

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4870025号  
(P4870025)

(45) 発行日 平成24年2月8日(2012.2.8)

(24) 登録日 平成23年11月25日(2011.11.25)

(51) Int.Cl.

**H02M 5/297 (2006.01)**

F I

H02M 5/297

請求項の数 1 (全 8 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2007-136076 (P2007-136076)</p> <p>(22) 出願日 平成19年5月23日(2007.5.23)</p> <p>(65) 公開番号 特開2008-295141 (P2008-295141A)</p> <p>(43) 公開日 平成20年12月4日(2008.12.4)</p> <p>審査請求日 平成21年11月11日(2009.11.11)</p>	<p>(73) 特許権者 000003115 東洋電機製造株式会社 東京都中央区京橋2丁目9番2号</p> <p>(72) 発明者 佐藤 基 神奈川県横浜市金沢区福浦三丁目8番地 東洋電機製造株式会社横浜製作所内</p> <p>審査官 槻木澤 昌司</p>
---	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マトリックスコンバータ制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

三相交流電源に接続されるLCフィルタと、9つの双方向スイッチから構成され任意の振幅および周波数の三相交流電圧を負荷に供給するマトリックスコンバータ主回路と、該マトリックスコンバータ主回路の出力に接続された負荷に流れる三相交流の電流と該LCフィルタより検出された前記マトリックスコンバータ主回路の入力電圧とを入力して6つの入出力指令信号を生成する入出力指令信号生成器と、前記マトリックスコンバータ主回路への入力電圧から三角波状のキャリア信号を生成するキャリア信号生成器と、該入出力指令信号と該前記キャリア信号を入力して比較する比較器と、該比較器の出力と前記マトリックスコンバータ主回路に接続された負荷の電流とを入力して9つの双方向スイッチを制御する制御信号を生成するスイッチ制御器から成るマトリックスコンバータ装置において、

10

前記負荷に流れる各々の相電流瞬時値の大小関係が切りかわる位相付近では、該位相付近以外において該キャリア信号生成器が出力するキャリア信号の周波数よりも高い周波数のキャリア信号を生成するように構成したキャリア信号生成器を具備することを特徴とするマトリックスコンバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、マトリックスコンバータの制御技術に関するもので、特に入力電流および入力

20

電圧のリップル抑制に関する。

【背景技術】

【0002】

従来のマトリックスコンバータとその制御器の構成図を図2に示す。マトリックスコンバータは入力LCフィルタ2を介して三相電源1を入力し、三相電源電圧を9つの双方向スイッチを用いて三角波比較によるPWM制御をすることにより、負荷3に任意の振幅および任意の周波数の三相交流電圧を供給し、同時に入力電流を正弦波化した上に入力力率を制御するものである。

双方向スイッチは例えば図3のように二つのIGBTと2つのダイオードにより構成する場合もあるし、図4のように逆阻止IGBTをふたつ用いて構成する場合もある。

入力LCフィルタ2は例えば図5のような構成である。ここで、入力LCフィルタ2では電源線間電圧振幅 $E_{rs}$ と電源線間電圧振幅 $E_{ts}$ を検出するものとする。 $E_{rs}$ 、 $E_{ts}$ は発明のキャリア信号生成器511と入出力指令生成器53へ入力される。入出力指令生成器53はさらに該マトリックスコンバータ出力電流の検出値 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ が入力される。

【0003】

入出力指令生成器53では、入力された $E_{rs}$ 、 $E_{ts}$ から電源電圧の位相と電源電圧の位相を求める。ここで、電源相電圧の最大のを、 $E_{max}$ 、中間の大きさのを $E_{mid}$ 、最小のを $E_{min}$ と定義する。また、 $E_{max}$ と $E_{mid}$ の差を $e_{max}$ 、 $E_{max}$ と $E_{min}$ の差を $e_{mid}$ とおく。 $e_{max}$ は例えば図6のようになる。ここで、出力電圧指令値を $V_{us}$ 、 $V_{vs}$ 、 $V_{ws}$ と仮定する。そして、入出力指令生成器53は、三角波キャリアの振幅に規格化された出力電圧指令値 $V_{uc}$ 、 $V_{vc}$ 、 $V_{wc}$ を

