

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4905777号
(P4905777)

(45) 発行日 平成24年3月28日 (2012.3.28)

(24) 登録日 平成24年1月20日 (2012.1.20)

(51) Int.Cl.

H02M 5/27 (2006.01)

F I

H02M 5/27

J

請求項の数 3 (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2006-217733 (P2006-217733)
 (22) 出願日 平成18年8月10日 (2006.8.10)
 (65) 公開番号 特開2008-43154 (P2008-43154A)
 (43) 公開日 平成20年2月21日 (2008.2.21)
 審査請求日 平成21年6月16日 (2009.6.16)

(73) 特許権者 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 玉井 康寛
 東京都日野市富士町1番地 富士電機アド
 バンストテクノロジー株式会社内
 (72) 発明者 山田 達也
 東京都品川区大崎一丁目11番2号 富士
 電機機器制御株式会社内
 審査官 安食 泰秀

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流交流直接変換器の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

半導体スイッチング素子のオンオフにより、多相交流電圧を任意の振幅、周波数の多相交流電圧に直接変換する交流交流直接変換器において、

前記変換器の出力電流から、直交する2軸の電流成分の少なくとも一方の成分または出力電流ベクトルの絶対値を演算する手段と、

この手段による演算結果に含まれる脈動成分を検出する手段と、

検出した前記脈動成分を低減させるように前記変換器の出力電圧の位相を補正する手段と、

を備えたことを特徴とする交流交流直接変換器の制御装置。

10

【請求項2】

半導体スイッチング素子のオンオフにより、多相交流電圧を任意の振幅、周波数の多相交流電圧に直接変換する交流交流直接変換器において、

前記変換器の出力電流から、直交する2軸の電流成分の少なくとも一方の成分または出力電流ベクトルの絶対値を演算する手段と、

この手段による演算結果に含まれる脈動成分を検出する手段と、

検出した前記脈動成分を低減させるように前記変換器の出力電圧の周波数を補正する手段と、

を備えたことを特徴とする交流交流直接変換器の制御装置。

【請求項3】

20

請求項 1 または 2 に記載した交流交流直接変換器の制御装置において、
前記脈動成分を検出する手段がハイパスフィルタであることを特徴とする交流交流直接変換器の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、半導体スイッチング素子のオンオフにより、多相交流電圧を任意の振幅、周波数の多相交流電圧に直接変換する交流交流直接変換器の制御装置に関する。

【背景技術】

10

【0002】

この種の交流交流直接変換器としては、マトリクスコンバータが知られており、以下では、マトリクスコンバータを例にとってその制御装置の構成及び動作を説明する。

まず始めに、図 8 はマトリクスコンバータの主回路構成図である。図 8 において、R, S, T は三相電力系統などに接続される交流入力端子（入力相も同じ記号で示す）、U, V, W は負荷が接続される交流出力端子（出力相も同じ記号で示す）であり、これらの入出力端子間に、電流を双方向に制御可能な双方向スイッチ S_{ru} , S_{su} , S_{tu} , S_{rv} , S_{sv} , S_{tv} , S_{rw} , S_{sw} , S_{tw} が接続されている。マトリクスコンバータは、大容量のエネルギーバッファを持たず、双方向スイッチ S_{ru} , S_{su} , S_{tu} , S_{rv} , S_{sv} , S_{tv} , S_{rw} , S_{sw} , S_{tw} を構成する半導体スイッチング素子をオンオフ制御して交流入力電圧を直接切り出すことにより、任意の振幅、周波数を有する交流出力電圧を得ている。

20

【0003】

図 9 は、上記マトリクスコンバータの制御装置のブロック図である。

マトリクスコンバータの制御方式は種々存在するが、ここでは、図 11 に示すように PWM 制御される仮想の整流器 100 及びインバータ 200 を仮想直流中間コンデンサ 300 を介して組み合わせたシステムを想定し、マトリクスコンバータを構成する各半導体スイッチング素子のオン・オフ指令を作成する方式を例にとって説明する。なお、図 11 において、 $S_{1r} \sim S_{6r}$ は仮想整流器 100 を構成する半導体スイッチング素子、 $S_1 \sim S_6$ は仮想インバータ 200 を構成する半導体スイッチング素子である。

