換手段と

、

前記 $d-q$ 直交回転座標の正回転時の基準位相を逆回転時の基準位相に対して第 1 の補正量に応じた位相だけ遅らせる第 1 の位相補正手段と、

前記 $\gamma-\delta$ 直交回転座標の正回転時の基準位相を逆回転時の基準位相に対して第 2 の補正量に応じた位相だけ遅らせる第 2 の位相補正手段と、

前記高調波軸座標変換手段の出力を前記 $d-q$ 直交回転座標上で逆変換して前記高調波補償信号を生成する手段と、

を備え、

前記第 1 の補正量と前記第 2 の補正量とを等しくすることにより、むだ時間に起因して記交流信号の検出値と前記高調波補償信号との間に生じる位相遅れを補償することを特徴とする電力変換器の制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載した電力変換器の制御装置において、

前記むだ時間は、前記 $d-q$ 変換手段以降の制御演算の遅れ時間を含むことを特徴とする電力変換器の制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載した電力変換器の制御装置において、

前記むだ時間は、前記交流信号の検出処理の遅れ時間を含むことを特徴とする電力変換器の制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 ～ 3 の何れか 1 項に記載した電力変換器の制御装置において、

前記高調波軸座標変換手段の入力信号の振幅と出力信号の振幅との誤差を補正する手段を備えたことを特徴とする電力変換器の制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 ～ 4 の何れか 1 項に記載の制御装置により生成される高調波補償信号を指令値として半導体スイッチング素子をオン・オフし、前記交流信号に含まれる高調波成分を低減するように動作することを特徴とする電力変換器。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、電力変換器及びその制御装置に係り、特に、交流電源系統に接続された負荷によって発生する高調波電流を電力変換器の動作により低減するための技術に関するものである。

【背景技術】**【0002】**

整流回路等を含む負荷を交流電源系統に接続した場合、負荷電流には高調波電流が含ま

10

20

30

40

50

れる。この高調波電流は、交流電源系統に接続された電力変換器等、各種の電気機器の誤動作やノイズの発生原因となる。

この高調波電流を低減する一つ的手段として、いわゆるアクティブフィルタが知られている。

【0003】

図4は、従来の並列型アクティブフィルタの適用例を示している。

図4において、101は交流電源、102は連系リアクトル、103は電圧検出器、104は系統電圧の位相 θ_1 を検出するPLL (Phase Locked Loop) 回路、105は負荷電流 i_s を検出する電流検出器、106は整流器等を含む高調波負荷、107は補償すべき高調波成分を含む負荷電流 i_{sens} を抽出する負荷電流検出フィルタ、108はLCフィルタ、110は並列型アクティブフィルタである。

10

【0004】

並列型アクティブフィルタ110は、前記位相 θ_1 及び負荷電流検出値 i_{sens} に基づいて高調波電流指令 i^* を生成する高調波検出回路111と、高調波電流指令 i^* に従って電圧指令を生成する電流制御器112と、上記電圧指令に基づいてPWM (パルス幅変調) パルスを生成するPWM回路113と、高調波負荷106に対して並列に接続され、かつ、PWMパルスに従ってオン・オフされる半導体スイッチング素子を備えたインバータ等の電力変換器114と、により構成されている。

この並列型アクティブフィルタ110は、負荷電流 i_s に含まれる高調波成分を打ち消す電流 i_c を流すように電力変換器114を制御することで、交流電源101側に流れる高調波電流を抑制している。

20

【0005】

しかし、図4の回路では、負荷電流 i_s の検出遅れ時間や高調波検出回路111における制御演算の遅れ時間からなるむだ時間により、高調波電流指令 i^* は負荷電流 i_s の高調波成分に対して位相遅れが生じ、両者の間に誤差が発生する。このため、高調波電流指令 i^* に従ってインバータ114が系統に電流 i_c を注入しても、高調波電流に対する十分な抑制効果が得られないという問題があった。

【0006】

これに対し、上記のむだ時間による位相遅れを補償する従来技術として、例えば特許文献1に開示されているように、座標変換手段の基準位相を補正する技術が公知となっている。

