

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5011717号
(P5011717)

(45) 発行日 平成24年8月29日(2012.8.29)

(24) 登録日 平成24年6月15日(2012.6.15)

(51) Int. Cl.		F I			
HO2M	7/5387	(2007.01)	HO2M	7/5387	Z
HO2M	7/219	(2006.01)	HO2M	7/219	
HO2M	5/42	(2006.01)	HO2M	5/42	

請求項の数 7 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2005-348696 (P2005-348696)	(73) 特許権者	000005234
(22) 出願日	平成17年12月2日(2005.12.2)		富士電機株式会社
(65) 公開番号	特開2007-89381 (P2007-89381A)		神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
(43) 公開日	平成19年4月5日(2007.4.5)	(74) 代理人	100075166
審査請求日	平成20年10月15日(2008.10.15)		弁理士 山口 巖
(31) 優先権主張番号	特願2005-122251 (P2005-122251)	(74) 代理人	100085833
(32) 優先日	平成17年4月20日(2005.4.20)		弁理士 松崎 清
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(72) 発明者	山田 隆二
(31) 優先権主張番号	特願2005-242345 (P2005-242345)		神奈川県横須賀市長坂二丁目2番1号 富士電機アドバンステクノロジー株式会社内
(32) 優先日	平成17年8月24日(2005.8.24)	(72) 発明者	藤本 久
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		神奈川県横須賀市長坂二丁目2番1号 富士電機アドバンステクノロジー株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流-交流変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

半導体スイッチ、交流リアクトルおよび交流入力フィルタコンデンサからなり、交流電源に接続されて前記半導体スイッチの高周波スイッチング動作により交流-直流変換を行なう順変換器と、半導体スイッチ、交流リアクトルおよび交流出力フィルタコンデンサからなり、半導体スイッチの高周波スイッチング動作により直流-交流変換を行なう逆変換器とから構成され、その直流部分を共通接続してなる交流-交流変換装置において、

交流入力フィルタコンデンサが接続された交流入力端と前記交流出力フィルタコンデンサが接続された交流出力端との間の少なくとも一端間に前記半導体スイッチのスイッチング周波数に対しては前記交流リアクトルよりもインピーダンスが十分小さく、かつ装置の入力周波数または出力周波数に対しては前記交流フィルタコンデンサよりもインピーダンスが大きい値で、かつ前記逆変換器の出力の基本波周波数から3倍調波までの周波数成分の電圧印加に対し、通過する電流が装置の負荷電流よりも十分小さくなる値のカップリングコンデンサを接続し、さらに前記交流入力フィルタコンデンサと前記交流出力フィルタコンデンサ容量は、前記逆変換器出力の基本波周波数から3倍調波までの周波数成分の電流に対し、前記各交流フィルタコンデンサの電圧変動が前記交流入力電圧又は前記交流出力電圧に対して十分小さくなる容量とすることを特徴とする交流-交流変換装置。

【請求項2】

前記コンデンサを短絡するスイッチを設け、前記コンデンサを短絡して損失を低減させることを特徴とする請求項1に記載の交流-交流変換装置。

【請求項 3】

交流入力電圧の周波数が許容値内か否かを判定する周波数判定手段と、入力と出力とを同期させる同期手段と、前記スイッチをオンオフさせる制御手段とを設け、前記周波数が許容値内のときは入力と出力の同期運転を行なうとともに前記スイッチをオンし、前記周波数が許容値外のときは前記スイッチをオフし、所定周波数の電圧を出力することを特徴とする請求項 2 に記載の交流 - 交流変換装置。

【請求項 4】

半導体スイッチ，リアクトルおよび交流フィルタコンデンサからなり、三相交流電源に接続されて前記半導体スイッチの高周波スイッチング動作により三相交流 - 直流変換を行なう順変換器と、半導体スイッチ，リアクトルおよび交流フィルタコンデンサからなり半導体スイッチの高周波スイッチング動作により直流 - 三相交流変換を行なう逆変換器とから構成され、その直流部分を共通接続してなる交流 - 交流変換装置において、

前記順変換器および逆変換器の各フィルタコンデンサの接続をスター結線とし、その中性点どうしを前記フィルタコンデンサよりもキャパシタンスの小さなカップリングコンデンサを介して接続するとともに、カップリングコンデンサの両端に零相変圧器の巻線の 1 つを接続し、交流入力線または交流出力線もしくは前記直流部分に、前記零相変圧器の他の巻線をそれぞれ直列に挿入したことを特徴とする交流 - 交流変換装置。

【請求項 5】

リアクトルおよびコンデンサからなり、前記順変換器の交流電圧の中性点電位と前記逆変換器の交流電圧の中性点電位との電位差を検出する電位差検出回路を設け、この電位差検出回路に前記零相変圧器の巻線の 1 つを接続し、交流入力線または交流出力線もしくは前記直流部分に、前記零相変圧器の他の巻線をそれぞれ直列に挿入したことを特徴とする請求項 4 に記載の交流 - 交流変換装置。

【請求項 6】

下記 (1) 式に基づき算出される周波数 f_{HIGH} が補償対象周波数の近傍となるように、前記カップリングコンデンサのキャパシタンス C_{cup} および前記零相変圧器の励磁インダクタンス L_m を選定することを特徴とする請求項 4 または 5 に記載の交流 - 交流変換装置。

$$f_{HIGH} = 1 / 2 \quad (L_m \times C_{cup}) \dots (1)$$

【請求項 7】

下記 (2) 式に基づき算出される周波数 f_{LOW} が前記三相交流電源および三相交流出力電圧の各周波数より高周波側となるように、前記交流フィルタコンデンサ C_f ，前記カップリングコンデンサのキャパシタンス C_{cup} および前記零相変圧器の励磁インダクタンス L_m を選定することを特徴とする請求項 6 に記載の交流 - 交流変換装置。

$$f_{LOW} = 1 / 2 \quad \{ L_m \times (2 C_f + C_{cup}) \} \dots (2)$$

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、交流を電圧または周波数の異なる他の交流に変換する交流 - 交流変換装置、または交流電圧または周波数の変動あるいは停電を補償し、安定した電圧を負荷に供給する無停電電源装置の改良に関する。

【背景技術】

【0002】

図 19 に一般的な回路構成例を示す。図 19 において、1 は交流電源、2，3 は交流フィルタコンデンサ、4 は直流コンデンサ、5～8 はリアクトル、9～16 は半導体スイッチ、17 は変圧器である。2，5，6，9～12 および 4 は順変換器（コンバータ）を構成しており、交流電源 1 の電力を半導体スイッチ 9～12 の高周波スイッチングにより直流に変換して直流コンデンサ 4 に伝達する。これは、例えば R1 - S1 間平均電圧（パルス波形から高周波スイッチング周波数成分を除いたものを言う）が R - S 間電圧と振幅、位相のわずかに異なるものとなるようにスイッチングを行ない、その差分を制御すること

10

20

30

40

50

によりリアクトル 5 , 6 に流れる電流を制御することで実現できる。

【 0 0 0 3 】

一方、4 , 13 ~ 16 , 7 , 8 および 3 は逆変換器 (インバータ) を構成しており、4 を直流電源として、半導体スイッチ 13 ~ 16 の高周波スイッチングにより交流電圧を発生させ、図示されない負荷に交流電力を供給する。これは U1 - V1 間平均電圧を、所望の U - V 間電圧とほぼ等しくなるようにスイッチングを行ない、波形に含まれる高周波スイッチング周波数成分を 3 , 7 , 8 からなる LC フィルタで取り除くことにより実現される。この回路は、交流を電圧または周波数の異なる他の交流に変換する変換装置として、または図示されない蓄電池を直流部に接続することにより、入力停電時にも負荷への電力供給を継続する、いわゆる無停電電源装置として用いられる。

