

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5212491号
(P5212491)

(45) 発行日 平成25年6月19日(2013.6.19)

(24) 登録日 平成25年3月8日(2013.3.8)

(51) Int.Cl. F 1
HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 E

請求項の数 6 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2011-7818 (P2011-7818)	(73) 特許権者	000002853
(22) 出願日	平成23年1月18日 (2011.1.18)		ダイキン工業株式会社
(65) 公開番号	特開2012-151962 (P2012-151962A)		大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号
(43) 公開日	平成24年8月9日 (2012.8.9)		梅田センタービル
審査請求日	平成24年1月18日 (2012.1.18)	(74) 代理人	110001427
			特許業務法人前田特許事務所
		(74) 代理人	100077931
			弁理士 前田 弘
		(74) 代理人	100110939
			弁理士 竹内 宏
		(74) 代理人	100110940
			弁理士 嶋田 高久
		(74) 代理人	100113262
			弁理士 竹内 祐二

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】

交流電源(6)の電源電圧(v_{in})を全波整流するコンバータ回路(2)と、
 前記コンバータ回路(2)の出力に並列接続されたコンデンサ(3a)を有し、脈動する直流電圧(v_{dc})を出力する直流リンク部(3)と、
 前記直流リンク部(3)の出力をスイッチングして交流に変換し、接続されたモータ(7)に供給するインバータ回路(4)と、
 前記モータ(7)の電流(i_u, i_v, i_w)が、前記電源電圧(v_{in})の脈動に同期して脈動するように、前記スイッチングを制御する制御部(5)とを備え、
 前記制御部(5)は、前記モータ(7)の負荷の低下に応じ、前記スイッチングを制御して前記電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅を低減させることを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 2】

請求項1の電力変換装置において、
 前記制御部(5)は、前記モータ(7)の電流(i_u, i_v, i_w)、電力、速度(ω_m)、及びトルクの少なくとも1つに応じ、前記脈動振幅を低減させることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 3】

請求項1又は請求項2の電力変換装置において、
 前記制御部(5)は、前記直流電圧(v_{dc})がゼロよりも大きくなるように前記スイッチングを制御しつつ、前記脈動振幅を低減することを特徴とする電力変換装置。

20

【請求項 4】

交流電源(6)の電源電圧(v_{in})を全波整流するコンバータ回路(2)と、
 前記コンバータ回路(2)の出力に並列接続されたコンデンサ(3a)を有し、脈動する
 直流電圧(v_{dc})を出力する直流リンク部(3)と、
 前記直流リンク部(3)の出力をスイッチングして交流に変換し、接続されたモータ(7)
)に供給するインバータ回路(4)と、
 前記モータ(7)の電流(i_u, i_v, i_w)が、前記モータ(7)の起動後には前記電源電圧(v_{in})の脈動に同期して脈動するように、前記スイッチングを制御する制御部(5)とを備え、

前記制御部(5)は、前記モータ(7)の起動の際に、前記電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅をなくすことを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 5】

請求項 4 の電力変換装置において、
 前記制御部(5)は、前記モータ(7)が起動した後に、前記脈動振幅を徐々に増加させることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 6】

請求項 1 から請求項 5 のうちの何れか 1 つの電力変換装置において、
 前記制御部(5)は、比例制御、積分制御、及び微分制御のうちの少なくとも 1 つの制御によって、前記電流(i_u, i_v, i_w)の指令値(i_d^*, i_q^*)と実電流値(i_d, i_q)との偏差が小さくなるように制御する電流制御器(56)を備え、前記脈動振幅がより小さいほど、前記制御の制御ゲインをより大きくすることを特徴とする電力変換装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、入力された電力をスイッチングして所定の電力に変換する電力変換装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

コンバータ回路とインバータ回路を有した電力変換装置には、直流リンク部に比較的小容量のコンデンサを設けて直流リンク電圧に脈動(リップル)を発生させつつ、前記直流リンク電圧に同期させて負荷の電流を脈動させることで、入力電流の導通幅を広げて力率改善を実現しているものがある(例えば特許文献 1、2 や非特許文献 1 を参照)。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開 2002 - 51589 号公報

【特許文献 2】特開 2005 - 130666 号公報

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献 1】芳賀、斎藤、高橋 “ 単相ダイオード整流回路の電解コンデンサレス高力率インバータ制御法 ”、平成 15 年電気学会全国大会論文集 4 - 069 (平成 15 年 3 月)、P. 99

40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、前記の例では、負荷として接続されたモータの電流をゼロ近傍にまで低下させて、大きな電流脈動を発生させている。そのため前記の例では、モータ電流の実効値が増加し、モータ効率が低下する可能性がある。

【0006】

本発明は前記の問題に着目してなされたものであり、電力変換装置において、力率改善

50

を図りつつ、負荷として接続されたモータの効率を改善できるようにすることを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0007】