30

図5は、この特許文献1に記載された半導体電力変換装置の全体的なブロック図であり、その動作の概要を以下に説明する。

【0007】

まず、交流電源系統201には整流器等を含む負荷203が接続されている。電流検出器202により検出された三相の負荷電流は、dq制御部210内のdq変換手段214により、基準位相($\omega t + \varphi$)を用いて回転座標変換され、d軸電流成分、q軸電流成分に分離される。なお、基準位相($\omega t + \varphi$)は、電圧検出器204に接続された位相検出手段211により検出されている。

【0008】

dq変換手段214から出力されたd軸電流成分、q軸電流成分は、高調波成分を除去するフィルタ215、216を介して逆dq変換手段217に入力され、基準位相($\omega t + \varphi + \delta$)を用いて三相の電流指令値に変換される。この電流指令値は電流制御器221により電圧指令値に変換され、後続のPWM回路223から出力されるゲートパターン(PWMパルス)により電力変換器224の半導体スイッチング素子がオン・オフされる。なお、225は連系用の変圧器、222は電流検出器である。

40

【0009】

上記構成において、逆dq変換手段217に入力される基準位相($\omega t + \varphi + \delta$)は、位相検出手段211が検出した位相($\omega t + \varphi$)と補正位相設定器212により設定された補正位相 δ とを加算器213により加算して求められる。上記の補正位相 δ を、電流検

50

出器 202 による検出遅れや d q 制御部 210 における制御演算の遅れに起因するむだ時間を考慮して設定することにより、d q 制御部 210 が生成する電流指令値はむだ時間による位相遅れを補償したものとなり、制御誤差なく電力変換器 224 を運転することができる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0010】

【特許文献 1】特開 2008 - 234298 号公報（段落 [0010] ~ [0033]、図 1 等）

【発明の概要】

10

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

しかし、特許文献 1 に記載された技術により、不特定次数の高調波成分に対して位相遅れを補償するには、補正位相 δ が高調波成分の次数に応じて変化するため、この次数を求めるための演算装置が必要である。一般的に、高調波成分の次数を求める演算手段としては FFT（高速フーリエ変換）が知られているが、FFT の演算には高速の演算装置や大容量のメモリが必要になるため、制御装置のコストが上昇するという問題がある。

【0012】

そこで、本発明の解決課題は、FFT 等の演算手段を用いずにむだ時間による位相遅れを補償して交流電源系統の高調波成分を低減可能とした電力変換器及びその制御装置を提供することにある。

20

【課題を解決するための手段】

【0013】

上記課題を解決するため、請求項 1 に係る電力変換器の制御装置は、交流電源系統に接続された電力変換器を制御する制御装置であって、前記交流電源系統の交流信号に含まれる任意次数の高調波成分を検出し、検出された高調波成分を抑制するための高調波補償信号を生成して前記電力変換器に指令値として与えるようにした制御装置において、

前記制御装置内部に、前記交流電源系統と同期した位相を持つ d 軸とこの d 軸に直交する q 軸とからなる d q 直交回転座標を定義し、前記交流信号を前記 d q 直交回転座標上で座標変換して基本波成分と高調波成分とに分離する d q 変換手段と、

30

前記 d q 変換手段の出力から前記基本波成分を除去して前記高調波成分を抽出する高調波抽出手段と、

前記制御装置内部に、前記高調波成分と同期した位相を持つ γ 軸とこの γ 軸に直交する δ 軸とからなる $\gamma \delta$ 直交回転座標を定義し、前記高調波成分を前記 $\gamma \delta$ 直交回転座標上で座標変換することにより、前記高調波成分の初期位相を除去する高調波軸座標変換手段と、

前記 d q 直交回転座標の正回転時の基準位相を逆回転時の基準位相に対して第 1 の補正量に応じた位相だけ遅らせる第 1 の位相補正手段と、

前記 $\gamma \delta$ 直交回転座標の正回転時の基準位相を逆回転時の基準位相に対して第 2 の補正量に応じた位相だけ遅らせる第 2 の位相補正手段と、

40

前記高調波軸座標変換手段の出力を前記 d q 直交回転座標上で逆変換して前記高調波補償信号を生成する手段と、を備え、

前記第 1 の補正量と前記第 2 の補正量とを等しくすることにより、むだ時間に起因して前記交流信号の検出値と前記高調波補償信号との間に生じる位相遅れを補償することを特徴とする。

