

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4200017号  
(P4200017)

(45) 発行日 平成20年12月24日(2008.12.24)

(24) 登録日 平成20年10月10日(2008.10.10)

(51) Int.Cl.		F I			
HO2M	7/06	(2006.01)	HO2M	7/06	T
HO2M	7/12	(2006.01)	HO2M	7/06	A
			HO2M	7/06	H
			HO2M	7/12	H

請求項の数 4 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2003-18273 (P2003-18273)	(73) 特許権者	505461072
(22) 出願日	平成15年1月28日(2003.1.28)		東芝キャリア株式会社
(65) 公開番号	特開2004-236370 (P2004-236370A)		東京都港区高輪三丁目2 3 番 1 7 号
(43) 公開日	平成16年8月19日(2004.8.19)	(74) 代理人	100075812
審査請求日	平成17年7月22日(2005.7.22)		弁理士 吉武 賢次
		(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
		(74) 代理人	100103263
			弁理士 川崎 康

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電気装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

2つの電気機器がそれぞれ整流回路を介して3相交流電源に共通接続される電気装置において、

前記3相交流電源の3相交流電圧を入力し、この3相交流電圧に対して所定の角度だけ位相が進んだ第1の3相交流電圧及び所定の角度だけ位相が遅れた第2の3相交流電圧をそれぞれ出力する変圧器と、

前記変圧器から出力される第1の3相交流電圧を整流して一方の前記電気機器が接続された前記整流回路の出力側に供給する第1の補助整流回路と、

前記変圧器から出力される第2の3相交流電圧を整流して他方の前記電気機器が接続された前記整流回路の出力側に供給する第2の補助整流回路と、

を備えたことを特徴とする電気装置。

【請求項 2】

複数の電気機器がそれぞれ整流回路を介して3相交流電源に共通接続される電気装置において、

前記3相交流電源の3相交流電圧を入力し、この3相交流電圧に対して所定の角度だけ位相が進んだ第1の3相交流電圧及び所定の角度だけ位相が遅れた第2の3相交流電圧をそれぞれ出力する変圧器と、

前記変圧器から出力される第1の3相交流電圧をそれぞれ整流して互いに異なる前記電気機器が接続された前記整流回路の出力側に供給する複数の第1の補助整流回路と、

10

20

前記変圧器から出力される第2の3相交流電圧をそれぞれ整流して互いに異なる前記電気機器が接続された前記整流回路の出力側に供給する複数の第2の補助整流回路と、を備えたことを特徴とする電気装置。

【請求項3】

前記電気機器は、直流を入力して周波数がほぼ同期した交流を出力するように制御される一対のインバータと、これらのインバータの出力によってそれぞれ駆動され、空気調和機の冷凍サイクル系統に並設される一対の圧縮機とを備えていることを特徴とする請求項1又は2に記載の電気装置。

【請求項4】

前記電気機器は、直流を入力して互いに独立した周波数の交流を出力するように制御される一対のインバータと、これらのインバータの出力によってそれぞれ駆動され、空気調和機の冷凍サイクル系統に並設される一対の圧縮機とを備えていることを特徴とする請求項1又は2に記載の電気装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、複数の電気機器がそれぞれ整流回路を介して3相交流電源に共通接続される電気装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、空気調和機やエレベータのようにインバータを用いてモータを可変速制御する電気装置が増えてきている。インバータを用いた装置では、商用電源の交流を、整流回路によって直流に変換し、この直流をインバータによって可変電圧可変周波数の交流に変換してモータに供給する構成になっている。この場合、整流回路が交流を整流して直流に変換する際、直流側に大きな電流リップルが含まれ、これが商用電源側では高調波となって様々な障害を引き起こす。

【0003】

このような電気機器において、3相交流電圧に対して所定の角度だけ位相が進んだ3相交流電圧及び所定の角度だけ位相が遅れた3相交流電圧をそれぞれ出力する1台の変圧器と、この変圧器の各出力を全波整流して直流に変換し、主回路の整流回路の出力経路に供給する補助整流回路とを備えた「18パルス整流器」と呼ばれる整流器が提案されている（例えば、特許文献1参照。）。

【0004】

この18パルス整流器は図13に示すように、3相交流電源1の電源ラインR1, S1, T1に全波整流回路（以下、主整流回路ともいう）2が接続されている。この主整流回路2は6つの整流素子が3相ブリッジ接続されて全波整流回路を構成している。この主整流回路2の直流出力端子P, N間に平滑コンデンサ4とインバータ5とが接続されている。インバータ5の出力側には図示を省略したモータ等の負荷が接続される。また、3相交流電源1の電源ラインR1, S1, T1には変圧器10の1次側が接続され、この変圧器10の2次側の一方の3相出力ラインR2, S2, T2に全波整流回路でなる補助整流回路11の入力端が接続され、他方の3相出力ラインR3, S3, T3に全波整流回路でなる補助整流回路12の入力端が接続されており、これらの補助整流回路の各出力端が主整流回路2の出力端に並列接続されている。

【0005】

この場合、変圧器10の一方の3相出力端子R2, S2, T2からは、3相交流電源1に対して大きさが等しく、位相が40度進んだ3相交流電圧が出力され、他方の3相出力端子R3, S3, T3からは、3相交流電源1に対して大きさが等しく、位相が40度遅れた3相交流電圧が出力される。これによって、主整流回路2を通して出力される直流の電流リップルの谷間を埋めるように補助整流回路11及び補助整流回路12が導通するため、電圧リップルは小さくなり、3相交流電源1側に発生する高調波も低減される。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 6 】

【 特 許 文 献 1 】

特 開 2 0 0 2 - 1 0 6 4 6 号 公 報

【 0 0 0 7 】

【 発 明 が 解 決 し よ う と す る 課 題 】

上述した18パルス整流器は、1つの主整流回路に対して1台の変圧器を用いる必要がある。従って、主整流回路にそれぞれインバータが接続される2つの電気機器を並列的に駆動する電気装置にあっては、電気機器毎に18パルス整流器を独立して設ける必要がある。また、18パルス整流器を構成する変圧器は、大きな電流が流れるため断面積の大きい鉄心に、太い巻線を施さなければならないことから、重量及び外形寸法が大きく、このよ

10

【 0 0 0 8 】

本発明は上記の事情を考慮してなされたもので、その目的は、複数の電気機器に18パルス整流器を適用する場合に、装置全体から生じる高調波を低く抑えると共に、小型、軽量化を実現することのできる電気装置を提供することにある。

