

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7278497号
(P7278497)

(45)発行日 令和5年5月19日(2023.5.19)

(24)登録日 令和5年5月11日(2023.5.11)

(51)国際特許分類

F I

H 0 2 M 7/12 (2006.01)

H 0 2 M 7/12 A

請求項の数 12 (全25頁)

(21)出願番号	特願2022-546814(P2022-546814)	(73)特許権者	000006013
(86)(22)出願日	令和2年9月4日(2020.9.4)		三菱電機株式会社
(86)国際出願番号	PCT/JP2020/033558		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(87)国際公開番号	WO2022/049720	(74)代理人	100118762
(87)国際公開日	令和4年3月10日(2022.3.10)		弁理士 高村 順
審査請求日	令和4年8月16日(2022.8.16)	(72)発明者	植村 啓介
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
			三菱電機株式会社内
		(72)発明者	烏山 翔太郎
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
			三菱電機株式会社内
		(72)発明者	有澤 浩一
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
			三菱電機株式会社内
		(72)発明者	▲高▼原 貴昭
			最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力変換装置および空気調和機

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

フルブリッジ状に構成された4つのスイッチング素子を有し、交流電源から供給される交流電力を直流電力に変換するコンバータと、

前記交流電源と前記コンバータとの間に設けられるリアクトルと、

前記コンバータの直流端子の両端に接続される平滑コンデンサと、

前記交流電源から出力される交流電圧を検出する交流電圧検出器と、

前記リアクトルに流れる電流を検出する交流電流検出器と、

前記スイッチング素子のスイッチング動作を制御する制御回路と、

を備え、

前記制御回路は、前記コンバータの正極の直流端子であるP端子と前記交流電源の一方のL端子とのPL端子間、または前記コンバータの負極の直流端子であるG端子と前記交流電源の他方のN端子とのGN端子間において、前記スイッチング動作に起因する電位変動を抑えるように前記スイッチング素子を制御し、

一端が前記交流電源の前記L端子に接続され、他端が前記コンバータの一方の交流端子に接続される第1のリアクトルと、

一端が前記交流電源の前記N端子に接続され、他端が前記コンバータの他方の交流端子に接続される第2のリアクトルと、

カソードが前記第1のリアクトルの前記一端に接続され、アノードが前記G端子に接続される第1のダイオードと、

カソードが前記第 2 のリアクトルの前記一端に接続され、アノードが前記 G 端子に接続される第 2 のダイオードと、

を備え、

前記第 1 のリアクトルまたは前記第 2 のリアクトルのうちの 1 つは前記リアクトルである、

電力変換装置。

【請求項 2】

前記交流電源と前記リアクトルとの間に接続され、ノイズを低減するための共通モードチョークコイル、

を備える請求項 1 に記載の電力変換装置。

10

【請求項 3】

前記 L 端子とアース線である E 端子とに並列接続される第 1 のコンデンサと、前記 N 端子と前記 E 端子とに並列接続される第 2 のコンデンサと、を有する Y コンデンサ、

を備える請求項 1 または 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記制御回路は、前記スイッチング素子のスイッチングパターンを変更することで、前記 P L 端子間または前記 G N 端子間の電位固定方法を変更する、

請求項 1 から 3 のいずれか 1 つに記載の電力変換装置。

【請求項 5】

フルブリッジ状に構成された 4 つのスイッチング素子を有し、交流電源から供給される交流電力を直流電力に変換するコンバータと、

20

前記交流電源と前記コンバータとの間に設けられるリアクトルと、

前記コンバータの直流端子の両端に接続される平滑コンデンサと、

前記交流電源から出力される交流電圧を検出する交流電圧検出器と、

前記リアクトルに流れる電流を検出する交流電流検出器と、

前記スイッチング素子のスイッチング動作を制御する制御回路と、

を備え、

前記制御回路は、前記コンバータの正極の直流端子である P 端子と前記交流電源の一方の L 端子との P L 端子間、または前記コンバータの負極の直流端子である G 端子と前記交流電源の他方の N 端子との G N 端子間において、前記スイッチング動作に起因する電位変動を抑えるように前記スイッチング素子を制御し、前記スイッチング素子のスイッチングパターンを変更することで、前記 P L 端子間または前記 G N 端子間の電位固定方法を変更し、前記コンバータの前記スイッチング素子が直列接続された 2 つのアームにおいて、一方のアームで予め規定された周波数に基づく第 1 の速度で電源短絡および電力供給を行う高速スイッチングを行い、他方のアームで前記交流電源の電源周波数に同期し、前記第 1 の速度より低速な第 2 の速度でスイッチングする低速スイッチングを行う、
電力変換装置。

30

【請求項 6】

前記制御回路は、前記コンバータの前記スイッチング素子のうちハイサイドのスイッチング素子またはローサイドのスイッチング素子のいずれか一方が、前記交流電源の電源周波数の 1 周期内に、予め規定された周波数に基づく第 1 の速度で電源短絡および電力供給を行う高速スイッチングと、前記交流電源の電源周波数に同期し、前記第 1 の速度より低速な第 2 の速度でスイッチングする低速スイッチングとを 1 回ずつ切り替える、

40

請求項 1 から 4 のいずれか 1 つに記載の電力変換装置。

【請求項 7】

前記制御回路は、前記低速スイッチングにおいて、前記交流電源の交流電圧の極性に応じて前記スイッチング素子をスイッチングさせる、

請求項 5 または 6 に記載の電力変換装置。

【請求項 8】

前記制御回路は、前記低速スイッチングにおいて、前記交流電源の交流電流の極性に応

50

じて前記スイッチング素子をスイッチングさせる、

請求項 6 に記載の電力変換装置。

【請求項 9】

前記制御回路は、前記高速スイッチングを行う 2 つの前記スイッチング素子のうち、第 1 のスイッチング素子を前記高速スイッチングのメインとしてスイッチングさせ、第 2 のスイッチング素子を前記第 1 のスイッチング素子に対して反転同期してスイッチングさせる、

請求項 7 または 8 に記載の電力変換装置。

【請求項 10】

前記制御回路は、前記高速スイッチングを行う 2 つの前記スイッチング素子のうち、第 1 のスイッチング素子を前記高速スイッチングのメインとしてスイッチングさせ、第 2 のスイッチング素子をオフさせる、

請求項 7 または 8 に記載の電力変換装置。

【請求項 11】

前記コンバータから出力される直流電力を交流電力に変換するインバータと、前記インバータから出力される交流電力で駆動するモータを有する圧縮機と、が接続され、

前記制御回路は、前記圧縮機が 5 r p s から 7 0 r p s の領域において前記スイッチング素子のスイッチングを制御する、

請求項 9 または 10 に記載の電力変換装置。

【請求項 12】

請求項 1 から 11 のいずれか 1 つに記載の電力変換装置と、

前記電力変換装置が備えるコンバータの直流端子に接続され、直流電力を交流電力に変換するインバータと、

前記インバータから出力される交流電力で駆動するモータを有し、前記モータの回転によって駆動する圧縮機と、

前記圧縮機が前記モータを駆動することによって冷媒が循環する冷凍サイクル部と、を備える空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、交流電力を直流電力に変換する電力変換装置および空気調和機に関する。

【背景技術】

【0002】

電車、自動車、空気調和機などの機器には、交流電力を直流電力に変換する電力変換装置が搭載されている。インバータは、電力変換装置から出力される直流電力を規定された周波数の交流電力に変換して、モータなどの負荷に供給する。このような電力変換装置は、省エネルギー化および低ノイズ化を図ることが求められている。省エネルギー化および低ノイズ化を図るため、特許文献 1 には、電源電流がゼロの期間にコンバータのスイッチングを停止する技術が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】特開 2017-55489 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

一般的に、力率改善コンバータには、電源電流がゼロクロス近傍においてデューティを 1 に近づけようとする制御が設けられており、特許文献 1 も例外ではない。しかしながら、特許文献 1 に記載の技術では、ノイズ抑制のため、電源電流がゼロクロス近傍において力率改善コンバータのスイッチングを停止する。そのため、特許文献 1 の手法では、本

10

20

30

40

50

来のデューティを1に近づける制御、およびノイズ抑制のためのスイッチング停止の制御の矛盾した2つの制御が組み込まれ、ノイズの抑制および制御の安定性の両立が困難となっている、という問題があった。

【0005】

本開示は、上記に鑑みてなされたものであって、ノイズの抑制および制御の安定性の両立が可能な電力変換装置を得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上述した課題を解決し、目的を達成するために、本開示に係る電力変換装置は、フルブリッジ状に構成された4つのスイッチング素子を有し、交流電源から供給される交流電力を直流電力に変換するコンバータと、交流電源とコンバータとの間に設けられるリアクトルと、コンバータの直流端子の両端に接続される平滑コンデンサと、交流電源から出力される交流電圧を検出する交流電圧検出器と、リアクトルに流れる電流を検出する交流電流検出器と、スイッチング素子のスイッチング動作を制御する制御回路と、を備える。制御回路は、コンバータの正極の直流端子であるP端子と交流電源の一方のL端子とのPL端子間、またはコンバータの負極の直流端子であるG端子と交流電源の他方のN端子とのGN端子間において、スイッチング動作に起因する電位変動を抑えるようにスイッチング素子を制御する。電力変換装置は、一端が交流電源のL端子に接続され、他端がコンバータの一方の交流端子に接続される第1のリアクトルと、一端が交流電源のN端子に接続され、他端がコンバータの他方の交流端子に接続される第2のリアクトルと、カソードが第1のリアクトルの一端に接続され、アノードがG端子に接続される第1のダイオードと、カソードが第2のリアクトルの一端に接続され、アノードがG端子に接続される第2のダイオードと、を備える。第1のリアクトルまたは第2のリアクトルのうちの1つはリアクトルである。

【発明の効果】

【0007】

本開示に係る電力変換装置は、ノイズの抑制および制御の安定性を両立できる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】実施の形態1に係る電力変換装置の構成例を示す図

