

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3985792号

(P3985792)

(45) 発行日 平成19年10月3日(2007.10.3)

(24) 登録日 平成19年7月20日(2007.7.20)

(51) Int. Cl.

F I

H O 2 P 6/06 (2006.01)

H O 2 P 6/02 3 4 1 A

F 2 4 F 11/02 (2006.01)

H O 2 P 6/02 3 4 1 J

F 2 4 F 11/02 1 O 2 W

請求項の数 2 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2004-36357(P2004-36357)  
 (22) 出願日 平成16年2月13日(2004.2.13)  
 (65) 公開番号 特開2005-229736(P2005-229736A)  
 (43) 公開日 平成17年8月25日(2005.8.25)  
 審査請求日 平成17年2月10日(2005.2.10)

(73) 特許権者 000005821  
 松下電器産業株式会社  
 大阪府門真市大字門真1006番地  
 (74) 代理人 100097445  
 弁理士 岩橋 文雄  
 (74) 代理人 100109667  
 弁理士 内藤 浩樹  
 (74) 代理人 100109151  
 弁理士 永野 大介  
 (72) 発明者 原田 員宏  
 大阪府門真市大字門真1006番地 松下  
 電器産業株式会社内

審査官 天坂 康種

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電動機駆動装置およびそれを用いた空気調和機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

3相電動機を駆動するインバータと、インバータ母線電流を検出する電流検出手段と、前記インバータに接続される可変直流電源の電圧を検出する直流電圧検出手段と、前記インバータの出力電圧値と前記電流検出手段により検出される電流値とから前記電動機の誘起電圧を推定する誘起電圧推定手段と、推定された誘起電圧推定値に基づいて前記電動機の回転子磁極位置と回転速度を推定する回転子位置速度推定手段と、推定された回転子磁極位置の情報に基づいて前記インバータを制御するPWM信号を生成するPWM信号生成手段と、前記PWM信号生成手段で生成されたPWM信号のデューティを補正するデューティ補正手段と、前記直流電圧検出手段の出力と前記電動機に印加する電圧指令値から電圧飽和の度合いである電圧飽和率を演算して、あらかじめ設定された昇圧用電圧飽和率設定値と比較し電圧飽和率が昇圧用電圧飽和率設定値以上の場合は前記可変直流電源の電圧を高くし、前記電圧飽和率が前記昇圧用電圧飽和率設定値より小さな値に設定された降圧用電圧飽和率設定値以下の場合、前記可変直流電源の電圧を低くする昇降圧手段とを備え、昇圧用電圧飽和率設定値と降圧用電圧飽和率設定値を、電動機の回転速度もしくは電動機の回転速度目標値に応じて切り替えることを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項2】

請求項1記載の電動機駆動装置を用いたことを特徴とする空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

20

## 【0001】

本発明は、ブラシレスDCモータなどの圧縮機用電動機を任意の回転数で駆動する圧縮機用の電動機駆動装置に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

近年、空気調和機における圧縮機などの電動機を駆動する装置においては、地球環境保護の観点から消費電力を低減する必要性が大きくなっている。その中で、省電力の技術の一つとして、ブラシレスDCモータのような効率の高い圧縮機用電動機を任意の周波数で駆動するインバータなどが広く一般に使用されている。さらに、駆動する技術としては、矩形波状の電流により駆動を行う矩形波駆動に対して、より効率が高く、騒音も低くすることが可能な正弦波駆動技術が注目されている。

10

## 【0003】

空気調和機における圧縮機のような電動機を駆動する場合、圧縮機用電動機の回転子の位置を検出するセンサを取りつけることが困難であるため、回転子の位置を何らかの方法で推定しながら駆動を行う位置センサレス正弦波駆動の技術が提案されている。回転子の位置を推定する方法としては、圧縮機用電動機の誘起電圧を推定することにより行う方法がある(例えば特許文献1参照)。

## 【0004】

図9にこの種の位置センサレス正弦波駆動を行うためのシステム構成を示す。1は直流電源、2はインバータ、3はブラシレスモータ、4は固定子、5は回転子、6は制御部、7vと7wは電流センサである。ブラシレスモータ3は、中性点を中心にY結線された3つの相巻線4u、4v、4wが取り付けられる固定子4、および磁石が装着されている回転子5を備える。U相巻線4uの非結線端にU相端子8u、V相巻線4vの非結線端にV相端子8v、W相巻線4wの非結線端にW相端子8wが接続される。

20

## 【0005】

インバータ2は、一对のスイッチング素子が電流の上流側と下流側の関係に直列接続された直列回路を、U相用、V相用、W相用として3つ有する。これら直列回路に、直流電源1から出力されるDC電圧が印加される。U相用の直列回路は、上流側スイッチング素子12u、および下流側スイッチング素子13uより成る。V相用の直列回路は、上流側スイッチング素子12v、および下流側スイッチング素子13vより成る。W相用の直列回路は、上流側スイッチング素子12w、および下流側スイッチング素子13wより成る。なお、フリーホイールダイオード14u、14v、14w、15u、15v、15wが、各スイッチング素子と並列に接続される。

30

## 【0006】

インバータ2におけるスイッチング素子12u、13uの相互接続点、スイッチング素子12v、13vの相互接続点、およびスイッチング素子12w、13wの相互接続点に、ブラシレスモータ3の端子8u、8v、8wがそれぞれ接続される。

