

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3771681号
(P3771681)

(45) 発行日 平成18年4月26日(2006.4.26)

(24) 登録日 平成18年2月17日(2006.2.17)

(51) Int. Cl.

F I

HO2P 27/06 (2006.01)
 F24F 11/02 (2006.01)
 F25B 1/00 (2006.01)
 HO2M 7/155 (2006.01)
 HO2M 7/217 (2006.01)

HO2P 7/63 3O2N
 F24F 11/02 1O2W
 F25B 1/00 361D
 F25B 1/00 371N
 HO2M 7/155 G

請求項の数 3 (全 13 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平9-213696
 (22) 出願日 平成9年8月7日(1997.8.7)
 (65) 公開番号 特開平11-69883
 (43) 公開日 平成11年3月9日(1999.3.9)
 審査請求日 平成16年4月27日(2004.4.27)

(73) 特許権者 399023877
 東芝キヤリア株式会社
 東京都港区芝浦1丁目1番1号
 (74) 代理人 100064285
 弁理士 佐藤 一雄
 (74) 代理人 100088889
 弁理士 橘谷 英俊
 (74) 代理人 100082991
 弁理士 佐藤 泰和
 (74) 代理人 100096921
 弁理士 吉元 弘
 (72) 発明者 井 川 進 吾
 静岡県富士市蓼原336 株式会社東芝
 富士工場内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源から供給される交流電圧を直流電圧に変換するコンバータ装置と、
 前記コンバータ装置で変換された直流電圧をPWM電圧に変換し、冷凍サイクルを形成する圧縮機駆動電動機に供給するインバータ装置と、
 前記コンバータ装置の電源側に直列に接続されたリアクトルと、
 前記交流電源のゼロクロス点を検出するゼロクロス検出器と、
このゼロクロス検出器が検出したゼロクロス点又はゼロクロス点から一定の遅延時間を経過した時点から所定の期間だけ前記リアクトルと交流電源を強制的に短絡通電させるスイッチング素子を含んでなる強制通電回路と、
 前記交流電源からの交流入力電流を検出する交流入力電流検出器と、
 前記強制回路の短絡通電により電源力率或いは直流電圧を制御する短絡通電モードと、
 前記短絡通電を禁止する非短絡通電モードを有し、前記交流入力電流検出器で検出した交流入力電流が所定電流値以下のとき非短絡通電モードを切替える通電モード切替手段と、
 を備えたことを特徴とする冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置。

【請求項2】

前記通電モード切替手段は、短絡通電モードから非短絡通電モードに移行する時、短絡通電時間を徐々に短くすることを特徴とする請求項1に記載の冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置。

【請求項3】

前記通電モード切替手段は、非短絡通電モードから短絡通電モードに移行したとき、短絡通電を所定数のゼロクロス点間の間隔で開始し、徐々に短絡通電の間隔を狭くすることを特徴とする請求項 1 に記載の冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、室温と設定温度との差に基いて圧縮機駆動電動機の世界速度制御を行う冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置に係り、特に、交流電源から入力される電源の力率を改善する電源装置を備えた冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置に関する。

【0002】

10

【従来の技術及び発明が解決しようとする課題】

一般に、冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置には交流電源から供給される交流電圧を直流電圧に変換し、この直流電圧をパルス幅変調して、冷凍サイクルを形成する圧縮機駆動電動機に供給するに当たり、交流電源への接続経路にリアクトルを設け、このリアクトルと交流電源を強制的に短絡通電させてエネルギー蓄積効果を利用して改善する冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置がある。

【0003】

交流電源への接続経路にリアクトルを設けた従来の冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置は、電源力率を改善するために、交流入力電流が小さいときから最大値になるまでの広範囲に亘ってリアクトルと交流電源の短絡通電を行っていたため、交流入力電流が小さい範囲では、変換された直流電圧が上昇しすぎる傾向があり、この電圧上昇を抑えるべく、パルス幅変調のデューティを小さくするとチョッピング回数が増加し、損失が増えると共にリーク電流も増えるという欠点がある。

20

【0004】

本発明は上記の課題を解決するためになされたもので、簡易的にリーク電流を低減することが可能な冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置を提供することを目的とする。

【0005】

【課題を解決するための手段】

請求項 1 に係る発明は、交流電源から供給される交流電圧を直流電圧に変換するコンバータ装置と、前記コンバータ装置で変換された直流電圧を PWM 電圧に変換し、冷凍サイクルを形成する圧縮機駆動電動機に供給するインバータ装置と、前記コンバータ装置の電源側に直列に接続されたリアクトルと、前記交流電源のゼロクロス点を検出するゼロクロス検出器と、このゼロクロス検出器が検出したゼロクロス点又はゼロクロス点から一定の遅延時間を経過した時点から所定の期間だけ前記リアクトルと交流電源を強制的に短絡通電させるスイッチング素子を含んでなる強制通電回路と、前記交流電源からの交流入力電流を検出する交流入力電流検出器と、前記強制回路の短絡通電により電源力率或いは直流電圧を制御する短絡通電モードと、前記短絡通電を禁止する非短絡通電モードを有し、前記交流入力電流検出器で検出した交流入力電流が所定電流値以下のとき非短絡通電モードを切替える通電モード切替手段と、を備えたことを特徴とする。

