

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4157619号
(P4157619)

(45) 発行日 平成20年10月1日(2008.10.1)

(24) 登録日 平成20年7月18日(2008.7.18)

(51) Int.Cl.

F I

H O 2 M 7/217 (2006.01)

H O 2 M 7/217

F 2 5 B 1/00 (2006.01)

F 2 5 B 1/00 3 6 1 D

H O 2 M 7/10 (2006.01)

H O 2 M 7/10 Z

H O 2 M 7/48 (2007.01)

H O 2 M 7/48 Y

H O 2 M 7/12 (2006.01)

H O 2 M 7/12 Q

請求項の数 3 (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願平10-153021
 (22) 出願日 平成10年6月2日(1998.6.2)
 (65) 公開番号 特開平11-164562
 (43) 公開日 平成11年6月18日(1999.6.18)
 審査請求日 平成17年1月27日(2005.1.27)
 (31) 優先権主張番号 特願平9-258946
 (32) 優先日 平成9年9月24日(1997.9.24)
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

(73) 特許権者 505461072
 東芝キヤリア株式会社
 東京都港区高輪三丁目23番17号
 (74) 代理人 100075812
 弁理士 吉武 賢次
 (74) 代理人 100091982
 弁理士 永井 浩之
 (74) 代理人 100096895
 弁理士 岡田 淳平
 (74) 代理人 100105795
 弁理士 名塚 聡
 (74) 代理人 100106655
 弁理士 森 秀行
 (74) 代理人 100117787
 弁理士 勝沼 宏仁

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 空気調和機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電力変換装置を、

交流電源から供給される交流電圧を整流、平滑して直流電圧に変換する順変換部と、
 変換された直流電圧を交流電圧に変換して負荷に供給する逆変換部と、

前記順変換部の電源側に直列に接続されたリアクトルと、

前記リアクトルを介して前記交流電源を強制的に短絡通電させる昇圧回路と、

前記交流電源の半周期内での前記昇圧回路の短絡通電時間を変更制御する制御部と、
 を備え、

前記交流電源が100Vクラス電源であり、前記リアクトルのインダクタンスが4～8
 mHで、前記順変換部が倍電圧整流回路及び600～1000μFの容量を持った倍電圧
 用コンデンサを含み、かつ、前記制御部は、前記交流電源からの入力電力が2000W以
 下であるとき、前記昇圧回路を制御して1.5～3.5msecの範囲で前記交流電源を
 短絡通電させる、

ものとして構成し、

前記電力変換装置を用いて、冷凍サイクルを形成する圧縮機を駆動するとともに、前記
 圧縮機の運転を停止する場合、前記昇圧回路の短絡通電動作を停止した後に、前記圧縮機
 を停止させることを特徴とする空気調和機。

【請求項2】

電力変換装置を、

10

20

交流電源から供給される交流電圧を整流、平滑して直流電圧に変換する順変換部と、
変換された直流電圧を交流電圧に変換して負荷に供給する逆変換部と、
前記順変換部の電源側に直列に接続されたリアクトルと、
前記リアクトルを介して前記交流電源を強制的に短絡通電させる昇圧回路と、
前記交流電源の半周期内での前記昇圧回路の短絡通電時間を変更制御する制御部と、
を備え、

前記交流電源が200Vクラス電源であり、前記リアクトルのインダクタンスが14～20mHで、前記順変換部は、全波整流回路及び1400～1800μFの容量を持った平滑コンデンサを含み、かつ、前記制御部は、前記交流電源からの入力電力が4000W以下の範囲において前記昇圧回路を制御して1.5～3.5msecの範囲で前記交流電

10

源を短絡通電させる、
ものとして構成し、

前記電力変換装置を用いて、冷凍サイクルを形成する圧縮機を駆動するとともに、前記圧縮機の運転を停止する場合、前記昇圧回路の短絡通電動作を停止した後に、前記圧縮機を停止させることを特徴とする空気調和機。

【請求項3】

電力変換装置を、

交流電源から供給される交流電圧を整流、平滑して直流電圧に変換する順変換部と、

変換された直流電圧を交流電圧に変換して負荷に供給する逆変換部と、

前記順変換部の電源側に直列に接続されたリアクトルと、

20

前記リアクトルを介して前記交流電源を強制的に短絡通電させる昇圧回路と、

前記交流電源の半周期内での前記昇圧回路の短絡通電時間を変更制御する制御部と、

を備え、

前記交流電源が200Vクラス電源であり、前記リアクトルのインダクタンスが14～20mHで、前記順変換部は、全波整流回路及び1400～1800μFの容量を持った平滑コンデンサを含み、かつ、前記制御部は、前記交流電源からの入力電力が4000W以下の範囲において前記昇圧回路を制御して1.5～3.5msecの範囲で前記交流電
源を短絡通電させ、

前記リアクトルとして16mHのものを用い、前記制御部は入力電力が2000Wのとき約2.0～2.5msecの範囲で前記交流電源を短絡通電させ、入力電力が4000Wのとき3.0～3.5msecの範囲で前記交流電源を短絡通電させ、入力電力が2000～4000Wの途中の値ではこれらの短絡通電時間を直線補間した時間だけ前記交流電源を短絡通電させる、

30

ものとして構成し、

前記電力変換装置を用いて、冷凍サイクルを形成する圧縮機を駆動するとともに、前記圧縮機の運転を停止する場合、前記昇圧回路の短絡通電動作を停止した後に、前記圧縮機を停止させることを特徴とする空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

40

本発明は、交流電源から供給される交流電圧を整流、平滑して直流電圧に変換し、変換された直流電圧を交流電圧に変換して負荷に供給する電力変換装置を用いた空気調和機に関する。

【0002】

【従来の技術】

交流電源から供給される交流電圧を直流電圧に変換し、さらにPWM電圧に変換して負荷に供給する大容量の電力変換装置、例えば、400W乃至5KWの電力変換装置として、力率の向上及び電源高調波（電流波形の歪み）の低減を図るべく、交流電源経路にリアクトルを接続すると共に、このリアクトルを介して得られた交流を倍電圧整流回路で整流する、パッシブフィルタ方式の電力変換装置がある。

50

【0003】

図17は交流電源を100Vクラス電源とする空気調和機に使用されるインバータ装置、すなわち、冷凍サイクル駆動用電動機を能力制御するパッシブフィルタ方式の電力変換装置の構成を示す回路図である。同図において、交流電源 V_{in} の一端にリアクトル L_{in} の一端が接続されている。このリアクトル L_{in} の他端は直列接続されたダイオード D_H と D_L の相互接合点に接続されている。このダイオード D_H と D_L の直列接続回路に、ダイオード D_1 と D_2 の直列接続回路と、コンデンサ C_H と C_L の直列接続回路とが並列に接続されている。そして、交流電源 V_{in} の他端がダイオード D_1 と D_2 の相互接続点に接続されると共に、倍電圧用コンデンサと呼ばれるコンデンサ C_H と C_L の相互接続点に接続されている。