【 0 0 0 9 】

【 課 題 を 解 決 す る た め の 手 段 】

請求項1に係る発明は、

2つの電気機器がそれぞれ整流回路を介して3相交流電源に共通接続される電気装置において、

20

3相交流電源の3相交流電圧を入力し、この3相交流電圧に対して所定の角度だけ位相が進んだ第1の3相交流電圧及び所定の角度だけ位相が遅れた第2の3相交流電圧をそれぞれ出力する変圧器と、

変圧器から出力される第1の3相交流電圧を整流して一方の電気機器が接続された整流回路の出力側に供給する第1の補助整流回路と、

変圧器から出力される第2の3相交流電圧を整流して他方の電気機器が接続された整流回路の出力側に供給する第2の補助整流回路と、

を備えたことを特徴とする。

【 0 0 1 0 】

30

請求項2に係る発明は、

複数の電気機器がそれぞれ整流回路を介して3相交流電源に共通接続される電気装置において、

3相交流電源の3相交流電圧を入力し、この3相交流電圧に対して所定の角度だけ位相が進んだ第1の3相交流電圧及び所定の角度だけ位相が遅れた第2の3相交流電圧をそれぞれ出力する変圧器と、

変圧器から出力される第1の3相交流電圧をそれぞれ整流して互いに異なる電気機器が接続された整流回路の出力側に供給する複数の第1の補助整流回路と、変圧器から出力される第2の3相交流電圧をそれぞれ整流して互いに異なる電気機器が接続された整流回路の出力側に供給する複数の第2の補助整流回路と、

40

を備えたことを特徴とする。

【 0 0 1 1 】

請求項3に係る発明は、請求項1又は2に記載の電気装置において、電気機器は、直流を入力して周波数がほぼ同期した交流を出力するように制御される一対のインバータと、これらのインバータの出力によってそれぞれ駆動され、空気調和機の冷凍サイクル系統に並設される一対の圧縮機とを備えていることを特徴とする。

【 0 0 1 2 】

請求項4に係る発明は、請求項1又は2に記載の電気装置において、電気機器は、直流を入力して互いに独立した周波数の交流を出力するように制御される一対のインバータと、これらのインバータの出力によってそれぞれ駆動され、空気調和機の冷凍サイクル系統に

50

並設される一対の圧縮機とを備えていることを特徴とする。

【 0 0 1 3 】

【 発明の実施の形態 】

以下、本発明を図面に示す好適な実施形態に基づいて詳細に説明する。図 1 は本発明に係る電気装置の第 1 の実施形態の概略構成図である。同図において、3 相交流電源 1 に、ノイズフィルタ 6 A を介して、全波整流回路となる主整流回路 2 A が接続され、さらに、ノイズフィルタ 6 B を介して、全波整流回路となる主整流回路 2 B が接続されている。主整流回路 2 A の出力側に、リアクトル 3 A 及び平滑コンデンサ 4 A となる平滑回路を介して、インバータ 5 A の直流側が接続され、このインバータ 5 A の交流側にコンプレッサモータ 7 A が接続されている。同様に、主整流回路 2 B の出力側に、リアクトル 3 B 及び平滑  
10  
コンデンサ 4 B となる平滑回路を介して、インバータ 5 B の直流側が接続され、このインバータ 5 B の交流側にコンプレッサモータ 7 B が接続されている。

【 0 0 1 4 】

また、3 相交流電源 1 に、ノイズフィルタ 6 C を介して、変圧器 1 0 の 1 次側が接続され、この変圧器 1 0 の 2 次側の一方の 3 相出力端子、すなわち、3 相交流電源 1 と等しい電圧を有し、位相がほぼ 4 0 度進んだ 3 相交流電圧を出力する端子に全波整流回路となる補助整流回路 1 1 A が接続され、この補助整流回路 1 1 A の出力端が主整流回路 2 A の出力端に並列接続されており、他方の 3 相出力端子、すなわち、3 相交流電源 1 に等しい電圧を有し、位相がほぼ 4 0 度遅れた 3 相交流電圧を出力する端子に全波整流回路となる補助  
20  
整流回路 1 1 B が接続され、この補助整流回路 1 1 B の出力端が主整流回路 2 B の出力端に並列接続されている。

【 0 0 1 5 】

ここで、リアクトル 3 A、平滑コンデンサ 4 A、インバータ 5 A 及びコンプレッサモータ 7 A が 1 つの電気機器を構成しており、リアクトル 3 B、平滑コンデンサ 4 B、インバータ 5 B 及びコンプレッサモータ 7 B がもう 1 つの電気機器を構成している。そして、これらの電気機器にノイズフィルタ 6 C、変圧器 1 0、補助整流回路 1 1 A 及び補助整流回路 1 1 B を付加したものが本発明の電気装置を構成している。

【 0 0 1 6 】

上記のように構成された第 1 の実施形態の動作について以下に説明する。主整流回路 2 A、2 B はそれぞれ 3 相交流電源 1 の 3 相交流電圧を全波整流して脈流を出力する。主整流回路 2 A から出力された脈流はリアクトル 3 A 及び平滑コンデンサ 4 A となる平滑回路を介してインバータ 5 A に供給される。また、主整流回路 2 B から出力された脈流はリアクトル 3 B 及び平滑コンデンサ 4 B となる平滑回路を介してインバータ 5 B に供給される。  
30

【 0 0 1 7 】

変圧器 1 0 は 3 相交流電源 1 に対してベクトルの的にほぼ 4 0 度進んだ 3 相交流電圧と、ベクトルの的にほぼ 4 0 度遅れた 3 相交流電圧とを出力する。これらの出力のうち、3 相交流電源 1 に対して位相がほぼ 4 0 度進んだ 3 相交流電圧が補助整流回路 1 1 A によって全波整流され、主整流回路 2 A の負荷側に供給される。これによって、主整流回路 2 A を通して出力される直流の電圧リップルの谷間が埋められ、電源側の高調波も低減される。一方、3 相交流電源 1 に対して位相がほぼ 4 0 度遅れた 3 相交流電圧が補助整流回路 1 1 B によって全波整流され、主整流回路 2 B の負荷側に供給される。これによって、主整流回路 2 B を通して出力される直流の電圧リップルの谷間が埋められ、電源側の高調波も低減される。  
40

【 0 0 1 8 】

この結果、図 1 3 に示した従来の装置と比較して、インバータ 5 A、インバータ 5 B に供給される脈流の電圧リップルはいくらか大きくなるが、インバータ 5 A、5 B がほぼ同じ大きさで同期した周波数の交流を出力するように制御されるとすれば、3 相交流電源 1 側に漏れ出す高調波成分は従来装置と同程度に小さく抑えられる。

