

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7155182号
(P7155182)

(45)発行日 令和4年10月18日(2022.10.18)

(24)登録日 令和4年10月7日(2022.10.7)

(51)国際特許分類 F I
H 0 2 M 7/12 (2006.01) H 0 2 M 7/12 G
H 0 2 M 7/12 B

請求項の数 10 (全17頁)

(21)出願番号	特願2020-27204(P2020-27204)	(73)特許権者	502129933 株式会社日立産機システム
(22)出願日	令和2年2月20日(2020.2.20)		東京都千代田区外神田一丁目5番1号
(65)公開番号	特開2021-132488(P2021-132488 A)	(74)代理人	110002066弁理士法人筒井国際特許事 務所
(43)公開日	令和3年9月9日(2021.9.9)	(72)発明者	岩瀬 裕太 東京都千代田区神田練堀町3番地 株式 会社日立産機システム内
審査請求日	令和4年1月20日(2022.1.20)	(72)発明者	田口 義行 東京都千代田区神田練堀町3番地 株式 会社日立産機システム内
		審査官	土井 悠生

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 コンバータ装置および電力変換システム

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

受電した三相交流電源を整流する三相ダイオードブリッジと、前記三相交流電源と前記三相ダイオードブリッジとの間の電流経路上に挿入される三相交流リアクトルと、を有する電力変換システムに適用され、前記三相交流電源に生じる高調波電流を抑制するコンバータ装置であって、

前記三相ダイオードブリッジの一对の出力ノードにそれぞれ接続される第1の外部端子および第2の外部端子と、

前記第1の外部端子と中点ノードとの間に接続される第1の平滑コンデンサと、

前記第2の外部端子と前記中点ノードとの間に接続される第2の平滑コンデンサと、

前記三相交流電源の三相電流を検出する電流センサと、

前記三相交流リアクトルの前記三相ダイオードブリッジ側のノードと前記中点ノードとの間にそれぞれ設けられる三相の双方向通電スイッチと、

前記三相の双方向通電スイッチをスイッチング制御するコンバータ制御器と、を備え、

前記コンバータ制御器は、前記電流センサで検出された前記三相電流の電流値と予め定めた起動判定値とを比較し、前記電流値が前記起動判定値を超えた際に内部起動信号を出力する起動判定器を有し、前記内部起動信号に応じて前記スイッチング制御を有効化する、コンバータ装置。

【請求項2】

10

20

請求項 1 記載のコンバータ装置において、
さらに、外部起動信号が入力される第 3 の外部端子を有し、
前記コンバータ制御器は、前記内部起動信号か前記外部起動信号のいずれか一方に応じて前記スイッチング制御を有効化する、
コンバータ装置。

【請求項 3】

請求項 1 記載のコンバータ装置において、
さらに、外部起動信号が入力される第 3 の外部端子を有し、
前記コンバータ制御器は、前記外部起動信号のネグートに応じて前記スイッチング制御を無効化する、
コンバータ装置。

10

【請求項 4】

請求項 1 記載のコンバータ装置において、
さらに、前記三相交流リアクトルと前記三相ダイオードブリッジとの間の電流経路上に順次設けられる第 4 の外部端子および第 5 の外部端子を有し、
前記電流センサは、前記第 4 の外部端子と前記第 5 の外部端子との間に設けられ、
前記三相の双方向通電スイッチの一端は、前記電流センサを介して前記第 4 の外部端子に接続される、
コンバータ装置。

【請求項 5】

請求項 1 記載のコンバータ装置において、
前記コンバータ制御器は、さらに、
前記三相交流電源の電圧位相に同期する内部位相を生成する電源電圧位相演算器と、
前記電源電圧位相演算器で生成された前記内部位相と、前記電流センサで検出された前記三相電流とに基づいて、前記三相電流を理想的な正弦波電流に近づけるのに必要なデューティ比指令値を算出する電流制御器と、
前記電流制御器からの前記デューティ比指令値に基づいて三相の P W M 信号を生成し、前記三相の P W M 信号を用いて前記三相の双方向通電スイッチをスイッチング制御する P W M 制御器と、
を有する、
コンバータ装置。

20

30

【請求項 6】

請求項 5 記載のコンバータ装置において、
前記三相ダイオードブリッジの前記出力ノードの電圧を検出対象とした電圧検出信号が入力される第 6 の外部端子と、
前記電圧検出信号が表す電圧値と予め設定した電圧指令値との誤差に基づいて当該誤差をゼロに近づける操作量を算出する電圧制御器と、
前記電流制御器からの前記デューティ比指令値を前記電圧制御器からの前記操作量で重み付けした上で前記 P W M 制御器へ出力する変調波乗算器と、
を有する、
コンバータ装置。

40

【請求項 7】

請求項 5 記載のコンバータ装置において、
前記三相ダイオードブリッジの前記出力ノードの電圧を検出対象とした電圧検出信号が入力される第 6 の外部端子と、
前記電圧検出信号が表す電圧値と予め設定した電圧指令値との誤差に基づいて当該誤差をゼロに近づける操作量を算出する電圧制御器と、
前記 P W M 制御器で用いるキャリア波を生成し、前記キャリア波の周波数を前記電圧制御器からの前記操作量に基づいて変化させるキャリア波発生器と、
を有する、

50

コンバータ装置。

【請求項 8】

受電した三相交流電源を整流する三相ダイオードブリッジと、
前記三相ダイオードブリッジの出力電圧を平滑化する第 3 の平滑コンデンサと、
前記三相交流電源と前記三相ダイオードブリッジとの間の電流経路上に挿入される三相交流リアクトルと、

前記三相交流電源に生じる高調波電流を抑制するコンバータ装置と、
を有する電力変換システムであって、

前記コンバータ装置は、

前記三相ダイオードブリッジの一对の出力ノードにそれぞれ接続される第 1 の外部端子
および第 2 の外部端子と、

10

前記第 1 の外部端子と中点ノードとの間に接続される第 1 の平滑コンデンサと、

前記第 2 の外部端子と前記中点ノードとの間に接続される第 2 の平滑コンデンサと、

前記三相交流電源の三相電流を検出する電流センサと、

前記三相交流リアクトルの前記三相ダイオードブリッジ側のノードと前記中点ノードと
の間にそれぞれ設けられる三相の双方向通電スイッチと、

前記三相の双方向通電スイッチをスイッチング制御するコンバータ制御器と、
を備え、

前記コンバータ制御器は、前記電流センサで検出された前記三相電流の電流値と予め定
めた起動判定値とを比較し、前記電流値が前記起動判定値を超えた際に内部起動信号を出
力する起動判定器を有し、前記内部起動信号に応じて前記スイッチング制御を有効化する、
電力変換システム。

