

(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 1
H02M 7/217 (2006.01)	H02M 7/217
F25B 1/00 (2006.01)	F25B 1/00 361D
H02M 7/10 (2006.01)	H02M 7/10 Z
H02M 7/48 (2007.01)	H02M 7/48 Y
H02M 7/12 (2006.01)	H02M 7/12 Q

請求項の数 3 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願平10-153021	(73) 特許権者	505461072 東芝キャリア株式会社 東京都港区高輪三丁目23番17号
(22) 出願日	平成10年6月2日(1998.6.2)	(74) 代理人	100075812 弁理士 吉武 賢次
(65) 公開番号	特開平11-164562	(74) 代理人	100091982 弁理士 永井 浩之
(43) 公開日	平成11年6月18日(1999.6.18)	(74) 代理人	100096895 弁理士 岡田 淳平
審査請求日	平成17年1月27日(2005.1.27)	(74) 代理人	100105795 弁理士 名塚 聰
(31) 優先権主張番号	特願平9-258946	(74) 代理人	100106655 弁理士 森 秀行
(32) 優先日	平成9年9月24日(1997.9.24)	(74) 代理人	100117787 弁理士 勝沼 宏仁
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

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1.5~3.5ms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 ~ 20 mH で、前記順変換部は、全波整流回路及び 1400 ~ 1800 μF 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 ~ 3.5 msec の範囲で前記交流電源を短絡通電させる、  
10

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、

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 ~ 20 mH で、前記順変換部は、全波整流回路及び 1400 ~ 1800 μF 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 ~ 3.5 msec の範囲で前記交流電源を短絡通電させ、  
20

前記リアクトルとして 16 mH のものを用い、前記制御部は入力電力が 2000W のとき約 2.0 ~ 2.5 msec の範囲で前記交流電源を短絡通電させ、入力電力が 4000 W のとき 3.0 ~ 3.5 msec の範囲で前記交流電源を短絡通電させ、入力電力が 2000 ~ 4000 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、  
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】

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。  
40

#### 【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Vinの一端にリアクトルLinの一端が接続されている。このリアクトルLinの他端は直列接続されたダイオードDHとDLの相互接合点に接続されている。このダイオードDHとDLの直列接続回路に、ダイオードD1とD2の直列接続回路と、コンデンサCHとCL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Vinの他端がダイオードD1とD2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CHとCLの相互接続点に接続されている。

10

## 【0004】

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

## 【0005】

ここで、インバタ回路50に接続される負荷が約1.8KWであるとすると、リアクトルLin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CH, CLとしてキャパシタンスが360μFのものが、平滑コンデンサCDとしてキャパシタンスが1600μFのものがそれぞれ用いられる。

20

## 【0006】

そして、交流電源Vinの正の半サイクルにおいてはダイオードDHを介してコンデンサCHが充電され、負の半サイクルにおいてはダイオードDLを介してコンデンサCLが充電される。従って、コンデンサCHの充電電圧とコンデンサCLの充電電圧との和が平滑コンデンサCDに印加され、交流電源Vinの倍電圧がインバタ回路50に供給される。なお、ダイオードD1は充電の初期にコンデンサCH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D2は充電の初期にコンデンサCLが逆充電されないように放電回路を形成している。

なお、図17に示したダイオードDH, DL, D1, D2、倍電圧用コンデンサCH, CL及び平滑コンデンサCDが本発明の順変換部を構成し、インバタ回路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(Lin)とI(IEC)とを各周波数成分で比較した場合、I(Lin)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D1とD2の直列接続回路の両端にダイオードD3とD4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D1とD2の相互接続点に交流電源Vinの一端が接続され、ダイオードD3とD4の相互接続点に交流電源Vin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CPが接続されると共に、リアクトルLin及び逆流防止ダイオードDBを介して、平滑コンデンサCD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 5 0 に供給されるようになっている。

**【 0 0 1 0 】**

図 2 0 は図 1 9 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 1 1 0 度であっても力率は 9 0 % にとどまり、交流電源が 1 0 0 V 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 1 0 0 V 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つた。

**【 0 0 1 1 】**

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 I E C 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。

**【 0 0 1 2 】**

**【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 1 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 4 ~ 8 m H で、前記順変換部が倍電圧整流回路及び 6 0 0 ~ 1 0 0 0  $\mu$  F 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 2 0 0 0 W 以下であるとき、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 3 】**