10

【 0 0 0 4 】

図 19 において、9 ~ 12 の高周波スイッチング動作に伴い、P 点または N 点の、R 点または S 点に対する電位は高周波で変動する。また、13 ~ 16 の高周波スイッチング動作に伴い、U 点または V 点の、P 点または N 点に対する電位も高周波で変動する。一般に、交流電源は一端を直接接地されるか、一端または両端をコンデンサを介して接地されることが多い。このため、交流入力に対する高周波電位変動は、大地電位に対する高周波電位変動につながる。

【 0 0 0 5 】

図 19 の回路を無停電電源装置として用いる場合、一般に負荷には電子機器が存在するので、高周波電位変動は電子機器の誤動作や、高周波ノイズを除くためのフィルタ回路の焼損等の問題を起こす原因となる。このため、絶縁変圧器 17 を設けて電位変動が負荷に伝達されないようにしている。なお、負荷が電動機の場合には、大地電位に対する高周波電位変動は比較的問題になり難いので、絶縁変圧器 17 は省略されることが多い。

20

【 0 0 0 6 】

大地電位に対する高周波電位変動を除去する従来例として、例えば特許文献 1 に開示するものがあり、これを図 20 に示す。

図 20 の図 19 との相違点は、入力部の交流フィルタコンデンサを 2a , 2b に、直流コンデンサを 4a , 4b に、出力部の交流フィルタコンデンサを 3a , 3b にそれぞれ分割し、各々の接続点を共通接続し、電位を共通にした点にある。これによって、9 ~ 12 の高周波スイッチング動作により、4a , 4b の交流入力に対する電位が高周波で変動することを防止し、13 ~ 16 の高周波スイッチング動作により、4a , 4b の交流入力に対する電位が高周波で変動することを防止し、結果として交流出力の交流入力に対する電位が高周波で変動することを防止している。これにより、電位変動を除去するための変圧器を省略可能としている。

30

【 0 0 0 7 】

【特許文献 1】特開平 11 - 235055 号公報 (第 5 頁 , 図 1)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 8 】

上述のように、図 19 の方式では変圧器が装置の中で大きな体積、質量を占め、装置の小型化、軽量化、低コスト化の妨げとなる。図 20 の装置はこれを解決するものであるが、この場合リアクトルが図 19 のものよりも大型化するという問題がある。

40

これは、以下の原理による。図 19 , 図 20 において、半導体スイッチによるスイッチングを、よく知られた三角波キャリア比較方式 PWM (パルス幅変調) によるものとして、以下に説明する。

【 0 0 0 9 】

ここで、

- 1) R 相信号 > キャリアのときには 9 を、R 相信号 < キャリアのときには 10 を、
- 2) S 相信号 > キャリアのときには 11 を、S 相信号 < キャリアのときには 12 を、
- 3) U 相信号 > キャリアのときには 13 を、U 相信号 < キャリアのときには 14 を、

50

4) V相信号 > キャリアのときには15を、V相信号 < キャリアのときには16を、それぞれオンするものとする。

【0010】

例として、リアクトル5に印加される電圧を考える。簡単化のため高周波成分のみ扱うものとする、高周波的にはコンデンサは短絡と見なすことができる。1キャリア周期内におけるリアクトル両端電圧の高周波成分について図19の場合を図21(a)に、図20の場合を図21(b)にそれぞれ示す。以下、「5の両端電圧」は高周波成分のみを示すものとする。

【0011】

図19において、最初10, 12がオンしているものとする。9がオンすると、R1-S1間電圧は0V Eとなり、この変化分Eが5, 6の直列回路に印加される。電圧が1/2ずつ分担されるため、5の両端電圧はE/2である。次に、11がオンすると、R1-S1間電圧はE 0Vとなり、12がオンすると0V Eとなる。上記と同じく5の両端電圧はR1-S1間電圧の1/2となるので、1キャリア周期内における波形は図21(a)に示すように振幅E/2、周期T/2の方形波となる。

図20において、最初10がオンしているものとする。9がオンすると、R1-M間電圧は-E/2 E/2となり、その変化分Eが5に印加される。10がオンすると、R1-M間電圧はE/2 -E/2となり、最初の状態を基準とすると5の印加電圧は0Vとなる。1キャリア周期内における波形は図21(b)に示すように振幅E、周期Tの方形波となる。

【0012】

以上のように、図20の装置における5の両端電圧の電圧時間積は、図19の装置に対して電圧2倍×時間2倍=4倍となる。これは、5に限らずすべてのリアクトルにおいて同様である。リアクトルのリップル電流は電圧時間積に比例し、インダクタンスに反比例するため、図20の装置においてリップル電流を図19のものと同じにするためには、リアクトルのインダクタンスをそれぞれ4倍にする必要がある。つまり、図20の装置においては変圧器を省略した結果、リアクトルが大幅に大型化するため小型、軽量化が困難である。なお、特許文献1の従来例にはハーフブリッジ回路が示されているが、この場合同じ交流電圧を出力するのに2倍の直流電圧を必要とするので、リアクトルの値はさらに2倍が必要となる。

【0013】

したがって、この発明の課題は、リアクトルを大型化することなく変圧器を省略可能にし小型、軽量化を図ること、さらには、電位変動を許容しない負荷が接続される場合にも適用できるようにすることにある。

【課題を解決するための手段】

【0014】

このような課題を解決するため、請求項1の発明では、半導体スイッチ、交流リアクトルおよび交流入力フィルタコンデンサからなり、交流電源に接続されて前記半導体スイッチの高周波スイッチング動作により交流-直流変換を行なう順変換器と、半導体スイッチ、交流リアクトルおよび交流出力フィルタコンデンサからなり、半導体スイッチの高周波スイッチング動作により直流-交流変換を行なう逆変換器とから構成され、その直流部分を共通接続してなる交流-交流変換装置において、

交流入力フィルタコンデンサが接続された交流入力端と前記交流出力フィルタコンデンサが接続された交流出力端との間の少なくとも一端間に前記半導体スイッチのスイッチング周波数に対しては前記交流リアクトルよりもインピーダンスが十分小さく、かつ装置の入力周波数または出力周波数に対しては前記交流フィルタコンデンサよりもインピーダンスが大きい値で、かつ前記逆変換器の出力の基本波周波数から3倍調波までの周波数成分の電圧印加に対し、通過する電流が装置の負荷電流よりも十分小さくなる値のカップリングコンデンサを接続し、さらに前記交流入力フィルタコンデンサと前記交流出力フィルタコンデンサ容量は、前記逆変換器出力の基本波周波数から3倍調波までの周波数成分の電

10

20

30

40

50

流に対し、前記各交流フィルタコンデンサの電圧変動が前記交流入力電圧又は前記交流出力電圧に対して十分小さくなる容量とすることを特徴とする。

【0015】

上記請求項1の発明においては、前記コンデンサを短絡するスイッチを設け、前記コンデンサを短絡して損失を低減させることができる（請求項2の発明）。この請求項2の発明においては、交流入力電圧の周波数が許容値内か否かを判定する周波数判定手段と、入力と出力とを同期させる同期手段と、前記スイッチをオンオフさせる制御手段とを設け、前記周波数が許容値内のときは入力と出力の同期運転を行なうとともに前記スイッチをオンし、前記周波数が許容値外のときは前記スイッチをオフし、所定周波数の電圧を出力することができる（請求項3の発明）。

