

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号
特開2020-143871
(P2020-143871A)

(43) 公開日 令和2年9月10日 (2020.9.10)

(51) Int.Cl.	F 1	テーマコード (参考)
F 2 5 B 41/04 (2006.01)	F 2 5 B 41/04 C	3 H 0 6 7
F 2 5 B 49/00 (2006.01)	F 2 5 B 49/00 D	3 H 1 0 6
F 1 6 K 11/044 (2006.01)	F 1 6 K 11/044 Z	
F 1 6 K 31/06 (2006.01)	F 1 6 K 31/06 3 8 5 Z	

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2019-42329 (P2019-42329)	(71) 出願人	316011466 日立ジョンソンコントロールズ空調株式会社 東京都港区海岸一丁目16番1号
(22) 出願日	平成31年3月8日 (2019.3.8)	(74) 代理人	110001807 特許業務法人磯野国際特許商標事務所
		(72) 発明者	黒崎 真由 東京都港区海岸一丁目16番1号 日立ジョンソンコントロールズ空調株式会社内
		(72) 発明者	高野 玲央 東京都港区海岸一丁目16番1号 日立ジョンソンコントロールズ空調株式会社内
		(72) 発明者	小倉 洋寿 東京都港区海岸一丁目16番1号 日立ジョンソンコントロールズ空調株式会社内 最終頁に続く

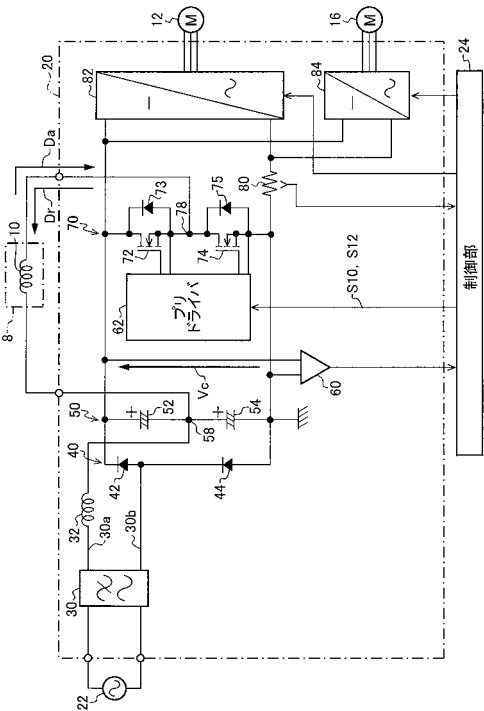
(54) 【発明の名称】 空気調和機

(57) 【要約】

【課題】 安価な構成で空気調和機の四方弁を駆動できるようにする。

【解決手段】 四方弁8の励磁コイル10の一端58を介して第1および第2のコンデンサ52，54を有する電荷蓄積部50と、交流電圧を整流し電荷蓄積部50を充電する整流回路40と、励磁コイル10の他端78を介して直列接続された第1および第2のスイッチング素子72，74を有し、電荷蓄積部50に対して並列に接続されたスイッチング部70と、励磁コイル10を第1の方向D rに通電する場合は第1のPWM信号S 1 0によって第1のスイッチング素子72を駆動し、励磁コイル10を第2の方向D aに通電する場合は第2のPWM信号S 1 2によって第2のスイッチング素子74を駆動する制御部24と、を空気調和機に備えた。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

四方弁の励磁コイルの一端を介して第 1 および第 2 のコンデンサを有する電荷蓄積部と

、

交流電圧を整流し前記電荷蓄積部を充電する整流回路と、

前記励磁コイルの他端を介して直列接続された第 1 および第 2 のスイッチング素子を有し、前記電荷蓄積部に対して並列に接続されたスイッチング部と、

前記励磁コイルを第 1 の方向に通電する場合は第 1 の PWM 信号によって前記第 1 のスイッチング素子を駆動し、前記励磁コイルを第 2 の方向に通電する場合は第 2 の PWM 信号によって前記第 2 のスイッチング素子を駆動する制御部と、を備える

10

ことを特徴とする空気調和機。

【請求項 2】

前記電荷蓄積部に接続され圧縮機を駆動する圧縮機用インバータと、

前記電荷蓄積部に接続され室外ファンを駆動するファン用インバータと、をさらに備え

、

前記スイッチング部と、前記圧縮機用インバータと、前記ファン用インバータとは、同時に動作可能に構成されている

ことを特徴とする請求項 1 に記載の空気調和機。

【請求項 3】

前記電荷蓄積部の出力電圧を測定する電圧測定部をさらに有し、

20

前記制御部は、前記出力電圧が低くなるほど、前記第 1 および第 2 の PWM 信号のデューティ比を高くする機能を有する

ことを特徴とする請求項 2 に記載の空気調和機。

【請求項 4】

前記四方弁は、永久磁石と、前記永久磁石に吸着されるプランジャと、前記プランジャを前記永久磁石から離脱させる方向に付勢する付勢部材と、を有し、

前記制御部は、前記プランジャを前記永久磁石から離脱させる方向であって前記第 1 の方向に対応する離脱方向に駆動する場合に前記第 1 の PWM 信号によって前記第 1 のスイッチング素子を駆動し、前記プランジャを前記永久磁石に吸着させる方向であって前記第 2 の方向に対応する吸着方向に駆動する場合に前記第 2 の PWM 信号によって前記第 2 の

30

スイッチング素子を駆動するものであり、前記制御部は、前記第 2 の PWM 信号のデューティ比を前記第 1 の PWM 信号のデューティ比よりも高くする

ことを特徴とする請求項 3 に記載の空気調和機。

【請求項 5】

前記第 2 のスイッチング素子がオン状態になると充電される第 3 のコンデンサと、

前記第 2 のスイッチング素子がオフ状態になると前記第 3 のコンデンサを電源として動作し、前記第 1 の PWM 信号に基づいて前記第 1 のスイッチング素子を駆動する駆動部と、をさらに備え、

前記制御部は、前記プランジャを前記永久磁石から離脱させる方向である離脱方向に駆動する場合は、前記第 2 のスイッチング素子をオン状態にすることによって前記第 3 のコンデンサを充電し、前記第 3 のコンデンサを充電した後に前記駆動部に前記第 1 の PWM 信号を供給する

40

ことを特徴とする請求項 4 に記載の空気調和機。

【請求項 6】

前記制御部は、前記励磁コイルに印加される電圧波形が、全波整流波を階段状に近似した波形になるように、前記第 1 の PWM 信号および前記第 2 の PWM 信号を出力する

ことを特徴とする請求項 5 に記載の空気調和機。

【請求項 7】

動作状態になると、停止状態の時よりも前記出力電圧を昇圧するアクティブコンバータ

50

をさらに備え、

前記制御部は、前記アクティブコンバータが動作状態になると、停止状態の時よりも前記第1および第2のPWM信号のデューティ比を低くする機能を有する

ことを特徴とする請求項4に記載の空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、空気調和機に関する。