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 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  $\mu$  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。

10

20

30

40

50

## 【0014】

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1.5～3.5msの範囲で前記交流電源を短絡通電させ、10

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2.0～2.5ms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3.0～3.5ms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、20

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。

## 【0015】

## 【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17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Vinの一端に接続されたリアクトルLinの負荷端と交流電源Vinの他端との間に昇圧回路30が接続され、マイクロコントロールユニット(MCU)を含んで構成される制御装置としての室外制御部20が、交流電源Vinのゼロクロス点の検出と、昇圧回路30及びインバータ回路50を制御する構成になっている。30

## 【0016】

ここで、昇圧回路30はブリッジ接続された4個のダイオードと、一つのIGBTとなり、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Lin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IGBTが接続されている。したがって、室外制御部20がIGBTをターンオンさせると、交流電源VinはリアクトルLinを介して短絡されてエネルギーが蓄えられ、室外制御部20がIGBTをターンオフさせるとリアクトルLinに蓄えられたエネルギーが倍電圧用コンデンサCH, CLに移動する。40

## 【0017】

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Linのインダクタンスを6mH、倍電圧用コンデンサCH, CLの容量を1000μF、平滑コンデンサCDの容量を1600μFとしている。

## 【0018】

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71に対応する電流波形73を、昇圧回路を持たない場合の電流波形72と併せて示した波形図である。すなわち、交流電源Vin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だけ昇圧パルス81を加えることにより50

、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 度から 160 度に広がり、電源電流の利用効率が向上することによ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 1000W のとき約 2 m sec、4000W で約 3.3 m sec 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 8.1 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 8.1 に続いて騒音低減パルス 8.2 を昇圧回路 3.0 に加えている。

10

#### 【0019】

図 3 は入力電力が 2000W 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 9.4%、4 mH で約 9.8%、6 mH で 9.9%、8 mH で約 9.8.5% 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 2000W で、力率を 9.8% 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、交流電源が 100V クラス電源 (100V ~ 120V) で、これを倍電圧整流回路で整流し、1600 μF 程度の平滑コンデンサで平滑し、さらに、入力電力が 2000W 以下の状態で、電源力率を、例えば、9.8% 以上に保持するには、インダクタンスが 4 ~ 8 mH のリアクトル、キヤバシタンスが 600 ~ 1400 μF の倍電圧用コンデンサを用い、短絡通電の時間を 1.5 ~ 3.5 m sec 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でき可能な第 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 200V クラス電源 (200V ~ 240V) 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 1.9 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 ~ 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 100V 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 3.0 の交流入力端を接続し、この昇圧回路 3.0 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ラユニット (MCU) を含んで構成される室外制御部 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 の IGBT 及びインバータ回路 5.0 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 3.0 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 9.4% でその上限が 9.0% 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  $L_1 < L_2 < L_3$  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  $T_1 < T_2 < T_3$  の順に広がるため力率も

50

向上することが分かった。

#### 【0025】

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<sub>in</sub>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2000Wの場合、リアクトルL<sub>in</sub>のインダクタンスを6mHから20mH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<sub>in</sub>のインダクタンスを16mH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<sub>in</sub>を14mH～20mHとする必要がある。さらに、入力電力が3000Wの場合、リアクトルL<sub>in</sub>のインダクタンスを6mHから20mH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<sub>in</sub>としてインダクタンスが14～20mH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

#### 【0026】

しかし、交流電源が200Vクラス電源でこれを全波整流回路で整流し、1600μF（或いは1400～1800μF）程度の平滑コンデンサで平滑し、さらに、入力電力が2000～4000W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14～20mHのリアクトルを用い、短絡通電時間を入力電力2000Wのとき約2.0～2.5msec、4000Wのとき3～3.5msecとする必要がある。

#### 【0027】

図8は上述した実験結果に基づき、リアクトルL<sub>in</sub>として16mHのものに固定し、入力電流を1086Wから2673W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PIN(W)とするとこれらの間に次式の関係が成立する。  
20

$$X = 0.0005 \times PIN + 1.41 \quad \dots (1)$$

この近似式から1000W以下、3000W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。

#### 【0028】

なお、この近似式は電源が100V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、2000Wで2.41msec、400Wで1.61msec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、2000W以下の入力電力に対して約1.5～3.5msec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

