

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4839844号
(P4839844)

(45) 発行日 平成23年12月21日(2011.12.21)

(24) 登録日 平成23年10月14日(2011.10.14)

(51) Int. Cl.		F 1			
HO2P	27/06	(2006.01)	HO2P	7/63	303V
HO2P	27/16	(2006.01)	HO2P	7/632	ZHVZ
HO2M	5/297	(2006.01)	HO2M	5/297	

請求項の数 9 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2006-5139 (P2006-5139)	(73) 特許権者	000003997
(22) 出願日	平成18年1月12日 (2006.1.12)		日産自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2007-189815 (P2007-189815A)		神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(43) 公開日	平成19年7月26日 (2007.7.26)	(74) 代理人	100147485
審査請求日	平成20年11月26日 (2008.11.26)		弁理士 杉村 憲司
		(74) 代理人	100072051
			弁理士 杉村 興作
		(74) 代理人	100101096
			弁理士 徳永 博
		(74) 代理人	100086645
			弁理士 岩佐 義幸
		(74) 代理人	100107227
			弁理士 藤谷 史朗
		(74) 代理人	100114292
			弁理士 来間 清志

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換器の制御方法およびそれを用いたハイブリッド電力変換システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電動機からの多相交流を入力しモータへ多相交流を出力する電力変換器の制御方法であって、高回転の場合は力率を0方向に可変させることで入力電圧を高め、高電圧を必要としない場合には力率を1近くに可変させるように力率角指令値を生成し、入力電圧値と前記力率角指令値とから電圧配分比を演算し、出力電圧指令値を生成し、前記電圧配分比と前記出力電圧指令値と前記入力電圧値とから仮想PWM信号を生成し、入力電圧値の大小関係に基づき生成されたMode信号と前記仮想PWM信号とから合成PWM信号を生成し、求められた合成PWM信号によって電力変換器を運転させることを特徴とする電力変換器の制御方法。

【請求項 2】

力率角指令値を生成する工程は、出力トルク指令値と出力回転角速度に基づいて生成することを特徴とする請求項1に記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 3】

力率角指令値を生成する工程は、入力電流を座標変換して変換電流を生成し、変換電流指令値を生成し、変換電流と変換電流指令値の差に基づいて力率角指令値1を生成することを特徴とする請求項1に記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 4】

変換電流指令値を生成する工程は、入力電流の振幅と力率角指令値の三角関数との積に基づいて変換電流指令値を生成することを特徴とする請求項3に記載の電力変換器の制御

方法。

【請求項 5】

力率角指令値を生成する工程は、前記力率角指令値と前記力率角指令値 1 の和に基づいて力率各指令値 2 を生成することを特徴とする請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 項に記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 6】

電圧配分比を求める工程は、電圧配分比と入力電圧値と力率角指令値に基づいて式より生成することを特徴とする請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項に記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 7】

出力電圧指令値と電圧配分比の積に基づき入力電圧値ごとの電圧指令値を生成し、前記入力電圧値ごとの電圧指令値を入力電圧値で規格化した規格化電圧指令を生成し、前記規格化電圧指令から三角波比較によって仮想PWM信号を生成することを特徴とする請求項 1 ~ 6 のいずれか 1 項に記載の電力変換器の制御方法。

10

【請求項 8】

合成PWMを生成する工程は、前記仮想PWM信号と、前記Mode信号に基づいてマップにより求めることを特徴とする請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 項に記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 9】

請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 項に記載の電力変換器の制御方法を実施する、電動機から多相交流を入力しモータへ多相交流を出力する電力変換器と、入力電圧値の大小関係に基づきMode信号を生成する手段と、力率角指令値を生成する手段と、入力電圧値と前記力率角指令値とから電圧配分比を演算する手段と、出力電圧指令値を生成する手段と、前記電圧配分比と前記出力電圧指令値と前記入力電圧値とから仮想PWM信号を生成する手段と、前記Mode信号と前記仮想PWM信号とから合成PWM信号を生成する手段と、を備えることを特徴とするハイブリッド電力変換システム。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、多相交流を入力し多相交流を出力する電力変換器の制御方法およびその制御方法を用いた電力変換器に関するものである。

【背景技術】

30

【0002】

従来、交流電動機を可変速駆動する電力変換装置、特に、パルス幅変調 (PWM) 制御方式の電力変換装置は、種々の構成のものが知られている (例えば、特許文献 1 参照)。特許文献 1 に開示された電力変換装置では、三相交流電圧を入力としてモータを制御するマトリクスコンバータの制御方法が記載されている。

【特許文献 1】特開 2002 - 354815 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

上述した電力変換装置では、入力電流の位相と、正相分電流と、逆相分電流とから入力電流指令値を演算し、入力電流指令値から入力電流配分比を計算している。また、入力電圧を検出し、入力電圧の大小関係から線間電圧二つを選び、この二つの線間電圧と入力電流配分比から演算によってPWMパルスを生成している。しかしながら、本構成によれば入力力率角指令を出力の状態に合わせて調整する機能を持っておらず、出力側が高回転のときなどに適切に入力力率を制御することができず、モータを高回転領域で回すことができなかった。

40

【0004】

本発明の目的は上述した問題点を解消して、出力側が高回転のときなどでも適切に入入力率を制御することができ、モータを高回転領域で回すことができる電力変換器の制御方法および電力変換器を提供しようとするものである。

50

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明に係る電力変換器の制御方法は、電動機からの多相交流を入力しモータへ多相交流を出力する電力変換器の制御方法であって、高回転の場合は力率を0方向に可変させることで入力電圧を高め、高電圧を必要としない場合には力率を1近くに可変させるように力率角指令値を生成し、入力電圧値と前記力率角指令値とから電圧配分比を演算し、出力電圧指令値を生成し、前記電圧配分比と前記出力電圧指令値と前記入力電圧値とから仮想PWM信号を生成し、入力電圧値の大小関係に基づき生成されたMode信号と前記仮想PWM信号とから合成PWM信号を生成し、求められた合成PWM信号によって電力変換器を運転させることを特徴とするものである。