20

【請求項 9】

請求項 8 記載の電力変換システムにおいて、

複数のスイッチング素子を含み、前記三相ダイオードブリッジの前記出力ノードに生成
される直流電圧を三相交流電圧に変換するインバータと、

前記インバータ内の前記複数のスイッチング素子をスイッチング制御するインバータ制
御器と、

前記インバータ制御器の動作を監視する監視器と、

を有し、

30

前記コンバータ装置は、前記監視器との間の通信端子である第 3 の外部端子を有する、
電力変換システム。

【請求項 10】

請求項 9 記載の電力変換システムにおいて、

前記第 3 の外部端子には、外部起動信号が入力され、

前記コンバータ制御器は、前記外部起動信号のネゲートに応じて前記スイッチング制御
を無効化する、
電力変換システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

40

【0001】

本発明は、コンバータ装置および電力変換システムに関し、例えば、高調波電流を抑制
する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

例えば、特許文献 1 には、三相交流を直流に変換する電力変換装置において、三相電源
の中間電位となる相に対応した双方向通電スイッチを、該当する中間電位の電圧が 0 とな
る前後の期間で ON となるようにスイッチング動作することで、電源電流の高調波成分を
低減する方式が示される。

【先行技術文献】

50

【特許文献】

【0003】

【文献】特開2012-60801号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

例えば、冷凍機器等を代表とする各種産業分野において、三相交流電動機等を駆動する電力変換システムが普及している。このようなシステムでは、通常、受電した三相交流電源を直流に変換するため、三相ダイオードブリッジが用いられる。しかし、この場合、電源電流に多くの高調波が生じてしまい、送電網への悪影響が社会問題になっている。そこで、近年、IEC（国際電気標準会議）の高調波規制（IEC 61000-3-2（相電流 $< 16\text{ A}$ ）とIEC 61000-3-12（ $16\text{ A} < \text{相電流} < 75\text{ A}$ ））をはじめ、欧州、中国、日本国内等で高調波規制が制定されている。

10

【0005】

このような高調波規制に対応するため、例えば、三相交流電源、三相ダイオードブリッジおよび平滑コンデンサを含む既存のシステムに対して、高調波電流を抑制するためのコンバータ装置（言い換えればPFC（Power Factor Correction）ユニット）を組み込みたいような場合がある。PFCユニットは、平滑コンデンサの先に接続される負荷が動作し、かつ、高調波規制に基づいて当該負荷にある程度の電流が流れるような場合に動作させることが望ましい。

20

【0006】

ここで、特許文献1等に示されるように、予めPFCユニットが一体的に組み込まれたようなシステムでは、例えば、負荷の負荷電流に基づいてPFCユニットを起動することが可能である。しかし、システムに後付けでPFCユニットを組み込みたいような場合、PFCユニットを適切に起動できない恐れがある。例えば、既存のシステム内に、予め、負荷電流を検出し、当該検出結果を外部に出力できるような仕組みが備わっていない場合、PFCユニットを適切に起動することが困難となり得る。

【0007】

本発明は、このようなことに鑑みてなされたものであり、その目的の一つは、様々な電力変換システムに組み合わせて高調波電流を抑制できる汎用性が高いコンバータ装置、およびそれを含む電力変換システムを提供することにある。

30

【0008】

本発明の前記並びにその他の目的と新規な特徴は、本明細書の記述及び添付図面から明らかになるであろう。

【課題を解決するための手段】

【0009】

本願において開示される実施の形態のうち代表的なものの概要を簡単に説明すれば下記の通りである。

【0010】

本発明の代表的な実施の形態によるコンバータ装置は、受電した三相交流電源を整流する三相ダイオードブリッジと、三相交流電源と三相ダイオードブリッジとの間の電流経路上に挿入される三相交流リアクトルと、を有する電力変換システムに適用され、三相交流電源に生じる高調波電流を抑制するものである。当該コンバータ装置は、第1および第2の外部端子と、第1および第2の平滑コンデンサと、電流センサと、三相の双方向通電スイッチと、コンバータ制御器とを備える。第1および第2の外部端子は、三相ダイオードブリッジの一对の出力ノードにそれぞれ接続される。第1の平滑コンデンサは、第1の外部端子と中点ノードとの間に接続され、第2の平滑コンデンサは、第2の外部端子と中点ノードとの間に接続される。電流センサは、三相交流電源の三相電流を検出する。三相の双方向通電スイッチは、三相交流リアクトルの三相ダイオードブリッジ側のノードと中点ノードとの間にそれぞれ設けられる。コンバータ制御器は、電流センサで検出された三相

40

50

電流の電流値と予め定めた起動判定値とを比較し、当該電流値が起動判定値を超えた際に内部起動信号を出力する起動判定器を有し、内部起動信号に応じて三相の双方向通電スイッチのスイッチング制御を有効化する。

【発明の効果】

【0011】

本願において開示される発明のうち、代表的な実施の形態によって得られる効果を簡単に説明すると、様々な電力変換システムに組み合わせて高調波電流を抑制できる汎用性が高いコンバータ装置を実現することが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】本発明の実施の形態1による電力変換システムの構成例を示す概略図である。

【図2】図1における双方向スイッチ回路の詳細な構成例を示す回路図である。

【図3】図1におけるコンバータ制御器の構成例を示すブロック図である。

【図4】図3における電源電圧位相演算器の詳細な構成例を示す図である。

【図5】図4の電源電圧位相演算器の動作例を示すタイミングチャートである。

【図6】図3における電流制御器の詳細な構成例を示す図である。

【図7】図6の変形例を示す図である。

【図8】一般的な昇圧回路の構成例を示す回路図である。

【図9】図1の電力変換システムの中から昇圧回路部分をピックアップした図である。

【図10】本発明の実施の形態2によるコンバータ装置において、図1のコンバータ制御器の構成例を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0013】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、実施の形態を説明するための全図において、同一の部材には原則として同一の符号を付し、その繰り返しの説明は省略する。

【0014】

(実施の形態1)

<電力変換システムの概略>

図1は、本発明の実施の形態1による電力変換システムの構成例を示す概略図である。図1に示す電力変換システムは、三相交流リアクトル2と、三相ダイオードブリッジ3と、平滑コンデンサC0と、コンバータ装置4と、直流電圧検出器(電圧センサ)11と、インバータ13と、インバータ制御器12と、監視器16とを備える。三相交流リアクトル2は、三相交流電源1と三相ダイオードブリッジ3との間の電流経路上に挿入され、電源電流を平滑化する。三相ダイオードブリッジ3は、三相交流リアクトル2を介して受電した三相交流電源1を全波整流する。平滑コンデンサC0は、三相ダイオードブリッジ3の出力電圧(負極側を接地電圧GNDとした正極側の出力電圧VCC)を平滑化する。