【0014】

請求項 2 に係る電力変換器の制御装置は、請求項 1 に記載した電力変換器の制御装置において、前記むだ時間は、前記 d q 変換手段以降の制御演算による遅れ時間を含むことを特徴とする。

【0015】

50

請求項 3 に係る電力変換器の制御装置は、請求項 1 または 2 に記載した電力変換器の制御装置において、前記むだ時間は、前記交流信号の検出処理の遅れ時間を含むことを特徴とする。

【0016】

請求項 4 に係る電力変換器の制御装置は、請求項 1 ～ 3 の何れか 1 項に記載した電力変換器の制御装置において、前記高調波軸座標変換手段の入力信号の振幅と出力信号の振幅との誤差を補正する手段を備えたことを特徴とする。

【0017】

請求項 5 に係る電力変換器は、請求項 1 ～ 4 の何れか 1 項に記載の制御装置により生成される高調波補償信号を指令値として半導体スイッチング素子をオン・オフし、前記交流信号に含まれる高調波成分を低減するように動作することを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0018】

本発明によれば、高速の演算装置や大容量のメモリを用いることなく、負荷電流に含まれる高調波成分を低コストかつ高精度に低減することができる。

これにより、交流電源系統に接続された各種電気機器の誤動作やノイズの発生を防止することができる。

【図面の簡単な説明】

【0019】

【図 1】本発明の第 1 実施形態に係る制御装置の主要部を示すブロック図である。

20

【図 2】図 2 (A) は d q 変換器及び逆 d q 変換器の基準位相信号の相互関係を示す図、図 2 (B) は γ δ 変換器及び逆 γ δ 変換器の基準位相信号の相互関係を示す図である。

【図 3】本発明の第 2 実施形態に係る制御装置の主要部を示すブロック図である。

【図 4】従来の並列型アクティブフィルタの適用例を示す図である。

【図 5】特許文献 1 に記載された半導体電力変換装置の全体的なブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0020】

以下、図に沿って本発明の実施形態を説明する。

まず、図 1 は、本発明の第 1 実施形態に係る制御装置の主要部を示すブロック図である。この制御装置は、例えば、図 5 における d q 制御部 210 に代えて設けられるものであり、交流電源系統から取得した三相の負荷電流検出値 $i_{s\ e\ n\ s}$ に基づいて負荷電流の高調波成分を低減するための高調波補償電流 $i_{c\ m\ p}$ を生成し、この高調波補償電流 $i_{c\ m\ p}$ を電流指令値として、図示されていない電流制御器等を介して電力変換器に与える機能を有している。

30

なお、負荷電流検出値 $i_{s\ e\ n\ s}$ には系統電圧の基本波成分と N 次の高調波成分とが含まれているものとする。

【0021】

図 1 において、 d q 変換器 1 は、むだ時間補償器 6 (第 1 の位相補正手段) から入力される基準位相信号 a を用いて、三相の負荷電流検出値 $i_{s\ e\ n\ s}$ を d 軸、 q 軸の負荷電流 $I_{s\ d}$ 、 $I_{s\ q}$ に座標変換する。ここで、 d 軸、 q 軸は直交回転座標を構成しており、 d 軸の位相は、系統電圧位相 $\omega_1 t$ から α_1 だけ遅れた $(\omega_1 t - \alpha_1)$ とし、 q 軸は d 軸から 90° 進み方向の軸とする。

40

なお、11 は系統電圧位相 $\omega_1 t$ から $\sin \omega_1 t$ 、 $\cos \omega_1 t$ を演算してむだ時間補償器 6 に出力する $\sin / \cos$ 演算器である。

ω_1 は系統電圧の基本波角周波数であり、 d 軸の初期位相 α_1 については後述する。 d q 直交回転座標では、基本波成分が直流、高調波成分が $(N - 1)$ 次の交流となる。

【0022】

高調波抽出器 2 は、 d 軸、 q 軸の負荷電流 $I_{s\ d}$ 、 $I_{s\ q}$ に含まれる直流成分を除去し、 d 軸、 q 軸の高調波電流 $I_{s\ h\ 1\ d}$ 、 $I_{s\ h\ 1\ q}$ を抽出する。