前記の課題を解決するため、第1の発明は、

交流電源(6)の電源電圧(v_{in})を全波整流するコンバータ回路(2)と、

前記コンバータ回路(2)の出力に並列接続されたコンデンサ(3a)を有し、脈動する直流電圧(v_{dc})を出力する直流リンク部(3)と、

前記直流リンク部(3)の出力をスイッチングして交流に変換し、接続されたモータ(7)に供給するインバータ回路(4)と、

前記モータ(7)の電流(i_u, i_v, i_w)が、前記電源電圧(v_{in})の脈動に同期して脈動するように、前記スイッチングを制御する制御部(5)とを備え、

前記制御部(5)は、前記モータ(7)の負荷の低下に応じ、前記スイッチングを制御して前記電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅を低減させることを特徴とする。

10

【0008】

この構成では、直流リンク電圧(v_{dc})がより大きく脈動するようにコンデンサ(3a)の容量が設定されているため、コンバータ回路(2)の電流導通幅が広くなり、力率を改善することが可能になる。また、モータ(7)の電流(i_u, i_v, i_w)が、電源電圧(v_{in})の脈動に同期して脈動するように、インバータ回路(4)におけるスイッチングを制御しているため、交流電源(6)から電力変換装置(1)に入力される入力電流(i_{in})の高調波が低減される。また、インバータ回路(4)に接続したモータ(7)による負荷、又はモータ(7)の運転状態に応じ、前記電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅を低減させるようにしたので、モータ(7)に流れる電流(i_u, i_v, i_w)の実効値が低減する。

20

【0009】

また、第2の発明は、

第1の発明の電力変換装置において、

前記制御部(5)は、前記モータ(7)の電流(i_u, i_v, i_w)、電力、速度(ω_m)、及びトルクの少なくとも1つに応じ、前記脈動振幅を低減させることを特徴とする。

【0010】

前記モータ(7)の電流(i_u, i_v, i_w)、電力、速度(ω_m)、及びトルクの何れかを用いれば、前記モータ(7)による前記インバータ回路(4)の負荷の大きさを検出できる。そこで、この構成では、これらの検出値の何れか1つ、もしくはこれらの検出値の組み合わせにより、前記電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅の制御が行われるのである。そして、入力交流の位相角(θ_{in})、モータ(7)の電流(i_u, i_v, i_w)、速度(ω_m)、及びトルクは、従来から電力変換装置に検出機構が備わっている場合が多く、容易に検出が可能である。

30

【0011】

また、第3の発明は、

第1又は第2の発明の電力変換装置において、

前記制御部(5)は、前記直流電圧(v_{dc})がゼロよりも大きくなるように前記スイッチングを制御しつつ、前記脈動振幅を低減することを特徴とする。

40

【0012】

この構成では、制御部(5)が前記直流リンク電圧(v_{dc})がゼロよりも大きくなるように前記スイッチングを制御する。そのため、モータ(7)の電流検出手段としていわゆるシャント方式を採用した場合に、インバータ回路(4)のスイッチング状態を確実に検出できる。

【0013】

また、第4の発明は、

交流電源(6)の電源電圧(v_{in})を全波整流するコンバータ回路(2)と、

前記コンバータ回路(2)の出力に並列接続されたコンデンサ(3a)を有し、脈動する直流電圧(v_{dc})を出力する直流リンク部(3)と、

50

前記直流リンク部(3)の出力をスイッチングして交流に変換し、接続されたモータ(7)に供給するインバータ回路(4)と、

前記モータ(7)の電流(i_u, i_v, i_w)が、前記モータ(7)の起動後には前記電源電圧(v_{in})の脈動に同期して脈動するように、前記スイッチングを制御する制御部(5)とを備え、

前記制御部(5)は、前記モータ(7)の起動の際に、前記電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅をなくすことを特徴とする。

【0014】

この構成では、モータ(7)の起動の際に脈動振幅を低減させるので、起動時におけるモータ(7)のトルクを一定に制御することが可能になる。

10

【0015】

また、第5の発明は、

第4の発明の電力変換装置において、

前記制御部(5)は、前記モータ(7)が起動した後に、前記脈動振幅を徐々に増加させることを特徴とする。

【0016】

この構成では、モータ(7)の起動後は、モータ電流(i_u, i_v, i_w)の脈動により、交流電源(6)から電力変換装置(1)に入力される入力電流(i_{in})の高調波が低減される。

【0017】

また、第6の発明は、

第1から第5の発明のうちの何れか1つの電力変換装置において、

前記制御部(5)は、比例制御、積分制御、及び微分制御のうちの少なくとも1つの制御によって、前記電流(i_u, i_v, i_w)の指令値(i_d^*, i_q^*)と実電流値(i_d, i_q)との偏差が小さくなるように制御する電流制御器(56)を備え、前記脈動振幅がより小さいほど、前記制御の制御ゲインをより大きくすることを特徴とする。

20

【0018】

この構成では、比例制御、積分制御、及び微分制御のうちの少なくとも1つの制御によって、モータ(7)の電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅が制御される。