10

【0004】

また、コンデンサ C_H と C_L の直列接続回路の両端に平滑コンデンサ C_D が接続され、この平滑コンデンサ C_D の両端電圧がインバータ回路50に供給されるようになっている。

【0005】

ここで、インバータ回路50に接続される負荷が約1.8KWであるとする、リアクトル L_{in} としてインダクタンスが6.2mHのものが、倍電圧用コンデンサ C_H 、 C_L としてキャパシタンスが360 μ Fのものが、平滑コンデンサ C_D としてキャパシタンスが1600 μ Fのものがそれぞれ用いられる。

【0006】

そして、交流電源 V_{in} の正の半サイクルにおいてはダイオード D_H を介してコンデンサ C_H が充電され、負の半サイクルにおいてはダイオード D_L を介してコンデンサ C_L が充電される。従って、コンデンサ C_H の充電電圧とコンデンサ C_L の充電電圧との和が平滑コンデンサ C_D に印加され、交流電源 V_{in} の倍電圧がインバータ回路50に供給される。なお、ダイオード D_1 は充電の初期にコンデンサ C_H が逆充電されないように放電回路を形成し、同様に、ダイオード D_2 は充電の初期にコンデンサ C_L が逆充電されないように放電回路を形成している。

20

なお、図17に示したダイオード D_H 、 D_L 、 D_1 、 D_2 、倍電圧用コンデンサ C_H 、 C_L 及び平滑コンデンサ C_D が本発明の順変換部を構成し、インバータ回路50が逆変換部を構成している。

30

【0007】

かかる電力変換装置を用いて圧縮機駆動電動機を駆動した場合、図18にその電流値で示した電源高調波が発生する。同図はIEC(国際電気標準会議)のクラスEの規格と併せて示したもので、電流 $I(L_{in})$ と $I(IEC)$ とを各周波数成分で比較した場合、 $I(L_{in})$ の第3高調波成分が $I(IEC)$ のそれを上まわっている。この第3高調波成分を低減するには、インダクタンスのより大きいリアクトルを用いることが考えられるが、この場合には装置が大型化するという問題があった。

【0008】

また、図17に例示した電力変換装置においては電源力率が約93%と比較的低いため、負荷の増大に応じて交流入力電流が増大し、電流値が予め定めた制限値に到達しやすく、従って、圧縮機の回転数等に制限が加えられることが多かった。

40

【0009】

図19は交流電源電圧を200Vとする空気調和機に使用されるインバータ装置、すなわち、冷凍サイクル駆動用電動機を能力制御するパッシブフィルタ方式の電力変換装置の構成を示す回路図である。同図において、ダイオード D_1 と D_2 の直列接続回路の両端にダイオード D_3 と D_4 の直列接続回路が並列接続されて周知の全波整流回路が形成されている。このうち、ダイオード D_1 と D_2 の相互接続点に交流電源 V_{in} の一端が接続され、ダイオード D_3 と D_4 の相互接続点に交流電源 V_{in} の他端が接続されている。そして、ダイオード直列接続回路の両端に力率改善用のコンデンサ C_P が接続されると共に、リアクトル L_{in} 及び逆流防止ダイオード D_B を介して、平滑コンデンサ C_D が接続され、

50

この平滑コンデンサC Dの両端電圧がインバータ回路50に供給されるようになっている。

【0010】

図20は図19に示した電力変換装置の1サイクルの電圧、電流波形を示したもので、通電角は110度であっても力率は90%にとどまり、交流電源が100Vクラス電源の場合と比較して、同程度の入力電力であれば当然のことながら交流入力電流が制限値に到達し難いが、力率は100Vクラス電源の場合よりも低く、これを改善するためにはインダクタンスのより大きなリアクトルを用いなければならず、やはり装置の大型化が避けられなかった。

【0011】

本発明は上記の課題を解決するためになされたもので、電源力率を向上させると共に、電源高調波をIEC規格に適合、もしくは、十分に近付けることが可能な電力変換装置及びこれを用いた空気調和機を提供することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】

請求項1に係る発明は、

電力変換装置を、

交流電源から供給される交流電圧を整流、平滑して直流電圧に変換する順変換部と、

変換された直流電圧を交流電圧に変換して負荷に供給する逆変換部と、

前記順変換部の電源側に直列に接続されたリアクトルと、

前記リアクトルを介して前記交流電源を強制的に短絡通電させる昇圧回路と、

前記交流電源の半周期内での前記昇圧回路の短絡通電時間を変更制御する制御部と、
を備え、

前記交流電源が100Vクラス電源であり、前記リアクトルのインダクタンスが4～8mHで、前記順変換部が倍電圧整流回路及び600～1000μFの容量を持った倍電圧用コンデンサを含み、かつ、前記制御部は、前記交流電源からの入力電力が2000W以下であるとき、前記昇圧回路を制御して1.5～3.5msecの範囲で前記交流電源を短絡通電させる、

ものとして構成し、

前記電力変換装置を用いて、冷凍サイクルを形成する圧縮機を駆動するとともに、前記圧縮機の運転を停止する場合、前記昇圧回路の短絡通電動作を停止した後に、前記圧縮機を停止させることを特徴とする空気調和機である。

【0013】

請求項2に係る発明は、

電力変換装置を、

交流電源から供給される交流電圧を整流、平滑して直流電圧に変換する順変換部と、

変換された直流電圧を交流電圧に変換して負荷に供給する逆変換部と、

前記順変換部の電源側に直列に接続されたリアクトルと、

前記リアクトルを介して前記交流電源を強制的に短絡通電させる昇圧回路と、

前記交流電源の半周期内での前記昇圧回路の短絡通電時間を変更制御する制御部と、
を備え、

前記交流電源が200Vクラス電源であり、前記リアクトルのインダクタンスが14～20mHで、前記順変換部は、全波整流回路及び1400～1800μFの容量を持った平滑コンデンサを含み、かつ、前記制御部は、前記交流電源からの入力電力が4000W以下の範囲において前記昇圧回路を制御して1.5～3.5msecの範囲で前記交流電源を短絡通電させる、

ものとして構成し、

前記電力変換装置を用いて、冷凍サイクルを形成する圧縮機を駆動するとともに、前記圧縮機の運転を停止する場合、前記昇圧回路の短絡通電動作を停止した後に、前記圧縮機を停止させることを特徴とする空気調和機である。

【 0 0 1 4 】

請求項 3 に係る発明は、
電力変換装置を、
交流電源から供給される交流電圧を整流、平滑して直流電圧に変換する順変換部と、
変換された直流電圧を交流電圧に変換して負荷に供給する逆変換部と、
前記順変換部の電源側に直列に接続されたリアクトルと、
前記リアクトルを介して前記交流電源を強制的に短絡通電させる昇圧回路と、
前記交流電源の半周期内での前記昇圧回路の短絡通電時間を変更制御する制御部と、
を備え、

