

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5437334号
(P5437334)

(45) 発行日 平成26年3月12日(2014.3.12)

(24) 登録日 平成25年12月20日(2013.12.20)

(51) Int.Cl.

H02M 5/293 (2006.01)

F 1

H02M 5/293

B

請求項の数 3 (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2011-194143 (P2011-194143)
 (22) 出願日 平成23年9月6日 (2011.9.6)
 (65) 公開番号 特開2013-55864 (P2013-55864A)
 (43) 公開日 平成25年3月21日 (2013.3.21)
 審査請求日 平成25年8月15日 (2013.8.15)

(73) 特許権者 000003997
 日産自動車株式会社
 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
 (73) 特許権者 304021288
 国立大学法人長岡技術科学大学
 新潟県長岡市上富岡町1603-1
 (74) 代理人 110000486
 とこしえ特許業務法人
 (72) 発明者 齊藤 真生
 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
 自動車株式会社内
 (72) 発明者 中村 孝雅
 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
 自動車株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

双方向にスイッチング可能な複数対のスイッチング素子を各相に接続し、入力された交流電力を交流電力に変換する変換回路と、

前記変換回路への入力電圧を検出する電圧検出手段と、

前記スイッチング素子のオン及びオフを切り換え、前記変換回路を制御する制御手段とを備え、

前記制御手段は、

前記各相のうち一の相に含まれる前記複数対のスイッチング素子の上アーム回路のスイッチング素子をオンに、他の相に含まれる前記複数対のスイッチング素子の前記上アーム回路のスイッチング素子をオフにし、かつ、前記他の相に含まれる前記複数対のスイッチング素子の下アーム回路の少なくとも一つのスイッチング素子をオンに、前記一の相に含まれる前記複数対のスイッチング素子の下アーム回路のスイッチング素子をオフにする第1スイッチング時間と、前記電圧検出手段により検出された検出電圧と出力指令値を用いて算出し、

前記各相の一の相に含まれる前記複数対のスイッチング素子をオンに、前記複数対のスイッチング素子のうち他のスイッチング素子をオフにする第2スイッチング時間を、キャリアと前記第1スイッチング時間とを用いて算出するスイッチング時間算出部と、

前記第1スイッチング時間及び前記第2スイッチング時間とを用いて、前記スイッチング素子のオン及びオフを切り換える制御信号を生成する制御信号生成部とを有し、

10

20

前記制御手段は、

前記第1スイッチング時間から前記第2スイッチング時間に遷移する場合に、オン状態のスイッチング素子のうち、前記上アーム回路または前記下アーム回路のいずれか一方のアーム回路のスイッチング素子をターンオフにし、他方のアーム回路のスイッチング素子の前記オン状態を維持することを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】

前記制御手段は、

前記第1スイッチング時間から前記第2スイッチング時間に遷移し、前記第2スイッチング時間から前記第1スイッチング時間に遷移する場合には、前記上アーム回路の前記スイッチング素子、または、前記下アーム回路の前記スイッチング素子を連続して切り換えないことを特徴する請求項1記載の電力変換装置。

10

【請求項3】

前記制御手段は、

前記電圧検出手段により検出された検出電圧を回転座標変換する座標変換部と、位相角と前記スイッチング素子のスイッチングパターンとの関係を示すテーブルとをさらに有し、

前記スイッチング時間算出部は、

前記座標変換部により変換された回転座標系の電圧から得られた位相と前記出力指令値に基づいて第1スイッチング時間を算出し、

20

前記制御信号生成部は、

前記回転座標系の電圧の前記位相角に対応する前記スイッチングパターンで前記スイッチング素子のオン及びオフを切り換える前記制御信号を生成する

ことを特徴とする請求項1又は2記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電力変換装置に関するものである。

【背景技術】

30

【0002】

交流-直流変換を行うPWM整流器と、このPWM整流器に接続されて直流-交流変換を行うインバータと、からなる電力変換器を制御する制御装置において、前記制御装置は、インバータを二相変調するための出力電圧指令を生成する二相変調手段と、インバータの二相変調時に発生する出力電圧誤差を補償するために出力電圧指令を補正する補償量を演算する第1の補償量演算手段と、補正後の出力電圧指令に基づいてインバータの半導体スイッチング素子に対するPWMパルスを作成するインバータPWMパターン作成手段と、入力電流指令に基づいてPWM整流器の半導体スイッチング素子に対するPWMパルスを作成する整流器PWMパターン作成手段と、PWM整流器のスイッチングの有無を検出するスイッチング検出手段と、各相の入力電圧から最大相の電圧、中間相の電圧、最小相の電圧を検出する電圧大小検出手段と、負荷電流の極性判別手段と、を備え、第1の補償量演算手段は、前記電圧大小検出手段の出力、前記極性判別手段の出力、前記スイッチング検出手段の出力、インバータのスイッチング周波数及びデッドタイムを用いて、出力電圧指令を補正する補償量を演算することを特徴とする電力変換器の制御装置が知られている（特許文献1）。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2006-20384号公報

【発明の概要】

50

【発明が解決しようとする課題】**【0004】**

しかしながら、従来の電力変換器の制御装置では、転流により生じた電圧誤差を補償するだけで、転流失敗自体を防ぐことはできない、という問題があった。

【0005】

本発明は、転流失敗を防止することができる電力変換装置を提供する。

【課題を解決するための手段】**【0006】**

本発明は、各相のうち一の相に含まれる複数対のスイッチング素子の上アーム回路のスイッチング素子をオンに、他の相に含まれる複数対のスイッチング素子の上アーム回路のスイッチング素子をオフにし、かつ、他の相に含まれる複数対のスイッチング素子の下アーム回路の少なくとも一つのスイッチング素子をオンに、一の相に含まれる複数対のスイッチング素子の下アーム回路のスイッチング素子をオフにする第1スイッチング時間¹⁰を、変換回路への入力電圧を検出した検出電圧と出力指令値を用いて算出し、各相の一の相に含まれる前記複数対のスイッチング素子をオンに、複数対のスイッチング素子のうち他のスイッチング素子をオフにする第2スイッチング時間を、キャリアと第1スイッチング時間とを用いて算出し、第1スイッチング時間及び第2スイッチング時間とを用いて、スイッチング素子のオン及びオフを切り換える制御信号を生成し、第1スイッチング時間から第2スイッチング時間に遷移する場合に、オン状態のスイッチング素子のうち、上アーム回路または下アーム回路のいずれか一方のアーム回路のスイッチング素子をターンオフにし、他方のアーム回路のスイッチング素子のオン状態を維持することによって上記課題を解決する。²⁰

【発明の効果】**【0007】**

本発明によれば、第1スイッチング時間から第2スイッチング時間に遷移する場合に、オン状態であった一方のスイッチング素子が切り替わり、他方のスイッチング素子の状態が固定されるので、スイッチングの回数が減り、転流失敗を防止することができる。

【図面の簡単な説明】**【0008】**

【図1】本発明の実施形態に係る電力変換装置を含む充電システムのブロック図である。³⁰

【図2】比較例1に係る充電システムのブロック図である。

【図3】比較例2に係る充電システムのブロック図である。

【図4】図1の電力変換装置を制御するコントローラのブロック図である。

【図5】図1のr相のスイッチング素子のスイッチングシーケンスを示すグラフである。

【図6】図4の空間ベクトル変調部における、基本ベクトルと電圧ベクトルとの関係を示す図である。

【図7】(a)図6のベクトル図にスイッチングパターンを付け加えた図(b)図1の充電システムのうち、交流電源1及びマトリクスコンバータ4の回路図である。

【図8】図4のスイッチングパターンテーブルの概要図である。

【図9】エリア1における、図1のスイッチング素子の遷移を説明するための図である。

【図10】図4のコントローラにおける、キャリアと出力時間との関係を示すグラフである。

【図11】図1のマトリクスコンバータの出力電圧波形を示すグラフである。

【図12】図1のマトリクスコンバータの出力電圧波形を示すグラフである。

【図13】比較例3のインバータ装置における、キャリアと指令値との関係、及び、出力電圧波形を示すグラフである。

【図14】図4のコントローラにおける、キャリアと出力時間との関係及び出力電圧波形を示すグラフである。

【図15】本発明の変形例の電力変換装置に係る、キャリアと出力時間との関係及び出力電圧波形を示すグラフである。⁵⁰

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下、本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。