【 0 0 1 9 】

上述した第 1 の実施形態における高周波低減効果がどの程度であるかを検証するために、  
50

主整流回路 2 A 及び 2 B に値の等しい負荷抵抗 R を接続して次の a , b , c の 3 種類の電源回路についてシミュレーションして、電源側に現れる電流波形と、この電流波形に含まれる高調波を解析した。

a . 1 8 パルス整流器を用いなくて、主整流回路 2 A に負荷 R を接続し、主整流回路 2 B に負荷 R を接続する。

b . 1 8 パルス整流器を 2 台用意し、その一方に負荷 R を接続し、他方に負荷 R を接続する。

c . 第 1 の実施形態のように、変圧器 1 0 にそれぞれ補助整流回路 1 1 A , 1 1 B を接続し、主整流回路 2 A の出力端に補助整流回路 1 1 A の出力端を並列接続してこれに負荷 R を接続し、主整流回路 2 B の出力端に補助整流回路 1 1 B の出力端を並列接続してこれに負荷 R を接続する。

10

#### 【 0 0 2 0 】

図 2 は上記の構成に対応する電流波形のシミュレーション結果であり、図中の曲線 A が電源回路 a に対応する 3 相交流電源側の電流波形図、曲線 B が電源回路 b に対応する 3 相交流電源側の電流波形図、曲線 C が電源回路 c に対応する 3 相交流電源側の電流波形図である。また、図 3 は上記の構成に対応する高調波成分の解析結果であり、図中の折れ線 A が電源回路 a に対応する高調波成分の解析結果であり、折れ線 B が電源回路 b に対応する高調波成分の解析結果であり、折れ線 C が電源回路 c に対応する高調波成分の解析結果である。

#### 【 0 0 2 1 】

これら各図から明らかのように、1 8 パルス整流器を採用しない場合の電流波形 A の歪み分及び高調波分 A は極めて大きい。これに対して負荷毎に 1 8 パルス整流器を用いる場合の電流波形 B の歪み分及び高調波成分 B や、本実施形態に対応して 1 つの変圧器を用いる場合の電流波形 C 及び高調波成分 B は格段に小さくなっている。また、負荷毎に 1 8 パルス整流器を用いる b の場合と、本実施形態に対応する c の場合とを比較すると、本実施形態においては第 5 次及び第 7 次の高調波は若干大きくなるが、より高次の高調波成分は本実施形態に対応するものの方がより小さくなっている。このことから、本実施形態に対応する c の場合、負荷毎に変圧器を用いる b の場合には僅かに及ばないけれども、高調波成分を低減するのに十分な効果が得られている。

20

#### 【 0 0 2 2 】

かくして、第 1 の実施形態によれば、互いに連係して動作する 2 つの電気機器に 1 8 パルス整流器を適用する場合に、1 つの変圧器しか用いないため、小型、軽量化を図った電気装置が得られる。また、直流を入力して周波数がほぼ同期した交流を出力するように一对のインバータを制御することによって 3 相交流電源 1 側に漏洩する高調波を低く抑えることができる。

30

#### 【 0 0 2 3 】

上述した第 1 の実施形態は、ほぼ同期した交流を出力するように制御される一对のインバータに、型格や能力の略等しい負荷が接続される種々の電気装置に適用されるが、その具体例として、冷凍サイクル系統に一对の圧縮機が並設される空気調和機について以下に説明する。

40

#### 【 0 0 2 4 】

図 4 は第 1 の実施形態を、2 つの圧縮機がほぼ同一の出力で、同期して駆動される空気調和機に適用した例である。ここで、3 相交流電源 1 に接続された交流 - 直流変換部 3 0 は、図 1 に示す主整流回路 2 A , 2 B 、リアクトル 3 A , 3 B 、平滑コンデンサ 4 A , 4 B 、変圧器 1 0 及び補助整流回路 1 1 A , 1 1 B を含んで構成される。この交流 - 直流変換部 3 0 にインバータ 5 A 及びインバータ 5 B が接続されている。これらのインバータ 5 A , 5 B の出力端には、冷凍サイクルを構成する親圧縮機 3 1 A 及び子圧縮機 3 1 B が接続されている。

#### 【 0 0 2 5 】

親圧縮機 3 1 A 及び子圧縮機 3 1 B は互いに並列に接続され、これらの圧縮機 3 1 A , 3

50

1 B 四方弁 3 2 室外熱交換器 3 3 膨張弁 3 4 気液分離器 3 5 A, B, C 各室の調整弁 3 6 3 台の室内熱交換器 3 7 四方弁 3 2 気液分離器 3 8 圧縮機 3 1 A, 3 1 B の経路で冷媒を循環させる周知の冷凍サイクルが形成されている。これらの冷凍サイクルのうち、親圧縮機 3 1 A の冷媒吸い込み側の管路に温度センサ 4 1 A が、子圧縮機 3 1 B の吸い込み側の管路に温度センサ 4 1 B が、親圧縮機 3 1 A 及び子圧縮機 3 1 B の吐出側の共通の管路に温度センサ 4 2 がそれぞれ設けられる他、室外熱交換器 3 3 の近くで外気温を検出する温度センサ 4 3 が、A, B, C 各室の室温を検出する温度センサ 4 4 が設けられ、これらの温度検出値と、リモコン装置等の操作部 5 0 の指令に従って制御部 4 0 がインバータ 5 A 及びインバータ 5 B を互いに同期（略同じ周波数）させて制御する。

【 0 0 2 6 】

ここで、親圧縮機 3 1 A 及び子圧縮機 3 1 B はほぼ同一定格のものが用いられ、回転数は僅かに異なるように制御される。なお、複数の温度センサの検出値及び操作部 5 0 の設定値に基づいて、制御部 4 0 がインバータ 5 A 及び 5 B の出力周波数を算出する詳細な処理手順については各種提案されているのでその説明を省略するが、空調負荷から必要な圧縮機の能力を割り出し、これを按分してインバータ 5 A 及び 5 B に周波数指令を与える。この場合、2 つのインバータ 5 A 及び 5 B の指令周波数が同一であると「うなり」などによる振動や騒音が発生することがある。そこで、図 5 に空調負荷と空調能力との関係を示すように、空調負荷の増大に応じて空調能力を直線的に増大させる区間、空調負荷 A を過ぎて最大能力を発揮し続ける区間の全てに亘って、2 つのインバータの出力周波数を僅かに（1 ~ 5 Hz 程度）ずらすようにしている。