前記交流電源が 2 0 0 V クラス電源であり、前記リアクトルのインダクタンスが 1 4 ~ 2 0 m H で、前記順変換部は、全波整流回路及び 1 4 0 0 ~ 1 8 0 0 μ F の容量を持った平滑コンデンサを含み、かつ、前記制御部は、前記交流電源からの入力電力が 4 0 0 0 W 以下の範囲において前記昇圧回路を制御して 1 . 5 ~ 3 . 5 m s e c の範囲で前記交流電源を短絡通電させ、

前記リアクトルとして 1 6 m H のものを用い、前記制御部は入力電力が 2 0 0 0 W のとき約 2 . 0 ~ 2 . 5 m s e c の範囲で前記交流電源を短絡通電させ、入力電力が 4 0 0 0 W のとき 3 . 0 ~ 3 . 5 m s e c の範囲で前記交流電源を短絡通電させ、入力電力が 2 0 0 0 ~ 4 0 0 0 W の途中の値ではこれらの短絡通電時間を直線補間した時間だけ前記交流電源を短絡通電させる、

ものとして構成し、

前記電力変換装置を用いて、冷凍サイクルを形成する圧縮機を駆動するとともに、前記圧縮機の運転を停止する場合、前記昇圧回路の短絡通電動作を停止した後に、前記圧縮機を停止させることを特徴とする空気調和機である。

【 0 0 1 5 】

【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 は本発明に用いる電力変換装置の第 1 の構成を示す回路図である。図中、従来装置を示す図 1 7 と同一の要素には同一の符号を付してその説明を省略する。ここでは、交流電源 V_{in} の一端に接続されたリアクトル L_{in} の負荷端と交流電源 V_{in} の他端との間に昇圧回路 3 0 が接続され、マイクロコントロールユニット (M C U) を含んで構成される制御装置としての室外制御部 2 0 が、交流電源 V_{in} のゼロクロス点の検出と、昇圧回路 3 0 及びインバータ回路 5 0 を制御する構成になっている。

【 0 0 1 6 】

ここで、昇圧回路 3 0 はブリッジ接続された 4 個のダイオードと、一つの I G B T とでなり、4 個のダイオードは全波整流回路を構成し、その交流入力端がリアクトル L_{in} から見て負荷側の電源線間に接続され、全波整流回路の直流出力端に I G B T が接続されている。したがって、室外制御部 2 0 が I G B T をターンオンさせると、交流電源 V_{in} はリアクトル L_{in} を介して短絡されてエネルギーが蓄えられ、室外制御部 2 0 が I G B T をターンオフさせるとリアクトル L_{in} に蓄えられたエネルギーが倍電圧用コンデンサ C_H , C_L に移動する。

【 0 0 1 7 】

この場合、ゼロクロス点から所定の時間だけ短絡通電させると電流波形の通電角が広げられ、力率は向上する。なお、この実施形態ではリアクトル L_{in} のインダクタンスを 6 m H 、倍電圧用コンデンサ C_H , C_L の容量を 1 0 0 0 μ F 、平滑コンデンサ C_D の容量を 1 6 0 0 μ F としている。

【 0 0 1 8 】

図 2 はかかる力率改善のための短絡通電を行った場合の電源電圧波形 7 1 に対応する電流波形 7 3 を、昇圧回路を持たない場合の電流波形 7 2 と併せて示した波形図である。すなわち、交流電源 V_{in} の交流電圧が正弦波形を有するものとし、そのゼロクロス点からある一定時間 (以下、短絡通電時間という) X だけ昇圧力パルス 8 1 を加えることにより

、リアクトル L_{in} を介して交流電源 V_{in} を短絡すると、電流波形を完全な正弦波にすることは不可能であるが従来流れていなかったゼロクロス点直後の位相区間にも電流が流れるようになるので、電源電流の通電角が 110° から 160° に広がり、電源電流の利用効率が向上することになって力率は改善される。短絡通電時間は電流波形を整えるという意味で、負荷もしくは入力電力に応じて適切な値を選ぶが、後述するように、入力電力が 1000 W のとき約 2 msec 、 4000 W で約 3.3 msec でその途中の入力電力ではこれらの時間を直線補間した値を用いるものとする。

なお、これらの昇圧パルス 81 によって短絡通電させるとリアクトルから「ジー」というような不快な騒音が発生するので、これを防止するために昇圧パルス 81 に続いて騒音低減パルス 82 を昇圧回路 30 に加えている。

10

【0019】

図3は入力電力が 2000 W である場合に、インダクタンスの異なるリアクトルを順次切替接続した場合の力率の変化を示したもので、 1 mH で約 94% 、 4 mH で約 98% 、 6 mH で 99% 、 8 mH で約 98.5% になっており、特に、 6 mH で最高値になっている。この実験結果から、入力電力が例えば 2000 W で、力率を 98% 以上にするためにはインダクタンスが 4 mH 以上のリアクトルを用いる必要があり、力率角を最大にするという観点ではインダクタンスが 6 mH のリアクトルを採用すれば良いことが分かる。

【0020】

しかして、交流電源が 100 V クラス電源 ($100\text{ V} \sim 120\text{ V}$) で、これを倍電圧整流回路で整流し、 $1600\text{ }\mu\text{F}$ 程度の平滑コンデンサで平滑し、さらに、入力電力が 2000 W 以下の状態で、電源力率を、例えば、 98% 以上に保持するには、インダクタンスが $4 \sim 8\text{ mH}$ のリアクトル、キャパシタンスが $600 \sim 1400\text{ }\mu\text{F}$ の倍電圧用コンデンサを用い、短絡通電の時間を $1.5 \sim 3.5\text{ msec}$ とする必要がある。なお、説明を省略するが、これらの回路定数を採用した場合、IECクラスEの限度値に適合することが計算によって確認されている。

20

【0021】

かくして、電源力率を向上させると共に、電源高調波をIEC規格に適合させることが可能な第1の構成の電力変換装置が得られる。

【0022】

図4は本発明に用いる電力変換装置の第2の構成を示す回路図である。この例は交流電源が 200 V クラス電源 ($200\text{ V} \sim 240\text{ V}$) であることを前提とした構成例で、図中、従来装置を示す図19と同一の要素には同一の符号を付してその説明を省略する。ここでは、交流電源 V_{in} とダイオード $D1 \sim D4$ をブリッジ接続してなる全波整流回路の交流端子との間に、電源電圧が 100 V である場合と同様に、リアクトル L_{in} を接続し、さらに、リアクトル L_{in} の負荷側の端子間に昇圧回路30の交流入力端を接続し、この昇圧回路30の直流出力端にIGBTが接続されている。また、マイクロコントロールユニット(MCU)を含んで構成される室外制御部20が、交流電源 V_{in} のゼロクロス点の検出と、昇圧回路30のIGBT及びインバータ回路50を制御する構成になっている。