【図2】実施の形態1に係る電力変換装置にノイズフィルタであるコモンモードチョークコイルおよびYコンデンサが接続された状態の構成例を示す図

【図3】実施の形態1に係る電力変換装置が備えるコンバータのスイッチング素子のスイッチング方法の一例を示す図

【図4】実施の形態1に係る電力変換装置が備えるコンバータのスイッチング素子を図3に示すゲート信号でスイッチングさせたときの電流経路の例を示す図

【図5】実施の形態1に係る電力変換装置が備える制御回路の構成例を示す図

【図6】実施の形態1に係る電力変換装置の制御回路が備える電源電圧位相算出部の動作例を示す図

【図7】実施の形態1に係る電力変換装置の制御回路が備えるパルス生成部の構成例を示す図

【図8】実施の形態1に係る電力変換装置の制御回路が備えるパルス生成部が生成する高速スイッチング信号および反転同期整流信号の生成手法の説明に供する図

【図9】実施の形態1の電力変換装置の制御回路が備えるパルスセレクト部の動作を示す第1のフローチャート

【図10】実施の形態1の電力変換装置の制御回路が備えるパルスセレクト部の動作を示す第2のフローチャート

【図11】実施の形態1に係る電力変換装置のコンバータが備えるスイッチング素子におけるデッドタイムを考慮した信号波形の一例を示す図

【図 1 2】実施の形態 1 に係る電力変換装置の制御回路がコンバータに出力するパターン 2 の場合のゲート信号の例を示す図

【図 1 3】実施の形態 1 に係る電力変換装置の制御回路がコンバータに出力するパターン 3 の場合のゲート信号の例を示す図

【図 1 4】実施の形態 1 に係る電力変換装置の制御回路がコンバータに出力するパターン 4 の場合のゲート信号の例を示す図

【図 1 5】実施の形態 1 に係る電力変換装置に流れる漏洩電流の測定方法の一例を示す図

【図 1 6】比較例として電力変換装置のコンバータが備えるスイッチング素子を交流電流に同期してスイッチングさせるときのスイッチング素子に対するゲート信号の例を示す図

【図 1 7】比較例として電力変換装置のコンバータが備えるスイッチング素子が図 1 6 に示すゲート信号で動作した場合の各信号波形および漏洩電流を測定した波形を示す図

【図 1 8】実施の形態 1 に係る電力変換装置のコンバータが備えるスイッチング素子が図 3 に示すゲート信号で動作した場合の各信号および漏洩電流を測定した波形を示す図

【図 1 9】実施の形態 1 に係る電力変換装置が備える制御回路を実現するハードウェア構成の一例を示す図

【図 2 0】実施の形態 2 に係る電力変換装置の構成例を示す図

【図 2 1】実施の形態 2 に係る電力変換装置の制御回路が電源短絡モードにおいてローサイドのスイッチング素子で還流させたときの電流経路の例を示す図

【図 2 2】比較例として電力変換装置の制御回路が電源短絡モードにおいてハイサイドのスイッチング素子で還流させたときの電流経路の例を示す図

【図 2 3】図 2 0 に示す第 1 のダイオードおよび第 2 のダイオードが接続された実施の形態 2 に係る電力変換装置において電源短絡モード時にローサイドのスイッチング素子で還流させたときの漏洩電流を測定した波形を示す図

【図 2 4】実施の形態 1 , 2 の電力変換装置を備えた実施の形態 3 に係るモータ駆動装置の構成例を示す図

【図 2 5】図 2 4 に示すモータ駆動装置を備える実施の形態 3 に係る空気調和機の構成例を示す図

【図 2 6】実施の形態 3 に係る空気調和機において室外機を主とした漏洩電流の伝搬経路の一部を示す図

【図 2 7】実施の形態 3 に係る空気調和機などに搭載される圧縮機の圧縮機回転数に応じた漏洩電流の測定結果を示す図

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下に、本開示の実施の形態に係る電力変換装置および空気調和機を図面に基づいて詳細に説明する。

【0010】

実施の形態 1 .

図 1 は、実施の形態 1 に係る電力変換装置 100 の構成例を示す図である。図 1 に示す電力変換装置 100 は、コンバータ 2 と、リアクトル 3 と、平滑コンデンサ 4 と、交流電圧検出器 5 と、交流電流検出器 6 と、直流電圧検出器 7 と、制御回路 9 と、を備える。図 1 は、電力変換装置 100 に交流電源 1 および負荷 10 が接続された状態を示している。コンバータ 2 は、入力端子として 2 つの交流端子を備え、出力端子として 2 つの直流端子を備える。コンバータ 2 が備える直流端子のうち、正極の端子を P 端子とし、負極の端子を G 端子とする。

【0011】

電力変換装置 100 では、交流電源 1 の一方の L 端子とリアクトル 3 の一方の端子とが接続され、リアクトル 3 の他方の端子と半導体素子からなるコンバータ 2 の一方の交流端子とが接続され、交流電源 1 の他方の N 端子とコンバータ 2 の他方の交流端子とが接続されている。リアクトル 3 は、交流電源 1 とコンバータ 2 との間に設けられる。また、交流電源 1 の両端には、交流電源 1 から出力されコンバータ 2 に入力される電源電圧、すなわ

10

20

30

40

50

ち交流電圧 V_{ac} を検出する交流電圧検出器 5 が並列に接続されている。交流電源 1 とコンバータ 2 との間には、交流電源 1 から出力されコンバータ 2 に入力される電源電流、すなわち交流電流 I_{ac} を検出する交流電流検出器 6 が直列に接続されている。交流電流検出器 6 は、交流電流 I_{ac} を検出することによって、リアクトル 3 に流れる電流を検出することができる。なお、リアクトル 3 については、交流電源 1 の他方の N 端子とコンバータ 2 の他方の交流端子との間に設けられる構成であってもよい。

【0012】

コンバータ 2 は、交流電源 1 から供給される交流電力を直流電力に変換する。コンバータ 2 において直流端子の両端、すなわち P 端子と G 端子との間の P-G 端子間には、平滑コンデンサ 4、負荷 10、および直流電圧検出器 7 がそれぞれ並列に接続されている。直流電圧検出器 7 は、コンバータ 2 から出力される直流電圧である母線電圧 V_{dc} を検出する。制御回路 9 は、交流電圧検出器 5、交流電流検出器 6、および直流電圧検出器 7 で検出された値、すなわち検出結果を取得する。制御回路 9 は、交流電圧検出器 5、交流電流検出器 6、および直流電圧検出器 7 の検出結果に基づいて、コンバータ 2 の半導体素子を制御するための制御信号を生成して出力する。電力変換装置 100 は、コンバータ 2 に入力される交流電力を、交流電圧検出器 5、交流電流検出器 6、および直流電圧検出器 7 の検出結果に基づいてコンバータ 2 の半導体素子を制御することによって、力率改善、母線電圧制御などを行う。

【0013】

コンバータ 2 は、前述の半導体素子として 4 つの MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)、具体的には、スイッチング素子 21 ~ 24 を備える。コンバータ 2 では、スイッチング素子 21 のソースとスイッチング素子 22 のドレインとが直列接続された第 1 のアームと、スイッチング素子 23 のソースとスイッチング素子 24 のドレインとが直列接続された第 2 のアームとが構成されている。コンバータ 2 において、第 1 のアームおよび第 2 のアームは、スイッチング素子 21、23 のドレイン同士、およびスイッチング素子 22、24 のソース同士で並列に接続されている。スイッチング素子 21 とスイッチング素子 22 との接点に一方の交流端子が接続され、スイッチング素子 23 とスイッチング素子 24 との接点に他方の交流端子が接続されている。このように、コンバータ 2 は、フルブリッジ状に構成された 4 つのスイッチング素子 21 ~ 24 を有している。制御回路 9 は、コンバータ 2 の半導体素子の制御として、具体的には、スイッチング素子 21 ~ 24 のスイッチング動作を制御する。

【0014】

なお、コンバータ 2 に使用される半導体素子は、MOSFET に限定されず、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)、ダイオードなどであってもよい。また、コンバータ 2 に使用される半導体素子は、GaN、SiC などのワイドバンドギャップ半導体であってもよい。

【0015】

図 2 は、実施の形態 1 に係る電力変換装置 100 にノイズフィルタであるコモンモードチョークコイル 20 および Y コンデンサ 30 が接続された状態の構成例を示す図である。なお、図 2 では、記載を簡潔にするため、交流電圧検出器 5、交流電流検出器 6、直流電圧検出器 7、および制御回路 9 の記載を省略しているが、実際には接続されているものとする。

【0016】

電力変換装置 100 において、コモンモードチョークコイル 20 は、交流電源 1 とリアクトル 3 との間に接続される。コモンモードチョークコイル 20 は、極性を有しており、交流電源 1 側および負荷 10 側において、どちらも同じ極性になるように接続される。コモンモードチョークコイル 20 は、コンバータ 2 の交流端子の 2 相間の電位のアンバランスを抑制する効果がある。そのため、電力変換装置 100 は、コモンモードチョークコイル 20 が接続されることによって、コンバータ 2 の電位のアンバランスによって発生する

10

20

30

40

50

電位不定を抑制し、ノイズを低減する効果が得られる。

【0017】

Yコンデンサ30は、第1のコンデンサ301と、第2のコンデンサ302と、から構成される。第1のコンデンサ301は、交流電源1の一方のL端子と交流電源1のアース端子であるE端子とに接続され、交流電源1に並列に接続される。第2のコンデンサ302は、交流電源1の他方のN端子と交流電源1のアース端子であるE端子とに接続され、交流電源1に並列に接続される。Yコンデンサ30は、コンバータ2の電位不定を抑制する効果がある。そのため、電力変換装置100は、Yコンデンサ30が接続されることによって、コンバータ2の電位不定を抑制し、ノイズを低減する効果が得られる。

【0018】

また、電力変換装置100は、コモンモードチョークコイル20およびYコンデンサ30の2つが接続されることで、コンバータ2の電位不定を抑制する効果をより多く得ることが可能となる。なお、電力変換装置100において、図2に示すコモンモードチョークコイル20およびYコンデンサ30の接続順および接続数は一例であり、これに限定されない。電力変換装置100は、コモンモードチョークコイル20およびYコンデンサ30の接続順および接続数について、さまざまな構成に対応可能である。また、図示は省略するが、電力変換装置100は、図2に示すコモンモードチョークコイル20およびYコンデンサ30のうち、コモンモードチョークコイル20のみを備える構成であってもよいし、Yコンデンサ30のみを備える構成であってもよい。