10

【0016】

また、請求項4の発明では、半導体スイッチ、リアクトルおよび交流フィルタコンデンサからなり、三相交流電源に接続されて前記半導体スイッチの高周波スイッチング動作により三相交流-直流変換を行なう順変換器と、半導体スイッチ、リアクトルおよび交流フィルタコンデンサからなり半導体スイッチの高周波スイッチング動作により直流-三相交流変換を行なう逆変換器とから構成され、その直流部分を共通接続してなる交流-交流変換装置において、

前記順変換器および逆変換器の各フィルタコンデンサの接続をスター結線とし、その中性点どうしを前記フィルタコンデンサよりもキャパシタンスの小さなカップリングコンデンサを介して接続するとともに、カップリングコンデンサの両端に零相変圧器の巻線の1つを接続し、交流入力線または交流出力線もしくは前記直流部分に、前記零相変圧器の他の巻線をそれぞれ直列に挿入したことを特徴とする。

20

上記請求項4の発明においては、リアクトルおよびコンデンサからなり、前記順変換器の交流電圧の中性点電位と前記逆変換器の交流電圧の中性点電位との電位差を検出する電位差検出回路を設け、この電位差検出回路に前記零相変圧器の巻線の1つを接続し、交流入力線または交流出力線もしくは前記直流部分に、前記零相変圧器の他の巻線をそれぞれ直列に挿入することができる（請求項5の発明）。

【0017】

請求項4または5の発明においては、下記(1)式に基づき算出される周波数 f_{HIGH} が補償対象周波数の近傍となるように、前記カップリングコンデンサのキャパシタンス C_{cup} および前記零相変圧器の励磁インダクタンス L_m を選定することができる（請求項6の発明）。

30

$$f_{HIGH} = 1 / 2 \quad (L_m \times C_{cup}) \dots (1)$$

上記請求項6の発明においては、下記(2)式に基づき算出される周波数 f_{LOW} が前記三相交流電源および三相交流出力電圧の各周波数より高周波側となるように、前記交流フィルタコンデンサ C_f 、前記カップリングコンデンサのキャパシタンス C_{cup} および前記零相変圧器の励磁インダクタンス L_m を選定することができる（請求項7の発明）。

$$f_{LOW} = 1 / 2 \quad \{ L_m \times (2 C_f + C_{cup}) \} \dots (2)$$

40

【発明の効果】

【0018】

請求項1～3の発明によれば、交流入力端と交流出力端との間の少なくとも一端間にコンデンサを設け、そのコンデンサのスイッチング周波数に対するインピーダンスが、リアクトルのスイッチング周波数に対するインピーダンスよりも充分小さくなるよう、コンデンサのキャパシタンスを選定するようにし、さらに上記コンデンサを、図20の従来例と異なり回路の直流部に直接接続しない構成としたので、出力電圧の電位変動を、リアクトルに印加される電圧時間積を大きくすることなく防止し、リアクトルを大型化することなく変圧器を省略可能とする利点がもたらされる。

【0019】

50

また、請求項 4 , 5 の発明によれば、最小限の部品を追加するだけで、電位変動を許容しない負荷が接続される場合にも適用することができる。

さらに、請求項 6 , 7 の発明によれば、最小限の部品を追加するだけで、電位変動を許容しない負荷が接続される場合にも適用することができるだけでなく、台形波変調によって発生する入出力電圧の 3 倍調波の出力電位変動を精度良く抑制することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0020】

図 1 はこの発明の実施の形態を示す構成図である。

これは、図 19 に示すものに対し、変圧器 17 を省略するとともに、端子 S - V 間にコンデンサ 18 を設けた点が特徴である。そのキャパシタンスは 2 , 3 と同等または 1 / 10 程度とする。この値のキャパシタンスは、スイッチング周波数においてリアクトルよりも充分小さい値のインピーダンスを示すため、R - S 間、U - V 間と同様に S - V 間も高周波的に短絡と見なせる。これにより、出力端の高周波電位変動が防止される。

【0021】

一方、装置の入力または出力周波数に対しては、18 のキャパシタンスは充分大きなインピーダンスを示す。18 を介して装置内部を循環する電流は、高周波成分はリアクトルのインピーダンスによって、低周波成分は 18 のインピーダンスによってそれぞれ制限されるため、その大きさは問題にならない程度である。なお、装置によっては接地コンデンサ 100 を設けることがあり、結果的に接地回路を通じて V と S との接続がなされることがあるが、一般に接地コンデンサは漏洩電流の制約から 1000 pF 以下であるのに対し、数 kVA クラスの装置を例にとると 18 は数 μ F 以上である。18 の電流は 100 の電流よりはるかに大きくなるが、接地回路を介さないため漏洩電流とはならず、問題は生じない。

【0022】

リアクトル 5 の両端電圧を、図 21 (c) に示す。図 1 の半導体スイッチの動作は、基本的に図 19 と同じであるが、最初 10 , 12 , 14 , 16 がオンした状態から 9 がオンすると、R 1 点電位が P 電位、S 1 , U 1 , V 1 の各電位は N 電位である。ここで、R , S , U , V 全ての点どうしが高周波的に短絡と見なせるため、等価的に 5 と、6 , 7 , 8 の並列回路との直列回路が形成され、これに E が印加される。5 ~ 8 のインダクタンスが等しいとすると、このとき 5 の両端電圧は $3E/4$ となる。次に 13 がオンすると、等価回路は 5 と 7 の並列回路と、6 と 8 の並列回路との直列回路となり、5 の両端電圧は $E/2$ となる。さらに 15 がオンすると、等価回路は 5 , 7 , 8 の並列回路と 6 との直列回路となり、5 の両端電圧は $E/4$ となる。

【0023】

以降の動作も同様であり、5 の両端電圧は $E/4$ ステップの階段状波形となり、平均的には振幅 $E/2$ の方形波と等価と見なせる。また、波形は異なるものの、T 内で 2 パルスが印加されるためパルス周期は $T/2$ となるので、リップル電流は図 21 (a) の波形が印加された場合とほぼ同じとなる。したがって、図 19 の回路のリアクトルと同じ値のものをを用いることができる。

図 1 の回路は図 20 の回路と異なり、直流部分の電位が高周波的に変動するが、その影響は入力側、出力側とも現れないため、問題はない。

【0024】

図 2 はこの発明の別の実施の形態を示す構成図である。これは、3 相回路への適用例で、101 は 3 相交流電源、102 ~ 107 は交流フィルタコンデンサ、108 は直流コンデンサ、109 ~ 114 はリアクトル、115 ~ 126 は半導体スイッチ、127 はカップリングコンデンサ (単に、コンデンサともいう) である。入力、出力の各相間は交流フィルタコンデンサで接続されているので、入出力の任意の一端どうしをコンデンサ 127 により接続することで、出力電位安定化の目的は達せられる。

【0025】

図 3 はこの発明のさらに別の実施の形態を示す構成図で、図 2 に対しコンデンサ 128

10

20

30

40

50

および129を付加した点が特徴である。図2ではU-V間、V-Wおよび間W-U間の構成が非対称であるため、条件によっては電圧不平衡などの不具合が生じる可能性があるが、図3ではコンデンサ128および129を接続してその防止を図るようにしている。

図4に図3の変形例を示す。これは、入出力のフィルタコンデンサ102～107を(デルタ・三角)結線からY(スター・星形)結線に変更し、その中性点どうしをコンデンサ127を介して接続したものである。中性点は各相よりも低周波的な電位変動が小さいので、入出力の干渉を小さく抑えることができる。