30

【0004】

図 9 において、まず、仮想整流器指令演算手段 21 及び仮想インバータ指令演算手段 23 では、それぞれ従来の整流器、インバータと全く同様の方法で、仮想整流器 100 の入力電流指令 i_r^* , i_s^* , i_t^* 及び仮想インバータ 200 の出力電圧指令 v_u^* , v_v^* , v_w^* を演算する。スイッチングパターン演算手段部 22, 24 では、上記入力電流指令 i_r^* , i_s^* , i_t^* 及び出力電圧指令 v_u^* , v_v^* , v_w^* に基づいて、仮想整流器 100 及び仮想インバータ 200 を構成する各スイッチング素子 $S_{1r} \sim S_{6r}$, $S_1 \sim S_6$ のスイッチングパターン（オンオフ指令）をそれぞれ演算する。

【0005】

なお、図 10 は仮想インバータ指令演算手段 23 の構成を示すブロック図であり、ここでは、一般的な V/f 一定制御を適用した場合の構成例である。

40

図 10 において、周波数指令 f^* が入力されると、 V/f 一定制御手段 231 により、 $d-q$ 回転座標系の d 軸電圧指令 v_d^* 及び q 軸電圧指令 v_q^* が演算されて出力される。回転座標変換手段 232 では、周波数指令 f^* を位相演算手段 233 により積分して得た位相指令 θ^* を用いて両電圧指令 v_d^* , v_q^* を回転座標変換することにより、三相電圧指令 v_u^* , v_v^* , v_w^* を出力する。

【0006】

指令合成手段 25 では、仮想整流器 100 及び仮想インバータ 200 のスイッチングパターンを合成する。例えば、図 11 において仮想整流器 100 内のスイッチング素子 S_{1r} と仮想インバータ 200 内のスイッチング素子 S_2 とがオンしている状態は、入力側の R

50

相と出力側のV相とが接続された状態に他ならない。この状態は、図8に示したマトリクスコンバータにおいてR-V間に接続された双方向スイッチ S_{rv} がオンしていることに相当している。

【0007】

このような考えに基づいて以下の数式1の演算を行うことにより、仮想整流器100及び仮想インバータ200の各スイッチング素子 $S_{1r} \sim S_{6r}$ 、 $S_1 \sim S_6$ のスイッチングパターンから、マトリクスコンバータの双方向スイッチ S_{ru} 、 S_{su} 、 S_{tu} 、 S_{rv} 、 S_{sv} 、 S_{tv} 、 S_{rw} 、 S_{sw} 、 S_{tw} のスイッチングパターンを一意的に得ることができる。

【0008】

【数1】

$$\begin{bmatrix} S_{ru} & S_{su} & S_{tu} \\ S_{rv} & S_{sv} & S_{tv} \\ S_{rw} & S_{sw} & S_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1r}S_1 + S_{4r}S_4 & S_{2r}S_1 + S_{5r}S_4 & S_{3r}S_1 + S_{6r}S_4 \\ S_{1r}S_2 + S_{4r}S_5 & S_{2r}S_2 + S_{5r}S_5 & S_{3r}S_2 + S_{6r}S_5 \\ S_{1r}S_3 + S_{4r}S_6 & S_{2r}S_3 + S_{5r}S_6 & S_{3r}S_3 + S_{6r}S_6 \end{bmatrix}$$

【0009】

数式1における S_{ru} 、 S_{su} 、 S_{tu} 、 S_{rv} 、 S_{sv} 、 S_{tv} 、 S_{rw} 、 S_{sw} 、 S_{tw} 及び $S_{1r} \sim S_{6r}$ 、 $S_1 \sim S_6$ は、対応する同一符号の双方向スイッチまたはスイッチング素子のスイッチング関数を示しており、各双方向スイッチまたはスイッチング素子がオンの場合は「1」、オフの場合は「0」となる。