10

【0007】

また、本発明のハイブリッド電力変換システムは、上述した電力変換器の制御方法を実施する、電動機から多相交流を入力しモータへ多相交流を出力する電力変換器と、入力電圧値の大小関係に基づきMode信号を生成する手段と、力率角指令値を生成する手段と、入力電圧値と前記力率角指令値とから電圧配分比を演算する手段と、出力電圧指令値を生成する手段と、前記電圧配分比と前記出力電圧指令値と前記入力電圧値とから仮想PWM信号を生成する手段と、前記Mode信号と前記仮想PWM信号とから合成PWM信号を生成する手段と、を備えることを特徴とするものである。

【発明の効果】

【0008】

本発明の第1発明によれば、入力力率を調整することによって入力電圧を昇圧することができる。従って、モータ高回転時に必要な高い電圧を安定して供給することができるため、モータを高回転で制御できる。さらに、入力電圧を昇圧するリアクトルやコンバータを必要としないため、リアクトルやコンバータの分コストを低減することができるとともに、リアクトルの鉄損や銅損、コンバータ損失などが発生しないので、システムとして低損失化できる。

20

【0009】

本発明の第2発明によれば、力率角指令値に基づいて電圧配分比を演算することにより、入力力率を制御することができる。従って、入力力率が制御できることによる昇圧効果やコスト低減、低損失化に加えて、計算量を減らすことができるので、制御系を安価に構成できる。

30

【0010】

なお、本発明の第2発明に係る電力変換器の制御方法として、Mode信号を生成する手段は、入力電圧値の大小関係に基づいてMode信号を生成よう構成することができる。このように構成することで、Mode信号を入力電圧の大小関係によって求めるので、入力電圧が時間によって変化する場合であってもMode移行が失敗することがなく、安定に制御できる。

【0011】

また、本発明の第2発明に係る電力変換器の制御方法として、力率角指令値を生成する手段は、出力トルク指令値と出力回転角速度に基づいて生成するよう構成することができる。このように構成することで、力率角指令値を出力トルクと出力回転速度に基づいて求めるので、モータ高回転時に力率を制御することで電圧を上昇させることができるため、高効率かつ安定的にモータを駆動できる。

40

【0012】

さらに、本発明の第2発明に係る電力変換器の制御方法として、力率角指令値を生成する手段は、入力電流を座標変換して変換電流を生成する手段と、変換電流指令値を生成する手段とを備え、変換電流と変換電流指令値の差に基づいて力率角指令値1を生成するよう構成することができる。このように構成することで、変換電流指令値と入力電流を座標変換した変換電流とから力率角指令値を補正することにより、さらに高精度に入力力率を制御できる。

【0013】

50

さらにまた、本発明の第2発明に係る電力変換器の制御方法として、変換電流指令値を生成する手段は、入力電流の振幅と力率角指令値の三角関数との積に基づいて変換電流指令値を生成するよう構成することができる。力率角指令値と入力電流振幅とから変換電流指令値を求めることで、入力電流振幅が変動する場合であっても力率角指令値に追従する変換電流指令値を求めることができる。

【0014】

また、本発明の第2発明に係る電力変換器の制御方法として、力率角指令値を生成する手段は、前記力率角指令値と前記力率角指令値1の和に基づいて力率各指令値2を生成するよう構成することができる。このように構成することで、力率各指令値をフィードフォワードで補正しているため、力率角指令に対する入力力率の応答を高速化することができるので、モータの出力指令値が急峻に変化するような場合であっても出力の高い応答性を発揮できる。

10

【0015】

さらに、本発明の第2発明に係る電力変換器の制御方法として、電圧配分比を求める手段は、電圧配分比と入力電圧値と力率角指令値に基づいて式より生成するよう構成することができる。このように構成することで、電圧配分比を入力電圧値と力率角指令値から生成することによって、入力電圧が変動した場合でも力率指令に基づいて入力電流を安定的に制御することができる。

【0016】

さらにまた、本発明の第2発明に係る電力変換器の制御方法として、出力電圧指令値と電圧配分比の積に基づき入力電圧値ごとの電圧指令値を生成する手段と、前記入力電圧値ごとの電圧指令値を入力電圧値で規格化した規格化電圧指令を生成する手段とを備え、前記規格化電圧指令から三角波比較によって仮想PWM信号を生成するよう構成することができる。このように構成することで、入力電圧で規格化した電圧指令値と三角波の比較によって仮想PWMパルスを生成している。従って、入力電圧が変動しやすい発電機であっても検出してきた入力電圧値で規格化しているため、安定したパルス生成を行える。

20

【0017】

また、本発明の第2発明に係る電力変換器の制御方法として、合成PWMを生成する手段は、前記仮想PWM信号と、前記Mode信号に基づいてマップにより求めるよう構成することができる。このように構成することで、モードごとに仮想電圧パルスと実際の回路スイッチを対応させる表によって合成パルスが作られている。従って、仮想スイッチにより構成された図6の回路がモードごとに作られていることになる。従って、短絡パターンや開放パターンが限定され、故障診断や保守点検の際に有利である。

30

【0018】

本発明の電力変換器によれば、上述した電力変換器の制御方法を好適に実施することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0019】

以下に、この発明の実施の形態を、図面に基づき詳細に説明する。以下の例において、第1の実施形態としてハイブリッド電力変換システムの例を示し、第2の実施形態として力率角補正部を追加したハイブリッド電力変換システム1の例を示し、第3の実施形態として力率角補正部を追加したハイブリッド電力変換システム2の例を示し、第4の実施形態として電動車両システムの例を示す。

40

【0020】

<ハイブリッド電力変換システム(実施例1)>

1. ハード構成

図1および図2はそれぞれ本発明の電力変換器の制御方法の一例としてハイブリッド電力変換システムのハード構成の一例を説明するための図である。図1に示す例において、1は永久磁石同期電動機で、回転軸がエンジンと機械的に接続されている。2は永久磁石同期電動機、3はR相、S相、T相を入力とし、U相、V相、W相を出力とする電力変換器、4

