

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4515573号
(P4515573)

(45) 発行日 平成22年8月4日(2010.8.4)

(24) 登録日 平成22年5月21日(2010.5.21)

(51) Int.Cl.		F I		
HO2M 7/48	(2007.01)	HO2M 7/48		T
FO4B 35/04	(2006.01)	FO4B 35/04		
HO2M 3/00	(2006.01)	HO2M 3/00		Z
HO2M 7/538	(2007.01)	HO2M 7/538		A

請求項の数 10 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願平11-360138	(73) 特許権者	000253075 澤藤電機株式会社 群馬県太田市新田早川町3番地
(22) 出願日	平成11年12月20日(1999.12.20)	(74) 代理人	100074848 弁理士 森田 寛
(65) 公開番号	特開2001-178149(P2001-178149A)	(74) 代理人	100087147 弁理士 長谷川 文廣
(43) 公開日	平成13年6月29日(2001.6.29)	(74) 代理人	100087848 弁理士 小笠原 吉義
審査請求日	平成18年12月15日(2006.12.15)	(72) 発明者	生井 正夫 群馬県新田郡新田町大字早川字早川3番地 澤藤電機株式会社 新田工場内
		(72) 発明者	赤澤 直樹 群馬県新田郡新田町大字早川字早川3番地 澤藤電機株式会社 新田工場内 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 振動型圧縮機の駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電源と、2個のスイッチング素子を備えその交互のスイッチングにより直流を交流に変換するインバータと、該インバータから振動型圧縮機に供給する交流出力を制御するインバータ制御部とを備えた振動型圧縮機の駆動装置において、

前記直流電源として、バッテリー電源をDC/DCコンバータにより電圧変換した第1の電源と、AC商用電源電圧をAC/DCコンバータにより直流電圧に変換した第2の電源とをダイオードOR接続して構成し、

前記DC/DCコンバータは、複数の電圧値のいずれの入力電圧に対しても一定電圧の直流電圧を出力するよう構成し、

前記インバータ制御部及びDC/DCコンバータ制御部に制御用定電圧を供給する定電圧生成回路を備え、該定電圧生成回路にバッテリーから電源を供給すると共に、AC商用電源接続時には、前記AC/DCコンバータからの出力に切り換えて供給するAC/DC切換部を備え、

前記DC/DCコンバータ制御部は、前記定電圧生成回路より供給される制御用定電圧を電源として動作し、前記DC/DCコンバータの出力電圧及び電流を制御信号として帰還して、前記DC/DCコンバータの出力電圧を一定電圧に維持すると共に、前記第2の電源電圧を検出したときには、前記DC/DCコンバータを制御して第1の電源出力を停止させる手段を備えた、

ことを特徴とする振動型圧縮機の駆動装置。

【請求項 2】

前記第 1 の電源及び第 2 の電源のそれぞれの 2 つの端子の中の一方をアースし、該アースした側を前記インバータの一方のスイッチング素子の一端に接続すると共に、該一方のスイッチング素子の他端を、他方のスイッチング素子と直列に接続し、かつ、その他方のスイッチング素子の他方に前記第 1 の電源と第 2 の電源をダイオード OR 接続した出力側からの電圧を供給し、前記 2 個のスイッチング素子のいずれかと直列に電流検出用抵抗を接続し、2 個のスイッチング素子の接続点からコンデンサを介して前記振動型圧縮機的一端に接続すると共に、前記一方のスイッチング素子の前記一端を振動型圧縮機他端に接続して、該他端をアース可能にした、請求項 1 に記載の振動型圧縮機の駆動装置。

【請求項 3】

前記インバータ制御部は、前記 2 個のスイッチング素子の交互のスイッチングのオン期間を 100° から 140° 位相に制御する請求項 2 に記載の振動型圧縮機の駆動装置。

【請求項 4】

前記 AC/DC 切換部により切り換えられた電圧が基準値以下に低下したことを検出して、前記定電圧生成回路の出力をオフにして、少なくとも前記インバータの交流出力を事実上遮断する電圧低下検出手段を備え、該検出手段は、接続されている商用電源或いはバッテリーの電圧種別を判別し、この電圧種別に基づき、検出電圧の低下を判断することを特徴とする請求項 1 に記載の振動型圧縮機の駆動装置。

【請求項 5】

前記 AC/DC 切換部から定電圧生成回路へのメインの電流路に装置作動を表示するための発光ダイオードを挿入した請求項 1 に記載の振動型圧縮機の駆動装置。

【請求項 6】

前記 AC/DC 切換部は、前記 AC/DC コンバータの出力電圧を、バッテリー電圧範囲に重ならないように選択して、ダイオード OR で接続して構成した請求項 1 に記載の振動型圧縮機の駆動装置。

【請求項 7】

前記コンデンサ両端に直流ファンモータを接続したことを特徴とする請求項 1 に記載の振動型圧縮機の駆動装置。

【請求項 8】

前記 100° から 140° 位相のオン期間は、検出された振動型圧縮機の周囲温度に基づきさらに可変させられるよう制御される請求項 3 に記載の振動型圧縮機の駆動装置。

【請求項 9】

前記インバータ制御部は、前記一方又は他方のスイッチング素子が交互に導通する交流出力半周期の間に流れる電流瞬時値の波形における最初のピークを検出し、保持すると共に、この電流瞬時値の波形が再びこの保持された最初のピーク値に達するタイミングを検出して、インバータの 2 つのスイッチング素子の交互のスイッチングのタイミングを制御し、これによってインバータの出力周波数を可変に制御することを特徴とする請求項 2 に記載の振動型圧縮機の駆動装置。

【請求項 10】

前記電流瞬時値を積分した値が基準値を超えるときこれを検出して、インバータの作動を停止させる手段を備えた請求項 9 に記載の振動型圧縮機の駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、インバータにより電力を供給する構成の振動型圧縮機の駆動装置に関し、特に、機械的な切換部を有することなく交流及び直流のいずれにも対応可能にした振動型圧縮機の駆動装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、振動型圧縮機の駆動装置として、図 14 に示されるような交直両用型の電源装置が

10

20

30

40

50

知られている（特開平7-111781号公報参照）。振動型圧縮機1は低電圧の交流電圧、例えば12V系或いは24V系で動作する冷蔵庫の圧縮機であり、バッテリー2は自動車に搭載されている如き直流電源で12V或いは24Vの電圧を有している。