この制御方式は、従来の整流器及びインバータの制御をそのまま適用できるため、実現が容易である。この種の技術は、例えば非特許文献1に開示されている。

【0010】

ところで、図8に示したマトリクスコンバータは、三相交流電圧を双方向スイッチにより直接スイッチングして三相交流電圧を出力しているため、PWM制御により出力できる電圧の範囲は、図12に示す六相交流の包絡線範囲内（以下ではPWM可能範囲ともいう）となる。従って、所望の出力電圧が得られる出力電圧指令の範囲は、図12に網かけ部分として示すように、最大で電源電圧の0.866倍となる。

電源電圧の0.866倍を超えない範囲であれば、以下に述べる出力電圧の歪みは発生せず、正弦波出力が可能である。しかし、常に正弦波出力をするような制御を行うと、特に負荷として電動機を用いる場合には、出力電流が増加して装置容量の増大等を招くため、電源電圧の利用を高めてその0.866倍を超える過変調領域での電圧出力が要求される場合がある。

しかるに、電源電圧の0.866倍を超える電圧を出力する場合には、前記PWM可能範囲の制約から、図12の太線で示すように出力電圧に歪みが生じる。この歪みには、出力周波数の奇数倍成分だけでなく、入出力の周波数で決まるマトリクスコンバータ特有の低周波成分が含まれている。

【0011】

マトリクスコンバータの負荷として電動機が接続されている場合、上記出力電圧の歪みによってトルクの脈動が発生し、騒音発生や電動機を破壊する原因になる。特に、入力周波数以下の低周波成分によるトルク脈動は、その影響が顕著に現れる。

上記の点に鑑み、従来では、電源電圧の0.866倍以上の電圧が必要な過変調領域において、電力変換器の入力電圧に応じて磁束を弱めて端子電圧を抑制する制御方法により、端子電圧に歪みを発生させることなく電動機の運転を可能にしている。この種の技術は、例えば、非特許文献2や特許文献1により公知となっている。

【0012】

10

20

30

40

50

【非特許文献 1】伊東淳一ほか 5 名,「キャリア比較方式を用いた仮想 AC / DC / AC 変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」,「電気学会論文誌 D 部門」,124 巻 5 号,2004 年,p.457 - p.463

【非特許文献 2】佐藤以久也ほか 5 名,「マトリックスコンバータの電動機駆動性能改善に関する研究」,電気学会半導体電力変換研究会 論文 SPC - 04 - 75,2004 年

【特許文献 1】特開平 5 - 260762 号公報 ([0010],[0012],[0014] ~ [0020]、図 1 等)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0013】

非特許文献 2 や特許文献 1 に開示されている従来技術を用いれば、電力変換器の出力電圧の歪みを抑制してその波形を正弦波状に制御できるため、電動機の回転ムラや騒音発生を防止することが一応可能である。

しかし、磁束を弱める分だけトルク電流が増加する結果、電動機の損失が増加して異常過熱を起こすため、余裕を見込んで容量の大きな電動機が必要となり、システムとしてのコスト上昇につながるという問題がある。

【0014】

そこで、本発明の解決課題は、電源電圧の 0.866 倍以上の電圧を出力させる場合においても、非特許文献 2 や特許文献 1 のように磁束を弱める方法を用いることなく出力電圧の歪みや低周波のトルク脈動を低減し、更に出力電流の増加を抑制可能とした交流交流直接変換器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】

【0015】

上記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のオンオフにより、多相交流電圧を任意の振幅、周波数の多相交流電圧に直接変換する交流交流直接変換器において、

前記変換器の出力電流から、直交する 2 軸の電流成分の少なくとも一方の成分または出力電流ベクトルの絶対値を演算する手段と、この手段による演算結果に含まれる脈動成分を検出する手段と、検出した前記脈動成分を低減させるように前記変換器の出力電圧の位相を補正する手段と、を備えたものである。

