

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5734010号
(P5734010)

(45) 発行日 平成27年6月10日 (2015. 6. 10)

(24) 登録日 平成27年4月24日 (2015. 4. 24)

(51) Int. Cl. F 1
HO2M 7/48 (2007.01)
 HO2M 7/48 R
 HO2M 7/48 F

請求項の数 11 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2011-27481 (P2011-27481)	(73) 特許権者	000005049
(22) 出願日	平成23年2月10日 (2011. 2. 10)		シャープ株式会社
(65) 公開番号	特開2012-170189 (P2012-170189A)		大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号
(43) 公開日	平成24年9月6日 (2012. 9. 6)	(73) 特許権者	504176911
審査請求日	平成25年8月8日 (2013. 8. 8)		国立大学法人大阪大学
			大阪府吹田市山田丘1番1号
		(74) 代理人	110001195
			特許業務法人深見特許事務所
		(72) 発明者	松井 亮二
			大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号
			シャープ株式会社内
		(72) 発明者	伊瀬 敏史
			大阪府吹田市山田丘1番1号 国立大学法
			人大阪大学内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置およびその制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

単相3線式の交流電力系統に連系される電力変換装置であって、
 直流正母線および直流負母線の間直列接続された第1および第2のコンデンサからなる平滑回路と、

前記平滑回路の直流端子に接続され、前記平滑回路の直流電力を前記電力系統の交流電力に変換するための第1の電力変換回路と、

前記平滑回路の直流端子間電圧、前記直流正母線および前記平滑回路の midpoint 間の第1の直流電圧および、前記直流負母線および前記平滑回路の midpoint 間の第2の直流電圧を検出する電圧センサと、

前記第1の電力変換回路の電力変換動作を制御するための第1の制御装置とを備え、

前記平滑回路の midpoint は、前記電力系統の中性点と電気的に接続され、

前記第1の電力変換回路は、前記直流正母線および前記直流負母線の間直列接続された第1および第2のスイッチング素子と、前記直流正母線および前記直流負母線の間直列接続された第3および第4のスイッチング素子とを含むフルブリッジ回路により構成され、

前記第1の制御装置は、

直流電圧目標値と前記電圧センサの直流端子間電圧検出値との偏差に応じたデューティ比で、前記第1および第4のスイッチング素子からなる第1のスイッチペアと前記第2および第3のスイッチング素子からなる第2のスイッチペアとを交互にオン・オフさせる

ための第1のスイッチング制御手段と、

前記電圧センサの前記第1の直流電圧検出値と前記第2の直流電圧検出値との偏差に応じて、前記第1および第2のスイッチペアの各々において、オン期間とオフ期間との間に、一方のスイッチング素子をオンに固定する一方で、他方のスイッチング素子をオフに固定する中点電位補正期間を設けるための第2のスイッチング制御手段とを含む、電力変換装置。

【請求項2】

前記第2のスイッチング制御手段は、

前記第1の直流電圧検出値が前記第2の直流電圧検出値よりも大きい場合には、前記第1のスイッチペアについての前記中点電位補正期間中に前記第1のスイッチング素子をオンに固定する一方で、前記第4のスイッチング素子をオフに固定し、前記第2のスイッチペアについての前記中点電位補正期間中に前記第3のスイッチング素子をオンに固定する一方で、前記第2のスイッチング素子をオフに固定することにより、前記平滑回路および前記電力系統の間に前記第1のコンデンサを放電するための電流循環経路を形成する、請求項1に記載の電力変換装置。

10

【請求項3】

前記第2のスイッチング制御手段は、

前記第2の直流電圧検出値が前記第1の直流電圧検出値よりも大きい場合には、前記第1のスイッチペアについての前記中点電位補正期間中に前記第4のスイッチング素子をオンに固定する一方で、前記第1のスイッチング素子をオフに固定し、前記第2のスイッチペアについての前記中点電位補正期間中に前記第2のスイッチング素子をオンに固定する一方で、前記第3のスイッチング素子をオフに固定することにより、前記平滑回路および前記電力系統の間に前記第2のコンデンサを放電するための電流循環経路を形成する、請求項1に記載の電力変換装置。

20

【請求項4】

前記第1のスイッチング制御手段は、前記直流電圧目標値と前記直流端子間電圧検出値との偏差に応じて各前記第1および第2のスイッチペアのデューティ比を設定し、

前記第2のスイッチング制御手段は、前記第1の直流電圧検出値と前記第2の直流電圧検出値との偏差に基づいて前記中点電位補正期間を算出し、算出された前記中点電位補正期間に従って前記デューティ比を補正する、請求項2または3に記載の電力変換装置。

30

【請求項5】

前記平滑回路の中点および前記電力系統の中性点を接続する配線をさらに備える、請求項1から4のいずれか1項に記載の電力変換装置。

【請求項6】

前記平滑回路の直流端子に接続され、前記電力系統の交流電力を前記平滑回路の直流電力に変換するための第2の電力変換回路と、

前記第2の電力変換回路の電力変換動作を制御するための第2の制御装置とをさらに備え、

前記第2の電力変換回路は、前記直流正母線および前記直流負母線の間に直列接続された第5および第6のスイッチング素子と、前記直流正母線および前記直流負母線の間に直列接続された第7および第8のスイッチング素子とを含むフルブリッジ回路により構成され、

40

前記第2の制御装置は、

前記直流電圧目標値と前記直流端子間電圧検出値との偏差に応じたデューティ比で前記第5および第7のスイッチング素子からなる第3のスイッチペアをオン・オフさせる制御と、前記デューティ比で前記第6および第8のスイッチング素子からなる第4のスイッチペアをオン・オフさせる制御とを実行可能に構成された第3のスイッチング制御手段をさらに含み、

前記第3のスイッチング制御手段は、

前記第1の直流電圧検出値が前記第2の直流電圧検出値よりも大きい場合には、前記第

50

3のスイッチペアをオン・オフさせる制御を実行し、前記第2の直流電圧検出値が前記第1の直流電圧検出値よりも大きい場合には、前記第4のスイッチペアをオン・オフさせる制御を実行する、請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項7】

単相3線式の電力系統に連系される電力変換装置の制御方法であって、

前記電力変換装置は、

直流正母線および直流負母線の間直列接続された第1および第2のコンデンサからなる平滑回路と、

前記平滑回路の直流端子に接続され、前記平滑回路の直流電力を前記電力系統の交流電力に変換するための第1の電力変換回路と、

前記平滑回路の直流端子間電圧、前記直流正母線および前記平滑回路の midpoint 間の第1の直流電圧および、前記直流負母線および前記平滑回路の midpoint 間の第2の直流電圧を検出する電圧センサとを含み、

前記平滑回路の midpoint は、前記電力系統の中性点と電気的に接続され、

前記第1の電力変換回路は、前記直流正母線および前記直流負母線の間直列接続された第1および第2のスイッチング素子と、前記直流正母線および前記直流負母線の間直列接続された第3および第4のスイッチング素子とを含むフルブリッジ回路により構成され、

前記制御方法は、前記第1の電力変換回路の電力変換動作を制御するステップを備え、

前記第1の電力変換回路を制御するステップは、

直流電圧目標値と前記電圧センサの直流端子間電圧検出値との偏差に応じたデューティ比で、前記第1および第4のスイッチング素子からなる第1のスイッチペアと前記第2および第3のスイッチング素子からなる第2のスイッチペアとを交互にオン・オフさせるステップと、

前記電圧センサの前記第1の直流電圧検出値と前記第2の直流電圧検出値との偏差に応じて、前記第1および第2のスイッチペアの各々において、オン期間とオフ期間との間に、一方のスイッチング素子をオンに固定する一方で、他方のスイッチング素子をオフに固定する midpoint 電位補正期間を設けるステップとを備える、電力変換装置の制御方法。

【請求項8】

前記 midpoint 電位補正期間を設けるステップは、前記第1の直流電圧検出値が前記第2の直流電圧検出値よりも大きい場合には、前記第1のスイッチペアについての前記 midpoint 電位補正期間中に前記第1のスイッチング素子をオンに固定する一方で、前記第4のスイッチング素子をオフに固定し、前記第2のスイッチペアについての前記 midpoint 電位補正期間中に前記第3のスイッチング素子をオンに固定する一方で、前記第2のスイッチング素子をオフに固定することにより、前記平滑回路および前記電力系統の間に前記第1のコンデンサを放電するための電流循環経路を形成する、請求項7に記載の電力変換装置の制御方法。

【請求項9】

前記 midpoint 電位補正期間を設けるステップは、前記第2の直流電圧検出値が前記第1の直流電圧検出値よりも大きい場合には、前記第1のスイッチペアについての前記 midpoint 電位補正期間中に前記第4のスイッチング素子をオンに固定する一方で、前記第1のスイッチング素子をオフに固定し、前記第2のスイッチペアについての前記 midpoint 電位補正期間中に前記第2のスイッチング素子をオンに固定する一方で、前記第3のスイッチング素子をオフに固定することにより、前記平滑回路および前記電力系統の間に前記第2のコンデンサを放電するための電流循環経路を形成する、請求項7に記載の電力変換装置の制御方法。

【請求項10】

前記交互にオン・オフさせるステップは、前記直流電圧目標値と前記直流端子間電圧検出値との偏差に応じて各前記第1および第2のスイッチペアのデューティ比を設定し、

前記 midpoint 電位補正期間を設けるステップは、前記第1の直流電圧検出値と前記第2の直流電圧検出値との偏差に基づいて前記 midpoint 電位補正期間を算出し、算出された前記 midpoint 電位補正期間に従って前記デューティ比を補正する、請求項8または9に記載の電力変換