50

は制御装置、6 - 1 ~ 6 - 3 はコンデンサ、8 はエンジンである。3 の電力変換器は、図 2 に示すような回路構成をしており、R相とU相をつなぐスイッチはSru、S相とU相をつなぐスイッチはSsu、T相とU相をつなぐスイッチはStu、R相とV相をつなぐスイッチはSrv、S相とV相をつなぐスイッチはSsv、T相とV相をつなぐスイッチはStv、R相とW相をつなぐスイッチはSrw、S相とW相をつなぐスイッチはSsw、T相とW相をつなぐスイッチはStwである。以上が本実施例のハード構成である。

【 0 0 2 1 】

2 . 制御構成

図 1 に示す制御装置 4 において、4 - 1 はパラメータ変換部、4 - 2 は電圧選択部、4 - 3 は力率角指令生成部、4 - 4 は電圧配分比生成部、4 - 5 は出力電圧指令生成部、4 - 6 は電圧配分部、4 - 7 は規格化電圧指令、4 - 8 はPWMパルス生成部、4 - 9 は論理合成部である。また、各パラメータについて図 1 の左上から説明すると、Vrsはs相から見たr相の電圧、VstはT相から見たS相の電圧、Tm*は永久磁石同期電動機 2 のトルク指令、

mは永久磁石同期電動機 2 の回転位置、ivはV相電流、iuはU相電流、Vr,Vs,Vtは永久磁石同期電動機 1 の電気的中性点から見たR相、S相、T相の相電圧、Mode信号は選択された電圧モードを示す信号、Vdc_a、Vdc_bは電圧選択部 4 - 2 で選択された入力線間電圧Vdc_a、線間電圧Vdc_b、Vmax,Vmid,VgndはR相、S相、T相電圧の最大値、中間値、基準値、*は力率角指令値、は電圧配分比、Vu*,Vv*,Vw*は出力のU相、V相、W相への電圧指令値、Vu_a*は線間電圧Vdc_aを使ったU相への電圧指令値、Vu_b*は線間電圧Vdc_bを使ったU相への電圧指令値、Vv_a*は線間電圧Vdc_aを使ったV相への電圧指令値、Vv_b*は線間電圧Vdc_bを使ったV相への電圧指令値、Vw_a*は線間電圧Vdc_aを使ったW相への電圧指令値、Vw_b*は線間電圧Vdc_bを使ったW相への電圧指令値である。mu_a*,mu_b*,mv_a*,mv_b*,mw_a*,mw_b*は規格化電圧指令である。

【 0 0 2 2 】

次に、図 3 の仮想回路の構成を説明する。この仮想回路は、Vdc_a,Vdc_bを電源とし、U相、V相、W相を出力とする電力変換器で、仮想スイッチUA~UF,VA~VF,WA~WFにより構成される。図 1 に戻ってパラメータの説明を続けると、Vu_pwmA~FはVu_pwmA、Vu_pwmB、Vu_pwmC、Vu_pwmD、Vu_pwmE、Vu_pwmFからなり、Vu_pwmAは仮想スイッチUAの開閉を決めるPWMパルス、Vu_pwmBは仮想スイッチUB、Vu_pwmCは仮想スイッチUC、Vu_pwmDは仮想スイッチUD、Vu_pwmEは仮想スイッチUE、Vu_pwmFは仮想スイッチUFの開閉を決める。V相、W相のPWMパルスについても同様の形式で表記する。また、iSru1は図 2 のスイッチSru1の開閉を決めるPWMパルス、iSsu1はSsu1、iStu1はStu1、iSrv1はSrv1、iSsv1はSsv1、iStv1はStv1、iSrw1はSrw1、iSsw1はSsw1、iStw1はStw1の開閉を決めるPWMパルスである。iSru2~iStw2についても、同様の形式で駆動パルスとスイッチを割り当てている。以下、制御ブロック4-1~4-9の構成を説明する。

【 0 0 2 3 】

2 . 1 パラメータ変換部 4 - 1

パラメータ変換部 4 - 1 では、Vrs,Vstを入力し、パラメータ変換を行って、Vr,Vs,Vtを出力する。Vr,Vs,Vtは以下の式に基づいて演算する。

$$V_r = -1/3 \cdot (-V_{st} - 2V_{rs})$$

$$V_s = -1/3 \cdot (V_{rs} - V_{st})$$

$$V_t = -1/3 \cdot (2V_{st} + V_{rs})$$

【 0 0 2 4 】

2 . 2 電圧選択部 4 - 2

電圧選択部 4 - 2 は、Vr,Vs,Vtを入力し、入力された電位の中から電位の選択を行い、Vmax,Vmid,Vgnd,Vdc_a,Vdc_b,Mode信号を出力する。電位の選択方法として、Vmax、Vmid、Vgnd、Mode信号を、図 4 に示すフローチャートによって演算することで選択する。また、図 4 中の最小電位フィルタは、Vr,Vs,Vt、-Vr,-Vs,-Vtのうち、最小のものをVminとするようなフィルタである。また、Vdc_a,Vdc_bは以下の式に基づいて計算する。

$$V_{dc_a} = V_{max} - V_{gnd}$$

10

20

30

40

50

$$V_{dc_b} = V_{mid} - V_{gnd}$$

【 0 0 2 5 】

2 . 3 力率角指令生成部 4 - 3

力率角指令生成部 4 - 7 では、 T_m^* と m を入力し、図 5 に示すような、 T_m^* と、出力側の回転数位置 m を時間微分した m とのマップによって、適切な力率角指令 ϕ^* を出力する。ここで、適切な力率角指令 ϕ^* の導出方法を説明する。まず前提条件を以下に示す。

- 1 . 入力側の平均発電電力 P_{in} は出力側の平均消費電力 P_{out} によって決まる。
- 2 . 入力発電電力 P_{in} 一定のもとで、力率を変えた場合、入力電圧実効値と入力電流実効値は図 8 のように変化する。