## 【0007】

制御部6は、ブラシレスモータ3の相巻線4v、4wに流れる電流を電流センサ7v、7wによって検出し、この電流値をもとに誘起電圧推定手段17で前記ブラシレスモータ3の誘起電圧を推定し、前記誘起電圧推定手段17の情報をもとに回転子位置速度検出手段18で前記回転子5の位置および速度を検出している。この検出速度をもとに目標速度を実現するための出力すべき電圧をPWM信号生成手段9で決定し、ベースドライバ10で増幅し、インバータ2を制御する信号を出力する。

40

## 【0008】

また、ブラシレスモータ3に印加される電圧が正弦波から歪みを生じて回転子の位置の推定誤差が大きくなることを防止するために、PWM信号生成手段9で決定されたブラシレスモータ3の各相へ印加するべき電圧のピークが、インバータ印加電圧検出手段16によって検出した直流電源1から出力されるDC電圧を超える割合である電圧飽和率と、予め設定された一定の電圧飽和率設定値とを比較して、電圧飽和率が電圧飽和率設定値以上

50

の場合のみ、電圧飽和率が電圧飽和率設定値よりも小さくなるまで外部から与えられる回転速度目標値を下げるなどの保護制御を電圧飽和制御手段20で行っている。以上のような回路構成にて、ブラシレスモータ3の駆動制御を行っている。

【特許文献1】特開2000-350489号公報

【特許文献2】特開2003-189670号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

このような従来の、誘起電圧の推定による位置センサレス正弦波駆動においては、高速回転域の拡大のために、電圧飽和制御手段によって行われる回転速度目標値を下げるなどの保護制御を動作させないよう、あらかじめ直流電源の電圧を大きくする必要があり、保護制御が動作しない低速回転域等においては、直流電源の電圧が大きいため、モータの鉄損が増加し効率が低下するという課題があった。

10

【0010】

本発明は上記従来の課題を解決するもので、低速回転域から高速回転域まで良質な駆動（脱調停止しない安定な駆動、低騒音・低振動）が可能で、かつモータの高効率運転を可能とした電動機駆動装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0011】

上記従来の課題を解決するために本発明の電動機駆動装置は、インバータ母線電流にて3相電動機の各相の電流を検知し、デューティ補正手段を備えることによって低速回転域から高速回転域まで良質な駆動を実現し、かつ電圧指令値の電圧飽和の度合いである電圧飽和率と電圧飽和率設定値とを比較し、電圧飽和率が昇圧用電圧飽和率設定値以上の場合は前記可変直流電源の電圧を高くし、前記電圧飽和率が前記昇圧用電圧飽和率設定値より小さな値に設定された降圧用電圧飽和率設定値以下の場合、前記可変直流電源の電圧を低くする昇降圧手段とを備え、昇圧用電圧飽和率設定値と降圧用電圧飽和率設定値を、電動機の回転速度もしくは電動機の回転速度目標値に応じて切り替えることによって、電圧飽和率が小さい場合は直流電源の電圧を小さくしてモータの高効率運転を可能とした電動機駆動装置を実現するものである。

20

【発明の効果】

30

【0012】

本発明の電動機駆動装置によれば、電圧指令値の電圧飽和の度合いである電圧飽和率と電圧飽和率設定値とを比較し、電圧飽和率が昇圧用電圧飽和率設定値以上の場合は前記可変直流電源の電圧を高くし、前記電圧飽和率が前記昇圧用電圧飽和率設定値より小さな値に設定された降圧用電圧飽和率設定値以下の場合、前記可変直流電源の電圧を小さくする昇降圧手段とを備えることによって、電圧飽和率が低い場合は直流電源の電圧を低くしてモータの高効率運転が可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

第1の発明は、インバータ母線電流を検出する電流検出手段とPWM信号生成手段で生成されたPWM信号のデューティを補正するデューティ補正手段とを有することにより、狭いデューティにおいてもインバータ母線電流つまりは三相電動機の各相の電流を確実に検知できるとともに、電動機に印加する電圧指令値の電圧飽和の度合いである電圧飽和率と電圧飽和率設定値とを比較し、電圧飽和率が昇圧用電圧飽和率設定値以上の場合は前記可変直流電源の電圧を高くし、前記電圧飽和率が前記昇圧用電圧飽和率設定値より小さな値に設定された降圧用電圧飽和率設定値以下の場合、前記可変直流電源の電圧を低くする昇降圧手段とを備え、昇圧用電圧飽和率設定値と降圧用電圧飽和率設定値を、電動機の回転速度もしくは電動機の回転速度目標値に応じて切り替えることによって、電圧飽和率が小さい場合は直流電源の電圧を低くしてモータの高効率運転範囲を拡大することが可能となる。

40

50

## 【 0 0 1 7 】

第2の発明は、特に第1の発明の電動機駆動装置を空気調和機に用いることにより、それぞれの特長を生かした広回転域で高効率な空気調和機を実現することができる。

## 【 0 0 1 8 】

以下本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

## 【 0 0 1 9 】

(実施の形態1)