【0015】

直流電圧検出器(電圧センサ)11は、三相ダイオードブリッジ3の出力ノードの電圧(出力電圧VCC)を抵抗分圧することで検出し、電圧検出信号Vdcを出力する。インバータ13は、複数のスイッチング素子を含み、三相ダイオードブリッジ3の出力ノードに生成される直流電圧(出力電圧VCC)を三相交流電圧に変換する。そして、インバータ13は、当該三相交流電圧で三相交流電動機14(例えば、冷凍機用のモータ等)を駆動する。

【0016】

コンバータ装置4は、詳細は後述するが、三相交流電源1に生じる高調波電流の抑制機能や、出力電圧VCCの制御機能(昇圧機能)等を備える。この例では、三相ダイオードブリッジ3の出力電圧(直流電圧)VCCが供給される負荷は、インバータ13であったが、これに限らず、直流電力を消費する各種負荷装置であればよく、例えば、直流モータ等であってもよい。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 7 】

監視器 1 6 は、例えば、パーソナルコンピュータ等の上位装置に実装され、インバータ制御器 1 2（および後述するコンバータ制御器 7）の動作状態を監視する。監視器 1 6 は、例えば、RS - 2 3 2 C、RS - 4 2 2、RS - 4 8 5、USB、Ethernetなどの有線の通信規格、もしくはBluetooth（登録商標）やWi-Fiなどの無線の通信規格に基づく通信経路 1 7、1 5 でインバータ制御器 1 2（コンバータ制御器 7）と通信を行う。

【 0 0 1 8 】

インバータ制御器 1 2 は、例えば、マイクロコントローラ（マイコンと略す）等によって構成される。インバータ制御器 1 2 は、例えば、監視器 1 6 から入力された運転指令および速度指令に基づいてPWM（Pulse Width Modulation）信号を生成し、当該PWM信号でインバータ 1 3 内の複数のスイッチング素子をスイッチング制御する。

10

【 0 0 1 9 】

<コンバータ装置の詳細>

コンバータ装置（言い換えれば、PFCユニット）4 は、例えば、各種部品が実装された一つの配線基板で構成され、インバータ制御器 1 2 およびインバータ 1 3 を含むインバータ装置とは独立した装置として構成される。コンバータ装置 4 は、外部端子Pr1、Ps1、Pt1と、外部端子Pr2、Ps2、Pt2と、外部端子Pp、Pnと、外部端子Pdと、外部端子Pcとを備える。

【 0 0 2 0 】

外部端子Pr1、Ps1、Pt1および外部端子Pr2、Ps2、Pt2は、三相交流リアクトル 2 と三相ダイオードブリッジ 3 との間の電流経路上に挿入される形で順次設けられる。外部端子Pp、Pnは、三相ダイオードブリッジ 3 の一対（正極側および負極側）の出力ノードにそれぞれ接続される。外部端子Pdには、直流電圧検出器（電圧センサ）1 1 からの電圧検出信号Vdcが入力される。外部端子Pcは、監視器 1 6 との間の通信端子である。

20

【 0 0 2 1 】

また、コンバータ装置 4 は、電圧位相検出器 5 と、三相の双方向通電スイッチSWr、SWs、SWtを含む双方向スイッチ回路 6 と、コンバータ制御器 7 と、電流検出器（電流センサ）8 と、スナバ回路 1 0 と、平滑コンデンサC1、C2とを備える。電流検出器 8 は、外部端子Pr1、Ps1、Pt1と、外部端子Pr2、Ps2、Pt2との間に設けられ、三相交流電源 1 の三相電流を検出する。電流検出器 8 は、例えば、シャント抵抗素子またはカレントトランス（CT）等で構成され、ここでは、R相およびT相の相電流を検出し、R相の電流検出信号IrおよびT相の電流検出信号Itを出力する。

30

【 0 0 2 2 】

平滑コンデンサC1は、外部端子Ppと中点ノードNmとの間に接続され、平滑コンデンサC2は、外部端子Pnと中点ノードNmとの間に接続される。三相の双方向通電スイッチSWr、SWs、SWtは、三相交流リアクトル 2 の三相ダイオードブリッジ 3 側のノードと中点ノードNmとの間にそれぞれ設けられる。より詳細には、三相の双方向通電スイッチSWr、SWs、SWtの一端は、外部端子Pr2、Ps2、Pt2にそれぞれ接続され、また、電流センサ 8 を介して外部端子Pr1、Ps1、Pt1にそれぞれ接続される。三相の双方向通電スイッチSWr、SWs、SWtの他端は、インダクタと複数のダイオードから構成されるスナバ回路 1 0 を介して中点ノードNmに接続される。

40

【 0 0 2 3 】

電圧位相検出器 5 は、外部端子Pr2、Ps2、Pt2に接続され、外部端子Pr2、Ps2、Pt2の各電圧を抵抗分圧することで三相交流電源 1 の電圧位相を検出するための電圧位相信号Vrn、Vsn、Vtnを出力する。コンバータ制御器 7 は、例えば、マイコン等によって構成される。コンバータ制御器 7 は、電圧位相信号Vrn、Vsn、Vtnと、電流検出信号Ir、Itと、外部端子Pdからの電圧検出信号Vdcと、外部端子Pcからの各種信号とを入力として、双方向通電スイッチSWr、SWs、SWtをそ

50

それぞれPWM信号 G_r 、 G_s 、 G_t でスイッチング制御する。

【0024】

なお、コンバータ装置4は、場合によっては、三相交流リアクトル2または三相ダイオードブリッジ3の一方または両方を含むように構成されてもよい。この場合、構成に応じて外部端子 P_{r1} 、 P_{s1} 、 P_{t1} 、 P_{r2} 、 P_{s2} 、 P_{t2} の位置も適宜変わり得る。

【0025】

<双方向スイッチ回路の詳細>

図2は、図1における双方向スイッチ回路の詳細な構成例を示す回路図である。図2において、三相の双方向通電スイッチ SW_r 、 SW_s 、 SW_t のそれぞれは、単相ダイオードブリッジとIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) で構成される。双方向通電スイッチ SW_r 、 SW_s 、 SW_t 内の各IGBTは、それぞれ、PWM信号 G_r 、 G_s 、 G_t でスイッチング制御される。なお、双方向通電スイッチ SW_r 、 SW_s 、 SW_t は、このような構成に限らず、コンバータ制御器7からのPWM信号 G_r 、 G_s 、 G_t に応じてオン/オフが制御されるものであれば、その他の構成及び半導体素子でも問題ない。