【0019】

電力変換装置100が備えるコンバータ2の半導体素子のスイッチング方法について説明する。図3は、実施の形態1に係る電力変換装置100が備えるコンバータ2のスイッチング素子21～24のスイッチング方法の一例を示す図である。図3は、上から順に、交流電圧 V_{ac} 、交流電流 I_{ac} 、およびスイッチング素子21～24に対するゲート信号 $V_{gs21} \sim V_{gs24}$ の各波形を示している。図3に示すように、スイッチング素子21, 22は、制御回路9の制御によって、交流電源1の1周期中に予め規定されたスイッチング周波数にて高速スイッチングを行う。また、スイッチング素子23, 24は、制御回路9の制御によって、交流電源1から出力される交流電力の周波数に基づく低速スイッチングを行う。高速スイッチングを行うスイッチング素子21, 22は、低速スイッチングを行うスイッチング素子23, 24よりも、スイッチング速度が速い、すなわちオンまたはオフする間隔が短い。

【0020】

電力変換装置100は、スイッチング素子21, 22を高速スイッチングさせることによって電源短絡モードおよび負荷電力供給モードで動作し、交流電流 I_{ac} の力率を改善することができる。なお、図3の例では、高速スイッチングを行うスイッチング素子21, 22のうち、一方のスイッチング素子に対するゲート信号 V_{gs} をメインとし、他方のスイッチング素子に対するゲート信号 V_{gs} はメインのゲート信号 V_{gs} を反転同期させたものとしている。また、図3に示すスイッチング方法では、高速スイッチングを行う一方のスイッチング素子を反転同期させて他方のスイッチング素子を動作させているが、他方のスイッチング素子については反転同期させなくてもよい。

【0021】

図4は、実施の形態1に係る電力変換装置100が備えるコンバータ2のスイッチング素子21～24を図3に示すゲート信号 V_{gs} でスイッチングさせたときの電流経路の例を示す図である。電力変換装置100は、図4に示すように、高速スイッチングを行うスイッチング素子のうち他方のスイッチング素子を反転同期させている。そのため、電源極性が正における負荷電力供給モードの場合のスイッチング素子21、および電源極性が負における負荷電力供給モードの場合のスイッチング素子22は、MOSFETのソースとドレインとの間を電流が通る経路となる。

【0022】

図5は、実施の形態1に係る電力変換装置100が備える制御回路9の構成例を示す図

10

20

30

40

50

である。図 5 に示すように、制御回路 9 は、電源電流指令値制御部 9 1 と、オンデューティ制御部 9 2 と、電源電圧位相算出部 9 3 と、パルス生成部 9 4 と、を備える。

【0023】

電源電流指令値制御部 9 1 は、直流電圧検出器 7 で検出された母線電圧 V_{dc} と、予め設定された母線電圧指令値 V_{dc}^* とを用いて、電源電流実効値指令値 $I_{ac_rms}^*$ を演算する。電源電流実効値指令値 $I_{ac_rms}^*$ の演算は、母線電圧 V_{dc} と母線電圧指令値 V_{dc}^* との差分を比例積分 (PI: Proportional Integral) 制御することで実現する。なお、比例積分制御は一例であり、電源電流指令値制御部 9 1 は、比例積分制御に替えて比例 (P: Proportional) 制御または比例積分微分 (PID: Proportional Integral Differential) 制御を採用してもよい。

10

【0024】

スイッチングパターンセレクト信号 T_{sw} および反転同期整流セレクト信号 T_{sy} は、電力変換装置 100 の使用者が選択する信号である。

【0025】

電源電圧位相算出部 9 3 は、交流電圧検出器 5 で検出された交流電圧 V_{ac} を用いて、電源電圧位相推定値 θ_{ac} を生成すると共に、電源電圧位相推定値 θ_{ac} の正弦値 $\sin \theta_{ac}$ を出力する。

【0026】

オンデューティ制御部 9 2 は、電源電流指令値制御部 9 1 から出力される電源電流実効値指令値 $I_{ac_rms}^*$ および電源電圧位相算出部 9 3 から出力される電源電圧位相推定値 θ_{ac} の正弦値 $\sin \theta_{ac}$ により演算された電源電流瞬時指令値 I_{ac}^* と、交流電圧検出器 6 により検出された交流電流 I_{ac} とを用いて、基準オンデューティ DT_{ac} を演算する。基準オンデューティ DT_{ac} の演算は、電源電流実効値指令値 $I_{ac_rms}^*$ と交流電流 I_{ac} との差分を比例積分制御することで実現する。なお、比例積分制御は一例であり、オンデューティ制御部 9 2 は、電源電流指令値制御部 9 1 と同様、比例積分制御に替えて比例制御または比例積分微分制御を採用してもよい。

20

【0027】

図 6 は、実施の形態 1 に係る電力変換装置 100 の制御回路 9 が備える電源電圧位相算出部 9 3 の動作例を示す図である。なお、図 6 では、制御による遅延または検出処理による遅延を考慮していない理想的な条件下での波形を示している。図 6 に示すように、電源電圧である交流電圧 V_{ac} が負極性から正極性に切り替わる点において、電源電圧位相推定値 θ_{ac} は 360° となる。電源電圧位相算出部 9 3 は、交流電圧 V_{ac} が負極性から正極性に切り替わる点を検出し、この切り替わり点で電源電圧位相推定値 θ_{ac} をリセット、すなわち零に戻す。なお、電源電圧位相算出部 9 3 においてマイコンの割り込み機能を用いる場合には、交流電圧 V_{ac} のゼロクロスを検出する回路を図 5 に追加する場合がある。いずれの場合も、交流電圧 V_{ac} の位相が検出可能であれば、どのような手法を用いてもよい。

30

【0028】

図 7 は、実施の形態 1 に係る電力変換装置 100 の制御回路 9 が備えるパルス生成部 9 4 の構成例を示す図である。パルス生成部 9 4 は、内部キャリア生成部 9 4 1 と、コンパレータ 9 4 2 と、NOT 回路 9 4 3 と、パルスセレクト部 9 4 4 と、を備える。内部キャリア生成部 9 4 1 は、内部キャリア C_{ar} を生成する。なお、パルス生成部 9 4 は、図 7 の例では、内部キャリア生成部 9 4 1 を備えているが、外部からのキャリアを使用する場合、内部キャリア生成部 9 4 1 を備えていない構成であってもよい。コンパレータ 9 4 2 は、オンデューティ制御部 9 2 で演算された基準オンデューティ DT_{ac} と、内部キャリア生成部 9 4 1 で生成された内部キャリア C_{ar} とを取得する。コンパレータ 9 4 2 は、基準オンデューティ DT_{ac} と内部キャリア C_{ar} との大小関係を比較することで、高速スイッチング信号 S_1 を生成する。

40

【0029】

50

図8は、実施の形態1に係る電力変換装置100の制御回路9が備えるパルス生成部94が生成する高速スイッチング信号S1および反転同期整流信号S2の生成手法の説明に供する図である。図7の例の場合、コンパレータ942のプラスに基準オンデューティーDTacが入力され、コンパレータ942のマイナスに内部キャリアCarが入力されている。そのため、コンパレータ942は、基準オンデューティーDTac>内部キャリアCarの場合、高速スイッチング信号S1として1を出力し、基準オンデューティーDTac<内部キャリアCarの場合、高速スイッチング信号S1として0を出力する。なお、図7の例では、1が0よりもレベルが高いハイアクティブとしているが、1が0よりもレベルが低いローアクティブとしてもよい。コンパレータ942は、高速スイッチング信号S1をNOT回路943およびパルスセレクト部944に出力する。

10

【0030】

NOT回路943は、高速スイッチング信号S1を反転した反転同期整流信号S2をパルスセレクト部944に出力する。反転同期整流信号S2は、反転同期整流動作を行わせるための信号である。

【0031】

パルスセレクト部944の動作を、図9および図10を用いて説明する。図9は、実施の形態1の電力変換装置100の制御回路9が備えるパルスセレクト部944の動作を示す第1のフローチャートである。図10は、実施の形態1の電力変換装置100の制御回路9が備えるパルスセレクト部944の動作を示す第2のフローチャートである。図9は、パルスセレクト部944にスイッチングパターンセレクト信号Tsw=0が入力された場合のフローチャートを示し、図10は、パルスセレクト部944にスイッチングパターンセレクト信号Tsw=1が入力された場合のフローチャートを示している。

20

【0032】

スイッチングパターンセレクト信号Tsw=0の場合、パルスセレクト部944は、第1のアームまたは第2のアームがそれぞれ高速スイッチングまたは低速スイッチングを行うように制御する。スイッチングパターンセレクト信号Tsw=1の場合、パルスセレクト部944は、ローサイドのスイッチング素子またはハイサイドのスイッチング素子が電源周波数の半周期ごとに高速スイッチングと低速スイッチングとを切り替えるように制御する。また、反転同期整流セレクト信号Tsy=0の場合、パルスセレクト部944は、反転同期整流動作を行わないように制御する。反転同期整流セレクト信号Tsy=1の場合、パルスセレクト部944は、反転同期整流動作を行うように制御する。

30

【0033】

図9に示すように、スイッチングパターンセレクト信号Tsw=0が入力され、反転同期整流セレクト信号Tsy=1が入力され（ステップS11：Yes）、交流電圧Vacが正の場合（ステップS12：Yes）、パルスセレクト部944は、ゲート信号Vgsとして、スイッチング素子21に反転同期整流信号S2を出力する。図9において“pulse_21→S2”の表記はこの制御を意味する。同様の条件において、パルスセレクト部944は、ゲート信号Vgsとして、スイッチング素子22に高速スイッチング信号S1を出力する。パルスセレクト部944は、ゲート信号Vgsとして、スイッチング素子23に常時オフするため常時0の信号を出力する。図9において“pulse_23→0”の表記はこの制御を意味する。パルスセレクト部944は、ゲート信号Vgsとして、スイッチング素子24に常時オンするため常時1の信号を出力する（ステップS13）。

40

【0034】

また、図9に示すように、スイッチングパターンセレクト信号Tsw=0が入力され、反転同期整流セレクト信号Tsy=1が入力され（ステップS11：Yes）、交流電圧Vacが負の場合（ステップS12：No）、パルスセレクト部944は、ゲート信号Vgsとして、スイッチング素子21に高速スイッチング信号S1を出力し、スイッチング素子22に反転同期整流信号S2を出力し、スイッチング素子23に常時オンするため常時1の信号を出力し、スイッチング素子24に常時オフするため常時0の信号を出力する（ステップS14）。本実施の形態では、パルスセレクト部944にスイッチングパター