図1は本発明の実施の形態1における電動機駆動装置の構成を示すブロック図である。可変直流電源1により供給される直流電圧は、インバータ2により所望の周波数および電圧の交流電圧に変換され、ブラシレスモータ3に給電される。前記インバータ2は制御部6によりスイッチング制御される。

10

## 【 0 0 2 0 】

ブラシレスモータ3は、中性点を中心にY結線された3つの相巻線4u, 4v, 4wが取付けられる固定子4、および磁石が装着されている回転子5を備える。U相巻線4uの非結線端にU相端子8u、V相巻線4vの非結線端にV相端子8v、W相巻線4wの非結線端にW相端子8wが接続される。

## 【 0 0 2 1 】

インバータ2は、一对のスイッチング素子が電流の上流側と下流側の関係に直列接続された直列回路を、U相用、V相用、W相用として3つ有する。これら直列回路に、可変直流電源1から出力されるDC電圧が印加される。U相用の直列回路は、上流側スイッチング素子12u、および下流側スイッチング素子13uより成る。V相用の直列回路は、上流側スイッチング素子12v、および下流側スイッチング素子13vより成る。W相用の直列回路は、上流側スイッチング素子12w、および下流側スイッチング素子13wより成る。なお、フリーホイールダイオード14u, 14v, 14w, 15u, 15v, 15wが、各スイッチング素子と並列に接続される。

20

## 【 0 0 2 2 】

インバータ2におけるスイッチング素子12u, 13uの相互接続点、スイッチング素子12v, 13vの相互接続点、およびスイッチング素子12w, 13wの相互接続点に、ブラシレスモータ3の端子8u, 8v, 8wがそれぞれ接続される。

30

## 【 0 0 2 3 】

インバータ2に印加されている直流電圧は、上述したインバータ2内のスイッチング素子などの回路によって3相の交流電圧に変換され、それによりブラシレスモータ3が駆動される。

## 【 0 0 2 4 】

外部より与えられる目標速度を実現するべく、現在の速度との誤差から演算された出力電圧を出力するために、PWM信号生成手段9によりインバータ2のスイッチング素子を駆動するPWM信号が生成される。PWM信号はデューティ補正手段19により補正を行った後、スイッチング素子を電氣的に駆動するためのドライブ信号にベースドライバ10により変換され、各スイッチング素子12u, 12v, 12w, 13u, 13v, 13wが動作する。

40

## 【 0 0 2 5 】

制御部6での動作を簡単に説明する。インバータ母線に配した電流検出手段11により検出されたブラシレスモータ3の相電流と、PWM信号生成手段9で演算される出力電圧と、インバータ印加電圧検出手段16が検出した直流電源1から出力されるDC電圧より、ブラシレスモータ3の誘起電圧が誘起電圧推定手段17により推定される。さらに、推定された誘起電圧から、回転子位置速度推定手段18でブラシレスモータ3の回転子磁極位置および速度を推定する。推定された回転子磁極位置の情報に基づいてPWM信号生成手段9でブラシレスモータ3を駆動するための各相へ印加すべき電圧が決定され、決定された電圧に基づいてPWM信号が生成される。このようにして推定された回転子5の速

50

度と、外部から与えられる目標速度との偏差等の情報から、回転子速度が目標速度となるように制御される。

【0026】

次に、誘起電圧推定手段17の動作を詳細に説明する。電流検出手段11により検出された各相の巻線に流れる相電流 ( $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ ) を得る。また、PWM信号生成手段9で演算される出力電圧と、インバータ印加電圧検出手段16が検出したインバータ印加電圧の情報から、各相の巻線に印加される相電圧 ( $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ ) が求められる。原理的には、これらの値から、下記式(1)、(2)、(3)の演算により、各相の巻線に誘起される誘起電圧値  $e_u$ 、 $e_v$ 、 $e_w$  が求められる。ここで、 $R$  は抵抗、 $L$  はインダクタンスである。また、 $d(i_u)/dt$ 、 $d(i_v)/dt$ 、 $d(i_w)/dt$  はそれぞれ  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  の時間微分である。

$$e_u = v_u - R \cdot i_u - L \cdot d(i_u)/dt \dots (1)$$

$$e_v = v_v - R \cdot i_v - L \cdot d(i_v)/dt \dots (2)$$

$$e_w = v_w - R \cdot i_w - L \cdot d(i_w)/dt \dots (3)$$

式(1)、(2)、(3)をさらに詳細に展開すると式(4)、(5)、(6)となる。

$$e_u = v_u - R \cdot i_u - (l_a + L_a) \cdot d(i_u)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2m) \cdot d(i_u)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_u \cdot d\{\cos(2m)\}/dt$$

$$+ 0.5 \cdot L_a \cdot d(i_v)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2m - 120^\circ) \cdot d(i_v)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_v \cdot d\{\cos(2m - 120^\circ)\}/dt$$

$$+ 0.5 \cdot L_a \cdot d(i_w)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2m + 120^\circ) \cdot d(i_w)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_w \cdot d\{\cos(2m + 120^\circ)\}/dt \dots (4)$$

$$e_v = v_v - R \cdot i_v - (l_a + L_a) \cdot d(i_v)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2m + 120^\circ) \cdot d(i_v)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_v \cdot d\{\cos(2m + 120^\circ)\}/dt$$