10

【0026】

<コンバータ制御器の詳細>

図3は、図1におけるコンバータ制御器の構成例を示すブロック図である。図3に示すコンバータ制御器7は、電源電圧位相演算器20と、PI制御器21と、変調波乗算器22と、PWM制御器23と、遮断器24と、電流制御器25と、起動判定器26と、キャリア波発生器27と、起動方式切替器28とを備える。これらの各ブロックは、主に、マイコン内のCPU (Central Processing Unit) によるプログラム処理によって実装され、プログラム処理の中でマイコン内のアナログデジタル変換器やタイマ等を適宜用いることで実現される。

20

【0027】

ただし、コンバータ制御器7の各ブロックは、マイコンに限らず、一部または全てがFPGA (Field Programmable Gate Array) やASIC (Application Specific Integrated Circuit) 等のハードウェアで構成されてもよい。また、コンバータ制御器7の各ブロックは、CPUに限らず、DSP (Digital Signal Processor) 等を用いたプログラム処理で実装されてもよい。このように、コンバータ制御器7の各ブロックは、ハードウェア、ソフトウェアあるいはその組み合わせで適宜構成されればよい。

30

【0028】

コンバータ制御器7は、このような各ブロックを用いて、概略的には、三相交流電源1の電圧位相と電流位相との位相差がゼロに近くなるように双方向スイッチ回路6内の各双方向通電スイッチ SW_r 、 SW_s 、 SW_t をスイッチング制御する。これにより、コンバータ制御器7は、力率を改善し、かつ高調波電流を抑制する。この際に、コンバータ制御器7は、電圧検出信号 V_{dc} を監視しながら出力電圧(直流電圧) V_{CC} が一定になるように制御することもできる。

【0029】

《電源位相検出について》

図4は、図3における電源電圧位相演算器の詳細な構成例を示す図である。図4の電源電圧位相演算器20は、分圧回路33と、コンパレータ回路31と、内部位相発生器30とを備え、概略的には、三相交流電源1の電圧位相に同期する内部位相 s を生成する。分圧回路33は、電圧位相検出器5からの三相分の電圧位相信号 V_{rn} 、 V_{sn} 、 V_{tn} の平均値から基準電圧 V_{ref} を生成する。コンパレータ回路31は、電圧位相信号 V_{rn} 、 V_{sn} 、 V_{tn} と、基準電圧 V_{ref} とを比較してパルス信号に置き換える。内部位相発生器30は、基本電源周波数設定器32と、位相誤差演算器34と、PI制御器35と、位相更新器36とを備え、コンパレータ回路31からのパルス信号の変化するタイミング(以下エッジと称す)を検出し、内部位相 s を生成する。

40

【0030】

図5は、図4の電源電圧位相演算器の動作例を示すタイミングチャートである。図5に

50

示されるように、電源電圧位相に応じてパルス信号がオン/オフしていることがわかる。例えば、電源位相が 0 deg の際には V_{rn} パルス信号が立ち上がりエッジとなり、 120 deg の際には V_{sn} パルス信号が立ち上がりエッジとなる。この関係は、基準電圧 V_{ref} の大きさで変化するが、分圧回路 33 で三相の平均値を生成することで、電源電圧の変動による影響が生じ難くなっている。

【0031】

図4の内部位相発生器30において、位相更新器36は、周波数指令値 f_s に応じて内部位相 s を生成する。具体的には、内部位相 s は、図5に示されるように、例えば、電源周波数（電気角 360 deg の電源位相周期）で“ $360 \times N$ ”のカウント動作を繰り返すカウンタのカウント値等である。周波数指令値 f_s は、当該カウンタのカウント速度等を表す。

10

【0032】

位相誤差演算器34は、電圧位相信号 V_{rn} , V_{sn} , V_{tn} のパルス信号のエッジを検出したタイミング毎（この例では電源位相周期の電気角 60 deg 毎）に、位相更新設定値 get を生成する。位相更新設定値 get は、本来あるべきカウント値を表し、電気角 60 deg 毎に、“ $60 \times N$ ”, “ $120 \times N$ ”, ... といったような値となる。また、位相誤差演算器34は、位相更新器36からの内部位相 s （実際のカウント値）と、位相更新設定値 get （本来あるべきカウント値）との位相誤差 s を検出する。

【0033】

PI制御器35は、PI（比例・積分）制御を用いて、位相誤差 s をゼロに近づけるための周波数補正值 f_s を算出する。周波数指令値 f_s は、基本電源周波数設定器32からの規定の電源周波数設定値 f_{s0} （例えば、 $50 \sim 60 \text{ Hz}$ の値）と周波数補正值 f_s との合算値によって更新され、この例では電気角 60 deg 毎に更新される。位相更新器36は、電気角 60 deg 毎に、内部位相 s を位相更新設定値 get で更新すると共に、周波数指令値 f_s に基づく速度でカウント動作を行う。

20

【0034】

なお、ここでは、両エッジを用いて電気角 60 deg 毎に演算が実行されているが、片エッジ（エッジの下リエッジか上リエッジのどちらか）で処理を行ってもよい。これにより、電気角 120 deg 毎の演算となり、マイコン等の処理負荷を軽減できる。また、三相全てではなく二相の下リエッジと上リエッジの両方を使ってもよい。これにより、マイコンの処理負荷の軽減や、一相分の回路の削除に伴いコストを低減できる。

30

【0035】

さらに、ノイズ等による変動を防止するため、例えば、電気角 360 deg 毎に演算が実行されるように構成してもよい。具体的には、電気角 60 deg 毎の位相誤差 s を電気角 360 deg で平均化し、その平均値を用いて、周波数補正值 f_s を算出しても構わない。なお、基本電源周波数設定器32には、予め、 50 Hz や 60 Hz 等の電源周波数設定値 f_{s0} が設定される。この際には、例えば、 55 Hz 等の電源周波数設定値 f_{s0} を設定した場合であっても、所定の周波数補正值 f_s （例えば、 $\pm 5 \text{ Hz}$ ）が得られる結果、 50 Hz と 60 Hz の両方に対応することが可能である。また、パルス信号のエッジの間隔をマイコン等のタイマで計測することで、電源周波数設定値 f_{s0} が自動設定されるように構成することも可能である。

40

【0036】

また、別途、図4の電源電圧位相演算器20の信号に基づいて異常検出を行う異常検出器を設けることも可能である。図5に示したように、電源電圧位相演算器20では、電圧位相信号 V_{rn} , V_{sn} , V_{tn} のパルス信号が生成される。異常検出器は、例えば、この各パルス信号の各エッジに対して、エッジ間隔のバランス等を比較および判定することで、電源の三相不平衡や電源欠相といった異常を検出できる。