【 0 0 2 6 】

それぞれについて説明する。まず 1 であるが、このハイブリッドシステムにおいては、出力側に必要な電力を入力側の永久磁石同期電動機で発電する。従って、この系において入力側の平均発電電力 P_{in} は、出力側の平均消費電力と絶対値が等しくなる。次に 2 であるが、平均発電電力 P_{in} は入力交流電流の実効値 I_{rms} と入力交流電圧の実効値 V_{rms} と力率 $\cos \phi$ の積で以下のように表される。

$$P_{in} = I_{rms} \cdot V_{rms} \cdot \cos \phi \quad (1)$$

また、入力電力の無効分 P_{in_var} は

$$P_{in_var} = I_{rms} \cdot V_{rms} \cdot \sin \phi \quad (2)$$

また、皮相電力 P_{in_a} は

$$P_{in_a} = I_{rms} \cdot V_{rms} = \sqrt{P_{in}^2 + P_{in_var}^2} \quad (3)$$

また、入力インピーダンスを Z とすると I_{rms} と V_{rms} には

$$V_{rms} = Z \cdot I_{rms} \quad (4)$$

なる関係がある。ここで、(1), (4) 式をもとに力率と入力電圧実効値、入力電流実効値の関係を示したのが図 8 である。入力力率を 0 方向に可変させると入力電圧を大きくすることができる。また、1 近くに可変させると入力電流を小さくすることができる。

【 0 0 2 7 】

この条件のもとで適切な力率角指令 ϕ^* を求めるには、出力電力ごとに図 8 のようなグラフを用いて考えるのが良い。例えば、出力側永久磁石同期電動機が高回転のときは永久磁石によって発生する誘起電圧が高くなるので、入力側の電圧も高くする。そこで、入力電圧が高くなるように力率角指令値を設定する。また、出力側に高い電圧を必要としない場合にはより効率よく発電するため力率を 1 に近く設定する。すなわち、出力側に必要な電圧を与え、かつ入力電流が小さくなるような力率を選ぶ。以上の原理に基づいて最適な ϕ^* を求める。

【 0 0 2 8 】

2 . 4 電圧配分比生成部 4 - 4

電圧配分比生成部 4 - 4 では、 ϕ^* , V_{max} , V_{mid} , V_{gnd} を入力し、入力力率を補正する適切な電圧配分比 γ を出力する。入力力率角指令 ϕ^* と電圧配分比 γ には以下のような関係があり、以下の式に基づいて γ を演算する。

【 数 1 】

$$\gamma = \frac{\{V_{max} \cdot \cos \phi^* - \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{mid} - V_{gnd}) \cdot \sin \phi^*\} \cdot (V_{max} - V_{gnd})}{\{V_{max} \cdot \cos \phi^* - \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{mid} - V_{gnd}) \cdot \sin \phi^*\} \cdot (V_{max} - V_{gnd}) - \{V_{mid} \cdot \cos \phi^* - \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{gnd} - V_{max}) \cdot \sin \phi^*\} \cdot (V_{mid} - V_{gnd})}$$

【 0 0 2 9 】

2 . 5 出力電圧指令生成部 4 - 5

図 1 に戻って、出力電圧指令生成部 4 - 5 は、 i_u, i_v, i_w, m, T_m^* を入力し、 V_u^*, V_v^*, V_w^* を

10

20

30

40

50

出力する。 Vu^* , Vv^* , Vw^* はPI制御、およびベクトル演算に基づいて計算する。

【 0 0 3 0 】

2.6 電圧配分部 4 - 6

電圧配分部 4 - 6 は、 Vu^* , Vv^* , Vw^* を入力し、 Vu_a^* , Vu_b^* , Vv_a^* , Vv_b^* , Vw_a^* , Vw_b^* を出力する。 Vu_a^* , Vu_b^* , Vv_a^* , Vv_b^* , Vw_a^* , Vw_b^* は以下の式に基づいて演算する。

$$Vu_a^* = \quad \cdot Vu^*$$

$$Vu_b^* = (1 - \quad) \cdot Vu^*$$

$$Vv_a^* = \quad \cdot Vv^*$$

$$Vv_b^* = (1 - \quad) \cdot Vv^*$$

$$Vw_a^* = \quad \cdot Vw^*$$

$$Vw_b^* = (1 - \quad) \cdot Vw^*$$

10

【 0 0 3 1 】

2.7 規格化電圧司令部 4 - 8

規格化電圧司令部 4 - 8 は、 Vu_a^* , Vu_b^* , Vv_a^* , Vv_b^* , Vw_a^* , Vw_b^* と Vdc_a , Vdc_b から μ_a^* , μ_b^* , mv_a^* , mv_b^* , mw_a^* , mw_b^* を出力する。 μ_a^* , μ_b^* , mv_a^* , mv_b^* , mw_a^* , mw_b^* は以下の式に基づいて演算する。

$$\mu_a^* = Vu_a^* / (2 \cdot Vdc_a)$$

$$\mu_b^* = Vu_b^* / (2 \cdot Vdc_b)$$

$$mv_a^* = Vv_a^* / (2 \cdot Vdc_a)$$

$$mv_b^* = Vv_b^* / (2 \cdot Vdc_b)$$

$$mw_a^* = Vw_a^* / (2 \cdot Vdc_a)$$

$$mw_b^* = Vw_b^* / (2 \cdot Vdc_b)$$

20

【 0 0 3 2 】

2.8 PWMパルス生成部 4 - 9

PWMパルス生成部 4 - 3 では、 μ_a^* , μ_b^* , mv_a^* , mv_b^* , mw_a^* , mw_b^* から三角波比較法によって $Vu_{pwmA} \sim Vu_{pwmF}$, $Vv_{pwmA} \sim Vv_{pwmF}$, $Vw_{pwmA} \sim Vw_{pwmF}$ を出力する。例えば、 μ_a^* , μ_b^* から $Vu_{pwmA} \sim Vu_{pwmF}$ を三角波比較法によって求める方法は、従来から知られており、本出願人が先に出願した特願 2005 - 249453号などに詳細に開示されている方法を利用することができる。