#### 【0029】

図10は図4の実施形態（200V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。同図から明らかのように、各入力電力で力率が最大となるときの直流電圧は260Vでほぼ一定となる。これは逆に直流電圧が260V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2600W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

#### 【0030】

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200V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1600μF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。

#### 【0031】

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が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當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から明らかのように、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 $L_{in}$ 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 $L_{in1}$ と第2のリアクトル $L_{in2}$ 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 $L_{in1}$ 及び第2のリアクトル $L_{in2}$ 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 $t_1$ 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 $t_2$ 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 $L_{in1}$ 及び第2のリアクトル $L_{in2}$ 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 $t_2$ 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つたりするため、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 $V_{in}$ に接続する一方の経路に第1のリアクトル $L_{in1}$ を、他方の経路に第2のリアクトル $L_{in2}$ 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 $t_1$ 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 $t_2$ 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 $L_{in1}$ 及び第2のリアクトル $L_{in2}$ を一対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。

**【0038】**

図15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10に動作電力を供給するようになっている。室内制御部10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、吹き出し空気の方向を変えるルーバ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

**【0039】**

一方、室外機においては、交流電源1から、ノイズフィルタ11を介して、室外制御部20及び圧縮機駆動電動機60に動作電力を供給するようになっている（図面の簡略化のために室外制御部20に対する給電線を省略する）。この場合、ノイズフィルタ11の負荷側の一方の出力端が、リアクトル12及び電流検出器13を介して、全波整流回路40の一方の交流入力端に接続され、ノイズフィルタ11の負荷側の他方の出力端が全波整流回路40の交流入力端に接続されている。また、電流検出器13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14が接続されている。そして、電流検出器13の電流検出信号及びゼロクロス検出器14のゼロクロス検出信号が室外制御部20に加えられる。この室外制御部20は室内制御部10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

**【0040】**

また、電流検出器13の負荷側と全波整流回路40との間の交流電源間に、ベースドライブ電源24及び昇圧回路30が接続されている。ベースドライブ電源24は昇圧回路30をオン、オフ制御するための電源であり、室外制御部20がホトカプラ25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30のIGBTをターンオンさせるようになっている。室外制御部20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21、図示省略の室外熱交換器の温度を検出する温度センサ22、室外熱交換器に風を送り込む室外ファン23が接続されている。

30

**【0041】**

一方、全波整流回路40の出力側に平滑コンデンサ41が接続され、この平滑コンデンサ41の両端電圧がインバータ回路50に供給される。インバータ回路50には圧縮機駆動電動機60が接続されている。

**【0042】**

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10に加えられる。これに応じて室内制御部10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60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20に送信する。

40

**【0043】**

室外制御部20は運転モード信号に応じて四方弁21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50を制御し、室外ファン23を駆動すると共に、温度センサ22の検出信号等によって四方弁21を制御して除霜運転等を行う。また、室外制御部20は電流検出器13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、圧縮機周波数の補正等も行う。さらに、室外制御部20は電力変換装置を構成するリアクトル12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20はゼロクロス検出器14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プラ25に加える。この際、ベースドライブ電源24か

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を超えてから解除値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てから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、電源側にリ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の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】**