γ δ 変換器 3 は、むだ時間補償器 7 (第 2 の位相補正手段) から入力される基準位相信

50

号 c を用いて、 d 軸高調波電流 I_{sh1d} (高調波電流ベクトル I_{sh1dq} の $\cos$ 成分)、 q 軸高調波電流 I_{sh1q} (同じく I_{sh1dq} の $\sin$ 成分) を γ 軸、 δ 軸の高調波電流 $I_{sh1\gamma}$ 、 $I_{sh1\delta}$ に座標変換する。

なお、 γ 、 δ 軸は直交回転座標を構成しており、 γ 軸の位相は $(\omega_2 - \omega_1)t - \alpha_2$ とし、 δ 軸は γ 軸から 90° 進み方向の軸とする。ここで、 ω_2 は系統電圧の高調波角周波数であり、 γ 軸の初期位相 α_2 については後述する。

【0023】

逆 $\gamma\delta$ 変換器 4 は、基準位相信号 d (I_{sh1d} 、 I_{sh1q}) を用いて、 γ 軸、 δ 軸の高調波電流 $I_{sh1\gamma}$ 、 $I_{sh1\delta}$ を d 軸、 q 軸の補償電流 $I_{\beta 1d}$ 、 $I_{\beta 1q}$ に座標変換する。 γ 軸の位相は $\omega_2 t$ とし、 δ 軸は γ 軸から 90° 進み方向の軸とする。

10

【0024】

逆 dq 変換器 5 は、 $\sin/\cos$ 演算器 12 から出力される基準位相信号 b を用いて、 d 軸、 q 軸の補償電流 $I_{\beta 1d}$ 、 $I_{\beta 1q}$ を三相の補償電流 i_{cmp} に座標変換する。 d 軸の位相は系統電圧位相 $\omega_1 t$ と等しく、 q 軸は d 軸から 90° 進み方向の軸とする。

【0025】

上記構成において、 dq 変換器 1 及び逆 dq 変換器 5 を基本波軸座標変換手段 A と呼び、 $\gamma\delta$ 変換器 3 及び逆 $\gamma\delta$ 変換器 4 を高調波軸座標変換手段 B と呼ぶものとする。

【0026】

次に、前述した d 軸の初期位相 α_1 及び γ 軸の初期位相 α_2 の求め方を、図 2 を用いて説明する。

20

図 2 (A) は、 dq 変換器 1 の基準位相信号 a の $\cos$ 成分 (以下、単に基準位相信号 a という) と逆 dq 変換器 5 の基準位相信号 b の $\cos$ 成分 (以下、単に基準位相信号 b という) との関係を示す図である。図示するように、基準位相信号 a は基準位相信号 b に対して時間 (言い換えれば位相) σ だけ遅れているものとする。

【0027】

dq 変換器 1 の基準位相信号 a は、系統電圧位相 $\omega_1 t$ に同期しているので、 d 軸の初期位相 α_1 は数式 1 のようになる。

[数 1]

$$\alpha_1 = \omega_1 \times \sigma$$

数式 1 によれば、 $\alpha_1 / \omega_1 = \sigma$ であり、この α_1 / ω_1 は請求項における第 1 の補正量に相当する。

30

【0028】

図 2 (B) は、 $\gamma\delta$ 変換器 3 の基準位相信号 c の $\cos$ 成分 (以下、単に基準位相信号 c という) と逆 $\gamma\delta$ 変換器 4 の基準位相信号 d の $\cos$ 成分 (以下、単に基準位相信号 d という) との関係を示す図である。図示するように、 $\gamma\delta$ 変換器 3 の基準位相信号 c は、逆 $\gamma\delta$ 変換器 4 の基準位相信号 d に対して時間 σ だけ遅れているものとする。

ここで、図 2 (B) は図 2 (A) に対して時間軸を拡大して表示してあり、実際の時間 σ は図 2 (A)、(B) で等しい。

【0029】

$\gamma\delta$ 変換器 3 の基準位相信号 c は、高調波成分 ($N - 1$ 次 ($\omega_2 - \omega_1$)) に同期しているので、 γ 軸の初期位相 α_2 は数式 2 のようになる。