10

20

30

40

50

装置の制御方法。

【請求項 1 1】

前記電力変換装置は、前記平滑回路の直流端子に接続され、前記電力系統の交流電力を前記平滑回路の直流電力に変換するための第 2 の電力変換回路をさらに含み、

前記第 2 の電力変換回路は、前記直流正母線および前記直流負母線の間直列接続された第 5 および第 6 のスイッチング素子と、前記直流正母線および前記直流負母線の間直列接続された第 7 および第 8 のスイッチング素子とを含むフルブリッジ回路により構成され、

前記制御方法は、前記第 2 の電力変換回路の電力変換動作を制御するステップをさらに備え、

前記第 2 の電力変換回路を制御するステップは、

前記直流電圧目標値と前記直流端子間電圧検出値との偏差に応じたデューティ比で前記第 5 および第 7 のスイッチング素子からなる第 3 のスイッチペアをオン・オフさせる制御と、前記デューティ比で前記第 6 および第 8 のスイッチング素子からなる第 4 のスイッチペアをオン・オフさせる制御とを実行可能に構成され、前記第 1 の直流電圧検出値が前記第 2 の直流電圧検出値よりも大きい場合には、前記第 3 のスイッチペアをオン・オフさせる制御を実行し、前記第 2 の直流電圧検出値が前記第 1 の直流電圧検出値よりも大きい場合には、前記第 4 のスイッチペアをオン・オフさせる制御を実行する、請求項 7 に記載の電力変換装置の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、電力変換装置およびその制御方法に関し、より特定的には、単相 3 線式の電力系統に連系される電力変換装置およびその制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、太陽電池、風力発電装置および燃料電池のような分散電源装置が普及し始めている。現状では、分散電源装置が発電した直流電力を交流電力に変換し、さらに、その交流電力を、電力を消費する機器において直流電力に変換して使用する。このように、直流 - 交流変換および交流 - 直流変換が行なわれるため、その電力変換のたびに電力損失が生じる。そこで、分散電源装置が発電する直流電力を交流電力に変換することなく、直流電力のまま送電して機器で使用するにより、変換損失を低減させる直流給電システムが提案されている。

【0003】

このような直流給電システムにおいては、単相 3 線式の商用電力系統に連系される電力変換装置によって、分散電源装置が発電する直流電力を交流電力に変換して商用電力系統に供給するとともに、商用電力系統の交流電力を直流電力に変換して機器に供給する構成が採用されている。そして、この種の電力変換装置としては、複数のスイッチング素子からなるインバータブリッジと連系リレーとから構成され、インバータブリッジで PWM (パルス幅変調) 制御によって直流電力を交流電力に変換して、連系リレーを介して単相 3 線式の商用電力系統の中性線以外の 2 線 (R 相線、T 相線) に供給可能に構成されたものがある。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】特開平 10 - 189287 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

上記の従来電力変換装置においては、インバータブリッジの直流側には、インバータ

10

20

30

40

50

ブリッジへの入力電圧の変動を抑えるために、直列接続された2個のコンデンサからなる平滑回路が接続されている。そして、この2個のコンデンサの midpoint は、単相3線式の商用電力系統の中性点に接続されている。2個のコンデンサの midpoint と単相3線式の商用電力系統の中性点とを接続することによって、R相線および中性線間および中性線およびT相線間に対して同じ電圧を供給するためである。

【0006】

しかしながら、インバータブリッジの特性の変化やPWM制御における制御誤差、配線の寄生容量からの漏電などの要因により、2個のコンデンサが必ずしも同じ電圧を出力するとは限らず、2個のコンデンサの間で電圧のアンバランスが生じるという不具合が起きてしまう。そして、2個のコンデンサの間で電圧のアンバランスが生じると、2個のコンデンサの midpoint の対地電圧が不安定となる虞がある。

10

【0007】

それゆえ、この発明はかかる課題を解決するためになされたものであり、その目的は、単相3線式の電力系統に連系される電力変換装置において、直流側の対地電圧を安定化することである。

【課題を解決するための手段】

【0008】

この発明のある局面に従えば、単相3線式の交流電力系統に連系される電力変換装置であって、直流正母線および直流負母線の間で直列接続された第1および第2のコンデンサからなる平滑回路と、平滑回路の直流端子に接続され、複数のスイッチング素子によって平滑回路の直流電力と電力系統の交流電力との間で電力変換を行なう電力変換回路と、平滑回路の直流端子間電圧、直流正母線および平滑回路の midpoint 間の第1の直流電圧および、直流負母線および平滑回路の midpoint 間の第2の直流電圧を検出する電圧センサと、電力変換回路の電力変換動作を制御するための制御装置とを備える。平滑回路の midpoint は、電力系統の中性点と電気的に接続される。制御装置は、直流電圧目標値と電圧センサの直流端子間電圧検出値との偏差に基づいて、複数のスイッチング素子をスイッチング制御するための第1のスイッチング制御手段と、電圧センサの第1の直流電圧検出値と第2の直流電圧検出値との偏差に基づいて、複数のスイッチング素子をスイッチング制御するための第2のスイッチング制御手段とを含む。

20

【0009】

好ましくは、第2のスイッチング制御手段は、第1の直流電圧検出値が第2の直流電圧検出値よりも大きい場合には、平滑回路および電力系統の間で、第1のコンデンサを放電するための電流循環経路が形成されるように、複数のスイッチング素子をスイッチング制御する。

30

【0010】

好ましくは、第2のスイッチング制御手段は、第2の直流電圧検出値が第1の直流電圧検出値よりも大きい場合には、平滑回路および電力系統の間で、第2のコンデンサを放電するための電流循環経路が形成されるように、複数のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0011】

好ましくは、第1のスイッチング制御手段は、直流電圧目標値と直流端子間電圧検出値との偏差に基づいて、複数のスイッチング素子のデューティ比を設定する。第2のスイッチング制御手段は、第1の直流電圧検出値と第2の直流電圧検出値との偏差に基づいて、第1または第2のコンデンサを放電させるためのスイッチング素子のオン期間を算出し、算出されたオン期間に従ってデューティ比を補正する。

40

【0012】

好ましくは、電力変換装置は、平滑回路の midpoint および電力系統の中性点を接続する配線をさらに備える。

【0013】

この発明の別の局面に従えば、単相3線式の電力系統に連系される電力変換装置の制御

50

方法であって、電力変換装置は、直流正母線および直流負母線の間直列接続された第1および第2のコンデンサからなる平滑回路と、平滑回路の直流端子に接続され、複数のスイッチング素子によって平滑回路の直流電力と電力系統の交流電力との間で電力変換を行なう電力変換回路と、平滑回路の直流端子間電圧、直流正母線および平滑回路の midpoint 間の第1の直流電圧および、直流負母線および平滑回路の midpoint 間の第2の直流電圧を検出する電圧センサを含む。平滑回路の midpoint は、電力系統の中性点と電氣的に接続される。制御方法は、電力変換回路の電力変換動作を制御するステップを備える。制御するステップは、直流電圧目標値と電圧センサの直流端子間電圧検出値との偏差に基づいて、複数のスイッチング素子をスイッチング制御するステップと、電圧センサの第1の直流電圧検出値と第2の直流電圧検出値との偏差に基づいて、複数のスイッチング素子をスイッチング制御するステップとを含む。

10

【0014】

好ましくは、第1の直流電圧検出値と第2の直流電圧検出値との偏差に基づいて、複数のスイッチング素子をスイッチング制御するステップは、第1の直流電圧検出値が第2の直流電圧検出値よりも大きい場合には、平滑回路および電力系統の間で、第1のコンデンサを放電するための電流循環経路が形成されるように、複数のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0015】

好ましくは、第1の直流電圧検出値と第2の直流電圧検出値との偏差に基づいて、複数のスイッチング素子をスイッチング制御するステップは、第2の直流電圧検出値が第1の直流電圧検出値よりも大きい場合には、平滑回路および電力系統の間で、第2のコンデンサを放電するための電流循環経路が形成されるように、複数のスイッチング素子をスイッチング制御する。

20

【0016】

好ましくは、直流電圧目標値と電圧センサの直流端子間電圧検出値との偏差に基づいて、複数のスイッチング素子をスイッチング制御するステップは、直流電圧目標値と直流端子間電圧検出値との偏差に基づいて、複数のスイッチング素子のデューティ比を設定する。第1の直流電圧検出値と第2の直流電圧検出値との偏差に基づいて、複数のスイッチング素子をスイッチング制御するステップは、第1の直流電圧検出値と第2の直流電圧検出値との偏差に基づいて、第1または第2のコンデンサを放電させるためのスイッチング素子のオン期間を算出し、算出されたオン期間に従ってデューティ比を補正する。

30

【発明の効果】

【0017】

この発明によれば、直列接続された2個のコンデンサからなる平滑回路の midpoint を単相3線式の電力系統の中性点に電氣的に接続した構成において、当該2個のコンデンサの電圧差に応じた電力変換回路のスイッチング制御により、平滑回路と電力系統との間で、コンデンサを放電させるための電流循環経路を形成することができる。これにより、2個のコンデンサの電圧のアンバランスを平衡に保つことができ、平滑回路の midpoint の対地電圧を安定させることができる。

【図面の簡単な説明】

40

【0018】

【図1】この発明の実施の形態に従う電力変換装置が適用される直流給電システムの全体の構成を概略的に示す図である。

【図2】図1におけるDC/AC変換器の詳細な構成を示す回路図である。

【図3】DC/AC変換器の電力変換動作を説明する図である。

【図4】コンデンサ C_h 、 C_l の電圧のアンバランスを補償するためのスイッチング制御を説明する図である。

【図5】図4に示すスイッチング制御をさらに詳細に説明する図である。

【図6】図4に示すスイッチング制御を説明するための時間波形図である。

【図7】図2における制御部の制御構造を示す図である。

50

【図 8】図 2 における制御部の制御構造の変形例 1 を示す図である。

【図 9】図 2 における制御部の制御構造の変形例 2 を示す図である。

【図 10】本実施の形態に係る DC / AC 変換器の変形例の詳細な構成を示す回路図である。

【図 11】図 1 における AC / DC 変換器の詳細な構成を示す回路図である。

【図 12】AC / DC 変換器の電力変換動作を説明する図である。

【図 13】AC / DC 変換器の電力変換動作を説明する図である。

【図 14】コンデンサ C h , C l の電圧のアンバランスを補償するためのスイッチング制御を説明する図である。

【図 15】図 11 における制御部の制御構造を示す図である。

10

【発明を実施するための形態】

【0019】

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら詳細に説明する。なお、図中の同一または相当する部分には同一符号を付してその説明は繰返さない。