30

【 0 0 3 3 】

2.9 論理合成部 4 - 10

論理合成部 4 - 10 は、 $Vu_{pwmA} \sim F$, $Vv_{pwmA} \sim F$, $Vw_{pwmA} \sim F$ と、Mode信号を入力し、 $iS_{ru1} \sim iS_{tw2}$ を出力する。 $iS_{ru1} \sim iS_{tw2}$ は以下の表に基づいてモードごとに $Vu_{pwmA} \sim Vw_{pwmF}$ を割り当てる。なお、表 1 においてUAは Vu_{pwmA} のu,Aをとって簡略化した記号である。例えば、表 1 中UAは Vu_{pwmA} 、UBは Vu_{pwmB} を示している。

【 0 0 3 4 】

【表 1】

mode スイッチ	①	②	③	④	⑤	⑥
iSru1	UD	UA	UF	UE	UC	UB
iSru2	UE	UC	UB	UD	UA	UF
iSsu1	UF	UD	UA	UB	UE	UC
iSsu2	UB	UE	UC	UF	UD	UA
iStu1	UC	UB	UE	UA	UF	UD
iStu2	UA	UF	UD	UC	UB	UE
iSrv1	VD	VA	VF	VE	VC	VB
iSrv2	VE	VC	VB	VD	VA	VF
iSsv1	VF	VD	VA	VB	VE	VC
iSsv2	VB	VE	VC	VF	VD	VA
iStv1	VC	VB	VE	VA	VF	VD
iStv2	VA	VF	VD	VC	VB	VE
iSrw1	WD	WA	WF	WE	WC	WB
iSrw2	WE	WC	WB	WD	WA	WF
iSsw1	WF	WD	WA	WB	WE	WC
iSsw2	WB	WE	WC	WF	WD	WA
iStw1	WC	WB	WE	WA	WF	WD
iStw2	WA	WF	WD	WC	WB	WE

10

20

【 0 0 3 5 】

実施例 1 に係る本発明では、少ない演算量で入力力率を操作することにより、永久磁石モータの高い誘起電圧に対しても十分な電圧を安定して印加することができ、モータを高回転化できる。さらに、入力電圧を昇圧するリアクトルやコンバータを必要としないため、リアクトルやコンバータの分コストを低減することができるとともに、リアクトルの鉄損や銅損、コンバータ損失などが発生しないので、システムとして低損失化できる。また、Mode信号、電圧配分比、規格化電圧指令を入力電圧に基づいて決定するので、入力電圧が変動する場合でもモータ、入力電流とともに安定的に制御できる。さらに、Mode信号に基づいて仮想電圧パルスと実際の回路スイッチを対応させる表によって合成パルスが作られている。従って、仮想スイッチにより構成された図 3 の回路がモードごとに作られていることになる。従って、短絡パターンや開放パターンが限定され、故障診断や保守点検の面で有利である。

30

【 0 0 3 6 】

< 力率角補正部を追加したハイブリッド電力変換システム 1 (実施例 2) >

図 7 に第 2 の実施例を示す。本構成は、実施例 1 の力率角指令 * を補正するブロックを追加し、より高精度に入力力率を制御できるよう構成されたものである。

【 0 0 3 7 】

1 . ハード構成

図 7 に本実施例のハード構成を示す。1 は永久磁石同期電動機で、回転軸がエンジンと機械的に接続されている。2 は永久磁石同期電動機、3 は R 相、S 相、T 相を入力とし、U 相、V 相、W 相を出力とする電力変換器、4 - a は制御装置、6 - 1 ~ 6 - 3 はコンデンサ、8 はエンジンである。

40

【 0 0 3 8 】

2 . 制御構成

制御構成を図 7 のブロック 4 - a に基づいて説明する。4 - 1 ~ 4 - 3、4 - 5 ~ 4 - 9 までのブロックは実施例 1 と同じなので省略し、電圧配分比生成部 4 - 4 - a、力率角補正部 4 - 1 0 のみ説明する。

【 0 0 3 9 】

50

2. 1 力率角補正部 4 - 1 0

力率角補正部 4 - 1 0 では、入力相電流 i_r, i_s 、入力側回転角位置 θ_g 、力率角指令 ϕ_1^* を入力し、入力電流の帰還によって力率角指令を補正し、補正された力率角指令 ϕ_1^* を出力する。力率角補正部 4 - 1 0 は図 8 に示すような構成になっており、座標変換部 4-10-a、力率角補正值生成部 4-10-b、補正力率角生成部 4-10-c からなる。以下、それぞれについて説明を行う。

【 0 0 4 0 】

2. 1. 1 座標変換部 4 - 1 0 - a

座標変換部 4 - 1 0 - a では、 i_r, i_s, θ_g を入力し、 i_r, i_s を θ_g に同期した座標系に変換し、 θ_g に同期した電流である i_{gq} を出力する。 i_{gq} は以下のように計算する。

$$i_{gq} = -\frac{2}{3} \{ I_r \sin \theta_g + I_s \sin (\theta_g - 2/3) + (-i_r - i_s) \sin (\theta_g + 2/3) \}$$

10

【 0 0 4 1 】

2. 1. 2 電流指令値生成部 4 - 1 0 - b

電流指令値生成部 4-10-b では、力率角指令 ϕ_1^* と i_r, i_s, θ_g を入力し、電流指令値 i_{gq}^* を生成する。 i_{gq}^* は以下の式に基づいて計算する。

$$i_{gq}^* = I \cdot \sin(-\phi_1^*)$$

ただし、

$$I = \sqrt{(i_{gq}^2 + i_{gd}^2)}$$

$$i_{gd} = \frac{2}{3} \{ I_r \cos \theta_g + I_s \cos (\theta_g - 2/3) + (-i_r - i_s) \cos (\theta_g + 2/3) \}$$