L in , L in 1 , L in 2 リアクトル 40

D 1 ~ D 4 ダイオード

C H , C L 倍電圧用コンデンサ

C D 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

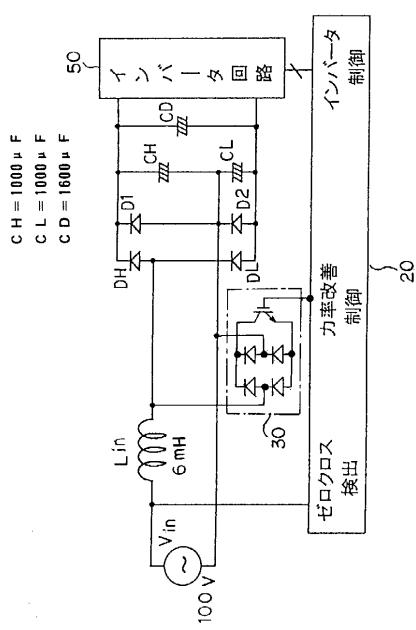
10 室内制御部

50

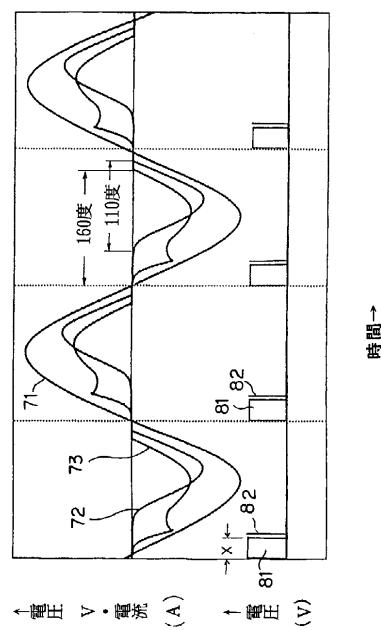
- 1 2 リアクトル  
 1 3 電流検出器  
 1 4 ゼロクロス検出器  
 2 0 室外制御部  
 2 1 四方弁  
 2 2 温度センサ  
 2 3 室外ファン  
 2 4 ベースドライブ電源  
 2 5 ホトカプラ  
 3 0 昇圧回路  
 4 0 全波整流回路  
 5 0 インバータ回路  
 6 0 圧縮機駆動電動機