【背景技術】

【0002】

10

本技術分野の背景技術として、下記特許文献1の請求項1には、「円筒に巻かれたコイルと、このコイルの励磁によって生じる磁界で所定の方向に導かれるプランジャーと、このプランジャーを反所定方向に導くバネと、前記コイルが励磁され前記プランジャーが所定方向に一定量以上導かれている際に前記バネの力に逆らって前記プランジャーを所定方向の位置に保持する永久磁石と、前記プランジャーの位置に基づいて冷媒の流れを切り換える機構と、前記コイルへの直流電力の通電方向を順方向或いは逆方向に切り換える通電切り換え部と、前記順方向或いは逆方向の直流電力を前記コイルへ間欠通電させる間欠制御部と備え、永久磁石による磁界と、前記コイルへ間欠通電させる順方向或いは逆方向の直流電力によって生じる磁界とによって前記プランジャーを移動させるようにしたことを特徴とする冷媒制御弁。」と記載されている。

20

また、下記特許文献2の要約書には、「圧縮機2および室外ファン7の回転数をそれぞれ制御する圧縮機用インバータ12と室外ファン用インバータ14の少なくとも一方と、励磁コイル3aに所定の通電時間だけ所定方向の切換用直流電流が通電されることにより反転して運転モードを切り換える四方弁3と、を備えた冷暖房自在の空気調和機。外気温を検出する外気温センサ20と、四方弁の励磁コイル3aに、室外ファン用インバータ14のスイッチング素子TR1～Tr6を用いて四方弁切換用の直流電流を供給すると共に、この励磁コイルに通電する時間を外気温センサにより検出された外気温に応じて変更する四方弁駆動装置21、を具備している。」と記載されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

30

【0003】

【特許文献1】特許第3369808号公報

【特許文献2】特開2002-372322号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

上記特許文献1、2には、四方弁を駆動する駆動回路が記載されている。そして、これらの駆動回路には、四方弁に供給する電流をオン／オフするパワーリレーが含まれている。しかし、パワーリレーは高価であるため、これを用いるとコストアップを招くという問題があった。

40

この発明は上述した事情に鑑みてなされたものであり、安価な構成で四方弁を駆動できる空気調和機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】

【0005】

上記課題を解決するため本発明の空気調和機は、四方弁の励磁コイルの一端を介して直列接続された第1および第2のコンデンサを有する電荷蓄積部と、交流電圧を整流し前記電荷蓄積部を充電する整流回路と、前記励磁コイルの他端を介して直列接続された第1および第2のスイッチング素子を有し、前記電荷蓄積部に対して並列に接続されたスイッチング部と、前記励磁コイルを第1の方向に駆動する場合は第1のPWM信号によって前記第1のスイッチング素子を駆動し、前記励磁コイルを第2の方向に駆動する場合は第2の

50

PWM信号によって前記第2のスイッチング素子を駆動する制御部と、を備えることを特徴とする。

【発明の効果】

【0006】

本発明によれば、安価な構成で四方弁を駆動できる。

【図面の簡単な説明】

【0007】

【図1】本発明の第1実施形態による空気調和機の冷媒サイクル系統図である。

【図2】第1実施形態における電源部の構成を示すブロック図である。

【図3】第1実施形態におけるプリドライバの回路図である。

【図4】励磁コイルに印加される電圧の波形図である。

【図5】第1比較例における電源部の構成を示すブロック図である。

【図6】第2比較例における電源部の構成を示すブロック図である。

【図7】第2実施形態における電源部の構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0008】

[自己保持型四方弁の構成]

後述する各実施形態の前提として、各実施形態に適用される自己保持型四方弁について説明する。空気調和機の冷凍サイクルにおいて、冷媒の流れる方向は冷房・除湿・デフロストサイクルと暖房サイクルの大きく2系統に分けられる。これを実現している部品として、例えば特許文献1に示されているような四方弁と呼ばれる電磁弁が一般的に用いられている。

【0009】

この種の四方弁は、例えば、

- ・4本の配管に接続されるシリンダと、
 - ・シリンダの内部に設けられ配管間の結合関係を切り替える弁体と、
 - ・弁体を差圧によって移動させるパイロット弁と、
 - ・パイロット弁内部の差圧を生成するプランジャと称される鉄心と、
 - ・プランジャを励磁する励磁コイルと、
 - ・プランジャの励磁方向に応じてプランジャを吸着する方向または離脱する方向に付勢する永久磁石と、
 - ・プランジャを永久磁石から離脱する方向に付勢する付勢部材（例えばコイルスプリング）と、
 - ・パイロット弁にて発生した差圧をシリンダに伝達する3本のキャピラリーチューブと、
- を備えている。

【0010】

上述の四方弁においては、励磁コイルに流す電流の向きを変えることによって、プランジャの位置を移動させ、その位置によって3本のキャピラリーチューブのうち1本の圧力を変化させる。そして、3本のキャピラリーチューブの圧力差によってシリンダ内の弁体が動くようになっている。上述のように、特許文献1の冷媒制御弁（四方弁）は、「前記順方向或いは逆方向の直流電力を前記コイルへ間欠通電させる間欠制御部」を備えているが、昨今の省エネ意識の向上により、励磁コイルを間欠通電させることなく、プランジャ位置を一定の位置に保持できる自己保持型四方弁が多く用いられている。後述する各実施形態においても、このような自己保持型四方弁を適用することを想定している。

【0011】

自己保持型四方弁において、プランジャを永久磁石に吸着させるために、励磁コイルに所定方向（以下、吸着方向と呼ぶ）の電流を通電する。すると、励磁コイルと永久磁石との磁場が重なって発生する電磁力は、付勢部材および摩擦力を克服して、プランジャと永久磁石とを吸着させ、プランジャが静止する。この状態を、以下「吸着状態」と呼ぶ。そして、プランジャの吸着後、励磁コイルを断電する。これにより、コイル磁場が消失したと

しても、永久磁石の磁力と摩擦力の合力で、付勢部材の反力を克服し、プランジャの吸着状態を保持させることができる。

【0012】

一方、プランジャを永久磁石から離脱する場合には、励磁コイルに吸着方向とは逆方向（以下、離脱方向という）の電流を流す。すると、励磁コイルが発生する磁場方向と、永久磁石が発生する磁場方向と、が逆方向になり、付勢部材が発生する力によってプランジャを永久磁石から離脱し、プランジャが静止する。この状態を、以下「離脱状態」と呼ぶ。

【0013】

ところで、この種の自己保持型四方弁においては、プランジャの周辺の部材に残留磁場が生じる可能性がある。残留磁場が生じると、これによってプランジャが吸着され、四方弁の動作に悪影響を及ぼす場合があるため、残留磁場は小さいほど好ましい。残留磁場を抑制するため、励磁コイルに流す離脱方向の電流は、吸着方向の電流よりも小さくすることが好ましい。より具体的には、吸着方向の電流を流す場合には、所定の電圧源をそのまま励磁コイルに接続し、離脱方向の電流を流す場合には、励磁コイルに抵抗器を直列接続し、この直列回路に上記電圧源を接続することが考えられる。