【0026】

ところで、図2～4の回路では、各出力端に低周波の電位変動を生じる場合がある。これについて、以下に説明する。

図5は順変換器または逆変換器の波形制御方法を説明する波形図である。図5(a)は図4に示すP点、N点の中間電位(以下、仮想直流中性点電位ともいう)に対するU1、V1、W1またはR1、S1、T1の平均電圧を各々正弦波となるように制御する場合の例である。この場合、各点の電圧は最大±E/2のピーク値を持ち得るが、線間電圧に相当する各点間の平均電圧は三相波形の性質上 $3E/2$ が上限である。以下、この方法を正弦波変調方式という。

【0027】

別の制御方法として、図5(a)の波形に同(b)に示すような、周波数3倍、振幅10%～15%程度の零相電圧を各々加算する方法がある。加算後の波形は、図5(c)のように台形波状のものとなる。図5(a)の波形に比べピーク値が抑制される分、基本波を大きくすることができるので、各点間の平均電圧はEまで上げることができる。ここで、各点に同じ値の零相電圧が加算されているため、各点間の電圧波形に零相電圧の影響は現われず、正弦波のままである。この方法を台形波変調方式という。

【0028】

台形波変調方式は正弦波変調方式に比べ、同一の直流電圧に対して、各点間の電圧、すなわち線間電圧を大きくすることができるので、同一の交流線間電圧に対しては直流電圧を下げることができ、これによって使用する部品に耐圧の低いものを用いることができ、また回路損失を低減できるという長所がある。このため、三相変換器においては台形波変調方式を用いるのが一般的である。

【0029】

一方、台形波変調方式を用いると、装置の直流電圧に対して各入出力の交流電位が零相成分を持つことになる。順変換器と逆変換器とで同位相、同振幅の零相電圧を加算している場合、これらは相殺されて出力には零相成分の電位変動は現われないが、例えば図6(a)、(b)のように入出力に60°の位相差があると、入出力の零相電圧には180°の位相差が生じる。例えば、図6のタイミングtにおいて、上記仮想直流中性点電位に対し、直流入力の中性点(図4のn1参照)の電位はV1だけ低く、交流出力の中性点(図4のn2参照)の電位はV2だけ高くなる。この条件では、n2はn1に対し振幅V1+V2、入出力周波数の3倍の周波数で電位変動を生じる。交流電源が中性点接地の場合、n1はほぼ接地電位に等しいのでn2は対地電位変動を生じることになる。

【0030】

上記電位変動は出力線間電圧より値が小さく、上述の高周波電位変動よりはるかに周波数が低いので、ほとんど問題にならないが、特定の条件、例えば負荷がキャパシタンスの大きな接地コンデンサを備えていて漏洩電流が許容値ぎりぎりの場合、本回路の動作によって漏洩電流が許容値を超えてしまう場合がある。これを回避するために正弦波変調方式を用いると、直流電圧が高くなることにより回路全体の再設計が必要となる。なお、コモンモードリアクトルにより電位変動の影響を補償するものがあるが、対象となる周波数が低いため、必要なインダクタンス値が大きくなり、実用的でない。

【0031】

図7は図4で電位変動を許容しない負荷に適用可能な例その1を示す回路図である。

図7において、19は各交流出力に零相電圧を加算する、いわゆる零相変圧器であり、

10

20

30

40

50

その入力にはコンデンサ 127 に接続されている。ここで、コンデンサ 127 の両端電圧はコンデンサ 102 ~ 104 の並列回路と、コンデンサ 127 と、コンデンサ 105 ~ 107 の並列回路との直列回路における分圧比によって決まり、コンデンサ 127 のキャパシタンスをコンデンサ 102 ~ 107 に対して十分小さい値とすれば、入出力中性点の差電圧の殆どがコンデンサ 127 の両端に掛かる。例えば、コンデンサ 127 のキャパシタンスをコンデンサ 102 ~ 107 の $1/10$ とすれば、差電圧の 94% が印加される。これを零相変圧器 19 により逆極性で加算することにより、電位変動を補償することが可能となる。零相変圧器 19 の変圧比は 1 : 1 または上記の分圧比等による電圧低下を補償する値、例えば 0.94 : 1 とする。

零相変圧器は、下記の理由により従来の変圧器と比べ極めて小型にできる。

- a) 電力の伝達がほとんどないので、一次巻線に流れるのは励磁電流のみである。
- b) 印加電圧が零相成分であり、線間電圧に比べてきわめて小さい (10 ~ 15% 程度)。
- c) 印加電圧の周波数が、交流入出力周波数の 3 倍である。

【0032】

なお、コモンモードトランスにより電位変動の影響を補償するものとして、例えば特開平 11 - 346478 号公報に示すものがあるが、このような方式を図 4 の回路に適用した場合に比べて下記 1) ~ 4) の利点がある。

- 1) 負荷の接地回路を介していないので、負荷とは独立に対処できる。負荷が不特定多数の場合、この条件は不可欠である。
- 2) 高周波電位変動をコンデンサ 127 により除去しているため、零相変圧器 19 に高周波電圧成分は掛からない。また、高周波成分を伝達する性能も不要なため、零相変圧器 19 を安価にできる。

【0033】

3) 零相変圧器 19 は接地回路に直接接続されていないので、励磁電流が大地に流れることによる漏洩電流の増加がない。

4) 零相変圧器 19 の一次巻線に直列にコンデンサ 102 ~ 107 が存在するため、直流偏磁の危険が無い。このため、零相変圧器 19 に対する変換器の偏磁防止制御は不要である。

なお、図 7 の回路では交流出力側に零相変圧器を置いたが、交流入力側に置いても同等の効果を得ることができる。

【0034】

図 8 は図 4 で電位変動を許容しない負荷に適用可能な例その 2 を示す回路図である。

図 7 との相違は、零相変圧器 19 を交流フィルタコンデンサ 105 ~ 107 の内側に配置した点にある。この場合、零相変圧器 19 の作用によりコンデンサ 127 の両端の電圧、すなわち零相変圧器 19 の入力電圧が減少するため、コンデンサ 127 の両端の電圧は原理的に 0V にならない。例えば、変圧比が 1 : 1 の場合、コンデンサ 127 の両端の電圧は零相変圧器 19 を設けない場合の約 $1/2$ に減少するに留まる。電圧の減少の割合は変圧比を上げれば、或る程度増やすことができる。零相変圧器 19 は印加電圧が低くなるので、耐圧を下げることもできる。また、図 7 と同様、交流入力側に置くことができる。

【0035】

図 9 は図 4 で電位変動を許容しない負荷に適用可能な例その 3 を示す回路図である。

図示のように、零相変圧器 20 を直流部分に配置した点が特徴である。順変換器 - 逆変換器間の直流電流は、交流入出力電流より実効値が小さいため巻線の電流定格を小さくでき、また巻線数を減らすことができる。零相変圧器 20 を挿入することで、回路図上はコンデンサ 108a が追加となるが、大容量の装置などで順変換器と逆変換器が個別に構成されている場合には、それぞれに直流コンデンサが元々存在するため、直流コンデンサの追加は不要である。

【0036】

図 10 は図 4 で電位変動を許容しない負荷に適用可能な例その 4 を示す回路図である。

10

20

30

40

50

図10において、131～136はリアクトル、137～143はコンデンサで、これらは図7のリアクトル109～114，コンデンサ102～107および127と同じように接続され、定数を適宜に選定することにより、コンデンサ143の両端に図7のコンデンサ127と等しい電圧を得ることが可能となる。すなわち、零相電圧検出回路として機能することになる。コンデンサ127の電圧を補償に利用しないので、零相変圧器19を図8と同じ位置に配置しても100%零相変圧を補償することができる。また、コンデンサ102～104，105～107がスター結線である必要もなくなるので、部品選定の都合に合わせてデルタ結線に変更することができる。このとき、コンデンサ127は入出力の1相間～3相間に挿入される。