30

【0016】

請求項 2 に記載した発明は、半導体スイッチング素子のオンオフにより、多相交流電圧を任意の振幅、周波数の多相交流電圧に直接変換する交流交流直接変換器において、

前記変換器の出力電流から、直交する 2 軸の電流成分の少なくとも一方の成分または出力電流ベクトルの絶対値を演算する手段と、この手段による演算結果に含まれる脈動成分を検出する手段と、検出した前記脈動成分を低減させるように前記変換器の出力電圧の周波数を補正する手段と、を備えたものである。

【0017】

請求項 3 に記載した発明は、請求項 1 または 2 に記載した交流交流直接変換器の制御装置において、前記脈動成分を検出する手段がハイパスフィルタであることを特徴とする。

40

【発明の効果】

【0018】

本発明によれば、直交する 2 軸の電流成分の少なくとも一方の成分または出力電流ベクトル絶対値に含まれる脈動成分を検出し、その検出信号を基に出力電圧の位相や周波数を補正することにより、交流交流直接変換器から電源電圧の 0.866 倍以上の電圧を出力させる場合に発生する直接変換器固有の低周波の出力電圧歪みを低減することができる。

特に、直接変換器により電動機を駆動する場合、低周波のトルク脈動を発生させることなく、電源電圧の 0.866 倍以上の電圧を出力可能であるため、電圧利用率を向上させて出力電流の増加も抑制可能である。また、その結果として、容量に余裕を見込んだ電動

50

機を用いる必要がなくなるため、交流交流直接変換器を用いた電力変換システムを安価に実現することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0019】

以下、図に沿って本発明の実施形態を説明する。

なお、以下の実施形態は、図9と同様にマトリクスコンバータと等価なものとして想定した仮想整流器及び仮想インバータに対する各スイッチングパターンを合成して各スイッチング素子のスイッチングパターンを生成する制御装置である。

図1は請求項1の発明に相当する本発明の第1実施形態を示しており、図9の仮想インバータ指令演算手段23の内部構成を改良したものである。ここで、図10と同一の構成要素には同一の番号を付すものとする。

10

【0020】

図1において、周波数指令 f^* からd軸電圧指令 v_d^* 及びq軸電圧指令 v_q^* を演算する点については、従来の図10と全く同一である。

本実施形態における特徴的な部分は、マトリクスコンバータ等の直接変換器から検出した出力相電流 i_u 、 i_w と位相演算手段233から出力される位相指令 θ^* とを回転座標変換手段235に入力し、直交する2軸電流成分の一方であるq軸電流 i_q を演算する。そして、位相補正量演算手段236において、q軸電流 i_q から脈動成分を検出し、出力電圧の位相指令 θ^* に対する補正量 θ_{cmp} を得る点である。この補正量 θ_{cmp} は、加算手段237において位相指令 θ^* に加算され、加算結果である位相指令 $(\theta^* + \theta_{cmp})$ を回転座標変換手段232に与えることにより、d軸電圧指令 v_d^* 及びq軸電圧指令 v_q^* を三相電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に変換する。

20

【0021】

図2は、上記位相補正量演算手段236の構成を示すブロック図であり、q軸電流 i_q を脈動成分検出手段236aに入力して低周波の脈動成分のみを検出する。脈動成分検出手段236aの構成としては、例えばバンドパスフィルタが挙げられる。検出した脈動成分を加減算手段236bにより目標値の0から減じ、その偏差に対してゲイン乗算手段236cにより所定のゲインを乗じることにより、q軸電流 i_q の脈動成分を0とするような位相補正量 θ_{cmp} を得ることができる。

上記構成によれば、q軸電流 i_q の脈動成分についてフィードバックループが形成されることになり、上記補正量 θ_{cmp} を含む位相指令 $(\theta^* + \theta_{cmp})$ を用いて回転座標変換手段232が三相電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を生成することにより、直接変換器の出力電流の脈動成分が低減される。

30

【0022】

従って、電源電圧の0.866倍以上の電圧を出力する場合でも出力電圧の歪みを低減可能であり、特に、交流交流直接変換器に固有の低周波の出力歪みを低減することができる。また、変換器により電動機を駆動する場合に低周波のトルク脈動を発生させないという利点がある。