30

【0023】

この図4に示した電力変換装置は、負荷すなわち入力電力が大きいものを対象としているため、時間と電流との関係をシミュレーションすると図5に示すようになる。すなわち、昇圧回路30を動作させると入力電力の増大に応じて電流のピーク値が増加し、電源電圧が2倍になるため電流波形が急勾配となる。この場合の力率は 94% でその上限が 90% であった従来装置と比較して力率改善効果があるものの依然として低かった。

40

【0024】

そこで、リアクトル L_{in} のインダクタンスの値を種々に変化させてそれぞれ時間と電流との関係をシミュレーション後、実験確認すると図6に示すような結果が得られた。すなわち、リアクトル L_{in} の値を $L1 < L2 < L3$ の順に変化させると電流のピーク値、及び時間変化率が減少すると同時に、通電角も $T1 < T2 < T3$ の順に広がるため力率も

50

向上することが分かった。

【 0 0 2 5 】

図 7 はインダクタンスの異なる数種類のリアクトルを用いて測定した結果であり、入力電力をパラメータとして、リアクトル L_{in} のインダクタンスと力率との関係を示したものである。同図において、入力電力が 2000 W の場合、リアクトル L_{in} のインダクタンスを 6 mH から 20 mH までの代表的な値でそれぞれ力率を測定すると約 92.4 % から 98.8 % まで変化し、特に、リアクトル L_{in} のインダクタンスを 16 mH としたとき最大力率 99 % に到達した。また、力率 98 % 以上とするにはリアクトル L_{in} を 14 mH ~ 20 mH とする必要がある。さらに、入力電力が 3000 W の場合、リアクトル L_{in} のインダクタンスを 6 mH から 20 mH までの代表的な値でそれぞれ力率を測定すると約 88.5 % から 98.8 % まで変化し、リアクトル L_{in} としてインダクタンスが 14 ~ 20 mH のものを用いることによって、力率を 98 % 以上に保持できる。

10

【 0 0 2 6 】

しかして、交流電源が 200 V クラス電源でこれを全波整流回路で整流し、1600 μ F (或いは 1400 ~ 1800 μ F) 程度の平滑コンデンサで平滑し、さらに、入力電力が 2000 ~ 4000 W のとき電源力率を 98 % 以上に保持するには、インダクタンスが 14 ~ 20 mH のリアクトルを用い、短絡通電時間を入力電力 2000 W のとき約 2.0 ~ 2.5 msec、4000 W のとき 3 ~ 3.5 msec とする必要がある。

【 0 0 2 7 】

図 8 は上述した実験結果に基づき、リアクトル L_{in} として 16 mH のものに固定し、入力電流を 1086 W から 2673 W までの間の代表的な値に対する昇圧パルス幅 (短絡通電時間) X 、直流電圧及び力率の関係を示した図表である。このうち、入力電力と昇圧パルス幅とは図 9 に示すような直線的な関係を持たせている。因みに、昇圧パルス幅を X (msec)、入力電力 P_{IN} (W) とするとこれらの間に次式の関係が成立する。

20

$$X = 0.0005 \times P_{IN} + 1.41 \quad \dots (1)$$

この近似式から 1000 W 以下、3000 W 以上の入力電力に対する昇圧パルス幅 X を決定することができる。

【 0 0 2 8 】

なお、この近似式は電源が 100 V クラス電源である場合にも適用できることが実験等によって確認されており、例えば、2000 W で 2.41 msec、4000 W で 1.61 msec の計算値が得られる。実際上は、これらの計算値に対してある程度の幅を持たせ得ることを考慮すれば、2000 W 以下の入力電力に対して約 1.5 ~ 3.5 msec の昇圧パルス幅を採用することが実用的と考えられる。

30

【 0 0 2 9 】

図 10 は図 4 の実施形態 (200 V クラス電源) における入力電力と、直流電圧及び力率との関係を示した線図である。同図から明らかなように、各入力電力で力率が最大となるとき直流電圧は 260 V でほぼ一定となる。これは逆に直流電圧が 260 V となるように昇圧パルス幅 X を制御すれば最大力率を確保できるということである。また、入力電力の低下に伴い力率が悪化しているが、これは入力電力 2600 W での力率を重視して計算を行ったため、リアクトルの定数を変更することによってその改善も可能である。

40

【 0 0 3 0 】

以上、図 4 に示した第 2 の実施形態、すなわち、入力電源電圧が 200 V で、順変換部として全波整流回路を用いると共に、平滑コンデンサとして 1600 μ F を用いた場合の入力電力、昇圧パルス幅、直流電圧及び力率の関係を説明したが、この第 2 の実施形態における電源高調波について、以下に説明する。

【 0 0 3 1 】

図 11 に示すように、交流電源電圧が正弦波形を持って変化すると、図 19 に示した従来の電力変換装置では、その電流はゼロクロス点から所定の時間を経過した時点にて急速に立上がり、その後いったんは減少し、続いて最大値まで増大した後、次のゼロクロス点よりもかなり前の時点にて零になり、次の半サイクルにて負方向の電流が流れるまで零を

50

維持する。これに対して、昇圧回路を設けて高力率を達成する本実施形態では、従来装置と比較して電流の立上がりゼロクロス点に近付き、いったん増大した後の電流の低下が僅かで、しかも、次のゼロクロス点に相当に近付いてから零になっている。

【0032】

図11に示す電圧電流波形は入力電力が2500Wの場合を示したもので、これらの電流波形をフーリエ解析すると図12に示す高調波解析結果が得られる。これは、電源電圧200V、入力電力2500W時の従来装置及び本実施形態の高調波解析結果と国内緩和値、IECクラスAの限度値と併せて示したものである。この図12から明らかなように、従来装置では国内緩和値にも適合していなかった。しかしながら、本実施形態では従来装置に対して大幅に改善され、国内緩和値から最低44%以上の余裕があることが分かる。今回、解析した実施形態ではIECクラスAの限度値には達していないが、IECの規格自体も現在審議中であるので、今回は特にIEC規格には対応しなかった。しかしながら、上記の回路定数でIECクラスEの限度値に適合することが計算によって確認されている。

10

【0033】

図13は本発明に用いる電力変換装置の第3の構成を示す回路図及び力率改善制御のパルス波形図である。図中、図4と同一の要素には同一の符号を付してその説明を省略する。この実施形態は図4に示すリアクトルLinとして1個のリアクトルに所用のインダクタンス、例えば、14~20mHのインダクタンスを持たせた場合、その形状は大型化し、重量が増大すると共に、振動騒音も大きくなると考えられる。従って、その製造、取扱い、騒音の低減が比較的難しくなる。