30

【0006】

40

【発明の実施の形態】

以下、本発明を好適な実施形態に基づいて詳細に説明する。

図 1 は本発明の冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置の一実施形態の全体的な構成を、部分的にブロックで示した回路図である。図 1 は冷凍サイクル駆動装置用電動機の制御装置として空気調和機の制御装置を示しており、この空気調和機は室内機と室外機となり、室内機を交流電源 1 に接続する構成になっている。このうち、室内機においては交流電源 1 から、ノイズフィルタ 2 を介して、マイクロコンピュータを内蔵する室内制御部 3 に動作電力を供給するようになっている。室内制御部 3 にはリモコン装置 4 からの指令を受信する受信部 5、室内温度を検出する温度センサ 6、運転状態を表示する表示器 7、図示省略の室内熱交換器を通して風を循環させる室内ファン 8 及び吹き出し空気の方

50

変えるルーバ 9 が接続されている。

【 0 0 0 7 】

一方、室外機においては、交流電源 1 から、ノイズフィルタ 1 1 を介して、圧縮機駆動電動機 1 9 及び室外制御部 3 0 に動作電力を供給するようになっている（図面の簡単化のために室外制御部 3 0 に対する給電線を省略する）。この場合、ノイズフィルタ 1 1 の負荷側の一方の給電経路にリアクトル L が接続され、他方の給電経路に変流器 1 2 が接続されている。変流器 1 2 にはその出力電圧に基づいて交流入力電流を検出する交流入力電流検出器 1 3 が接続されている。また、リアクトル L の電源側と変流器 1 2 の負荷側との間に交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス検出器 1 4 が接続されている。さらに、リアクトル L の負荷側の交流電源線と変流器 1 2 の負荷側の交流電源線との間に強制通電回路 1 5 が接続されている。この強制通電回路 1 5 はダイオード D 3 ~ D 6 がブリッジ接続された全波整流回路を含み、その交流入力端子がヒューズ F を介して交流電源線間に接続されている。

10

【 0 0 0 8 】

また、ゼロクロス検出器 1 4 と並列にベースドライブ電源 D S が接続されている。このベースドライブ電源 D S は交流の電源電圧を整流、平滑してホトカプラ P C の受光素子に直流電圧を印加するものである。そして、強制通電回路 1 5 を構成する全波整流回路の直流出力端子間にトランジスタ Q が接続され、ベースドライブ電源 D S の一端がホトカプラ P C の受光素子の一端に接続され、この受光素子の他端がトランジスタ Q のベースに接続され、このトランジスタ Q のエミッタにベースドライブ電源 D S の他端が接続されている。また、ホトカプラ P C の発光素子が室外制御部 3 0 に接続されている。これらベースドライブ電源 D S 、ホトカプラ P C 及びトランジスタ Q によって強制通電回路 1 5 を制御する通電制御回路 1 6 を構成している。

20

【 0 0 0 9 】

また、ダイオード D H 及び D L の直列接続回路と、コンデンサ C H 及び C L の直列接続回路との並列接続回路を有し、ダイオード D H 及び D L の相互接続点にリアクトル L の負荷側の交流電源線が接続され、コンデンサ C H 及び C L の相互接続点に変流器 1 2 の負荷側の交流電源線が接続されてなる倍電圧整流回路 1 7 が設けられている。なお、コンデンサ C H にその逆充電を防止するダイオード D 1 が、コンデンサ C L にその逆充電を防止するダイオード D 2 がそれぞれ並列に接続されている。そして、倍電圧整流回路 1 7 の両端、すなわち、直流電圧の出力端子間に平滑用のコンデンサ C D が接続されており、これら倍電圧整流回路 1 7 及び平滑用のコンデンサ C D によって周知のコンバータ装置が構成されている。

30

【 0 0 1 0 】

このコンバータ装置には、スイッチング素子群をオン、オフ制御することによって、直流電圧を P W M（パルス幅変調）電圧に変換して圧縮機駆動電動機 1 9 に加えるインバータ主回路 1 8 が接続されており、このインバータ主回路 1 8 と室外制御部 3 0 に含まれる後述するインバータ制御回路とで周知のインバータ装置が構成されている。この場合、コンバータ装置から出力される直流電圧を検出する直流電圧検出器 2 1 と、圧縮機駆動電動機 1 9 の回転子位置を検出する回転子位置検出器 2 2 とが設けられ、それぞれ室外制御部 3 0 に接続されている。この室外制御部 3 0 には冷房、暖房の各運転モードに応じて冷媒の循環方向を変える四方弁 2 3、室外熱交換器の温度を検出する温度センサ 2 4、図示省略の室外熱交換器に風を送り込む室外ファン 2 5 が接続されている。この室外制御部 3 0 もまたマイクロコンピュータを内蔵し、室内制御部 3 とは相互に制御情報を送受する構成になっている。

40

【 0 0 1 1 】

図 2 は室内制御部 3 及び室外制御部 3 0 の詳細な構成を示すブロック図であり、室内機における室内ファン 8、ルーバ 9 の制御系統や、室外機における四方弁 2 3 及び室外ファン 2 5 の制御系統は公知であるため図示を省略し、本発明に深く関係する通電制御回路 1 6 に対する通電制御系統と、インバータ主回路 1 8 に対する P W M 変調系統とを示したも

50

のである。

【 0 0 1 2 】

同図において、室内制御部 3 は通信制御部 4 1 及び通電制御パターン設定手段 4 2 を備えている。一方、室外制御部 3 0 は通信制御部 3 1、回転数指令部 3 2、回転数偏差検出手段 3 3、デューティ比指令手段 3 4、インバータ制御回路 3 5、データメモリ 3 6、通電モード切替手段 3 7 及び通電状態判定手段 3 8 を備えている。このうち、室外制御部 3 0 の通信制御部 3 1 は室内制御部 3 の通信制御部 4 1 と相互に制御情報を送、受信するものであり、回転数指令部 3 2 は通信制御部 3 1 の受信信号から回転数指令を判別するものである。そして、判別された回転数指令は回転数偏差検出手段 3 3 及びデューティ比指令手段 3 4 に加えられる。