【0023】

次に、ベクトル図を用いて、本実施形態の作用効果を説明する。

40

まず、図3は、従来技術（例えば非特許文献1）の過変調領域における変換器の出力電流ベクトルの挙動を示している。変換器の負荷である電動機の2次磁束軸（M軸）と制御上の回転座標系におけるd軸とは常に一致していると仮定すると、変調領域（図12に網かけ部分として示したように、出力電圧が電源電圧の0.866倍を超えない領域）においては、トルクが一定であれば電流ベクトルも一定である。

【0024】

しかし、過変調領域においては出力電流ベクトル（ i_{ib} または i_{ic} として示す）が脈動するため、その軌跡は図3に示すように楕円軌道を描く。本実施形態では、前述した如く直接変換器の出力電圧の位相指令を補正することにより、q軸電流 i_q の脈動成分を低減させてその大きさを平均値 $i_{q_{ave}}$ に近付けるように動作させる。

50

なお、図 3 において、 $i_{1 \text{ ave}}$ は i_d, i_q の平均値 $i_{d \text{ ave}}, i_{q \text{ ave}}$ のベクトル和としての出力電流ベクトルの平均値を示す。

【0025】

一方、図 4 (a) は、q 軸電流 i_q が平均値 $i_{q \text{ ave}}$ よりも大きい場合の挙動を示している。ここでは、本実施形態を適用する前、すなわち出力電圧の位相指令を補正する前の出力電流ベクトルを i_{1c} と仮定する。

この状態で本実施形態を適用すると、図 1, 図 2 に示した位相補正量演算手段 236 は位相指令 θ^* を減少させるような補正量 $\theta_{cm p}$ を演算して出力する。この操作により、M 軸と一致していた d 軸は M 軸に対して遅れるようになり、その結果、出力電流ベクトルは回転座標の回転方向と逆方向に回転して i_{1c}^* に変化する。

10

【0026】

また、図 4 (b) のように出力電流ベクトルが i_{1b} であり、q 軸電流 i_q が平均値 $i_{q \text{ ave}}$ よりも小さい場合は、位相補正量演算手段 236 が位相指令 θ^* を増加させるような補正值 $\theta_{cm p}$ を演算して出力する。この操作により、M 軸と一致していた d 軸は M 軸に対して進むようになり、その結果、出力電流ベクトルは回転座標の回転方向と同一方向に回転して i_{1b}^* に変化する。

【0027】

以上のように、本実施形態によれば、q 軸電流 i_q が平均値 $i_{q \text{ ave}}$ に近づくように位相指令 θ^* を補正するので、q 軸電流 i_q の脈動分つまりトルク脈動を抑制することが可能である。なお、この実施形態では出力電圧の制御に V/f 一定制御を適用した場合

20

を述べたが、ベクトル制御適用時にも有効であることは言うまでもない。

【0028】

また、q 軸電流 i_q のほかにも、d 軸電流 i_d や出力電流ベクトルの絶対値 ($= \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$) にも、q 軸電流 i_q に含まれる脈動成分と同一周波数の成分が含まれる。よって、 i_d または $\sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ を用いて、全く同様の手段により位相補正量 $\theta_{cm p}$ を演算することも可能である。

図 5 は、本発明の第 2 実施形態として、出力電流ベクトルの絶対値を用いて位相補正量 $\theta_{cm p}$ を演算する場合のブロック図であり、回転座標変換手段 235 から出力される i_d, i_q を用いて絶対値演算手段 238 が出力電流ベクトルの絶対値 ($= \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$) を演算し、この絶対値を用いて位相補正量演算手段 236 が位相補正量 $\theta_{cm p}$ を演算するように構成されている。