【0014】

〔第1実施形態〕

＜第1実施形態の構成＞

（空気調和機の全体構成）

図1は、本発明の第1実施形態による空気調和機900の冷媒サイクル系統図である。

図1に示すように、本実施形態の空気調和機900は、室外機960と、室内機970と、を備えるとともに、両者を接続するガス配管982と、液配管984と、を備えている。

【0015】

そして、室外機960は、圧縮機961と、四方弁8と、室外熱交換器963と、室外膨張弁964と、を備えている。これらは、配管（符号なし）によって順次接続されている。また、室外機960は、室外ファン965と、室外ファンモータ16と、を備えている。室外ファン965は、室外ファンモータ16によって回転駆動され、室外熱交換器963を冷却する。

【0016】

また、室内機970は、室内熱交換器973と、室内膨張弁974と、を備えている。両者は、配管（符号なし）によって相互に接続されている。また、室内機970は、室内ファン975と、室内ファンモータ976と、を備えている。室内ファン975は室内ファンモータ976によって回転駆動され、室内熱交換器973に送風する。室外機960に設けられた四方弁8は、冷房運転と暖房運転とを切り替える。室外膨張弁964と室内膨張弁974とは、冷媒を減圧して低温低圧にする。

【0017】

図1において、ガス配管982、液配管984等の配管に沿って示した実線の矢印は、空気調和機900の冷房運転における冷媒の流れを示している。

冷房運転において、四方弁8は、実線で示すように、圧縮機961の吐出側と室外熱交換器963とを連通させ、圧縮機961の吸入側とガス配管982とを連通させる。圧縮機961から吐出される冷媒は、高温高圧のガス状であり、四方弁8を通過して、室外熱交換器963に流れる。室外熱交換器963に流入したガス状の冷媒は、室外ファン965によって供給される室外の空気と熱交換して凝縮され、液状の冷媒となる。この液状の冷媒は、全開状態の室外膨張弁964および液配管984を通過して、室内機970に流入する。

【0018】

室内機970に流入した液状の冷媒は、室内膨張弁974によって減圧され、低温低圧のガス液混合状の冷媒となる。この低温低圧のガス液混合状の冷媒は、室内熱交換器97

3に流入して、室内ファン975によって供給される室内の空気と熱交換されて蒸発し、ガス状の冷媒となる。この際、室内の空気は、ガス液混合状の冷媒の蒸発潜熱によって冷却され、冷風が部屋内に送られる。その後、室内機120から流出したガス状の冷媒は、ガス配管982を通過し、室外機960に戻される。室外機960に戻されたガス状の冷媒は、四方弁8を通過し、圧縮機961に吸入され、再度ここで圧縮されることによって、一連の冷凍サイクルが形成される。

【0019】

四方弁8は、上述した自己保持型四方弁であり、その内部には、励磁コイル10と、永久磁石92と、プランジャ94と、付勢部材96と、弁体98と、を備えている。励磁コイル10は、供給された電流の方向に応じてプランジャ94を励磁する。永久磁石92は、プランジャ94の励磁方向に応じて、プランジャ94を吸着／離脱する。付勢部材96は、例えばコイルスプリングであり、プランジャ94を永久磁石92から離脱させる方向に付勢する。弁体98は、冷房運転時および暖房運転時の配管の結合関係を切り替える。

【0020】

自己保持型四方弁である四方弁8には、プランジャ94と永久磁石92との位置関係によって「吸着状態」および「離脱状態」という二つの状態があり、何れか一方が冷房運転、他方が暖房運転に対応する。圧縮機961は、冷媒を圧縮する圧縮機構14と、圧縮機構14を回転駆動する圧縮機モータ12と、を備えている。また、電源部20は、例えば商用電源等の交流電源22から交流電力を受電し、励磁コイル10、圧縮機モータ12、室外ファンモータ16等を駆動する。制御部24は、電源部20等を制御する。

【0021】

(電源部20)

図2は、電源部20の構成を示すブロック図である。図示のように、電源部20は、ノイズフィルタ30と、リアクトル32と、倍電圧整流回路40(整流回路)と、電荷蓄積部50と、電圧センサ60と、プリドライバ62と、スイッチング部70と、電流検出部80と、インバータ82(圧縮機用インバータ)と、インバータ84(ファン用インバータ)と、を備えている。

【0022】

ノイズフィルタ30は、交流電源22に漏出するノイズを抑制する。倍電圧整流回路40は、ダイオード42と、これに直列接続されたダイオード44と、を備えている。また、電荷蓄積部50は、電解コンデンサ52(第1のコンデンサ)と、これに直列接続された電解コンデンサ54(第2のコンデンサ)と、を備え、倍電圧整流回路40に対して並列に接続されている。ダイオード42、44の接続点は、ノイズフィルタ30の出力端子30bに接続されている。ノイズフィルタ30の他の出力端子30aには、リアクトル32の一端が接続され、リアクトル32の他端は電解コンデンサ52、54の接続点58(一端)に接続されている。

【0023】

電圧センサ60(電圧測定部)は、電荷蓄積部50の端子電圧である直流電圧 V_c を測定し、測定結果を制御部24に出力する。スイッチング部70は、スイッチング素子72(第1のスイッチング素子)と、これに接続点78(他端)を介して直列接続されたスイッチング素子74(第2のスイッチング素子)と、スイッチング素子72、74に各々逆並列接続された還流ダイオード73、75と、を備えている。そして、スイッチング部70は、電荷蓄積部50に対して並列接続されている。図示の例において、スイッチング素子72、74はnチャンネルMOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)である。但し、スイッチング素子72、74として、他のスイッチング素子を適用してもよい。

【0024】

電荷蓄積部50の接続点58と、スイッチング部70の接続点78との間には、上述した励磁コイル10が接続されている。スイッチング部70は、電荷蓄積部50から出力された直流電圧をPWM(Pulse Width Modulation)変調し、励磁コイル10に印加する。

制御部 24 は、ブリドライバ 62 に対して、スイッチング素子 72, 74 を駆動するドライブ信号 S10, S12 を出力する。

【0025】

ブリドライバ 62 は、ドライブ信号 S10, S12 をバッファリングし、スイッチング素子 72, 74 のゲート・ソース間に印加する。ここで、スイッチング素子 72 は、四方弁 8 を離脱方向に駆動する際に駆動される。その際、励磁コイル 10 には、図示の離脱方向 Dr に沿って電流が流れる。一方、スイッチング素子 74 は、四方弁 8 を吸着方向に駆動する際に駆動される。その際、励磁コイル 10 には、図示の吸着方向 Da に沿って電流が流れる。

【0026】

また、圧縮機モータ 12 および室外ファンモータ 16 は、何れも三相モータであり、インバータ 82 は、電荷蓄積部 50 から出力された直流電圧 Vc を PWM 変調して三相交流電圧を生成し、圧縮機モータ 12 に印加する。同様に、インバータ 84 は、直流電圧 Vc を PWM 変調して三相交流電圧を生成し、室外ファンモータ 16 に印加する。制御部 24 は、PWM 変調のためのドライブ信号をインバータ 82, 84 に供給する。