10

【 0 0 1 3 】

回転数偏差検出手段 3 3 は回転子位置検出器 2 2 で検出された圧縮機駆動電動機 1 9 の回転子位置信号から実際の回転数を演算し、さらに、回転数指令部 3 2 の指令回転数とを比較し、その偏差信号をデューティ比指令手段 3 4 に加えるようになっている。デューティ比指令手段 3 4 は回転数指令部 3 2 からの回転数指令が与えられたとき後述するデータメモリ 3 6 のテーブル等を参照してインバータ制御回路 3 5 に P W M 信号を与えると共に、回転数偏差検出手段 3 3 の回転数偏差を補正するように P W M 信号のデューティ比を補正するものである。

【 0 0 1 4 】

データメモリ 3 6 は、通電モードを切替えるしきい値、交流入力電流の設定電流値 I_1 及び許容最大値を「交流入力電流設定値」S A として、強制通電回路 1 5 に対する直流電圧優先通電モード時における短絡通電時間とデューティ比との関係を「短絡通電時間 / デューティ比 : テーブル」T A として、高力率優先通電モード時における短絡通電時間とデューティ比との関係を「短絡通電時間 / デューティ比 : テーブル」T B として、圧縮機駆動電動機 1 9 に対する指令回転数とインバータ主回路 1 8 に対する P W M デューティ比との関係を「P W M デューティ比 / 指令回転数 : テーブル」T R として、短絡通電回路 1 5 の通電モードの相違による交流入力電流検出器 1 3 の検出値を補正する値を「交流入力電流補正值」C A として、電源周波数によって通電時間を補正したり、通電モードの切替時に通電間隔又は通電時間を補正したりする補正值を「コンバータスイッチング時間補正テーブル」T S としてそれぞれ記憶している。

20

30

【 0 0 1 5 】

通電モード切替手段 3 7 は、通信制御部 3 1 を介して受信した通電制御パターンに従って、ゼロクロス検出器 1 4 の出力信号、交流入力電流検出器 1 3 の電流検出値、過電圧検出器 2 1 により過電圧の検出の有無及びデータメモリ 3 6 の記憶データに基づいて短絡通電信号を生成して通電制御回路 1 6 に与えるものである。さらに、通電状態判定手段 3 8 は交流入力電流検出器 1 3 による電流検出値とデューティ比指令手段 3 4 から出力されるデューティ比指令に従って短絡通電回路 1 5 が正常に動作しているか否かを判定し、その判定信号を通信制御部 3 1 に加えて室内制御部 3 に送信するものである。なお、交流入力電流検出器 1 3 の電流情報は、図示を省略したが、室外制御部 3 0 の通信制御部 3 1 と室内制御部 3 の通信制御部 4 1 を介して、通電制御パターン設定手段 4 2 に与えられるよう

40

【 0 0 1 6 】

上記のように構成された本実施形態の動作について、最初に空気調和装置の一般的な制御動作について説明し、その後、図 3 ないし図 9 をも参照して短絡通電動作について説明する。

先ず、交流電源 1 の交流電圧が、ノイズフィルタ 2 を介して、室内制御部 3 に供給され、また、ノイズフィルタ 1 1 を介して、倍電圧整流回路 1 7 及び室外制御部 3 0 に供給される。倍電圧整流回路 1 7 は交流電源電圧の正の半サイクルにてダイオード D H を通してコンデンサ C H を充電し、交流電源電圧の負の半サイクルにてダイオード D L を通してコンデンサ C L を充電する。従って、コンデンサ C H の電圧とコンデンサ C L の電圧の和の

50

電圧が平滑コンデンサC Dに印加され、この平滑コンデンサC Dの両端に交流電源電圧の2倍の直流電圧が発生し、この電圧がインバータ主回路18に供給される。なお、ダイオードD1及びD2は運転開始の初期にコンデンサC H及びC Lが逆向きに充電されることを阻止する機能を有している。

【0017】

この状態で、リモコン装置4から運転開始、冷房、暖房の運転モード、室内設定温度、室内ファンの風速、風向等の指令が受信部5に加えられたとする。これに応じて室内制御部3は運転状態等を表示器7に表示し、室内ファン8及びルーバ9の駆動制御を実行すると共に、設定温度と室内温度との偏差に応じて圧縮機駆動電動機19を駆動する回転数を演算し、回転数指令を運転モードと併せて室外制御部30に送信する。

10

【0018】

室外制御部30は運転モード（冷房・暖房）に応じて四方弁23を励磁又は非励磁状態とし、回転子位置検出器22によって検出される実回転数が回転数指令に一致するようにインバータ主回路18のスイッチング素子群をオン、オフ制御する。また、室外制御部30は室外ファン25を駆動すると共に、暖房運転モードにおいて温度センサ24の検出温度に応じて四方弁23を制御して除霜運転等を行う。