30

【0029】

次に、図 6 は請求項 2 に相当する本発明の第 3 実施形態の主要部を示すブロック図である。

図 1 と異なるのは、q 軸電流 i_q の脈動成分から周波数補正量演算手段 239 により演算した周波数補正量 $f_{cm p}$ を加減算手段 237 にて出力電圧の周波数指令 f^* に加算する点である。周波数補正量演算手段 239 は図 2 と全く同様の構成で実現可能であり、q 軸電流 i_q の脈動成分から出力電圧周波数の補正量 $f_{cm p}$ を出力する。そして、周波数指令 f^* に補正量 $f_{cm p}$ を加算した真の出力電圧周波数指令 ($f^* + f_{cm p}$) を位相演算手段 234 に入力して最終的な出力電圧の位相指令 θ^{**} を得る。

40

回転座標変換演算手段 232 では、この位相指令 θ^{**} を用いて回転座標変換を行うことにより、三相電圧指令 v_u^*, v_v^*, v_w^* を出力する。

【0030】

この実施形態では直接変換器の出力電圧の周波数を操作しているが、このことは出力電圧の位相を操作していることと等価であり、第 1, 第 2 実施形態と同様の効果を得ることができる。また、周波数補正量 $f_{cm p}$ の演算には、前記同様に d 軸電流 i_d または出力電流ベクトル絶対値 ($= \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$) を用いても良い。

【0031】

ところで、本発明により最大の効果を得るためには、q 軸電流、d 軸電流、または出力電流ベクトル絶対値に含まれる低周波の脈動成分のみを正確に検出することが重要である

50

。そのためには、図 1 , 図 5 の位相補正量演算手段 2 3 6 や図 6 の周波数補正量演算手段 2 3 9 において、入力信号の脈動成分を検出するためのフィルタに検出遅れがないこと、検出対象となる脈動成分以外を完全に除去できることが要求される。

【 0 0 3 2 】

上記目的を達成するためには、前述したようにバンドパスフィルタが適しているが、脈動成分の周波数は入出力の周波数により変化するため、条件に応じて異なる通過帯域を持つバンドパスフィルタが必要となる。しかし、出力周波数に応じて通過帯域が変化するようなバンドパスフィルタは構造が非常に複雑になり、実現性が低い。

以下の第 4 実施形態はこの点を改善するものである。

【 0 0 3 3 】

10

図 7 は、請求項 3 に相当する本発明の第 4 実施形態の主要部を示すブロック図である。ここでは q 軸電流 i_q の脈動成分を検出する場合について説明するが、 d 軸電流、または出力電流ベクトル絶対値の脈動成分を検出する場合にも適用可能であるのは言うまでもない。

図 7 において、直流分除去手段 2 3 6 d は、 q 軸電流 i_q の直流分のみを除去するものであり、例えばハイパスフィルタなどで実現可能である。そして、この直流分のみを除去した信号から、図 2 と同様の方法によって位相補正量 θ_{cm} または周波数補正量 f_{cm} を演算する。

【 0 0 3 4 】

ハイパスフィルタのカットオフ周波数をごく低周波数に設定しておけば、低減したい低周波成分に対するフィルタによる検出遅れの影響が無視できるため、トルク脈動の低減は可能である。一方、過変調領域において、 q 軸電流 i_q には、マトリクスコンバータ固有の低周波成分の他に、出力周波数の 5 次・7 次成分などに起因する高周波成分が含まれる。そのため、直流分除去手段 2 3 6 d としてハイパスフィルタを用いる場合には、固有の低周波成分以外も検出することになる。しかし、バンドパスフィルタのようにフィルタのカットオフ周波数を運転条件に応じて変更する必要がないため、実現が非常に容易であるという利点を有する。