《第1実施形態》

図1は、本発明の実施形態に係る電力変換装置を含むバッテリシステムのブロック図である。以下、本例の電力変換装置を充電装置に適用した場合を例として説明するが、本例は、モータ等を制御する制御装置やモータを含む車両等に適用してもよい。

【0010】

本例の充電システムは、交流電源1と、入力フィルタ2と、電圧センサ31～33と、マトリクスコンバータ4と、高周波トランス回路5と、出力フィルタ6と、バッテリ7とを備えている。

【0011】

交流電源1は、三相交流電源であって、充電システムの電力源となる。入力フィルタ2は、交流電源1から入力される交流電力を整流するためのフィルタであって、コイル21～23とコンデンサ24～26とのLC回路により構成されている。コイル21～23は、交流電源1とマトリクスコンバータ4との間で、各相にそれぞれ接続されている。コンデンサ24～26は、コイル21～23にそれぞれ接続され、各相間に接続されている。

【0012】

電圧センサ31～33は、交流電源1とマトリクスコンバータ4との間に接続され、交流電源1からマトリクスコンバータ4への各相の入力電圧(v_r 、 v_s 、 v_t)を検出し、検出電圧を後述するコントローラ10に送信する。電圧センサ31はマトリクスコンバータ4のr相の中間点に接続され、電圧センサ32はマトリクスコンバータ4のs相の中間点に接続され、電圧センサ33はマトリクスコンバータ4のt相の中間点に接続されている。

【0013】

マトリクスコンバータ4は、複数の双方向にスイッチング可能なスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を有し、交流電源1から入力される交流電力を高周波の交流電力に変換し、高周波トランス回路5に出力する。マトリクスコンバータ4は、入力フィルタ2と高周波トランス回路5との間に接続されている。スイッチング素子 S_{rp} は双方向にスイッチング可能な素子とするために、MOSFETやIGBTなどのトランジスタ T_{rrp1} 及びトランジスタ T_{rrp2} と、ダイオード D_{rrp1} 及びダイオード D_{rrp2} を有している。トランジスタ T_{rrp1} 及びトランジスタ T_{rrp2} は互いに逆方向で直列に接続され、ダイオード D_{rrp1} 及びダイオード D_{rrp2} は互いに逆方向で直列に接続され、トランジスタ T_{rrp1} 及びダイオード D_{rrp1} は互いに逆方向で並列に接続され、トランジスタ T_{rrp2} 及びダイオード D_{rrp2} は互いに逆方向で並列に接続されている。他のスイッチング素子 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} も同様に、トランジスタ T_{rrn1} 、 T_{rrn2} とダイオード D_{rrn1} 、 D_{rrn2} のブリッジ回路、トランジスタ T_{rsp1} 、 T_{rsp2} とダイオード D_{rsp1} 、 D_{rsp2} のブリッジ回路、トランジスタ T_{rsn1} 、 T_{rsn2} とダイオード D_{rsn1} 、 D_{rsn2} のブリッジ回路、トランジスタ T_{rtp1} 、 T_{rtp2} とダイオード D_{rtp1} 、 D_{rtp2} のブリッジ回路、トランジスタ T_{rtn1} 、 T_{rtn2} とダイオード D_{rtn1} 、 D_{rtn2} のブリッジ回路により構成されている。

【0014】

すなわち、2つのスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を直列に接続した3対の回路がトランス51の一次側に並列に接続され、各対のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} 間と交流電源1の三相出力部とがそれぞれ電気的に接続されたブリッジ回路により、三相単相のマトリクスコンバータ4が構成されている。

【0015】

高周波トランス回路5は、トランス51と整流ブリッジ回路52とを有し、マトリクス

10

20

30

40

50

コンバータ4と出力フィルタ6との間に接続されている。高周波トランス回路5は、マトリクスコンバータ4から入力される交流電力を直流電力に変換して、出力フィルタ6を介してバッテリ7に供給する回路である。トランス51は、マトリクスコンバータ4から入力される高周波の交流を昇圧し整流ブリッジ回路52に出力する。なお、マトリクスコンバータ4から出力される交流は高周波であるため、トランス51は小型なものを用いることができる。整流ブリッジ回路52は、複数のダイオードをブリッジ状に接続した回路であって、トランス51の二次側の交流を直流に変換する。

【0016】

出力フィルタ6は、コイル61及びコンデンサ62によるLC回路で構成され、高周波トランス回路5とバッテリ7との間に接続されている。出力フィルタ6は、高周波トランス回路5から出力される直流電力を整流し、バッテリ7に供給する。バッテリ7は、本例の充電システムにより充電される二次電池であって、例えばリチウムイオン電池等で構成されている。バッテリ7は、例えば車両に搭載され、車両の動力源となる。

10

【0017】

これにより、本例の充電システムは、交流電源からの交流をマトリクスコンバータ4で高周波の交流に変換し、高周波トランス回路5で昇圧し直流に変換した上で、バッテリ7に高圧の直流電力を供給する。

【0018】

ここで、本例の電力変換装置を用いた、図1に示す充電システムの特徴を、下記の比較例1及び2と対比しつつ説明する。図2は比較例1に係る充電システムのブロック図を示し、図3は比較例2に係る充電システムのブロック図を示す。本例とは異なる充電システムとして、例えば図2に示すように、交流電源1からトランス101を介して整流器102で直流に変換し、降圧チョッパ103を介してバッテリ7に供給するシステムが知られている（比較例1）。また、本例とは異なる他の充電システムとして、交流電源1からPWM整流器201で直流に変換し、高周波トランス回路202の一次側のインバータ回路203で直流を交流に変換して、トランス204で昇圧し、高周波トランス回路202の二次側の整流ブリッジ回路205で直流に変換し、バッテリ7に供給するシステムが知られている。

20

【0019】

比較例1では回路構成は簡単なものでよいが、トランス101が大型になる、及び、整流器102と降圧チョッパ103との間に大容量の電解コンデンサを接続する必要がある、という問題があった。また比較例2では、トランス204は小型なものを使用できるが、変換回数が多いため損失が大きくなる、及び、PWM整流器201と高周波トランス202との間に大容量の電解コンデンサを接続する必要がある、という問題があった。

30

【0020】

本例では、上記のようにマトリクスコンバータ4を用いることで、電力変換による損失を減少し、トランス51の一次側に大容量の電解コンデンサを必要とせず、またトランス51の小型化を実現することができる。

【0021】

次に、図4を用いて、本例の電力変換装置に含まれるマトリクスコンバータ4を制御するコントローラ10について説明する。図4はコントローラ10のブロック図である。コントローラ10は、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} のオン及びオフを切り換え、マトリクスコンバータ4をPWM制御で制御するコントローラである。コントローラ10は、座標変換部11と、空間ベクトル変調部12と、ゼロベクトル時間算出部13とスイッチングパターンテーブル14とスイッチング信号生成部15とを有している。

40

【0022】

座標変換部11は、電圧センサ31～33で検出された検出電圧を比較し、大小関係を把握した上で、固定座標系の検出電圧（ v_r 、 v_s 、 v_t ）を3相2相変換し、静止座標系の電圧（ v_r 、 v_s ）を算出して、電圧（ v_r 、 v_s ）を空間ベクトル変調部12に出

50

力する。空間ベクトル変調部12は、空間ベクトル変調を利用して三相の電圧波形をベクトルに置き換えることで、電圧(v_r 、 v_s)の位相角(ϕ)及び位相角(ϕ)を方向成分にもつ出力指令値を用いて、電圧ベクトルの出力時間(T_1 、 T_2)を算出する。

【0023】

ゼロベクトル時間算出部13は、三角波等のキャリア信号と、空間ベクトル変調部12により算出された時間とを用いて、ゼロベクトルの出力時間(T_z)を算出する。キャリア信号の周波数は、交流電源1の交流電力の周波数より高い周波数が設定されている。スイッチングパターンテーブル14は、予め設定されている、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} をスイッチングするためのスイッチングパターンを位相角(ϕ)と対応させてテーブルとして格納している。