$$+ 0.5 \cdot L_a \cdot d(i_w)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2m) \cdot d(i_w)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_w \cdot d\{\cos(2m)\}/dt$$

$$+ 0.5 \cdot L_a \cdot d(i_u)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2m - 120^\circ) \cdot d(i_u)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_u \cdot d\{\cos(2m - 120^\circ)\}/dt \dots (5)$$

$$e_w = v_w - R \cdot i_w - (l_a + L_a) \cdot d(i_w)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2m - 120^\circ) \cdot d(i_w)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_w \cdot d\{\cos(2m - 120^\circ)\}/dt$$

$$+ 0.5 \cdot L_a \cdot d(i_u)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2m + 120^\circ) \cdot d(i_u)/dt$$

$$L_{as} \cdot i_u \cdot d\{\cos(2m + 120^\circ)\}/dt$$

$$+ 0.5 \cdot L_a \cdot d(i_v)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2m) \cdot d(i_v)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_v \cdot d\{\cos(2m)\}/dt \dots (6)$$

ここで、 $d/dt$  は時間微分を表し、三角関数に関する微分の演算に現れる  $d/dt$  には推定速度  $m$  を電気角速度に変換したものをを用いる。また、 $d(i_u)/dt$ 、 $d(i_v)/dt$ 、 $d(i_w)/dt$  は、1次オイラー近似で求める。なお、 $w$ 相電流値  $i_w$  は式(14)のように、 $u$ 相電流値  $i_u$  と  $v$ 相電流値  $i_v$  との和の符号を変えたものとする。ここで、 $R$  は巻線一相あたりの抵抗、 $l_a$  は巻線一相あたりの漏れインダクタンス、 $L_a$  は巻線一相あたりの有効インダクタンスの平均値、および  $L_{as}$  は巻線一相あたりの有効インダクタンスの振幅である。

【0027】

10

20

30

40

50

誘起電圧推定手段17においては、式(4)、(5)、(6)を簡略化した、次の式(7)、(8)、(9)を使用する。簡略化は、相電流値 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ が正弦波であると仮定し、電流指令振幅 $i_a$ と電流指令位相 $T$ とから相電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ を作成し、簡略化したものである。

$$e_u = v_u + R \cdot i_a \cdot \sin(\theta_m + T) + 1.5 \cdot (l_a + L_a) \cdot \cos(\theta_m + T) - 1.5 \cdot L_a s \cdot \cos(\theta_m - T) \dots (7)$$

$$e_v = v_v + R \cdot i_a \cdot \sin(\theta_m + T - 120^\circ) + 1.5 \cdot (l_a + L_a) \cdot \cos(\theta_m + T - 120^\circ) - 1.5 \cdot L_a s \cdot \cos(\theta_m - T - 120^\circ) \dots (8)$$

$$e_w = v_w + R \cdot i_a \cdot \sin(\theta_m + T - 240^\circ) + 1.5 \cdot (l_a + L_a) \cdot \cos(\theta_m + T - 240^\circ) - 1.5 \cdot L_a s \cdot \cos(\theta_m - T - 240^\circ) \dots (9)$$

次に、回転子位置速度推定手段18の動作について説明する。誘起電圧推定手段17により推定された推定誘起電圧値 $e_u$ 、 $e_v$ 、 $e_w$ から、回転子5の位置と速度を推定する。これは、回転子位置速度推定手段18が認識している推定角度 $\theta_m$ を誘起電圧の誤差を用いて補正することにより、真値に収束させるものである。また、そこから、推定速度 $m$ を作成する。

#### 【0028】

まず、各相の誘起電圧基準値( $e_{um}$ 、 $e_{vm}$ 、 $e_{wm}$ )を以下の式で求める。

$$e_{um} = e_m \cdot \sin(\theta_m + T) \\ e_{vm} = e_m \cdot \sin(\theta_m + T - 120^\circ) \\ e_{wm} = e_m \cdot \sin(\theta_m + T - 240^\circ) \dots (10)$$

ここで、 $e_m$ ：誘起電圧振幅値は、推定誘起電圧 $e_u$ 、 $e_v$ 、 $e_w$ の振幅値と一致させることにより求める。

#### 【0029】

この様にして求めた誘起電圧基準値と誘起電圧推定値との偏差 $e_s$ を作成する。下記式(11)のように、誘起電圧推定値 $e_s$ から誘起電圧基準値 $e_{sm}$ を減算したものを偏差にする。

$$e_s = e_s - e_{sm} \dots (11)$$

( $s$ ：相  $u/v/w$ )

この偏差が、0になれば推定角度 $\theta_m$ が真値になるので、偏差 $e_s$ を0にするように推定角度 $\theta_m$ を比例積分演算し補正値をPWM信号生成手段9に送信する。また、回転子位置速度推定手段18で推定角度 $\theta_m$ の変動値を演算することにより、推定速度 $m$ を作成し、目標速度 $m^*$ を実現するために、目標速度 $m^*$ と推定速度 $m$ との差 $e_m$ により、

$$K_P e_m + K_I \int e_m dt \dots (12)$$

( $K_P$ ：比例ゲイン、 $K_I$ ：積分ゲイン)