20

【図面の簡単な説明】

【 0 0 3 5 】

【図 1】本発明の第 1 実施形態の主要部を示すブロック図である。

30

【図 2】図 1 における位相補正量演算手段の構成を示すブロック図である。

【図 3】従来技術の過変調領域における出力電流ベクトルの挙動を示す図である。

【図 4】本発明の第 1 実施形態における出力電流ベクトルの挙動を示す図である。

【図 5】本発明の第 2 実施形態の主要部を示すブロック図である。

【図 6】本発明の第 3 実施形態の主要部を示すブロック図である。

【図 7】本発明の第 4 実施形態の主要部を示すブロック図である。

【図 8】マトリクスコンバータの主回路構成図である。

【図 9】マトリクスコンバータの従来の制御装置のブロック図である。

【図 10】図 9 における仮想インバータ指令演算手段の構成を示すブロック図である。

【図 11】仮想整流器 / インバータシステムの構成図である。

40

【図 12】マトリクスコンバータの過変調時における出力電圧波形図である。

【符号の説明】

【 0 0 3 6 】

1 0 0 : 仮想整流器

2 0 0 : 仮想インバータ

2 3 1 : V / f 一定制御手段

2 3 2 , 2 3 5 : 回転座標変換手段

2 3 3 , 2 3 4 : 位相演算手段

2 3 6 : 位相補正量演算手段

2 3 6 a : 脈動成分検出手段

50

236b, 237: 加減算手段

236c: ゲイン乗算手段

236d: 直流分除去手段

238: 絶対値演算手段

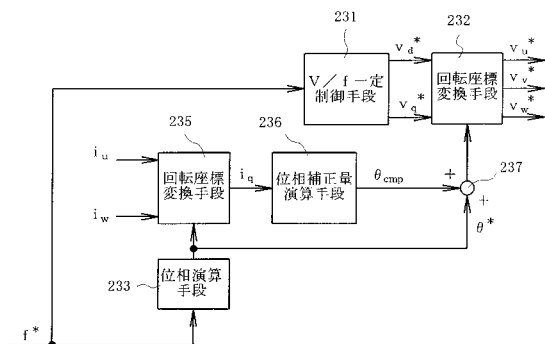
239: 周波数補正量演算手段

300: 仮想直流中間コンデンサ

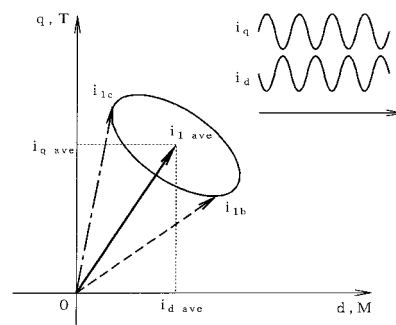
$S_{ru}, S_{su}, S_{tu}, S_{rv}, S_{sv}, S_{tv}, S_{rw}, S_{sw}, S_{tw}$: 双方向スイッチ