50

ンセレクト信号 $Tsw = 0$ が入力され、反転同期整流セレクト信号 $Tsy = 1$ が入力され、交流電圧 Vac が正および負の両方を含めた場合のゲート信号 Vgs をパターン 1 とする。パターン 1 のゲート信号 Vgs の場合において、制御回路 9 がコンバータ 2 の各スイッチング素子 21 ~ 24 に出力するゲート信号 Vgs 、すなわち制御回路 9 からコンバータ 2 の各スイッチング素子 21 ~ 24 に入力されるゲート信号 Vgs が、図 3 に示すゲート信号 $Vgs21 \sim Vgs24$ となる。

【0035】

また、図 9 に示すように、パルスセレクト部 944 は、スイッチングパターンセレクト信号 $Tsw = 0$ が入力され、反転同期整流セレクト信号 $Tsy = 0$ が入力され（ステップ S11：No）、交流電圧 Vac が正の場合（ステップ S15：Yes）、ゲート信号 Vgs として、スイッチング素子 21 に常時オフするため常時 0 の信号を出力し、スイッチング素子 22 に高速スイッチング信号 $S1$ を出力し、スイッチング素子 23 に常時オフするため常時 0 の信号を出力し、スイッチング素子 24 に常時オンするため常時 1 の信号を出力する（ステップ S16）。パルスセレクト部 944 は、スイッチングパターンセレクト信号 $Tsw = 0$ が入力され、反転同期整流セレクト信号 $Tsy = 0$ が入力され（ステップ S11：No）、交流電圧 Vac が負の場合（ステップ S15：No）、ゲート信号 Vgs として、スイッチング素子 21 に高速スイッチング信号 $S1$ を出力し、スイッチング素子 22 に常時オフするため常時 0 の信号を出力し、スイッチング素子 23 に常時オンするため常時 1 の信号を出力し、スイッチング素子 24 に常時オフするため常時 0 の信号を出力する（ステップ S17）。本実施の形態では、パルスセレクト部 944 にスイッチングパターンセレクト信号 $Tsw = 0$ が入力され、反転同期整流セレクト信号 $Tsy = 0$ が入力され、交流電圧 Vac が正および負の両方を含めた場合のゲート信号 Vgs をパターン 2 とする。

【0036】

なお、図 9 の例では、パルスセレクト部 944 は、第 1 のアームであるスイッチング素子 21、22 が高速スイッチングを行うように信号を出力していたが、第 2 のアームであるスイッチング素子 23、24 が高速スイッチングを行うようにゲート信号 Vgs を出力してもよい。また、本実施の形態では、電力変換装置 100 において、制御回路 9 がコンバータ 2 のスイッチング素子 21 ~ 24 に対してゲート信号 $Vgs21 \sim Vgs24$ を出力しているが、これに限定されない。電力変換装置 100 において、制御回路 9 は、コンバータ 2 に対してゲート信号 $Vgs21 \sim Vgs24$ よりも電圧値の小さい駆動パルスを出し、コンバータ 2 が、図示しない内部の回路で駆動パルスからゲート信号 $Vgs21 \sim Vgs24$ を生成してもよい。

【0037】

図 10 に示すように、パルスセレクト部 944 は、スイッチングパターンセレクト信号 $Tsw = 1$ が入力され、反転同期整流セレクト信号 $Tsy = 1$ が入力され（ステップ S21：Yes）、交流電圧 Vac が正の場合（ステップ S22：Yes）、ゲート信号 Vgs として、スイッチング素子 21 に反転同期整流信号 $S2$ を出力し、スイッチング素子 22 に高速スイッチング信号 $S1$ を出力し、スイッチング素子 23 に常時 0 の信号を出力し、スイッチング素子 24 に常時 1 の信号を出力する（ステップ S23）。パルスセレクト部 944 は、スイッチングパターンセレクト信号 $Tsw = 1$ が入力され、反転同期整流セレクト信号 $Tsy = 1$ が入力され（ステップ S21：Yes）、交流電圧 Vac が負の場合（ステップ S22：No）、ゲート信号 Vgs として、スイッチング素子 21 に常時 0 の信号を出力し、スイッチング素子 22 に常時 1 の信号を出力し、スイッチング素子 23 に反転同期整流信号 $S2$ を出力し、スイッチング素子 24 に高速スイッチング信号 $S1$ を出力する（ステップ S24）。本実施の形態では、パルスセレクト部 944 にスイッチングパターンセレクト信号 $Tsw = 1$ が入力され、反転同期整流セレクト信号 $Tsy = 1$ が入力され、交流電圧 Vac が正および負の両方を含めた場合のゲート信号 Vgs をパターン 3 とする。

【0038】

また、図10に示すように、パルスセレクト部944は、スイッチングパターンセレクト信号 $Tsw=1$ が入力され、反転同期整流セレクト信号 $Tsy=0$ が入力され（ステップS21：No）、交流電圧 Vac が正の場合（ステップS25：Yes）、ゲート信号 Vgs として、スイッチング素子21に常時0の信号を出力し、スイッチング素子22に高速スイッチング信号 $S1$ を出力し、スイッチング素子23に常時0の信号を出力し、スイッチング素子24に常時1の信号を出力する（ステップS26）。パルスセレクト部944は、スイッチングパターンセレクト信号 $Tsw=1$ が入力され、反転同期整流セレクト信号 $Tsy=0$ が入力され（ステップS21：No）、交流電圧 Vac が負の場合（ステップS25：No）、ゲート信号 Vgs として、スイッチング素子21に常時0の信号を出力し、スイッチング素子22に常時1の信号を出力し、スイッチング素子23に常時0の信号を出力し、スイッチング素子24に高速スイッチング信号 $S1$ を出力する（ステップS27）。本実施の形態では、パルスセレクト部944にスイッチングパターンセレクト信号 $Tsw=1$ が入力され、反転同期整流セレクト信号 $Tsy=0$ が入力され、交流電圧 Vac が正および負の両方を含めた場合のゲート信号 Vgs をパターン4とする。

【0039】

なお、図10の例では、パルスセレクト部944は、コンバータ2のローサイドのスイッチング素子が高速スイッチングと低速スイッチングとを電源の半周期ごとに切り替えるようにゲート信号 Vgs を出力しているが、これに限定されない。パルスセレクト部944は、コンバータ2のハイサイドのスイッチング素子が高速スイッチングと低速スイッチングとを電源の半周期ごとに切り替えるようにゲート信号 Vgs を出力してもよい。

【0040】

なお、図8から図10に示すゲート信号 Vgs については様々な遅延を含めていない理想的な条件下での波形を想定していたが、一般的に、スイッチング素子は、オン状態からオフ状態への遷移、およびオフ状態からオン状態への遷移において遅延時間が発生する。すなわち、遅延時間中において、スイッチング素子21とスイッチング素子22とが短絡し、スイッチング素子23とスイッチング素子24とが短絡してしまうことになる。そのため、コンバータ2では、このような短絡現象を防止するため、デッドタイム t_d が必要である。図11は、実施の形態1に係る電力変換装置100のコンバータ2が備えるスイッチング素子21～24におけるデッドタイム t_d を考慮した信号波形の一例を示す図である。図11では、各ゲート信号 Vgs は、オンとなる期間の両側がデッドタイム t_d の分だけ短く設定されている。

【0041】

なお、パルスセレクト部944は、図9および図10の例では、交流電圧 Vac が0より大きい小さいかでスイッチングパターンを決定するフローチャートとしていたが、これに限定されず、交流電流 Iac によってスイッチングパターンを決定してもよい。交流電流 Iac によってスイッチングパターンを決定する場合、パルスセレクト部944は、交流電流 Iac が少なくとも電流不連続モードのときに低速スイッチングを行うスイッチング素子のうち一方のスイッチング素子をオンにする制御を行う。

【0042】

パターン2からパターン4までのゲート信号 Vgs の波形を図12から図14に示す。図12は、実施の形態1に係る電力変換装置100の制御回路9がコンバータ2に出力するパターン2の場合のゲート信号 $Vgs21\sim Vgs24$ の例を示す図である。図13は、実施の形態1に係る電力変換装置100の制御回路9がコンバータ2に出力するパターン3の場合のゲート信号 $Vgs21\sim Vgs24$ の例を示す図である。図14は、実施の形態1に係る電力変換装置100の制御回路9がコンバータ2に出力するパターン4の場合のゲート信号 $Vgs21\sim Vgs24$ の例を示す図である。なお、パターン3の場合のコンバータ2の内部の電流経路は、図4に示す電流経路と同様になる。

【0043】

つづいて、電力変換装置100においてノイズを抑制する手法として、ノイズの原因となる漏洩電流を低減する方法について説明する。まず、電力変換装置100に流れる漏洩

10

20

30

40

50

電流の測定方法について説明する。図15は、実施の形態1に係る電力変換装置100に流れる漏洩電流の測定方法の一例を示す図である。図15に示す電力変換装置100は、図2に示す電力変換装置100に、漏洩電流値を検出する漏洩電流計50を追加したものである。漏洩電流計50は、一端がYコンデンサ30の共通端子に接続され、他端が交流電源1の片極に接続されている。なお、図15に示す例では、漏洩電流計50の一端がYコンデンサ30の共通端子に接続しているが、電力変換装置100がYコンデンサ30を備えていない場合、漏洩電流計50の一端を電力変換装置100のアース端子に接続する。また、電力変換装置100において漏洩電流計50が漏洩電流を測定する際、交流電源1のE端子はどこにも接続されない。

【0044】

漏洩電流計50は、 $1\text{ k}\Omega$ である第1の抵抗501と、 $10\text{ k}\Omega$ である第2の抵抗502と、 579Ω である第3の抵抗503と、 11.225 nF である第3のコンデンサ504と、実効値計505と、を備える。各素子の接続方法は図15に示す通りである。具体的には、第1の抵抗501に対して、第2の抵抗502、第3のコンデンサ504、および第3の抵抗503が並列に接続されている。また、第3のコンデンサ504、および第3の抵抗503に対して、実効値計505が並列に接続されている。実効値計505は、ローパスフィルタの役割である第2の抵抗502、第3の抵抗503、および第3のコンデンサ504で減衰させた第1の抵抗501の両端電圧の値を読み取る。実効値計505で読み取られた値が漏洩電流値となる。なお、実効値計505は、読み取る値の単位はV（ボルト）であるが、漏洩電流値に変換するとき、単位をmA（ミリアンペア）に置き換える。これは、実効値計505が、 $1\text{ k}\Omega$ である第1の抵抗501の両端電圧値を検出しており、電圧から電流に変換する際に単位を合わせるためである。