$$V_{uc} = V_{us} \cdot A / e_{max} \quad (1)$$

$$V_{vc} = V_{vs} \cdot A / e_{max} \quad (2)$$

$$V_{wc} = V_{ws} \cdot A / e_{max} \quad (3)$$

のように求める。ただしAは、従来のキャリア信号生成器512が出力する三角波キャリアの振れ幅である。

【0004】

さらにマトリックスコンバータ2は負荷3へ任意の電圧指令 $V_{us}$ 、 $V_{vs}$ 、 $V_{ws}$ 通りの電圧が印加できていると仮定した場合、入出力指令生成器53は前記マトリックスコンバータ出力電力 $P_o$ を

$$P_o = V_{us} \cdot I_u + V_{vs} \cdot I_v + V_{ws} \cdot I_w \quad (4)$$

の演算で求める。出力電力 $P_o$ を用いて、三相電源1の内で中間の電圧を出力している相（以下中間相）に流すべき電流 $I_c$ を求める。 $I_c$ が三相正弦波電流の一部になるように制御されるならば、すべての三相電源電流は正弦波状に制御される。また、電源電流の位相が電源電圧と同相に制御されるのならば、三相電源1の力率は1となる。電流 $I_c$ は例えば図7のような波形となる。（非特許文献1参照）

【0005】

次に中間相電流 $I_c$ と負荷電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ により、各出力相を電源中間相に接続する時間比率（以下、中間相接続率） $K_u'$ 、 $K_v'$ 、 $K_w'$ を求める。 $I_x$ が $I_c$ と同符号の場合は $K_x' = I_c / I_{sum}$ であり、異符号の場合は $K_x' = 0$ とする。ここでxはu、v、wで表される出力相を意味し、 $I_{sum}$ は $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ の内で $I_c$ と同符号のものの総和である。例えば $I_c > 0$ 、 $I_u > 0$ 、 $I_v < 0$ 、 $I_w < 0$ ならば、 $K_u' = I_c / I_u$ 、 $K_v' = K_w' = 0$ となる。また $I_c < 0$ 、 $I_u > 0$ 、 $I_v < 0$ 、 $I_w < 0$ ならば、 $K_u' = 0$ 、 $K_v' = K_w' = I_c / (I_v + I_w)$ となる。このように、 $I_c$ と同符号の出力相が2つある場合は、それらの相の中間相接続率は等しい値となる。

【0006】

以上の演算結果から入出力指令生成器53は、三角波キャリアと比較されるべき入出力指令値

$$V_{xH} = V_{xc} + A \cdot K_x' \cdot G \quad (5)$$

10

20

30

40

50

$$V \times L = V \times H - A \cdot K \times ' \quad (6)$$

を求めて出力する。V × HおよびV × Lは、それぞれ比較器52にされる。

ここでxはu, v, wで表される出力相を意味し、

$$G = 1 - e_{mid} / e_{max} \quad (7)$$

である。Gは例えば図8のようになる。

#### 【0007】

従来のキャリア信号生成器512は、振れ幅Aの三角波キャリアCを出力し、比較器52はその三角波キャリアCと入出力指令信号生成器53の出力とを比較した結果としてF<sub>x</sub>を出力する。C < V × LならばF<sub>x</sub> = 0、V × L < C < V × HならばF<sub>x</sub> = 1、V × H < CならばF<sub>x</sub> = 2となり、F<sub>x</sub> = 0は、出力のx相を三相電源1の最大相に接続すること  
10

#### 【0008】

スイッチ制御器54は、比較器47の出力と位相 に応じたスイッチング信号をマトリックスコンバータに出力する。例えばF<sub>u</sub> = 0, 0 < < 60ならば、u相は電源の最大相であるR相に接続することになるので、S<sub>uR</sub> = ON, S<sub>uS</sub> = S<sub>uT</sub> = OFFとなる。

#### 【0009】

この様な構成とすることで、負荷3に印加される電圧は、電圧指令V<sub>us</sub>, V<sub>vs</sub>, V<sub>ws</sub>通りとなり、電源電流波形も例えば正弦波とすることができ、電源力率も例えば1と  
20