【0003】

バッテリーの直流電圧E、又はこの電圧Eに等しくなるように、商用交流電源10をAC/DCコンバータ8で直流に変換した電圧が、自動切換器により切り換えられ、インバータ6を通して交流電圧に変換されて振動型圧縮機1に供給される。インバータ6は、第1のトランジスタ52と第2のトランジスタ53とを備えており、これらトランジスタ52、53が交互にオンとなって交流電圧を発生させる。

【0004】

第1のトランジスタ52には、バッテリー又はAC/DC変換された電圧Eが印加される一方、第2のトランジスタ53には、極性反転回路3を通して電圧-Eが印加される。極性反転回路3は、トランジスタ11、パルス発生回路12、チョークコイル13、ダイオード14及びコンデンサ15を備え、アースに対する直流電圧Eに対しその極性を逆にした直流電圧-Eを発生させる回路である。

【0005】

制御部7は、第1及び第2のトランジスタ52、53の各出力波形のデューティ比を変え、インバータ6から出力される交流電圧を実質的に可変して振動型圧縮機1に印加する周波数を変化させるよう制御している。

【0006】

振動型圧縮機1は負荷変動によって、また使用環境によっても振動型圧縮機1の共振周波数が変わるので、振動型圧縮機1に供給する電源周波数を一定にしていたのでは効率が悪く、そのため、振動型圧縮機1に流れる電流波形の前半と後半のピークの差が最小となるように周波数を制御することにより振動型圧縮機1の効率が最大となることも従来より知られている。

【0007】

図14に示した周波数追従回路24は、発振器21から発生する発信周波数の1周期における半周期対応でシャント抵抗20に流れる電流の平均値をそれぞれ比較し、その差分が予め定められた値になるように発振器21の発信周波数を可変制御させる制御信号を出力している。従って、発振器21からは当該制御信号に対応した周波数のパルスを送信させ、これを分周器22で分周して、トランジスタ制御回路23により第1及び第2のトランジスタ52、53を制御するので、振動型圧縮機1の負荷変動に伴う共振周波数の変化に追従した周波数の交流電圧を発生させることができ、最も効率の良好な状態で振動型圧縮機1を駆動させることができる。

【0008】

しかし、このような従来の駆動装置は、自動切換器に機械的接点を有しているために、故障が生じることがあり、また、AC入力時にはAC DC DC ACという変換をするために、変換効率すなわち消費電力が悪いという問題があった。

【0009】

また、従来の駆動装置のインバータ出力の波形は、一周期中で180°の位相でオン、次の180°の位相でオフの矩形波である。このように、正弦波ではなく、180°のプラスマイナス矩形波を振動型圧縮機に供給していたために、運転効率が悪かった。

【0010】

また、前述の電源装置は、振動型圧縮機に零電位を中心とした正負を有する交流電圧が印加されるため、振動型圧縮機的一端をアースに落とすことが可能となり、振動型圧縮機のケースそのものにコードを接続することが可能であるが、そのため、前述のような極性反転回路を必要とした。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】

それ故、本発明は、かかる問題点を解決して、ACとDCの機械的な切換部をなくして、

10

20

30

40

50

AC商用電源はAC/DCコンバータを介して直接インバータ部へダイオードオアで接続することにより、パワー系での機械的接点を無くし、故障率を低下して、信頼性の向上を図ると共に、AC入力時のAC DC DC ACという変換から、AC DC ACの変換にして、変換効率を向上させて消費電力の低減を図ることを目的としている。

【0012】

また、本発明は、インバータの上下アームのFETには100°から120°位相で交互にオンさせることにより、180°交互の給電と比較して、より正弦波に近い給電をすることを可能にして、振動型圧縮機そのものの運転効率を向上させることを目的としている。

【0013】

さらにこの100°から120°のオン期間を振動型圧縮機の周囲温度を検出して、オン期間を微妙に可変させることによつて、更なる効率アップと振動型圧縮機特有のバルブ打ち現象を防止することを目的としている。

【0014】

さらに、本発明は、例えば、100V又は200Vの交流、或いは12V又は24Vの直流に対して、ワイドに対応することができると共に、このようなワイド入力に関わらず、電源電圧の低下を判断可能にすることを目的としている。

【0015】

さらに、本発明は、マイナス電源を生成する極性反転回路を必要とすることなく、振動型圧縮機の片側をアースに落とすことを可能にすることを目的としている。

【0016】

さらに、本発明は、電流波形の前半と後半のピーク差の検出を、周波数の変動に関わらず、簡単な構成にして確実かつ正確に検出することを目的としている。

【0017】

【課題を解決するための手段】

本発明の振動型圧縮機の駆動装置は、直流電源と、2個のスイッチング素子(FET4, 5)を備えその交互のスイッチングにより直流を交流に変換するインバータ6と、該インバータ6から振動型圧縮機1に供給する交流出力を制御するインバータ制御部7とを備えている。この直流電源として、バッテリー電源をDC/DCコンバータ17により電圧変換した第1の電源と、AC商用電源電圧をAC/DCコンバータ8により直流電圧に変換した第2の電源とをダイオードOR接続して(ダイオード25, 26)構成し、この第2の電源電圧を検出したときには、DC/DCコンバータ17を制御するDC/DCコンバータ制御部27を介して第1の電源出力を停止させる手段を備えている。

【0018】

また、本発明の振動型圧縮機の駆動装置は、前記第1の電源及び第2の電源のそれぞれの2つの端子の中的一方をアースし、該アースした側を前記インバータ6の一方のスイッチング素子(FET5)の一端に接続すると共に、該一方のスイッチング素子(FET5)の他端を、他方のスイッチング素子(FET4)と直列に接続し、かつ、その他方のスイッチング素子(FET4)の他方に前記第1の電源と第2の電源をダイオードOR接続した出力側からの電圧を供給する。電流検出用抵抗(R)は、2個のスイッチング素子(FET4, 5)のいずれかと直列に接続される。そして、2個のスイッチング素子(FET4, 5)の接続点からコンデンサ19を介して振動型圧縮機1の一端に接続すると共に、前記一方のスイッチング素子(FET5)の一端を振動型圧縮機1の他端に接続して、該他端をアース可能にしたことを特徴としている。

【0019】

また、本発明の振動型圧縮機の駆動装置のインバータ制御部7は、2個のスイッチング素子の交互のスイッチングのオン期間を100°から140°位相に制御すること、そしてさらに、この100°から140°位相のオン期間は、検出された振動型圧縮機の周囲温度に基づきさらに可変させられるよう制御されることを特徴としている。