【0045】

図16は、比較例として電力変換装置100のコンバータ2が備えるスイッチング素子23、24を交流電流Iacに同期してスイッチングさせるときのスイッチング素子21～24に対するゲート信号Vgs21～Vgs24の例を示す図である。図3との違いは、スイッチング素子23に対するゲート信号Vgs23、およびスイッチング素子24に対するゲート信号Vgs24である。図3では、スイッチング素子23、24が交流電圧Vacの極性が変化したタイミングでスイッチングを行っていたのに対し、図16では、スイッチング素子23、24は交流電流Iacが零になる、または零から変化するタイミングでスイッチングを行っている。

【0046】

図17は、比較例として電力変換装置100のコンバータ2が備えるスイッチング素子21～24が図16に示すゲート信号Vgs21～Vgs24で動作した場合の各信号波形および漏洩電流を測定した波形を示す図である。図17は、上から順に、交流電流Iac、漏洩電流、スイッチング素子21のドレイン・ソース電圧Vds21、スイッチング素子22のドレイン・ソース電圧Vds22、スイッチング素子23のドレイン・ソース電圧Vds23、スイッチング素子24のドレイン・ソース電圧Vds24、スイッチング素子23のゲート信号Vgs23、およびスイッチング素子24のゲート信号Vgs24の各波形を示している。図17に示すスイッチング素子21のドレイン・ソース電圧Vds21およびスイッチング素子22のドレイン・ソース電圧Vds22の波形から、スイッチング素子21、22が高速スイッチングを行っていることが確認できる。また、図17に示すスイッチング素子23のドレイン・ソース電圧Vds23およびスイッチング素子24のドレイン・ソース電圧Vds24の波形から、スイッチング素子23、24が交流電流Iacに同期してスイッチングを行っていることが確認できる。なお、ドレイン・ソース電圧Vdsは、スイッチング素子のドレインとソースとの間の電圧差を示している。

【0047】

図17において、交流電流Iacがほぼ零となる微小電流の間では、スイッチング素子23にはゲート信号Vgs23としてオフ信号が入力され、スイッチング素子24には

10

20

30

40

50

ゲート信号 V_{gs24} としてオフ信号が入力されているにも関わらず、ドレイン・ソース電圧 V_{ds23} 、 V_{ds24} は変動している。図 17 に示すように、この期間で漏洩電流が増加している。このように、電力変換装置 100 では、交流電流 I_{ac} が零となる微小電流の期間において、高速スイッチングを行うスイッチング素子が動作している状態で低速スイッチングを行うスイッチング素子がオフすると、低速スイッチングを行うスイッチング素子のドレイン・ソース電圧 V_{ds} が変動して漏洩電流が増加する。

【0048】

図 18 は、実施の形態 1 に係る電力変換装置 100 のコンバータ 2 が備えるスイッチング素子 21～24 が図 3 に示すゲート信号 V_{gs21} ～ V_{gs24} で動作した場合の各信号および漏洩電流を測定した波形を示す図である。図 18 は、図 3 に示すように、電力変換装置 100 が低速スイッチングを行うスイッチング素子 23、24 を交流電圧 V_{ac} の極性にに応じてスイッチングさせたときの漏洩電流などの波形を示している。図 18 は、上から順に、交流電流 I_{ac} 、漏洩電流、スイッチング素子 21 のドレイン・ソース電圧 V_{ds21} 、スイッチング素子 22 のドレイン・ソース電圧 V_{ds22} 、スイッチング素子 23 のドレイン・ソース電圧 V_{ds23} 、およびスイッチング素子 24 のドレイン・ソース電圧 V_{ds24} の各波形を示している。図 18 に示すスイッチング素子 23 のドレイン・ソース電圧 V_{ds23} およびスイッチング素子 24 のドレイン・ソース電圧 V_{ds24} の波形から、スイッチング素子 23、24 が交流電圧 V_{ac} の極性にに応じてスイッチングを行っていることが確認できる。電力変換装置 100 は、制御回路 9 がこのような制御、すなわち低速スイッチングを行うスイッチング素子 23、24 を交流電圧 V_{ac} の極性に
10
20

【0049】

このように、電力変換装置 100 は、コンバータ 2 のスイッチング素子 21～24 のスイッチングパターンを変更することで、ノイズの一種である漏洩電流を抑制でき、コモンモードチョークコイル 20、Y コンデンサ 30 などから構成されるノイズフィルタの効果を助長することができる。電力変換装置 100 において、制御回路 9 は、コンバータ 2 の正極の直流端子である P 端子と交流電源 1 の一方の L 端子との PL 端子間、またはコンバータ 2 の負極の直流端子である G 端子と交流電源 1 の他方の N 端子との GN 端子間において、スイッチング動作に起因する電位変動を抑えるように、スイッチング素子 21～24
30

【0050】

制御回路 9 は、コンバータ 2 のスイッチング素子 21～24 のうちスイッチング素子 21、22 が直列接続された第 1 のアーム、およびスイッチング素子 23、24 が直列接続された第 2 のアームにおいて、一方のアームで予め規定された周波数に基づく第 1 の速度で電源短絡および電力供給を行う高速スイッチングを行う。制御回路 9 は、他方のアームで交流電源 1 の電源周波数に同期し、第 1 の速度より低速な第 2 の速度でスイッチングする低速スイッチングを行う。第 1 の速度については、一定の速度ではなく、可変の速度であってよい。また、制御回路 9 は、コンバータ 2 のスイッチング素子 21～24 のうち
40
50

ッチングさせる。

【0051】

つづいて、電力変換装置100が備えるハードウェア構成について説明する。図19は、実施の形態1に係る電力変換装置100が備える制御回路9を実現するハードウェア構成の一例を示す図である。制御回路9は、プロセッサ201およびメモリ202により実現される。

【0052】

プロセッサ201は、CPU (Central Processing Unit、中央処理装置、処理装置、演算装置、マイクロプロセッサ、マイクロコンピュータ、プロセッサ、DSP (Digital Signal Processor) ともいう)、またはシステムLSI (Large Scale Integration) である。メモリ202は、RAM (Random Access Memory)、ROM (Read Only Memory)、フラッシュメモリー、EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory)、EEPROM (登録商標) (Electrically Erasable Programmable Read Only Memory) といった不揮発性または揮発性の半導体メモリを例示できる。また、メモリ202は、これらに限定されず、磁気ディスク、光ディスク、コンパクトディスク、ミニディスク、またはDVD (Digital Versatile Disc) でもよい。なお、制御回路9については、アナログ回路、デジタル回路などの電気回路素子などで構成してもよい。

【0053】

以上説明したように、本実施の形態によれば、電力変換装置100において、制御回路9は、コンバータ2のP端子と交流電源1のL端子とのPL端子間、またはコンバータ2のG端子と交流電源1のN端子とのGN端子間において、スイッチング動作に起因する電位変動を抑えるように、スイッチング素子21~24を制御することとした。これにより、電力変換装置100は、ノイズの原因となる漏洩電流を低減しつつ、ノイズの抑制と制御の安定性の両立が可能となる。また、電力変換装置100は、ノイズフィルタであるコモンモードチョークコイル20およびYコンデンサ30が接続されることで、さらにノイズの原因となる漏洩電流を低減することができる。

【0054】

実施の形態2.

実施の形態2では、電力変換装置100が、さらに漏洩電流を低減させる構成を備える場合について説明する。

【0055】

図20は、実施の形態2に係る電力変換装置100の構成例を示す図である。図20に示す電力変換装置100は、交流電源1と、コンバータ2と、第1のリアクトル31と、第2のリアクトル32と、平滑コンデンサ4と、第1のダイオード401と、第2のダイオード402と、交流電圧検出器5と、交流電流検出器6と、直流電圧検出器7と、制御回路9と、負荷10と、を備える。

【0056】

電力変換装置100では、交流電源1のL端子と第1のリアクトル31の一端とが接続され、第1のリアクトル31の他端とコンバータ2の一方の交流端子とが接続されている。また、交流電源1のN端子と第2のリアクトル32の一端とが接続され、第2のリアクトル32の他端とコンバータ2の他方の交流端子とが接続されている。第1のダイオード401のカソードは第1のリアクトル31の一端に接続され、第2のダイオード402のカソードは第2のリアクトル32の一端に接続されている。第1のダイオード401および第2のダイオード402のアノードは、ともにコンバータ2の直流端子である負極のG端子に接続されている。交流電源1の両端には、交流電圧検出器5が並列に接続されている。交流電源1と第1のダイオード401および第2のダイオード402のカソード接続端との間には、交流電流検出器6が直列に接続されている。なお、実施の形態2において

、第1のリアクトル31または第2のリアクトル32のうちの1つは、実施の形態1のリアクトル3であってもよい。

【0057】

コンバータ2において直流端子のPG端子間には、平滑コンデンサ4、負荷10、および直流電圧検出器7がそれぞれ並列に接続されている。制御回路9は、交流電圧検出器5、交流電流検出器6、および直流電圧検出器7で検出された値、すなわち検出結果を取得する。制御回路9は、交流電圧検出器5、交流電流検出器6、および直流電圧検出器7の検出結果に基づいて、コンバータ2のスイッチング素子21～24を制御するためのゲート信号Vgsを生成して出力する。電力変換装置100は、コンバータ2に入力される交流電力を、交流電圧検出器5、交流電流検出器6、および直流電圧検出器7の検出結果に基づいてコンバータ2のスイッチング素子21～24を制御することによって、力率改善、母線電圧制御などを行う。

【0058】

なお、図20では省略しているが、実施の形態2の電力変換装置100は、図2に示す実施の形態1の電力変換装置100と同様、ノイズフィルタであるコモンモードチョークコイル20およびYコンデンサ30のうち、少なくとも1つを備えていてもよい。

【0059】

図20に示す第1のダイオード401および第2のダイオード402が接続された電力変換装置100は、図13、図14などに示すスイッチングパターンのように、電源短絡経路がローサイドで還流するようにスイッチング素子を動作させる。電力変換装置100は、電源短絡経路がローサイドで還流することによって、第1のダイオード401および第2のダイオード402が接続されたことによる効果を最大限に得ることができる。なお、電力変換装置100は、低速スイッチングを行うスイッチング素子について、実施の形態1では交流電圧Vacの極性で切り替えていたが、図20に示す第1のダイオード401および第2のダイオード402が接続された実施の形態2の回路構成では、交流電流Iacの極性で切り替えてもよい。