【0027】

(ブリドライバ 62)

図 3 は、ブリドライバ 62 の回路図である。図示のように、ブリドライバ 62 は、フォトカプラ 102 (駆動部) と、抵抗器 104, 112, 116, 118, 120, 124, 126, 134, 136 と、ダイオード 106, 110 と、コンデンサ 108, 122, 132 と、電解コンデンサ 114 (第 3 のコンデンサ) と、トランジスタ 128 と、を備えている。また、フォトカプラ 102 は、LED 102a と、フォトトランジスタ 102b とを備えている。

【0028】

図中に示す電源電圧 VCC は、例えば、12~24 [V] 程度の直流電圧である。また、ドライブ信号 S10, S12 は、例えば 2~5 [Vp-p] 程度のデジタル信号である。抵抗器 124, 126, 134, 136 と、コンデンサ 132 と、トランジスタ 128 と、は増幅回路 130 を構成している。すなわち、ドライブ信号 S12 の振幅は、トランジスタ 128 を介して 12~24 [Vp-p] 程度に増幅される。そして、増幅された信号がスイッチング素子 74 のゲート・ソース間に印加されることにより、ドライブ信号 S12 に基づいてスイッチング素子 74 がオン/オフ制御される。

【0029】

ここで、スイッチング素子 74 がオン状態になると、接続点 78 の電圧は、約 0 [V] になり、電源電圧 VCC よりも低くなる。このため、抵抗器 104 およびダイオード 106 を介して電解コンデンサ 114 が充電される。電解コンデンサ 114 は、端子電圧が電源電圧 VCC に略一致するまで充電される。その後、スイッチング素子 74 がオフ状態になると、接続点 78 の電圧は電源電圧 VCC よりも高くなる。その際、電解コンデンサ 114 の端子電圧は電源電圧 VCC にほぼ等しいため、この電圧がフォトトランジスタ 102b に印加され続ける。

【0030】

そして、ドライブ信号 S10 がハイレベルになると、LED 102a が点灯し、フォトトランジスタ 102b がオン状態になる。すると、電解コンデンサ 114 からフォトトランジスタ 102b、抵抗器 116, 118 に電流が流れる。従って、抵抗器 116, 118 によって分圧された電圧がスイッチング素子 72 のゲート・ソース間に印加され、スイッチング素子 72 がオン状態になる。一方、ドライブ信号 S10 がロウレベルになると、フォトトランジスタ 102b がオフ状態になるため、スイッチング素子 72 のゲート・ソース間電圧は 0 [V] 付近の値になり、スイッチング素子 72 はオフ状態になる。

【0031】

<第 1 実施形態の動作>

(四方弁 8 を吸着方向に駆動にする場合)

10

20

30

40

50

図 3 において、四方弁 8 を吸着方向に駆動する場合、制御部 24 は、ドライブ信号 S 10 をロウレベルに維持しつつ、PWM 変調波であるドライブ信号 S 12 を出力する。ドライブ信号 S 12 は、増幅回路 130 によって増幅され、ドライブ信号 S 12 に同期してスイッチング素子 74 がオン／オフ制御される。これにより、四方弁 8 の励磁コイル 10 には吸着方向 D a に沿って電流が流れ、四方弁 8 のプランジャ 94 (図 1 参照) と永久磁石 92 とが吸着する。

【0032】

図 4 は、励磁コイル 10 に印加される電圧 V の波形図である。電圧 V は、直流成分に交流成分を重ねた脈流状に変化し、その周期 T は、例えば 0.01 秒である。より詳細には、電圧 V は、正弦波を全波整流した全波整流波状に変化しており、さらに詳細を述べると、電圧 V は全波整流波を近似した階段波状に変化している。周期 T が 10 msec であるとする、電圧 V の波形は、50 Hz の交流電圧を全波整流した波形に近似している。また、電圧 V が階段波に変化する際、その振幅が変化するステップ周期 T s は、図示の例では 500 μ sec になる。そして、電圧 V のスイッチング周波数を 10 kHz とすると、ステップ周期 T s はスイッチング周期 (100 μ sec) の 5 倍になる。

【0033】

本実施形態において、電圧 V を上述のように変化させている理由は、元々全波整流波で駆動することを想定して四方弁 8 が設計されているためである。ここで、想定している全波整流波の実効値に近いレベルの直流電圧によって四方弁 8 を駆動することは可能である。しかし、電圧 V を直流電圧にした場合、励磁コイル 10 が有するインダクタンス成分によって電流が抑制されないため、励磁コイル 10 に流れる電流が大きくなり、四方弁 8 のプランジャ 94 の周辺に生じる残留磁場が大きくなることが懸念される。一方、電圧 V を完全に全波整流波に沿って変化させると、制御部 24 における制御が煩雑になる。そこで、本実施形態においては、階段波のステップ周期をスイッチング周期よりも長くし、全波整流波を階段波で近似した階段波状に電圧 V を変化させている。

【0034】

(四方弁 8 を離脱方向に駆動にする場合)

図 3 において、四方弁 8 を離脱方向 D r に駆動する場合、まず、制御部 24 は、所定時間に渡ってドライブ信号 S 12 をハイレベルに維持する。すなわち、四方弁 8 を離脱方向 D r に駆動する前に、スイッチング素子 74 を介して、方形波状のパルス電流を吸着方向 D a に流す。これは、電解コンデンサ 114 を充電するためである。吸着方向 D a に電流を流す時間は、実際に四方弁 8 が吸着状態になる程度の時間であってもよく、吸着状態に至らない程度の時間であってもよい。

【0035】

このように、電解コンデンサ 114 が充電されると、制御部 24 は、ドライブ信号 S 12 をロウレベルに維持しつつ、PWM 変調波であるドライブ信号 S 10 を出力する。ドライブ信号 S 10 によって電解コンデンサ 114 からの出力電流がオン／オフされることによってドライブ信号 S 10 は増幅され、ドライブ信号 S 10 に同期してスイッチング素子 72 がオン／オフ制御される。

【0036】

これにより、四方弁 8 の励磁コイル 10 には離脱方向 D r に沿って電流が流れ、四方弁 8 のプランジャ 94 と永久磁石 92 とが離脱する。なお、PWM 変調波であるドライブ信号 S 10 がロウレベルである期間は、スイッチング素子 72 がオフ状態になる。この期間は、還流ダイオード 75 に順方向電流が流れるため、接続点 78 の電圧は還流ダイオード 75 の順方向電圧降下に等しくなり、電解コンデンサ 114 が充電される。従って、四方弁 8 が離脱方向に駆動されている最中も、電解コンデンサ 114 は断続的に充電され続ける。

【0037】

ドライブ信号 S 10 によって励磁コイル 10 に印加される電圧 V の波形は、図 4 に示した波形とは極性が逆になり、また振幅値が小さくなる。すなわち、ドライブ信号 S 10 の