【0037】

《電流検出について》

図3の電流制御器25は、概略的には、電源電圧位相演算器20からの内部位相 s と

50

、電流検出器（電流センサ）8からの電流検出信号 I_r 、 I_t とに基づいて、電圧位相と電流位相との位相差をゼロに近づけるのに必要なPWM信号 G_r 、 G_s 、 G_t のデューティ比指令値（ K_{hr} 、 K_{hs} 、 K_{ht} ）を定める。言い換えれば、電流制御器25は、三相交流電源1の三相電流を理想的な正弦波電流に近づけるのに必要なデューティ比指令値（ K_{hr} 、 K_{hs} 、 K_{ht} ）を定める。なお、電流検出器8は、R相、S相、T相の中の少なくとも二相の相電流を検出できればよい。

【0038】

図6は、図3における電流制御器の詳細な構成例を示す図である。図6に示す電流制御器25は、電流指令演算器251と、電流再現器252と、PI制御器253r、253s、253tとを備える。電流再現器252は、二相の電流検出信号 I_r 、 I_t （具体的には、アナログデジタル変換器を介したデジタル信号）から残りの一相の電流検出信号 I_s を算出する。すなわち、三相の電流検出信号 I_r 、 I_s 、 I_t の和はゼロになるため、電流再現器252は、残りの一相の電流検出信号 I_s （ $= -I_r - I_t$ ）を算出することができる。また、電流再現器252は、三相の電流検出信号 I_r 、 I_s 、 I_t に基づき、三相交流電源1に流れる三相電流の電流値（例えば、実効値 I_{rms} ）を算出する。

10

【0039】

電流指令演算器251は、電源電圧位相演算器20で生成された内部位相 s と、電流再現器252（ひいては電流検出器8）で検出された三相電流の電流値（実効値 I_{rms} ）とに基づいて、三相の理想的な正弦波電流を表す三相電流指令 I_r' 、 I_s' 、 I_t' （具体的には時系列で変化するデジタル信号）を生成する。PI制御器（デューティ比制御器）253r、253s、253tは、三相電流指令 I_r' 、 I_s' 、 I_t' と、電流再現器252からの電流検出信号 I_r 、 I_s 、 I_t （ひいては電流検出器8で検出された三相電流）との誤差 I_r 、 I_s 、 I_t に基づいて、PI制御を行う。これにより、PI制御器253r、253s、253tは、当該誤差 I_r 、 I_s 、 I_t をゼロに近づける変調波（デューティ比指令値） K_{hr} 、 K_{hs} 、 K_{ht} をそれぞれ算出する。

20

【0040】

図7は、図6の変形例を示す図である。図7に示されるように、電流制御器25は、三相中のいずれか一相（ここではR相）を代表としてPI制御器253rを用いてPI制御を行うことで変調波 K_{hr} を算出し、残りの二相の変調波 K_{hs} 、 K_{ht} を三相再現器256を用いて算出してもよい。具体的には、三相再現器256は、変調波 K_{hr} の位相を 120deg 進めて変調波 K_{hs} を作成し、 240deg 進めて変調波 K_{ht} を作成する。

30

【0041】

《変調波乗算器について》

図3のPI制御器（電圧制御器）21は、外部端子Pdからの電圧検出信号Vdcが表す電圧値（アナログデジタル変換後のデジタル値）と予め設定した電圧指令値 V_{dc}^* との誤差 V_{dc} に基づいてPI制御を行うことで、当該誤差 V_{dc} をゼロに近づける変調波ゲイン（操作量） K_v を算出する。変調波乗算器22は、電流制御器25からの変調波（デューティ比指令値） K_{hr} 、 K_{hs} 、 K_{ht} をPI制御器21からの変調波ゲイン K_v で重み付けした上でPWM制御器23へ出力する。

【0042】

具体的には、PI制御器21は、電圧検出信号Vdcが表す電圧値が電圧指令値 V_{dc}^* より小さい場合には変調波ゲイン K_v を大きくする。変調波乗算器22は、変調波 K_{hr} 、 K_{hs} 、 K_{ht} に当該変調波ゲイン K_v を乗算することで、PWM制御器23へ出力する乗算後変調波 K_{hr}' 、 K_{hs}' 、 K_{ht}' を大きくする。一方、PI制御器21は、電圧検出信号Vdcが表す電圧値が電圧指令値 V_{dc}^* より大きい場合には変調波ゲイン K_v を小さくし、これに応じて、変調波乗算器22は、乗算後変調波 K_{hr}' 、 K_{hs}' 、 K_{ht}' を小さくする。これらによって、出力電圧VCCは、電圧指令値 V_{dc}^* となるように制御される。

40

【0043】

《PWM制御器について》

50

図3のPWM制御器23は、電流制御器25からの変調波乗算器22を介した乗算後変調波(デューティ比指令値) Khr' 、 Khs' 、 Kht' に基づいて三相のPWM信号 Gr' 、 Gs' 、 Gt' を生成し、それを用いて三相の双方向通電スイッチ SWr 、 SWs 、 SWt をスイッチング制御する。具体的には、PWM制御器23は、乗算後変調波 Khr' 、 Khs' 、 Kht' とキャリア波発生器27で生成されたキャリア波(三角波もしくはのこぎり波) Fc との比較により、PWM信号 Gr' 、 Gs' 、 Gt' を生成する。このとき、キャリア波 Fc の周波数は、例えば、マイコン等に予め設定された値に定められる。

【0044】

《起動方法について》

図3の起動判定器26は、電流検出器(電流センサ)8で検出され、電流制御器25を介して算出された三相電流の電流値(実効値 I_{rms})と、予め定めた起動判定値 I_{th} とを比較し、実効値 I_{rms} が起動判定値 I_{th} を超えた際に内部起動信号29aを出力する。起動判定値 I_{th} は、例えば、IECの高調波規制の規格に基づいて、システムの定格電流値に応じた値に定められる。

10

【0045】

また、図3の外部起動信号29bは、図1の監視器16から外部端子Pcを介して入力される。起動方式切替器28は、起動判定器26からの内部起動信号29aか外部入力された外部起動信号29bのいずれか一方に応じて起動信号29cをアサートする。この際に、起動方式切替器28は、内部起動信号29aと外部起動信号29bのいずれを選択するかを、例えば、監視器16から外部端子Pcを介して入力された選択信号、または、コンバータ装置4を構成する配線基板に実装された選択スイッチ等に基づいて定める。