【0060】

図21は、実施の形態2に係る電力変換装置100の制御回路9が電源短絡モードにおいてローサイドのスイッチング素子22，24で還流させたときの電流経路の例を示す図である。電力変換装置100は、コンバータ2のローサイドのスイッチング素子22，24で還流させることによって、電流短絡モードおよび負荷電力供給モードにおいて、第1のダイオード401および第2のダイオード402に電流を流すことができる。電力変換装置100は、第1のダイオード401および第2のダイオード402に電流が流れることによって、コンバータ2のローサイドのスイッチング素子22，24のドレイン・ソース電圧Vdsの電位を零に固定することができる。これにより、電力変換装置100は、コンバータ2のローサイドのスイッチング素子22，24のドレイン・ソース電圧Vdsの電位が変動しなくなることから、漏洩電流を低減させることができる。

【0061】

図22は、比較例として電力変換装置100の制御回路9が電源短絡モードにおいてハイサイドのスイッチング素子21，23で還流させたときの電流経路の例を示す図である。電力変換装置100は、コンバータ2のハイサイドのスイッチング素子21，23で還流させる場合、電源短絡モードにおいて第1のダイオード401および第2のダイオード402に電流を流すことができない。その結果、電力変換装置100は、電源短絡モードにおいて、ローサイドのスイッチング素子22，24のドレイン・ソース電圧Vdsの変動を抑制できず、漏洩電流の低減効果を最大限に得ることができない。

【0062】

図23は、図20に示す第1のダイオード401および第2のダイオード402が接続された実施の形態2に係る電力変換装置100において電源短絡モード時にローサイドのスイッチング素子22，24で還流させたときの漏洩電流を測定した波形を示す図である。図23は、上から順に、交流電流Iac、漏洩電流、およびローサイドのスイッチング

10

20

30

40

50

素子 22, 24 のドレイン・ソース電圧 V_{ds22} , V_{ds44} の各波形を示している。なお、図 23 に示す各波形は、低速スイッチングを行うスイッチング素子を交流電流 I_{ac} の極性に同期させた場合のものである。図 23 に示す漏洩電流の波形から、交流電流 I_{ac} が微小電流の期間においても漏洩電流が増加していないことが確認できる。

【0063】

このように、電力変換装置 100 において、制御回路 9 は、コンバータ 2 のスイッチング素子 21 ~ 24 のうちハイサイドのスイッチング素子 21, 23 またはローサイドのスイッチング素子 22, 24 のいずれか一方が、交流電源 1 の電源周波数の 1 周期内に、高速スイッチングと、低速スイッチングとを 1 回ずつ切り替える。制御回路 9 は、低速スイッチングにおいて、交流電源 1 の交流電圧 V_{ac} の極性に応じてスイッチング素子をスイッチングさせてもよいし、交流電源 1 の交流電流 I_{ac} の極性に応じてスイッチング素子をスイッチングさせてもよい。また、反転同期整流セレクト信号 $Tsy = 0$ の場合、制御回路 9 は、高速スイッチングを行う 2 つのスイッチング素子のうち、第 1 のスイッチング素子を高速スイッチングのメインとしてスイッチングさせ、第 2 のスイッチング素子をオフさせる。反転同期整流セレクト信号 $Tsy = 1$ の場合、制御回路 9 は、高速スイッチングを行う 2 つのスイッチング素子のうち、第 1 のスイッチング素子を高速スイッチングのメインとしてスイッチングさせ、第 2 のスイッチング素子を第 1 のスイッチング素子に対して反転同期してスイッチングさせる。

【0064】

以上説明したように、本実施の形態によれば、電力変換装置 100 は、第 1 のリアクトル 31、第 2 のリアクトル 32、第 1 のダイオード 401、および第 2 のダイオード 402 を備えることで、さらに、ノイズの原因となる漏洩電流を低減することができる。

【0065】

実施の形態 3.

実施の形態 3 では、実施の形態 1 および実施の形態 2 で説明した電力変換装置 100 の応用例について説明する。

【0066】

図 24 は、実施の形態 1, 2 の電力変換装置 100 を備えた実施の形態 3 に係るモータ駆動装置 101 の構成例を示す図である。モータ駆動装置 101 は、実施の形態 1, 2 で説明した電力変換装置 100 と、負荷 10 であるインバータ 102 と、を備える。図 24 は、モータ駆動装置 101 に交流電源 1 およびモータ 103 が接続された状態を示している。モータ駆動装置 101 において、インバータ 102 は、電力変換装置 100 が備えるコンバータ 2 の直流端子に接続されている。モータ 103 は、インバータ 102 の出力端子に接続されている。インバータ 102 は、電力変換装置 100 から出力される直流電力を交流電力に変換してモータ 103 に印加することによって、モータ 103 を駆動する。図 24 に示すモータ駆動装置 101 は、送風機、圧縮機、空気調和機などの製品に適用することが可能である。

【0067】

図 25 は、図 24 に示すモータ駆動装置 101 を備える実施の形態 3 に係る空気調和機 120 の構成例を示す図である。空気調和機 120 は、モータ駆動装置 101 と、圧縮機 104 と、冷凍サイクル部 106 と、を備える。図 25 は、空気調和機 120 に交流電源 1 が接続された状態を示している。圧縮機 104 は、インバータ 102 から出力される交流電力で駆動するモータ 103 と、圧縮要素 105 と、を備える。モータ駆動装置 101 の出力端子には、モータ 103 が接続されている。モータ 103 は、圧縮要素 105 に連結されている。冷凍サイクル部 106 は、四方弁 107 と、室内熱交換器 108 と、室外熱交換器 109 と、膨張弁 110 と、を備える。空気調和機 120 の内部を循環する冷媒の流路は、圧縮要素 105 から四方弁 107、室内熱交換器 108、膨張弁 110、室外熱交換器 109 を経由し、再び四方弁 107 を経由して、圧縮要素 105 に戻る態様で構成されている。モータ駆動装置 101 は、交流電源 1 から交流電圧 V_{ac} の供給を受け、モータ 103 を回転させる。圧縮機 104 において、圧縮要素 105 は、モータ 103 が

回転することによって、冷媒の圧縮動作を実行し、冷媒を冷凍サイクル部 106 の内部で循環させる。

【0068】

図 26 は、実施の形態 3 に係る空気調和機 120 において室外機 140 を主とした漏洩電流の伝搬経路の一部を示す図である。空気調和機 120 は、室内機 130 および室外機 140 が、配管 115 を介して接続されている。室外機 140 に搭載されるモータ駆動装置 101 の基板 GND 116 は、Y コンデンサ 30 から、ジャンパー線 113 を介して室外機 140 の筐体 141 に接続される。室外機 140 において、漏洩電流は、モータ駆動装置 101 の基板のヒートシンク 111、室外機ファン 112、圧縮機 104 などから浮遊容量 114 を介して、室外機 140 の筐体 141 を通り伝搬する。図 26 では一部の浮遊容量 114 のみ記載しているが、実際には、コモンモードチョークコイル 20、リアクトル 3 などにも、室外機 140 の筐体 141 と容量結合している浮遊容量 114 が存在する。なお、モータ駆動装置 101 の基板のヒートシンク 111 は、図 26 の例では接地されていないが、接地されていてもよい。

10

【0069】

図 27 は、実施の形態 3 に係る空気調和機 120 などに搭載される圧縮機 104 の圧縮機回転数に応じた漏洩電流の測定結果を示す図である。圧縮機回転数は、実際には圧縮機 104 が備えるモータ 103 の回転数である。図 27 に示すように、漏洩電流は、圧縮機回転数が低回転の領域および中回転の領域において極大となる。低回転の領域は、例えば、5～10 rps の領域である。中回転の領域は、例えば、40～70 rps の領域である。そのため、電力変換装置 100 は、低回転から中回転の領域において漏洩電流の抑制技術を適用することによって、漏洩電流の抑制の効果をより多く得ることが可能となる。電力変換装置 100 において、制御回路 9 は、圧縮機 104 が 5 rps から 70 rps の領域において、前述のように、スイッチング素子 21～24 のスイッチングを制御する。

20

【0070】

このように、電力変換装置 100 は、様々な製品に適用することが可能である。

【0071】

以上の実施の形態に示した構成は、一例を示すものであり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、実施の形態同士を組み合わせることも可能であるし、要旨を逸脱しない範囲で、構成の一部を省略、変更することも可能である。

30

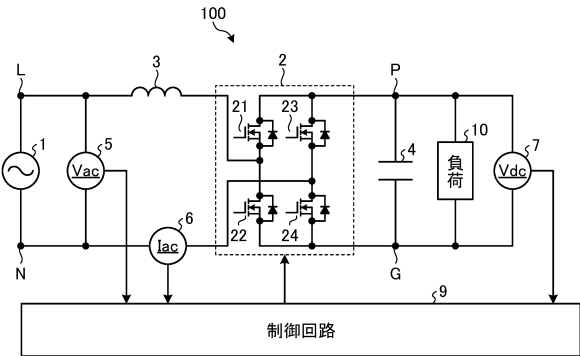
【符号の説明】

【0072】

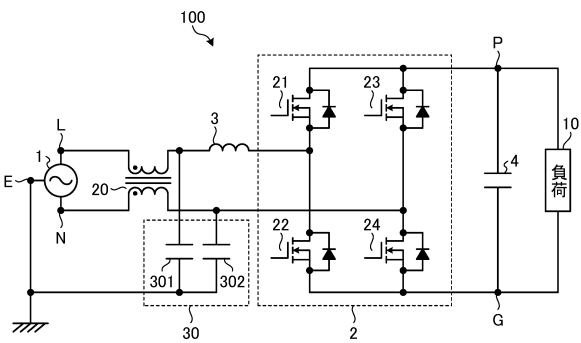
1 交流電源、2 コンバータ、3 リアクトル、4 平滑コンデンサ、5 交流電圧検出器、6 交流電流検出器、7 直流電圧検出器、9 制御回路、10 負荷、20 コモンモードチョークコイル、21～24 スwitching素子、30 Yコンデンサ、31 第1のリアクトル、32 第2のリアクトル、50 漏洩電流計、91 電源電流指令値制御部、92 オンデューティ制御部、93 電源電圧位相算出部、94 パルス生成部、100 電力変換装置、101 モータ駆動装置、102 インバータ、103 モータ、104 圧縮機、105 圧縮要素、106 冷凍サイクル部、107 四方弁、108 室内熱交換器、109 室外熱交換器、110 膨張弁、111 ヒートシンク、112 室外機ファン、113 ジャンパー線、114 浮遊容量、115 配管、116 基板 GND、120 空気調和機、130 室内機、140 室外機、141 筐体、301 第1のコンデンサ、302 第2のコンデンサ、401 第1のダイオード、402 第2のダイオード、501 第1の抵抗、502 第2の抵抗、503 第3の抵抗、504 第3のコンデンサ、505 実効値計、941 内部キャリア生成部、942 コンパレータ、943 NOT回路、944 パルスセレクト部。