10

【0024】

スイッチング信号生成部15は、スイッチングパターンテーブル14を参照して、位相角(ϕ)と対応するスイッチングパターンを抽出し、抽出されたスイッチングパターンと、電圧ベクトルの出力時間(T_1 、 T_2)及びゼロベクトルの出力時間(T_z)とを用いて、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} のオン及びオフを切り換える制御信号(D_{rp} 、 D_{rn} 、 D_{sp} 、 D_{sn} 、 D_{tp} 、 D_{tn})を、マトリクスコンバータ4に含まれる駆動回路(図示しない)に出力する。スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} はパルス信号で制御される。これにより、マトリクスコンバータ4に含まれるスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} のオン及びオフがコントローラ10の制御で切り換えられて、電力が変換される。

20

【0025】

次に、図5を用いて、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} の切り換え制御について説明する。図5は、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{sp} のスイッチングのシーケンスを示すグラフである。図5において、ハイレベルがオン状態を、ローレベルがオフ状態を示している。スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} の切り換えには電圧転流方式が用いられ、コントローラ10は、検出電圧(v_r 、 v_s 、 v_t)から入力電圧の大小関係を監視して転流を行う。トランジスタ $T_{r_{rp1}}$ 、 $T_{r_{rp2}}$ 、 $T_{r_{sp1}}$ 、 $T_{r_{sp2}}$ の状態が、初期状態からi、ii、iii、ivの順で遷移したとする。

30

【0026】

以下、電圧転流方式について具体例を挙げて説明する。説明を簡単にするため、上アーム回路のみでの転流制御について説明する。初期状態として、スイッチング素子 S_{rp} に含まれるトランジスタ $T_{r_{rp1}}$ 、 $T_{r_{rp2}}$ がオン状態で、スイッチング素子 S_{sp} に含まれるトランジスタ $T_{r_{sp1}}$ 、 $T_{r_{sp2}}$ がオフ状態であるとする。そして、スイッチング素子 S_{rp} の電圧がスイッチング素子 S_{sp} の電圧より高い状態で、スイッチング素子 S_{rp} の電圧からスイッチング素子 S_{sp} の電圧へ転流する場合を説明する。

【0027】

まず初期状態から状態(i)に遷移するとトランジスタ $T_{r_{sp1}}$ をオンにし、状態(i)から状態(ii)に遷移するとトランジスタ $T_{r_{rp1}}$ をオフにし、状態(ii)から状態(iii)に遷移するとトランジスタ $T_{r_{sp2}}$ をオンにし、状態(iii)から状態(iv)に遷移するとトランジスタ $T_{r_{rp2}}$ をオフにする。これにより交流電源1が短絡しないようにスイッチングされ、転流失敗が抑制される。

40

【0028】

次に、図1、図4及び図6～図12を用いて、コントローラ10における制御について説明する。

【0029】

座標変換部11により座標変換されて算出された静止座標系の電圧(v_r 、 v_s)が空間ベクトル変調部12に入力されると、空間ベクトル変調部12は、入力された電圧(v_r 、 v_s)から、電圧(v_r 、 v_s)の位相角(ϕ)を算出する。ここで、電圧(v_r 、 v_s)

50

v) 及び位相角 () をベクトルで表示すると、図 6 のように表される。図 6 は、検出電圧 (v_r 、 v_s 、 v_t) を二相の 座標系に変換し、入力電圧を静止座標系で電圧ベクトルとして観測した図となる。図 6 の v_a は、基本ベクトルを表しており、 座標系での入力電圧の位相角 () を方向成分に持つ出力指令値に相当する。基本ベクトルは、各相の入力電圧の大小関係に応じて図 6 に示す中心点を中心に回転する。

【0030】

本例では、静止座標系において、 軸から反時計回りで 60 度ずつ分けた 6 つの領域で座標が分けられている。各領域の境界線には、 V_1 ~ V_6 の軸が割当てられている。ここで、 V_1 と V_2 との間の領域を「エリア 1」とし、 V_2 と V_3 との間の領域を「エリア 2」とし、 V_3 と V_4 との間の領域を「エリア 3」とし、 V_4 と V_5 との間の領域を「エリア 4」とし、 V_5 と V_6 との間の領域を「エリア 5」とし、 V_6 と V_1 との間の領域を「エリア 6」とする。また原点に対して、 V_7 ~ V_9 が割当てられている。 V_1 ~ V_9 はマトリクスコンバータ 4 から出力される電圧のベクトルを表している。ベクトルとして大きさをもつ(ゼロでない) V_1 ~ V_6 のベクトルは、マトリクスコンバータ 4 からゼロではない電圧が出力されることを示す。すなわち、 V_1 ~ V_6 のベクトルは、ゼロではない電圧ベクトル(以下、「電圧ベクトル」と称す。)に相当する。一方、 V_7 ~ V_9 のベクトルは、マトリクスコンバータ 4 からの出力電圧がゼロになることを示す。すなわち、 V_7 ~ V_9 のベクトルは、電圧ゼロのベクトル(以下、「ゼロベクトル」と称す。)を示す。

【0031】

また本例において、電圧ベクトル V_1 ~ V_9 は、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} のそれぞれ異なるスイッチングパターンと対応させており、入力電圧がどのエリアに属するかに応じて、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を動作させるスイッチングパターンが決まる。なお、電圧ベクトル V_1 ~ V_9 とスイッチングパターンとの関係については後述する。

【0032】

そして、空間ベクトル変調部 12 は、基本ベクトル v_a の位相角 () から、検出時点での入力電圧が、どのエリアに属しているかを判定する。図 6 の例では、基本ベクトル v_a がエリア 1 内になるため、空間ベクトル変調部 12 は、電圧 (v_r 、 v_s) の位相角 () から、入力電圧がエリア 1 に属すると判断する。また例えば、各相の入力電圧 (v_r 、 v_s 、 v_t) の大小関係が変わり、座標変換部 11 により座標変換された 軸電圧 (v_r 、 v_s) の位相角 () が 90 度になった場合には、空間ベクトル変調部 12 は、位相角 90 度を含むエリア 2 を特定する。

【0033】

空間ベクトル変調部 12 は、エリアが特定されると、基本ベクトル (v_a) のエリア軸成分から、電圧ベクトルの出力時間を算出する。図 6 の例では、基本ベクトル (v_a) はエリア 1 に属するため、空間ベクトル変調部 12 は、エリア 1 の軸である V_1 軸及び V_2 軸を用いて、 V_1 軸に沿う成分 (v_{a1}) と V_2 軸に沿う成分 (v_{a2}) とを算出する。そして、 V_1 軸成分の大きさ (v_{a1}) が V_1 と対応するスイッチングパターンの出力時間となり、 V_2 軸成分の大きさ (v_{a2}) が V_1 と対応するスイッチングパターンの出力時間となる。ここで、電圧ベクトル (V_1 ~ V_6) の出力時間を T_1 、 T_2 とし、ゼロベクトル (V_7 ~ V_9) の出力時間を T_z とする。なお、後述するように、本例は、キャリアの前半の半周期に対して、2つの電圧ベクトルを出力するため、当該 2 つの電圧ベクトルのうち、最初の電圧ベクトルの出力時間を T_1 、次の電圧ベクトルの出力時間を T_2 とする。

【0034】

各出力時間 (T_1 、 T_2 、 T_z) は、キャリアの周期と対応して正規化した時間で表されるが、後述するように、本例ではキャリアの半周期あたり、ゼロベクトル (V_7 ~ V_9) の出力時間 (T_z) を確保するために、出力時間 (T_1 、 T_2) に対して制限をかけており、2つの電圧ベクトルを出力する出力時間 (T_1 、 T_2) が所定の下限値以下になるように、空間ベクトル変調部 12 は、出力時間 (T_1 、 T_2) を算出する。なお、当該下