20

【0034】

この実施形態はこれらの事情を考慮してなされたもので、同図(a)に示すように、第1のリアクトルLin1と第2のリアクトルLin2とを直列に接続したものである。これら第1のリアクトルLin1及び第2のリアクトルLin2は、それぞれ7.5mHのインダクタンスを有し、形状及び固有振動数が実質的に同一のものをを用いている。このように、2個のインダクタンスを直列に接続したものをを用いることによって、製造、取扱いが容易化される。また、同図(b)に示したように、昇圧パルス81の時間幅t1はインダクタンスが15mHのリアクトルに対応して決定されるが、騒音低減パルス82の時間幅t2はインダクタンスが7.5mHのリアクトルに対応して決定すれば良い。

30

【0035】

なお、第1のリアクトルLin1及び第2のリアクトルLin2として、インダクタンス、形状及び固有振動数のいずれか一つが同一で、他の二つが異なるものをを用いても、形状、重量の低減効果を損なうものではないが、機器の設計に制約がでたり、騒音低減パルス82の時間幅t2をそれぞれのリアクトルに最適な値の中間値を用いなければならなかったりするため、騒音低減の効果が低下することがあるり、従って、インダクタンス、形状及び固有振動数の等しいものをを用いることが有利である。

【0036】

図14は本発明に用いる電力変換装置の第4の構成を示す回路図及び力率改善制御のパルス波形図である。図中、図13と同一の要素には同一の符号を付してその説明を省略する。この実施形態は、同図(a)に示すように、ダイオードD1~D4でなる全波整流回路を交流電源Vinに接続する一方の経路に第1のリアクトルLin1を、他方の経路に第2のリアクトルLin2をそれぞれ接続したものである。この場合、同図(b)に示した昇圧パルス81の時間幅t1をインダクタンスが15mHのリアクトルに対応して決定し、騒音低減パルス82の時間幅t2をインダクタンスが7.5mHのリアクトルに対応して決定する。これによって、製造、取扱い、騒音の低減が容易になる。

40

【0037】

なお、図14に示した第4の実施形態では、同一のインダクタンスを有するリアクトルLin1及び第2のリアクトルLin2を一对の電源経路に分散配置したので、一般に「コモンモードフィルタ」と称されるラインフィルタの機能をこれらのリアクトルに併せ持

50

たせることができるという利点もある。

【 0 0 3 8 】

図 1 5 は本発明に係る空気調和機の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。この空気調和機は室内機と室外機とでなり、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、マイクロコントロールユニットを内蔵する室内制御部 1 0 に動作電力を供給するようになっている。室内制御部 1 0 にはリモコン装置 3 からの指令を受信する受信部 4、室内温度を検出する温度センサ 5、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 6、吹き出し空気の変えるルーバ 7 及び運転状態を表示する表示器 8 が接続されている。

10

【 0 0 3 9 】

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、室外制御部 2 0 及び圧縮機駆動電動機 6 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 2 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 の負荷側の一方の出力端が、リアクトル 1 2 及び電流検出器 1 3 を介して、全波整流回路 4 0 の一方の交流入力端に接続され、ノイズフィルタ 1 1 の負荷側の他方の出力端が全波整流回路 4 0 の交流入力端に接続されている。また、電流検出器 1 3 の負荷側の交流電源線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。そして、電流検出器 1 3 の電流検出信号及びゼロクロス検出器 1 4 のゼロクロス検出信号が室外制御部 2 0 に加えられる。この室外制御部 2 0 は室内制御部 1 0 との間で相互に信号を授受する信号線によって接続されている。

20

【 0 0 4 0 】

また、電流検出器 1 3 の負荷側と全波整流回路 4 0 との間の交流電源間に、ベースドライブ電源 2 4 及び昇圧回路 3 0 が接続されている。ベースドライブ電源 2 4 は昇圧回路 3 0 をオン、オフ制御するための電源であり、室外制御部 2 0 がホトカブラ 2 5 の発光素子にオン信号を加えたとき、その受光素子を介して昇圧回路 3 0 の I G B T をターンオンさせるようになっている。室外制御部 2 0 には、さらに、運転モードに応じて冷媒の循環方向を変える四方弁 2 1、図示省略の室外熱交換器の温度を検出する温度センサ 2 2、室外熱交換器に風を送り込む室外ファン 2 3 が接続されている。

【 0 0 4 1 】

一方、全波整流回路 4 0 の出力側に平滑コンデンサ 4 1 が接続され、この平滑コンデンサ 4 1 の両端電圧がインバータ回路 5 0 に供給される。インバータ回路 5 0 には圧縮機駆動電動機 6 0 が接続されている。

30

【 0 0 4 2 】

以上のように構成された空気調和機の実施形態の概略動作について以下に説明する。まず、リモコン装置 3 から運転開始、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 4 を介して室内制御部 1 0 に加えられる。これに応じて室内制御部 1 0 は運転状態等を表示器 8 に表示し、室内ファン 6 及びルーバ 7 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 6 0 を駆動する電源周波数（以下、圧縮機周波数と言う）を演算し、運転モード信号と併せて圧縮機周波数信号を室外制御部 2 0 に送信する。

40

【 0 0 4 3 】

室外制御部 2 0 は運転モード信号に応じて四方弁 2 1 を励磁（又は非励磁）状態とし、圧縮機周波数に従ってインバータ回路 5 0 を制御し、室外ファン 2 3 を駆動すると共に、温度センサ 2 2 の検出信号等によって四方弁 2 1 を制御して除霜運転等を行う。また、室外制御部 2 0 は電流検出器 1 3 による電流検出値が予め設定された制限値を超えないように、圧縮機周波数の補正等を行う。さらに、室外制御部 2 0 は電力変換装置を構成するリアクトル 1 2 を介しての交流電源 1 の短絡通電をも実行する。この場合、室外制御部 2 0 はゼロクロス検出器 1 4 によって検出されたゼロクロス点を基準にして、上述した昇圧パルス及び騒音低減パルスをホトカブラ 2 5 に加える。この際、ベースドライブ電源 2 4 が

50

ら昇圧回路 30 を構成する IGBT のオン信号が加えられ、昇圧回路 30 はリアクトル 12 を介して交流電源 1 を短絡させる。

【0044】

この結果、電源力率を向上させると共に、電源高調波を IEC 規格に適合、もしくは、十分に近付けることが可能な空気調和機を提供することができる。

【0045】

なお、空気調和機の運転を停止させるに際して、運転停止の時点まで昇圧回路 30 を動作させ続けると、運転停止直後に過大な電圧がインバータ回路 50 に加えられ、これを構成する素子を破壊させる虞れがある。そこで、昇圧回路 30 を備えた空気調和機にあっては、運転停止時に、昇圧回路の短絡通電動作を停止した後に、圧縮機を停止させるように制御することとする。