【0020】

10

20

30

40

50

また、本発明の振動型圧縮機の駆動装置のインバータ制御部 7 は、一方又は他方のスイッチング素子が交互に導通する交流出力半周期の間に流れる電流瞬時値の波形における最初のピークを検出し、保持すると共に、この電流瞬時値の波形が再びこの保持された最初のピーク値に達するタイミングを検出して、インバータの 2 つのスイッチング素子の交互のスイッチングのタイミングを制御し、これによってインバータの出力周波数を可変に制御することを特徴としている。

【 0 0 2 1 】

さらに、本発明の振動型圧縮機の駆動装置は、インバータ制御部 7 及び DC / DC コンバータ制御部 2 7 に制御用定電圧を供給する定電圧生成回路 2 8 を備え、該定電圧生成回路 2 8 にバッテリー 2 から電源を供給すると共に、AC 商用電源接続時には、前記 AC / DC 10

【 0 0 2 2 】

【発明の実施の形態】

図 1 は、本発明を適用する振動型圧縮機の駆動装置を例示する概略ブロック図である。図において、2 はバッテリー、1 7 は DC / DC コンバータ、1 0 は商用交流電源、8 は AC / DC コンバータ、6 はインバータ、7 はインバータ 6 の制御部であって、振動型圧縮機 1 に供給する電力の周波数を制御する。

【 0 0 2 3 】

振動型圧縮機 1 は、例えば自動車などに搭載されている冷蔵庫、或いはコンテナ自体が冷蔵庫となっている場合の冷蔵庫を駆動するためのものであり、低電圧の交流電圧で動作する。このような振動型圧縮機 1 は、自動車が稼働中は、自動車の搭載されている如きバッテリー 2 によって、また、稼働中でないときは、商用交流電源 1 0 によって電力を供給することができる。バッテリー 2 と商用交流電源 1 0 との切換接続は、AC と DC の機械的な切換部をなくして、バッテリー 2 又は商用交流電源 1 0 から、ダイオード OR (ショットキーダイオード 2 5 , 2 6) で接続される。バッテリー 2 から、DC / DC コンバータ 1 7 を介して、さらにダイオード 2 6 を介して給電されている状態において、自動車が停車地等に到着し、商用交流電源 1 0 が端子に接続されると、AC / DC コンバータ 8 からの直流電圧がダイオード 2 5 を介してインバータ 6 に給電される。なお、その際、詳細は後述するように、バッテリー 2 から DC / DC コンバータ 1 7 を介して供給される直流電圧出力は DC / DC コンバータ制御部 2 7 の制御によりオフにされる。これによって、パワー系での機械的接点がなくなり、故障率の低下すなわち信頼性の向上と共に、AC 入力時の AC DC DC AC という変換から、AC DC AC の変換になり、変換効率が向上し、消費電力が低減するという効果がある。AC / DC 切換部 9 は、制御用電源を切り換えるためのものである。

【 0 0 2 4 】

DC / DC コンバータ 1 7 は、バッテリー 2 として、例えば、1 2 V、2 4 V のいずれに対しても、インバータ 6 には一定電圧の直流電圧を供給し、これは次に振動型圧縮機 1 に一定電圧値の交流低電圧を供給するよう構成することができる。なお、以下、バッテリー電圧として、DC 1 2 V 及び 2 4 V を例にして説明するが、より多種類の電圧、例えば、DC 1 2 V 及び 2 4 V に、3 2 V を加えるように回路を変更することは容易である。

【 0 0 2 5 】

AC / DC コンバータ 8 の出力電圧値は、ダイオード OR で接続される DC / DC コンバータ出力の電圧値と望ましくは略同一、例えば DC 3 9 V のような電圧値にされる。異なる商用電源電圧、例えば AC 1 0 0 V 或いは 2 0 0 V に対しても AC / DC コンバータ出力電圧値を一定にする必要があるが、これは、AC / DC コンバータ出力電圧を一定値になるよう制御することによって達成することも可能であるし、また、特定の地域の商用電源電圧が、AC 1 0 0 V 又は 2 0 0 V 等に固定されていることを考慮すれば、その地域仕様の AC / DC コンバータを用いて一定電圧を出力することができる。

【 0 0 2 6 】

10

20

30

40

50

インバータ制御部 7 は、詳細は後述するように、制御用定電圧生成回路 28 から、バッテリー又は商用電源の異常時を除いて、一定の直流電圧、例えば 12 V が供給されて、インバータ 6 を構成する第 1 及び第 2 の FET の各出力波形のパルス周波数を変え、インバータ 6 から振動型圧縮機 1 に印加する周波数を変化させるよう制御している。このとき、インバータ 6 の上下アームの FET 4, 5 は 120° 位相で交互にオンさせており、コンデンサ結合によつて、振動型圧縮機には、30° のデッドタイム、120° のプラス期間、60° のデッドタイム、120° のマイナス期間、30° のデッドタイム、これを一周期とした電圧波形を印加している。これによつて、従来の 180° 交互の給電と比較して、より正弦波に近づくので、振動型圧縮機そのものの運転効率を向上させることが可能になる。図 15 は、オン期間に対する振動型圧縮機の効率の関係を示す実験データのグラフである。図に示すように、120° 近辺で効率が最大になることがわかった。また、図からわかるように、オン期間 100° ~ 140° の範囲では、効率 80% を越えており、十分に満足のものであることがわかった。

10

【0027】

さらにこのオン期間を振動型圧縮機の周囲温度を検出して、微妙に可変させることによつて、更なる効率アップと振動型圧縮機特有のバルブ打ち現象を防止することができる。

【0028】

インバータ 6 の出力は、コンデンサ 19 を介して振動型圧縮機 1 に供給されるが、その際、このコンデンサ両側からは、略一定の直流低電圧を取り出すことができるので、これによつて、冷蔵庫の放熱器冷却用の直流ファンモータ 18 を駆動することができる。また、振動型圧縮機 1 の一端は、アースされる。