20

【 0 0 4 2 】

2. 1. 3 補正力率角生成部 4 - 1 0 - c

力率補正值生成部 4-10-c では、 i_{gq} と i_{gq}^* を入力し PI 制御を行って力率角指令 ϕ_1^* を出力する。

【 0 0 4 3 】

2. 2 電圧配分比生成部

電圧配分比生成部 4 - 4 - a では、補正された力率角指令 ϕ_1^* に対して以下の式に基づいて電圧配分比を生成する。

【 数 2 】

$$\gamma = \frac{\{V_{\max} \cdot \cos \phi_1^* - \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{\text{mid}} - V_{\text{gnd}}) \cdot \sin \phi_1^*\} \cdot (V_{\max} - V_{\text{gnd}})}{\{V_{\max} \cdot \cos \phi_1^* - \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{\text{mid}} - V_{\text{gnd}}) \cdot \sin \phi_1^*\} \cdot (V_{\max} - V_{\text{gnd}}) - \{V_{\text{mid}} \cdot \cos \phi_1^* - \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{\text{gnd}} - V_{\max}) \cdot \sin \phi_1^*\} (V_{\text{mid}} - V_{\text{gnd}})}$$

30

【 0 0 4 4 】

以上の実施例 2 の構成では、力率角補正部 4 - 1 0 を追加したことで、実施例 1 での効果に加えて、入力力率をさらに高精度に制御できるため、実施例 1 で述べたモータ高回転化、高効率化、低損失化する効果を高めることができる。

【 0 0 4 5 】

< 力率角補正部を追加したハイブリッド電力変換システム 2 (実施例 3) >

図 9 に第 3 の実施例を示す。本構成は、実施例 2 の力率角指令 ϕ_1^* に力率角指令 ϕ^* を加算して補正することで、入力力率の応答性をさらに向上させたものである。

40

【 0 0 4 6 】

1. ハード構成

図 9 に本実施例のハード構成を示す。1 は永久磁石同期電動機で、回転軸がエンジンと機械的に接続されている。2 は永久磁石同期電動機、3 は R 相、S 相、T 相を入力とし、U 相、V 相、W 相を出力とする電力変換器、4 - b は制御装置、6 - 1 ~ 6 - 3 はコンデンサ、8 はエンジンである。

【 0 0 4 7 】

2. 制御構成

制御構成を図 9 のブロック 4 - b に基づいて説明する。実施例 2 からの変更点である、加

50

算器4-11, 電圧配分比生成部4-4-bについてのみ説明する。

【0048】

2.1 加算器4-11

加算器4-11は、 γ^* と β^* を加算し、 γ^* を生成する。

【0049】

2.2 電圧配分比生成部4-4-b

電圧配分比生成部4-4-aでは、補正された力率角指令 β^* に対して以下の式に基づいて電圧配分比を生成する。

【数3】

$$\gamma = \frac{\{V_{\max} \cdot \cos \phi 2^* - \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{\text{mid}} - V_{\text{gnd}}) \cdot \sin \phi 2^*\} \cdot (V_{\max} - V_{\text{gnd}})}{\{V_{\max} \cdot \cos \phi 2^* - \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{\text{mid}} - V_{\text{gnd}}) \cdot \sin \phi 2^*\} \cdot (V_{\max} - V_{\text{gnd}}) - \{V_{\text{mid}} \cdot \cos \phi 2^* - \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{\text{gnd}} - V_{\max}) \cdot \sin \phi 2^*\} \cdot (V_{\text{mid}} - V_{\text{gnd}})}$$

10

【0050】

以上の実施例3に係る構成により、実施例1, 2の効果に加えて、力率角指令 β^* をフィードフォワードで γ^* に加算することにより、より高速に入力力率を制御でき、急峻なトルク指令値の変化にも対応できるようになる。

【0051】

< 電動車両システム (実施例4) >

20

1. 構成

図10に第4の実施例である電動車両システムを示す。本構成は、実施例1, 2, 3を電動車に応用し、4輪駆動走行をモータのエネルギーとエンジンのエネルギーで行うものである。1は永久磁石同期電動機で、回転軸がエンジンと機械的に接続されている。2は永久磁石同期電動機、3はR相、S相、T相を入力とし、U相、V相、W相を出力とする電力変換器、4は制御装置、6-1~6-3はコンデンサ、8はエンジンである。9-1は車体、9-2は前輪、9-3は後輪、9-4は前輪ドライブシャフトで、エンジンの駆動力を前輪に伝える。9-5は後輪ドライブシャフトで、永久磁石同期電動機2の駆動力を後輪に伝える。

【0052】

30

実施例4では、電動車両に実施例1, 2, 3の力率制御を適用することにより、エンジンに接続された発電機の力率を高精度かつ高速に制御でき、これによって発電機の電圧、電流を制御できる。また、入力電圧が変動する場合であっても、Mode信号、電圧配分比、規格化電圧指令を入力電圧に基づいて決定するので、出力電圧、入力電流ともに安定的に制御できる。従って、後輪を高回転で駆動する場合に発生する高い誘起電圧に対しても安定的に、かつ高効率に後輪側モータに電圧を供給でき、高効率化、低燃費化、高回転化を図ることができる。また、モードごとに仮想回路を生成することで短絡パターンや開放パターンが限定され、故障診断など、保守、点検の際に有利である。

【0053】

< 三相交流電源を用いたマトリクスコンバータシステム (実施例5) >

40

1. 構成

図11に第5の実施例である三相交流電源を用いたマトリクスコンバータシステムを示す。本構成は、実施例1, 2, 3の力率制御を、三相交流電源を用いたマトリクスコンバータに応用し、高い電圧が必要なモータの駆動を変圧器などの昇圧装置なしで行うものである。2は永久磁石同期電動機、3はR相、S相、T相を入力とし、U相、V相、W相を出力とする電力変換器、4は制御装置、6-1~6-3はコンデンサ、8はエンジンである。11は三相交流電源、12-1~12-3はリアクトルである。6-1~6-3のコンデンサと12-1~12-3のリアクトルは、半導体スイッチング素子のスイッチング周波数成分を除去するフィルタとしての役割がある。