【 0 0 2 7 】

この空調機においては、2 つのインバータ 5 A 及び 5 B の出力はほぼ同じで、しかも、3 相交流電源 1 に対して変圧器 1 0 が互いに反対の方向に同じ角度だけ位相のずれた 3 相交流を出力するため、電源側の高調波を低く抑えると共に、小型、軽量化を実現することができるという効果の他、2 つ変圧器が同等の負荷率で運転されるため、これらを最適に使用できるという効果も得られる。

【 0 0 2 8 】

図 6 は本発明に係る電気装置の第 2 の実施形態の概略構成図であり、図中、第 1 の実施形態を示す図 1 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。この実施形態は変圧器 1 0 の一方の 3 相交流電圧の出力端、すなわち、3 相交流電源 1 に対してベクトル的に位相がほぼ 4 0 度進んだ電圧の出力端に、それぞれ 3 相交流電圧を全波整流する 2 つの補助整流回路 1 1 A, 1 1 B を接続し、このうち、補助整流回路 1 1 A の出力端を主整流回路 2 A の出力端に並列接続し、補助整流回路 1 1 B の出力端を主整流回路 2 B の出力端に並列接続している。さらに、変圧器 1 0 の他方の 3 相交流電圧の出力端、すなわち、3 相交流電源 1 に対してベクトル的に位相がほぼ 4 0 度遅れた電圧の出力端に、それぞれ 3 相交流電圧を全波整流する 2 つの補助整流回路 1 2 A, 1 2 B を接続し、このうち、補助整流回路 1 2 A の出力端を主整流回路 2 A の出力端に並列接続し、補助整流回路 1 2 B の出力端を主整流回路 2 B の出力端に並列接続している。

【 0 0 2 9 】

上記のように構成された第 2 の実施形態の動作について、特に図 1 に示す第 1 の実施形態と構成を異にする部分を中心に以下に説明する。この実施形態はインバータ 5 A とインバータ 5 B とを互いに独立に制御することを前提としたもので、例えば、インバータ 5 A のみを運転したり、インバータ 5 A, 5 B の両方を運転したりすることに対処できる。すなわち、インバータ 5 A のみを運転する場合でも、補助整流回路 1 1 A 及び補助整流回路 1 2 A の両方が動作するため、インバータ 5 A に供給される電圧リップルは小さくなり、3 相交流電源 1 側に漏洩する高調波も低減する。また、インバータ 5 A, 5 B の両方を運転する場合でも、1 次側の入力電圧位相に対して位相を異ならせた 3 相交流電圧を出力する変圧器 1 0 の出力電流はその値が互いに等しくなるため、インバータ 5 A 及び 5 B に供給される電圧リップルは小さくなり、3 相交流電源 1 側に漏洩する高調波も低減される。

。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 3 0 】

因みに、図 1 に示す第 1 の実施形態で、インバータ 5 A 及び 5 B のうち、インバータ 5 A のみを運転したとすれば、3 相交流電源 1 側には基本波に対応する高調波成分と、位相がほぼ 40 度進んだ電流の高調波成分とが現れ、位相がほぼ 40 度遅れた高調波成分は現れない。しかし、図 4 に示す第 2 の実施形態によれば、インバータ 5 A 及び 5 B のうち、いずれか一方を運転しても、あるいは、この両方を運転したとしても、3 相交流電源 1 側には基本波に対応する高調波成分、位相がほぼ 40 度進んだ電流の高調波成分及び位相がほぼ 40 度遅れた高調波成分の全てが現れるため、第 1 の実施形態と同様に、装置全体の電源側の高調波を低く抑えると共に、小型、軽量化を図った電気装置が得られる。また、直流を入力して周波数が互いに異なる交流を出力するように一对のインバータを制御したと

10

## 【 0 0 3 1 】

ここで、第 2 の実施形態においても、前述したと同様に次の d , e , f の 3 種類の電源回路についてシミュレーションして、電源側に現れる電流波形と、この電流波形に含まれる高調波を解析した。

d . 18 パルス整流器を用いなくて、主整流回路 2 A に負荷 R を接続し、主整流回路 2 B に負荷 R の 2 倍の負荷 2 R を接続する。

e . 18 パルス整流器を 2 台用意し、その一方に負荷 R を接続し、他方に負荷 2 R を接続する。

f . 第 2 の実施形態のように、主整流回路 2 A に負荷 R を接続し、主整流回路 2 B に負荷 2 R を接続すると共に、変圧器 10 の一方の 3 相交流電圧の出力端にそれぞれ 3 相交流電圧を全波整流する 2 つの補助整流回路 11 A , 11 B を接続し、このうち、補助整流回路 11 A の出力端を主整流回路 2 A の出力端に並列接続し、補助整流回路 11 B の出力端を主整流回路 2 B の出力端に並列接続し、さらに、変圧器 10 の他方の 3 相交流電圧の出力端にそれぞれ 3 相交流電圧を全波整流する 2 つの補助整流回路 12 A , 12 B を接続し、このうち、補助整流回路 12 A の出力端を主整流回路 2 A の出力端に並列接続し、補助整流回路 12 B の出力端を主整流回路 2 B の出力端に並列接続する。

20

## 【 0 0 3 2 】

図 7 は上記の構成に対応する電流波形のシミュレーション結果であり、図中の曲線 D が電源回路 d に対応する 3 相交流電源側の電流波形図、曲線 E が電源回路 e に対応する 3 相交流電源側の電流波形図、曲線 F が電源回路 f に対応する 3 相交流電源側の電流波形図である。また、図 9 は上記の構成に対応する高調波成分の解析結果であり、図中の折れ線 D が電源回路 d に対応する高調波成分の解析結果であり、折れ線 E が電源回路 e に対応する高調波成分の解析結果であり、折れ線 F が電源回路 f に対応する高調波成分の解析結果である。

30

## 【 0 0 3 3 】

これら各図から明らかのように、18 パルス整流器を採用しない場合の電流波形の歪み分及び高調波分 D はかなり大きい。これに対して負荷毎に 18 パルス整流器を用いる場合の電流波形 E の歪み分及び高調波成分 E や、本実施形態に対応して 1 つの変圧器を用いる場合の電流波形 F の歪み分及び高調波成分 F は格段に小さくなっている。また、負荷毎に 18 パルス整流器を用いる電源回路 e の場合と、本実施形態に対応する電源回路 f の場合とを比較すると、本実施形態においては第 5 次及び第 7 次の高調波はわずかに大きくなるが、より高次の高調波成分は本実施形態に対応するものの方がより小さくなっている。このことから、高調波成分を低減するのに十分な効果が得られることが分かる。