【0037】

図10の回路では図7，図8の回路に比べて部品点数が増加することになるが、零相電圧検出回路に流れる電流は零相変圧器19の励磁電流相当であり、装置全体の容量に比べ回路の容量は小さい一方、ACフィルタ構成の自由度が上がるため、条件によっては図7の回路より小形化が可能である。

なお、零相変圧器19の位置は図7と同じ位置、または交流入力側に配置することも可能であり、あるいは図9のように直流部に配置しても同様の効果を得ることができる。

【0038】

図11に図4の変形例を示す。これは、図4で中性点どうしをコンデンサを介さずに直接接続したものである。フィルタコンデンサに、図4のコンデンサ127の機能を兼ねさせている。入出力間のインピーダンスが小さくなり、低周波的な干渉電流（入出力間の回り込み電流）が大きくなるため、これが許容できる場合に適用する。

図12に図11の変形例を示す。フィルタコンデンサをY結線にすると、各相間の配線が長くなるため、特に大型の装置では配線インダクタンスにより、線間電圧のリプル・ノイズの除去効果が弱くなる。フィルタコンデンサを結線したままで図4と同様の効果を出すために、図示のようにY結線の入出力接続回路を別途設ける。このとき、Y結線側のコンデンサ102A～107Aのキャパシタンスは、結線側の1/10程度とする。大きいと、図11と同様の問題が生じるためである。

【0039】

図13はこの発明の他の実施の形態を示す構成図で、図1に示すものに対しスイッチ200を付加した点が特徴である。200をオンした際には11と13、12と14がそれぞれ同一の動作を行ない、結果としてS1-N間電位、V1-N間電位は等しくなる。このためS-V間を短絡してもS1-V1間で短絡電流は流れない。この共通電位に対し、入出力の各々の線間電圧を制御することで、図1と同等の動作が可能である。

【0040】

この回路の目的は、損失の低減にある。つまり、図1の回路の入出力間の電流経路は、例えばR₅ 9 13 7 U V 8 16 12 Sであり、リアクトル4個と半導体スイッチ4個を通過する。（18のインピーダンスは基本波成分に対しては大きいので、電流経路とはならない）。これに対し、図13の回路では、例えばR₅ 9 13 7 U V 200 Sとできるので、損失を大幅に低減できる。

【0041】

図13の回路の適用は、入出力の周波数が等しくかつ出力が同期しているときが最も有効である。例えばR-S間電圧が正のピーク付近のときはU-V間電圧もピーク付近となるので、S1=V1電位をN点とほぼ等しくすることでR1-S1間平均電圧，U1-V1間平均電圧は最大P-N間電圧Eまで出力可能である。一方、入出力が非同期の場合、例えばR-S間電圧が正のピーク付近のときにU-V間電圧が負のピーク付近となる場合が存在する。このときに電圧制御を行なうには、S1=V1電位をP-N間の中間電位とし、R1はP点電位付近、U1はN点電位付近とする。この場合、線間電圧はE/2までしか出せないため、同じ交流電圧に対応するためにはEの値を2倍とする必要があり、実用性が低下する。

そこで、スイッチ200を設けることにより、上述の電位共通化が有効である条件にお

10

20

30

40

50

いてはスイッチ200をオンして損失を低減し、それ以外ではスイッチ200をオフして図1と同様に動作させることにより、条件の許す範囲で極力損失を低減する運用が可能となる。なお、この回路は3相以上の回路にも適用可能である。

【0042】

図14はこの発明のさらに他の実施の形態を示す構成図で、図13の回路にスイッチ制御回路203を付加し、スイッチ200のオン、オフおよび運転状態の切り換えを自動化したものである。なお、201は周波数判定回路、202は同期回路、204はパルス制御回路をそれぞれ示す。この回路は、例えば電源1がエンジン発電機等の周波数の不安定な電源であっても、負荷には安定した周波数および電圧を供給するような場合に用いられる。まず、201により電源1の周波数が許容範囲内かどうかを判定する。許容範囲内のときは203で200をオンすると同時に、202で入力電圧と同期した出力電圧指令を発生させ、出力電圧の実際値(検出値)をこの指令値に一致させるよう、204にて各半導体スイッチの制御を行なう。これにより、図13と同様に損失が低減される。

10

【0043】

一方、電源1の周波数が許容範囲を逸脱した場合には200をオフし、202は予め定められた周波数の出力電圧指令を発生させる。200には、要求される応答速度に応じてリレー等の機械式スイッチまたは半導体スイッチを用いるものとし、200をオンする際には、18の電圧を検出器を設けて検出するかまたは演算で推定し、電圧が0Vとなるよう予め制御した後に200をオンすることで、入力または出力への擾乱や、18の短絡による電流が200に流れることによる損傷を防止する。なお、図13と同様に、この回路も3相以上の回路に適用可能である。

20

【0044】

ところで、図7~10の実施例では、カップリングコンデンサ127のキャパシタンスと零相変圧器19の巻数比については言及したが、交流フィルタコンデンサ102~107、カップリングコンデンサ127、零相変圧器19の励磁インダクタンスが周波数特性を持つため、これらの定数選定によって抑制効果が異なる。

このことについて、以下に説明する。

【0045】

図15は図7の等価回路図、図16は電位変動抑制のための周波数特性図、図17はカップリングコンデンサ電圧と負荷の仮想中性点電位を示す波形図、図18は図17の各波形に対応する周波数特性図である。

30

ここで、例として零相変圧器19の励磁インダクタンス L_m は励磁電流が定格の5%程度となる値を選定し、かつカップリングコンデンサ127のキャパシタンス C_{cup} は交流フィルタコンデンサ102~107の20~30%を選定した。

【0046】

図17の例1に示す波形が上記条件におけるカップリングコンデンサ電圧(トランス一次電圧) V_{cup} と負荷の仮想中性点電位(補償対象電圧) V_{in} を示す波形であるが、 V_{in} と V_{cup} とは逆位相となっており、過補償となっている。この理由は、図16の周波数特性から明らかである。図16の波形(3)が、上記条件における V_{cup}/V_{in} の周波数特性である。また、ゲイン特性 G_3 は次式(3)のように示される。これは、図15において、 V_{in} に対する V_{cup} の特性を数式化したものである。

40

$$G_3 = \frac{s^2 L_m C_f}{\{1 + s^2 (L_m C_f + L_f C_f + L_m C_{cup}) + s^4 L_m L_f C_f C_{cup}\}} \dots (3) \quad s: \text{ラプラス演算子}$$

【0047】

また、上記(3)式から算出される各極大点の周波数および0dBクロス点の周波数は、下式の通りである。

$$\text{低周波域の極大点周波数 } f_1 = 1/2 \sqrt{\{L_m \times (C_f + C_{cup})\}} \dots (4)$$

$$\text{高周波域の極大点周波数 } f_2 = 1/2 \sqrt{\{(L_m + L_f) \times C_f\}} \dots (5)$$

$$\text{高周波側のゼロクロス周波数 } f_{HIGH} = 1/2 \sqrt{(L_m \times C_{cup})} \dots (1)$$

$$\text{低周波側のゼロクロス周波数 } f_{LOW} = 1/2 \sqrt{\{L_m \times (2C_f + C_{cup})\}} \dots ($$