10

20

30

40

50

デューティ比は、ドライブ信号 S 1 2 のデューティ比よりも低い。これは、四方弁 8 のプランジャ 9 4 を離脱方向に駆動する場合には、吸着方向よりも所要エネルギーが少なく、また、四方弁 8 のプランジャ 9 4 の周辺に生じる残留磁場を抑制できるためである。このように、デューティ比が低いドライブ信号 S 1 0 によって上側アームのスイッチング素子 7 2 を制御することにより、電解コンデンサ 1 1 4 の充電時間を長く確保することができ、スイッチング素子 7 2 を安定してドライブできる。なお、四方弁 8 を駆動しない場合には、ドライブ信号 S 1 0, S 1 2 を共にロウレベルにしておくといよい。

【0038】

(直流電圧 V c の変動に対する動作)

上述したように、図 2 において倍電圧整流回路 4 0 および電荷蓄積部 5 0 は、スイッチング部 7 0 のみならず、インバータ 8 2, 8 4 にも直流電力を供給する。従って、インバータ 8 2, 8 4 の負荷が大きくなると、電荷蓄積部 5 0 が出力する直流電圧 V c が低下し、その旨が電圧センサ 6 0 によって検出される。本実施形態において、制御部 2 4 は、直流電圧 V c が低くなるほどドライブ信号 S 1 0, S 1 2 のデューティ比を共に高くする。これにより、励磁コイル 1 0 に流れる電流の変化を大きくし、四方弁 8 を安定的に駆動することができる。

【0039】

〈比較例〉

(第 1 比較例)

次に、本実施形態の効果を説明する前に、各種比較例の構成を説明する。なお、以下の説明において、上述した第 1 実施形態の各部に対応する部分には同一の符号を付し、その説明を省略する場合がある。

図 5 は、第 1 比較例における電源部 3 0 0 の構成を示すブロック図である。第 1 比較例においては、電源部 2 0 (図 2 参照) に代えて電源部 3 0 0 が適用されているが、その他の構成は第 1 実施形態のものと同様である。

【0040】

電源部 3 0 0 においては、第 1 実施形態の電源部 2 0 に設けられていたスイッチング部 7 0 およびブリッドライバ 6 2 は設けられていない。一方、電源部 3 0 0 は、リレードライバ 3 0 2 と、パワーリレー 3 0 4, 3 0 6 と、ダイオードブリッジ回路 3 0 8 と、抵抗器 3 1 0 と、を備えている。パワーリレー 3 0 4 は、リレーコイル 3 0 4 a と、接点部 3 0 4 b と、を備えている。パワーリレー 3 0 6 は、リレーコイル 3 0 6 a と、2 系統の接点部 3 0 6 b, 3 0 6 c と、を備えている。

【0041】

リレードライバ 3 0 2 は、制御部 2 4 からの制御信号に基づいて、パワーリレー 3 0 4, 3 0 6 を駆動する。パワーリレー 3 0 4 は、励磁コイル 1 0 に対する通電のオン／オフ状態を切り替える。また、パワーリレー 3 0 6 は、四方弁 8 の駆動方向すなわち吸着方向／離脱方向を切り替える。図示の接点部 3 0 6 b, 3 0 6 c の切替状態は、四方弁 8 を離脱方向に駆動する場合の状態である。すなわち、図示の状態において、パワーリレー 3 0 4 がオン状態になると、ノイズフィルタ 3 0 から出力された交流電圧はダイオードブリッジ回路 3 0 8 において全波整流される。

【0042】

全波整流された電圧は、励磁コイル 1 0 と抵抗器 3 1 0 との直列回路に印加され、両者には離脱方向 D r に沿って電流が流れる。このように、抵抗器 3 1 0 は、励磁コイル 1 0 に対して離脱方向 D r に電流を流す際、電流を抑制する。また、接点部 3 0 6 b, 3 0 6 c の切替状態が図示の状態と逆であれば、四方弁 8 は吸着方向に駆動される。すなわち、全波整流された電圧は、励磁コイル 1 0 に印加され、励磁コイル 1 0 には、吸着方向 D a に沿って電流が流れる。

【0043】

第 1 比較例の構成によれば、図示のように複数のパワーリレー 3 0 4, 3 0 6 が必要になり、コストアップを招くという問題がある。また、ダイオードブリッジ回路 3 0 8 は、

耐圧の高いものを用いる必要があり、これによってもコストアップを招く。また、ダイオードブリッジ回路308においては、内蔵するダイオードの順方向電圧降下によって損失が大きくなる。さらに、四方弁8の離脱時に抵抗器310を用いて電流制限を行うため、抵抗器310における損失も大きくなるという問題が生じる。

【0044】

（第2比較例）

図6は、第2比較例における電源部320の構成を示すブロック図である。第2比較例は、電源部20（図2参照）に代えて電源部320が適用されているが、その他の構成は第1実施形態のものと同様である。

電源部320においては、第1実施形態の電源部20に設けられていたスイッチング部70およびブリドライバ62は設けられていない。一方、電源部320は、ダイオードブリッジ回路308と、抵抗器310と、リレードライバ322と、ブリドライバ324と、パワーリレー326と、スイッチング素子330、332と、これらに各々逆並列接続された還流ダイオード331、333と、を備えている。

【0045】

パワーリレー326は、リレーコイル326aと、接点部326bと、を備えている。リレードライバ322は、制御部24からの制御信号に基づいて、パワーリレー326を駆動する。パワーリレー326は、四方弁8の駆動方向すなわち吸着方向／離脱方向を切り替える。ブリドライバ324は、制御部24からの制御信号に基づいて、スイッチング素子330、332のオン／オフ状態を制御する。

【0046】

制御部24は、四方弁8を離脱方向に駆動する場合、接点部326bの切替状態を図示の状態に設定し、スイッチング素子330をオン状態にし、スイッチング素子332をオフ状態にする。すると、ダイオードブリッジ回路308から出力される全波整流電圧は、励磁コイル10と抵抗器310との直列回路に印加され、両者には離脱方向Drに沿って電流が流れる。また、制御部24は、四方弁8を吸着方向に駆動する場合、接点部326bの切替状態を図示の状態とは逆状態に設定し、スイッチング素子330をオフ状態にし、スイッチング素子332をオン状態にする。すると、ダイオードブリッジ回路308から出力される全波整流電圧は、励磁コイル10に印加され、励磁コイル10には吸着方向Daに沿って電流が流れる。

【0047】

また、制御部24は、励磁コイル10に通電しない場合は、スイッチング素子330、332を共にオフ状態に設定する。第2比較例の構成によれば、第1比較例よりもパワーリレーの数は減少しているが、やはりパワーリレー326とダイオードブリッジ回路308とが必要であり、これらによってコストアップを招くという問題がある。また、ダイオードブリッジ回路308および抵抗器310において、第1比較例と同様に損失が生じるという問題がある。