【発明の効果】

【0019】

第1の発明によれば、接続されたモータ(7)による負荷が所定値よりも小さい場合に、前記モータ(7)に流れる電流の実効値が低減するので、前記モータ(7)の効率改善が可能になる。すなわち、本発明では、力率改善と前記モータ(7)の効率改善の両立が可能になる。

30

【0020】

また、第2の発明によれば、インバータ回路(4)に加わる負荷を容易に検出することが可能になるので、前記脈動振幅の制御が容易になる。

【0021】

また、第3の発明によれば、モータ(7)の電流検出手段としていわゆるシャント方式を採用した場合に、インバータ回路(4)のスイッチング状態を確実に検出できるので、モータ(7)の電流値を確実に制御することが可能になる。

40

【0022】

また、第4の発明によれば、起動時におけるモータ(7)のトルクを一定に制御することが可能になるので、安定的にモータ(7)の制御を行うことが可能になる。また、起動時における効率の低下も抑制することが可能になる。

【0023】

また、第5の発明によれば、交流電源(6)から電力変換装置(1)に入力される入力電流(i_{in})の高調波が低減されるので、モータ(7)の起動後は力率の改善が可能になる。

【0024】

また、第6の発明によれば、一般的にインバータ回路(4)が備える電流制御器(56)

50

によって、モータ電流 (i_u, i_v, i_w) の脈動振幅を制御するので、容易に前記脈動振幅の制御を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【0025】

【図1】図1は、本発明の実施形態1に係る電力変換装置の構成を示すブロック図である。

【図2】図2は、後述の式(1)において $k = 1$ とした場合の直流リンク電圧と駆動電流指令値の波形を示す図である。

【図3】図3は、後述の式(1)において k を1よりも小さくした場合の直流リンク電圧と駆動電流指令値の波形を示す図である。

10

【図4】図4は、リップル量と負荷の関係を示したタイミングチャートである。

【図5】図5は、モータの起動時における、リップル量と、 dq 軸電流制御部における制御ゲインの関係を示すタイミングチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0026】

以下、本発明の実施形態について図面を参照しながら説明する。なお、以下の実施形態は、本質的に好ましい例示であって、本発明、その適用物、あるいはその用途の範囲を制限することを意図するものではない。

【0027】

《発明の実施形態1》

20

《構成》

図1は、本発明の実施形態1に係る電力変換装置(1)の構成を示すブロック図である。同図に示すように電力変換装置(1)は、コンバータ回路(2)、直流リンク部(3)、インバータ回路(4)、及び制御部(5)を備え、単相の交流電源(6)から供給された交流の電力を所定の周波数の電力に変換して、モータ(7)に供給するようになっている。なお、本実施形態のモータ(7)は、三相交流モータであり、空気調和機の冷媒回路に設けられた圧縮機を駆動するためのものである。

【0028】

コンバータ回路(2)

コンバータ回路(2)は、交流電源(6)に接続され、交流電源(6)が出力した交流を直流に全波整流する。この例では、コンバータ回路(2)は、複数(本実施形態では4つ)のダイオード(D1~D4)がブリッジ状に結線されたダイオードブリッジ回路である。これらのダイオード(D1~D4)は、交流電源(6)の交流電圧を全波整流して、直流電圧に変換する。

30

【0029】

直流リンク部(3)

直流リンク部(3)は、コンデンサ(3a)を備えている。コンデンサ(3a)は、コンバータ回路(2)の出力に並列接続され、該コンデンサ(3a)の両端に生じた直流電圧(直流リンク電圧(v_{dc}))がインバータ回路(4)の入力ノードに接続されている。コンデンサ(3a)は、例えばフィルムコンデンサによって構成されている。このコンデンサ(3a)は、インバータ回路(4)のスイッチング素子(後述)がスイッチング動作する際に、スイッチング周波数に対応して生じるリップル電圧(電圧変動)のみを平滑化可能な静電容量を有している。すなわち、コンデンサ(3a)は、コンバータ回路(2)によって整流された電圧(電源電圧に起因する電圧変動)を平滑化するような静電容量を有さない小容量のコンデンサである。そのため、直流リンク部(3)が出力する直流リンク電圧(v_{dc})は、その最大値がその最小値の2倍以上となるような大きな脈動を有している。

40

【0030】

インバータ回路(4)

インバータ回路(4)は、入力ノードが直流リンク部(3)のコンデンサ(3a)に並列に接続され、直流リンク部(3)の出力をスイッチングして三相交流に変換し、接続された

50

モータ(7)に供給するようになっていて、本実施形態のインバータ回路(4)は、複数のスイッチング素子がブリッジ結線されて構成されている。このインバータ回路(4)は、三相交流をモータ(7)に出力するので、6個のスイッチング素子(Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz)を備えている。詳しくは、インバータ回路(4)は、2つのスイッチング素子を互いに直列接続してなる3つのスイッチングレグを備え、各スイッチングレグにおいて上アームのスイッチング素子(Su, Sv, Sw)と下アームのスイッチング素子(Sx, Sy, Sz)との中点が、それぞれモータ(7)の各相のコイル(図示は省略)に接続されている。また、各スイッチング素子(Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz)には、還流ダイオード(Du, Dv, Dw, Dx, Dy, Dz)が逆並列に接続されている。そして、インバータ回路(4)は、これらのスイッチング素子(Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz)のオンオフ動作によって、直流リンク部(3)から入力された直流リンク電圧(v_{dc})をスイッチングして三相交流電圧に変換し、モータ(7)へ供給する。なお、このオンオフ動作の制御は、制御部(5)が行う。