20

【0046】

図3のコンバータ制御器7は、起動信号29c(内部起動信号29aまたは外部起動信号29b)に応じて双方向スイッチ回路6のスイッチング制御を有効化する。この例では、遮断器24が設けられる。遮断器24は、起動信号29cがアサートされている場合には、PWM制御器23からのPWM信号 Gr' 、 Gs' 、 Gt' をPWM信号 Gr 、 Gs 、 Gt として出力する。一方、遮断器24は、起動信号29cがネゲートされている場合には、PWM信号 Gr' 、 Gs' 、 Gt' の出力を遮断し、PWM信号 Gr 、 Gs 、 Gt をオフレベルに固定する。

【0047】

また、起動方式切替器28は、内部起動信号29aと外部起動信号29bの両方を使って起動信号29cを出力してもよい。例えば、起動方式切替器28は、内部起動信号29aのアサートに応じて起動信号29cをアサートしている場合であっても、外部起動信号29bがネゲートされた場合(言い換えれば外部遮断信号が入力された場合)には、起動信号29cをネゲートし、スイッチング制御を無効化してもよい。

30

【0048】

これにより、例えば、図1の電力変換システムが通常動作している期間(ひいては、内部起動信号29aに応じてコンバータ制御器7がスイッチング制御を行っている期間)で、インバータ13に過電流等の異常が生じたような場合に、コンバータ制御器7の動作を緊急停止させることで保護を図ること等が可能になる。具体的には、監視器16は、インバータ制御器12を介してインバータ13の異常を検出した場合に、コンバータ制御器7への外部起動信号をネゲートすればよい(言い換えれば外部遮断信号を出力すればよい)。

40

【0049】

さらに、図3の起動判定器26は、電源電圧位相演算器20からの信号に基づいて起動判定を行うことも可能である。具体的には、図4および図5で述べたように、別途、電源電圧位相演算器20の信号に基づいて電源の三相不平衡や電源欠相等の異常を検出する異常検出器を設けることができる。この異常検出器は、例えば、起動判定器26内に搭載されてもよい。

【0050】

この場合、起動判定器26は、異常検出器によって異常が検出された際には、内部起動

50

信号 29a をネゲートレベルに定める。具体的には、起動判定器 26 は、異常検出器によって異常が検出されている場合には、実効値 I_{rms} が起動判定値 I_{th} を超えた場合であっても、内部起動信号 29a (ひいては起動信号 29c) をアサートしないように構成される。また、起動判定器 26 は、既に内部起動信号 29a がアサートされている状態で、異常検出器によって異常が検出された場合には、内部起動信号 29a (ひいては起動信号 29c) をネゲートするように構成される。

【0051】

なお、遮断器 24 は、双方向スイッチ回路 6 に対するスイッチング制御の有効/無効を切り替えられるものであればよく、コンバータ制御器 7 の出力段に設けられる必要性は特に無い。例えば、遮断器 24 は、電流制御器 25 に対する内部位相 s の入力を遮断することによってスイッチング制御を無効化するものであってもよく、または、コンバータ制御器 7 全体の動作を無効化することでスイッチング制御を無効化するものであってもよい。

10

【0052】

また、図 1 において、例えば、監視器 16 を設けずに、コンバータ制御器 7 を内部起動信号 29a のみで動作させ、これとは独立にインバータ制御器 12 を動作させるように構成してもよい。あるいは、監視器 16 を設けずに、コンバータ制御器 7 とインバータ制御器 12 とが直接的に通信できるように構成することも可能である。

【0053】

<昇圧動作について>

図 1 の電力変換システムを用いると、例えば、図 3 における電圧指令値 V_{dc}^* を、三
相交流電源 1 の電圧振幅等に基づいて定まる通常の出力量 V_{CC} よりも高い値に設定す
ることによって昇圧動作を行うことも可能である。図 8 は、一般的な昇圧回路の構成例を示す回
路図である。図 8 に示す昇圧回路は、直流電源 1' と、リアクトル 2' と、スイッチング素
子 6' と、ダイオード 3' と、平滑コンデンサ C12 とを備え、負荷となる抵抗 13' に直流
電源 1' の電圧よりも大きい電圧を供給する。

20

【0054】

当該昇圧回路は、スイッチング素子 6' がオンの期間でリアクトル 2' に電力を蓄積し、
スイッチング素子 6' がオフの期間でリアクトル 2' に蓄積された電力を逆流防止用のダイ
オード 3' を介して平滑コンデンサ C12 に伝送することで昇圧動作を行う。この際の昇圧
能力は、スイッチング素子 6' の動作周波数と、リアクトル 2' のインダクタンス値と、
リアクトル 2' に流れている電流の大きさに基づいて定まる。すなわち、昇圧を積極的に行
いたい場合は、スイッチング素子 6' の動作周波数を高くするか、インダクタンス値を大き
くするか、リアクトル 2' に流れる電流を大きくすればよい。

30

【0055】

実際の回路において、リアクトル 2' のインダクタンス値を変更する方法は、動作中の配
線作業が必要となるため、適用困難である。そこで、実用上は、リアクトル 2' に流れる電
流を大きくする方法、または、スイッチング素子 6' の動作周波数を高く方法を用いること
が望ましい。前者の方法を用いる場合、平滑コンデンサ C12 の両端電圧を監視しながら
、スイッチング素子 6' のオン時間が適宜長くなるように制御すればよい。

【0056】

図 9 は、図 1 の電力変換システムの中から昇圧回路部分をピックアップした図である。
図 8 におけるリアクトル 2'、スイッチング素子 6' と、ダイオード 3' と、平滑コンデンサ
C12 および抵抗 13' は、それぞれ、図 9 における三相交流リアクトル 2、双方向スイッ
チ回路 6、三相ダイオードブリッジ 3、平滑コンデンサ C1、C2 およびインバータ 13
に対応する。

40

【0057】

このように、図 9 の電力変換システムには、図 8 の昇圧回路と同様の部品が存在してい
るため、同様の動作原理で昇圧動作を行うことが可能である。図 8 と図 9 との違いは、直
流電源 1' が三相交流電源 1 に置き換わっていることである。三相交流電源 1 を用いた場合
、三相交流電源 1 の位相に応じて昇圧する回路が各相で入れ替わり、交互に昇圧動作を繰

50

り返すような動作となる。この際に、図3の変調波乗算器22は、電圧検出信号 V_{dc} が表す電圧値と電圧指令値 V_{dc}^* との誤差に応じて変調波(デューティ比指令値) K_{hr} 、 K_{hs} 、 K_{ht} に重み付けを行うことで出力電圧 V_{CC} を昇圧する。