10

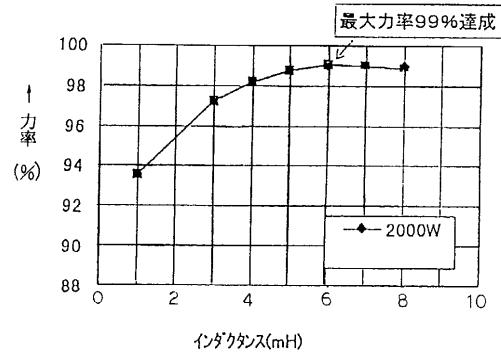
【図1】



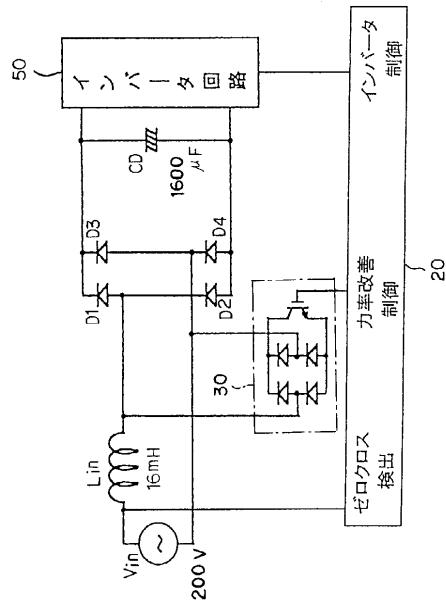
【図2】



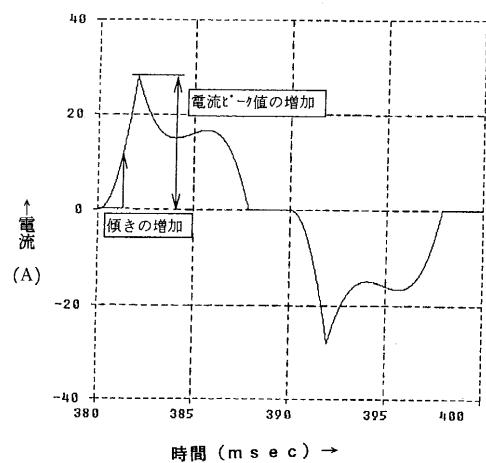
【図3】



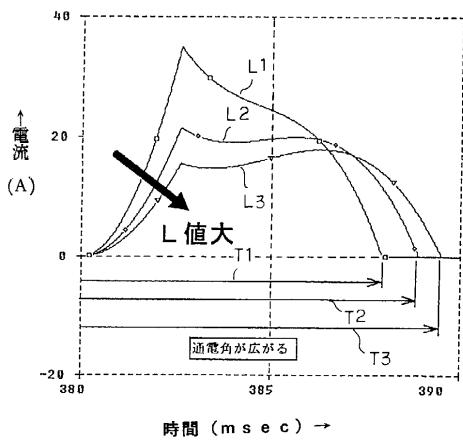
【図4】



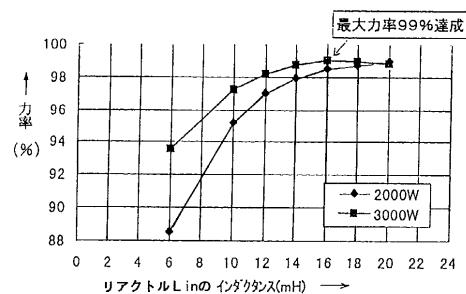
【図5】



【図6】



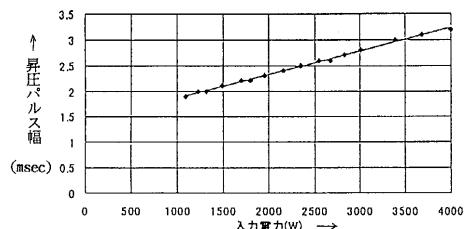
【図7】



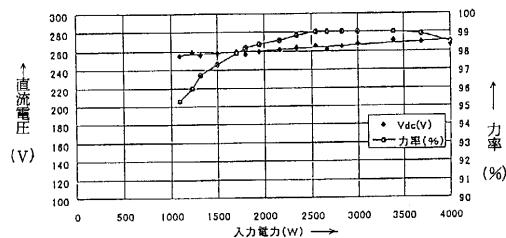
【図 8】

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	256.9	98.2
1948	2.3	260.2	98.4
2149	2.4	261.8	98.6
2351	2.5	264.1	98.8
2552	2.6	265.9	98.9
2673	2.6	261.6	99.0