10

20

30

40

50

限値は、出力時間（ T_z ）を確保するための時間に相当し、キャリアの半周期の時間より短い時間が設定される。

【 0 0 3 5 】

エリア1は位相角0度から60度の間を領域としている。例えば、基本ベクトル(v_a)の位相角が0度から30度の間にある場合には、 v_1 軸成分の大きさ(v_{a1})が v_2 軸成分の大きさ(v_{a2})より大きくなるため、 v_1 のスイッチングパターンの出力時間(T_1)の方が、 v_2 のスイッチングパターンの出力時間(T_2)の方より長くなる。エリア4は位相角180度から240度の間を領域としている。例えば、基本ベクトル(v_a)の位相角が210度から240度の間にある場合には、 v_5 軸成分の大きさ(v_{a5})が v_4 軸成分の大きさ(v_{a4})より大きくなるため、 v_5 のスイッチングパターンの出力時間(T_2)の方が、 v_4 のスイッチングパターンの出力時間(T_1)の方より長くなる。これにより空間ベクトル変調部12は、各相の検出電圧に相当する v_1 、 v_2 を用いて位相角(θ)を算出し、当該位相角(θ)を方向成分として持つ基本ベクトル v_a から、電圧ベクトルの出力時間(T_1 、 T_2)を算出し、ゼロベクトル時間算出部13に出力する。

【 0 0 3 6 】

ゼロベクトル時間算出部13は、予め決まっているキャリアの周期の半分の周期（半周期）から、出力時間（ T_1 ）及び出力時間（ T_2 ）の合計時間を減算することで、ゼロベクトル（ T_z ）の時間を算出する。空間ベクトル変調部12は、当該合計時間が所定の下限時間以下になるように出力時間（ T_1 ）及び出力時間（ T_2 ）を算出しているため、ゼロベクトル時間算出部13はゼロベクトル（ T_z ）の時間を算出することができる。本例では、マトリクスコンバータ4の出力電力を交流にするために、キャリア周期に対して、ゼロでない電圧を出力する時間と、ゼロの電圧の時間とを周期的に設ける。またキャリアの周期は出力電圧の周期と対応しているため、ゼロベクトルの出力時間（ T_z ）は、キャリアの半周期に相当する時間から、出力時間（ T_1 ）及び出力時間（ T_2 ）を差し引いた時間となる。ゼロベクトル時間算出部13は、ゼロベクトルの時間（ T_z ）及び電圧ベクトルの時間（ T_1 、 T_2 ）をスイッチング信号生成部15に出力する。

【 0 0 3 7 】

スイッチング信号生成部 15 は、スイッチングパターンテーブル 14 に格納されているスイッチングパターンと、ゼロベクトルの時間 (T_z) 及び電圧ベクトルの時間 (T_1 、 T_2) とを用いて、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を駆動させるためのスイッチング信号を生成する。 30

〔 0 0 3 8 〕

スイッチングテーブル 1 4 及びスイッチング信号生成部 1 5 の制御内容を詳述する前に、ベクトル ($V_1 \sim V_9$) 及び位相角 () とスイッチングパターンとの関係について、図 7 を用いて説明する。図 7 (a) は図 6 のベクトル図に対して、スイッチングパターンを付け加えた図であり、(b) は図 1 の充電システムのうち、交流電源 1 及びマトリクスコンバータ 4 の回路図を簡略化させた回路図である。なお図 7 (a) の「 1 」はオン状態を、「 0 」はオフ状態を示している。

〔 0 0 3 9 〕

図7に示すように、ベクトル($V_1 \sim V_9$)は、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} のスイッチングパターンと対応している。電圧ベクトル(V_1)では、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{tn} をオンに他のスイッチング素子 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} をオフにし、電圧ベクトル(V_2)ではスイッチング素子 S_{sp} 、 S_{tn} をオンに他のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tp} をオフにし、電圧ベクトル(V_3)ではスイッチング素子 S_{rn} 、 S_{sp} をオンに他のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} をオフにし、電圧ベクトル(V_4)ではスイッチング素子 S_{rn} 、 S_{tp} をオンに他のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tn} をオフにし、電圧ベクトル(V_5)ではスイッチング素子 S_{sn} 、 S_{tp} をオンに他のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{tn} をオフにし、電圧ベクトル(V_6)ではスイッチ

ング素子 S_{rp} 、 S_{sn} をオンに他のスイッチング素子 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{tp} 、 S_{tn} をオフにする。すなわち、電圧ベクトル (V_1 ~ V_6) では、各相のうち一相に含まれる上アーム回路のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} をオンに他の相に含まれる上アーム回路のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} をオフにし、かつ、当該他の相に含まれる下アーム回路の少なくとも一つのスイッチング素子 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} をオンにし、当該一の相に含まれる下アーム回路のスイッチング素子 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} をオフにする。

【0040】

そして、電圧ベクトル (V_1 ~ V_6) と対応するスイッチングパターンで、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を制御した場合には、マトリクスコンバータ4の出力側にはゼロではない電圧が出力される。またエリアに応じて、エリアの境界となる2つのベクトルを用いることで、異なる電圧レベルの波形をマトリクスコンバータ4から出力させることができる。
10

【0041】

また、図6及び図7に示すベクトル図において、原点で示されるゼロベクトル (V_7 ~ V_9) にもスイッチングパターンが割り当てられている。ベクトル (V_7) ではスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} をオンに他のスイッチング素子 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} をオフにし、ベクトル (V_8) ではスイッチング素子 S_{sp} 、 S_{sn} をオンに他のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} をオフにし、ベクトル (V_9) ではスイッチング素子 S_{tp} 、 S_{tn} をオンに他のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} をオフにする。すなわち、ゼロベクトル (V_7 ~ V_9) では、各相の一の相に含まれるスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} をオンに、他の相に含まれるスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} をオフにする。
20

【0042】

そして、ゼロベクトル (V_7 ~ V_9) と対応するスイッチングパターンで、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を制御した場合には、マトリクスコンバータ4の出力はゼロになる。

【0043】

上述した通り、位相角 () よりエリアが特定されると、出力される電圧ベクトル (V_1 ~ V_6) と出力時間 (T_1 、 T_2) が決まる。またゼロベクトル時間算出部13によりゼロベクトル (V_7 ~ V_9) と出力時間 (T_z) も算出される。そして、マトリクスコンバータ4は交流電力の出力を目的として設定されているため、キャリアの周期の前半の半周期におけるスイッチング制御に対して、後半の半周期では反転させてスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を制御することで、前半の半周期と逆の極性の出力電力を得ることができる。そこで、本例において、スイッチングテーブル14は、図6のエリアと対応させたスイッチングパターンを格納している。またスイッチング信号生成部15は、電圧ベクトルの出力時間 (T_1 、 T_2) とゼロベクトルの出力時間 (T_z) から、キャリア周期に対する、ベクトル (V_1 ~ V_9) のそれぞれの出力時間を算出して、スイッチング信号を生成する。
30

【0044】

次に、スイッチングパターンテーブル14に格納されているテーブルについて、図8を用いて説明する。図8は、スイッチングパターンテーブル14に格納されるテーブルを示す概要図である。図8において、エリア1 ~ 6は図6で示すエリア1 ~ 6に相当し、 V_1 ~ V_9 はベクトル (V_1 ~ V_9) に、 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} はスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} に相当する。また図8の状態 (1) ~ (6)について、キャリアの1周期は、出力時間 (T_1 、 T_2 、 T_z) と対応させると6つに分けられるため、キャリアの谷の頂点部分から時系列で状態 (1) から状態 (6) としている。
40

【0045】

10

20

30

40

50

スイッチングパターンテーブル14には、マトリクスコンバータ4の出力を交流にするために、キャリアの周期のうち前半の半周期で、2つの電圧ベクトルと1つのゼロベクトルを順に出力し、後半の半周期で、2つの電圧ベクトルと1つのゼロベクトルを順に出力するよう、スイッチングパターンが設定されている。