【0020】

(直流給電システムの構成)

図 1 は、この発明の実施の形態に従う電力変換装置が適用される直流給電システムの全体の構成を概略的に示す図である。

【0021】

図 1 を参照して、本実施の形態に従う直流給電システムは、直流バス 1 と、太陽光発電システム 2 と、蓄電池システム 3 と、系統電力システム 4 とを備える。

20

【0022】

直流バス 1 は、直流負荷群 5 に直流電力を供給する。直流負荷群 5 は、一例として、家庭で使用される空調機、冷蔵庫、洗濯機、テレビ、照明装置またはパーソナルコンピュータのような電気機器である。あるいは、オフィスで使用されるコンピュータ、複写機またはファクシミリのような電気機器や、または、店舗で使用されるショーケースまたは照明装置のような電気機器であってもよい。直流バス 1 には、太陽光発電システム 2、蓄電池システム 3 および系統電力システム 4 が接続されている。

【0023】

なお、本実施の形態に従う直流給電システムにおいては、直流バス 1、太陽光発電システム 2、蓄電池システム 3、系統電力システム 4 および直流負荷群 5 をそれぞれ 1 個ずつ備える場合について説明するが、これらの個数には制限がなく、1 個でも複数個であってもよい。

30

【0024】

直流バス 1 は、電力線対である正母線 P L および負母線 N L で構成される。

太陽光発電システム 2 は、太陽電池 20 と、DC / DC 変換器 30 とを含む。DC / DC 変換器 30 は、太陽電池 20 と直流バス 1 との間に配置されており、太陽電池 20 から受ける直流電力を電圧変換して直流バス 1 へ供給する。DC / DC 変換器 30 における電圧変換動作は、太陽電池 20 の出力電圧と、直流バス 1 の電圧 (正母線 P L および負母線 N L の間の線間電圧) とに応じて、図示しない制御部からのスイッチング指令に従って制御される。

40

【0025】

蓄電池システム 3 は、蓄電池 10 と、DC / DC 変換器 12 とを含む。蓄電池 10 は、充放電可能な電力貯蔵要素であり、代表的にリチウムイオン二次電池やニッケル水素電池などの二次電池で構成される。蓄電池 10 は、一例として、定格電圧 380 V および 10 A h を有している。DC / DC 変換器 12 は、蓄電池 10 と直流バス 1 との間に配置されており、蓄電池 10 から受ける直流電力を電圧変換して直流バス 1 へ供給する。また、DC / DC 変換器 12 は、直流バス 1 から受ける直流電力を電圧変換して蓄電池 10 へ供給する。DC / DC 変換器 12 における電圧変換動作は、蓄電池 10 の出力電圧と、直流バス 1 の電圧とに応じて、図示しない制御部からのスイッチング指令に従って制御される。

50

【 0 0 2 6 】

系統電力システム 4 は、直流バス 1 との間で直流電力の授受を行なう。系統電力システム 4 は、DC / AC 変換器 5 0 と、AC / DC 変換器 7 0 と、系統電力 4 0 とを含む。

【 0 0 2 7 】

系統電力 4 0 は、電力会社等から受電する電力（たとえば、AC 2 0 0 V とする）である。系統電力 4 0 は、単相 3 線式の商用交流電力系統から供給される。単相 3 線式の商用交流電力系統は、中性線が抵抗 R_{g1} を介して接地されており、中性線以外の 2 線（R 相線 R_L および T 相線 T_L ）を使用して AC 2 0 0 V を供給する。

【 0 0 2 8 】

DC / AC 変換器 5 0 および AC / DC 変換器 7 0 は、直流バス 1 および系統電力 4 0 の間に並列接続される。DC / AC 変換器 5 0 は、直流バス 1 から受ける直流電力を交流電力に変換して系統電力 4 0 へ供給する。一方、AC / DC 変換器 7 0 は、系統電力 4 0 から受ける交流電力を直流電力に変換して直流バス 1 へ供給する。本実施の形態に従う直流給電システムにおいては、AC / DC 変換器 5 0 を介して電力会社等から系統電力を買う（買電）するとともに、DC / AC 変換器 7 0 を介して余剰電力を電力会社等に売る（売電）することを可能に構成されている。

10

【 0 0 2 9 】

（DC / AC 変換器の構成）

次に、図面を参照して、この発明の実施の形態に従う電力変換装置の一形態である DC / AC 変換器 5 0 の構成について説明する。

20

【 0 0 3 0 】

図 2 は、図 1 における DC / AC 変換器 5 0 の詳細な構成を示す回路図である。

図 2 を参照して、DC / AC 変換器 5 0 は、コンデンサ C_h , C_l と、DC / AC 変換部 5 2 と、連系リアクトル 5 4 , 5 6 と、直流電圧検出部 5 8 , 6 2 , 6 4 と、制御部 6 0 とを含む。

【 0 0 3 1 】

コンデンサ C_h , C_l は、直流バス 1 を構成する正母線 P_L および負母線 N_L との間に直列に接続され、平滑回路を構成する。コンデンサ C_h , C_l は同じ容量とする。これにより、コンデンサ C_h , C_l の中点（図中の点 B）に正母線 P_L と負母線 N_L との中間電位を生成することができる。また、コンデンサ C_h とコンデンサ C_l との中点 B は、抵抗 R_{g2} を介して接地されている。したがって、たとえば正母線 P_L および負母線 N_L の線間電圧が 3 8 0 V（蓄電池 3 の定格電圧）である場合、正母線 P_L 、負母線 N_L 、中点 B における電位はそれぞれ、+ 1 9 0 V , - 1 9 0 V , 接地電位（0 V）となる。

30

【 0 0 3 2 】

DC / AC 変換部 5 2 は、制御部 6 0 からのスイッチング制御信号 $S_1 \sim S_4$ に応じて、直流バス 1 から受けた直流電力を交流電力に変換して系統電力 4 0 へ出力する。DC / AC 変換部 5 2 は、スイッチング素子であるトランジスタ $Q_1 \sim Q_4$ と、ダイオード $D_1 \sim D_4$ とを含む。トランジスタ Q_1 , Q_3 は、直流バス 1 を構成する正母線 P_L および負母線 N_L の間に直列に接続される。トランジスタ Q_1 とトランジスタ Q_3 との中間点は R 相線 R_L に接続される。連系リアクトル 5 4 は、R 相線 R_L に介挿接続される。

40

【 0 0 3 3 】

トランジスタ Q_2 , Q_4 は、正母線 P_L および負母線 N_L の間に直列に接続される。トランジスタ Q_2 とトランジスタ Q_4 との中間点は T 相線 T_L に接続される。連系リアクトル 5 6 は、T 相線 T_L に介挿接続される。各トランジスタ $Q_1 \sim Q_4$ のコレクタ - エミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオード $D_1 \sim D_4$ がそれぞれ接続されている。

【 0 0 3 4 】

なお、トランジスタ $Q_1 \sim Q_4$ として、たとえば、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）を用いることができる。または、パワー MOSFET（Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor）等の電力スイッチング素子を用いてもよい。

50

【 0 0 3 5 】

直流電圧検出部 5 8 は、正母線 P L と負母線 N L との間に接続され、直流バス 1 から D C / A C 変換器 5 0 へ供給される直流電力の電圧 V d c を検出し、その検出結果を制御部 6 0 へ出力する。

【 0 0 3 6 】

直流電圧検出部 6 2 は、正母線 P L と中点 B との間に接続され、コンデンサ C h の両端の電圧 V d c _ h (正母線 P L と中点 B 間の電圧に相当する。) を検出し、その検出結果を制御部 6 0 へ出力する。

【 0 0 3 7 】

直流電圧検出部 6 4 は、中点 B と負母線 N L との間に接続され、コンデンサ C l の両端の電圧 V d c _ l (中点 B と負母線 N L 間の電圧に相当する。) を検出し、その検出結果を制御部 6 0 へ出力する。

【 0 0 3 8 】

制御部 6 0 は、直流電圧検出部 5 8 から受けた電圧 V d c と、直流電圧検出部 6 2 から受けた電圧 V d c _ h と、直流電圧検出部 6 4 から受けた電圧 V d c _ l とに基づいて、後述する制御構造に従って、トランジスタ Q 1 ~ Q 4 のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号 S 1 ~ S 4 を生成し、 D C / A C 変換部 5 2 を制御する。

【 0 0 3 9 】

以下、図 3 を参照して、 D C / A C 変換器 5 0 の電力変換動作について説明する。

電力変換動作時においては、制御部 6 0 は、直流電圧 V d c が所定の電圧目標値 V d c * となるようにスイッチング制御信号 S 1 ~ S 4 を生成する。なお、電圧目標値 V d c * は、たとえば 3 8 0 V のように事前に決定し、図示しない記憶部に格納しておくことができる。あるいは、制御部 6 0 と直流給電システムの外部との間で通信を行なうことによつて、所望の電圧値を適宜取得するようにしてもよい。

【 0 0 4 0 】

制御部 6 0 は、フルブリッジ回路を構成するトランジスタ Q 1 ~ Q 4 において、トランジスタ Q 1 および Q 4 を 1 組のスイッチペアとし、トランジスタ Q 2 および Q 3 をもう 1 組のスイッチペアとして、2 組のスイッチペアを交互にオン・オフさせる。図 3 では、オン状態のスイッチペアのみを実線で表わすものとする。