の補正値をPWM信号生成手段9に送信する。

#### 【0030】

PWM信号生成手段9では前記補正値に基づき、出力するべき電圧 $V^*$ を計算し、電圧値 $V^*$ から各相に出力するべき電圧 $V_{s^*}$ ( $s$ ：相  $u/v/w$ )を以下の様にして求める。

$$V_{u^*} = V^* \cdot \sin(\theta_m + T) \\ V_{v^*} = V^* \cdot \sin(\theta_m + T - 120^\circ) \\ V_{w^*} = V^* \cdot \sin(\theta_m + T - 240^\circ) \dots (13)$$

さらに、このようにして求められた電圧 $V_{s^*}$ ( $s$ ：相  $u/v/w$ )を出力するための各スイッチング素子 $12u$ 、 $12v$ 、 $12w$ 、 $13u$ 、 $13v$ 、 $13w$ のPWM信号は、デューティ補正手段19により補正され、ベースドライバ10に出力した後、各スイッチング素子 $12u$ 、 $12v$ 、 $12w$ 、 $13u$ 、 $13v$ 、 $13w$ が駆動して正弦波状の交流を生成する。

10

20

30

40

50

## 【0031】

以上のごとく、この実施の形態では、推定誘起電圧値と誘起電圧基準値との偏差を用いて推定角度  $\theta$  を作成し、正弦波状の相電流を流すことによりブラシレスモータ3の正弦波駆動を実現している。

## 【0032】

次に、デューティ補正手段19の動作について説明する前に、インバータ母線に流れる電流にブラシレスモータ3の相電流が現れる様子を、図2～6を用いて説明する。図2は、ブラシレスモータ3の各相の巻線に流れる相電流の状態を電気角の区切り毎に表した図である。

## 【0033】

電気角  $0 \sim 60^\circ$  の区間においては、U相巻線  $4u$  とW相巻線  $4w$  には非結線端から中性点に向けて、V相巻線  $4v$  には中性点から非結線端に向けて電流が流れていることを示している。電気角  $60 \sim 120^\circ$  の区間においては、U相巻線  $4u$  には非結線端から中性点に向けて、V相巻線  $4v$  とW相巻線  $4w$  には中性点から非結線端に向けて電流が流れていることを示している。以降、電気角  $60^\circ$  毎に各相の巻線に流れる相電流の状態が変化していく様子が示されている。

## 【0034】

例えば、図2において電気角  $30^\circ$  の時にPWM信号生成手段9で生成されたPWM信号が図3のように変化した場合（Uはスイッチング素子  $12u$  を、Vはスイッチング素子  $12v$  を、Wはスイッチング素子  $12w$  を、Xはスイッチング素子  $13u$  を、Yはスイッチング素子  $13v$  を、Zはスイッチング素子  $13w$  を動作させる信号で、アクティブHiで記載）、インバータ母線には図4に示すようにタイミング1では0、タイミング2ではW相巻線  $4w$  に流れる電流、タイミング3ではV相巻線  $4v$  に流れる電流が現れる。

## 【0035】

他にも、図2において電気角  $30^\circ$  の時にPWM信号生成手段9で生成されたPWM信号が図5のように変化した場合、インバータ母線には図6に示すようにタイミング1では0、タイミング2ではU相巻線  $4u$  に流れる電流、タイミング3ではV相巻線  $4v$  に流れる電流が現れる。

## 【0036】

このように、インバータ2のスイッチング素子  $12u$  ,  $12v$  ,  $12w$  ,  $13u$  ,  $13v$  ,  $13w$  の状態によってインバータ母線にブラシレスモータ3の相電流が現れることが分かる。上述のように近接したタイミングで二相分の電流を判断することができれば、 $i_u + i_v + i_w = 0 \dots (14)$

の関係から3相それぞれの電流が求められることは明白である。

## 【0037】

しかしながら、図2において電気角  $30^\circ$  の時にPWM信号生成手段9で生成されたPWM信号が図7のように変化した場合、インバータ母線にはタイミング1で0、タイミング3でV相巻線  $4v$  に流れる電流しか現れない。このような変化のPWM信号が繰り返されると3相それぞれの電流を求めることができず、誘起電圧推定手段17で誘起電圧の推定が不能になり、ブラシレスモータ3の駆動ができなくなる。

## 【0038】

デューティ補正手段19では、上記のような不具合を回避すべく、ブラシレスモータ3の各相の巻線に流れる相電流を検出する必要が生じた際には、PWM信号生成手段9で生成されるPWM信号をチェックし、万が一、図7のような信号変化だった場合、例えば図3に示したようなPWM信号に補正してからベースドライバ10へ供給する。

## 【0039】

このようにして、デューティ補正手段19から出力されたPWM信号のデューティ情報が電流検出手段11に入力され、電流検出手段11ではインバータ母線電流にブラシレスモータ3のどの相の電流が現れているのか判断しながら3相それぞれの電流に変換し、以降の誘起電圧推定手段17での誘起電圧の推定演算に活用される。

10

20

30

40

50

## 【0040】

このようにして、デューティ補正手段19から出力されたPWM信号のデューティ情報が電流検出手段11に入力され、電流検出手段11ではインバータ母線電流にブラシレスモータ3のどの相の電流が現れているのか判断しながら三相それぞれの電流に変換し、以降の誘起電圧推定手段17での誘起電圧の推定演算に活用される。