40

## 【 0 0 3 4 】

かくして、図 6 に示した第 2 の実施形態によれば、2 つの電気機器に 18 パルス整流器を適用する場合に、1 つの変圧器しか用いないため、小型、軽量化を図った電気装置が得られる。また、互いに異なる負荷が接続された 2 つの電気機器を駆動する場合でも 3 相交流電源 1 側に漏洩する高調波を低く抑えることができる。

## 【 0 0 3 5 】

50

また、図 6 に示した第 2 の実施形態を図 2 に示した空気調和機の親圧縮機 3 1 A 及び子圧縮機 3 1 B に適用して、これらの圧縮機を個別に駆動することが出来る。この場合、空調負荷と各インバータの空調能力との関係は図 9 の線図に示したようになる。すなわち、空調負荷が A よりも小さい低負荷においては、折れ線 P に示すように、インバータ 5 A (第 1 インバータ) のみが可変速運転される。空調負荷が A 以上で B よりも小さい範囲ではインバータ 5 A (第 1 インバータ) は最大能力運転され、インバータ 5 B (第 2 インバータ) が折れ線 Q に示すように、可変速運転される。そして、空調負荷が B 以上の範囲ではインバータ 5 A 及びインバータ 5 B が僅かに周波数を変えて最大能力運転される。これら、2 つのインバータの総合空調能力が折れ線 R で表される。

【 0 0 3 6 】

このように、図 6 に示した第 2 の実施形態を図 2 に示した空気調和機に適用することによって、不平衡負荷状態においても装置全体の高調波を低く抑えると共に、小型、軽量化を実現した空気調和機を提供することができる。

【 0 0 3 7 】

なお、図 6 に示した第 2 の実施形態は 2 つの電気機器を駆動するものについて説明したが、それぞれ整流回路を介して 3 つ以上の電気機器が同一の 3 相交流電源に接続された場合には、変圧器 1 0 から出力される進み位相の 3 相交流電圧をそれぞれ整流して互いに異なる電気機器が接続された整流回路の出力側に供給する複数の補助整流回路を設け、さらに、変圧器 1 0 から出力される遅れ位相の 3 相交流電圧をそれぞれ整流して互いに異なる電気機器が接続された整流回路の出力側に供給する複数の補助整流回路を設けることによ

【 0 0 3 8 】

ところで、図 1 に示した第 1 の実施形態はインバータ 5 A , 5 B がほぼ同じ大きさで、かつ、同期した周波数の交流を出力するように制御されることを前提として、進み位相の 3 相交流電圧を整流する補助整流回路 1 1 A の出力端を主整流回路 2 A の出力端に並列接続し、遅れ位相の 3 相交流電圧を整流する補助整流回路 1 1 B の出力端を主整流回路 2 B の出力端に並列接続した。この結果、3 相交流電源 1 側に漏れ出す高調波成分を、恰も、1 8 パルス整流器を 2 台用いる構成のものと同程度に小さく抑えることができた。

【 0 0 3 9 】

しかし、主整流回路 2 A に接続される負荷と、主整流回路 2 B に接続される負荷が不平衡になった場合、3 相交流電源 1 側の電流波形及び高調波がどのように変化するかを調べるために、次の g , h , i の 3 種類の電源回路についてシミュレーションして、電源側に現れる電流波形と、この電流波形に含まれる高調波を解析した。

g . 1 8 パルス整流器を用いないで、主整流回路 2 A に負荷 R を接続し、主整流回路 2 B に負荷 2 R を接続する。

h . 1 8 パルス整流器を 2 台用意し、その一方に負荷 R を接続し、他方に負荷 2 R を接続する。

i . 第 1 の実施形態のように、主整流回路 2 A に負荷 R を接続し、主整流回路 2 B に負荷 2 R を接続すると共に、変圧器 1 0 の一方の 3 相交流電圧の出力端に補助整流回路 1 1 A を接続し、その出力端を主整流回路 2 A の出力端に並列接続し、変圧器 1 0 の他方の 3 相交流電圧の出力端に補助整流回路 1 1 B を接続し、その出力端を主整流回路 2 B の出力端に並列接続する。

【 0 0 4 0 】

図 1 0 は上記の構成に対応する電流波形のシミュレーション結果であり、図中の曲線 G が電源回路 g に対応する 3 相交流電源側の電流波形図、曲線 H が電源回路 h に対応する 3 相交流電源側の電流波形図、曲線 I が電源回路 i に対応する 3 相交流電源側の電流波形図である。また、図 1 1 は上記の構成に対応する高調波解析結果であり、図中の折れ線 G が電源回路 g に対応する高調波成分の解析結果であり、折れ線 H が電源回路 h に対応する高調波成分の解析結果であり、折れ線 I が電源回路 i に対応する高調波成分の解析結果である。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 4 1 】

これら各図から明らかなように、18パルス整流器を採用しない場合の電流波形Gの歪み分及び高調波分Gは大きい。これに対して負荷毎に18パルス整流器を用いる場合の電流波形Hの歪み分及び高調波成分Hや、本実施形態に対応して1つの変圧器を用いる場合の電流波形I及び高調波成分Iは格段に小さくなっている。また、負荷毎に18パルス整流器を用いるhの場合と、本実施形態に対応するiの場合とで高次の高調波成分はほぼ同程度であることが分かる。

## 【 0 0 4 2 】

このように、図1の実施形態において負荷の大きさを1:2程度に変化させたとしても、図2及び図3にそれぞれ示したものに準じた電流波形及び高調波解析結果が得られる。このことは、第1の実施形態を、図9に示すような互いに異なる周波数で駆動する一对の圧縮機を備えた空気調和機に適用したとしても、電源側の高調波成分を、それぞれ18パルス整流器で駆動する構成のものに近似した値に抑えることができる。さらに、確認のため、第1の実施形態において一方の負荷をRとし、他方の負荷を0(電気機器をOFF)として、シミュレーションした結果においても、第2の実施形態の場合場合よりも若干悪化するが、十分に実用に耐える高調波低減効果を得ることが確認できた。第1の実施形態では、第2の実施形態よりも高調波低減効果が若干劣るが、整流回路及び配線が少なくすむため、小型化でき、配線接続の手間も減ることからより実用的であると考えられる。