【0048】

〈第1実施形態の効果〉

以上のように本実施形態の空気調和機（900）は、四方弁（8）の励磁コイル（10）の一端（58）を介して第1および第2のコンデンサ（52、54）を有する電荷蓄積部（50）と、交流電圧を整流し電荷蓄積部（50）を充電する整流回路（40）と、励磁コイル（10）の他端（78）を介して直列接続された第1および第2のスイッチング素子（72、74）を有し、電荷蓄積部（50）に対して並列に接続されたスイッチング部（70）と、励磁コイル（10）を第1の方向（Dr）に通電する場合は第1のPWM信号（S10）によって第1のスイッチング素子（72）を駆動し、励磁コイル（10）を第2の方向（Da）に通電する場合は第2のPWM信号（S12）によって第2のスイッチング素子（74）を駆動する制御部（24）と、を備える。

【0049】

本実施形態によれば、第1および第2のスイッチング素子（72、74）を共にオフ状

態にすると、励磁コイル（１０）への通電をオフにすることができ、第１および第２のスイッチング素子（７２，７４）のうち一方を駆動すると、第１の方向（Ｄｒ）または第２の方向（Ｄａ）に四方弁（８）を駆動することができる。従って、特許文献２の構成や、上述した第１および第２比較例のようにパワーリレーを用いることなく安価で簡単な回路構成によって四方弁（８）を駆動することができる。

【００５０】

また、空気調和機（９００）は、電荷蓄積部（５０）に接続され圧縮機（９６１）を駆動する圧縮機用インバータ（８２）と、電荷蓄積部（５０）に接続され室外ファン（９６５）を駆動するファン用インバータ（８４）と、をさらに備え、スイッチング部（７０）と、圧縮機用インバータ（８２）と、ファン用インバータ（８４）とは、同時に動作可能に構成されている。

10

これにより、圧縮機（９６１）と、室外ファン（９６５）と、四方弁（８）とを同時に駆動することができる。

【００５１】

さらに、空気調和機（９００）は、電荷蓄積部（５０）の出力電圧（Ｖｃ）を測定する電圧測定部（６０）をさらに有し、制御部（２４）は、出力電圧（Ｖｃ）が低くなるほど、第１のPWM信号（Ｓ１０）および第２のPWM信号（Ｓ１２）のデューティ比を高くする機能を有する。

これにより、電荷蓄積部（５０）の出力電圧（Ｖｃ）が変動した場合であっても、四方弁（８）を安定して駆動し続けることができる。

20

【００５２】

さらに、四方弁（８）は、永久磁石（９２）と、永久磁石（９２）に吸着されるプランジャ（９４）と、プランジャ（９４）を永久磁石（９２）から離脱させる方向に付勢する付勢部材（９６）と、を有し、制御部（２４）は、プランジャ（９４）を永久磁石（９２）から離脱させる方向であって第１の方向（Ｄｒ）に対応する離脱方向に駆動する場合に第１のPWM信号（Ｓ１０）によって第１のスイッチング素子（７２）を駆動し、プランジャ（９４）を永久磁石（９２）に吸着させる方向であって第２の方向（Ｄａ）に対応する吸着方向に駆動する場合に第２のPWM信号（Ｓ１２）によって第２のスイッチング素子（７４）を駆動するものであり、制御部（２４）は、第２のPWM信号（Ｓ１２）のデューティ比を第１のPWM信号（Ｓ１０）のデューティ比よりも高くする。

30

これにより、プランジャ（９４）を離脱方向に駆動する場合に、励磁コイル（１０）に流れる電流を抑制することができ、プランジャ（９４）の周辺に生じる残留磁場を抑制できる。

【００５３】

さらに、空気調和機（９００）は、第２のスイッチング素子（７４）がオン状態になると充電される第３のコンデンサ（１１４）と、第２のスイッチング素子（７４）がオフ状態になると第３のコンデンサ（１１４）を電源として動作し、第１のPWM信号（Ｓ１０）に基づいて第１のスイッチング素子（７２）を駆動する駆動部（１０２）と、をさらに備え、制御部（２４）は、プランジャ（９４）を永久磁石（９２）から離脱させる方向である離脱方向に駆動する場合は、第２のスイッチング素子（７４）をオン状態にすることによって第３のコンデンサ（１１４）を充電し、第３のコンデンサ（１１４）を充電した後に駆動部（１０２）に第１のPWM信号（Ｓ１０）を供給する。

40

これにより、駆動部（１０２）を駆動する電源を、第３のコンデンサ（１１４）によって安価に構成することができる。さらに、デューティ比が第２のPWM信号（Ｓ１２）よりも低い第１のPWM信号（Ｓ１０）によって第１のスイッチング素子（７２）を駆動するため、第３のコンデンサ（１１４）の負担を小さくすることができる。

【００５４】

さらに、制御部（２４）は、励磁コイル（１０）に印加される電圧波形が、全波整流波を階段状に近似した波形になるように、第１のPWM信号（Ｓ１０）および第２のPWM信号（Ｓ１２）を出力する。

50

これにより、励磁コイル（１０）が有するリアクタンスによって、励磁コイル（１０）に流れる電流を抑制できる。

【００５５】

〔第２実施形態〕

次に、本発明の第２実施形態による空気調和機の構成を説明する。なお、以下の説明において、第１実施形態の各部に対応する部分には同一の符号を付し、その説明を省略する場合がある。

図７は、第２実施形態における電源部２２０の構成を示すブロック図である。第２実施形態は、第１実施形態の電源部２０（図２参照）に代えて電源部２２０が適用されているが、その他の構成は第１実施形態のものと同様である。

10

【００５６】

電源部２２０は、第１実施形態の電源部２０の構成要素を全て備えており、さらに、アクティブコンバータ２３０と、プリドライバ２３６とを備えている。アクティブコンバータ２３０は、ダイオードブリッジ回路２３２と、スイッチング素子２３４と、を備えている。なお、図示の例においてスイッチング素子２３４はＩＧＢＴ（Insulated Gate Bipolar Transistor）であるが、他のスイッチング素子を適用してもよい。

【００５７】

ダイオードブリッジ回路２３２の一入力端子はノイズフィルタ３０の出力端子３０ｂに接続され、他の入力端子は電荷蓄積部５０の接続点５８に接続されている。また、ダイオードブリッジ回路２３２の一对の出力端子は、スイッチング素子２３４のコレクタ端子とエミッタ端子とに接続されている。プリドライバ２３６は、制御部２４から供給される制御信号に基づいて、スイッチング素子２３４を断続的にオン／オフする。

20

【００５８】

スイッチング素子２３４がオン状態になると、ノイズフィルタ３０の出力端子３０ａ，３０ｂにリアクトル３２を直結した状態になり、リアクトル３２に磁束の形でエネルギーを蓄積することができる。また、スイッチング素子２３４がオフ状態になると、リアクトル３２に蓄積されたエネルギーが電流として放出される。従って、スイッチング素子２３４のオン／オフを繰り返すことにより、電源部２２０の力率を１．０に近づけ、また、電源部２２０から交流電源２２に流出する高調波成分を抑制することができる。