【0019】

次に、短絡通電動作について説明する。コンデンサC H, C Lを充電する場合、電源電圧の瞬時値がコンデンサの両端電圧を超えた期間に、リアクトルLを通して電流が流れる。この場合、ゼロクロス検出器14によって交流電圧のゼロクロス点を検出し、通電モード切替手段37がゼロクロス点又はゼロクロス点から一定の遅延時間を経過した時点を開始点として所定の時間だけホットカプラPHに信号を与え、トランジスタQをオン状態にすると、コンデンサC H, C Lの充電電圧の如何に関わらず、強制通電回路15を通してリアクトルLと交流電流が短絡して電流が流れる。このようにリアクトルLに強制的に交流電源からの電流を流す操作を短絡通電と称している。そして、短絡通電を停止すれば、リアクトルに流れていた電流はコンデンサC H, C Lに向かって流れ込む。従って、短絡通電の時間を変えることによってコンバータ装置の出力、すなわち、直流電圧をPWM制御に好適な範囲に維持したり、電流波形を変えて電源力率の改善を図ったりすることができる。また、短絡通電操作をしないで運転することも可能であり、さらに、指令回転数を維持するためにPWM制御のデューティ比が100%に到達したとき、短絡通電により直流電圧を上昇させ回転数の不足分を補償するような制御もできる。

20

30

【0020】

以下、短絡通電操作を全く行わないモードを非短絡通電モード M_0 と称し、短絡通電操作により電源力率を略92%程度に保持しつつ、直流電圧を所定値以下に維持する通電モードを直流電圧優先通電モード M_1 、短絡通電操作により電源力率を98%程度に保持する通電モードを高力率優先通電モード M_2 、短絡通電操作により、直流電圧を増減制御して指令回転数を維持する通電モードを回転数優先通電モード M_3 と称し、上記直流電圧優先通電モード M_1 、高力率優先通電モード M_2 、回転数優先通電モード M_3 を総称して短絡通電という。なお、電源力率を92%や98%に調整するには、短絡通電時間の長さを変えることで調整可能である。

40

【0021】

本実施形態は交流入力電流が圧縮機回転数の低い範囲に定めた所定値を超えるか否か、デューティ比が予め設定した設定デューティ比（100%）に到達したか否か、交流入力電流が許容範囲の最大値に到達したか否か等により通電モードを変更する複数の制御パターンを用意し、リーク電流が大きくなるように制御パターンを自動設定したり、リモコン装置4によって手動設定したりするものである。そこで、理解を容易にするために代表的な制御パターンを図3に示す。

【0022】

同図において、制御パターン（1）は、交流入力電流が設定電流値 I_1 に到達するまで非短絡通電モード M_0 で短絡通電せず、交流入力電流が I_1 を超える全ての範囲で直流電

50

圧優先通電モード M_1 で運転する場合を示している。制御パターン (2) は交流入力電流が I_1 に到達するまで非短絡通電モード M_0 で短絡通電せず、交流入力電流が I_1 を超えてから PWM 信号のデューティ比が設定デューティ比 100% に到達するまで直流電圧優先通電モード M_1 で運転し、PWM 信号のデューティ比が 100% になったにも拘らず圧縮機駆動電動機 19 の実回転数が指令回転数より低い場合に回転数優先通電モード M_3 で短絡通電させる場合を示している。この場合も、回転数優先通電モード M_3 は PWM 信号のデューティ比が 100% であるときの交流入力電流 I_3 が許容最大電流より小さいことを前提として行われる。制御パターン (3) は PWM 信号のデューティ比が 100% に到達するまで非短絡通電モード M_0 で短絡通電せず、PWM 信号のデューティ比が 100% であるにも拘らず圧縮機駆動電動機 19 の実回転数が指令回転数より低い場合に回転数優先通電モード M_3 で短絡通電させる例である。なお、回転数優先通電モード M_3 は PWM 信号のデューティ比が設定デューティ比 100% であるときのデューティ比 70% ~ 100% の範囲に到達したときとしても良い。交流入力電流 I_2 が許容最大電流一般家庭の場合、20A より小さいことを前提として行われる。制御パターン (4) は交流入力電流が I_1 に到達するまで非短絡通電モード M_0 で短絡通電せず、交流入力電流が I_1 を超える全ての範囲で高力率優先通電モード M_2 で運転する場合を示している。制御パターン (5) は交流入力電流の如何に拘らず直流電圧優先通電モード M_1 で運転する場合を示している。

【0023】

図 2 に示した室内制御部 3 を構成する通電制御パターン設定手段 42 は、室内制御部 3 に接続された記憶部に記憶されている空気調和機の機種コード、或いはリモコン装置 4 の設定内容に応じて短絡通電の制御パターン (1), (2), (3), (4) のいずれかを自動設定した設定された制御パターン信号を出力する。尚、機種コードにより短絡通電の制御パターンが設定されないとき、冷房及び暖房の運転モードや、交流入力電流検出器 13 で検出された電流情報に基づいて強制通電の制御パターンを自動設定する。

【0024】

因みに、強制通電回路を有する空気調和機においては、交流入力電流の如何に拘らず直流電圧優先通電モード M_1 で運転する制御パターン (5) を採用している。つまり、図 4 (a) に電圧、電流の波形図を、図 4 (b) に短絡通電パルス FP をそれぞれ示したように、非短絡通電モード M_0 で運転した場合には交流電圧 V に対して位相が遅れた交流電流 I_{11} が流れて電源力率を低下させるのに対して、直流電圧優先通電モード M_1 では交流電圧のゼロクロス点から時間 T だけリアクトル L を短絡通電させて交流電流 I_{12} を流すことによって波形改善を図ると共に、力率向上を図ることができる。この場合、直流電圧優先通電モード M_1 では PWM 制御に好適な電圧を維持するように、交流入力電流に応じて短絡通電時間 T を変更している。