10

【0031】

制御部(5)

制御部(5)は、モータ(7)に流れる電流(モータ電流(i_u, i_v, i_w))が、電源電圧(v_{in})の脈動に同期して脈動するように、インバータ回路(4)におけるスイッチング(オンオフ動作)を制御する。この例では、制御部(5)は、速度制御演算部(50)、電流指令生成部(51)、乗算器(52)、d q電流指令値生成部(54)、座標変換部(55)、d q軸電流制御部(56)、及びPWM演算部(57)を備えている。

20

【0032】

- 速度制御演算部(50) -

速度制御演算部(50)は、減算器(50a)とPI演算部(50b)とを備えている。この速度制御演算部(50)では、減算器(50a)で、モータ(7)の機械角の回転角周波数(ω_m)と、機械角の指令値(ω_m^*)との差を求めるとともに、PI演算部(50b)で、減算器(50a)の演算結果に比例・積分演算(PI演算)を行って第1の電流指令値(i_m^*)を乗算器(52)に出力する。

【0033】

- 電流指令生成部(51) -

電流指令生成部(51)は、電源電圧(v_{in})の位相角(θ_{in})の正弦値($\sin(\theta_{in})$)が入力され、前記入力値に基づいて下記の式(1)で表される変調係数(ripple)を求めて乗算器(52)に出力するようになっている。

30

【0034】

【数1】

$$\text{ripple} = k|\sin \theta_{in}| + (1-k) \quad \dots \text{式(1)}$$

【0035】

式(1)において、kは、 $0 < k < 1$ である実数であり、電流指令生成部(51)は、後に詳述するように、モータ(7)による負荷の大きさに応じてkの値(以下、リップル量ともよぶ)を変更するようになっている。この例では、電流指令生成部(51)は、前記負荷が所定値以上の場合にはkを一定値とし、前記所定値よりも小さい場合には、kの値を低減させる。そして、kの値を低減するモードでは、電流指令生成部(51)は、後に詳述するように、直流リンク電圧(v_{dc})を確認して、kの設定値を連続的に変更する。すなわち、kの値を低減するモードでは、電流指令生成部(51)は、負荷に応じて、モータ電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅を制御している。なお、前記負荷の大きさは、モータ(7)の速度(ω_m)、トルク、モータ電流(i_u, i_v, i_w)、電力の少なくとも1つの検出値、もしくはこれらの検出値の組み合わせに基づいて知ることができる。

40

【0036】

- 乗算器(52) -

乗算器(52)は、速度制御演算部(50)が出力した第1の電流指令値(i_m^*)と、電流指令生成部(51)が出力した変調係数(ripple)とを乗算し、(駆動電流指令値(i_{dq}^*))

50

)をd q電流指令値生成部(54)に出力する。駆動電流指令値(i_{dq}^*)の値は、次の式(2)で表すことができる。

【0037】

【数2】

$$i_{dq}^* = i_m^* \times ripple \quad \dots \text{式(2)}$$

【0038】

- d q電流指令値生成部(54) -

d q電流指令値生成部(54)は、駆動電流指令値(i_{dq}^*)と、後述の電流位相指令値(β^*)とから、次の式(3)に基づいてd軸電流指令値(i_d^*)とq軸電流指令値(i_q^*)を求めて、d q軸電流制御部(56)に出力するようになっている。詳しくは、d q電流指令値生成部(54)は、駆動電流指令値(i_{dq}^*)に対して所定値(β^*)の負の正弦値($-\sin \beta^*$)と余弦値($\cos \beta^*$)とを乗じて、それぞれd軸電流指令値(i_d^*)とq軸電流指令値(i_q^*)とを生成する。ここで、 β^* は、モータ(7)に流す電流の位相の指令値である。

10

【0039】

【数3】

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = i_{dq}^* \times \begin{bmatrix} -\sin \beta^* \\ \cos \beta^* \end{bmatrix} \quad \dots \text{式(3)}$$

20

【0040】

- 座標変換部(55) -

座標変換部(55)は、モータ(7)の回転子(図示は省略)の回転角(電気角(θ_e))と、モータ電流(i_u, i_v, i_w)とから、d軸電流(i_d)とq軸電流(i_q)を求めるようになっている。具体的には、座標変換部(55)は、次の式(4)に基づいて、d軸電流(i_d)とq軸電流(i_q)とを求める。