【 0 0 4 1 】

図 3 に示すように、制御部 6 0 は、系統電力の半周期 (以下、「期間 1 」と称す) では、トランジスタ Q 2 および Q 3 のスイッチペアをオフ状態とする一方で、トランジスタ Q 1 および Q 4 のスイッチペアを所定のデューティ比 (トランジスタ Q 1 ~ Q 4 のスイッチング周期に対するオン期間の割合) でオン・オフさせる。この期間 1 では、トランジスタ Q 1 および Q 4 のオン期間にトランジスタ Q 1 および Q 4 を通って系統電力 4 0 側へ電流が流れることにより、直流側から交流側へ通電する。そして、トランジスタ Q 1 ~ Q 4 のオフ期間に電流平滑用の連系リアクトル 5 4 , 5 6 中の電磁エネルギーが系統電力 4 0 とダイオード D 2 , D 3 とを通過して直流側へ還流される。トランジスタ Q 1 ~ Q 4 のオフ期間に電流平滑用の連系リアクトル 5 4 , 5 6 中の電磁エネルギーが減少していくと、回路の通電は行なわれなくなる。

【 0 0 4 2 】

続いて、系統電力の次の半周期 (以下、「期間 2 」と称す) では、制御部 6 0 は、トランジスタ Q 1 および Q 4 のスイッチペアをオフ状態とする一方で、トランジスタ Q 2 および Q 3 のスイッチペアを所定のデューティ比でオン・オフさせる。この期間 2 では、トランジスタ Q 2 および Q 3 のオン期間にトランジスタ Q 2 および Q 3 を通って系統電力 4 0 側へ電流が流れることにより、直流側から交流側へ通電する。そして、トランジスタ Q 1 ~ Q 4 のオフ期間に電流平滑用の連系リアクトル 5 4 , 5 6 中の電磁エネルギーが系統電力 4 0 とダイオード D 1 , D 4 とを通過して直流側へ還流される。トランジスタ Q 1 ~ Q 4 のオフ期間に電流平滑用の連系リアクトル 5 4 , 5 6 中の電磁エネルギーが減少していくと、回路の通電は行なわれなくなる。

10

20

30

40

50

【0043】

このように、フルブリッジ回路の2組のスイッチペアを交互にオン・オフさせることによって、正弦波の出力波形を有する交流電力をR相線RLおよびT相線TLの間に出力することができる。なお、上記の期間1および期間2では、直流電圧Vdcが電圧目標値Vdc*よりも大きい場合には、制御部60は、系統電力40側へ伝達されるエネルギーを増やすように、各スイッチペアのデューティ比を増大させる。一方、直流電圧Vdcが電圧目標値Vdc*より小さい場合には、制御部60は、系統電力40側へ伝達されるエネルギーを減らすように、各スイッチペアのデューティ比を減少させる。

【0044】

しかしながら、上述したトランジスタQ1～Q4のスイッチング制御においては、トランジスタQ1～Q4およびコンデンサCh, Clの特性の変化や制御部60の制御誤差によるスイッチング制御信号のずれなどに起因して、1組のスイッチペアを構成する2個のトランジスタにおいて、スイッチングタイミングにずれが生じることがある。スイッチングタイミングにずれが生じると、平滑回路においては、コンデンサChに蓄えられる電荷量とコンデンサClに蓄えられる電荷量とが異なってくる。これにより、コンデンサChの電圧Vdc_hと、コンデンサClの電圧Vdc_lとの間にアンバランスが生じるといふ不具合が起きてしまう。そして、このようにコンデンサCh, Cl間で電圧のアンバランスが生じると、平滑回路の midpoint B の対地電圧が不安定となる虞がある。

【0045】

このような不具合を回避するため、本実施の形態に係るDC/AC変換器では、電圧目標値Vdc*に基づいて生成された本来のスイッチング制御信号S1～S4に対して、コンデンサChの電圧Vdc_hとコンデンサClの電圧Vdc_lとのアンバランスを補償するための補正処理を実行する。

【0046】

以下に、図面を参照して、本発明の実施の形態に係るスイッチング制御信号の補正処理について詳細に説明する。

【0047】

図4は、コンデンサCh, Clの電圧のアンバランスを補償するためのスイッチング制御を説明する図である。

【0048】

図4を参照して、本発明の実施の形態に係るスイッチング制御では、図2に示した期間1(系統電力の半周期)において、トランジスタQ1およびQ4のオン期間と、トランジスタQ1～Q4のオフ期間との間に、平滑回路の midpoint B の電位を補正するための期間(以下、「 midpoint 電位補正期間」と称する)を設ける。

【0049】

この midpoint 電位補正期間では、制御部60は、コンデンサChの電圧Vdc_hとコンデンサClの電圧Vdc_lとが等しくなるように、トランジスタQ1～Q4のオン・オフを固定する。たとえば、コンデンサChの電圧Vdc_hがコンデンサClの電圧Vdc_lよりも大きい場合には、図4に示すように、トランジスタQ1をオンに固定し、トランジスタQ2～Q4をオフに固定する。

【0050】

このようにすると、 midpoint 電位補正期間では、図5に示すように、平滑回路および系統電力40の間で、トランジスタQ1～連系リアクトル54～R相線RL～中性点A～抵抗Rg1～接地～抵抗Rg2～ midpoint B という、コンデンサChを放電させるための電流循環経路が形成され、この電流循環経路を放電電流が流れる。そして、コンデンサChの電圧Vdc_hとコンデンサClの電圧Vdc_lとが等しくなって midpoint 電位補正期間が終了すると、トランジスタQ1～Q4はいずれもオフ状態となる。

【0051】

図6は、図4に示すスイッチング制御を説明するための時間波形図である。なお、図6は、図2および図4に示した期間1におけるスイッチング制御信号S1, S4の時間波形

10

20

30

40

50

を示したものである。図6では、トランジスタQ1, Q4のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S1, S4が示される。一方、トランジスタQ2, Q3のオン・オフするためのスイッチング制御信号S2, S3は、期間1ではL(論理ロー)レベルに固定されているため、その図示が省略されている。

【0052】

図6を参照して、期間1では、制御部60から、所定のデューティ比のスイッチング制御信号S1, S4が出力される。スイッチング制御信号S1およびS4がH(論理ハイ)レベルとなる期間(図中の期間T)において、トランジスタQ1およびQ4がいずれもオン状態となる。一方、スイッチング制御信号S1およびS4がLレベルとなる期間において、トランジスタQ1およびQ4がいずれもオフ状態となる。

10

【0053】

制御部60は、直流電圧検出部62から受けた電圧 V_{dc_h} と、直流電圧検出部64から受けた電圧 V_{dc_l} との差から電圧偏差を算出し、この電圧偏差に応じて中点電位補正期間を算出する。

【0054】

コンデンサChの電圧 V_{dc_h} がコンデンサClの電圧 V_{dc_l} よりも大きい場合には、中点電位補正期間をTとすると、スイッチング制御信号S1およびS4は、Hレベルとなる期間がスイッチング制御信号S1の方がTだけ長くなるように補正される。図6では、一例として、スイッチング制御信号S1は、Hレベルとなる期間が $T + T/2$ となるように補正され、スイッチング制御信号S4は、Hレベルとなる期間が $T - T/2$ となるように補正される。これにより、中点電位補正期間では、トランジスタQ1をオンに固定する一方で、トランジスタQ4をオフに固定することができ、図5に示したコンデンサChを放電させるための電流循環経路を形成することができる。

20

【0055】

なお、コンデンサClの電圧 V_{dc_l} がコンデンサChの電圧 V_{dc_h} よりも大きい場合には、スイッチング制御信号S1およびS4は、Hレベルとなる期間がスイッチング制御信号S4の方が中点電位補正期間Tだけ長くなるように補正される。これにより、中点電位補正期間では、トランジスタQ4をオンに固定する一方で、トランジスタQ1をオフに固定することができ、コンデンサClを放電させるための電流循環経路を形成することができる。

30

【0056】

以上のように、本実施の形態に係る電力変換装置によれば、コンデンサChおよびClの中点Bと単相3線式の商用交流電力系統の中性点Aとを電氣的に接続することにより、DC/AC変換器50を介して、平滑回路と系統電力40との間に、コンデンサChまたはClを放電させるための電流循環経路を形成することができる。この結果、コンデンサChの電圧 V_{dc_h} とコンデンサClの電圧 V_{dc_l} とを平衡に保つことができ、平滑回路の中点Bの対地電圧を安定させることができる。

【0057】

図7は、図2における制御部60の制御構造を示す図である。

図7を参照して、制御部60は、減算部600, 603~605と、加算部601, 602と、PI制御部610, 615と、搬送波比較器611~614と、NOT回路621, 624とを含む。

40

【0058】

減算部600は、直流電圧 V_{dc} と電圧目標値 V_{dc}^* との差から電圧偏差を演算し、PI制御部610へ出力する。

【0059】

PI制御部610は、少なくとも比例要素(P:proportional element)および積分要素(I:integral element)を含んで構成され、減算部600から電圧偏差を受けると、この入力された電圧偏差に応じて、各トランジスタQ1~Q4のスイッチング周期(搬送波信号の周期)に対するオン期間の割合としてのデューティ比dを演算する。

50

【 0 0 6 0 】

減算部 6 0 5 は、電圧 V_{dc_h} と電圧 V_{dc_l} との差から電圧偏差を演算し、P I 制御部 6 1 5 へ出力する。

【 0 0 6 1 】

P I 制御部 6 1 5 は、減算部 6 0 5 から電圧偏差を受けると、この入力された電圧偏差に応じて、中点電位補正期間としてのトランジスタのオン期間を算出する。そして、P I 制御部 6 1 5 は、この算出されたオン期間を確保するのに必要なデューティ比の補正量 d を演算する。