【非特許文献1】中小路元、小林広介、佐藤之彦 他著：「マトリックスコンバータの入出力電流を正弦波化するPWM制御方式の提案」、電気学会半導体電力変換研究会論文No. SPC-03-36、61~66頁

#### 【発明の開示】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0010】

従来の構成では、出力電流I<sub>u</sub>、I<sub>v</sub>、I<sub>w</sub>の瞬時値の大小関係が変化する位相付近でマトリックスコンバータ入力電圧V<sub>rs</sub>、V<sub>ts</sub>のリプルが大きくなるという問題があった。図9によってその原理について説明する。出力電流I<sub>u</sub>、I<sub>v</sub>、I<sub>w</sub>の瞬時値の大小  
30

$$2 \cdot I_x = 2 \cdot I_y = -I_z \quad (8)$$

$$-2 \cdot I_x = -2 \cdot I_y = I_z \quad (9)$$

という関係となる。ここで、x、y、zは出力相のu、v、wのうちのどれかを表す。

#### 【0011】

例えば、図9はE<sub>r</sub> > E<sub>s</sub> > E<sub>t</sub>、2 · I<sub>u</sub> = 2 · I<sub>w</sub> - I<sub>v</sub>と仮定した場合のR相電流波形の例を表している。ここでは、K<sub>u</sub> = 0、K<sub>v</sub> = K<sub>w</sub> = 0であったと仮定している。入出力指令信号V<sub>uH</sub>、V<sub>uL</sub>、V<sub>vH</sub>、V<sub>vL</sub>、V<sub>wH</sub>、V<sub>wL</sub>と比較されるべき三角波キャリア信号の瞬時値をCとすると、V<sub>uL</sub> > C、V<sub>vL</sub> > C > V<sub>wL</sub>の区間は、R相にはU相とV相が接続され、(I<sub>u</sub> - I<sub>v</sub>) < 0の電流が流れる。この場合、R相電流はキャリア1周期内で負から正方向に急峻な電流が流れるので、高調波成分を多く含む。  
40

#### 【0012】

もし、出力電流I<sub>u</sub>、I<sub>v</sub>、I<sub>w</sub>の瞬時値の大小関係がI<sub>u</sub> = -I<sub>w</sub>、I<sub>v</sub> = 0であったならば、R相の電流はキャリア周期内で正方向にしか流れない。つまり、出力電流の大小関係が(8)式、(9)式に近づくほど入力電流がキャリア1周期内で入力電流に高調波成分を含むということがいえる。このように、従来の構成では出力電流の大小関係が切り替わる時間付近で、高調波を含んだ出力電流I<sub>u</sub>、I<sub>v</sub>、I<sub>w</sub>は入力LCフィルタ2のCに流れ込み、マトリックスコンバータ入力電圧V<sub>rs</sub>、V<sub>ts</sub>のリプル増加を招くという問題があった。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0013】

10

20

30

40

50

請求項1の発明によれば、三相交流電源に接続されるLCフィルタと、9つの双方向スイッチから構成され任意の振幅および周波数の三相交流電圧を負荷に供給するマトリクスコンバータ主回路と、前記マトリクスコンバータ主回路の出力に接続された負荷に流れる三相交流の電流と前記LCフィルタより検出された前記マトリクスコンバータ主回路の入力電圧とを入力して6つの入出力指令信号を生成する入出力指令信号生成器と、前記マトリクスコンバータ主回路への入力電圧から三角波状のキャリア信号を生成するキャリア信号生成器と、前記入出力指令信号と前記キャリア信号を入力して比較する比較器と、前記比較器の出力と前記マトリクスコンバータに接続された負荷の電流とを入力して9つの双方向スイッチを制御する制御信号を生成するスイッチ制御器から成るマトリクスコンバータ装置において、前記負荷に流れる各々の相の電流の瞬時値の大小関係が切りかわる位相付近では前記位相付近以外の位相時における前記キャリア信号の周波数と比較して、高い周波数のキャリア信号を生成するように構成した制御装置を具備することを特徴とする。

10

**【発明の効果】****【0014】**

マトリクスコンバータの出力電流の位相が60度変化する付近で生じる入力電圧、入力電流のリップルを抑えることができる。これにより、例えば入力電流および入力電圧のリップルを効率よく抑制することができる。