40

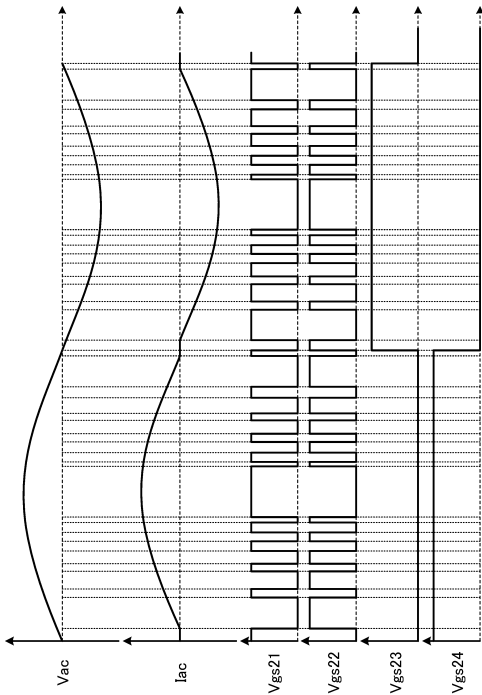
【図面】
【図 1】



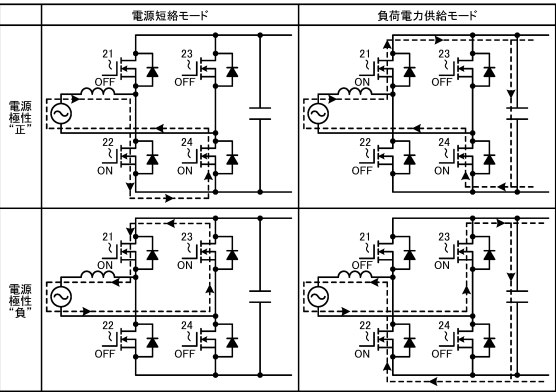
【図 2】



【図 3】



【図 4】



10

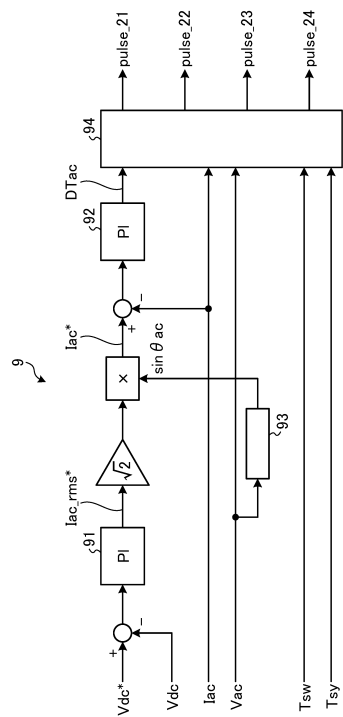
20

30

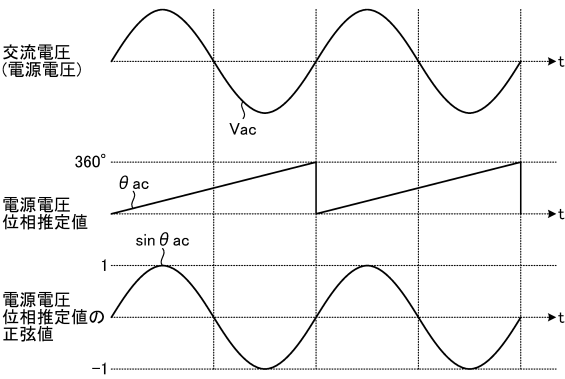
40

50

【図 5】



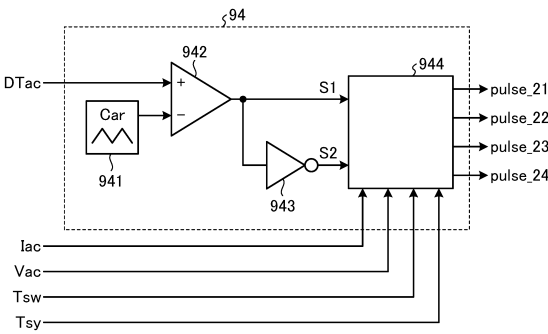
【図 6】



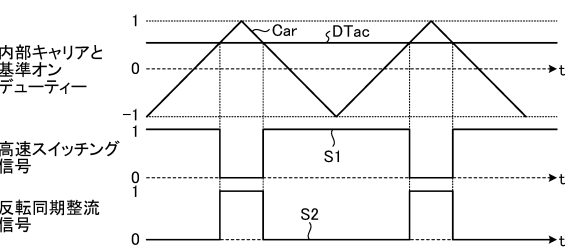
10

20

【図 7】



【図 8】

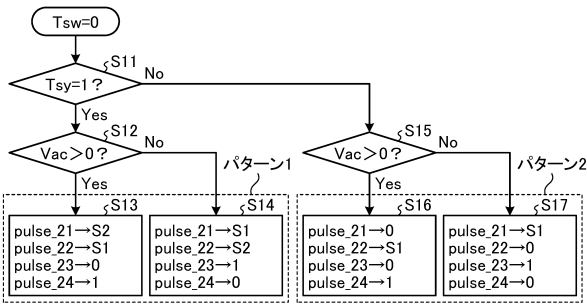


30

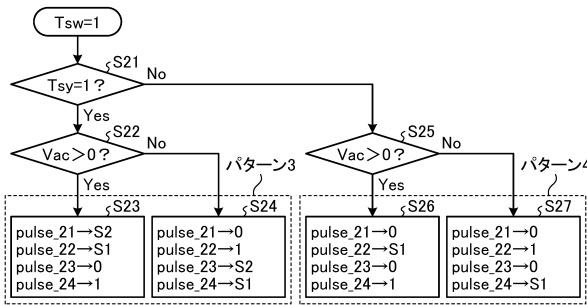
40

50

【図 9】

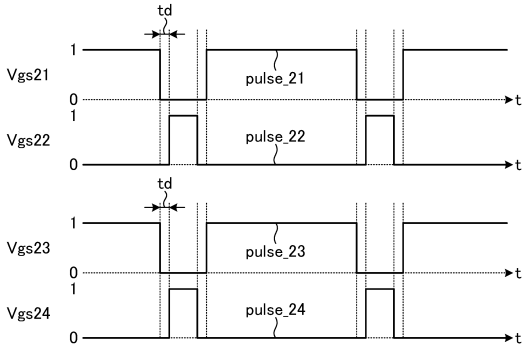


【図 10】

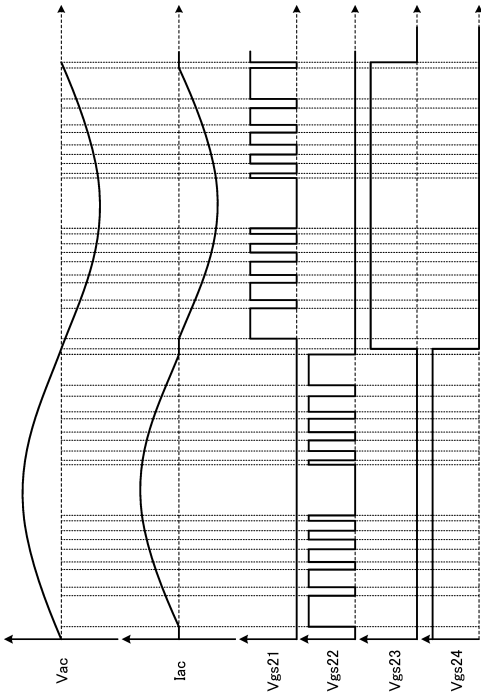


10

【図 11】



【図 12】



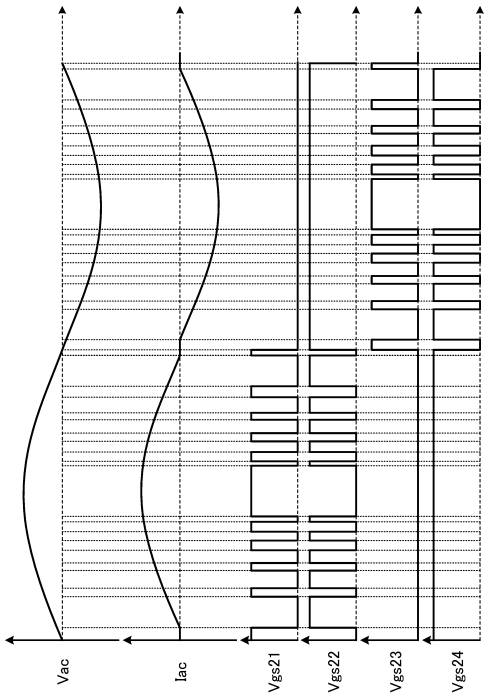
20

30

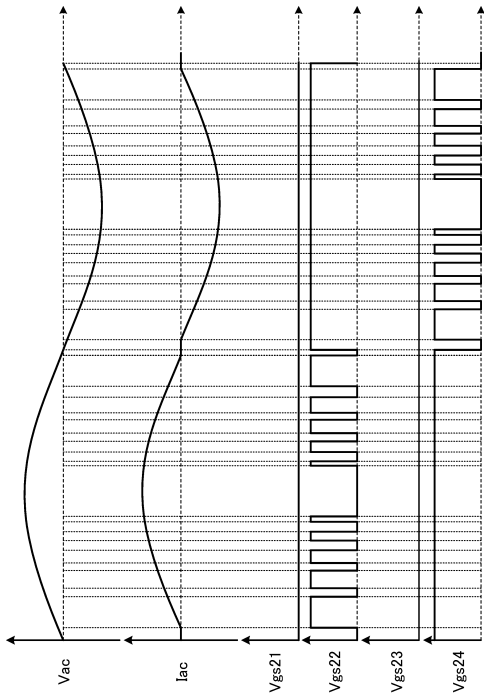
40

50

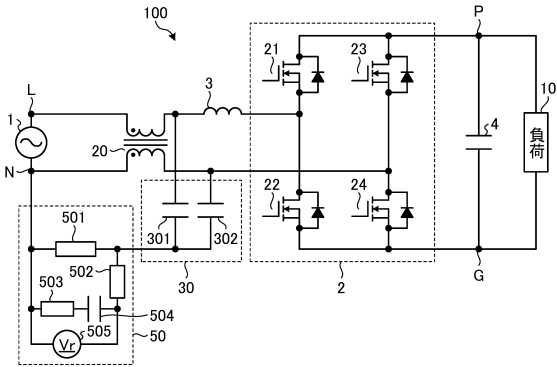
【図 1 3】



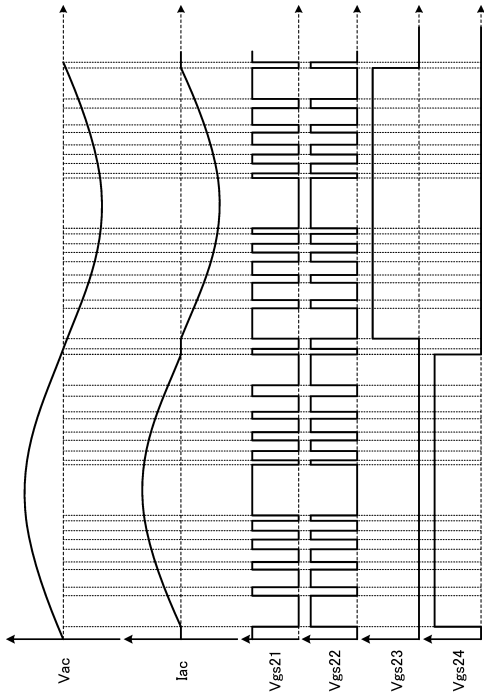
【図 1 4】



【図 1 5】



【図 1 6】



10