【００５９】

このアクティブコンバータ２３０は、動作状態になると、モータ１２，１６の銅損を減らして高効率に駆動させるためにスイッチング素子２３４を断続的にオン／オフさせる。アクティブコンバータ２３０の動作状態において、制御部２４は、電圧センサ６０の測定電圧を観測し、電荷蓄積部５０の直流電圧Ｖｃを制御することによって、直流電圧Ｖｃを任意の電圧値に昇圧することも可能である。すなわち、アクティブコンバータ２３０の動作状態においては、停止状態の場合よりも直流電圧Ｖｃを高くすることができる。また、その際、前述した直流電圧Ｖｃの変動に対する動作によって、直流電圧Ｖｃが高くなるほどドライブ信号Ｓ１０，Ｓ１２のデューティ比を低くする。これにより、高効率にモータ１２，１６を駆動させながら、励磁コイル１０に流れる電流の変化を小さくし、四方弁８を安定的に駆動することができる。なお、アクティブコンバータ２３０を停止状態にした場合の本実施形態の動作は第１実施形態のものと同様である。

30

40

【００６０】

〔変形例〕

本発明は上述した実施形態に限定されるものではなく、種々の変形が可能である。上述した実施形態は本発明を理解しやすく説明するために例示したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。また、ある実施形態の構成の一部を他の実施形態の構成に置き換えることが可能であり、ある実施形態の構成に他の実施形態の構成を加えることも可能である。また、各実施形態の構成の一部について削除、もしくは他の構成の追加・置換をすることが可能である。また、図中に示した制御線や情報線は説明上必要と考えられるものを示しており、製品上で必要な全ての制御線や情報線

50

を示しているとは限らない。実際には殆ど全ての構成が相互に接続されていると考えてもよい。

【0061】

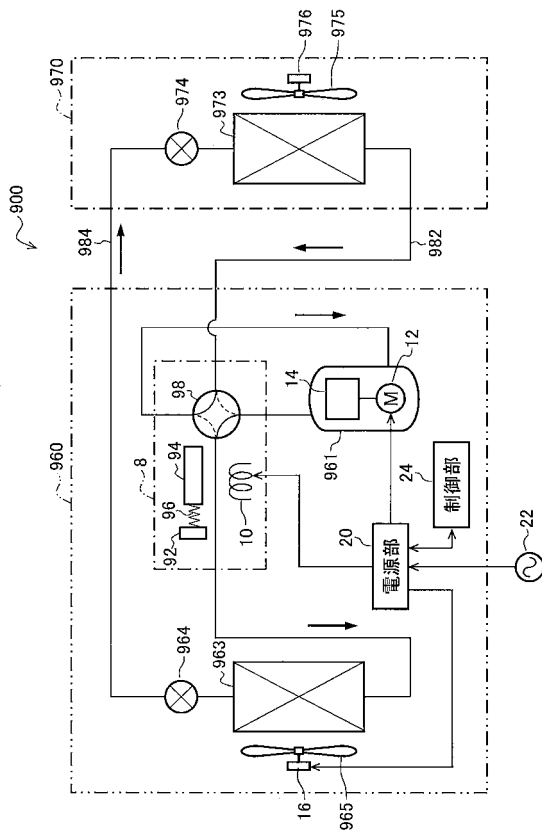
(1) 上記各実施形態においては、永久磁石92と、永久磁石92に吸着されるプランジャ94と、プランジャ94を永久磁石から離脱させる方向に付勢する付勢部材96と、を有する四方弁を適用した例を説明したが、四方弁の構成は上述のものに限られるわけではなく、種々の構成を有する四方弁を適用することができる。

【符号の説明】

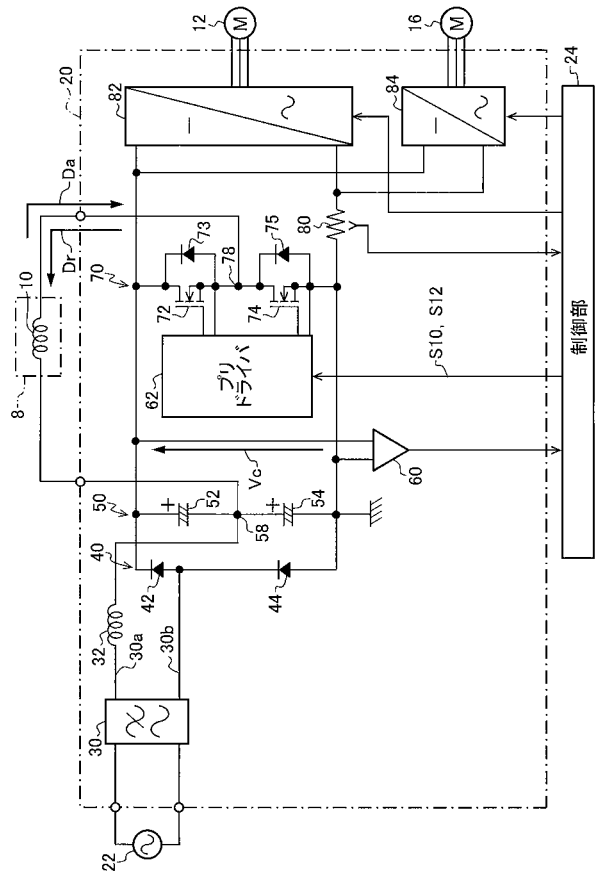
【0062】

8	四方弁	10
10	励磁コイル	
24	制御部	
40	倍電圧整流回路（整流回路）	
50	電荷蓄積部	
52	電解コンデンサ（第1のコンデンサ）	
54	電解コンデンサ（第2のコンデンサ）	
58	接続点（一端）	
60	電圧センサ（電圧測定部）	
70	スイッチング部	
72	スイッチング素子（第1のスイッチング素子）	20
74	スイッチング素子（第2のスイッチング素子）	
78	接続点（他端）	
82	インバータ（圧縮機用インバータ）	
84	インバータ（ファン用インバータ）	
92	永久磁石	
94	プランジャ	
96	付勢部材	
102	フォトカプラ（駆動部）	
114	電解コンデンサ（第3のコンデンサ）	
900	空気調和機	30
961	圧縮機	
965	室外ファン	
Dr	離脱方向（第1の方向）	
Da	吸着方向（第2の方向）	
S10	ドライブ信号（第1のPWM信号）	
S12	ドライブ信号（第2のPWM信号）	
Vc	直流電圧（出力電圧）	