**【発明を実施するための最良の形態】****【0015】**

マトリクスコンバータの入力電圧と入力電流リップルを抑制する目的を、電源特性の性能低下を招くことなく、部品を追加することなく、三角波キャリアの周波数を可変するだけで実現した。

20

**【実施例1】****【0016】**

図1によって実施例1を示す。本発明の主体は発明のキャリア信号生成器511なので、従来と同じ技術については説明を省略する。従来技術において、従来のキャリア信号生成器512は常に一定周波数のキャリアを生成する。

**【0017】**

これに対して、例えば、 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ の大小関係が切り替わる時点の $\pm 5$ 度の区間においては発明のキャリア信号生成器511は、従来のキャリア信号生成器512が出力するキャリアの2倍の周波数のキャリアを出力する。キャリア周波数を上げると一回のスイッチングによって生じる電圧リップルの大きさが小さくなるので、以上のような構成によりマトリクスコンバータの入力電流および入力電流リップルが最大になる区間だけを重点的にリップル抑制を行うことができる。

30

**【0018】**

発明のキャリア信号生成器511が出力するキャリア周波数を上げる区間は、 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ の大小関係が切り替わる時点の $\pm 5$ 度よりも広くしてもかまわない。その場合、入力電流および入力電圧のリップルを抑制する時間が増え、電源位相1周期における出力電圧のリップルの割合は減少する。

40

**【0019】**

ただし、電源位相1周期すべての期間で発明のキャリア信号生成器511が出力するキャリア周波数を上げると、従来技術を用いたときよりもスイッチング損が上昇するので行わない。

**【0020】**

実施例1のような構成にすることで、入力電流および入力電圧のリップルを効率よく抑制し、入力LCフィルタ2が小型化することが出来たり、入力LCフィルタ2に起因する電圧共振現象によるマトリクスコンバータの過電圧破壊を起りにくくしたりすることができる。

**【実施例2】**

50

## 【 0 0 2 1 】

実施例 2 を示す。構成は図 1 と同じであるが発明の運用の仕方が異なる。発明のキャリア信号生成器 5 1 1 以外の構成は従来のマトリックスコンバータの構成と同じである。従来技術において、従来のキャリア信号生成器 5 1 2 は常に一定周波数のキャリアを生成する。

## 【 0 0 2 2 】

これに対して、例えば、 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ の大小関係が切り替わる時点の $\pm 5$ 度の区間においては発明のキャリア信号生成器 5 1 1 は、従来のキャリア信号生成器 5 1 2 が出力するキャリアの $1/2$ 倍の周波数のキャリアを出力する。電源位相 1 周期すべての期間で発明のキャリア信号生成器 5 1 1 が出力するキャリア周波数を下げると、さらにマトリックスコンバータの平均のスイッチング損を減らすことが出来るが、電源位相 1 周期すべての区間における入出力電圧のリップルが、従来技術における入出力電圧リップルより大きくなってしまいうため行わない。

10

## 【 0 0 2 3 】

このような構成にすることで、マトリックスコンバータの出力電流の位相が60度変化する付近で生じる入力電圧、入力電流のリップルが従来と同等レベルのまま、マトリックスコンバータの平均のスイッチング損を下げる事が出来る。

## 【 産業上の利用可能性 】

## 【 0 0 2 4 】

本発明は従来のマトリックスコンバータと比較して、スイッチング損の上昇を最小減に抑えつつ歪みの少ない出力を得られるものであり、昇降機、エレベータ、エスカレータ、遠心分離機、ビルおよび研究所の電源設備に応用が可能である。