【0025】

しかるに、交流入力電流の小さい範囲、例えば、図 3 に示す電流 I_1 に到達するまでの区間に短絡通電制御を実施すると、電動機の負荷が小さい状態のため直流電圧が上昇し過ぎる傾向にある。そこで、電圧上昇を抑えるべく通電時間を狭くするその制御が難しくなり、場合によっては図 5 に示すように、交流電圧 V の半サイクル期間に短絡通電による電流 I_{21} と倍電圧整流回路 17 に流れる電流 I_{22} とが時間軸方向にずれて二つの山となることがある。このように電流が二つの山に分かれて流れる状態は力率の悪化につながるようになる。しかして、図 3 に示す電流区間においても所定の力率を確保するには、図 6 (a) に電圧、電流の波形図を、図 6 (b) に強制通電パルス FP をそれぞれ示したように、交流電圧のゼロクロス点より T_0 時間だけ遅れた時点から T_1 時間だけ強制通電させることによって I_{31} に示すように電流波形を整形する必要もでてくる。

【0026】

そこで、本実施形態では、通電制御パターン設定手段 42 が自動決定する制御パターン (1) ~ (4) はいずれも図 3 に示す設定電源値 I_1 以下の電流区間の範囲では常に非短絡通電モード M_0 で運転して直流電圧の上昇を防止している。具体的には空調負荷の比

10

20

30

40

50

較的大きい暖房運転時には電源力率を高めて電流値を低く抑えるべく、「交流入力電流設定値」 S_A として記憶された電流 I_1 を超えてからPWM信号のデューティ比が設定デューティ比に100%に到達するまでの範囲で直流電圧優先通電モード M_2 で運転し、デューティ比が設定デューティ比以上になると回転数優先通電モード M_3 で運転する制御パターン(2)を設定し、空調負荷の比較的小さい冷房運転時にはデューティ比を広げるべく、電流 I_1 を超える範囲で直流電圧優先通電モード M_1 で運転する制御パターン(1)を設定する。

【0027】

また、通電制御パターン設定手段42は、パターン(1)又はパターン(2)の回転数優先通電モード M_3 での運転中、交流入力電流が「交流入力電流設定値」 S_A として記憶された許容最大値に到達したとき、その電流値を許容範囲内に収めるように短絡通電時間を設定変更する機能を有している。

10

【0028】

さて、上述した通電制御パターン信号が、冷房、暖房の運転モード指令、圧縮機駆動電動機の回転数指令と併せてシリアル信号として室外制御部30に送信される。室外制御部30では通信制御部31にてこの信号を受信すると共に、パラレル信号に変換して回転数指令部32及び通電モード切替手段37に加える。回転数指令部32はこの信号から回転数指令を抽出して回転数偏差検出手段33及びデューティ比指令手段34に加える。

【0029】

デューティ比指令手段34はデータメモリ36の「PWMデューティ比/指令回転数：テーブル」TRを参照して回転数指令に対応するデューティ比のPWM信号を生成してインバータ制御回路35に加える。回転数偏差検出手段33は回転子位置検出器22によって検出される回転子位置信号から実回転数を演算し、さらに、回転数指令と比較してその偏差信号をデューティ比指令手段34に加える。また、デューティ比指令手段34は回転数偏差検出手段33が出力する回転偏差信号に応じて、回転数偏差が零になるようにPWM信号のデューティ比を補正する。インバータ制御回路35はこのPWM信号に従ってインバータ主回路18を構成するスイッチング素子群をオン、オフ制御する。

20

【0030】

一方、通電モード切替手段37は通信制御部31からの信号を受信し、設定された制御パターンを判定する。この場合、制御パターンが直流電圧優先通電モード M_1 を含む図3中の制御パターン(1)であれば、「短絡通電時間/デューティ比：テーブル」TAを参照し、短絡通電信号を生成して通電制御回路16に加える。このとき、デューティ比指令手段から出力されるデューティ比に対応する短絡通電時間を「短絡通電時間/デューティ比：テーブル」TAから読出し、ゼロクロス検出器14で検出されたゼロクロス点を基準にして短絡通電信号を出力する。しかして、交流入力電流が設定電流値 I_1 より小さい範囲では非短絡通電モード M_0 で運転され、交流入力電流が I_1 を超える範囲で直流電圧優先運転モード M_1 で運転される。制御パターン(2)の場合には、短絡通電時間/デューティ比：テーブルTAを参照し、交流入力電流が I_1 より小さい範囲では非短絡通電モードで運転され、交流入力電流 I_1 を超えてPWM信号のデューティ比が100%に到達するまで直流電圧優先通電モード M_1 で運転され、デューティ比が100%の状態では「コンバータスイッチング時間補正值テーブル」TSを参照して回転数優先通電モード M_3 で運転する。なお、通電モード切替手段37は直流電圧優先通電モード M_1 での運転中に過電圧検出器21で過電圧が検出されたとき、「コンバータスイッチング時間補正值テーブル」TSを参照して、短絡通電時間を短くするように補正を行う。

30

40

【0031】

次に、通電モード切替手段37は、通信制御部31の出力信号から通電の制御パターンを判定した結果、制御パターン(3)であれば、PWM信号のデューティ比が設定デューティ比が設定デューティ比に到達するまで非短絡通電モードで運転し、設定デューティ比を超えると上記テーブルTSを参照して回転数優先通電モード M_1 で運転される。