## 【0041】

また、ブラシレスモータ3に印加される電圧が正弦波から歪みを生じて回転子の位置の推定誤差が大きくなることを防止するために、PWM信号生成手段9で決定されたブラシレスモータ3の各相へ印加すべき電圧のピークがインバータ印加電圧検出手段16によって検出した可変直流電源1から出力されるDC電圧を超える割合である電圧飽和率と、昇降圧手段21に設定された昇圧用電圧飽和率設定値および降圧用電圧飽和率設定値とを比較して、電圧飽和率が昇圧用電圧飽和率設定値以上の場合は例えば昇圧チョッパ回路を動作させ前記可変直流電源1の電圧を高くし、前記電圧飽和率が前記昇圧用電圧飽和率設定値より小さな値に設定された降圧用電圧飽和率設定値以下の場合、例えば降圧チョッパ回路を動作させるまたは昇圧チョッパ回路の動作を停止させるなどして前記可変直流電源1の電圧を低くしている。

## 【0042】

これによって、電圧飽和率が昇圧用電圧飽和率設定値以下の場合は昇圧されず、降圧用電圧飽和率設定値以下の場合は降圧されるため、電圧飽和率が小さい場合、可変直流電源1の電圧が低く保持される。従って、図8に示すとおりPWM制御されるブラシレスモータ3は可変直流電源1の電圧が低くなると鉄損が減少しモータ効率が高くなるという特性を有するため、モータの高効率運転が可能となる。

## 【0043】

(実施の形態2)

図1において、昇降圧手段21は、回転子位置速度推定手段18により推定されたブラシレスモータ3の回転速度に応じて切替わる昇圧用電圧飽和率設定値および降圧用電圧飽和率設定値を保持する。このような回転速度に応じての切替えは、回転子位置速度推定手段18により推定されたブラシレスモータ3の回転速度が予め設定された値より大きい場合はブラシレスモータ3の負荷が軽く、回転子の位置の推定誤差が大きくなっても脱調しづらいと判断し、昇圧用電圧飽和率設定値および降圧用電圧飽和率設定値を大きくするので、可変直流電源1を昇圧しづらくなるため、モータの高効率運転範囲の拡大が可能となる。

## 【0044】

(実施の形態3)

図1において、電流検出手段11により検出された各相の巻線に流れる相電流( $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ )が小さい場合、ブラシレスモータ3の負荷が軽く、回転子の位置の推定誤差が大きくなっても脱調の恐れがないと判定される場合は、電流検出手段11により検出された各相の巻線に流れる相電流( $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ )に応じて昇圧用電圧飽和率設定値および降圧用電圧飽和率設定値の切替えを行うことにより、同様の効果を得ることができる。

## 【0045】

(実施の形態4)

図1において、目標速度が大きい場合、ブラシレスモータ3の負荷が軽く、回転子の位置の推定誤差が大きくなっても脱調の恐れがないと判定される場合は、目標速度に応じて昇圧用電圧飽和率設定値および降圧用電圧飽和率設定値の切替えを行うことにより、同様の効果を得ることができる。

## 【0046】

以上のように、インバータ母線電流を検知する電流検出手段11とデューティ補正手段19によりブラシレスモータ3の各相の巻線に流れる相電流を検出可能とし、ブラシレスモータ3の各相へ印加される電圧の電圧飽和率設定値を切替え可能とすることでモータの

10

20

30

40

50



高効率運転範囲の拡大を可能としている。

【0047】

本発明の電動機駆動装置によれば、電圧指令値の電圧飽和の度合いである電圧飽和率と切替可能な電圧飽和率設定値とを比較し、電圧飽和率が昇圧用電圧飽和率設定値以上の場合は前記可変直流電源の電圧を大きくし、前記電圧飽和率が前記昇圧用電圧飽和率設定値より小さな値に設定された降圧用電圧飽和率設定値以下の場合、前記可変直流電源の電圧を小さくする昇降圧手段とを備えることによって、電圧飽和率が小さい場合は直流電源の電圧を小さくしてモータの高効率運転が可能となるものである。

【産業上の利用可能性】

【0048】

本発明にかかる空気調和機の圧縮機用電動機駆動装置は、電圧飽和率と電圧飽和率設定値を比較し、前記可変直流電源を昇降圧することによって、モータの高効率運転が可能となるもので、ブラシレスDCモータなどの圧縮機用電動機を任意の回転数で駆動する圧縮機用電動機駆動装置等に有用である。