【0058】

<実施の形態1の主要な効果>

以上、実施の形態1の方式を用いることで、第1の効果として、様々な電力変換システムに組み合わせて高調波電流を抑制できる汎用性が高いコンバータ装置を実現することが可能になる。具体例として、図1の電力変換システムを予め一体的に構成するような場合を想定する。この場合、図1の平滑コンデンサ C_0 を平滑コンデンサ C_1 、 C_2 のような構成に置き換え、インバータ制御器12等が、検出した負荷電流に応じてコンバータ制御器7を適宜起動すればよい。

10

【0059】

一方、図1の電力変換システムからコンバータ装置4を省いたような既存のシステムに、コンバータ装置4を後付けで組み込むような場合を想定する。この場合、コンバータ制御器7を適切に起動するためには、インバータ制御器12等がコンバータ制御器7へ起動信号を出力する必要がある。しかし、既存のシステムに、このような起動信号を出力する仕組みが備わっているとは限らない。これに対して、図1のコンバータ装置4は、電流検出器(電流センサ)8や図3の起動判定器26等を備えることで、外部からの起動信号が入力されない場合であっても自身の判断で起動することが可能になる。

【0060】

また、双方向スイッチ回路6の一端は、平滑コンデンサ C_1 、 C_2 の midpoint ノード N_m に接続されるが、平滑コンデンサ C_0 を備える既存のシステムでは、このような midpoint ノード N_m を得ることが困難となり得る。これに対して、図1のコンバータ装置7は、平滑コンデンサ C_1 、 C_2 を備えることで、自身で midpoint ノード N_m を作り出すことが可能になっている。このようなことから、汎用性が高いコンバータ装置を実現することが可能になる。

20

【0061】

また、第2の効果として、高調波を抑制する期間を適切に定めることが可能になる。具体的には、高調波規制では、三相交流電源1の電源電流における高調波を規制する必要があるため、高調波を抑制する期間を適切に定めるためには、この電流電流が、より高精度に検出されることが望ましい。図1のコンバータ装置4を用いた場合、この電源電流を電流検出器8の位置で高精度に検出することが可能になる。

30

【0062】

一方、比較対象として、前述したように、インバータ制御器12が起動信号を出力するような場合、三相交流電源1の電源電流は、例えば、インバータ3の出力電力(インバータ3の入力電圧やインバータ3の出力電流)に基づいて推定されることになる。すなわち、インバータ制御器12は、通常、インバータ3の入力電圧やインバータ3の出力電流をセンサで検出した結果に基づいて起動信号を出力する。ただし、三相交流電源1の電源電流と、インバータ3の出力電力との関係は、実際には電力変換効率や力率等によって変化するため、必ずしも三相交流電源1の電源電流が高精度に推定されるとは限らない。

【0063】

さらに、第3の効果として、電流検出器8を利用することで、高調波の抑制効果を容易に高めることが可能になる。例えば、電流検出を行わずに、電流波形を正弦波に近づけるためのデューティ比の変化のさせ方を予めシミュレーション等によって定め、それを予めテーブル等に登録しておくような方式が考えられる。この場合、各種駆動条件が変わると、テーブルに登録すべき最適な値も変わり得るため、テーブルを適宜編集する必要性等が生じ得る。一方、図1のコンバータ装置7は、電流検出器8によって電流波形を直接観測しながら図3の電流制御器25によって適正なデューティ比を算出しているため、各種駆動条件が変わった場合でも電流波形を高精度に正弦波に近づけることが可能になる。

40

【0064】

(実施の形態2)

50

<コンバータ制御器の詳細>

図10は、本発明の実施の形態2によるコンバータ装置において、図1のコンバータ制御器の構成例を示すブロック図である。前述した図3および図9の構成例では、変調波乗算器22が変調波 K_{hr} 、 K_{hs} 、 K_{ht} をPI制御器(電圧制御器)21からの変調波ゲイン(操作量) K_v で重み付けすることでデューティ比を調整し、これによって出力電圧 V_{CC} の一定制御が行われた。一方、図10の構成例では、PWM制御器23で用いるキャリア波 F_c の周波数をPI制御器21からの変調波ゲイン K_v に基づいて変化させることで、出力電圧 V_{CC} の一定制御が行われる。

【0065】

図10の構成例は、図3の構成例と比較して、PI制御器21からの変調波ゲイン K_v の出力先が異なっている。図10では、キャリア波発生器27が当該変調波ゲイン K_v に基づいて動作周波数を制御することで、キャリア波 F_c の周波数(ひいては双方向スイッチ回路6のスイッチング周波数)を変調波ゲイン K_v に基づいて変化させる。具体的には、電圧検出信号 V_{dc} が表す電圧値が電圧指令値 V_{dc}^* より小さい場合には、変調波ゲイン K_v が大きくなり、キャリア波 F_c の周波数が高くなる。反対に、電圧検出信号 V_{dc} が表す電圧値が電圧指令値 V_{dc}^* より大きい場合には、変調波ゲイン K_v が小さくなり、キャリア波 F_c の周波数が低くなる。

【0066】

<実施の形態2の主要な効果>

以上、実施の形態2の方式を用いることでも、実施の形態1で述べた各種効果と同様の効果が得られる。また、実施の形態1の方式のように、キャリア波 F_c の周波数を固定してデューティ比を制御する方式では、スイッチング損失等は抑制されるが、電流波形を正弦波に近づける際の精度が低下する場合がある。これに対して、実施の形態2の方式では、電流波形を正弦波に近づける際の精度が向上し、高調波の抑制効果を高めることが可能になる。

【0067】

以上、本発明者によってなされた発明を実施の形態に基づき具体的に説明したが、本発明は前記実施の形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能である。例えば、前述した実施の形態は、本発明を分かり易く説明するために詳細に説明したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。また、ある実施の形態の構成の一部を他の実施の形態の構成に置き換えることが可能であり、また、ある実施の形態の構成に他の実施の形態の構成を加えることも可能である。また、各実施の形態の構成の一部について、他の構成の追加・削除・置換をすることが可能である。

【符号の説明】

【0068】

- 1 三相交流電源
- 2 三相交流リアクトル
- 3 三相ダイオードブリッジ
- 4 コンバータ装置
- 7 コンバータ制御器
- 8 電流検出器(電流センサ)
- 12 インバータ制御器
- 13 インバータ
- 16 監視器
- 20 電源電圧位相演算器
- 21 PI制御器(電圧制御器)
- 22 変調波乗算器
- 23 PWM制御器
- 25 電流制御器