【 0 0 6 2 】

加算部 6 0 1 は、P I 制御部 6 1 0 から入力されたデューティ比 d に、P I 制御部 6 1 5 から入力されたデューティ比の補正量 d を加算し、デューティ比指令 ($d + d$) を生成する。加算部 6 0 1 は、生成されたデューティ比指令を搬送波比較器 6 1 1 へ出力する。

10

【 0 0 6 3 】

加算部 6 0 2 は、P I 制御部 6 1 0 から入力されたデューティ比 d に、P I 制御部 6 1 5 から入力されたデューティ比の補正量 d を加算し、デューティ比指令 ($d + d$) を生成する。加算部 6 0 2 は、生成されたデューティ比指令を搬送波比較器 6 1 2 へ出力する。

【 0 0 6 4 】

減算部 6 0 3 は、P I 制御部 6 1 0 から入力されたデューティ比 d から、P I 制御部 6 1 5 から入力されたデューティ比の補正量 d を減算し、デューティ比指令 ($d - d$) を生成する。加算部 6 0 1 は、生成されたデューティ比指令を搬送波比較器 6 1 3 へ出力する。

20

【 0 0 6 5 】

減算部 6 0 4 は、P I 制御部 6 1 0 から入力されたデューティ比 d から、P I 制御部 6 1 5 から入力されたデューティ比の補正量 d を減算し、デューティ比指令 ($d - d$) を生成する。加算部 6 0 2 は、算出されたデューティ比指令を搬送波比較器 6 1 4 へ出力する。

【 0 0 6 6 】

搬送波比較器 6 1 1 は、デューティ比指令 ($d + d$) と搬送波信号 (たとえば三角波信号とする) とを比較し、その比較結果に応じた 2 値信号を NOT 回路 6 2 1 により反転して、トランジスタ Q 1 のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号 S 1 を生成する。

30

【 0 0 6 7 】

搬送波比較器 6 1 2 は、デューティ比指令 ($d + d$) と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた 2 値信号からなるトランジスタ Q 2 のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号 S 2 を生成する。

【 0 0 6 8 】

搬送波比較器 6 1 3 は、デューティ比指令 ($d - d$) と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた 2 値信号からなるトランジスタ Q 3 のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号 S 3 を生成する。

40

【 0 0 6 9 】

搬送波比較器 6 1 4 は、デューティ比指令 ($d - d$) と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた 2 値信号を NOT 回路 6 2 4 により反転して、トランジスタ Q 4 のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号 S 4 を生成する。

【 0 0 7 0 】

なお、図 7 では、各スイッチング制御信号のデューティ比 d に対して、補正量 d を加算/減算することによって、スイッチング制御信号 S 1 ~ S 4 を補正する構成について説明したが、図 8 および図 9 に示すように、1 組のスイッチペアを構成する 2 個のトランジスタにそれぞれ対応する 2 個のスイッチング制御信号の一方のみを補正するように構成

50

してもよい。

【0071】

また、図6ではスイッチング制御信号S4がLレベルに遷移した後もスイッチング制御信号S1が継続してHレベルとなるように制御することで、トランジスタQ1のみをオンする期間(中点電位補正期間)を形成する構成について説明したが、どのようなタイミングで中点電位補正期間を設けてもよい。たとえばスイッチング制御信号S1をスイッチング制御信号S4よりも先にHレベルに遷移させる構成としてもよい。あるいは、スイッチング制御信号S1、S4がHレベルとなる期間とは別のタイミングで、スイッチング制御信号S1のみをHレベルとする期間を設けてもよい。

【0072】

なお、本実施の形態では、電力変換器のスイッチング制御として、バイポーラスイッチング方式を説明したが、本発明の適用はバイポーラスイッチング方式に限定されるものではない。すなわち、本発明は、トランジスタQ1およびQ4、またはトランジスタQ2およびQ3をオンするエネルギー伝達期間と、トランジスタQ1~Q4のいずれか1つをオンする中点電位補正期間とを設けられる全てのスイッチング方式に適用することが可能である。

【0073】

[変形例1]

図8は、図2における制御部60の制御構造の変形例1を示す図である。

【0074】

図8を参照して、変形例1に係る制御部60Aは、図7に示す制御部60と比較して、減算部603、604を備えていない点でのみ異なる。

【0075】

図8に示す構成において、加算部601は、PI制御部610から入力されたデューティ比 d に、PI制御部615から入力されたデューティ比の補正量 d を加算し、デューティ比指令($d + d$)を生成する。搬送波比較器611は、デューティ比指令($d + d$)と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた2値信号をNOT回路621により反転して、トランジスタQ1のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S1を生成する。

【0076】

加算部602は、PI制御部610から入力されたデューティ比 d に、PI制御部615から入力されたデューティ比の補正量 d を加算し、デューティ比指令($d + d$)を生成する。搬送波比較器612は、デューティ比指令($d + d$)と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた2値信号からなるトランジスタQ2のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S2を生成する。

【0077】

搬送波比較器613は、デューティ比 d と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた2値信号からなるトランジスタQ3のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S3を生成する。

【0078】

搬送波比較器614は、デューティ比 d と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた2値信号をNOT回路624により反転して、トランジスタQ4のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S4を生成する。

【0079】

このように、本変形例1では、1組のスイッチペアを構成する2個のトランジスタにそれぞれ対応する2個のスイッチング制御信号の一方のデューティ比 d に補正量 d を加算することによって、中点電位補正期間を確保している。

【0080】

[変形例2]

図9は、図2における制御部60の制御構造の変形例2を示す図である。

10

20

30

40

50

【0081】

図9を参照して、変形例2に係る制御部60Bは、図7に示す制御部60と比較して、加算部601, 602を備えていない点でのみ異なる。

【0082】

図9に示す構成において、減算部603は、PI制御部610から入力されたデューティ比 d から、PI制御部615から入力されたデューティ比の補正量 d を減算し、デューティ比指令($d - d$)を生成する。搬送波比較器611は、デューティ比指令($d - d$)と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた2値信号をNOT回路621により反転して、トランジスタQ1のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S1を生成する。

10

【0083】

減算部604は、PI制御部610から入力されたデューティ比 d から、PI制御部615から入力されたデューティ比の補正量 d を減算し、デューティ比指令($d - d$)を生成する。搬送波比較器612は、デューティ比指令($d - d$)と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた2値信号からなるトランジスタQ2のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S2を生成する。

【0084】

搬送波比較器613は、デューティ比 d と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた2値信号からなるトランジスタQ3のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S3を生成する。

20

【0085】

搬送波比較器614は、デューティ比 d と搬送波信号とを比較し、その比較結果に応じた2値信号をNOT回路624により反転して、トランジスタQ4のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S4を生成する。

【0086】

このように、本変形例2では、1組のスイッチペアを構成する2個のトランジスタにそれぞれ対応する2個のスイッチング制御信号の一方のデューティ比 d に補正量 d を減算することによって、中点電位補正期間を確保している。

【0087】

なお、上述した実施の形態においては、電力変換装置の一形態として、平滑回路を構成するコンデンサ C_h, C_l の中点Bを抵抗 R_g2 を介して接地することにより、中点Bと単相3線式交流電力系統の中性点Aとが電氣的に接続されてなるDC/AC変換器について例示したが、本願発明は、平滑回路の中点Bと単相3線式交流電力系統の中性点Aとが電氣的に接続されてなるDC/AC変換器に適用することが可能である。たとえば、図10に示すように、平滑回路の中点Bを単相3線式交流電力系統の中性線に接続する構成についても、本願発明は適用可能である。なお、図10に示す構成では、平滑回路の中点Bと単相3線式交流電力系統の中性点Aとを結ぶ中性線には抵抗 R_g3 が介挿接続される。この抵抗 R_g3 は、中点Bと中性点Aとの間に過大な電流が流れることを防止するために接続されているが、必ずしも中性線に抵抗を介挿接続させる必要はない。たとえば、抵抗 R_g3 には、中点Bと中性点Aとを結ぶ中性線の配線インピーダンスが含まれる。

30

40

【0088】

(AC/DC変換器の構成)

図11は、図1におけるAC/DC変換器70の詳細な構成を示す回路図である。

【0089】

図11を参照して、AC/DC変換器70は、図2に示すDC/AC変換器50とは回路構成が基本的に同じであり、コンデンサ C_h, C_l と、AC/DC変換部72と、連系リアクトル74, 76と、直流電圧検出部78, 82, 84と、制御部80とを含む。

【0090】

コンデンサ C_h, C_l は、正母線PLおよび負母線NLの間に直列に接続される。コンデンサ C_h, C_l の中点Bは、抵抗 R_g2 を介して接地されている。

50

【 0 0 9 1 】

AC / DC 変換部 7 2 は、制御部 8 0 からのスイッチング制御信号 S 1 1 ~ S 1 4 に応じて、系統電力 4 0 から受けた交流電力を直流電力に変換して直流バス 1 へ出力する。AC / DC 変換部 7 2 は、スイッチング素子であるトランジスタ Q 1 1 ~ Q 1 4 と、ダイオード D 1 1 ~ D 1 4 とを含む。トランジスタ Q 1 1 , Q 1 3 は、正母線 P L および負母線 S L の間に直列に接続される。トランジスタ Q 1 1 とトランジスタ Q 1 3 との中間点は R 相線 R L に接続される。連系リアクトル 7 4 は、R 相線 R L に介挿接続される。

【 0 0 9 2 】

トランジスタ Q 1 2 , Q 1 4 は、正母線 P L および負母線 S L の間に直列に接続される。トランジスタ Q 1 2 とトランジスタ Q 1 4 との中間点は T 相線 T L に接続される。連系リアクトル 7 6 は、T 相線 T L に介挿接続される。各トランジスタ Q 1 1 ~ Q 1 4 のコレクタ - エミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオード D 1 1 ~ D 1 4 がそれぞれ接続されている。