40

[数 2]

$$\alpha_2 = (\omega_2 - \omega_1) \times \sigma$$

数式 2 によれば、 $\alpha_2 / (\omega_2 - \omega_1) = \sigma$ であり、この $\alpha_2 / (\omega_2 - \omega_1)$ は請求項における第 2 の補正量に相当する。

【0030】

上述したようにこの実施形態では、 dq 変換及び $\gamma\delta$ 変換における正回転時の基準位相信号 a 、 c を、逆回転時の基準位相信号 b 、 d に対して、それぞれ時間 σ だけ遅らせている。これにより、任意次数の高調波成分の、むだ時間による位相遅れを補償できることを以下に説明する。

50

【 0 0 3 1 】

まず、三相の系統電圧を v_u, v_v, v_w とすると、これらは数式 3 のように表される。

【 数 3 】

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} V \cos(\omega_1 t) \\ \sqrt{2} V \cos(\omega_1 t - \frac{2}{3} \pi) \\ \sqrt{2} V \cos(\omega_1 t - \frac{4}{3} \pi) \end{bmatrix} \quad 10$$

数式 3 において、 V は系統電圧の実効値、 ω_1 は基本波角周波数である。

【 0 0 3 2 】

次に、負荷電流は基本波成分と高調波成分との和であるから、基本波成分の位相を $\omega_1 t + \phi_1$ 、高調波成分の位相を $\omega_2 t + \phi_2$ とすると、三相の負荷電流検出値 i_{sens} (R 相: i_a , S 相: i_b , T 相: i_c とする) は、数式 4 によって表される。

【 数 4 】

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1) \\ \sqrt{2} I_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1 - \frac{2}{3} \pi) \\ \sqrt{2} I_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1 - \frac{4}{3} \pi) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2) \\ \sqrt{2} I_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2 - \frac{2}{3} \pi) \\ \sqrt{2} I_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2 - \frac{4}{3} \pi) \end{bmatrix} \quad 20$$

数式 4 において、 I_1 は負荷電流の基本波成分の実効値、 I_2 は負荷電流の高調波成分の実効値、 ω_2 は高調波角周波数、 ϕ_1 は基本波成分の初期位相、 ϕ_2 は高調波成分の初期位相である。

【 0 0 3 3 】

また、三相の負荷電流を、 $\alpha\beta$ 軸直交固定座標上の α 軸負荷電流 i_α , β 軸負荷電流 i_β により表現すると、数式 5 のようになる。

【 数 5 】

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} \sqrt{3} I_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1) \\ \sqrt{3} I_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3} I_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2) \\ \sqrt{3} I_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) \end{bmatrix} \quad 40$$

【 0 0 3 4 】

次に、数式 5 に示した α 軸, β 軸の負荷電流 i_α, i_β を d 軸, q 軸により座標変換した d 軸, q 軸の負荷電流 i_{sd}, i_{sq} は、数式 6 のようになる。ここで、 dq 変換の基準位相は、前述したように系統電圧位相 $\omega_1 t$ から α_1 だけ遅れたものとする。

【数 6】

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t - \alpha_1) & \sin(\omega_1 t - \alpha_1) \\ -\sin(\omega_1 t - \alpha_1) & \cos(\omega_1 t - \alpha_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{3} I_1 \cos(\alpha_1 + \phi_1) + \sqrt{3} I_2 \cos(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1) \\ \sqrt{3} I_1 \sin(\alpha_1 + \phi_1) + \sqrt{3} I_2 \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1) \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

図 1 に示した d q 変換器 1 は、上述した数式 4 ~ 数式 6 の処理を行う。

【0035】

次に、図 1 の高調波抽出器 2 により、 i_{sd} 、 i_{sq} から直流成分を取り除いて抽出される d 軸、q 軸の高調波電流 i_{sh1d} 、 i_{sh1q} は、数式 7 のようになる。

【数 7】

$$\begin{bmatrix} i_{sh1d} \\ i_{sh1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} I_2 \cos(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1) \\ \sqrt{3} I_2 \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1) \end{bmatrix}
 \tag{20}$$