20

【0029】

以下、本発明の振動型圧縮機の駆動装置の各回路について、さらに詳細に説明する。

【0030】

図 2 は、図 1 に示した DC / DC コンバータ 17 及び DC / DC コンバータ制御部 27 の回路の一例を詳細に示す図である。例示の DC / DC コンバータ 17 は、接続されているバッテリー電圧が、12 V と 24 V のいずれであっても、その出力には、例えば DC 39 V 或いは 48 V のような一定の直流電圧を発生するよう動作する。FET 32 のオン時に、バッテリー 2 よりインダクタンスコイル L2 にエネルギーを蓄積し、FET 32 のオフ時にコンデンサ C1 端子電圧とインダクタンスコイル L2 の電圧との和の電圧をコンデンサ C2 に供給し、コンデンサ C2 の電圧を次段のインバータ 6 に供給するよう構成されている。インダクタンスコイル L1 は、サージ電圧がバッテリー 2 側から来たときでも安定した DC / DC コンバータとしての作用を確保するためのものである。

30

【0031】

FET 32 の制御を行うのは、図示の DC / DC コンバータ制御部 27 であり、この制御部 27 は、後述の制御用定電圧生成回路 28 より供給される 12 V の定電圧を電源として動作する。そして、この制御部 27 は、DC / DC コンバータ 17 の出力電圧及び電流を制御信号として帰還して、スイッチング制御 IC 30 によりドライバ 31 を介してパルス出力のデューティ比を制御して、FET 32 にゲート信号として供給する。これによつて、制御部 27 は、DC / DC コンバータ 17 の出力電圧を一定値に維持する。図示のスイッチング制御 IC 30 に印加される停止信号は、後述するように、AC 商用交流電源が接続されているときに DC / DC コンバータ 17 の動作を停止させるための信号である。

40

【0032】

図 3 は、周波数追従回路の一例を詳細に例示する回路図である。周波数追従回路は、振動型圧縮機 1 の機械的共振周波数に追従する周波数に制御するように、検出したインバータ電流に基づき、発振回路 34 を、そしてそこから駆動制御回路 33 を介してインバータ 6 を制御する回路である。

【0033】

インバータ 6 に流れる電流瞬時値は、インバータ 6 を構成する FET 5 と直列の抵抗 R によつて電圧信号として検出される。この抵抗 R は、FET 4 と直列に接続して、そこを流

50

れる電流を検出するよう構成することもできるが、例示したように、振動型圧縮機の駆動インバータの下アームのF E T 5の電流を検出するように構成すると、検出抵抗Rの一端がアースできるので、後段に差動増幅器に代えて通常のアンプを使用でき、安定度と精度の向上を図ることが可能になる。この検出電流は、増幅器57に輸入され、その出力には、インバータ6のF E T 5に流れる電流瞬時値に対応した電圧瞬時値波形(図4のP参照)を取り出すことができる。

【0034】

この電圧瞬時値波形は、ピークホールド回路36に輸入される。ダイオードD10を通して入力された電圧波形は、図5に示すように、その第1のピークが、コンデンサC6においてある時定数で保持され、この保持された第1のピーク電圧が差動増幅器58の非反転端子に印加される。この非反転端子側に接続された抵抗R30は、この時定数を調整するためのものである。このコンデンサC6で保持されたピークを、図5に示すように、差動増幅器58の反転端子に輸入される電圧瞬時値波形の第2のピークが越えるとき、差動増幅器58は出力を発生する(図4のQ参照)。この出力は、発振回路34に制御電圧として入力される(図4のT参照)。ここで、抵抗R29及びコンデンサC7は、時定数を調整して、その出力パルスの幅を制御するものである。

10

【0035】

発振回路34は、このように、差動増幅器58の出力のタイミングによってその周波数を可変に制御することができる。その発振周波数の出力は、駆動制御回路33に輸入して、図6を参照して後述するように、インバータ6を、振動型圧縮機1の機械的共振周波数に追従する周波数に制御する。

20

【0036】

不要パルス除去回路37は、差動増幅器58の出力に第1の山付近で不要なパルス状ひげ(図4のQ参照)が出て誤動作することを確実に防止するためである。これは発振回路(IC)34のピン2,6に出る基準三角波(図4のR参照)に閾値を設けて、不要なパルス状ひげが出る可能性のある区間(図4のS参照)に、電圧を差動増幅器58の出力に強制的に与えてマスクする。

【0037】

また、振動型圧縮機が異常を起こした場合にインバータを保護するために異常時停止回路39が備えられる。異常を起こしてロックしたような場合、電流波形は大きな半波交流になるので(図4のP'参照)、積分回路を用いて閾値以上の電流が検出されたら、発振回路(IC)34のピン2,6の基準三角波を吸収して、その作動を停止させ、インバータを保護する。

30

【0038】

また、例示の回路は、サーモコントロール部38を備えて、ユーザーが温度設定用ボリュームにより設定した庫内設定温度と、温度検出用サーミスタで検出されたエバポレータ温度を比較して、発振回路ICのピン2,6の基準三角波を吸収して作動を止めたり、基準三角波の発生を許して再作動させることができる。

【0039】

図6は、図1に示したインバータ制御部7を構成する駆動制御回路33の詳細を示す回路図である。発振回路(IC)34からの出力波形は、図3を参照して前述したように、周波数の制御された矩形波となる(図7のO参照)。駆動制御回路33は、このような矩形波を用いて、120°駆動を達成する。即ち、インバータ6のF E T 4を駆動する上アームについていえば、発振回路(IC)34からの矩形波に積分器を通してそれを積分すると、その際の波形は、図7のaに示したような鋸歯状波となる。これを閾値と比較することによつて、図7のcに示すように、オン期間の前縁から60°の遅延を有するパルス波形とすることができる。これは、ドライバを介してインバータ6のF E T 4に供給される。同様に、F E T 5を駆動する下アームにおいても、発振回路(IC)34からの出力矩形波を積分器に通して鋸歯状波を作り(図7のb参照)、閾値と比較することによつて、オン期間の前縁からディレーを持たせて、先のパルス波形cとは、180°の位相差を有

40

50

するパルス波形dを発生させ、これをF E T 5に供給することにより、120°駆動を達成している。さらに、上記閾値との比較に際しては、振動型圧縮機の周囲温度を、サーミスタで検出してこの閾値を微妙に変化させ、低温時に振動型圧縮機特有のバルブ打ち現象を防止すると共に高温時には出力を増加させる。また、インバータ出力が短絡したときにインバータ上アームのF E T 4を停止させて保護するためのトランジスタを図示したように備えることができる。