10

【 0 0 9 3 】

なお、トランジスタ Q 1 1 ~ Q 1 4 として、たとえば、I G B T を用いることができる。または、パワー M O S F E T 等の電力スイッチング素子を用いてもよい。

【 0 0 9 4 】

直流電圧検出部 7 8 は、正母線 P L と負母線 N L との間に接続され、AC / DC 変換部 7 2 から直流バス 1 へ供給される直流電力の電圧値 V_{dc} を検出し、その検出結果を制御部 8 0 へ出力する。

20

【 0 0 9 5 】

直流電圧検出部 8 2 は、正母線 P L と中点 B との間に接続され、コンデンサ C h の両端の電圧 V_{dc_h} (正母線 P L と中点 B 間の電圧に相当する。) を検出し、その検出結果を制御部 8 0 へ出力する。

【 0 0 9 6 】

直流電圧検出部 8 4 は、中点 B と負母線 N L との間に接続され、コンデンサ C l の両端の電圧 V_{dc_l} (中点 B と負母線 N L 間の電圧に相当する。) を検出し、その検出結果を制御部 8 0 へ出力する。

【 0 0 9 7 】

制御部 8 0 は、直流電圧検出部 7 8 から受けた電圧 V_{dc} と、直流電圧検出部 8 2 から受けた電圧 V_{dc_h} と、直流電圧検出部 8 4 から受けた電圧 V_{dc_l} とに基づいて、後述する制御構造に従って、トランジスタ Q 1 1 ~ Q 1 4 のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号 S 1 1 ~ S 1 4 を生成し、AC / DC 変換部 7 2 を制御する。

30

【 0 0 9 8 】

以下、図 1 2 を参照して、AC / DC 変換器 7 0 の電力変換動作について説明する。

電力変換動作時においては、制御部 8 0 は、直流電圧 V_{dc} が所定の電圧目標値 V_{dc}^* となるようにスイッチング制御信号 S 1 1 ~ S 1 4 を生成する。なお、電圧目標値 V_{dc}^* は、たとえば 3 8 0 V のように事前に決定し、図示しない記憶部に格納しておくことができる。あるいは、制御部 8 0 と直流給電システムの外部との間で通信を行なうことによって、所望の電圧値を適宜取得するようにしてもよい。

40

【 0 0 9 9 】

図 1 2 に示すように、制御部 8 0 は、系統電力の半周期では、トランジスタ Q 1 1 および Q 1 2 のスイッチペアをオフ状態とする一方で、トランジスタ Q 1 3 および Q 1 4 のスイッチペアを所定のデューティ比でオン・オフさせる。トランジスタ Q 1 3 および Q 1 4 のオン期間 (以下、「期間 1 - 1」と称す) では、トランジスタ Q 1 3 および Q 1 4 を通って電流が流れることにより、連系リアクトル 7 4 , 7 6 に電磁エネルギーが蓄積される。続いて、トランジスタ Q 1 3 および Q 1 4 のオフ期間、すなわち、トランジスタ Q 1 1 ~ Q 1 4 のオフ期間 (以下、「期間 2」と称す) では、ダイオード D 1 1 および D 1 3 の接続点およびダイオード D 1 2 および D 1 4 の接続点の間に、連系リアクトル 7 4 , 7 6 から放出される電磁エネルギーを受け、この電磁エネルギーを直流電力に整流する。

50

【 0 1 0 0 】

なお、図 1 2 においては、ブリッジ回路を構成するダイオード D 1 1 および D 1 4 により交流電力を直流電力に整流する期間 2 において、トランジスタ Q 1 1 ~ Q 1 4 をすべてオフ状態とする構成としたが、トランジスタ Q 1 1 および Q 1 4 についてはオン状態として同期整流させる構成としてもよい。

【 0 1 0 1 】

制御部 8 0 は、直流電圧 V_{dc} が電圧目標値 V_{dc}^* よりも大きい場合には、直流側へ伝達されるエネルギーを減らすように、すなわち、期間 1 - 1 を短くするように、スイッチペアのデューティ比を減少させる。一方、直流電圧 V_{dc} が電圧目標値 V_{dc}^* より小さい場合には、制御部 8 0 は、直流側へ伝達されるエネルギーを増やすように、すなわち、期間 1 - 1 を長くするように、スイッチペアのデューティ比を増大させる。

10

【 0 1 0 2 】

ここで、トランジスタ Q 1 3 および Q 1 4 のオン期間（期間 1 - 1）においては、図 1 2 (a) に示すように、連系リアクトル 7 4 , 7 6 に電磁エネルギーが蓄積されると同時に、図 1 2 (b) に示すように、平滑回路および系統電力 4 0 の間で、連系リアクトル 7 6 ~ トランジスタ Q 1 4 ~ コンデンサ C 1 ~ 中性点 B ~ 抵抗 R g 2 ~ 接地 ~ 抵抗 R g 1 ~ 中性点 A という、コンデンサ C 1 を放電させるための電流循環経路が形成され、この電流循環経路を放電電流が流れる。すなわち、トランジスタ Q 1 3 および Q 1 4 のオン期間（期間 1 - 1）中にコンデンサ C 1 の放電が行なわれる。

【 0 1 0 3 】

これに対して、図 1 3 には、図 1 2 とは別の制御態様によって電力変換動作を行なう様子が示される。図 1 3 では、制御部 8 0 は、系統電力の半周期では、トランジスタ Q 1 3 および Q 1 4 のスイッチペアをオフ状態とする一方で、トランジスタ Q 1 1 および Q 1 2 のスイッチペアを所定のデューティ比でオン・オフさせる。トランジスタ Q 1 1 および Q 1 2 のオン期間（以下、「期間 1 - 2」と称す）では、トランジスタ Q 1 1 および Q 1 2 を通って電流が流れることにより、連系リアクトル 7 4 , 7 6 に電磁エネルギーが蓄積される。続いて、トランジスタ Q 1 1 および Q 1 2 のオフ期間、すなわち、トランジスタ Q 1 1 ~ Q 1 4 のオフ期間（期間 2）では、ダイオード D 1 1 および D 1 3 の接続点およびダイオード D 1 2 および D 1 4 の接続点の間に、連系リアクトル 7 4 , 7 6 から放出される電磁エネルギーを受け、この電磁エネルギーを直流電力に整流する。

20

30

【 0 1 0 4 】

制御部 8 0 は、直流電圧 V_{dc} が電圧目標値 V_{dc}^* よりも大きい場合には、直流側へ伝達されるエネルギーを減らすように、すなわち、期間 1 - 2 を短くするように、スイッチペアのデューティ比を減少させる。一方、直流電圧 V_{dc} が電圧目標値 V_{dc}^* より小さい場合には、制御部 8 0 は、直流側へ伝達されるエネルギーを増やすように、すなわち、期間 1 - 2 を長くするように、スイッチペアのデューティ比を増大させる。

【 0 1 0 5 】

図 1 3 においては、トランジスタ Q 1 1 および Q 1 2 のオン期間（期間 1 - 2）において、同図 (a) に示すように、連系リアクトル 7 4 , 7 6 に電磁エネルギーが蓄積されると同時に、同図 (b) に示すように、平滑回路および系統電力 4 0 の間で、中性点 A ~ 抵抗 R g 1 ~ 接地 ~ 抵抗 R g 2 ~ 中性点 B ~ コンデンサ C h ~ トランジスタ Q 1 1 ~ 連系リアクトル 7 4 という、コンデンサ C h を放電させるための電流循環経路が形成され、この電流循環経路を放電電流が流れる。すなわち、トランジスタ Q 1 1 および Q 1 2 のオン期間（期間 1 - 2）中にコンデンサ C h の放電が行なわれる。

40

【 0 1 0 6 】

以上のように、図 1 2 の制御態様に従って電力変換動作を行なう場合には、トランジスタ Q 1 3 および Q 1 4 のオン期間（期間 1 - 1）においてコンデンサ C 1 が放電される。一方、図 1 3 の制御態様に従って電力変換動作を行なう場合には、トランジスタ Q 1 1 および Q 1 2 のオン期間（期間 1 - 2）においてコンデンサ C h が放電される。

【 0 1 0 7 】

50

そこで、本実施の形態に係るAC/DC変換器80では、コンデンサCh, Cl間の電圧のアンバランスを補償するための補正処理として、コンデンサChの電圧Vdc_hおよびコンデンサClの電圧Vdc_lの電圧偏差に応じて、図12の制御態様と図13の制御態様とを切替えて実行する。

【0108】

図14は、コンデンサCh, Clの電圧のアンバランスを補償するためのスイッチング制御を説明する図である。

【0109】

図14を参照して、本発明の実施の形態に係るスイッチング制御では、制御部80は、コンデンサChの電圧Vdc_hとコンデンサClの電圧Vdc_lとを比較し、その比較結果に応じて、同図(A)に示すスイッチング制御および同図(B)に示すスイッチング制御のいずれかを選択して実行する。

10

【0110】

具体的には、図14(A)を参照して、電圧Vdc_lが電圧Vdc_hよりも大きい場合には、図12で説明したように、系統電力の半周期において、トランジスタQ11およびQ12をオフ状態とし、トランジスタQ13およびQ14を所定のデューティ比でオン・オフさせる。これにより、トランジスタQ13およびQ14のオン期間(期間1-1)においてコンデンサClを放電させることができる。

【0111】

これに対して、図14(B)を参照して、電圧Vdc_hが電圧Vdc_lよりも大きい場合には、図13で説明したように、系統電力の半周期において、トランジスタQ13およびQ14をオフ状態とし、トランジスタQ11およびQ12を所定のデューティ比でオン・オフさせる。これにより、トランジスタQ11およびQ12のオン期間(期間1-2)においてコンデンサChを放電させることができる。