## 【 0 0 4 3 】

図12は本発明に係る電気装置の第3の実施形態の概略構成図であり、図中、第1又は第2の実施形態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。この実施形態は低負荷の一对の電気機器と、高負荷の一对の電気機器とを備える、例えば、空気調和機なる電気装置の概略構成図である。具体的には低負荷の電気機器がファンモータ8A, 8B及びその駆動回路で、高負荷の電気機器がコンプレッサモータ8C, 8D及びその駆動回路である場合を示している。

## 【 0 0 4 4 】

ここで、3相交流電源1に、主整流回路2A、リアクトル3A、平滑コンデンサ4A及びインバータ5Aを介して、ファンモータ8Aが接続され、主整流回路2B、リアクトル3B、平滑コンデンサ4B及びインバータ5Bを介して、ファンモータ8Bが接続され、さらに、3相交流電源1に1次側が接続され、2次側から進み位相の3相交流電圧と遅れ位相の3相交流電圧とを出力する変圧器10と、この変圧器10の2次側の一方の出力端に接続されて整流電圧を主整流回路2Aの出力端に供給する補助整流回路11Aと、変圧器10の2次側の他方の出力端に接続されて整流電圧を主整流回路2Bの出力端に供給する補助整流回路11Bとを備えている。

## 【 0 0 4 5 】

また、3相交流電源1に、主整流回路2C、リアクトル3C、平滑コンデンサ4C及びインバータ5Cを介してコンプレッサモータ8Cが接続され、主整流回路2D、リアクトル3D、平滑コンデンサ4D及びインバータ5Dを介して、コンプレッサモータ8Dが接続されている。また、1次側が3相交流電源1に接続され、2次側から進み位相の3相交流電圧と進み位相の3相交流電圧とを出力する変圧器20と、この変圧器20の2次側の一方の出力端に接続されて整流電圧を主整流回路2C, 2Dの各出力端に供給する補助整流回路21C, 21Dと、変圧器20の2次側の他方の出力端に接続されて整流電圧を主整流回路2C, 2Dの各出力端に供給する補助整流回路22C, 22Dとを備えている。

## 【 0 0 4 6 】

この図12に示した第3の実施形態は、図1に示した第1の実施形態と同様な回路構成によって一对のファンモータ8A, 8Bを駆動し、図6に示した第2の実施形態と同様な回路構成によってコンプレッサモータ8C, 8Dを駆動する構成になっている。

## 【 0 0 4 7 】

この構成によれば、ファンモータ8A, 8Bはその容量が比較的小さいため、これを制御するインバータ5A, 5Bの出力周波数が、たとえ、1:2程度に相違したとしても、図

10

20

30

40

50

10及び図11を用いて説明したとおり高調波は比較的強く抑えられる。一方、コンプレッサモータ8C, 8Dはその容量は大きい、これらの運転能力を互いに大きく異ならせたとしても、変圧器20の出力側の電流は常に平衡しているため、第2の実施形態で説明したとおり高調波は強く抑えられる。この結果、電気装置全体の信頼性の向上が図られる。

#### 【0048】

ところで、2つの電気機器をそれぞれ18パルス整流器で駆動すると、2つの変圧器が必要になる(以下、従来の駆動形態という)。これに対して、第1及び第2の実施形態は2つの電気機器をそれぞれ18パルス整流器を用いて駆動することと略同様な駆動形態であっても1つの変圧器でまかなうことができる(以下、本発明の駆動形態という)。ここで、電気機器の負荷が同一であると仮定すると、従来の駆動形態においては、電気機器の最大電流容量に合わせた変圧器が2台用いられる。一方、本発明の駆動形態においては、2つの電気機器の合計最大電流容量に合わせた変圧器が1台用いられる。

10

#### 【0049】

周知の如く、変圧器では最大電流容量に略比例して巻線を太くしなければならない。従って、最大電流容量のより大きい変圧器の方が抵抗などの損失は小さくなるため、従来の駆動形態では2つの変圧器の合計電力損失(消費電力量)は、本発明の駆動形態における1つの変圧器の電力損失(消費電力量)より大きなものになる。換言すれば、本発明の駆動形態は従来の駆動形態に比して格段の効率向上が図られる。

#### 【0050】

また、従来の駆動形態において一方の電気機器が最大負荷状態で、他方の電気機器がOFFの場合には、運転中の一方の変圧器に最大電流が流れ、この変圧器のみが発熱する。これに対して、本発明の駆動形態における1つの変圧器はその最大電流容量が大きく、鉄心や巻線が大きい、放熱面積も大きくなってその放熱性能が高くなると共に、一方の電気機器が最大負荷状態で他方の電気機器がOFFの場合には、最大電流よりも低い中間の電流値の状態となることから温度上昇も小さく抑えることができる。特に、図9のような運転形態をもつ空気調和機に対しては、一方のみが最大負荷となり、他方が停止もしくは低負荷で運転される頻度が高いことから、従来の駆動形態と比較して本発明の駆動形態の信頼性を大きく向上させることができる。

20

#### 【0051】

##### 【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、複数の電気機器に18パルス整流器を適用する場合に、装置全体の高調波を強く抑えると共に、小型、軽量化を実現することができる電気装置が提供される。