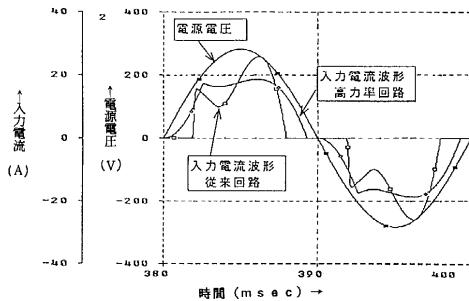
【図 9】



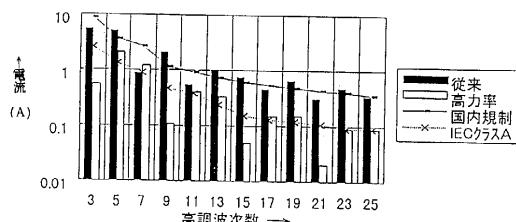
【図 10】



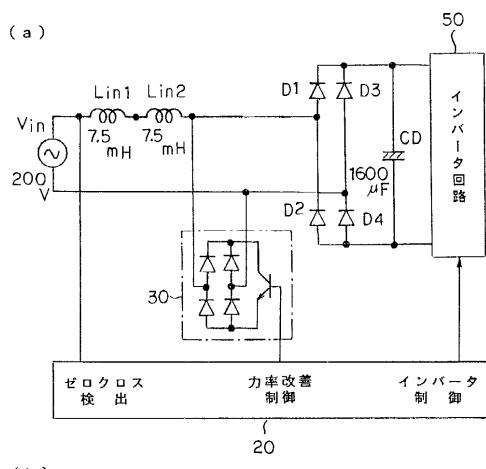
【図 11】



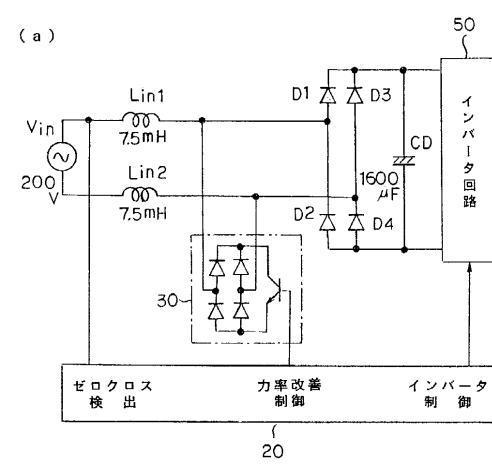
【図 12】



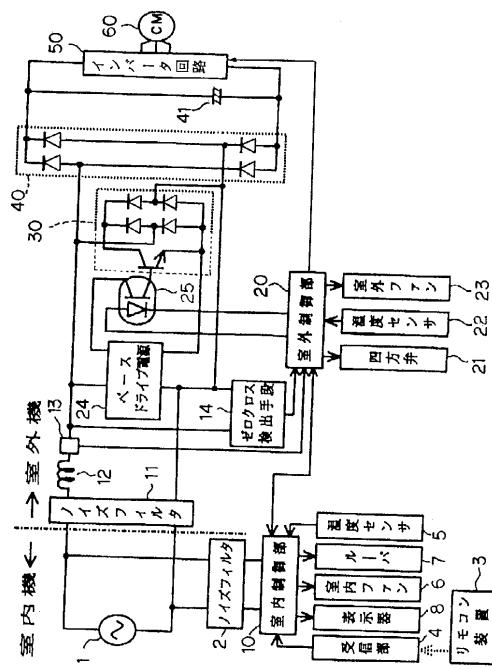
【図 13】



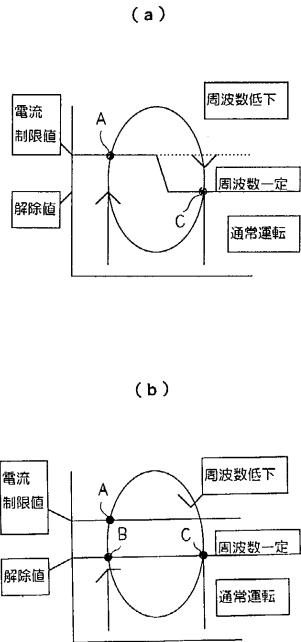
【図 14】



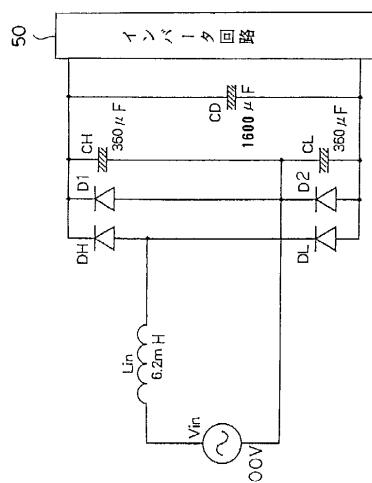
【図15】



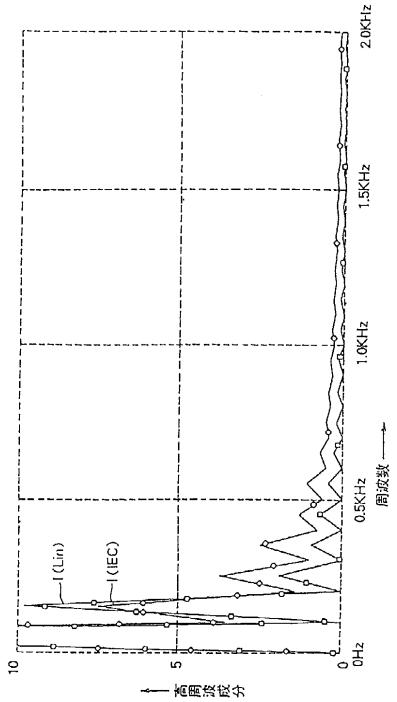
【図16】



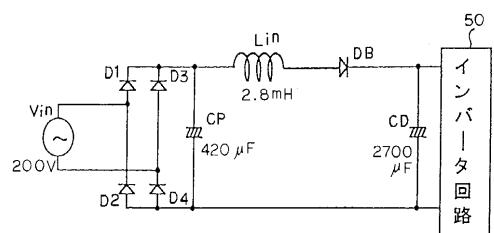
【図17】



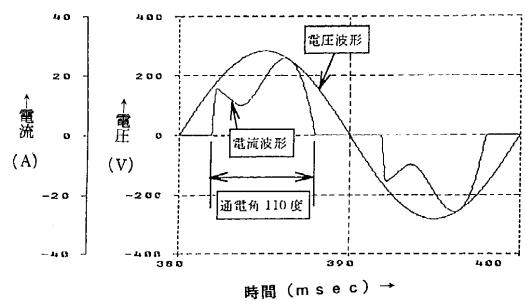
【図18】



【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336 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336 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336 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04831508(US,A)

特開平07-312870(JP,A)

特開平09-023656(JP,A)

特開平09-047084(JP,A)

特開平11-018437(JP,A)

特開平06-189562(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/217

F25B 1/00

H02M 7/10

H02M 7/12

H02M 7/48