10

【0046】

ところで、交流電源が 100V クラス電源で、これを倍電圧整流回路で整流し、得られた直流電圧をインバータ回路により交流電圧に変換して圧縮機駆動電動機に供給した場合、空調負荷の増大に応じて入力電流が制限値に近付きやすくなる。そこで従来は、図 16 (a) に示すように、入力電流が電流制限値 A を超えるとインバータ回路 50 の出力周波数を低下させていた。また、入力電流が電流制限値よりも小さく設定した解除値 C まで低下すると、周波数に制限を加えない通常運転に復帰する制御をしていた。なお、入力電流が制限値を超えてから解除値に低下するまではインバータ回路 50 の出力周波数を一定に保持していた。

20

【0047】

しかるにこのような制御を実施した場合、入力電流が制限値を超えてからインバータ回路 50 の出力周波数を低下させるため、空調負荷によっては入力電流が制限値 A を超えたり解除値 C 以下に降下したりする動作を繰返すことになり、圧縮機周波数が安定しないことがあった。

【0048】

図 15 に示す実施形態においては、図 16 (b) に示すように、入力電流の制限値 A が 15A であったとすると、これより低い 14.5A を周波数一定制御の開始値 B とすると共に、周波数一定制御の解除値 C としている。この場合、入力電流が増加して周波数一定制御の開始値 B を超えるとインバータ回路の出力周波数、すなわち、圧縮機周波数を 70Hz に保持する。そして、圧縮機周波数を 70Hz に保持しても入力電流が制限値 A すなわち 15A を超えたとき、入力電流が 15A 以下に下がるまで圧縮機周波数を徐々に低下させる。さらに、60Hz まで低下させても解除値 C 以下にならないときは圧縮機周波数を 60Hz に保持し、60Hz に保持した状態で入力電流が解除値 C に到達した段階で通常運転に復帰する制御を行う。この場合、電流制限値 A と解除値 B 又は C との差を 0.5A としたが、制御の容易性を考慮して 1.0A としても良く、あるいは、1.0A 以下の適当な値を採用することができる。

30

【0049】

かくして、図 16 (b) に示すような制御をすることによって、電流が制限値を超えたり、解除値以下に降下したりする動作の繰返し、すなわち、ハンチングを防ぐ効果も得られる。

40

【0050】

【発明の効果】

以上の説明によって明らかなように、本発明に係る、電力変換装置を用いた空気調和機によれば、交流電源から供給される交流電圧を整流、平滑して直流電圧に変換し、この直流電圧を交流電圧に変換して負荷に供給するに当たり、電源側にアクトルを直列に接続すると共に、このリアクトルを介して交流電源を強制的に短絡通電させる昇圧回路を設け、この昇圧回路の短絡通電時間を交流電源の電圧、リアクトルのインダクタンス、交流を直流変換する順変換部の回路構成及び入力電力のいずれか一つ又は複数の相違に応じて設定するようにしたので、電源力率を向上させると共に、電源高調波を十分に低減することが

50

可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明に用いる電力変換装置の第 1 の構成を示す回路図。

【図 2】 本発明の第 1 の実施形態の動作を説明するための電圧及び電流波形図。

【図 3】 本発明の動作を説明するために、リアクトルのインダクタンスと力率との関係を示した線図。

【図 4】 本発明に用いる電力変換装置の第 2 の構成を示す回路図。

【図 5】 本発明の第 2 の実施形態の動作を説明するために、時間と電流との関係を示した線図。

【図 6】 本発明の第 2 の実施形態の動作を説明するために、時間と電流との関係を示した線図。 10

【図 7】 本発明の第 2 の実施形態の動作を説明するために、リアクトルのインダクタンスと力率との関係を示した線図。

【図 8】 本発明の第 2 の実施形態の動作を説明するために、入力電力、昇圧パルス幅及び力率の関係を示した図表。

【図 9】 本発明の第 2 の実施形態の動作を説明するために、入力電力と昇圧パルス幅との関係を示した線図。

【図 10】 本発明の第 2 の実施形態の動作を説明するために、入力電力と直流電圧及び力率との関係を示した線図。

【図 11】 本発明の第 2 の実施形態の動作を説明するために、電源電圧に対する入力電流の変化を示した波形図。 20

【図 12】 本発明の第 2 の実施形態の動作を説明するために、従来装置及び本実施形態の高調波解析結果と国内緩和値、IEC クラス A の限度値との関係を示したグラフ。

【図 13】 本発明に用いる電力変換装置の第 3 の構成を示す回路図及び力率改善制御のパルス波形図。

【図 14】 本発明に用いる電力変換装置の第 4 の構成を示す回路図及び力率改善制御のパルス波形図。

【図 15】 本発明の第 2 の実施形態に係る電力変換装置を冷凍サイクルを形成する圧縮機の駆動に用いた空気調和機の実施形態の構成を示す回路図。

【図 16】 本発明に係る空気調和機の実施形態における電流制限制御を説明するための説明図。 30

【図 17】 空気調和機に使用される従来電力変換装置の構成を示す回路図。

【図 18】 図 17 に示した電力変換装置を用いて圧縮機を駆動する場合の電源高調波の発生状態を IEC (国際電気標準会議) のクラス E の規格と併せて示した図。

【図 19】 空気調和機に使用される従来のもう一つの電力変換装置の構成を示す回路図。

【図 20】 図 19 に示した電力変換装置を用いて圧縮機を駆動する場合の電源電圧に対する入力電流の変化を示した波形図。

【符号の説明】

Lin, Lin1, Lin2 リアクトル 40

D1 ~ D4 ダイオード

CH, CL 倍電圧用コンデンサ

CD 平滑コンデンサ

3 リモコン装置

4 受信部

5 温度センサ

6 室内ファン

7 ルーバ

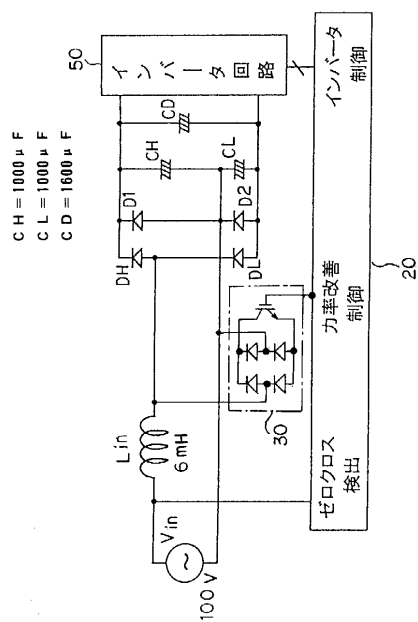
8 表示器

10 室内制御部 50

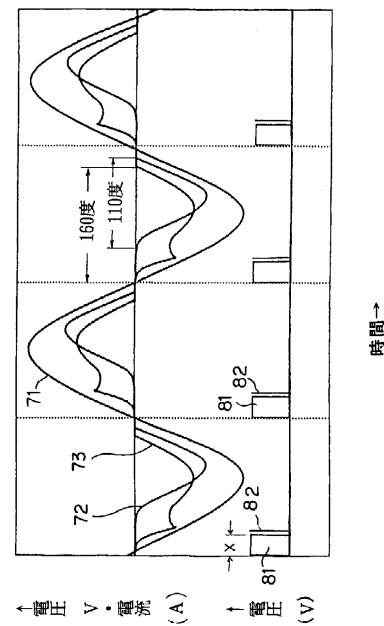
- 1 2 リアクトル
- 1 3 電流検出器
- 1 4 ゼロクロス検出器
- 2 0 室外制御部
- 2 1 四方弁
- 2 2 温度センサ
- 2 3 室外ファン
- 2 4 ベースドライブ電源
- 2 5 ホトカプラ
- 3 0 昇圧回路
- 4 0 全波整流回路
- 5 0 インバータ回路
- 6 0 圧縮機駆動電動機