【0032】

50

次に、通電モード切替手段 37 は、通信制御部 31 の出力信号から通電の制御パターンを判定した結果、高力率優先通電モード M_2 を含む図 3 中の制御パターン (4) であれば、「短絡通電時間 / デューティ比 : テーブル」TB を参照し、短絡通電信号を生成して通電制御回路 16 に加える。このとき、交流入力電流検出器 13 の検出値に対応する短絡通電時間を「短絡通電時間 / デューティ比 : テーブル」TB から読み出し、ゼロクロス検出器 14 で検出されたゼロクロス点を基準にして短絡通電信号を出力する。しかして、交流入力電流が I_1 より小さい範囲では非短絡通電モード M_0 で運転され、交流入力電流が I_1 を超える範囲では高力率優先通電モード M_2 で運転される。

【0033】

このように、制御パターン (1) ~ (4) はいずれも交流入力電流が小さい範囲で短絡通電を禁止する非短絡通電モードにて運転するので、直流電圧の過上昇を抑制でき、これによりインバータ主回路のチョッピング回数を増加させる必要がなくなるのでリーク電流の発生を低減することができる。したがって圧縮機ケーシングからリーク電流が増加しやすい HFC (ハイドロフルオロカーボン) 冷凍を用いた空調機や冷凍装置において、本実施形態の制御を採用することで、HFC 冷媒を使用した空調機或いは冷凍装置の信頼性、安全性を向上することができる。

【0034】

HFC 冷媒の具体的な成分として、R32 (ジフルオロメタン) と R125 (ペンタフルオロエタン) を略 50 重量 % ずつ混合した R410A を用いることができる。

【0035】

ところで、制御パターン (4) での運転中に非短絡通電モード M_0 から高力率優先通電モード M_2 に移行したとき、あるいは、制御パターン (1) 又は (2) での運転中、非短絡通電モード M_0 から直流電圧優先通電モード M_1 に移行したとき、交流入力電流波形が変化する。この電流波形の変化は電流検出値の誤差となって現れる。この誤差を補正するための補正値がデータメモリ 36 に「交流入力電流補正値」CA として記憶されている。そこで、通電モード切替手段 37 は通電モードが切換えられたとき、交流入力電流検出器 13 の電流検出値を補正して、これに対応する短絡通電時間をテーブル TA, TB から読み出して短絡通電信号を生成する。

【0036】

また、制御パターン (1), (2), (4) において非短絡通電モード M_0 から直流電圧優先通電モード M_1 又は、高力率優先通電モード M_2 に移行したとき、直流電圧が急激に上昇するため、圧縮機駆動電動機 19 の回転状態が変化して「うなり音」が発生する。通電モード切替手段 37 はこの「うなり音」を防止する機能をも備えている。「うなり音」を防止する方法としては、図 7 に示すように、交流電圧 V のゼロクロス点毎に出力される短絡通電パルス FP の幅を $T_1, T_1, T_2 (>T_1), T_2, T_3 (>T_2), T_3, \dots$ というように順次広げて「短絡通電時間 / デューティ比 : テーブル」TB の値に復帰するようにしてもよく、また、図 8 に示すように、通電モードを切替えた直後の短絡通電パルス FP の出力間隔を広げ、その後、通電間隔を徐々に狭くして交流電圧のゼロクロス点毎に発生するようにしてもよい。

【0037】

また、制御パターン (1), (2), (4) のように、非短絡通電モード M_0 から直流電圧優先通電モード M_1 又は高力率優先通電モード M_2 に移行すると、リアクトルから電磁音が発生しやすい。これを防止する方法としては、図 10 に示すように短絡通電パルス FP の後に複数回に亘り短時間の短絡通電パルス FS を用いると消音効果が得られる。

【0038】

ところで、上述した強制通電回路 15 が正常に運転されたか否かの運転状態を確認する必要も出てくる。そこで、本実施形態では通電状態判定手段 38 を設けている。この場合、直流電圧優先通電モード M_1 、高力率優先通電モード M_2 及び回転数優先通電モード M_3 での交流入力電流及びデューティ比は非短絡通電モード M_0 での交流入力電流及びデューティ比と比較して大きい。そこで、図 9 に示したように、交流入力電流 I に対してしき

10

20

30

40

50

い値 I_r を設定し、デューティ比に対してもしきい値 D_r を設定し、交流入力電流 I が $I > I_r$ で、かつ、デューティ比 D が $D > D_r$ になったとき、強制通電回路が正常運転されたと判定し、その情報を室内制御部 3 に制御情報として返送し、室内制御部 3 の表示器 7 に表示するようにしている。この場合、しきい値 I_r , D_r は定格等によって変わってくるので、シミュレーション又は実験により最適な値を選定しておく。

しかして、短絡通電モードに設定したにも拘らず、強制通電回路が正常運転された内容が室内制御部 3 の表示器 7 に表示されなかったとすれば、強制通電回路の異常と判定することができる。異常と判定された場合でも、強制通電回路の短絡通電を禁止することで、非短絡通電モードで継続することが可能である。

【0039】

10

なお、短絡通電モードで運転されたか否かを判定する簡易な方法として、例えば、デューティ比の増大分が所定値を超えたか否か、あるいは、交流入力電流の増大分が所定値を超えたか否かによって判別してもよい。

【0040】

ところで、図 1 に示した強制通電回路 15 はダイオード $D_3 \sim D_6$ をブリッジ接続してその交流端子を交流電源線に接続し、直流端子間にトランジスタ Q を接続した構成になっている。このため、トランジスタ Q が短絡すると、コンバータ装置自体の機能が失われ、圧縮機駆動電動機 19 の駆動が不能になる。本実施形態では、強制通電経路にヒューズ F を接続したので、トランジスタ Q が短絡すれば即時にヒューズ F が溶断して強制通電回路 15 を切り離すことになる。従って、強制通電回路 15 の機能が失われたとしても、非短絡通電モード M_0 によって圧縮機駆動電動機 19 を駆動し続けることができる。