10

20

30

40

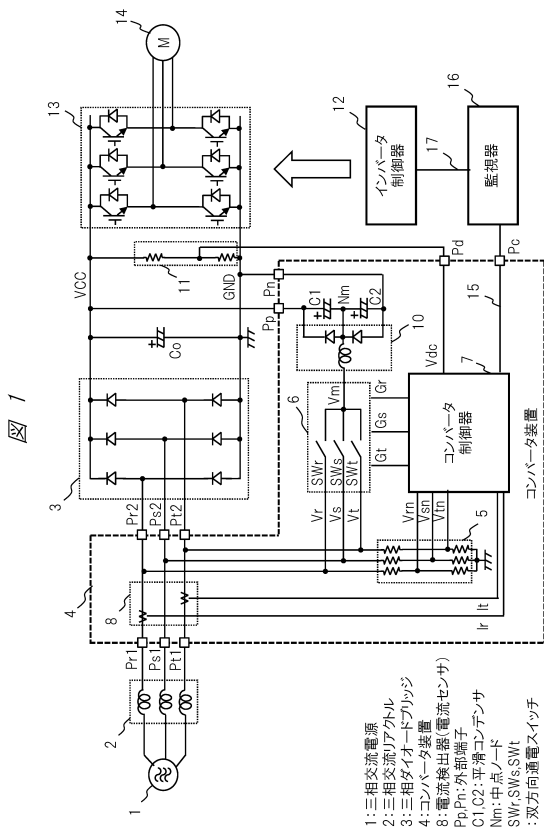
50

- 2 6 起動判定器
- 2 7 キャリア波発生器
- 2 9 a 内部起動信号
- 2 9 b 外部起動信号
- C 1 , C 2 , C o 平滑コンデンサ
- F c キャリア波
- G r , G s , G t PWM信号
- I t h 起動判定値
- K h r , K h s , K h t 変調波(デューティ比指令値)
- K v 変調波ゲイン(操作量)
- N m 中点ノード
- P r 1 , P s 1 , P t 1 , P r 2 , P s 2 , P t 2 , P p , P n , P d , P c 外部端子
- S W r , S W s , S W t 双方向通電スイッチ
- V C C 出力電圧(直流電圧)
- V d c 電圧検出信号
- V d c * 電圧指令値
- s 内部位相

10

【図面】

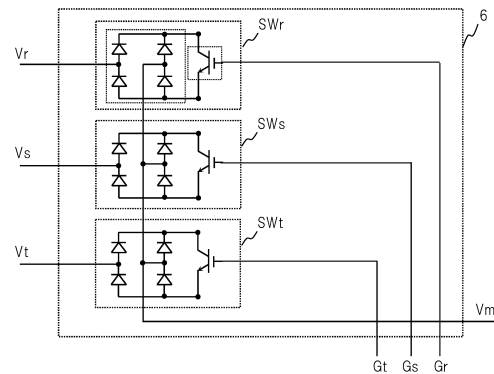
【図 1】



- 1:三相交流電源
- 2:三相整流ダイオードブリッジ
- 3:三相ダイオード装置
- 4:コンバータ装置
- 8:電流検出器(電流センサ)
- Pp,Pn,Pt:外部端子
- C1,C2:平滑コンデンサ
- Nm:中点ノード
- SWr,SWs,SWt:双方向通電スイッチ

【図 2】

図 2



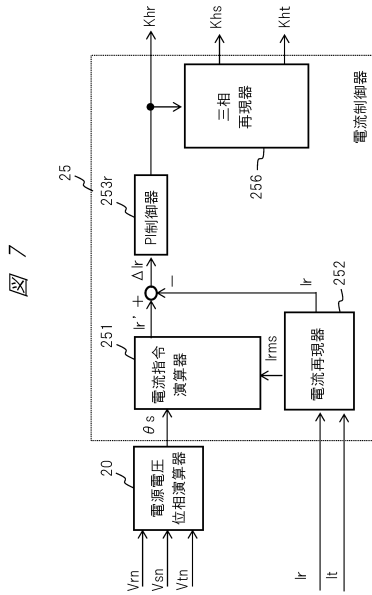
20

30

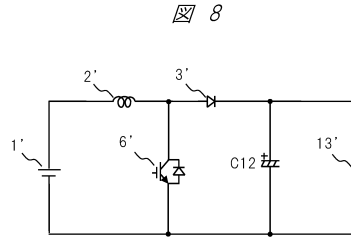
40

50

【図7】



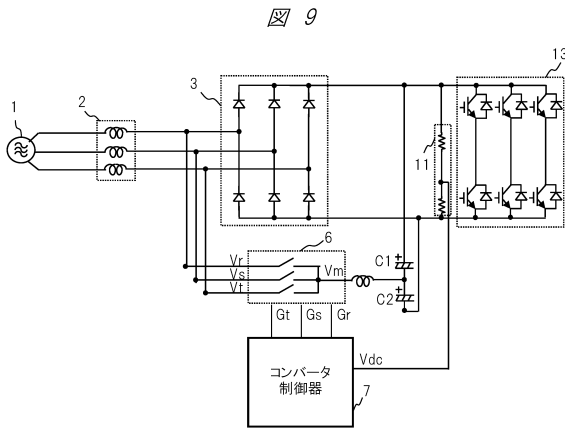
【図8】



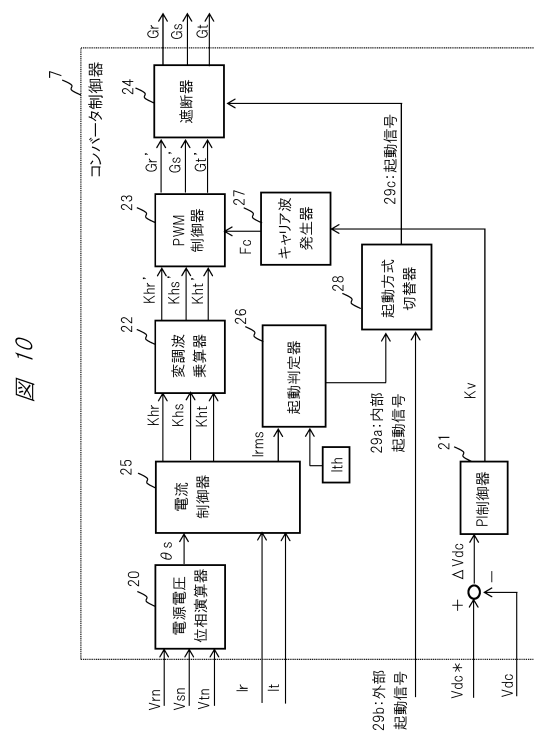
10

20

【図9】



【図10】



30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 国際公開第2011/121653(WO,A1)
国際公開第2010/038841(WO,A1)
米国特許出願公開第2010/0073975(US,A1)
特開2009-268313(JP,A)
特開平11-122930(JP,A)
特開平9-182441(JP,A)
特開2001-145360(JP,A)
特開2012-151993(JP,A)
特開平10-174442(JP,A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02M 7/00-7/40