【0041】

【数4】

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad \dots \text{式(4)}$$

30

【0042】

- d q軸電流制御部(56) -

d q軸電流制御部(56)は、本発明の電流制御器の一例である。d q軸電流制御部(56)は、モータ電流(i_u, i_v, i_w)の指令値(i_d^*, i_q^*)と実電流値との偏差が小さくなるように、PWM演算部(57)を介して、インバータ回路(4)の制御を行う。本実施形態では、d q軸電流制御部(56)には、比例制御器、積分制御器、及び微分制御器の3つの制御器を設けてある。すなわち、d q軸電流制御部(56)ではPID制御を行う。詳しくは、d q軸電流制御部(56)は、モータ(7)の速度である電気角の角速度(ω_e)、d軸電流(i_d)、q軸電流(i_q)、d軸電流指令値(i_d^*)、及びq軸電流指令値(i_q^*)が入力され、次の式(5)に基づいてd軸電圧指令値(v_d^*)及びq軸電圧指令値(v_q^*)をPWM演算部(57)に出力する。ただし、式(5)では、 L_d, L_q はそれぞれd軸及びq軸のモータインダクタンスであり、 a はモータ逆起電圧定数である。 R_a は、モータ巻線抵抗である。 s は、微分演算子である。また、 $K_{P_d}, K_{I_d}, K_{D_d}$ は、それぞれ、比例制御ゲイン、積分制御ゲイン、微分制御ゲインである。式(5)では、右辺の1項と2項が一般的なモータモデルに基づく項であり、3項がPID制御による項である。

40

【0043】

【数5】

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + sL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_a + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \phi_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(K_{Pd} + \frac{1}{s} K_{Id} + sK_{Dd} \right) (i_d^* - i_d) \\ \left(K_{Pq} + \frac{1}{s} K_{Iq} + sK_{Dq} \right) (i_q^* - i_q) \end{bmatrix} \quad \dots \text{式(5)}$$

【0044】

- PWM演算部(57) -

PWM演算部(57)は、d軸電圧指令値(v_d^*)、q軸電圧指令値(v_q^*)、直流リンク電圧(v_{dc})、及び前記電気角(θ_e)が入力されており、これらの値に基づいて、各スイッチング素子($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$)のオンオフ動作を制御する指令値信号(T_u, T_v, T_w)を生成する。具体的には、PWM演算部(57)は、まず、次の式(6)に基づいて各相の相電圧指令値(v_u^*, v_v^*, v_w^*)を求める。

10

【0045】

【数6】

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} \quad \dots \text{式(6)}$$

20

【0046】

そして、PWM演算部(57)は、各相電圧指令値(v_u^*, v_v^*, v_w^*)と、直流リンク電圧(v_{dc})とから、次の式(7)を用いて、各相の上アーム側のスイッチング素子(S_u, S_v, S_w)のオン時間 τ_j を求める。式(7)において、 T_c はキャリア周期である。また、式(7)において、 $j = u, v, w$ であり、例えば τ_u は、U相の上アームのスイッチング素子(S_u)をオンにする時間を表している。

【0047】

ただし、PWM演算部(57)は、式(7)による演算結果がキャリア周期(T_c)を超える場合には、オン時間 τ_j をキャリア周期(T_c)とし、演算結果が0未満となる場合にはオン時間 τ_j を0とする。

30

【0048】

【数7】

$$\tau_j = \frac{v_j^* + 0.5 \cdot v_{dc}}{v_{dc}} T_c \quad \dots \text{式(7)}$$

【0049】

そして、PWM演算部(57)は、キャリア周期(T_c)毎に、求めたオン時間 τ_j に応じ、各相のスイッチング素子($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$)をオンオフ動作させる指令値信号(T_u, T_v, T_w)をインバータ回路(4)に出力する。

【0050】

《電力変換装置(1)の動作》

本実施形態では、直流リンク部に小容量のコンデンサ(3a)を設けているため、直流リンク電圧(v_{dc})がより大きく脈動する。そして、直流リンク電圧(v_{dc})の脈動により、コンバータ回路(2)のダイオード(D1~D4)の電流導通幅が広くなり、その結果力率が改善する。また制御部(5)は、モータ電流(i_u, i_v, i_w)が、電源電圧(v_{in})の脈動に同期して脈動するように、インバータ回路(4)におけるスイッチングを制御する。これにより、交流電源(6)から電力変換装置(1)に入力される入力電流(i_{in})の高調波が低減される。本実施形態は、モータ(7)の低速運転時などの軽負荷時におけるインバータ回路(4)の制御に特徴がある。そこで、以下では、軽負荷時における電力変換装置(1)の動作を説明する。

40

50

【 0 0 5 1 】

従来の電力変換装置の軽負荷時における動作は、式(1)において $k = 1$ とした場合に相当する。図2は、式(1)において $k = 1$ とした場合の直流リンク電圧(v_{dc})と駆動電流指令値(i_{dq}^*)の波形を示す図である。 $k = 1$ とした場合は、同図に示すように、駆動電流指令値(i_{dq}^*)がゼロ近傍にまで低下し、モータ電流が大きく脈動することになる。その結果、従来の電力変換装置では、軽負荷時にモータ電流の実効値が増加し、モータ効率が低下する可能性がある。なお、本実施形態の電力変換装置(1)でも、運転状況(例えば高負荷時など)に応じて、 $k = 1$ としてインバータ回路(4)を動作させる場合がある。