【0040】

インバータ6に、例えばDC45Vのパワー系プラス電圧が印加されている状態で、F E T 4がオンで、F E T 5がオフのとき、F E T 5両端の電圧は45Vとなる一方、F E T 4がオフになりF E T 5がオンのとき電圧は0Vとなる。この電圧は、直列接続のコンデンサ19により直流分をカットして、+側に22Vと-側に22Vの交流電圧(図8の(A)参照)となって、平滑用のリアクタンスコイル20を介して振動型圧縮機1の両端に印加される。図8の(B)は、コンデンサ19両端の電圧を示している。このように、若干の脈流分を含むが、略一定の直流電圧である。このコンデンサ両端に直流ファンモータを接続することにより、バッテリー電圧の変化にも関わらず、略一定の直流電圧をファンモータに供給することができる。

10

【0041】

図6に例示したファン駆動制御部21は、サーミスタ40によって検出される周囲温度が上昇したときに、ファンが回り冷却するように構成されている。これによって、必要となるときのみファンに電力を供給するので、省エネとなる。また、ファン18の電機回路が短絡したときには、これを検出して回路を遮断するトランジスタ22をファン18と直列に挿入している。これによって、短絡時には、ファン18の駆動は停止するが、振動型圧縮機1の制御には影響しないよう構成されている。

20

【0042】

図8の(C)は、F E T 4に流れる電流であり、かつ(E)は、F E T 5に流れる電流である。(E)に流れる電流の方向を反対にして、(C)に流れる電流と加えたものが、(D)に示すように圧縮機電流となる。

【0043】

このようにして、図6に示した駆動制御回路33は、前述の周波数追従回路24により制御された発振回路34よりパルス出力を受けて、F E T 4及びF E T 5を駆動する。このパルス出力は、振動型圧縮機1の機械的共振周波数に追従するよう制御された周波数を有している。この駆動制御回路33は、詳細は後述する制御用定電圧生成回路28よりDC12Vの直流電圧を電源として供給されているので、バッテリー電圧が低下したときには、この電源電圧はオフにされ、それ故、そのときインバータのF E T 4、5は、動作しない。さらに、図示したように、振動型圧縮機1の一端は、何らの素子も介することなく、直接バッテリー2のアース側に接続されるから、振動型圧縮機1の一端をアースすることも可能となっている。

30

【0044】

図9は、無接点構成のAC/DC切換部9の詳細、及び制御用電源に付属した回路構成の第1の例を示す図である。バッテリーを電源として、例えば冷蔵庫用の振動型圧縮機1を使っている場合、AC商用電源に接続した場合には、バッテリーを外すことなくAC商用を優先して運転することになる。

40

【0045】

バッテリーは乗用車・トラック・バス・マリン(船舶)を想定したワイド入力が可能で、12V系・24V系を問わず、例えば10V~32Vで動作する仕様にするすることができる。AC商用電源は100V(110V)や200V(240V)等、現地仕様のAC/DCコンバータを選択搭載する。これらパワー系はショットキーダイオードによるダイオードORで接続されているが、その制御系も切換える必要がある。

【0046】

バッテリー2が接続されているとき、その電圧は、図9のトランジスタTr1をオンさせて

50

有効にして、電圧モニタ回路16にはバッテリー電圧が供給される。この状態で、AC商用電源が接続された時には、AC/DCコンバータ8(図1)からの電圧でトランジスタTr2(図9)をオンさせると共に、トランジスタTr1のベース電流を阻止してトランジスタTr1を無効化してバッテリー側を遮断する。並びにAC商用入力時にはDC/DCコンバータ制御部27のスイッチング制御IC30に電圧信号を送り(図2)、DC/DCコンバータ17を停止させてバッテリーをパワー系から切り離す。従つてパワー系のダイオードORは両方生きた状態のORではなく、無接点構成の切換えである。

【0047】

電圧モニタ回路16は、図10を参照して後述するように、接続されている電源の電圧値を検出し、その正常時には、12Vの定電圧を出力して、DC/DCコンバータ制御部27及びインバータ制御部7に供給する。バッテリー電圧又はAC/DCコンバータ出力電圧が、基準値以下に低下するとこれを検知して、電圧モニタ回路16は出力をオフする。

10

【0048】

電圧モニタ回路16の出力電圧は、冷蔵庫等の装置を作動するスイッチSWと表示を行う発光ダイオード47を介して、さらにブザー回路45を介して制御用定電圧生成回路28に供給される。従来の表示は、分岐させて電流制限抵抗を挿入して「電圧」を検出することにより行う方法をとるが、この従来方式だと発光ダイオードに流れる電流分が全体の効率を低下させることになる。これに対して、図9に例示の回路においては、スイッチ投入の表示を行う発光ダイオードをメインの電流路に直接挿入しているため、回路全体の効率を低下させることがない。

20

【0049】

ブザー回路45は、冷蔵庫コンデンサ付近の温度を図示のサーミスタで検出して高温になった場合には冷蔵庫の電源を自動的に遮断するとともにブザードライバ43を介してブザー44を鳴動させ、ユーザーが電源スイッチSWを切るまで保持して知らせる。特に船舶や自動車の壁の凹部に埋め込んで冷蔵庫を装着するビルドインタイプの場合、空気の流通に制限があり、放熱性が低下するので、その際に冷蔵庫自体の故障を防止する必要がある。

【0050】

このブザー回路45は、温度検出に際して、その閾値に大きなヒステリシスを持たせている。また、このブザー回路45は、高温を検出したとき、ブザー44を鳴動させるだけでなく、冷蔵庫を自動停止させてバッテリーの放電を防止するよう構成している。これは、トランジスタTr3をオフさせて制御用定電圧生成回路28に電圧を送らないことにより達成される。このブザー回路45の電源は、トランジスタTr3の前段に位置する定電圧回路42を介して供給されているので、使用者がスイッチSWを切るまで、ブザーの鳴動は続く。

30

【0051】

制御用定電圧生成回路28は、例えば、三端子レギュレータによって構成することができ、電圧モニタ回路16の出力電圧が印加されている限り、その電圧が12V又は24Vのいずれであっても、12Vの定電圧を発生するよう機能する。

【0052】

図10は、電圧モニタ回路16を詳細に例示する図である。この例は、バッテリー或いはAC/DCコンバータ出力として、12V又は24Vのいずれかが接続されると仮定して説明する。トランジスタTr4は、接続されているバッテリー或いはAC/DCコンバータ出力が、12Vと24Vのいずれであるかを判断するためのものである。この回路は、バッテリーから印加される入力電圧が、例えば12Vと24Vの中間の18Vをしきい値として、18Vより高い場合、ゼナーダイオードZD4が導通して、トランジスタTr4がオンになるよう回路定数が設定されている。即ち、これによって、バッテリー(或いは商用電源)の電圧種別を判別している。