30

##### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る電気装置の第1の実施形態の概略構成図。

【図2】図1に示した第1の実施形態の効果を検証するために、他の回路構成と併せてシミュレーションした電流波形図。

【図3】図1に示した実施形態の効果を検証するために、他の回路構成と併せてシミュレーションした高調波分布図。

40

【図4】図1に示した第1の実施形態を空気調和機に適用した系統図。

【図5】図4に示した空気調和機の動作を説明するために、空調負荷と空調能力との関係を示した線図。

【図6】本発明に係る電気装置の第2の実施形態の概略構成図。

【図7】図6に示した第2の実施形態の効果を検証するために、他の回路構成と併せてシミュレーションした電流波形図。

【図8】図6に示した第2の実施形態の効果を検証するために、他の回路構成と併せてシミュレーションした高調波分布図。

【図9】図6に示した第2の実施形態を空気調和機に適用した場合の動作を説明するために、空調負荷と空調能力との関係を示した線図。

50

【図10】図1に示した第1の実施形態に異なる負荷を接続した場合の効果を検証するために、他の回路構成と併せてシミュレーションした電流波形図。

【図11】図1に示した第1の実施形態に異なる負荷を接続した場合の効果を検証するために、他の回路構成と併せてシミュレーションした高調波分布図。

【図12】本発明に係る電気装置の第3の実施形態の概略構成図。

【図13】18パルス整流器を備えた従来の電気装置の概略構成図。

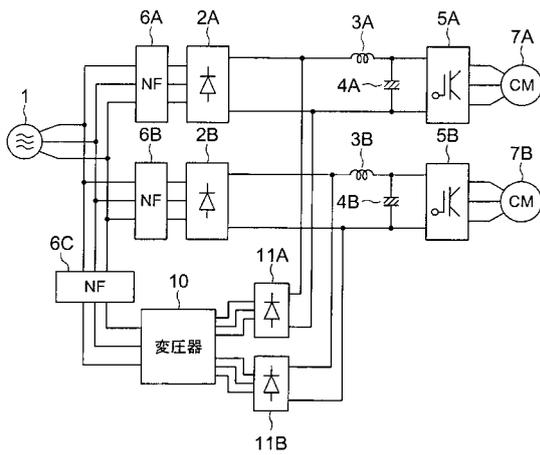
【符号の説明】

- 1 3相交流電源
- 2, 2A~2D 全波整流回路(主整流回路)
- 3A~3D リアクトル
- 4, 4A~4D 平滑コンデンサ
- 5, 5A~5D インバータ
- 6A~6C ノイズフィルタ
- 7A, 7B, 8C, 8D コンプレッサモータ
- 8A, 8B ファンモータ
- 10, 20 変圧器
- 11, 11A~11D, 12, 12A, 12B 補助整流回路
- 21C, 21D, 22C, 22D 補助整流回路
- 30 交流-直流変換部
- 31A 親圧縮機
- 31B 子圧縮機
- 32 四方弁
- 33 室外熱交換器
- 37 室内熱交換器
- 40 制御部