10

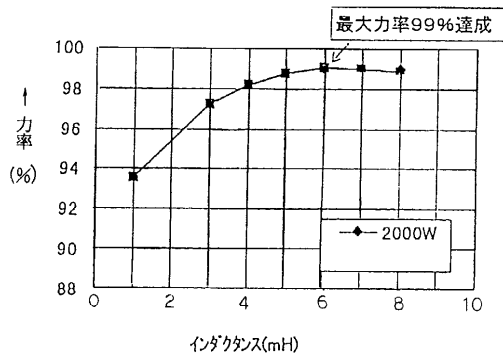
【図 1】



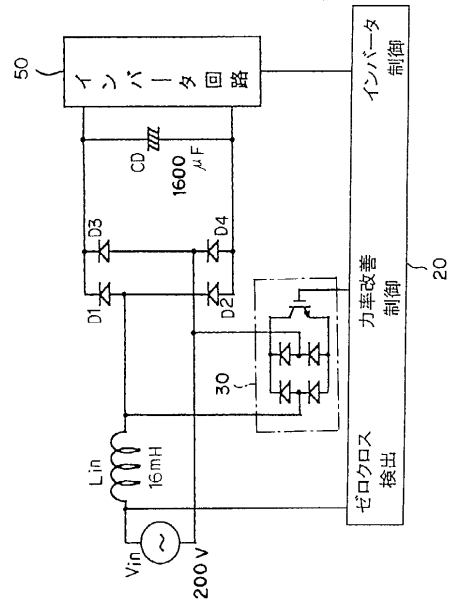
【図 2】



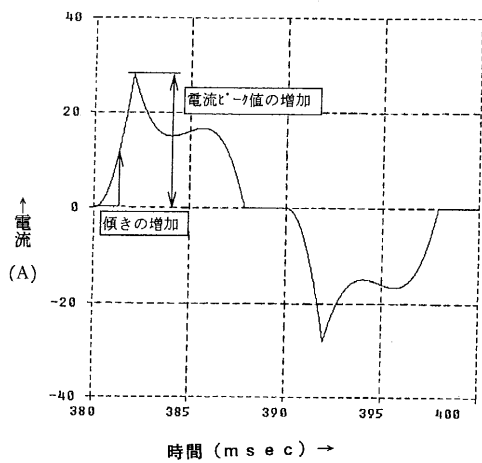
【図 3】



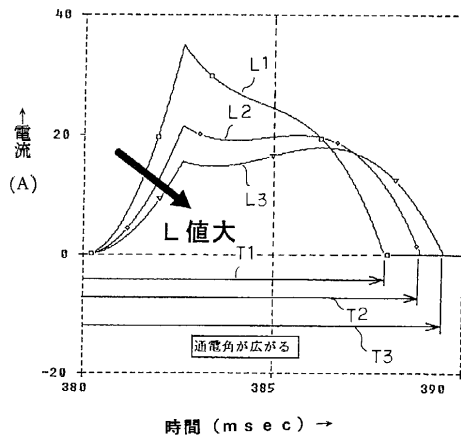
【図 4】



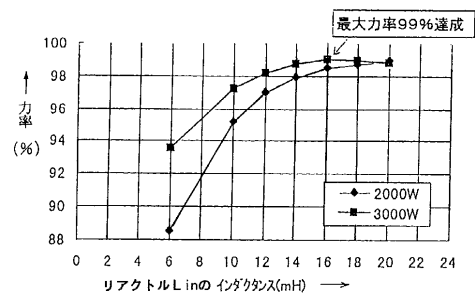
【図 5】



【図 6】



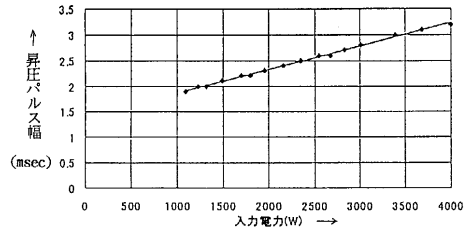
【図 7】



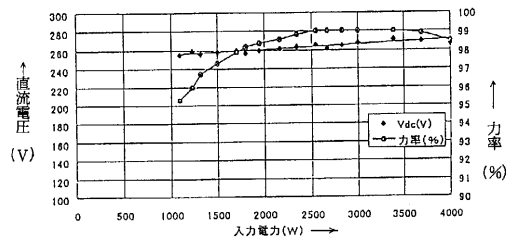
【図 8】

入力電力 (W)	昇圧パルス幅 (ms)	DC電圧 (V)	効率 (%)
1086	1.9	254.7	95.3
1229	2.0	258.5	96.0
1315	2.0	255.7	96.7
1498	2.1	258.2	97.3
1703	2.2	259.8	97.9
1807	2.2	258.9	98.2
1948	2.3	260.2	98.4
2149	2.4	261.0	98.6
2351	2.5	264.1	98.8
2552	2.6	265.9	98.9
2673	2.6	261.6	99.0