40

【0053】

最初に12V系のバッテリーが接続されている場合を考える。前述のようにトランジスタT

50

r 4 はオフした状態を維持するから、12 Vを、 $R_{42} : (R_{43} + R_{45})$ の比で比例配分した電圧（例えば、これを5 Vに設定する）が演算増幅器54の非反転端子に印加される。このとき、演算増幅器54の反転端子には、ゼナーダイオードZD5両端の一定電圧を R_{50} と R_{53} の比で比例配分した電圧（例えば、これも5 Vに設定する）が印加される。ただし、演算増幅器54の反転端子に印加される電圧は、ゼナーダイオードZD5により一定の電圧に維持されるのに対して、演算増幅器54の非反転端子に印加される電圧は、バッテリー電圧に比例している。それ故、バッテリー電圧が12 V以下では、演算増幅器54の非反転端子に印加される電圧は、その反転端子に印加される一定電圧よりも低く、演算増幅器は出力を発生しない。このとき、バッテリー電圧が12 Vを越えると、演算増幅器の反転端子に印加される一定電圧よりも、非反転端子に印加される電圧が高くなり、演算増幅器54は正の出力を発生する。

10

【0054】

また、演算増幅器54の出力は、帰還抵抗 R_{47} を通して、非反転端子側に帰還されているので、この電源装置がバッテリーにより動作中に、即ち、演算増幅器54が出力を正常に発生していた状態において、バッテリー電圧が低下してきた場合、12 V以下に低下したからといって演算増幅器54は直ちにはオフしない。さらに、電圧が低下して、例えばバッテリー電圧が11 V以下になったときに初めて演算増幅器をオフにするよう回路常数を設定することができる。なお、この回路は、バッテリー電圧が18 Vを越えたときに、前述のように、24 V系のバッテリーが接続されていると判断するので、以下の説明から明らかのように、演算増幅器54はオフになる（24 V以下の場合）。

20

【0055】

次に、24 V系のバッテリーが接続されている場合を考える。この場合、トランジスタTr4はオンになるから、24 Vを、 $R_{42} : (R_{43} + R_{44} \cdot R_{45} / (R_{44} + R_{45}))$ の比で比例配分した電圧が演算増幅器54の非反転端子に印加されることになる。また、演算増幅器54の反転端子には、ゼナーダイオードZD5によって12 V系の場合と同一の電圧が印加されている。このため、非反転端子に印加されるバッテリー比例電圧を、前述の12 V系のバッテリーを接続した場合と同じ電圧（例えば5 V）になるように設定することにより、この回路は12 V系の場合と全く同様に動作する。即ち、例えば、バッテリー電圧が24 Vを越えると、演算増幅器54は出力を発生し、かついったん出力を発生した後は、22 V以下に低下したときに初めて演算増幅器はオフするよう構成することができる。

30

【0056】

演算増幅器54が出力を発生すると、これは次にトランジスタTr5をオンにし、そしてトランジスタTr6をオンにして、入力端子に印加されているバッテリー電圧を出力電圧として次段に出力する。

【0057】

このようにして、12 V或いは24 Vの電源が接続されることを想定するとき、いずれの電圧種別が接続されているかを検知して、電圧が、例えば、11 V以下、或いは22 V以下に低下したとき異常と判断して出力をオフすると共に、そうでなければ、正常と判断し、いずれの電圧種別が接続されているときも、制御用定電圧生成回路28によって、DC12 Vの定電圧を出力するよう構成している。以上、12 V系及び24 V系の電圧種別が接続されることを想定して説明したが、若干の回路変更により、より多くの種類のバッテリー或いはAC/DCコンバータに対応することができ、いかなる電源が接続されても、その電源に応じた電圧降下を自動的に検出することができる。

40

【0058】

図11は、無接点構成のAC/DC切換部9の詳細、及び制御用電源に付属した回路構成の第2の例を示す図である。図示のAC/DC切換部9の構成は、図9に例示した回路と基本的に同じであるが、AC商用入力時にDC/DCコンバータを停止するためにDC/DCコンバータ制御部27に送られる信号を、AC/DCコンバータ8からの電圧でオンになるトランジスタTr2の出力電圧から取った点において相違する。これによって、部

50

品数を減少させると共に、消費電流を低減させることができる。

【0059】

また、電圧モニタ回路16及びブザー回路45の異常停止時の遮断回路を電源ラインに設けず、電源ラインからはセンシングだけ行い、各々の出力をダイオードORで制御用定電圧生成回路28のアース側に接続されたトランジスタTr4を制御することで行っている。これによって、電源ラインに挿入されるトランジスタの数が減つて、バッテリーの最低作動電圧が下がって実質的なバッテリー入力電源電圧幅が広がる。なお、表示用の発光ダイオード47には、図示のように分流用抵抗を接続することができる。

【0060】

図12は、無接点構成のAC/DC切換部9の詳細、及び制御用電源に付属した回路構成の第3の例を示す図である。この回路はAC商用入力時のAC/DCコンバータの出力電圧を39V等のバッテリー電圧入力範囲(10V~32V)に重ならない電圧として、ダイオードORで接続している。また、電圧モニタ回路16およびブザー回路45の異常停止時の遮断を電源ラインに設けず、電源ラインからはセンシングだけ行い、各々の出力をダイオードORで制御用トランジスタTr4を介して、ラインに設けたトランジスタTr3を制御することによって、異常時に遮断する構成にしている。トランジスタTr2は、定電圧化のためのものである。このような回路配置によって、回路構成が簡単になる。

【0061】

図13は、無接点構成のAC/DC切換部9の詳細、及び制御用電源に付属した回路構成の第4の例を示す図である。この回路は図12に示した第3の例と同様に、AC商用入力時のAC/DCコンバータの出力電圧を39V等のバッテリー電圧入力範囲(10V~32V)に重ならない電圧として、ダイオードORで接続していることと、図11に示した第2の例と同様に、電圧モニタ回路16およびブザー回路45の異常停止時の遮断を電源ラインに設けず、電源ラインからはセンシングだけ行い、各々の出力をダイオードORで制御用定電圧生成ICのアース側に接続されたトランジスタTr4を制御することとを組み合わせたものである。

【0062】

【発明の効果】

本発明は、バッテリー2と商用交流電源10との切換接続を、ACとDCの機械的な切換部をなくして、バッテリー2又は商用交流電源10から、ダイオードORで接続したことにより、パワー系での機械的接点がなくなり、故障率の低下すなわち信頼性の向上と共に、AC入力時のAC DC DC ACという変換から、AC DC ACの変換になり、変換効率が向上し、すなわち消費電力が低減するという効果がある。