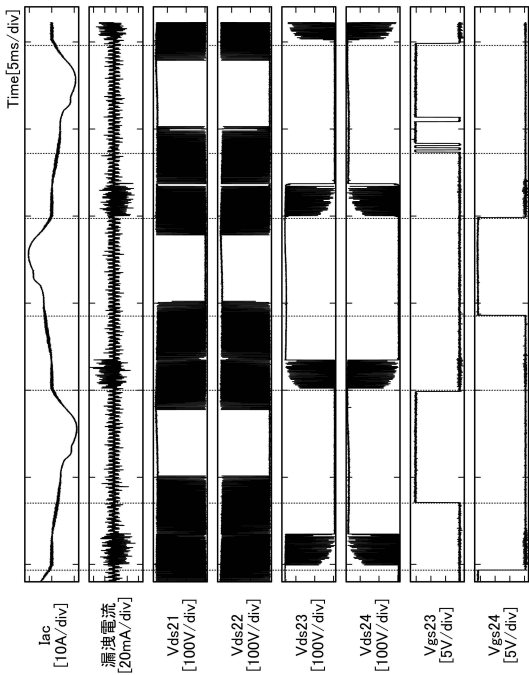
20

30

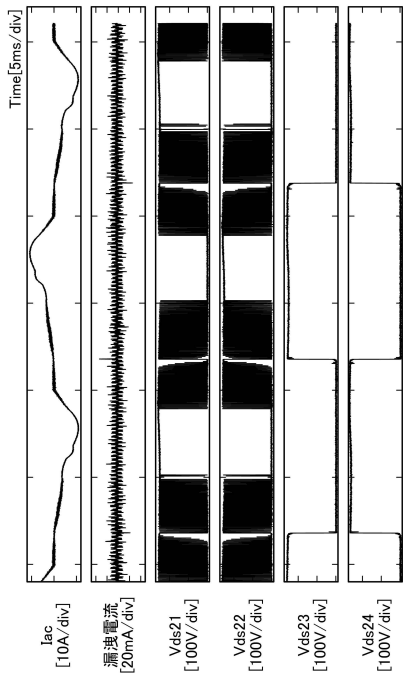
40

50

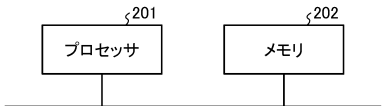
【図 17】



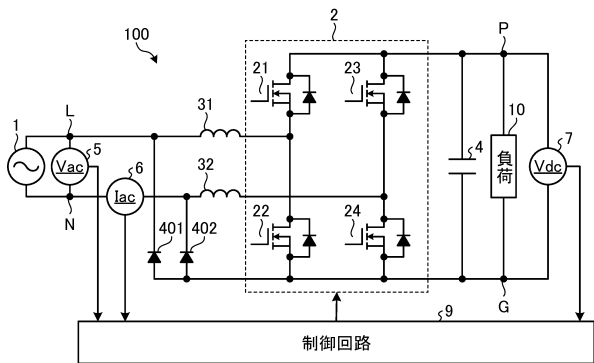
【図 18】



【図 19】



【図 20】



10

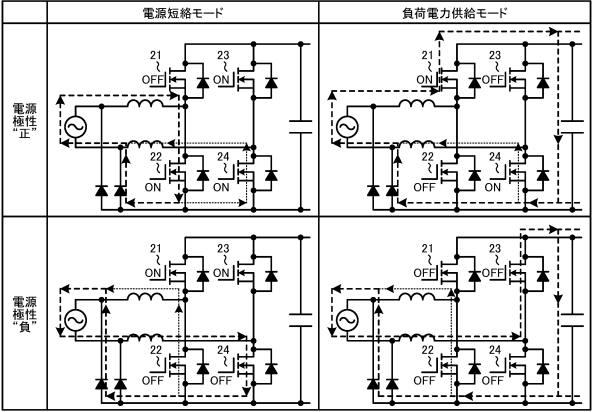
20

30

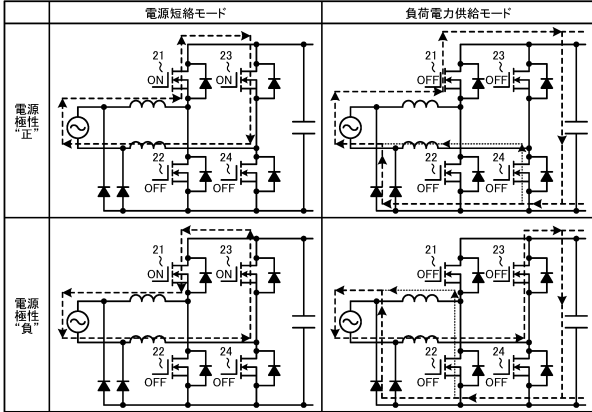
40

50

【図 2 1】

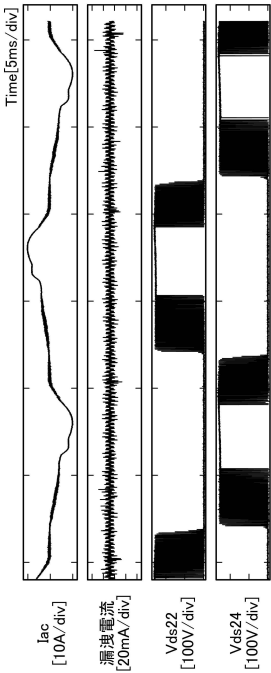


【図 2 2】

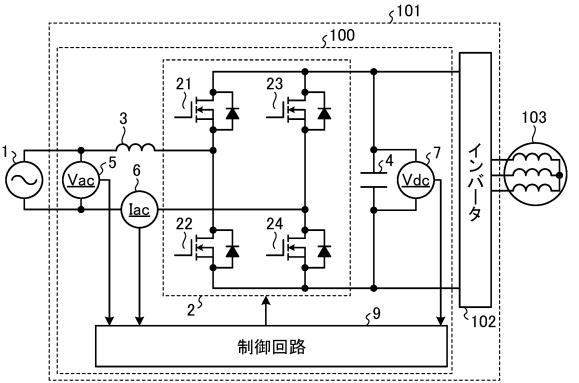


10

【図 2 3】



【図 2 4】



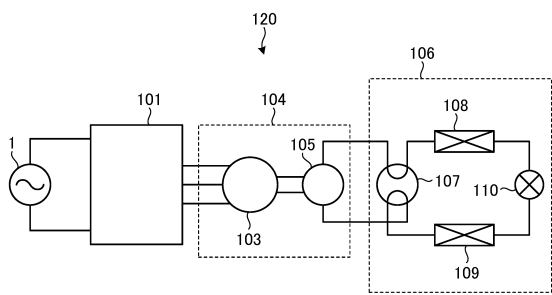
20

30

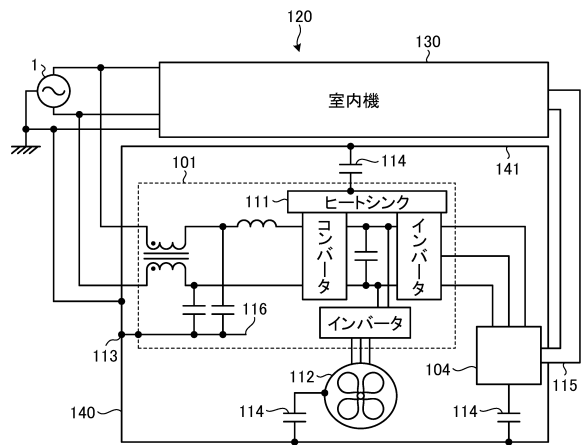
40

50

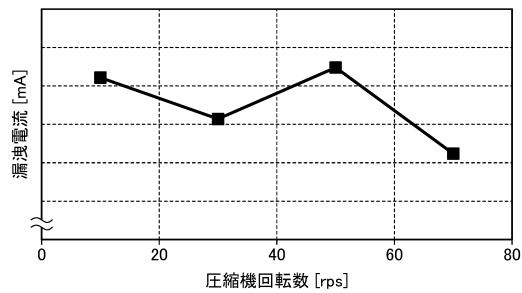
【図 2 5】



【図 2 6】



【図 2 7】



フロントページの続き

東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 麻生 哲朗

(56)参考文献 特開2019-187104 (JP, A)

特開2016-111756 (JP, A)

特開平7-15965 (JP, A)

(58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)

H02M 7/12