20

## 【 図面の簡単な説明 】

## 【 0 0 2 5 】

【 図 1 】 図 1 は本発明のマトリックスコンバータ制御装置を示す図である。

【 図 2 】 図 2 は従来のマトリックスコンバータ制御装置を示す図である。

【 図 3 】 図 3 は I G B T 2 個とダイオード 2 個を用いて構成した双方向スイッチを説明するための図である。

【 図 4 】 図 4 は逆阻止 I G B T を 2 個用いて構成した双方向スイッチを説明するための図である。

30

【 図 5 】 図 5 は入力 L C フィルタを説明するための図である

【 図 6 】 図 6 は入力電源電圧と位相の関係を説明するための図である。

【 図 7 】 図 7 は入力力率 1 での中間相電流指令値と位相の関係を説明するための図である

【 図 8 】 図 8 は変数 G と位相の関係を説明するための図である。

【 図 9 】 図 9 は最大相電流に正、負両方向の電流が流れる場合の一例を示した図である。

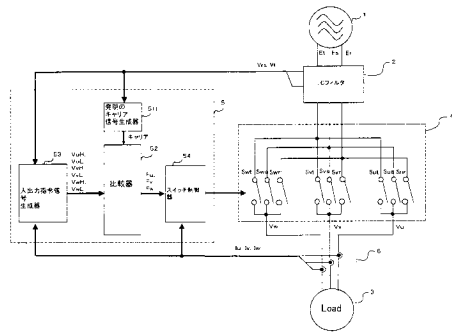
## 【 符号の説明 】

## 【 0 0 2 6 】

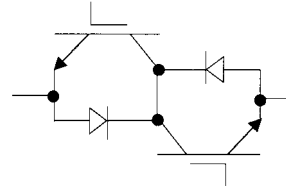
- |       |                 |    |
|-------|-----------------|----|
| 1     | 三相電源            |    |
| 2     | 入力 L C フィルタ     | 40 |
| 3     | 負荷              |    |
| 4     | マトリックスコンバータ主回路  |    |
| 5     | マトリックスコンバータ制御装置 |    |
| 5 1 1 | 発明のキャリア信号生成器    |    |
| 5 1 2 | 従来のキャリア信号生成器    |    |
| 5 2   | 比較器             |    |
| 5 3   | 入出力指令信号生成器      |    |
| 5 4   | スイッチ制御器         |    |
| 6     | 電流検出器           |    |

50

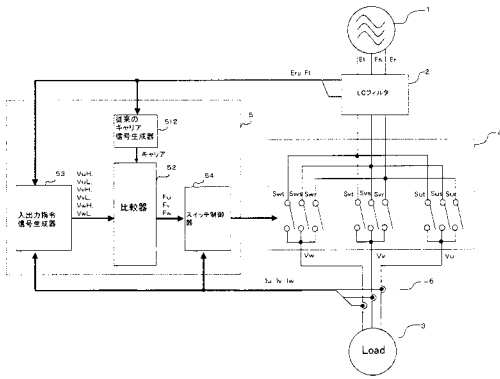
【図1】



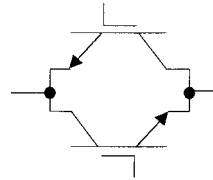
【図3】



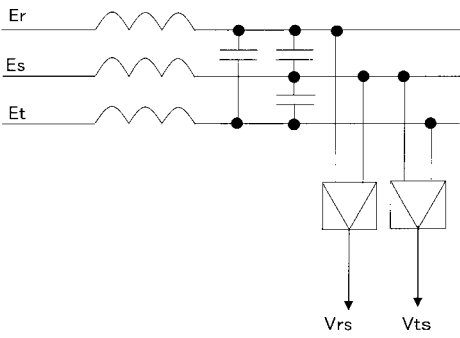
【図2】



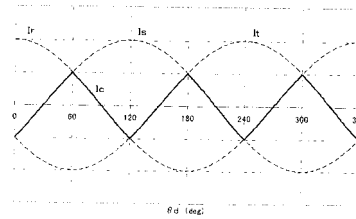
【図4】



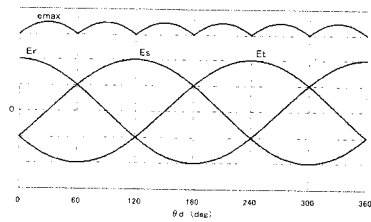
【図5】



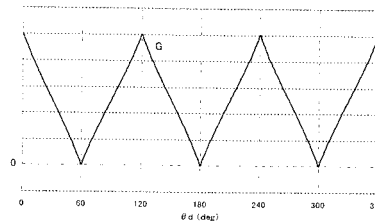
【図7】



【図6】



【図8】





---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2007-006564(JP,A)  
特開2005-168198(JP,A)  
特開2005-102387(JP,A)  
特開2006-288161(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02M 5/297