20

【0112】

以上のように、本実施の形態に係る電力変換装置によれば、コンデンサChおよびClの midpoint Bと単相3線式の商用交流電力系統の中性点Aとを電氣的に接続することにより、AC/DC変換器70を介して、平滑回路と系統電力40との間に、コンデンサChまたはClを放電させるための電流循環経路を形成することができる。この結果、コンデンサChの電圧Vdc_hとコンデンサClの電圧Vdc_lとを平衡に保つことができ、平滑回路の midpoint Bの対地電圧を安定させることができる。

30

【0113】

図15は、図11における制御部80の制御構造を示す図である。

図15を参照して、制御部80は、減算部800と、PI制御部802と、搬送波比較器804と、選択部806と、比較部808とを含む。

【0114】

減算部800は、直流電圧Vdcと電圧目標値Vdc*との差から電圧偏差を演算し、PI制御部802へ出力する。

【0115】

PI制御部802は、少なくとも比例要素Pおよび積分要素Iを含んで構成され、減算部800から電圧偏差を受けると、この入力された電圧偏差に応じて、各トランジスタQ11~Q14のスイッチング周期(搬送波信号の周期)に対するオン期間の割合としてのデューティ比dを演算する。

40

【0116】

搬送波比較器804は、デューティ比dと搬送波信号(たとえば三角波信号とする)とを比較し、その比較結果に応じた2値信号からなるトランジスタQ11~Q14のオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S11~S14を生成する。具体的には、搬送波比較器804は、トランジスタQ11およびQ12のスイッチペアのオン・オフを制御するためのスイッチング制御信号S11およびS12を1組のスイッチング制御信号とし、トランジスタQ13およびQ14のスイッチペアのオン・オフを制御するためスイ

50

ッチング制御信号 S 1 3 および S 1 4 をもう 1 組のスイッチング制御信号として、2 組のスイッチング制御信号 (S 1 1 , S 1 2) および (S 1 3 , S 1 4) を生成する。

【 0 1 1 7 】

比較部 8 0 8 は、直流電圧検出部 8 2 から受けた電圧 V_{dc_h} と、直流電圧検出部 8 4 から受けた電圧 V_{dc_l} とを比較する。そして、比較部 8 0 8 は、比較結果を示す信号を選択部 8 0 6 へ出力する。

【 0 1 1 8 】

選択部 8 0 6 は、比較部 8 0 8 から受けた比較結果信号に基づいて、2 組のスイッチング制御信号 (S 1 1 , S 1 2) および (S 1 3 , S 1 4) のいずれか一方を選択する。具体的には、比較結果信号から電圧 V_{dc_h} が電圧 V_{dc_l} よりも大きいと判断される場合には、選択部 8 0 6 は、スイッチング制御信号 (S 1 3 , S 1 4) を選択する。この場合、選択部 8 0 6 は、非選択のスイッチング制御信号 (S 1 1 , S 1 2) については、L レベルに固定する。

10

【 0 1 1 9 】

一方、比較結果信号から電圧 V_{dc_l} が電圧 V_{dc_h} よりも大きいと判断される場合には、選択部 8 0 6 は、スイッチング制御信号 (S 1 1 , S 1 2) を選択する。この場合、選択部 8 0 6 は、非選択のスイッチング制御信号 (S 1 3 , S 1 4) については、L レベルに固定する。

【 0 1 2 0 】

なお、本実施の形態における AC / DC 変換器は、図 1 4 に示すような制御方式により中点電位補正期間を設けているが、図 4 (b) に示すように、トランジスタ Q 1 1 ~ Q 1 4 のいずれか 1 つをオンする期間を設けることにより中点 B の電位を補正する構成としてもよい。

20

【 0 1 2 1 】

また、上述した実施の形態においては、電力変換装置の一形態として、平滑回路を構成するコンデンサ C_h , C_l の中点 B を抵抗 R_{g2} を介して接地することにより、中点 B と単相 3 線式交流電力系統の中性点 A とが電氣的に接続されてなる AC / DC 変換器について例示したが、本願発明は、平滑回路の中点 B と単相 3 線式交流電力系統の中性点 A とが電氣的に接続されてなる AC / DC 変換器に適用することが可能である。たとえば、図 1 0 で説明したように、平滑回路の中点 B を単相 3 線式交流電力系統の中性線に接続する構成についても、本願発明は適用可能である。

30

【 0 1 2 2 】

また、本実施の形態では、電力変換装置として、直流バスおよび系統電力の間に、DC / AC 変換器および AC / DC 変換器を並列に設置する構成を示したが、これらを一体化した双方向電力変換器に対しても、本発明による電力変換制御を適用することができる。

【 0 1 2 3 】

今回開示された実施の形態は、すべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は、上記した実施の形態の説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

40

【 符号の説明 】

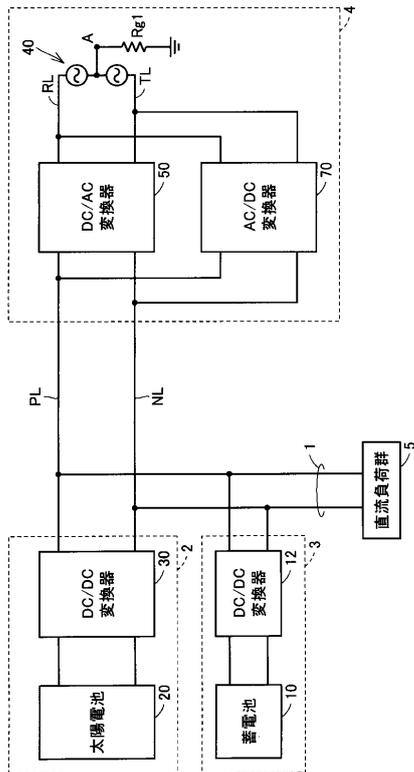
【 0 1 2 4 】

1 直流バス、2 太陽光発電システム、3 蓄電池、4 系統電力システム、5 直流負荷群、2 0 太陽電池、3 0 DC / DC 変換器、4 0 系統電力、5 0 DC / AC 変換器、5 2 DC / AC 変換部、5 4 , 5 6 , 7 4 , 7 6 連系リアクトル、5 8 , 6 2 , 6 4 , 7 8 , 8 2 , 8 4 直流電圧検出部、6 0 , 6 0 A , 6 0 B , 8 0 制御部、7 0 AC / DC 変換器、7 2 AC / DC 変換器部、6 0 0 , 6 0 3 ~ 6 0 5 , 8 0 0 減算部、6 0 1 , 6 0 2 加算部、6 1 0 , 6 1 5 , 8 0 2 PI 制御部、6 1 1 ~ 6 1 4 , 8 0 4 搬送波比較器、6 2 1 , 6 2 4 NOT 回路、8 0 6 選択部、8 0 8