【0036】

また、d 軸、q 軸の高調波電流 i_{sh1d} 、 i_{sh1q} を $\gamma \delta$ 変換器 3 により座標変換した γ 軸、 δ 軸の高調波電流 $i_{sh1\gamma}$ 、 $i_{sh1\delta}$ は、数式 8 のようになる。ここで、 $\gamma \delta$ 変換の基準位相は、 i_{sh1d} 、 i_{sh1q} の位相から α_2 だけ遅れたものとする。

【数 8】

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_{sh1\gamma} \\ i_{sh1\delta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sqrt{3} I_2 \cos(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1 - \alpha_2) & \sqrt{3} I_2 \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1 - \alpha_2) \\ -\sqrt{3} I_2 \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1 - \alpha_2) & \sqrt{3} I_2 \cos(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1 - \alpha_2) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{3} I_2 \cos(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1) \\ \sqrt{3} I_2 \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1) \end{bmatrix} = (\sqrt{3} I_2)^2 \begin{bmatrix} \cos(\alpha_2) \\ \sin(\alpha_2) \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{30}$$

この数式 8 を数式 7 と比較すると、座標変換後の γ 軸、 δ 軸の高調波電流 $i_{sh1\gamma}$ 、 $i_{sh1\delta}$ では高調波成分の初期位相 ϕ_2 が除去されていることが分かる。

【0037】

そして、 γ 軸、 δ 軸の高調波電流 $i_{sh1\gamma}$ 、 $i_{sh1\delta}$ を逆 $\gamma \delta$ 変換器 4 により座標変換した d 軸、q 軸の補償電流 $i_{\beta 1d}$ 、 $i_{\beta 1q}$ は、数式 9 のようになる。ここで、逆 $\gamma \delta$ 変換の基準位相は、 i_{sh1d} 、 i_{sh1q} の位相と等しくする。このため、数式 9 における逆 $\gamma \delta$ 変換の変換行列には、数式 7 に示した i_{sh1d} 、 i_{sh1q} をそのまま代入する。

【数 9】

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{\beta 1d} \\ i_{\beta 1q} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_{Sh1d} & -i_{Sh1q} \\ i_{Sh1q} & i_{Sh1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sh1\gamma} \\ i_{Sh1\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\beta 1d} \\ i_{\beta 1q} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \sqrt{3} I_2 \cos(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1) & -\sqrt{3} I_2 \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1) \\ \sqrt{3} I_2 \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1) & \sqrt{3} I_2 \cos(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1) \end{bmatrix} (\sqrt{3} I_2)^2 \\
\begin{bmatrix} \cos(\alpha_2) \\ \sin(\alpha_2) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_{\beta 1d} \\ i_{\beta 1q} \end{bmatrix} = (\sqrt{3} I_2)^3 \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1 + \alpha_2) \\ \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + \phi_2 + \alpha_1 + \alpha_2) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

10

【0038】

最後に、d 軸，q 軸の補償電流 $i_{\beta 1d}$ ， $i_{\beta 1q}$ を逆 d q 変換器 5 に入力して逆 d q 変換を行い、N 次の高調波成分を低減するための三相の高調波補償電流 $i_{cm p}$ を演算する。

逆 d q 変換器 5 において、d 軸，q 軸の補償電流 $i_{\beta 1d}$ ， $i_{\beta 1q}$ を $\alpha \beta$ 軸で逆座標変換して得られる α 軸， β 軸の高調波負荷電流 $i_{s2\alpha}$ ， $i_{s2\beta}$ は、数式 10 のようになる。なお、 α 軸の基準位相は系統電圧位相 $\omega_1 t$ と同じとする。

20

【数 10】

$$\begin{bmatrix} i_{s2\alpha} \\ i_{s2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) & -\sin(\omega_1 t) \\ \sin(\omega_1 t) & \cos(\omega_1 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\beta 1d} \\ i_{\beta 1q} \end{bmatrix} = (\sqrt{3} I_2)^3 \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 t + \phi_2 + \alpha_1 + \alpha_2) \\ \sin(\omega_2 t + \phi_2 + \alpha_1 + \alpha_2) \end{bmatrix}$$

【0039】

上記の高調波負荷電流 $i_{s2\alpha}$ ， $i_{s2\beta}$ は、数式 10 に数式 1，数式 2 を代入することにより、数式 11 となる。