【0063】

また、本発明は、インバータの上下アームのFETには100°から140°位相で交互にオンさせることにより、180°交互の給電と比較して、より正弦波に近い給電をすることを可能にして、振動型圧縮機そのものの運転効率を向上させることができる。さらにこのオン期間を振動型圧縮機の周囲温度を検出して、オン期間を微妙に可変させることによつて、更なる効率アップと振動型圧縮機特有のバルブ打ち現象を防止することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明を適用する振動型圧縮機の駆動装置の一例を例示する概略ブロック図である。

【図2】図1に示したDC/DCコンバータ17及びDC/DCコンバータ制御部27の回路を詳細に示す図である。

【図3】周波数追従回路の一例を詳細に例示する回路図である。

【図4】図3に示した周波数追従回路各部の電圧波形を示す図である。

【図5】インバータを構成する一方のFETに流れる電流の第2のピークの検出を説明するための図である。

【図6】図1に示したインバータ制御部7を構成する駆動制御回路33の詳細を示す回路

10

20

30

40

50

図である。

【図 7】図 6 に示した駆動制御回路 33 の各部における電圧波形を示す図である。

【図 8】本発明の振動型圧縮機の駆動装置の種々の位置における電流、又は電圧波形を例示する図である。

【図 9】無接点構成の AC / DC 切換部 9 の詳細、及び制御用電源に付属した回路構成の第 1 の例を示す図である。

【図 10】電圧モニタ回路 16 を詳細に例示する図である。

【図 11】無接点構成の AC / DC 切換部 9 の詳細、及び制御用電源に付属した回路構成の第 2 の例を示す図である。

【図 12】無接点構成の AC / DC 切換部 9 の詳細、及び制御用電源に付属した回路構成の第 3 の例を示す図である。

【図 13】無接点構成の AC / DC 切換部 9 の詳細、及び制御用電源に付属した回路構成の第 4 の例を示す図である。

【図 14】従来技術の振動型圧縮機の駆動装置の概略ブロック図である。

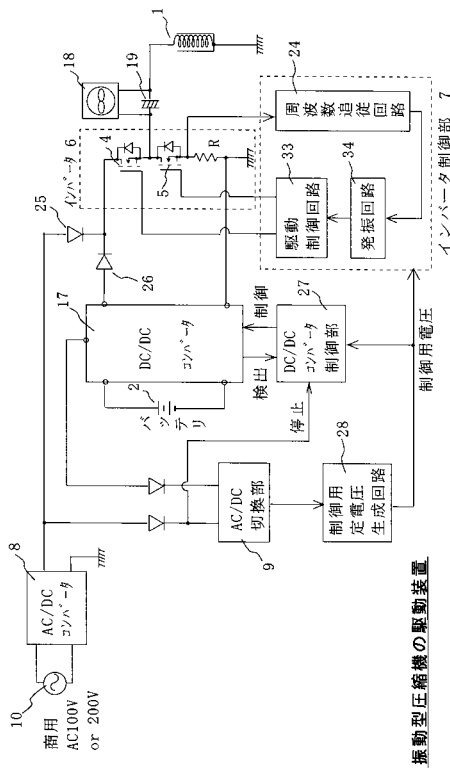
【図 15】オン期間に対する振動型圧縮機の効率の関係を示す実験データのグラフである。

【符号の説明】

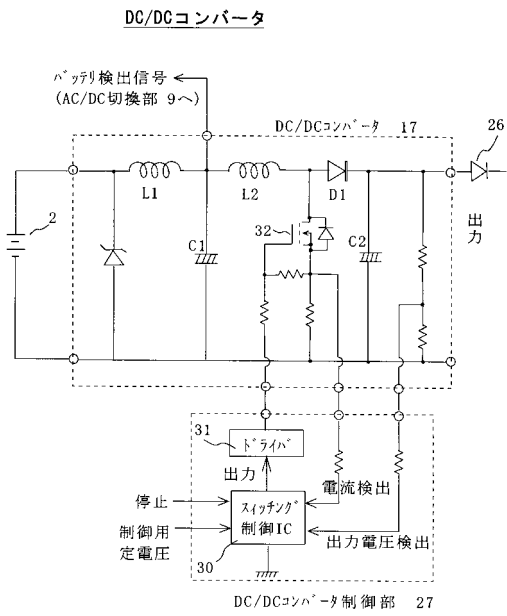
1	振動型圧縮機	
2	バッテリー	
4	第 1 の F E T	20
5	第 2 の F E T	
6	インバータ	
7	インバータ制御部	
8	AC / DC コンバータ	
9	AC / DC 切換部	
10	商用交流電源	
16	電圧モニタ回路	
17	DC / DC コンバータ	
18	ファンモータ	
19	コンデンサ	30
20	リアクタンスコイル	
21	ファン駆動制御部	
22	トランジスタ	
24	周波数追従回路	
25	ダイオード	
26	ダイオード	
27	DC / DC コンバータ制御部	
28	制御用定電圧生成回路	
30	スイッチング制御 IC	
31	ドライバ	40
33	駆動制御回路	
34	発振回路	
36	ピークホールド回路	
37	不要パルス除去回路	
38	サーモコントロール部	
39	異常時停止回路	
40	サーミスタ	
42	定電圧回路	
43	ブザードライバ	
44	ブザー	50