【 0 0 5 2 】

ところで、一般的には、直流リンク部(3)のコンデンサ(3a)の静電容量は、前記負荷が最大の場合に、スイッチング素子($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$)のスイッチングにともなうリップルを平滑化できるように設定すると考えられる。このような容量設定では、軽負荷時には、図2に示すように、交流電源(6)の電圧のゼロクロス付近において、直流リンク電圧(v_{dc})がゼロまで低下せず、ある程度はコンデンサ(3a)が充電された状態になる。従来の電力変換装置は、直流リンク電圧(v_{dc})がある程度存在する期間に、負荷として接続されたモータ(7)の電流をゼロ近傍にまで低下させて、大きな電流脈動を発生させていたので、この状態では、前記ゼロクロス付近でモータ(7)にトルクを発生させられなかった。

【 0 0 5 3 】

しかしながら、前記ゼロクロス付近においてコンデンサ(3a)が充電された状態であれば、コンデンサ(3a)の充電電圧を利用して、モータ(7)にトルクを発生させられると考えられる。具体的には、モータ電流(i_u, i_v, i_w)の脈動(リップル)を低減させることでコンデンサ(3a)を放電させるのである。これにより、同トルクを発生させるのに必要なモータ電流(i_u, i_v, i_w)の実効値を、従来よりも低減させることが可能になる。

【 0 0 5 4 】

より詳しくは、電力変換装置(1)では、制御部(5)の電流指令生成部(51)は、式(1)における k の値を軽負荷時には高負荷時よりも小さくして、変調係数(ripple)を求める。 k の値がより小さくなると、交流電源(6)から入力された交流の電圧のゼロクロス付近における変調係数(ripple)の値が、 $k = 1$ の場合と比べ、より大きくなる。すなわち、変調係数(ripple)の振幅がより小さくなる。図3は、式(1)において k を1よりも小さくした場合の直流リンク電圧(v_{dc})と駆動電流指令値(i_{dq}^*)の波形を示す図である。同図に示すように、駆動電流指令値(i_{dq}^*)は、前記ゼロクロス付近では、 $k = 1$ の場合と比べ、より大きくなる。

【 0 0 5 5 】

既述の通り、前記負荷の大きさは、モータ(7)の速度(ω_m)、トルク、モータ電流(i_u, i_v, i_w)、電力の少なくとも1つの検出値、もしくはこれらの検出値の組み合わせに基づいて知ることができる。図4は、リップル量(k)と負荷の関係を示したタイミングチャートである。図4に示すように、負荷が所定値から低下し始めると、制御部(5)は、 k の値を徐々に低下させている。

【 0 0 5 6 】

このように、前記ゼロクロス付近において駆動電流指令値(i_{dq}^*)がより大きくなると、 d 軸電流指令値生成部(54)が出力する d 軸電流指令値(i_d^*)、及び q 軸電流指令値(i_q^*)が、より大きくなる(式(3)を参照)。その結果、 d 軸電流制御部(56)が出力する d 軸電圧指令値(v_d^*)や q 軸電圧指令値(v_q^*)も前記ゼロクロス付近では、 $k = 1$ の場合と比べて、より大きくなる(式(5)を参照)。これにより、所定の相の上アーム側スイッチング素子(S_u, S_v, S_w)のオン時間が長くなり、コンデンサ(3a)に充電されている電荷が放電し、モータ電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅が低減する。このように、脈動振幅が低減してモータ電流(i_u, i_v, i_w)の実効値が小さくなると、モータ(7)の銅損が改善し、モータ効率が改善する。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 7 】

モータ電流 (i_u, i_v, i_w) の実効値は、式 (1) における k の値が小さいほど、より小さくなるので、モータ効率の改善の効果は k の値が小さいほど大きくなるとも考えられる。しかしながら、 k の値を小さくしすぎると、つまりモータ電流 (i_u, i_v, i_w) のリップルを低減しすぎると、コンデンサ (3a) が完全に放電してしまい、直流リンク電圧 (v_{dc}) がゼロの状態となる。直流リンク電圧 (v_{dc}) がゼロの状態となると、例えば、モータ (7) の電流検出手段としてシャント抵抗を用いる方式 (いわゆるシャント方式) を採用した場合に、インバータ回路 (4) のスイッチング状態 (インバータ回路 (4) の上下アームのどちらがオンなのか) が分からなくなり、モータ (7) の電流検出ができなくなってしまう。そのため、シャント方式を採用した場合には、直流リンク電圧 (v_{dc}) をゼロよりも大きく保持できるように、インバータ回路 (4) におけるスイッチングを制御する必要がある (図 3 を参照)。