【0054】

50

実施例 5 では、三相交流電源を用いたマトリクスコンバータシステムに、実施例 1、2、3 の力率制御を適用することにより入力側の力率を高精度かつ高速に制御し、高効率な運転が可能となる。さらに、入力電圧を向上することができるので、モータの高回転時に必要な高い電圧を安定供給でき、モータを高回転化できるなど、モータの動作範囲を拡大することができる。さらに、変圧器などの昇圧装置を使用しないので、その分コストダウンできることに加え、昇圧装置での損失がないので高効率化できる。また、モードごとに仮想回路を生成することで短絡パターンや開放パターンが限定され、故障診断など、保守、点検の際に有利である。

【産業上の利用可能性】

【0055】

10

本発明の電圧変換器の制御方法および電圧変換器によれば、入力力率角指令を出力の状態に合わせて調整することができ、出力側が高回転のときなどに適切に入力力率を制御することができ、モータを高回転領域で回すことができる。そのため、このような電力変換器を使用するハイブリッド電力変換システム、電動車両システム、三相交流電源を用いたマトリクスコンバータシステムなどに好適に利用することができる。

【図面の簡単な説明】

【0056】

【図 1】本発明の電力変換器の制御方法の一例としてハイブリッド電力変換システムのハード構成の一例を説明するための図である。

【図 2】本発明の制御対象となる電力変換器の一例を説明するための図である。

20

【図 3】本発明の制御方法の対象となる電力変換器の仮想回路の構成を説明するための図である。

【図 4】本発明の電力変換器の制御方法における電圧選択部での選択操作の一例を示すフローチャートである。

【図 5】本発明の電力変換器の制御方法における力率角指令生成部で用いるマップの一例を示す図である。

【図 6】本発明の電力変換器の制御方法における力率と入力電圧実効値、入力電流実効値との関係を示すグラフである。

【図 7】本発明の電力変換器の制御方法の他の例としてハイブリッド電力変換システムのハード構成の他の例を説明するための図である。

30

【図 8】本発明の電力変換器の制御方法における力率角補正部の一例の構成を説明するための図である。

【図 9】本発明の電力変換器の制御方法のさらに他の例としてハイブリッド電力変換システムのハード構成のさらに他の例を説明するための図である。

【図 10】本発明の電力変換器の制御方法を用いた電動車両システムのハード構成の一例を説明するための図である。

【図 11】本発明の電力変換器の制御方法を用いたマトリクスコンバータシステムのハード構成の一例を説明するための図である。

【符号の説明】

【0057】

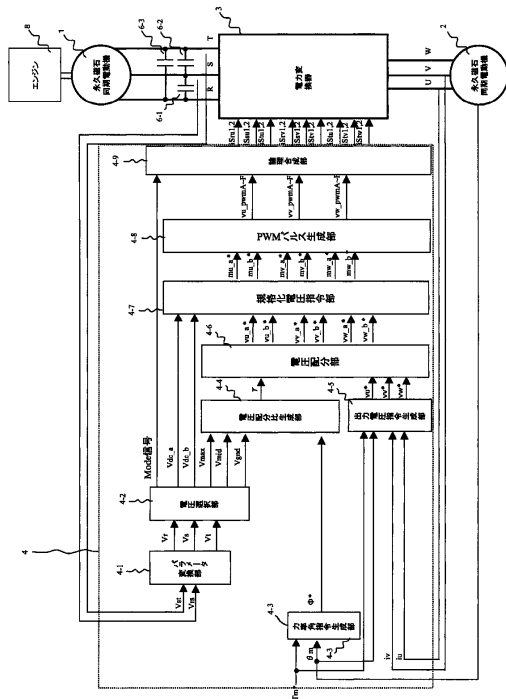
40

- 1、2 永久磁石同期電動機
- 3 電力変換器
- 4、4 - a、4 - b 制御装置
- 4 - 3 力率角指令生成部
- 4 - 10 力率角補正部
- 4 - 11 加算器
- 8 エンジン
- 9 - 1 車体
- 9 - 2 前輪
- 9 - 3 後輪