【0046】

例えれば基本ベクトル(v_a)がエリア1に属する場合には、キャリアの1周期あたり、電圧ベクトル(V_1)、電圧ベクトル(V_2)、ゼロベクトル(V_8)、電圧ベクトル(V_5)、電圧ベクトル(V_4)、ゼロベクトル(V_7)の順でスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を制御する。エリア1におけるスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} 制御の推移を図9に示す。図9は、図1の充電システムのうち、交流電源1及びマトリクスコンバータ4の回路図を簡略化させた回路図であり、各状態(1)～(6)における、各スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} のオン・オフ状態と、トランス51の1次側に流れる電流の向きを矢印で示している。

10

【0047】

図9に示すように、状態(1)から状態(2)、状態(2)から状態(3)等、各状態間を遷移する場合に、コントローラ10は、上アーム回路または下アーム回路のいずれか一方のアーム回路のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} をターンオンにし(オフからオンにする)、他方のアーム回路のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} のオン状態を維持する。言い換えると、オン状態であるスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} のうち、一方のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} はターンオフするが、他方のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} の状態を固定する。

20

【0048】

また、状態(1)、(2)、(3)または状態(3)、(4)、(5)等、各状態を連続して遷移する場合には、上アーム回路のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} 、または、下アーム回路のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を連続して切り換えない。言い換えると、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を上アーム回路と下アーム回路との間で、交互に切り換える。

30

【0049】

これにより、本例は、各状態(1)～(6)を遷移する際のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} のスイッチング回数を減らして、転流ミスを抑制している。なお、図9はエリア1のスイッチングパターンを説明したが、エリア2～6についても、上記と同様な条件で、スイッチング回数を減らすパターンにより、スイッチング制御を行う。

【0050】

図9に示すように、状態(1)～(3)ではマトリクスコンバータ4の出力電流がプラスになり、状態(4)～(6)ではマトリクスコンバータ4の出力電流がマイナスになっている。これにより、スイッチングパターンテーブル14のエリア1のスイッチングパターンでスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を制御することで、マトリクスコンバータ4の出力が交流になる。なお、エリア2からエリア6についても、同様に、マトリクスコンバータ4の出力が交流になるように、図8に示すパターンでスイッチング制御が行われる。

40

【0051】

そして、エリア1～6は位相角に応じて分類されるため、スイッチングパターンテーブル14は、位相角()と対応するスイッチングパターンを格納していることになる。

【0052】

次に、スイッチング信号生成部15の制御について、図10を用いて、説明する。図1

50

0はキャリアと出力時間(T_1 、 T_2 、 T_z)との関係を説明するためのグラフである。まず、スイッチング信号生成部15は、キャリアの周期と同期を取りつつ、出力時間(T_1 ～ T_2)に相当する指令値を設定する。コントローラ10はPWM制御で制御を行うため、電圧ベクトル及びゼロベクトルの出力時間(T_1 、 T_2 、 T_z)の長さが指令値(電圧値)となる。また、出力時間(T_1 、 T_2 、 T_z)に対する指令値を設定する際、キャリアの最大振幅が、2つの電圧ベクトルと1つのゼロベクトルを出力する出力時間(T_1 、 T_2 、 T_z)になるよう正規化している。また、電圧ベクトル及びゼロベクトルの出力タイミングについて、キャリアの前半の半周期では、図6に示す電圧ベクトル(V_1 ～ V_6)のうち、各エリア1～6において、より時計回り側の電圧ベクトルが最初に出力されるよう指令値が設定され、二つの電圧ベクトルが出力された後に、ゼロベクトル(V_7 ～ V_9)が出力されるよう設定される。一方、キャリアの後半の半周期では、2つの電圧ベクトル(V_1 ～ V_6)の出力時間を前半と反転させて出力し、その後に、ゼロベクトル(V_7 ～ V_9)が出力されるよう指令値が設定される。10

【0053】

具体例として、位相角()が0度～30度(エリア1)の間にある場合には、スイッチング信号生成部15は、図10に示すように、キャリアの前半の半周期では、キャリアのローレベルに対して出力時間(T_1)に相当するレベルに指令値(T_1)を設け、指令値(T_1)を基準として出力時間(T_2)に相当するレベルを加算した上で指令値(T_2)を設ける。一方、キャリアの後半の半周期では、スイッチング信号生成部15は、キャリアのハイレベルに対して出力時間(T_2)に相当するレベルを下げたところに指令値(T_2)を設け、指令値(T_2)を基準として出力時間(T_1)に相当するレベルを下げたところ指令値(T_1)を設ける。20

【0054】

そして、スイッチング信号生成部15は、設定された指令値とキャリアとを比較することで、電圧ベクトル及びゼロベクトルの出力タイミングが決定する。また、上記のように、出力時間(T_1 、 T_2 、 T_z)に対して指令値を設定し、キャリアと比較させると、キャリアの1周期に対して6つの状態に分離されるが、当該6つの状態は図8に示す状態(1)～(6)に対応している。すなわち、スイッチング信号生成部15は、出力時間(T_1 、 T_2 、 T_z)とキャリアとを比較することで、スイッチングキャリアテーブルに格納したスイッチングパターンの出力タイミングを決定する。30

【0055】

スイッチング信号生成部15は、キャリアと出力時間(T_1 ～ T_2 、 T_z)との比較で、図10に示す出力タイミングを決定すると、位相角()に応じたスイッチングパターンをスイッチングパターンテーブル14から抽出し、抽出したパターンにより当該出力タイミングで、スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} が駆動されるよう、スイッチング信号を生成し、各スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} に出力する。

【0056】

具体的には、位相角()が0度～30度である場合には、図8のエリア1のスイッチングパターンが用いられ、キャリアの谷の頂点を起点として出力時間(T_1)の間は、電圧ベクトル(V_1)を出力するスイッチング制御が行われ、その後の出力時間(T_2)の間は、電圧ベクトル(V_2)を出力するスイッチング制御が行われ、その後の出力時間(T_z)の間は、ゼロベクトル(V_8)を出力するスイッチング制御が行われる。そして、キャリアの後半の半周期に遷り、キャリアの山の頂点を起点として出力時間(T_2)の間は、電圧ベクトル(V_5)を出力するスイッチング制御が行われ、その後の出力時間(T_1)の間は、電圧ベクトル(V_4)を出力するスイッチング制御が行われ、その後の出力時間(T_z)の間は、ゼロベクトル(V_7)を出力するスイッチング制御が行われる。40

【0057】

マトリクスコンバータ4の出力電圧波形を図11及び図12を用いて説明する。図11は出力時間(T_1)が出力時間(T_2)より長い場合の出力電圧波形の時間特性を、図150

2 は出力時間 (T_2) が出力時間 (T_1) より長い場合の出力電圧波形の時間特性を示す。位相角 () が 0 度 ~ 30 度である場合には、出力時間 (T_1) が出力時間 (T_2) より長くなり、マトリクスコンバータ 4 から出力される電圧波形は、図 11 のように推移する。また、位相角 () が 30 度 ~ 60 度である場合には、出力時間 (T_2) が出力時間 (T_1) より長くなり、マトリクスコンバータ 4 から出力される電圧波形は、図 12 のように推移する。

【0058】

上記のように、本例は、電圧ベクトルを出力する出力時間 (T_1 、 T_2) とゼロベクトルを出力する出力時間 (T_z) とを用いてスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を制御し、出力時間 (T_1 、 T_2) から出力時間 (T_z) に遷移する場合に、オン状態のスイッチング素子のうち、上アーム回路または下アーム回路のいずれか一方のアーム回路のスイッチング素子をターンオフにし、他方のアーム回路のスイッチング素子の前記オン状態を維持する。これにより、ゼロベクトルの出力時間 (T_z) を設けることで、ゼロベクトルの出力時間 (T_z) の最初の時点におけるスイッチング動作と、出力時間 (T_z) の最後の時点におけるスイッチング動作との間隔が確保されるので、当該最初の時点と当該最後の時点との間ににおけるスイッチング動作の重複が避けられ、転流失敗を防ぐことができる。また、電圧ベクトルを出力している状態からゼロベクトルを出力する状態に遷移する場合に、スイッチング回数を減らすことができるため、転流失敗を防ぐことができる。