【図面の簡単な説明】

【0049】

【図1】本発明の圧縮機用電動機駆動装置の一実施例の構成を示すブロック図

【図2】圧縮機用電動機の相電流状態の時間的変化の一例を表す図

【図3】PWM信号の変化の一例を表す図

【図4】図3における、PWM信号の変化時に圧縮機用電動機、インバータに流れる電流状態を表す図

【図5】PWM信号の変化の一例を表す図

【図6】図5における、PWM信号の変化時に圧縮機用電動機、インバータに流れる電流状態を表す図

【図7】PWM信号の変化の一例を表す図

【図8】モータ効率と印可電圧の関係の一例を表す図

【図9】従来例を表すブロック図

【符号の説明】

【0050】

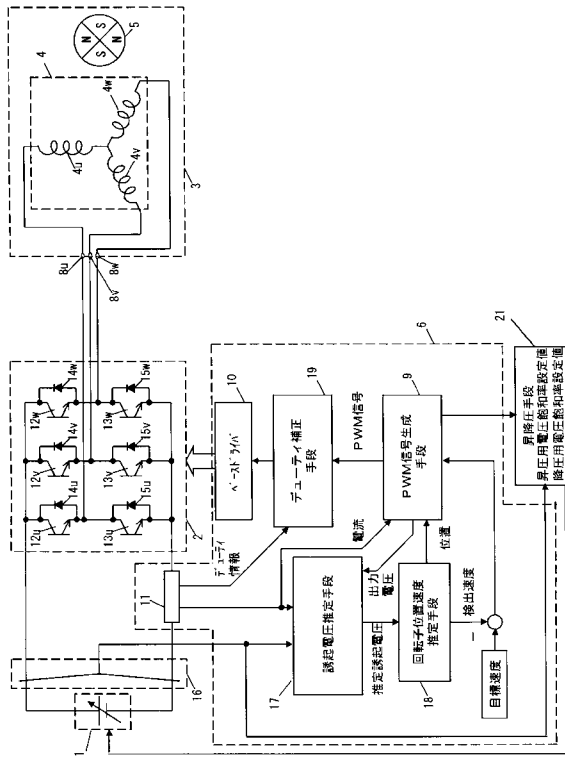
- 2 インバータ
- 3 ブラシレスモータ（圧縮機用3相電動機）
- 9 PWM信号生成手段
- 11 電流センサ（電流検出手段）
- 16 インバータ印加電圧検出手段
- 17 誘起電圧推定手段
- 18 回転子位置速度推定手段
- 19 デューティ補正手段
- 21 昇降圧手段