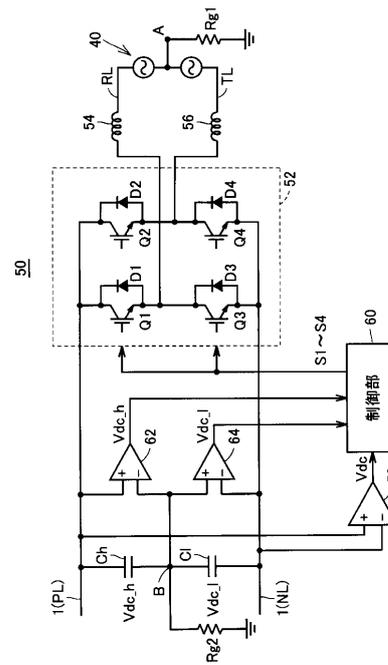
50

比較部、Ch, C1 コンデンサ、D1 ~ D4, D11 ~ D14 ダイオード、Q1 ~ Q4, Q11 ~ Q14 トランジスタ。

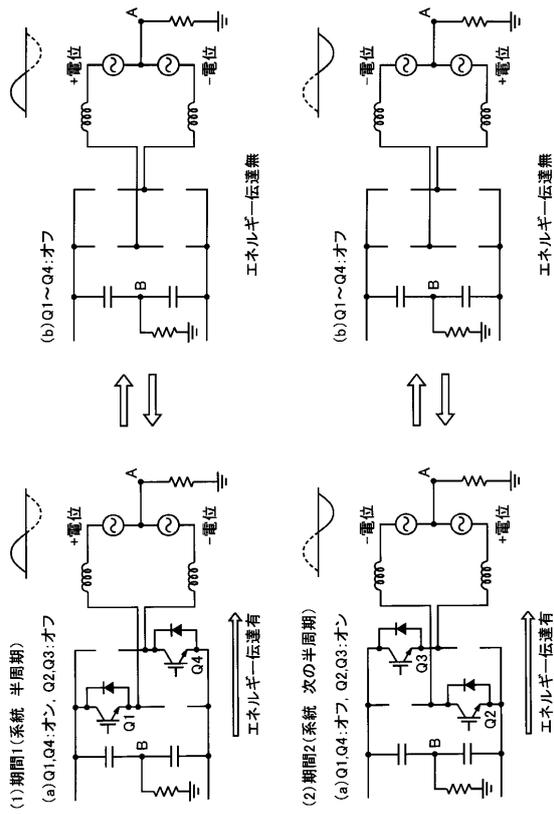
【図1】



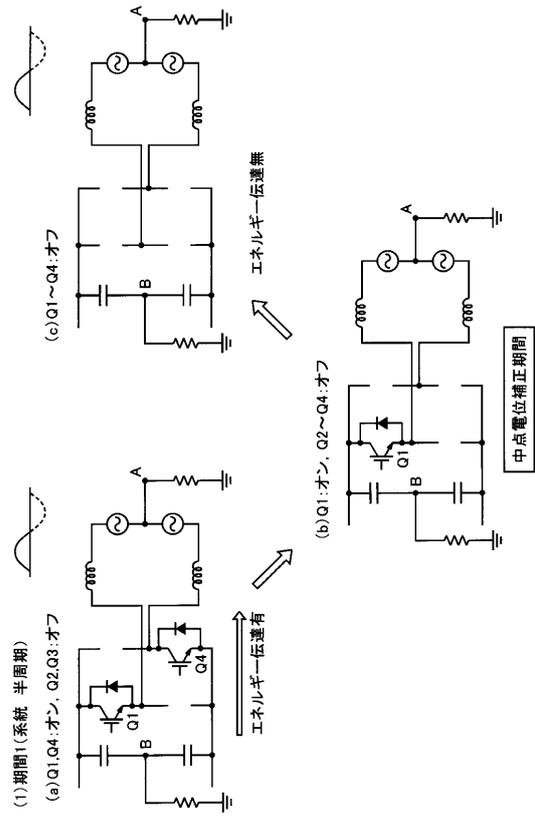
【図2】



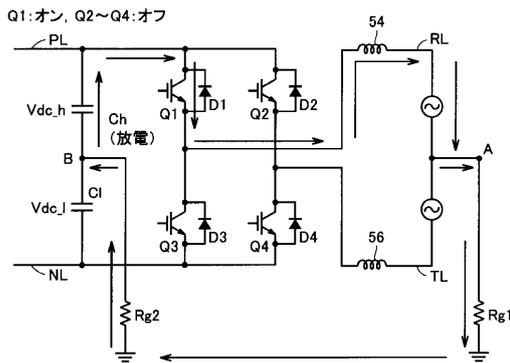
【 図 3 】



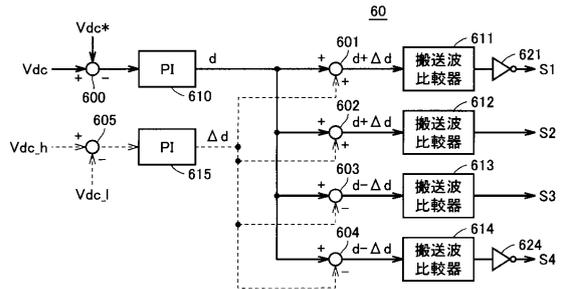
【 図 4 】



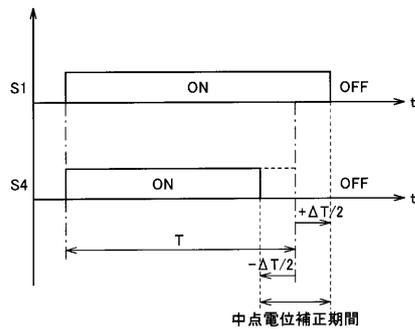
【 図 5 】



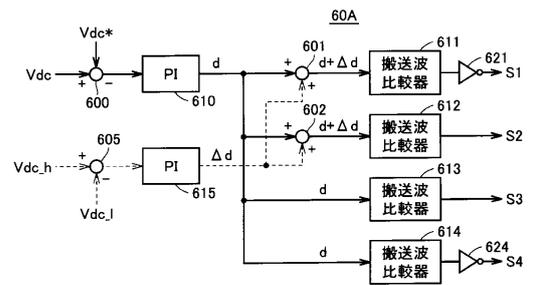
【 図 7 】



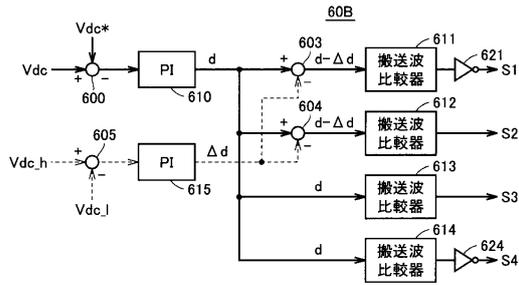
【 図 6 】



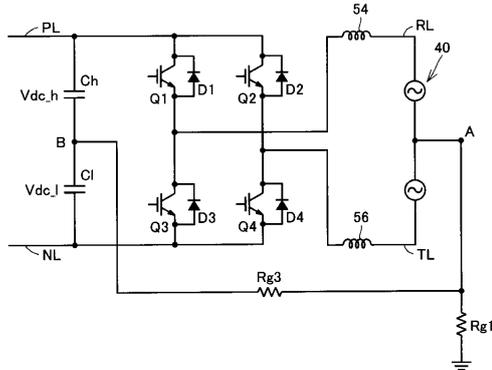
【 図 8 】



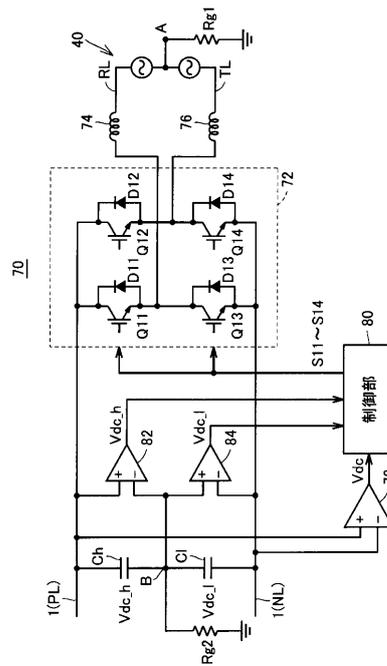
【図9】



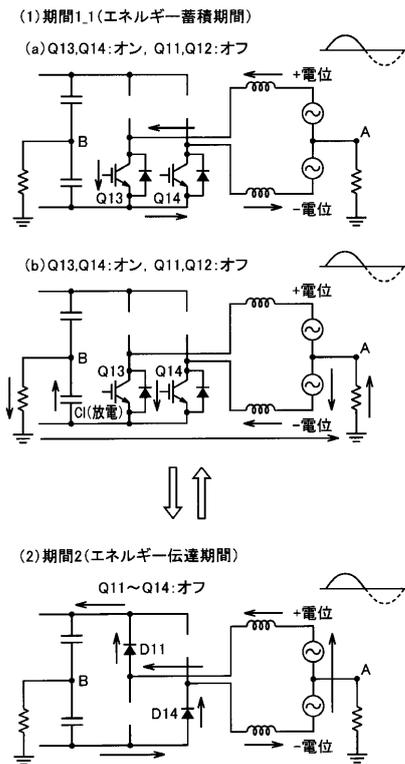
【図10】



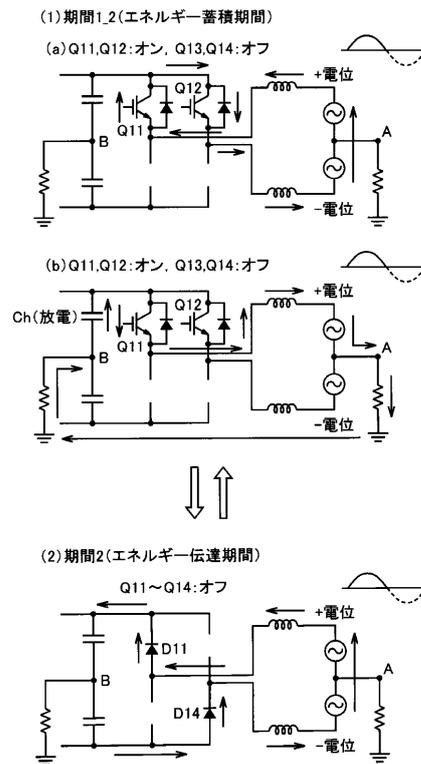
【図11】



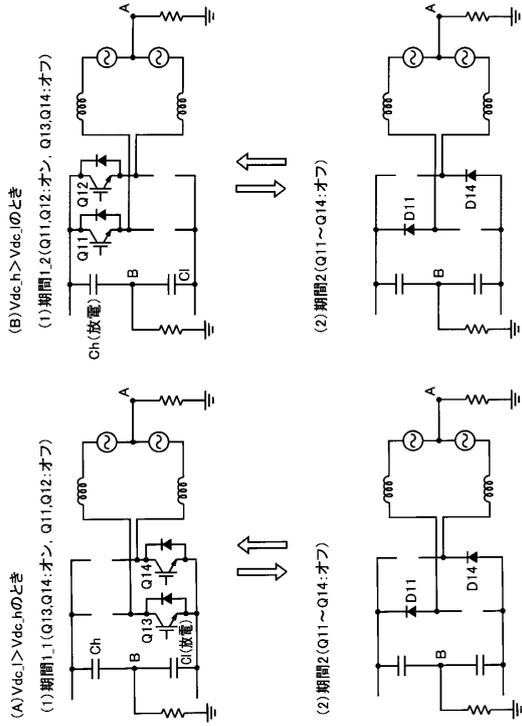
【図12】



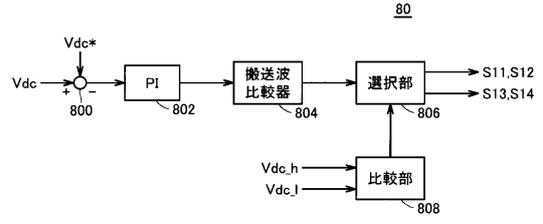
【図13】



【 図 1 4 】



【 図 1 5 】



フロントページの続き

- (72)発明者 三浦 友史
大阪府吹田市山田丘1番1号 国立大学法人大阪大学内
- (72)発明者 柿ヶ野 浩明
大阪府吹田市山田丘1番1号 国立大学法人大阪大学内
- (72)発明者 野村 正隆
大阪府吹田市山田丘1番1号 国立大学法人大阪大学内

審査官 服部 俊樹

- (56)参考文献 特開平09-121559(JP,A)
特開平07-075345(JP,A)
特開平06-233537(JP,A)
特開平09-074766(JP,A)
特開2008-289211(JP,A)
特開2009-201248(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/48