【0059】

ところで、本例とは異なり、複数のスイッチング素子のブリッジ回路で形成される三相インバータ回路において、各相の中間電圧の検出電圧を指令値 (v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^*) とし、三角波キャリアと比較することで、当該スイッチング素子を制御するインバータ装置（比較例 3）が知られている。図 13 は、キャリア及び指令値 (v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^*) の波形と、インバータ回路の出力電圧の波形である。なお、図 13 に示すように、比較例 3 は、キャリアが指令値を越えた時に出力電圧のレベルを制御する理論式を用いており、キャリアの山及び谷を境に当該理論式を反転させるよう制御している。すなわち、比較例では、検出電圧とキャリアとの比較で出力電圧のレベルを設定し、交流を出力する制御を行っているため、キャリアの周期に対して、ゼロ電圧期間（図 13 の 、 に相当）が偏ってしまう。そして、一方のゼロ電圧期間（図 13 の ）が短くなってしまうため、ゼロ電圧期間の最初の時点及び最後の時点における、スイッチング動作の間隔が短くなるため、転流失敗が発生する。また比較例では、キャリアの周期に対して、ゼロ電圧期間を所定期間として規定していないため、ゼロ電圧を出力するための時間の制御が煩雑になるという問題もある。

【0060】

本例では、キャリアの周期に対してゼロベクトルの出力時間 (T_z) を確保しているため、ゼロ電圧期間の最初の時点及び最後の時点における、スイッチング動作の間隔が短くなることを防ぎ、転流失敗を防止することができる。すなわち、図 14 に示すように、キャリアの半周期毎に、ゼロベクトルの出力期間が均等に割り振られるため、ゼロベクトルの出力時間 (T_z) が極端に短くなることがなくなり、転流失敗を防ぐことができる。またスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn} を制御する際のショートパルスを打つ回数も軽減することができ、素子に集中して負荷がかかることも防ぐことができる。さらに、本例は、PWM 制御の際のスイッチング信号のデューティやスイッチングパターンを自由に設定することができる。なお、図 14 は本例における、キャリアと出力時間 (T_1 、 T_2 、 T_z) との関係を説明するためのグラフ、及び、マトリクスコンバータ 4 の出力電圧の時間特性を示すグラフである。

【0061】

また本例は、出力時間 (T_1 、 T_2) と出力時間 (T_z) との間で連続して遷移する場合に、上アーム回路のスイッチング素子、または、下アーム回路のスイッチング素子を連続して切り換えない。これにより、電圧ベクトルを出力している状態とゼロベクトルを出

10

20

30

40

50

力する状態との間で連続して遷移する場合に、スイッチング回数を減らすことができるため、転流失敗を防ぐことができる。

【0062】

また本例は、座標変換部13により変換された電圧から出力時間(T_1 、 T_2 、 T_z)を算出し、スイッチングパターンテーブル14を参照し、変換された電圧の位相と対応するスイッチングパターンで、スイッチング素子(S_{rp} 、 S_{rn} 、 S_{sp} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 、 S_{tn})を制御する。これにより、ゼロベクトルの出力時間(T_z)が確保されるので、転流失敗を防ぐことができる。

【0063】

また本例は、上アーム回路に含まれるスイッチング素子のうち一のスイッチング素子をオンに、下アーム回路に含まれるスイッチング素子のうち一のスイッチング素子をオンにする出力時間(T_1)と、上アーム回路に含まれるスイッチング素子のうち他のスイッチング素子をオンに、下アーム回路に含まれるスイッチング素子のうち他のスイッチング素子をオンにする出力時間(T_2)で、スイッチング素子を制御する。これにより、ゼロベクトルの出力時間が確保されるので、当該最初の時点と当該最後の時点との間におけるスイッチング動作の重複が避けられ、転流失敗を防ぐことができる。

【0064】

また本例は、キャリアの前半の半周期では、出力時間(T_1)を出力時間(T_2)の前の時間とし、キャリアの後半の半周期では、出力時間(T_1)を出力時間(T_2)の後の時間とする。これにより、マトリクスコンバータ4の出力電圧のプラス側とマイナス側とで、ゼロベクトルの出力時間の均一化を図ることができる。

【0065】

なお本例では、キャリアの半周期に対して、キャリアの谷の頂点を起点とし、2つの電圧ベクトルの出力時間(T_1 、 T_2)を最初に配置し、次にゼロベクトルの出力時間(T_z)を配置したが、必ずしも、この順番にする必要はない。例えば図15に示すように、キャリアの半周期に対して、キャリアの谷の頂点を起点とし、ゼロベクトルの出力時間(T_z)の半分の時間を配列し、次に2つの電圧ベクトルの出力時間(T_1 、 T_2)を配列し、最後に残りの出力時間(T_z)の半分の時間を配列してもよい。また本例は、キャリアの半周期と対応させて、出力時間(T_1 、 T_2)及び出力時間(T_z)を割当てたが、必ずしもキャリアの半周期にする必要はなく、当該半周期より短くてもよく、長くてもよい。また、空間ベクトル変調部12における所定の下限時間は、必ずしもキャリアの半周期より短い時間にする必要はなく、キャリアの周期の一部に対応する時間より短い時間であればよい。

【0066】

また本例は、キャリアの半周期あたりに、2つの電圧ベクトル(V_1 ～ V_6)を出力するよう出力時間(T_1 、 T_2)を制御したが、必ずしも2つの電圧ベクトル(V_1 ～ V_6)である必要はなく、1つの電圧ベクトル(V_1 ～ V_6)でもよく、3つの電圧ベクトル(V_1 ～ V_6)であってもよい。また、図8に示すスイッチングパターンは一例に過ぎず、それぞれの電圧ベクトル及びゼロベクトルのパターンを入れ替えるてもよく、また電圧ベクトル及びゼロベクトルを出力するために他のスイッチングパターンを用いてもよい。

【0067】

上記マトリクスコンバータ4が本発明の「変換回路」に相当し、電圧センサ31～33が「電圧検出手段」に、コントローラ10が「制御手段」に、空間ベクトル変調部12及びゼロベクトル時間算出部13が「スイッチング時間算出部」に、スイッチング信号生成部15が「制御信号生成部」に、出力時間(T_1 、 T_2)が「第1スイッチング時間」に、出力時間(T_z)が「第2スイッチング時間」に、スイッチングパターンテーブル14が「テーブル」に、座標変換部11が「座標変換手段」に相当する。

【符号の説明】

【0068】

2 ... 入力フィルタ

2 1 ~ 2 3 ... コイル

2 4 ~ 2 6 ... コンデンサ

3 1 ~ 3 3 ... 電圧センサ

4 ... インバータ

S_{r p}、S_{r n}、S_{s p}、S_{s n}、S_{t p}、S_{t n} ... スイッチング素子

T_{r r p 1}、T_{r r p 2}、T_{r r n 1}、T_{r r n 2}、T_{r s p 1}、T_{r s p 2}、T_{r s n 1}、T_{r s n 2}、T_{r t p 1}、T_{r t p 2}、T_{r t n 1}、T_{r t n 2} ... パート

D_{r p 1}、D_{r p 2}、D_{r n 1}、D_{r n 2}、D_{s p 1}、D_{s p 2}、D_{s n 1}、D_{s n 2}、D_{t p 1}、D_{t p 2}、D_{t n 1}、D_{t n 2} ... ダイオード