30

【数 11】

$$\begin{bmatrix} i_{s2\alpha} \\ i_{s2\beta} \end{bmatrix} = (\sqrt{3} I_2)^3 \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 t + \phi_2 + \omega_2 \times \sigma) \\ \sin(\omega_2 t + \phi_2 + \omega_2 \times \sigma) \end{bmatrix} = (\sqrt{3} I_2)^3 \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 \times (t + \sigma) + \phi_2) \\ \sin(\omega_2 \times (t + \sigma) + \phi_2) \end{bmatrix}$$

【0040】

逆 d q 変換器 5 は数式 10，数式 11 の演算により得た α 軸， β 軸の高調波負荷電流 $i_{s2\alpha}$ ， $i_{s2\beta}$ を二相 / 三相変換し、三相の高調波補償電流 $i_{cm p}$ を出力する。この補償電流 $i_{cm p}$ は、例えば図 5 に示すごとく電流指令値として電流制御器に送られ、PWM 回路を介して電力変換器の半導体スイッチング素子を駆動することにより、負荷電流の高調波成分を低減させるような電流を交流電源系統に流すことができる。

40

【0041】

上述した数式 11 によれば、 α 軸， β 軸の高調波負荷電流 $i_{s2\alpha}$ ， $i_{s2\beta}$ を、数式 5 に示した α 軸， β 軸の負荷電流 i_α ， i_β の高調波成分に対して時間 σ だけ進めることができる。

すなわち、本実施形態では、d q 変換及び $\gamma \delta$ 変換における正回転時の基準位相信号を逆回転時の基準位相信号に対して時間 σ だけ遅らせることで、むだ時間による位相遅れを抑制する高調波補償電流 $i_{cm p}$ を生成し、この補償電流 $i_{cm p}$ を電流指令値として電力変換器を運転することで、交流電源系統に流れる電流の高調波成分を低減させることが

50

可能である。

【 0 0 4 2 】

なお、本実施形態では、制御演算の遅れに起因したむだ時間による位相遅れを補償しているが、前述したように、電流の検出遅れやケーブルによる信号遅延のむだ時間による位相遅れをまとめて補償することができる。

【 0 0 4 3 】

次に、本発明の第 2 実施形態を図 3 に基づいて説明する。図 3 において、図 1 と同一の部分には同一の番号を付して説明を省略する。

図 3 に示すように、第 2 実施形態では、逆 $\gamma \delta$ 変換器 4 と逆 $d q$ 変換器 5 との間に振幅補正器 8 が設けられている。この振幅補正器 8 は、補償電流 $I_{\beta 1 d}$ 、 $I_{\beta 1 q}$ の振幅を高調波電流 I_{sh1d} 、 I_{sh1q} に基づいて補正し、補償電流 $I_{\beta 2 d}$ 、 $I_{\beta 2 q}$ として出力する。

【 0 0 4 4 】

すなわち、高調波軸座標変換手段 B ($\gamma \delta$ 変換器 3 及び逆 $\gamma \delta$ 変換器 4) による処理では、数式 1 1 から判るように、 $\gamma \delta$ 変換器 3 に入力される高調波電流 I_{sh1d} 、 I_{sh1q} からなる電流ベクトル I_{sh1dq} の振幅と、逆 $\gamma \delta$ 変換器 4 から出力される補償電流 $I_{\beta 1 d}$ 、 $I_{\beta 1 q}$ からなる電流ベクトル $I_{\beta 1 dq}$ の振幅との間に誤差が生じ、電流ベクトル $I_{\beta 1 dq}$ の振幅は電流ベクトル I_{sh1dq} の振幅より大きくなる。この場合の振幅の増加率は、数式 1 2 によって求めることができる。

[数 1 2]

$$\text{増加率} = I_{sh1d}^2 + I_{sh1q}^2$$

【 0 0 4 5 】

よって、図 3 の振幅補正器 8 では、この増加率の逆数を電流ベクトル $I_{\beta 1 dq}$ に乗算することにより振幅を補正した $I_{\beta 2 dq}$ を生成し、その後 $I_{\beta 1 d}$ 、 $I_{\beta 1 q}$ に分離して逆 $d q$ 変換器 5 に出力することで、高調波軸座標変換手段 B の入力信号の振幅と出力信号の振幅との誤差を補正することができる。