10

【 0 0 5 8 】

したがって、本実施形態でシャント方式を採用する場合には、 k の値は、直流リンク電圧 (v_{dc}) がゼロよりも大きく保持されるように調整する必要がある。一例としては、還流ダイオード ($D_u, D_v, D_w, D_x, D_y, D_z$) のオン電圧程度の直流リンク電圧 (v_{dc}) となるように k の値を設定することが考えられる。本実施形態では、電流指令生成部 (51) は、 k の値を低減するモードでは、直流リンク電圧 (v_{dc}) の電圧を確認しつつ k の設定値を連続的に変更する。

【 0 0 5 9 】

また、 k の値を小さくしすぎると、電源力率が低下したり、入力電流の高調波成分が増加することがあるため、運転状況に応じて k の値を設定する必要もある。

20

【 0 0 6 0 】

《 本実施形態における効果 》

以上のように、本実施形態によれば、直流リンク部 (3) において直流リンク電圧 (v_{dc}) を大きく脈動させて、コンバータ回路 (2) における電流導通幅を広くすることで、力率を改善することが可能になる。また、軽負荷時には、モータ (7) に流れる電流の実効値を低減し、該モータ (7) の効率の改善が可能になる。

【 0 0 6 1 】

《 発明の実施形態 2 》

実施形態 2 では、モータ (7) の起動時における制御例を説明する。本実施形態でも電力変換装置 (1) の回路構成自体は実施形態 1 の装置と同じである。

30

【 0 0 6 2 】

例えば、直流リンク部のコンデンサの容量が小さなインバータ回路で、電源に同期させてモータ電流を脈動させると、モータの起動時などの軽負荷時には、効率の低下や制御の不安定化が懸念される。そこで、本実施形態では、モータ (7) の起動時にはトルク、すなわちモータ電流 (i_u, i_v, i_w) が一定となるようにインバータ回路 (4) を制御する。

【 0 0 6 3 】

図 5 は、モータ (7) の起動時における、リップル量 (k) と、 dq 軸電流制御部 (56) における制御ゲインの関係を示すタイミングチャートである。ここで、 dq 軸電流制御部 (56) は、例えば、比例制御、積分制御、微分制御の少なくとも 1 つの制御器を設けて、モータ電流 (i_u, i_v, i_w) の指令値 (i_d^*, i_q^*) と実電流値との偏差が小さくなるように、該制御器が制御を行うように構成する。 dq 軸電流制御部 (56) の制御ゲインとは、例えば、 dq 軸電流制御部 (56) において前記制御の何れか 1 つが行われる場合にはその制御の制御ゲインである。また、 dq 軸電流制御部 (56) において、複数種類の制御が組み合わせられて行われる場合には、少なくとも何れか 1 つの制御における制御ゲインである。

40

【 0 0 6 4 】

図 5 に示すように、起動処理を行っている期間 (起動処理期間) は、 dq 軸電流制御部 (56) によって、制御ゲインが比較的大きく設定される。なお、起動処理とは、モータ (7) を停止状態から起動目標回転数に到達させるための処理である。

50

【 0 0 6 5 】

この例では、起動処理期間は、制御部(5)は、 $k = 0$ としてインバータ回路(4)の制御を行っている。これにより、起動処理期間は、モータ電流(i_u, i_v, i_w)が脈動しないようにできる。そして、起動処理が終了、すなわちモータ(7)が目標の回転数になると、 dq 軸電流制御部(56)は制御ゲインを徐々に低下させる。一方、制御部(5)は、起動処理が終了後は、負荷の大きさに合わせて k の値を徐々に増加させる。これによりモータ電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅は徐々に大きくなる。この例では、 k (リップル量)の値が1に制御されている。

【 0 0 6 6 】

《本実施形態における効果》

以上のように本実施形態によれば、モータ(7)が起動されて所定の回転数になるまでは、モータ電流(i_u, i_v, i_w)が脈動しないように制御される。それゆえ、本実施形態では、起動時にはモータ(7)のトルクを一定に制御でき、安定的にモータ(7)の制御を行うことが可能になる。また、起動時における効率の低下も抑制することが可能になる。また、起動処理の終了後は、モータ電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅を徐々に大きくするので、起動後は、力率を改善することが可能になる。

【 0 0 6 7 】

《その他の実施形態》

なお、変調係数(ripple)の求め方(式(1))は例示である。例えば、式(1)において、位相角(i_n)の正弦値の絶対値の代わりに、当該正弦値の2乗の値を用いるなど、種々の算定方法を採用できる。要は、負荷又はモータ(7)の運転状態に応じて、モータ電流(i_u, i_v, i_w)の脈動振幅が変化するように変調係数(ripple)を設定すればよいのである。

【 0 0 6 8 】

また、 dq 軸電流制御部(56)の構成は例示である。例えば、 dq 軸電流制御部(56)を、比例制御器、積分制御器、微分制御器の何れか1つで構成したり、比例制御器、積分制御器、微分制御器の何れか組み合わせて構成したりする等して、モータ電流(i_u, i_v, i_w)の指令値(i_d^*, i_q^*)と実電流値との偏差が小さくなるように制御すればよい。