10

5 ... 高周波トランス回路

5 1 ... トランス

5 2 ... 整流ブリッジ回路

6 ... 出力フィルタ

6 1 ... コイル

6 2 ... コンデンサ

7 ... バッテリ

1 0 ... コントローラ

1 1 ... 座標変換部

1 2 ... 空間ベクトル変調部

20

1 3 ... ゼロベクトル時間算出部

1 4 ... スイッチングパターンテーブル

1 5 ... スイッチング信号生成部

1 0 1 ... トランス

1 0 2 ... 整流器

1 0 3 ... 降圧チョッパ

2 0 1 ... PWM 整流器

2 0 2 ... 高周波トランス回路

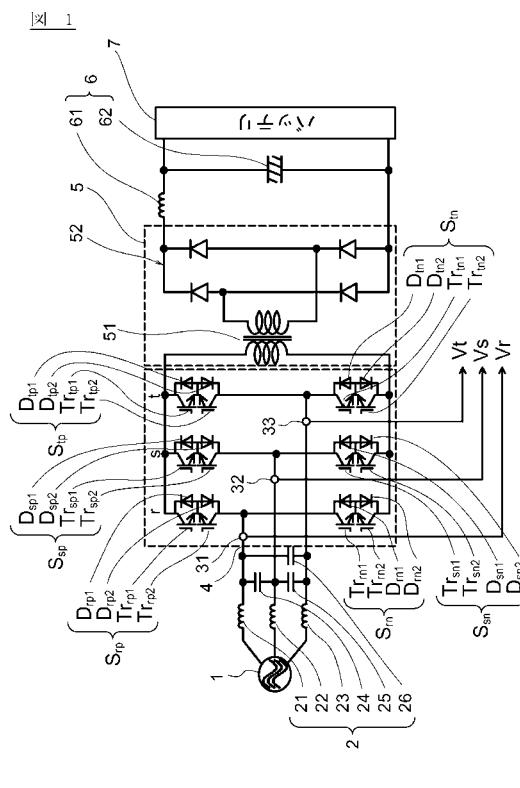
2 0 3 ... インバタ回路

2 0 4 ... トランス

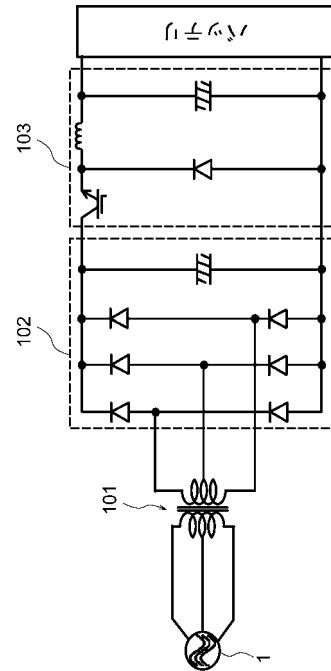
30

2 0 5 ... 整流ブリッジ回路

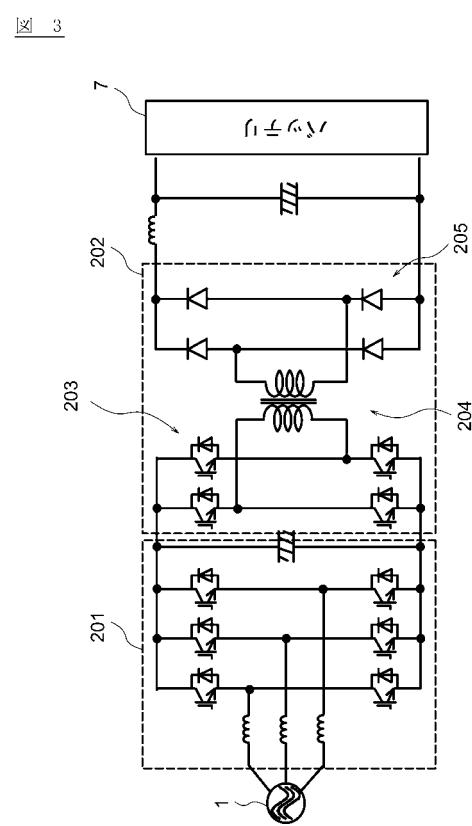
【 図 1 】



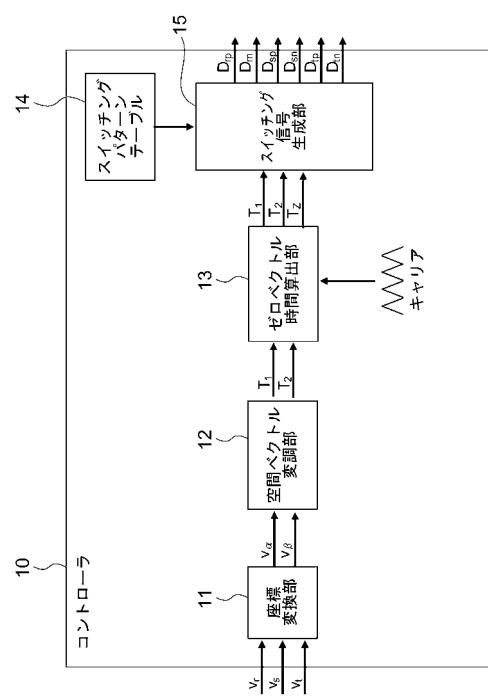
【 図 2 】



【図3】

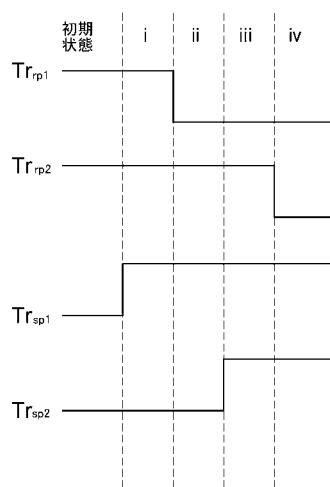


【図4】



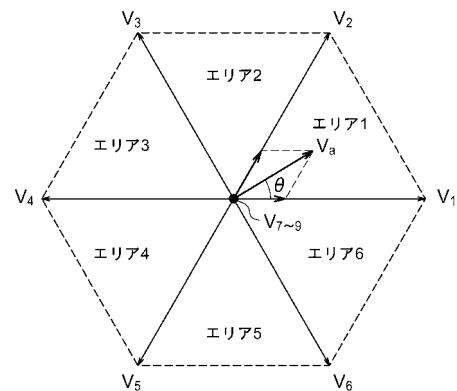
【図5】

図5



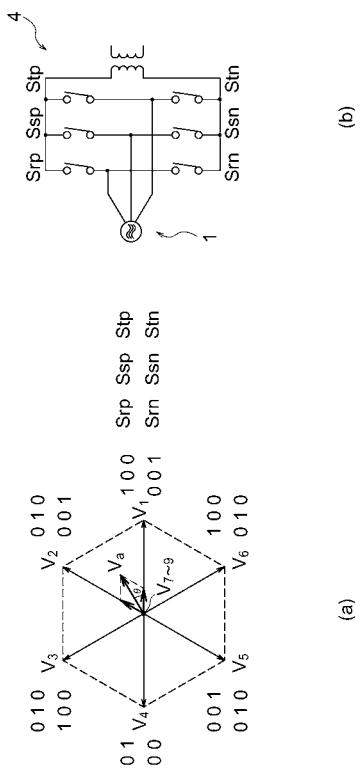
【図6】

図6



【図7】

図7



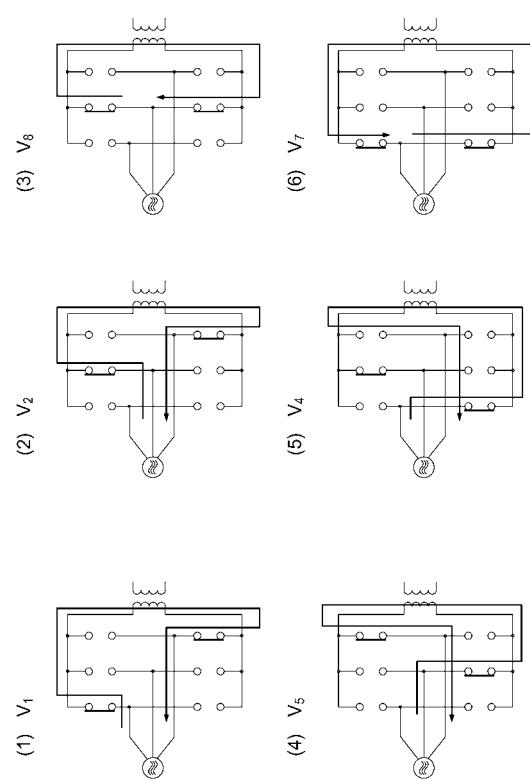
【図8】

図8

エリア	状態	S_{rp}	S_{rn}	S_{sp}	S_{sn}	S_{ip}	S_{in}	S_{sp}	S_{in}	S_{ip}	S_{sn}	S_{sp}	S_{in}
エリア1	(1) V_1 1 0 0 0 0 1	V_4	0 1 0 0 1 0 0 1	0 1 0 0 1 0 0 1									
	(2) V_2 0 0 1 0 0 1	V_5	0 0 0 1 1 0 0 1	0 0 0 1 1 0 0 1									
	(3) V_3 0 0 1 1 0 0	V_8	0 0 1 0 0 0 0 0	0 0 1 0 0 0 0 0									
	(4) V_5 0 0 1 1 0 0	V_2	0 0 1 0 0 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1									
	(5) V_4 0 1 0 0 1 0	V_1	1 0 0 0 0 0 1 0	1 0 0 0 0 0 1 0									
	(6) V_7 1 1 0 0 0 0	V_7	1 1 0 0 0 0 0 0	1 1 0 0 0 0 0 0									
エリア2	(1) V_2 0 0 1 0 0 1	V_5	0 0 0 1 1 0 0 0	0 0 0 1 1 0 0 0									
	(2) V_3 0 1 1 0 0 0	V_6	1 0 0 1 0 0 0 0	1 0 0 1 0 0 0 0									
	(3) V_7 1 1 0 0 0 0	V_7	1 1 0 0 0 0 0 0	1 1 0 0 0 0 0 0									
	(4) V_6 1 0 0 1 0 0	V_3	0 1 1 0 0 0 0 0	0 1 1 0 0 0 0 0									