- 4 5 ブザー回路
- 4 7 発光ダイオード

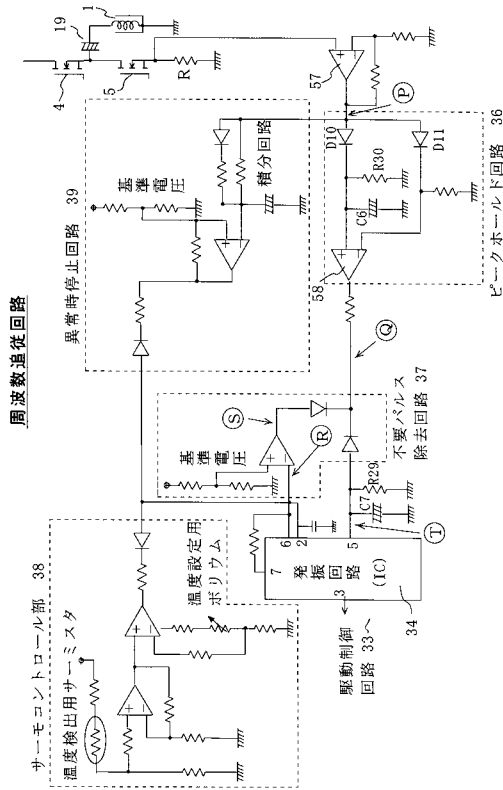
【図 1】



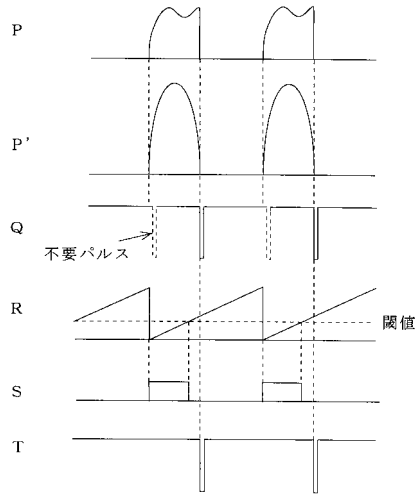
【図 2】



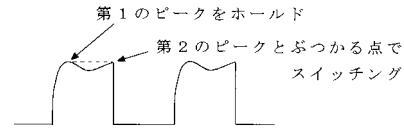
【図3】



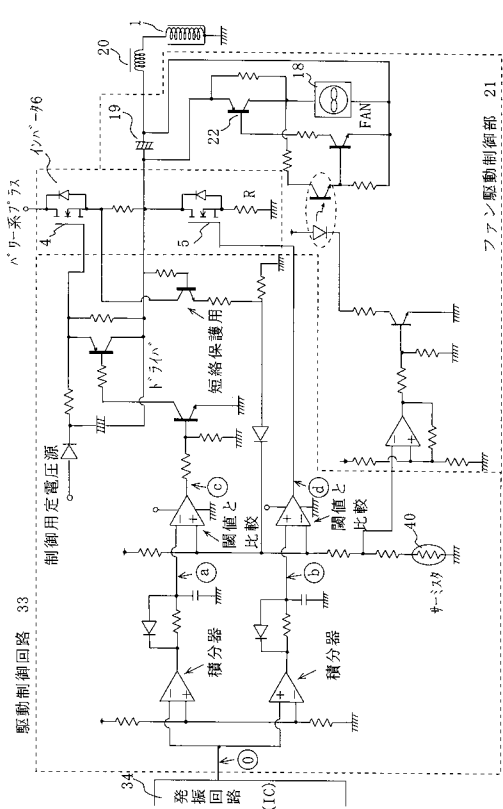
【図4】



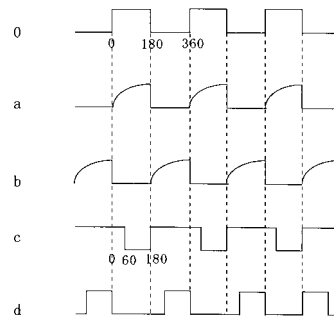
【図5】



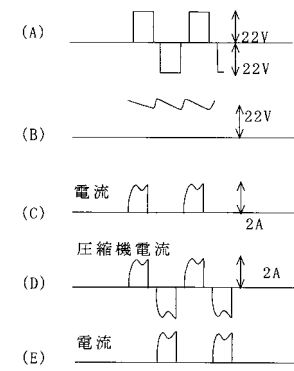
【図6】



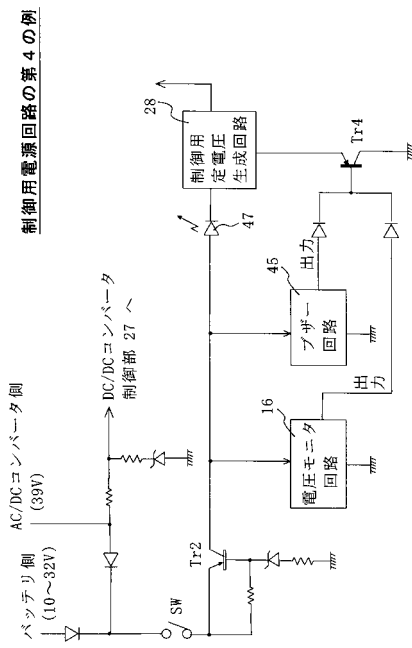
【図7】



【図8】

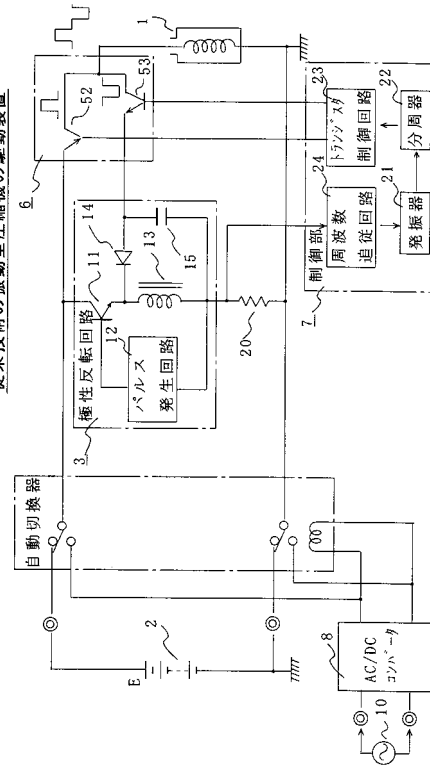


【図 13】

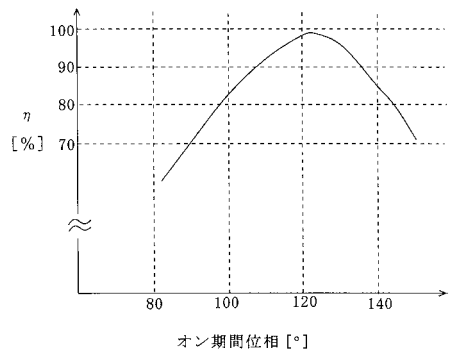


【図 14】

従来技術の振動型圧縮機の駆動装置



【図 15】



フロントページの続き

審査官 服部 俊樹

- (56)参考文献 特開平02 - 125312 (JP, A)
特開平07 - 111781 (JP, A)
特開平07 - 087686 (JP, A)
実開平02 - 122591 (JP, U)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48

F04B 35/04

H02M 3/00

H02M 7/538