$S_{1r} \sim S_{6r}, S_1 \sim S_6$: 半導体スイッチング素子

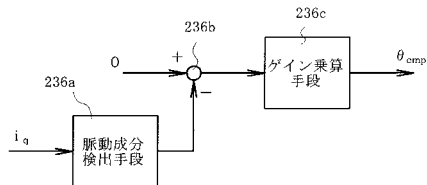
【図1】



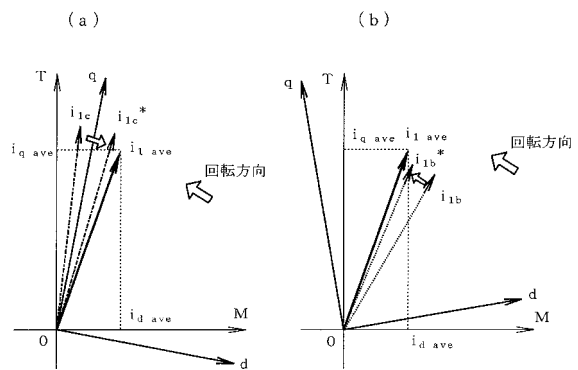
【図3】



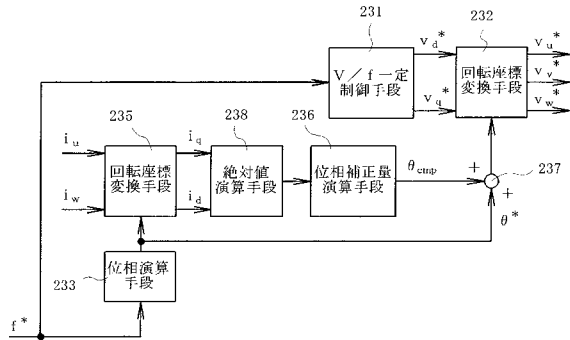
【図2】



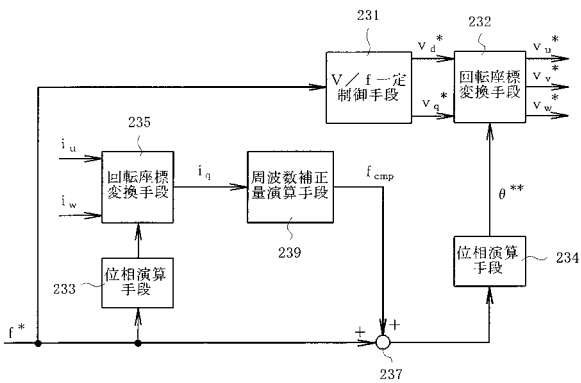
【図4】



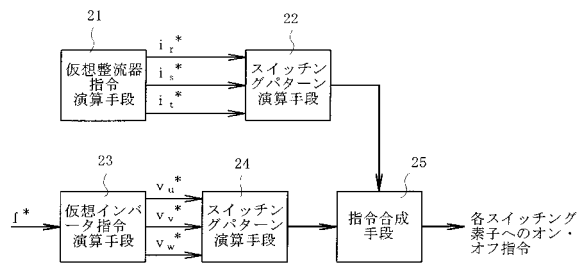
【図 5】



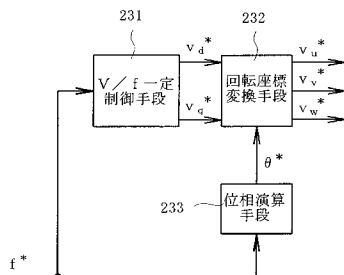
【図 6】



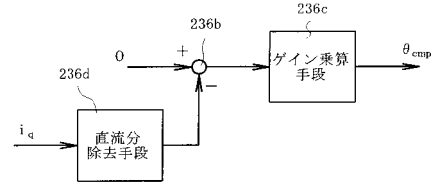
【図 9】



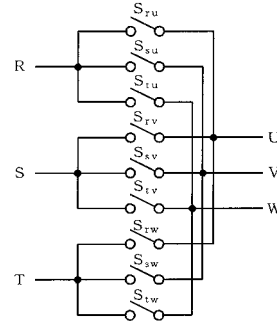
【図 10】



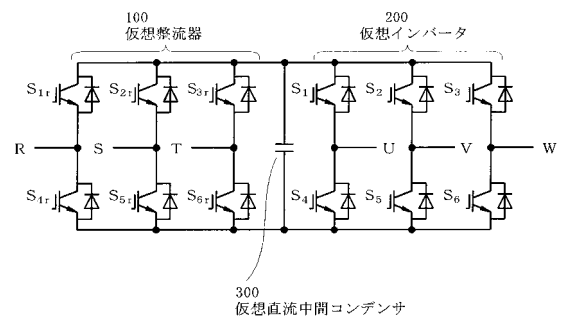
【図 7】



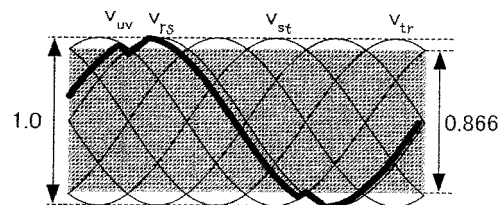
【図 8】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2005-86973(JP,A)

特開2004-135462(JP,A)

特開平5-260762(JP,A)

伊東淳一ほか5名, キャリア比較方式を用いた仮想AC/DC/AC変換方式によるマトリックスコンバータの制御方法, 電気学会論文誌D部門, 日本, 2004年, 124巻5号, p.457-p.463

佐藤以久也ほか5名, マトリックスコンバータの電動機駆動性能改善に関する研究, 電気学会半導体電力変換研究会資料, 日本, 2004年, SPC-04-75, PAGE.7-12

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 5/27