	(5) V_5 0 0 0 1 1 0	V_2	0 0 1 0 0 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1									
	(6) V_9 0 1 1 0 0 1	V_9	0 0 0 1 0 0 0 1	0 0 0 1 0 0 0 1									
エリア3	(1) V_3 0 1 1 0 0 0	V_6	1 0 0 1 0 0 0 0	1 0 0 1 0 0 0 0									
	(2) V_4 0 1 0 0 1 0	V_1	1 0 0 0 0 0 1 0	1 0 0 0 0 0 1 0									
	(3) V_9 0 0 0 1 1 1	V_9	0 0 0 0 1 0 1 1	0 0 0 0 1 0 1 1									
	(4) V_1 1 0 0 0 1 1	V_4	0 1 0 0 0 1 0 0	0 1 0 0 0 1 0 0									
	(5) V_6 1 0 0 1 0 0	V_3	0 1 1 0 0 0 0 0	0 1 1 0 0 0 0 0									
	(6) V_8 0 0 1 1 0 0	V_8	0 0 0 1 1 0 0 0	0 0 0 1 1 0 0 0									

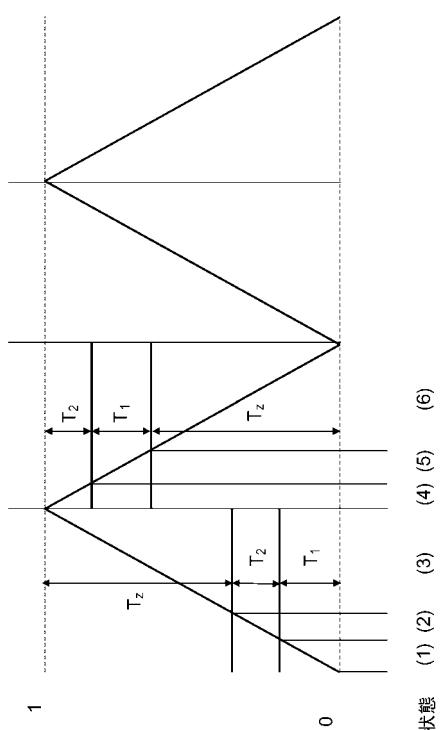
【図9】

図9



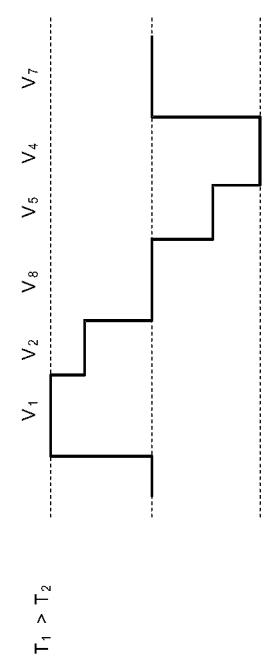
【図10】

図10



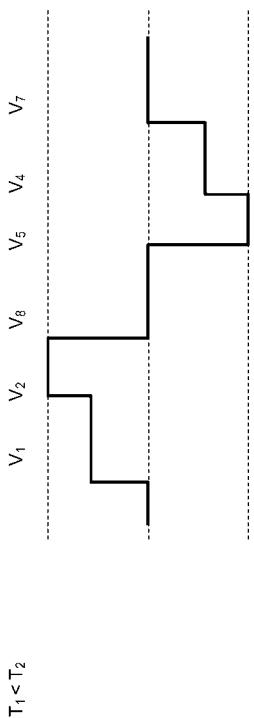
【図11】

図11



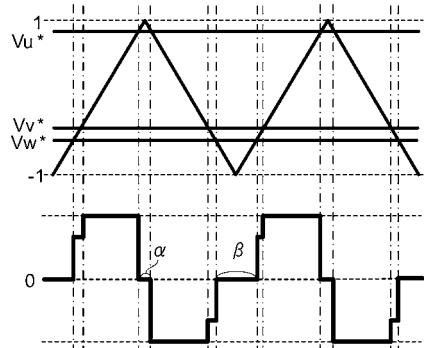
【図12】

図12



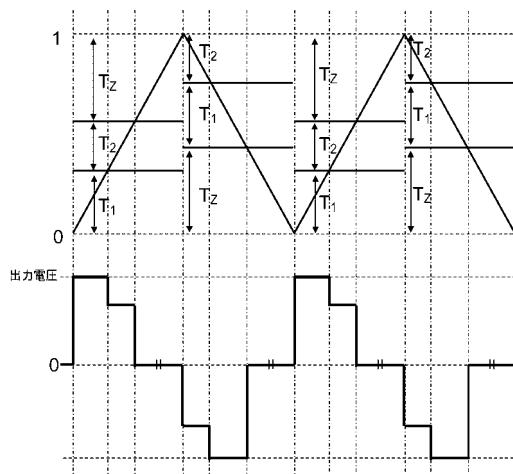
【図 1 3】

図 13



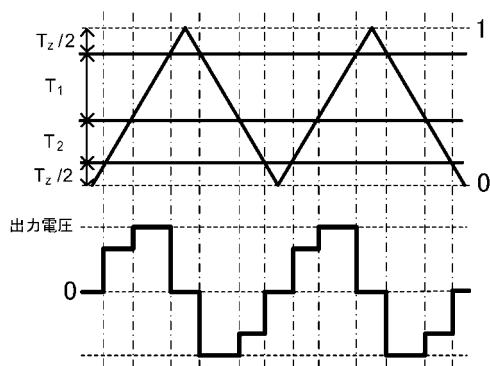
【図 1 4】

図 14



【図 1 5】

図 15



フロントページの続き

(72)発明者 山本 光治

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

(72)発明者 伊東 淳一

新潟県長岡市上富岡町1603-1 国立大学法人長岡技術科学大学内

(72)発明者 大沼 喜也

新潟県長岡市上富岡町1603-1 国立大学法人長岡技術科学大学内

審査官 永田 和彦

(56)参考文献 特開2000-299984 (JP, A)

特開2010-263702 (JP, A)

特表2003-528562 (JP, A)

特開平2-131368 (JP, A)

特開平8-107672 (JP, A)

特開平7-7944 (JP, A)

特開2001-298953 (JP, A)

特開2006-246673 (JP, A)

特開2006-20384 (JP, A)

大沼喜也, 外1名, 「50kVA, 125A三相単相マトリックスコンバータを適用した高周波リンクAC-D

Cコンバータの実機検証」, 平成23年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2011年 9月

6日, p. I-403 I-406, 1-80

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 5/00 - 5/48, 7/00 - 7/98