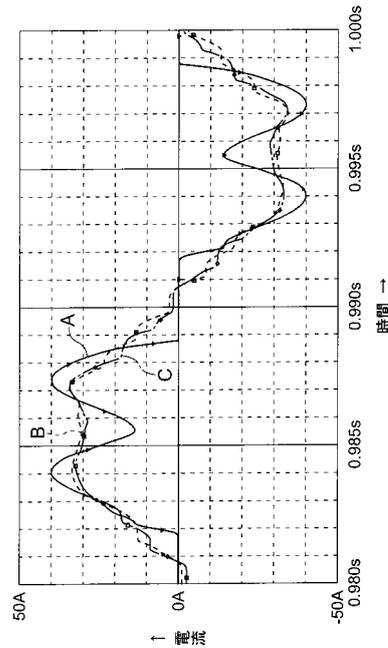
10

20

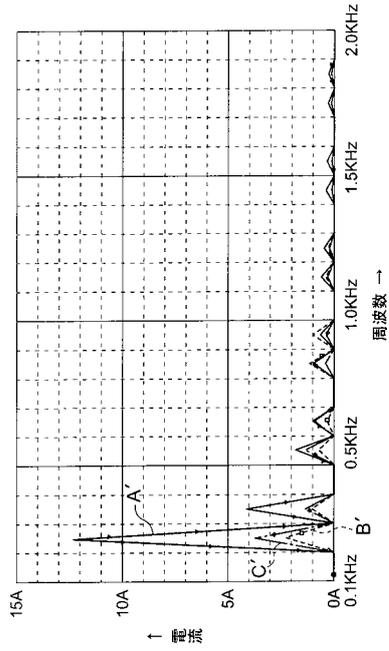
【図1】



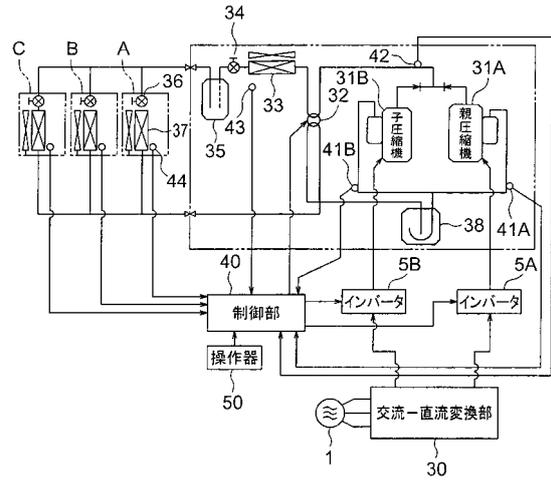
【図2】



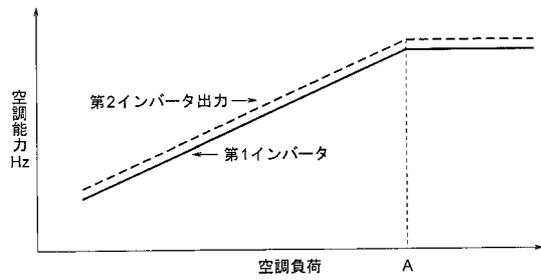
【図3】



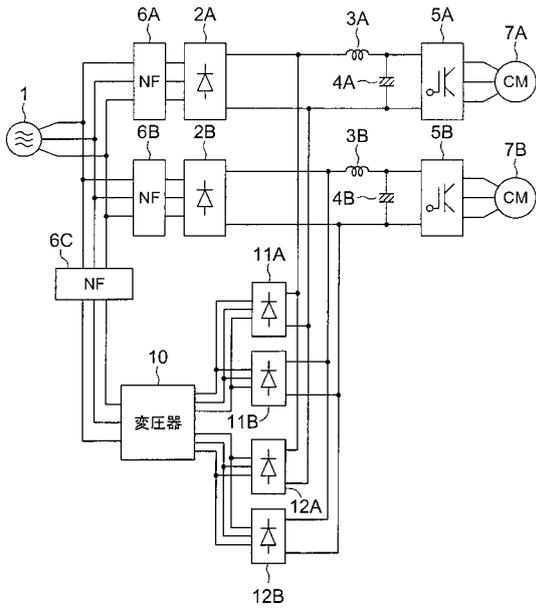
【図4】



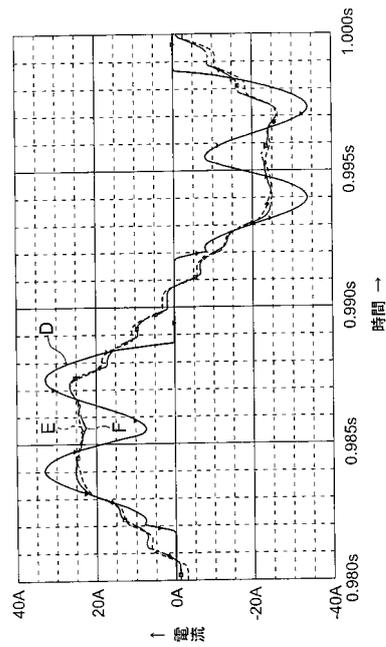
【図5】



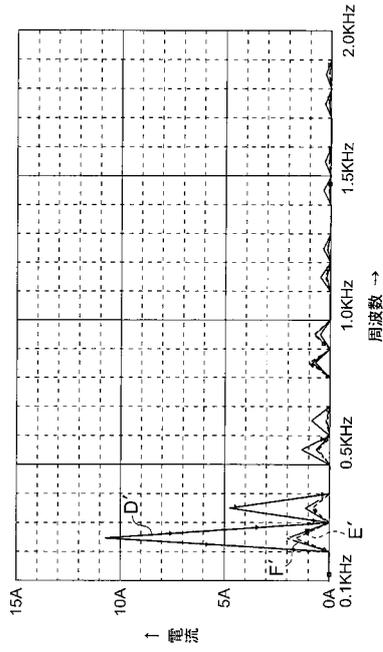
【図6】



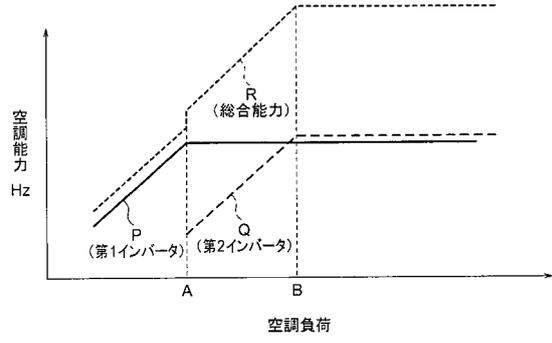
【図7】



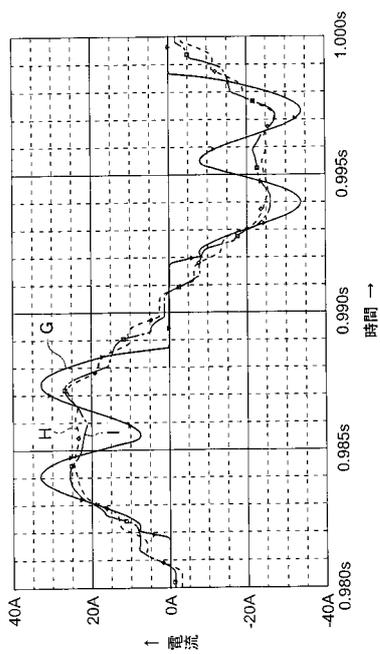
【 図 8 】



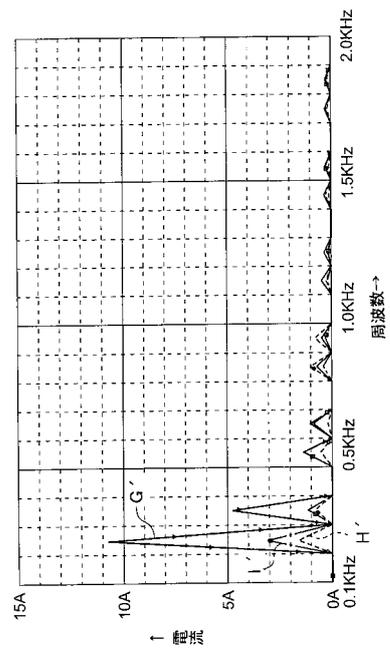
【 図 9 】



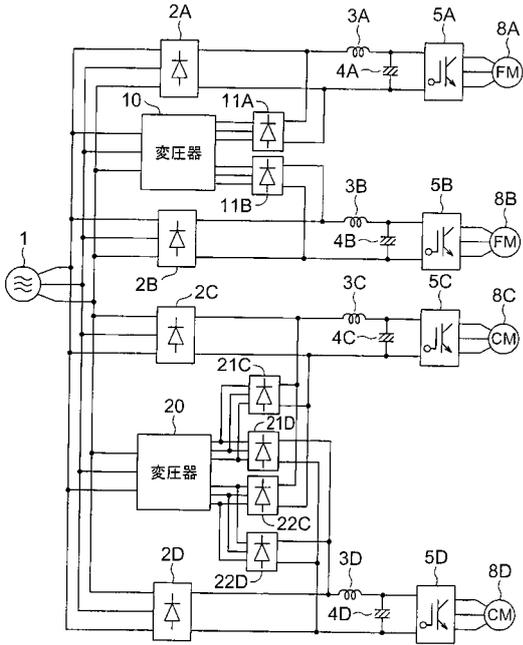
【 図 10 】



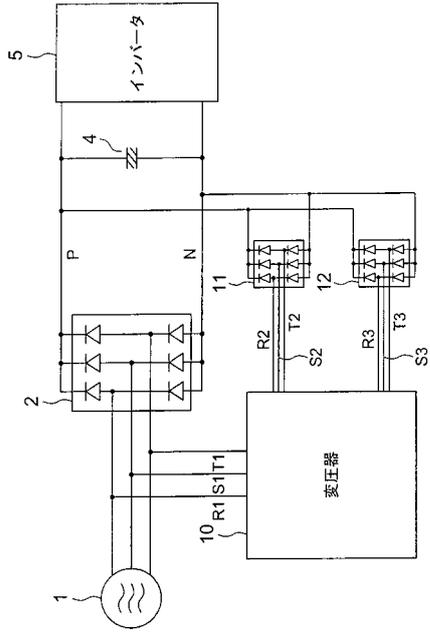
【 図 11 】



【図 12】



【図 13】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 植 杉 通 可  
静岡県富士市蓼原 3 3 6 東芝キャリア株式会社内
- (72)発明者 小 林 壮 寛  
静岡県富士市蓼原 3 3 6 東芝キャリアエンジニアリング株式会社内
- (72)発明者 蛭 間 淳 之  
静岡県富士市蓼原 3 3 6 東芝キャリア株式会社内
- (72)発明者 山 下 哲 司  
静岡県富士市蓼原 3 3 6 東芝キャリア株式会社内

審査官 松本 泰典

- (56)参考文献 特開2002 - 10646 ( J P , A )  
特開平4 - 229077 ( J P , A )  
特開平4 - 331495 ( J P , A )  
特開昭64 - 70656 ( J P , A )  
米国特許第6498736 ( U S , B 1 )

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H02M 7/06

H02M 7/12