【 0 0 4 6 】

以上のように、第 1 実施形態及び第 2 実施形態では、高調波成分の次数に関係なく高調波成分のむだ時間による位相遅れを補償することができるため、高調波成分の次数を検出するために FFT 等の演算を行う必要がなく、高速の演算装置や大容量のメモリ等を不要にしてコストの低減に寄与することが可能である。

【 0 0 4 7 】

また、本発明は、負荷電流検出値 i_{sens} に基づいて高調波補償電流 i_{cmp} を生成する機能を備えた制御装置だけでなく、上記の高調波補償電流 i_{cmp} を電流指令値として半導体スイッチング素子をオン・オフさせ、交流電源系統に高調波補償電流を注入するインバータ等の電力変換器も含むものである。

【 符号の説明 】

【 0 0 4 8 】

- 1 : $d q$ 変換器
- 2 : 高調波抽出器 (高調波抽出手段)
- 3 : $\gamma \delta$ 変換器
- 4 : 逆 $\gamma \delta$ 変換器
- 5 : 逆 $d q$ 変換器
- 6 : むだ時間補償器 (第 1 の位相補正手段)
- 7 : むだ時間補償器 (第 2 の位相補正手段)
- 8 : 振幅補正器 (振幅補正手段)
- 1 1 , 1 2 : $\sin / \cos$ 演算器
- A : 基本波軸座標変換手段
- B : 高調波軸座標変換手段

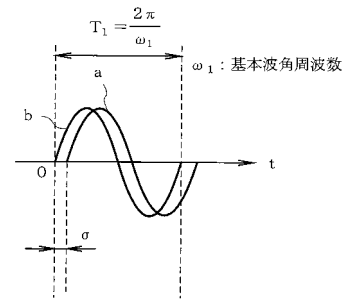
10

20

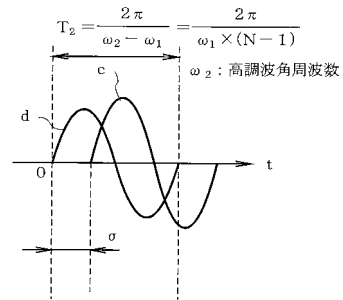
30

40

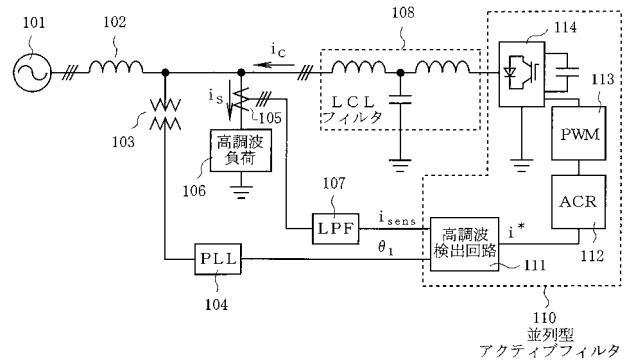
(A)



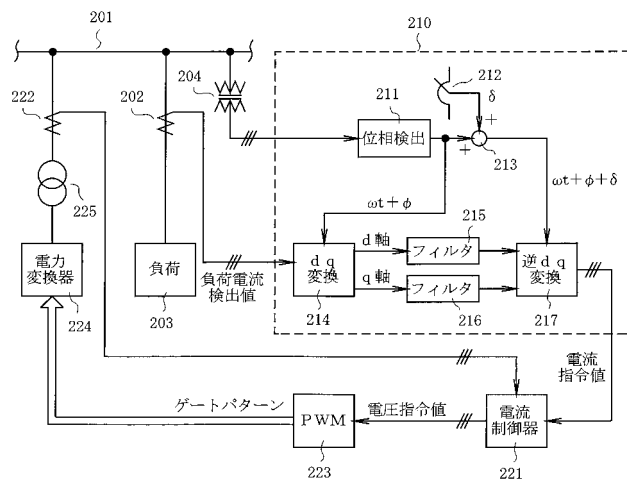
(B)



【 図 4 】



【 図 5 】



フロントページの続き

(72)発明者 八尾 まど華

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

Fターム(参考) 5H770 AA05 AA15 BA13 DA03 EA19 EA25 HA02Z HA05Z HA19Z