20

【0041】

また、上記実施形態ではデータメモリのデータに基づいて通電モード切替手段が強制通電パルスを出力するが、上記記憶手段と通電モード切替手段を短絡通電専用カスタム LSI 又は IC に設けて短絡通電パルスを出力、制御することもでき、この場合にはソフト的な処理による時間遅れがなくなって精度の高い処理が可能となる。

【0042】

また、上記実施形態ではデータメモリを用いたが、これらの機能をマイクロコンピュータで交流入力電流又は圧縮機回転数又は PWM 信号のデューティ比から短絡通電時間（或いは、短絡通電時間の補正量）を演算し、さらに、ゼロクロス検出器からのゼロクロス信号をマイクロコンピュータに入力し、マイクロコンピュータ内のタイマを用いて短絡通電パルスを生成する構成も可能であり、この場合には逆に専用の IC を用いなくても済むという利点がある。また、この場合には、圧縮機の負荷の判断に直流電圧検出器を用いる必要がない。

30

【0043】

また、上記実施形態では交流入力電流が I_1 に到達したことを条件として非短絡通電モード M_0 から直流電圧優先通電モード M_1 、高力率優先通電モード M_2 に移行したが、この代わりに圧縮機駆動電動機が運転され、交流入力電流が所定値を超え、 PWM 電圧のデューティ比が所定値を超えたことの論理積条件が成立したとき、非短絡通電モード M_0 から直流電圧優先通電モード M_1 、高力率優先通電モード M_2 に移行するように構成することにより、ノイズに影響されない確実な運転制御が可能になる。

40

【0044】

【発明の効果】

以上の説明によって明らかなように、本発明によれば、交流入力電流が所定値以下のとき非短絡通電モードで運転することにより直流上昇に起因する電動機のリーク電流の増加、電源力率の悪化を未然に防ぐ効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の一実施形態の全体的な構成を、部分的にブロックで示した回路図。