【産業上の利用可能性】

【 0 0 6 9 】

本発明は、入力された電力をスイッチングして所定の電力に変換する電力変換装置として有用である。

【符号の説明】

【 0 0 7 0 】

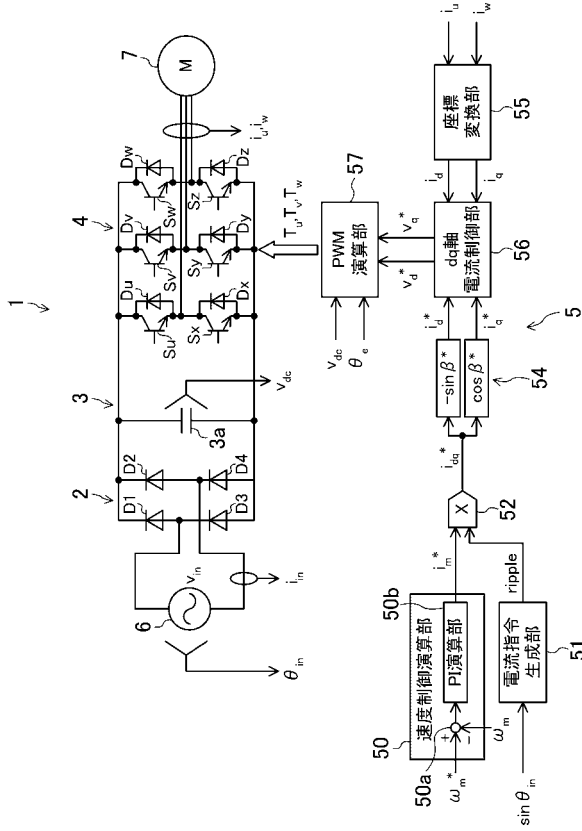
- | | | |
|-----|--------------------|----|
| 1 | 電力変換装置 | |
| 2 | コンバータ回路 | |
| 3 | 直流リンク部 | |
| 3 a | コンデンサ | |
| 4 | インバータ回路 | |
| 5 | 制御部 | 40 |
| 7 | モータ | |
| 5 6 | dq 軸電流制御部(電流制御器) | |

10

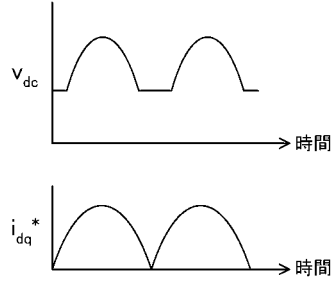
20

30

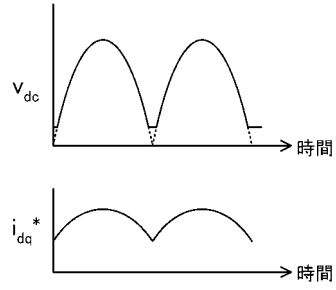
【図1】



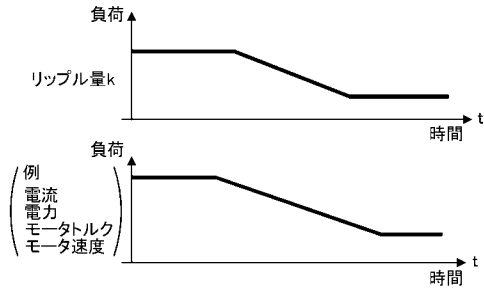
【図2】



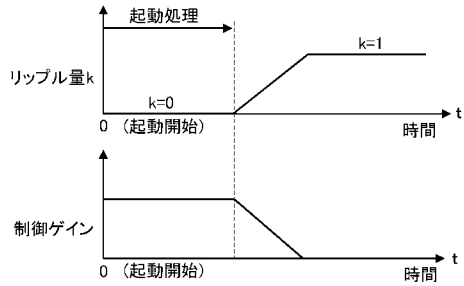
【図3】



【図4】



【図5】



 フロントページの続き

- (74)代理人 100115059
弁理士 今江 克実
- (74)代理人 100117581
弁理士 二宮 克也
- (74)代理人 100117710
弁理士 原田 智雄
- (74)代理人 100121728
弁理士 井関 勝守
- (74)代理人 100124671
弁理士 関 啓
- (74)代理人 100131060
弁理士 杉浦 靖也
- (74)代理人 100131200
弁理士 河部 大輔
- (74)代理人 100131901
弁理士 長谷川 雅典
- (74)代理人 100132012
弁理士 岩下 嗣也
- (74)代理人 100141276
弁理士 福本 康二
- (74)代理人 100143409
弁理士 前田 亮
- (74)代理人 100157093
弁理士 間脇 八蔵
- (74)代理人 100163186
弁理士 松永 裕吉
- (74)代理人 100163197
弁理士 川北 憲司
- (74)代理人 100163588
弁理士 岡澤 祥平
- (72)発明者 関本 守満
滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内
- (72)発明者 谷口 智勇
滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内
- (72)発明者 日比野 寛
滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内
- (72)発明者 前田 敏行
滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内

審査官 高橋 祐介

- (56)参考文献 特開2005-130666(JP,A)
特開2004-343993(JP,A)
特開2002-223599(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/48