50

2)

【0048】

補償対象となる入出力電圧の3倍調波成分の150Hz, 180Hzは f_{HIGH} と f_2 の間に存在するため、ゲイン特性G3が“1以上となる。このため、変換器の発生する電位変動以上のカップリングコンデンサ電圧変動が発生し、結果として過補償状態となってしまう。

以上のように、カップリングコンデンサのキャパシタンスと零相変圧器の励磁インダクタンスを、周波数特性を考慮せずに個別に選定すると補償対象周波数によっては過補償、発振のような不測の事態となるおそれがある。

【0049】

そこで、下記条件1, 2をみたすように L_m および C_{cup} を選定する、と言うのが新たな発明の要点である。

条件1: 0dBクロス点(=ゲイン1)の周波数が150Hz, 180Hz近傍に存在すること。すなわち、次の関係が成立するようにする。

$$f_{HIGH} = 1 / 2 \quad (L_m \times C_{cup}) \quad 3 f_s$$

(f_s : 基本周波数50Hz, 60Hz)

【0050】

条件2: 基本波成分が重畳する可能性もあるため、50Hz, 60Hz成分が低周波側0dBクロス点よりDC(直流)側に存在すること。すなわち、次の関係が成立するようにする。

$$f_{LOW} = 1 / 2 \quad \{ L_m \times (2 C_f + C_{cup}) \} > f_s$$

【0051】

図17の例2は、励磁インダクタンス L_m の調整により、 $f_{HIGH} = 1 / 2 \quad (L_m \times C_{cup})$ を165Hz(150Hzと180Hzの間接点)に設定した例で、 $L_m = 5.2mH$ 、 $C_{cup} = 180\mu F$ に選定している。図17の例2に示すように、負荷の仮想中性点電位波形には、変動が殆ど無くなっていることが確認できる。これは、図18の周波数特性から分かるように、入出力電圧の3倍の周波数(150Hz, 180Hz)が0dB近傍にあるため、変換器の発生する電位変動を殆ど1:1でカップリングコンデンサが再現し、発生源の電位変動を精度良く抑制できるためである。

【0052】

図17の例3は、カップリングコンデンサ C_{cup} および励磁インダクタンス L_m の調整により、 $f_{HIGH} = 1 / 2 \quad (L_m \times C_{cup})$ を165Hz(150Hzと180Hzの間接点)に設定するとともに、 $f_{LOW} = 1 / 2 \quad \{ L_m \times (2 C_f + C_{cup}) \}$ を60Hz以上に選定した例で、 $L_m = 2.2mH$ 、 $C_{cup} = 420\mu F$ に選定している。この例も負荷の仮想中性点電位波形には、変動が殆ど無くなっていることが確認できる。また、 $f_{LOW} = 1 / 2 \quad \{ L_m \times (2 C_f + C_{cup}) \} > f_s$ の条件を満たしており、基本周波数 f_s の近傍の変動に対する負荷端の電位変動が少なく済むことになる。

【図面の簡単な説明】

【0053】

【図1】この発明の実施の形態を示す回路図

【図2】この発明の別の実施の形態を示す回路図

【図3】この発明のさらに別の実施の形態を示す回路図

【図4】図3の変形例を示す回路図

【図5】図4における順変換器, 逆変換器の制御方法を説明する波形図

【図6】図4における電位変動を説明する波形図

【図7】図4で電位変動を許容しない負荷に適用可能な例その1を示す回路図

【図8】図4で電位変動を許容しない負荷に適用可能な例その2を示す回路図

【図9】図4で電位変動を許容しない負荷に適用可能な例その3を示す回路図

【図10】図4で電位変動を許容しない負荷に適用可能な例その4を示す回路図

10

20

30

40

50

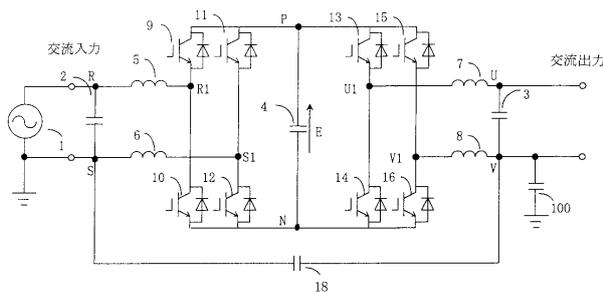
- 【図 1 1】 図 4 の変形例を示す回路図
- 【図 1 2】 図 1 1 の変形例を示す回路図
- 【図 1 3】 この発明の他の実施の形態を示す回路図
- 【図 1 4】 この発明のさらに他の実施の形態を示す回路図
- 【図 1 5】 図 7 の等価回路図
- 【図 1 6】 図 1 5 における電位変動抑制のための周波数特性図
- 【図 1 7】 図 1 5 のカップリングコンデンサ電圧と負荷の仮想中性点電位を示す波形図
- 【図 1 8】 図 1 7 の各波形に対応する周波数特性図
- 【図 1 9】 一般的な交流 - 交流変換回路を示す回路図
- 【図 2 0】 交流 - 交流変換回路の従来例を示す回路図
- 【図 2 1】 図 1 9 , 図 2 0 および図 1 のリアクトル電圧を説明する波形図
- 【符号の説明】
- 【 0 0 5 4 】

1 ... 交流電源、2, 3, 102 ~ 107, 102A ~ 107A, 137 ~ 142 ... 交流フィルタコンデンサ、4, 108, 108a ... 直流コンデンサ、5 ~ 8, 109 ~ 114, 131 ~ 136 ... リアクトル、9 ~ 16, 115 ~ 126 ... 半導体スイッチ、17 ... 変圧器、18, 127, 128, 129, 143 ... コンデンサ、19, 20 ... 零相変圧器、100 ... 接地コンデンサ、200 ... スイッチ、201 ... 周波数判定回路、202 ... 同期回路、203 ... スイッチ制御回路、204 ... パルス制御回路。