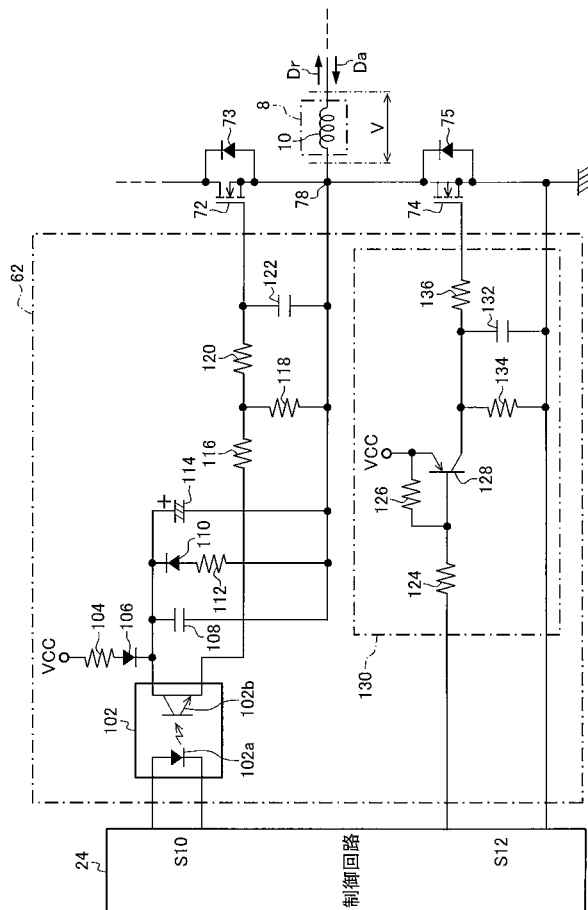
【図 1】



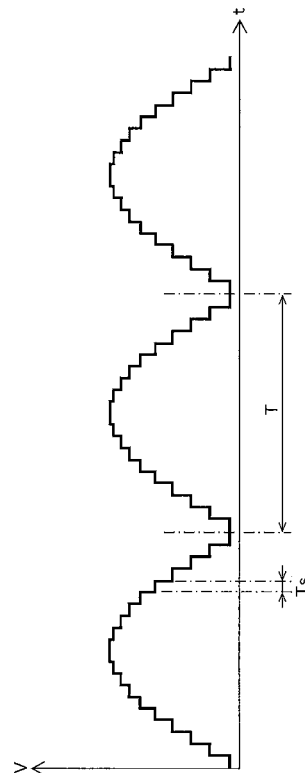
【図 2】



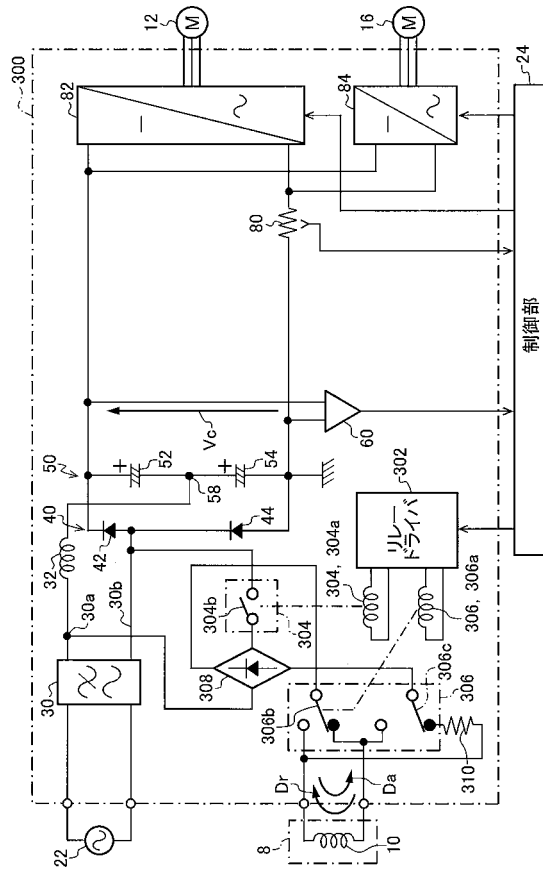
【図 3】



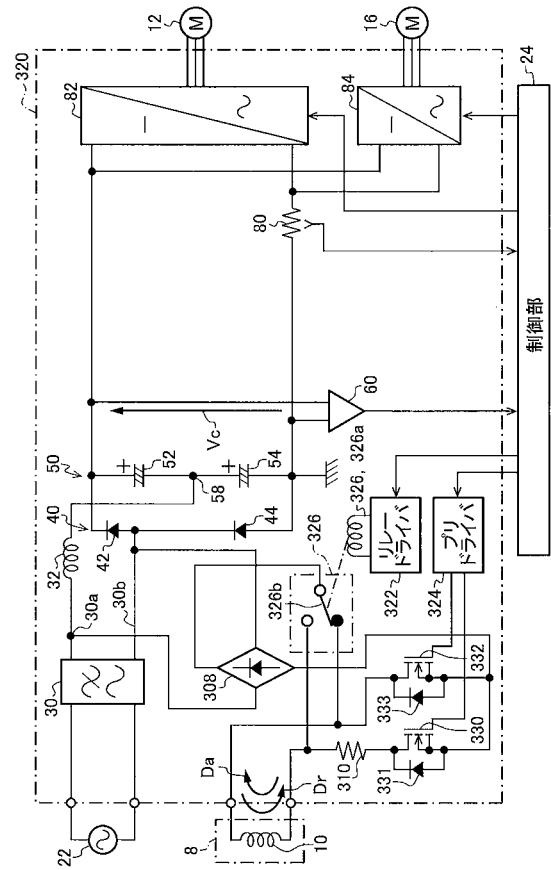
【図 4】



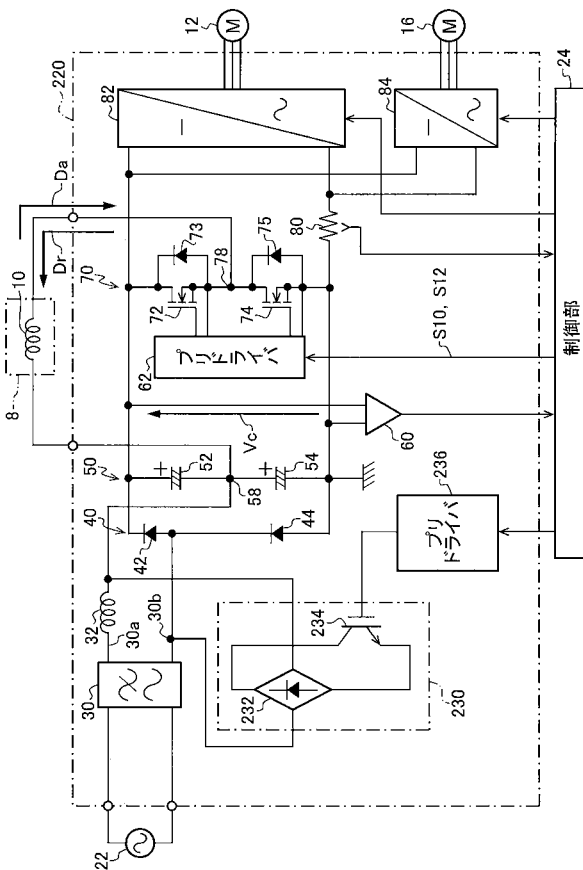
【図 5】



【図 6】



【図 7】



フロントページの続き

(72)発明者 上田 和弘

東京都港区海岸一丁目16番1号 日立ジョンソンコントロールズ空調株式会社内

(72)発明者 尾花 紫織

東京都港区海岸一丁目16番1号 日立ジョンソンコントロールズ空調株式会社内

Fターム(参考) 3H067 AA11 FF11 GG23

3H106 DA08 DA23 DA27 DB02 DB32 DC08