【図 2】 図 1 に示した実施形態の主要素の詳細な構成を示すブロック図。

【図 3】 図 1 に示した実施形態の動作を説明するために、交流入力電流と直流電圧都の

50

関係を示した線図。

【図４】 図１に示した実施形態の動作を説明するために、電圧、電流及び短絡通電パルスの波形を示した波形図。

【図５】 図１に示した実施形態の動作を説明するために、電圧及び電流の波形を示した波形図。

【図６】 図１に示した実施形態の動作を説明するために、電圧及び電流の波形を示した波形図。

【図７】 図１に示した実施形態の動作を説明するために、電圧及び短絡通電パルスの波形を示した波形図。

【図８】 図１に示した実施形態の動作を説明するために、電圧及び強制通電パルスの波形を示した波形図。 10

【図９】 図１に示した実施形態の動作を説明するために、強制通電回路の動作範囲を示した図。

【図１０】 リアクトルの電磁音を抑制する通電パルスを示す波形図。

【符号の説明】

３ 室内制御部

１３ 交流入力電流検出器

１４ ゼロクロス検出器

１５ 強制通電回路

１６ 通電制御回路 20

１７ 倍電圧整流回路

１８ インバータ主回路

１９ 圧縮機駆動電動機

２１ 直流電圧検出器

２２ 回転子位置検出器

３０ 室外制御部

３３ 回転数偏差検出手段

３４ デューティ比指令手段

３５ インバータ制御回路

３６ データメモリ 30

３７ 通電モード切替手段

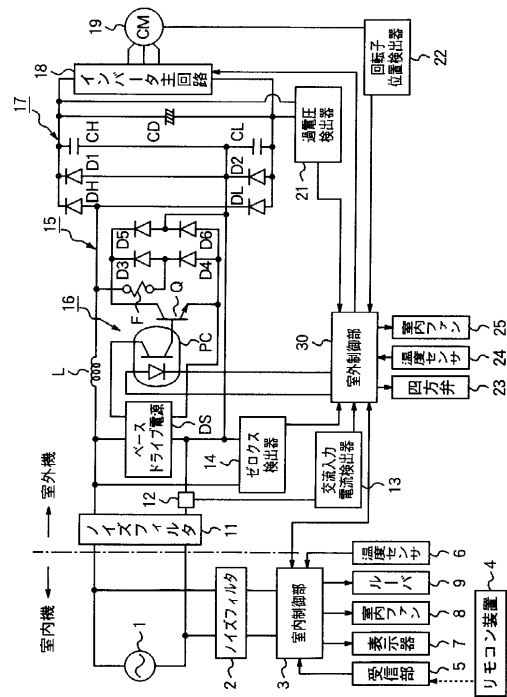
３８ 通電状態判定手段

４２ 通電制御パターン設定手段

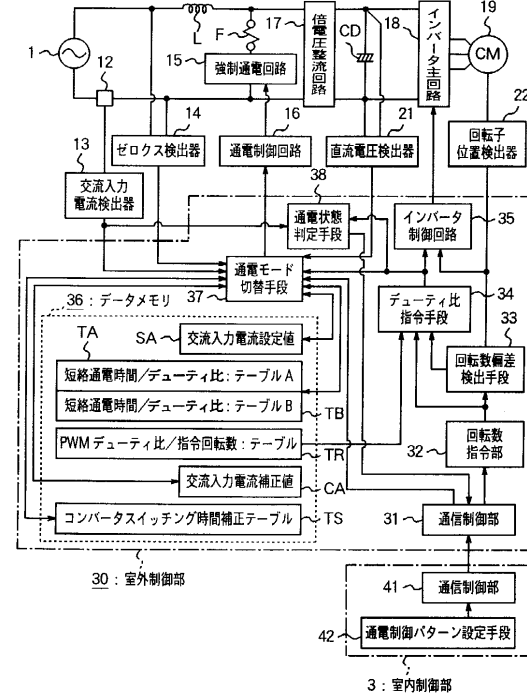
L リアクトル

C D 平滑コンデンサ

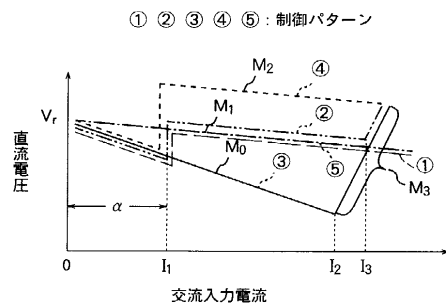
【図 1】



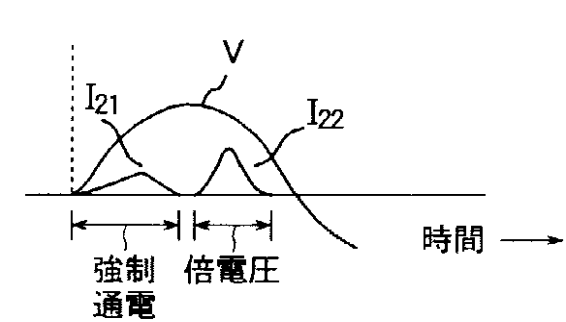
【図 2】



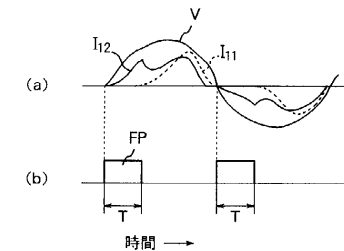
【図 3】



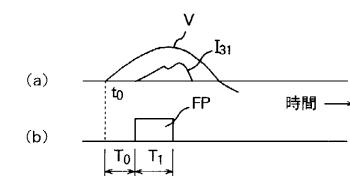
【図 5】



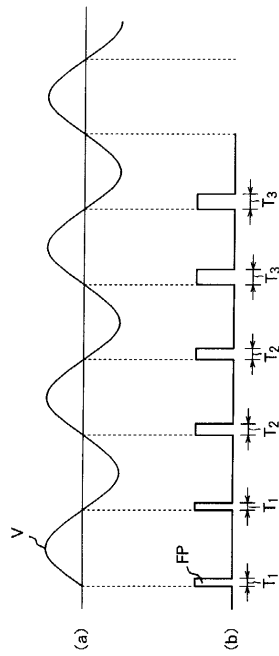
【図 4】



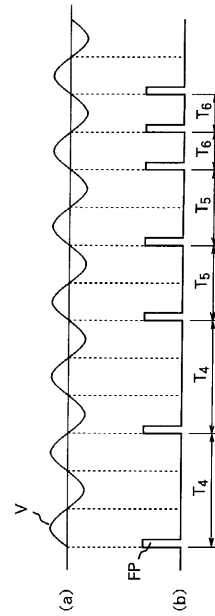
【図 6】



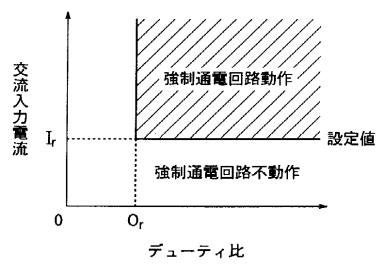
【図 7】



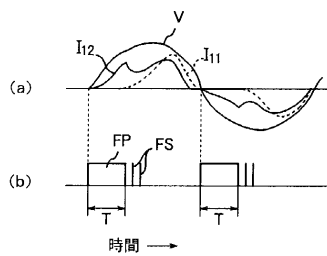
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
H 0 2 M 7/217

- (72)発明者 前 島 章 宏
静岡県富士市蓼原 3 3 6 株式会社東芝 富士工場内
- (72)発明者 加 藤 裕 二
静岡県富士市蓼原 3 3 6 株式会社東芝 富士工場内
- (72)発明者 五十嵐 唯 之
静岡県富士市蓼原 3 3 6 株式会社東芝 富士工場内
- (72)発明者 大 村 直 起
静岡県富士市蓼原 3 3 6 株式会社東芝 富士工場内
- (72)発明者 金 沢 秀 俊
静岡県富士市蓼原 3 3 6 株式会社東芝 富士工場内
- (72)発明者 小 林 壮 寛
東京都港区新橋 3 丁目 3 番 9 号 東芝エー・ブイ・イー株式会社内

審査官 川端 修

- (56)参考文献 西独国特許出願公開第 0 4 2 3 2 8 2 9 (D E , A)
特開昭 5 9 - 1 2 2 3 7 7 (J P , A)
特開昭 5 3 - 0 1 7 9 3 1 (J P , A)
特開平 0 9 - 2 6 6 6 7 4 (J P , A)
特開平 0 6 - 1 0 5 5 6 3 (J P , A)
特開平 0 3 - 1 4 3 2 6 6 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H02P 27/06
F24F 11/02
F25B 1/00
H02M 7/155
H02M 7/217