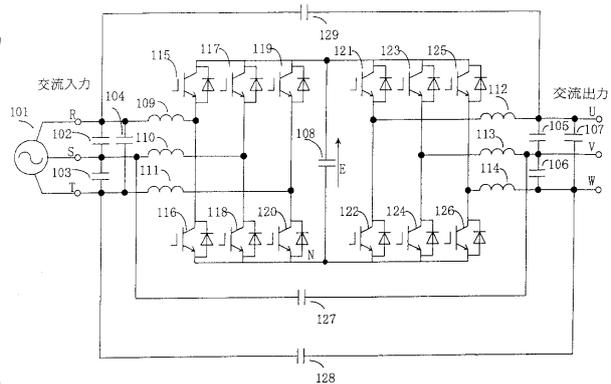
10

20

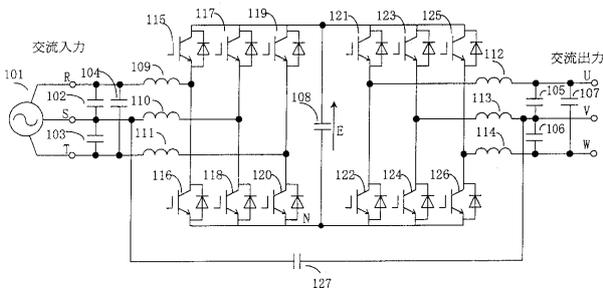
【図 1】



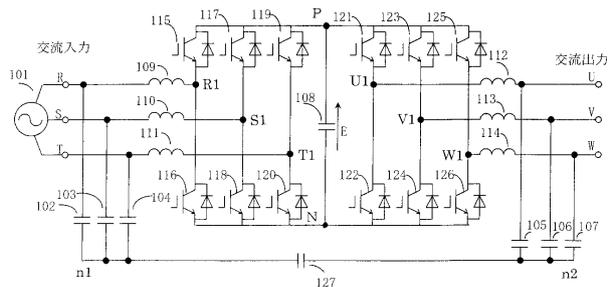
【図 3】



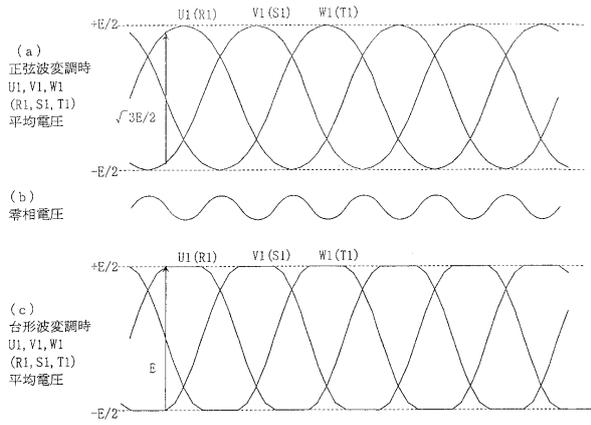
【図 2】



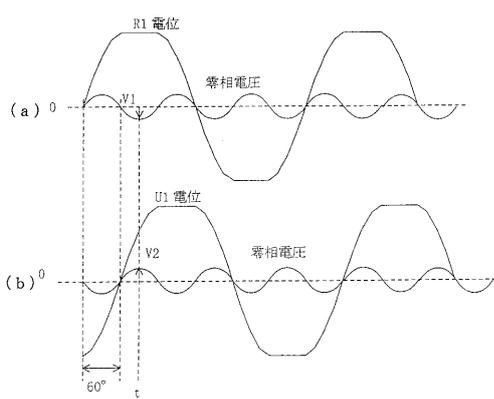
【図 4】



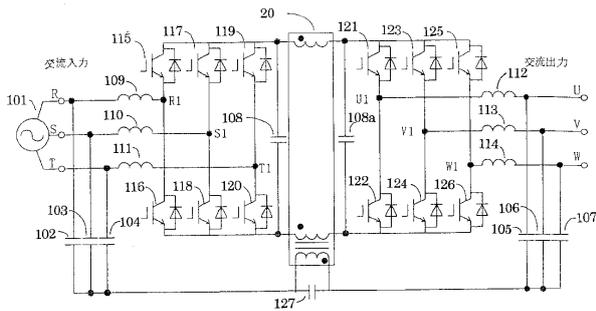
【 図 5 】



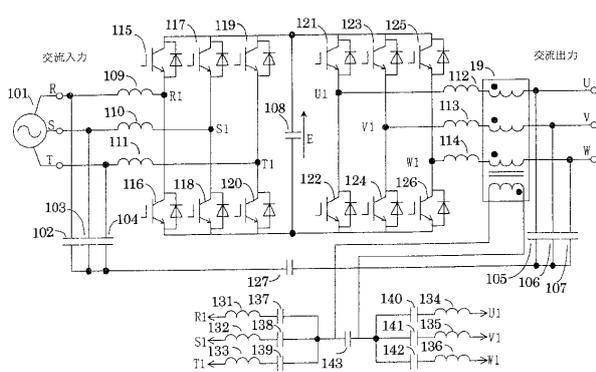
【 図 6 】



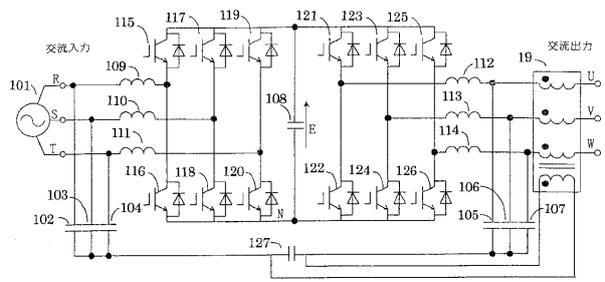
【 図 9 】



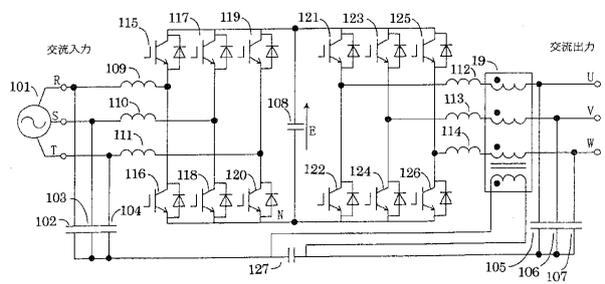
【 図 10 】



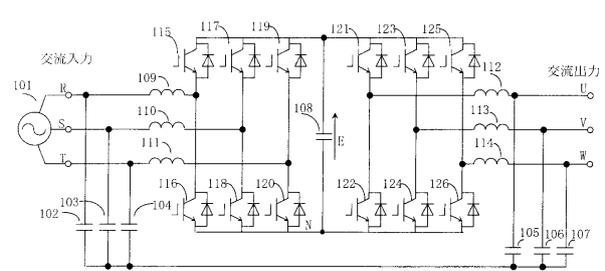
【 図 7 】



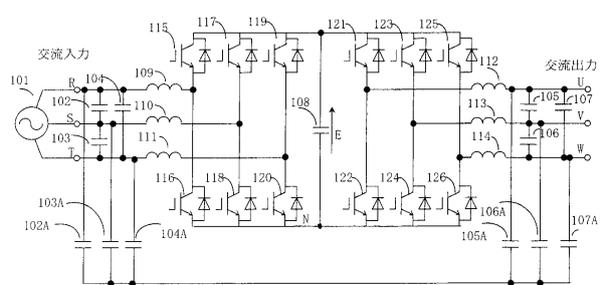
【 図 8 】



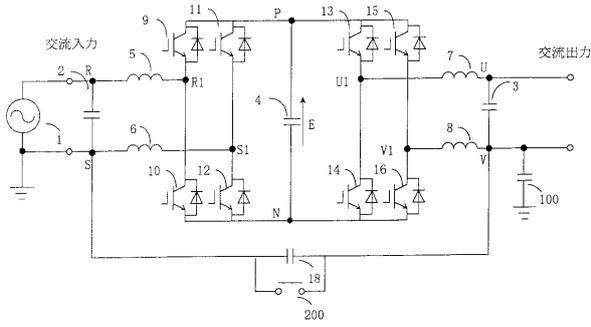
【 図 11 】



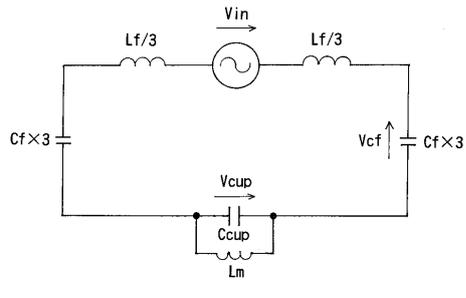
【 図 12 】



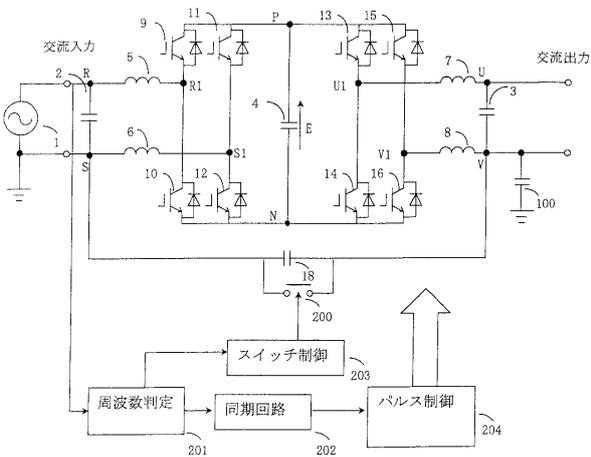
【図13】



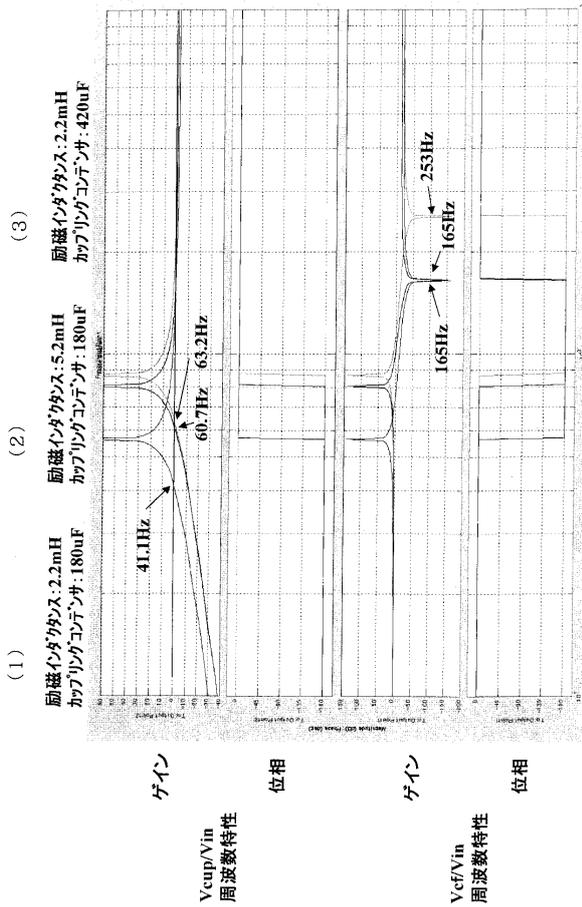
【図15】