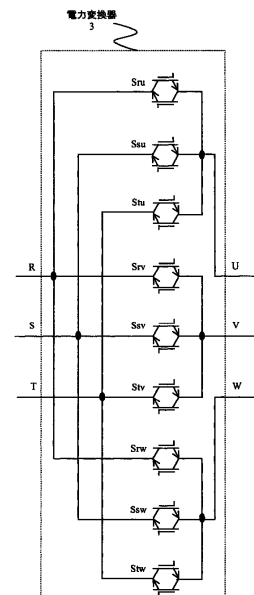
50

- 9 - 4 前輪ドライブシャフト
- 9 - 5 後輪ドライブシャフト
- 1 1 三相交流電源
- 1 2 - 1 ~ 1 2 - 3 リアクトル

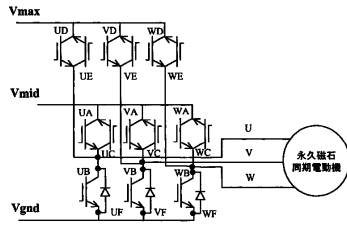
【図1】



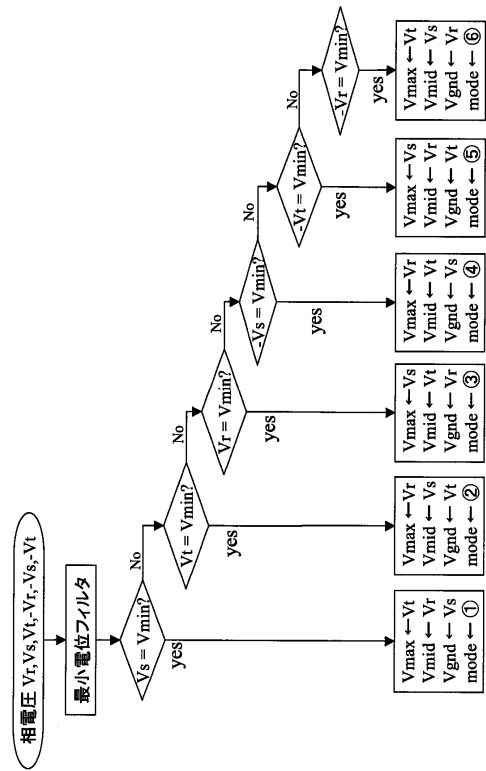
【図2】



【 図 3 】



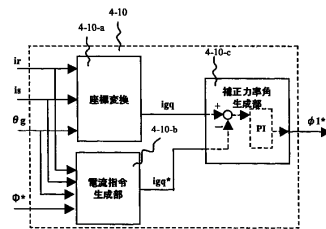
【 図 4 】



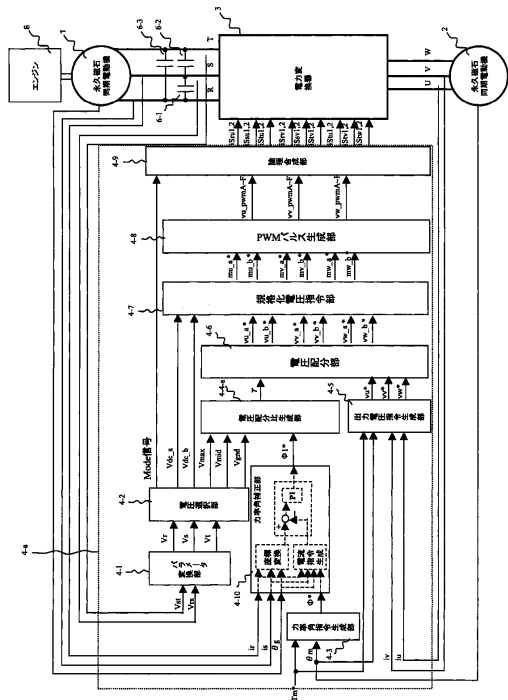
【 図 5 】

	Tm*		
	T ₁	T ₂	T ₃ ..
ω_1	ϕ_{11}	ϕ_{12}	ϕ_{13} ..
ω_2	ϕ_{21}	ϕ_{22}	ϕ_{23} ..
ω_3	ϕ_{31}	ϕ_{32}	ϕ_{33} ..
..
..

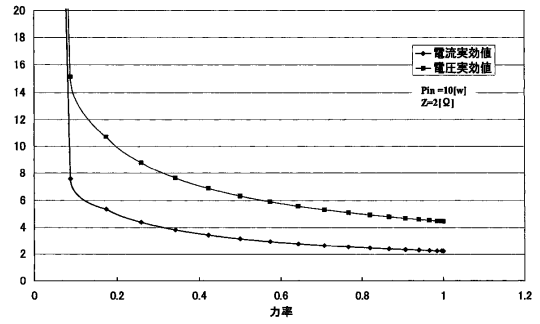
【 図 6 】



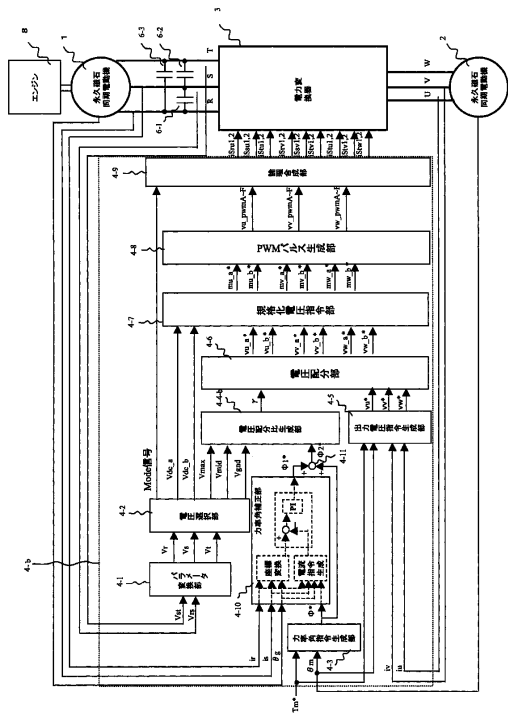
【図7】



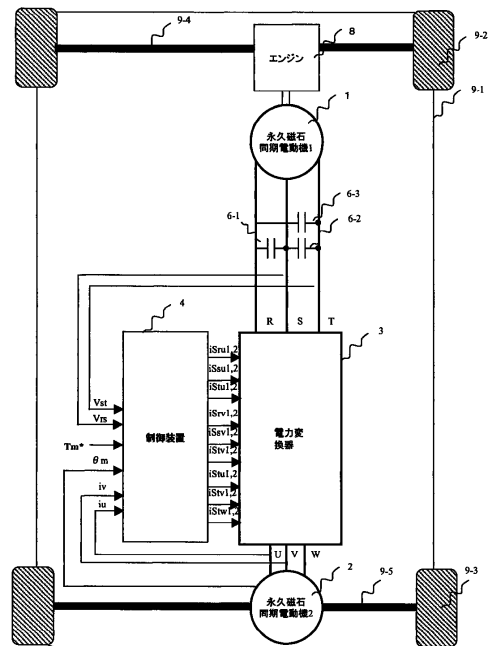
【図8】



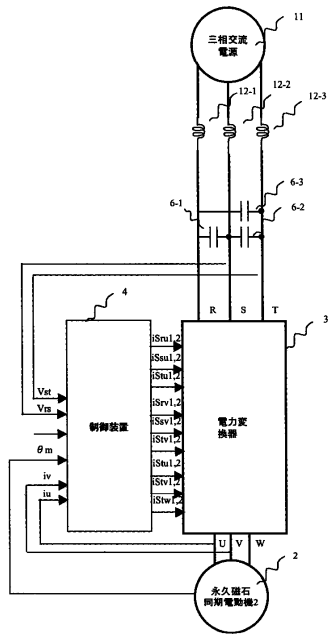
【図9】



【図10】



【 図 1 1 】



フロントページの続き

(74)代理人 100119530

弁理士 富田 和幸

(72)発明者 毎川 研吾

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 吉本 貫太郎

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

審査官 森山 拓哉

(56)参考文献 特開平01-170373(JP,A)

特開2005-318731(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00 - 27/18