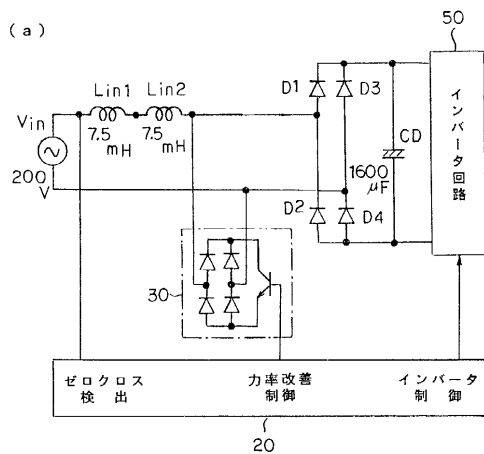
【図 9】



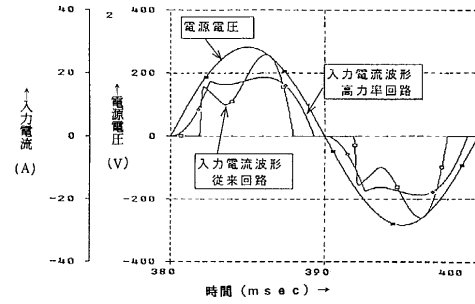
【図 10】



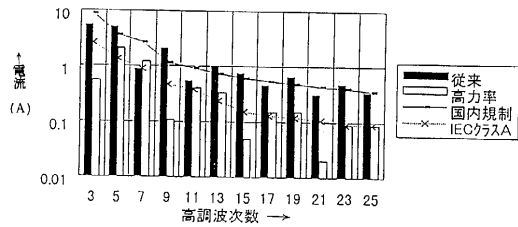
【図 13】



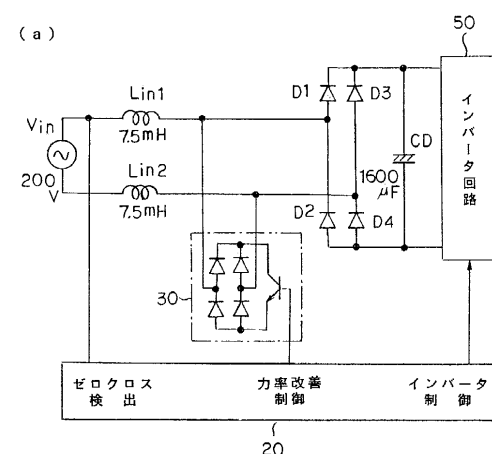
【図 11】



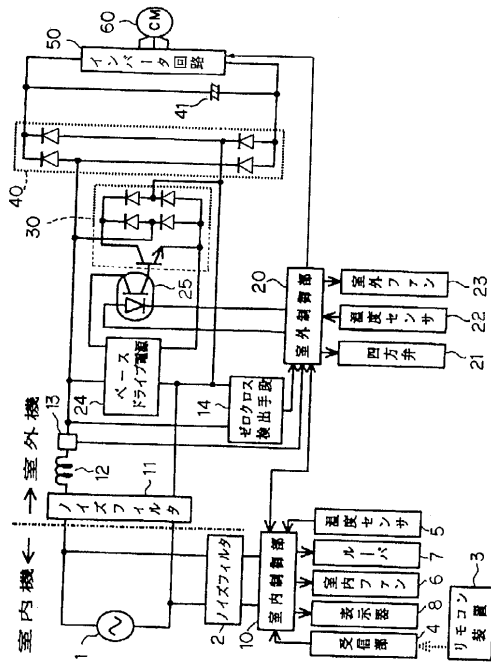
【図 12】



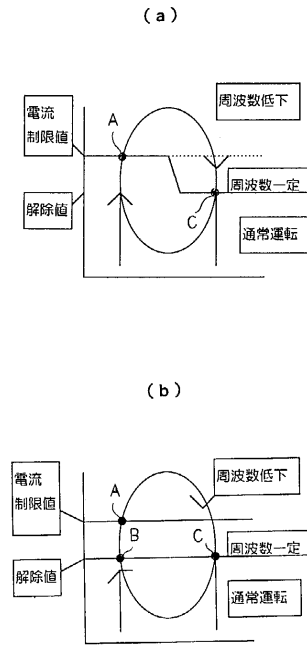
【図 14】



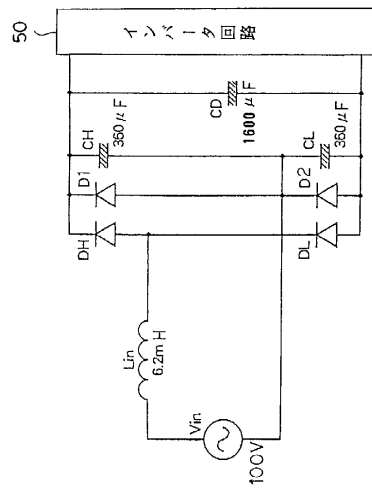
【 図 1 5 】



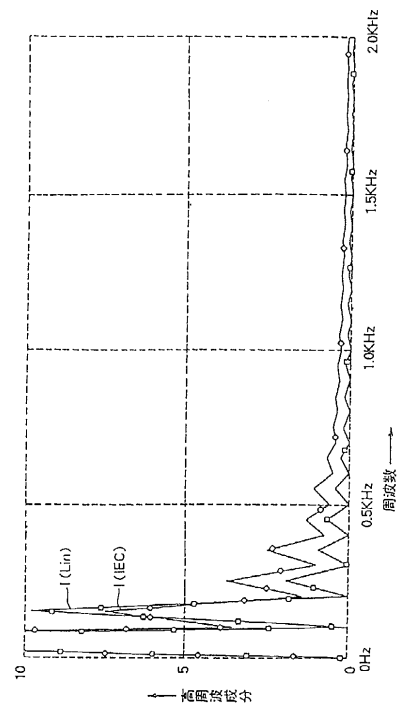
【 図 1 6 】



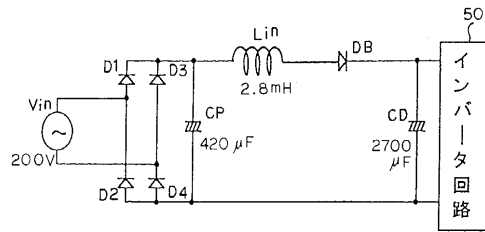
【 図 1 7 】



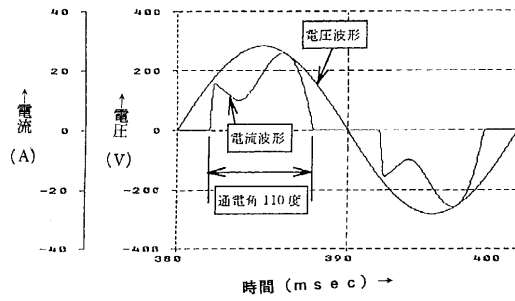
【 図 1 8 】



【図 19】



【図 20】



フロントページの続き

- (72)発明者 加 藤 裕 二
大阪府茨木市太田東芝町 1 - 6 株式会社東芝 大阪工場内
- (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 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 山 下 哲 司
静岡県富士市蓼原 3 3 6 株式会社東芝 富士工場内

審査官 松本 泰典

- (56)参考文献 米国特許第 0 4 8 3 1 5 0 8 (U S , A)
特開平 0 7 - 3 1 2 8 7 0 (J P , A)
特開平 0 9 - 0 2 3 6 5 6 (J P , A)
特開平 0 9 - 0 4 7 0 8 4 (J P , A)
特開平 1 1 - 0 1 8 4 3 7 (J P , A)
特開平 0 6 - 1 8 9 5 6 2 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H02M 7/217
F25B 1/00
H02M 7/10
H02M 7/12
H02M 7/48