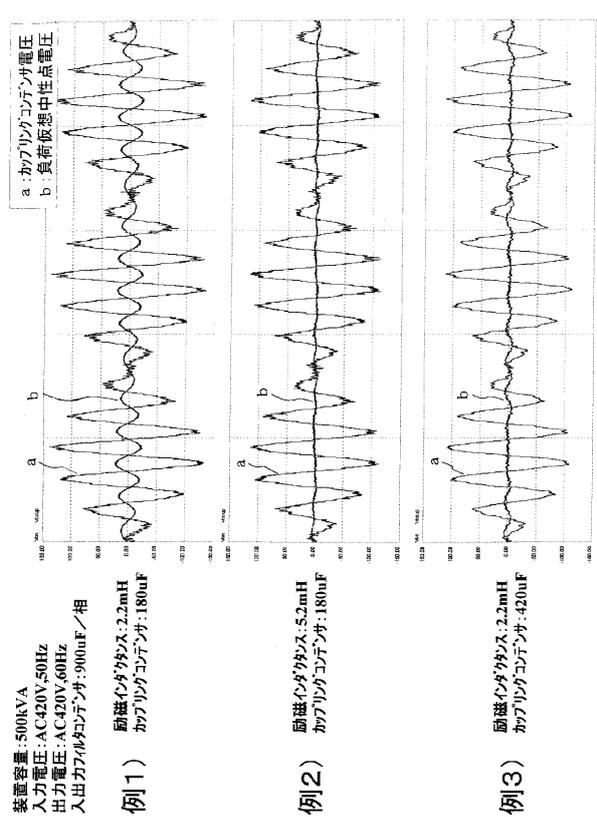
【図14】



【図16】



【図17】



装置容量: 500kVA
入力電圧: AC420V, 50Hz
出力電圧: AC420V, 60Hz
入出力フィルコンデンサ: 900uF/相

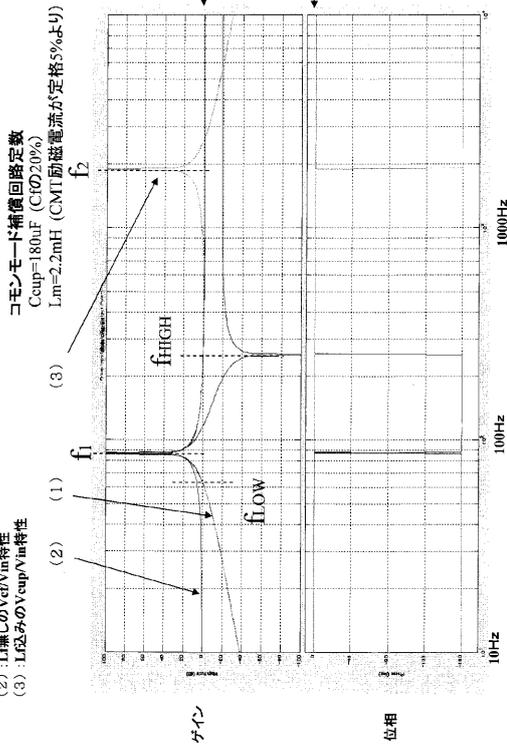
【図18】

500kVA、420V時の7/4分定数

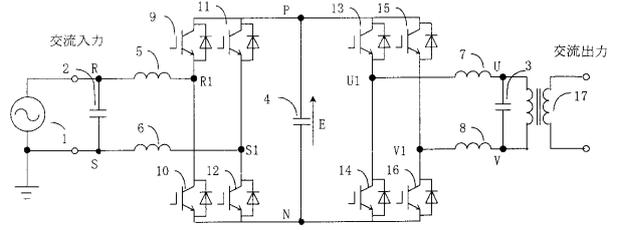
$L_f=45\mu\text{H}$ (% $Z=4\%$)
 $C_f=900\mu\text{F}$ (% $Z=10\%$)

V_{cup}の周波数特性(ボード線図)

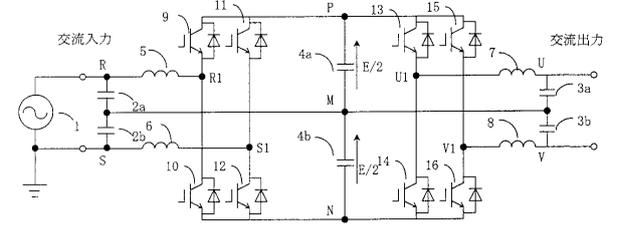
- (1): L補しのV_{cup}/V_{in}特性
- (2): L補しのV_{cf}/V_{in}特性
- (3): L込みのV_{cup}/V_{in}特性



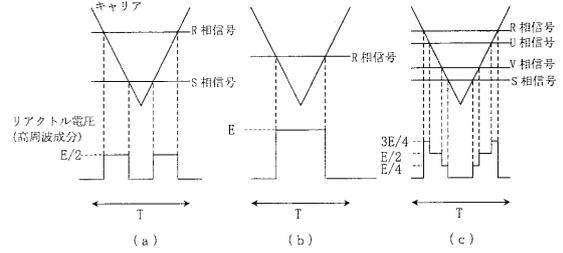
【図19】



【図20】



【図21】



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09 - 294381 (JP, A)
特開2002 - 199620 (JP, A)
特開2000 - 232788 (JP, A)
特開昭64 - 074070 (JP, A)
特開2002 - 165386 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/5387
H02M 5/42
H02M 7/219