10

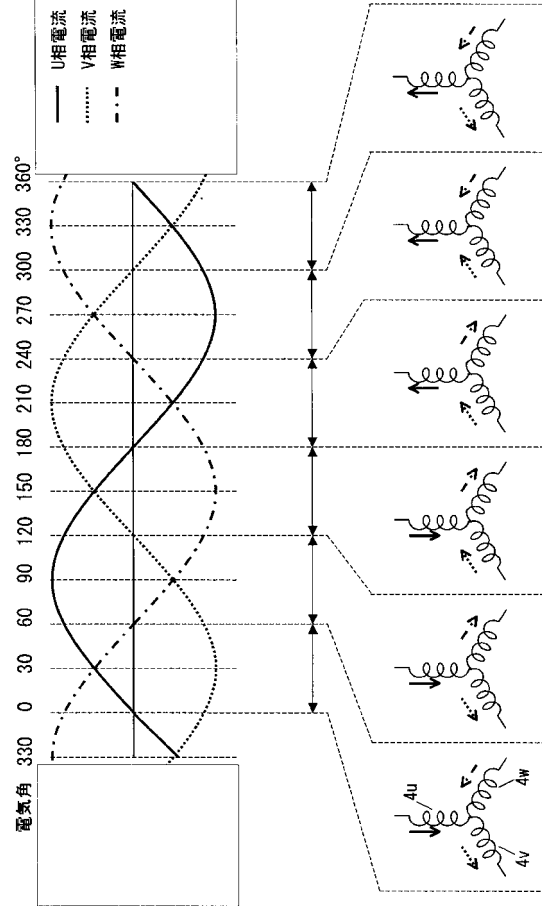
20

30

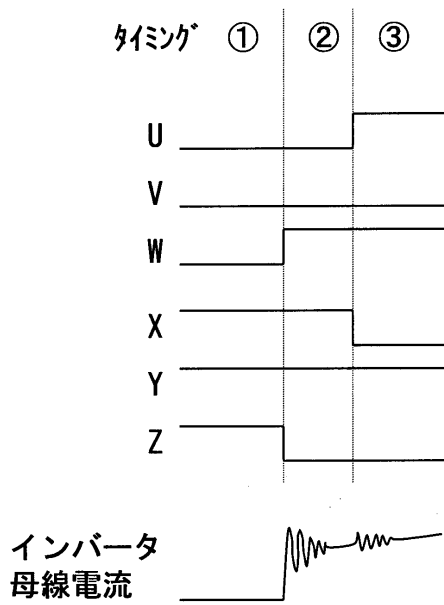
【図1】



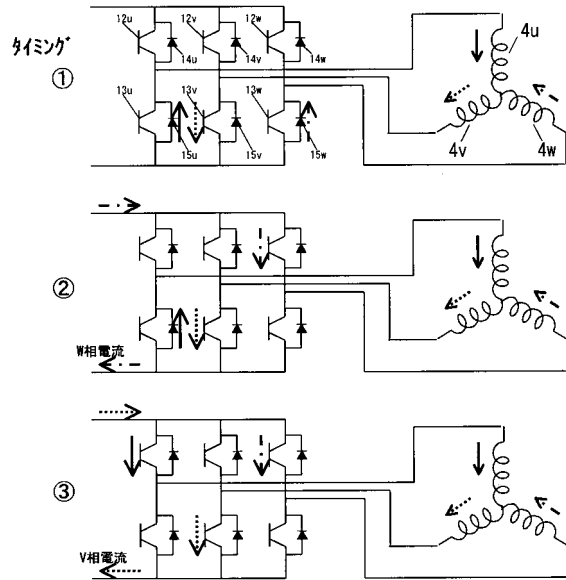
【図2】



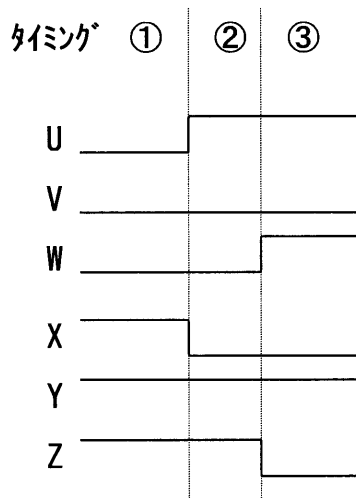
【図3】



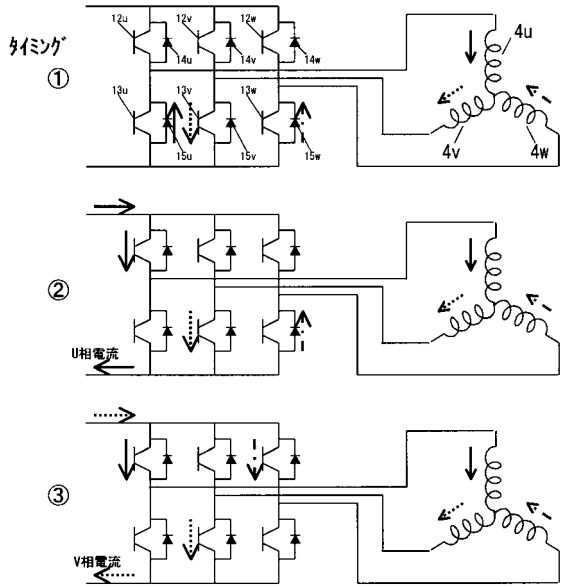
【図4】



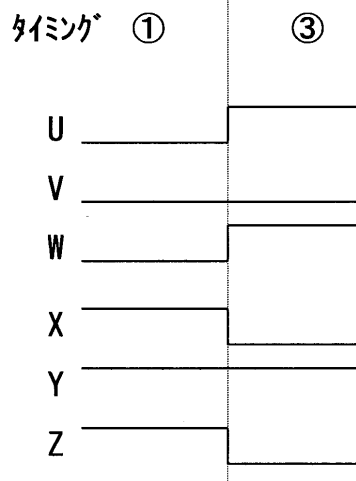
【 図 5 】



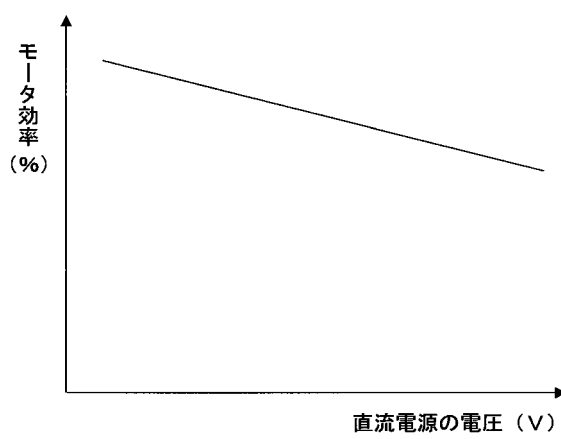
【 図 6 】



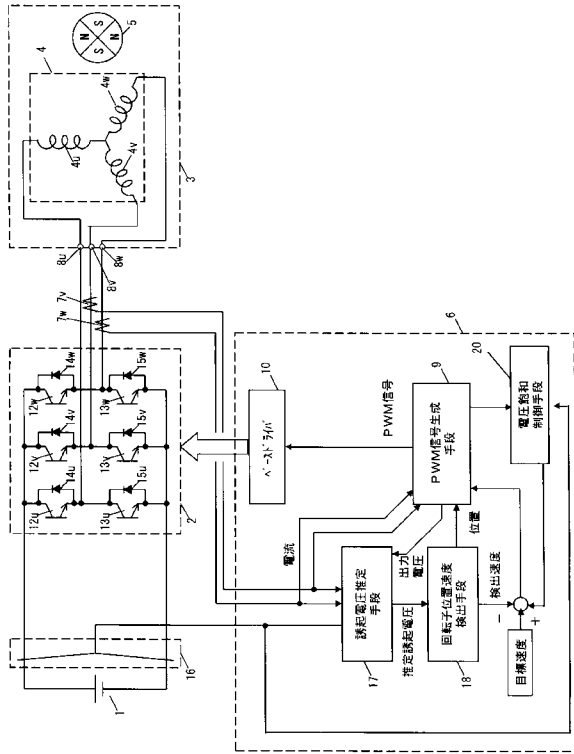
【 図 7 】



【 図 8 】



【 9 】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2003-102178(JP,A)  
特開2002-252994(JP,A)  
特開平03-222695(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 6/00 - 6/02  
H02P 5/28 - 5/44  
H02P 7/36 - 7/66  
H02P 7/628 - 7/632  
H02P 21/00