

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-220320

(P2010-220320A)

(43) 公開日 平成22年9月30日(2010.9.30)

(51) Int.Cl.			F I			テーマコード(参考)		
HO2M	7/501	(2007.01)	HO2M	7/501		5G066		
HO2J	3/38	(2006.01)	HO2J	3/38	G	5H007		
HO2M	7/48	(2007.01)	HO2M	7/48	R			

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願2009-61915(P2009-61915)
 (22) 出願日 平成21年3月13日(2009.3.13)

(71) 出願人 000002945
 オムロン株式会社
 京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町
 801番地
 (71) 出願人 304021417
 国立大学法人東京工業大学
 東京都目黒区大岡山2丁目12番1号
 (74) 代理人 100086737
 弁理士 岡田 和秀
 (72) 発明者 馬淵 雅夫
 京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南
 不動堂町801番地 オムロン株式会社内
 (72) 発明者 坪田 康弘
 京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南
 不動堂町801番地 オムロン株式会社内
 最終頁に続く

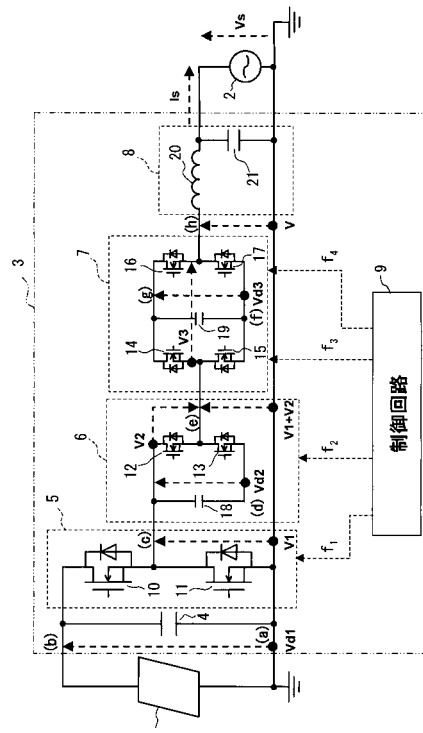
(54) 【発明の名称】 電力変換装置、パワーコンディショナ、および発電システム

(57) 【要約】

【課題】 直流電力から交流電力への変換効率を高めた電力変換装置を提供する。

【解決手段】 太陽電池パネル1からの直流電圧を第1チョッパ回路5で、系統周波数でチョッピングして電圧レベルが、正側に变化する第1方形波電圧列を生成し、第2チョッパ回路6で、系統周波数の2倍の周波数でチョッピングして電圧レベルが、負側に变化する第2方形波電圧列を生成すると共に、前記両方形波電圧列を加算して、正負両側に交互に正弦的に变化する第3方形波電圧列を形成し、第3チョッパ回路7で、第3方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで定まる周波数でチョッピングして充放電出力させ、その充放電出力を、前記差分を補正するように、PWM周波数でPWM制御して、正負両側に連続して变化する正弦波電圧を生成するようにしている。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

直流電圧をチョッピングして、電圧レベルが基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的变化する複数の方形波電圧からなる方形波電圧列を、生成すると共に、前記方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで充放電出力する方形波電圧生成手段と、

前記充放電出力を、前記方形波電圧列と正弦波電圧との差分を補正するように、前記チョッピングの周波数より高いPWM周波数でPWM制御して、前記方形波電圧列と前記PWM出力とから、基準電位に対して正負両側に連続して変化する正弦波電圧を得る正弦波電圧生成手段と、

を具備したことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

直流電圧を第1周波数でチョッピングして、電圧レベルが第1基準電位に対して正側に变化する複数の方形波電圧からなる第1方形波電圧列を、生成する第1手段と、

前記第1方形波電圧列の電位を第2基準電位とし、前記第1手段の出力を前記第1周波数より高い第2周波数でチョッピングして電圧レベルが前記正側の第1方形波電圧列より低電圧で前記第2基準電位に対して負側に变化する複数の方形波電圧からなる第2方形波電圧列を生成すると共に、前記第1、第2方形波電圧列を加算することでそれらが前記第1基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的变化する第3方形波電圧列を形成する第2手段と、

前記第3方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで定まる第3周波数でチョッピングして充放電出力する第3手段と、

前記第3手段の充放電出力を、前記第3方形波電圧列と前記正弦波電圧との差分を補正するように、前記第3周波数よりも高いPWM周波数でPWM制御すると共に、前記第3方形波電圧列と前記PWM出力とで前記第1基準電位に対して正負両側に連続して変化する正弦波電圧を得る第4手段と、

を具備したことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 3】

前記第1手段は、2つの第1、第2スイッチ素子を直列接続してなる第1スイッチ回路を含み、前記第1スイッチ回路は、直流電力源の正負両極間に接続された第1コンデンサに並列接続され、前記第1、第2スイッチ素子は、前記第1周波数で交互にON/OFFされ、

前記第2手段は、第2コンデンサと第2スイッチ回路との並列接続回路を含み、前記並列接続回路の並列接続一方側が、前記第1、第2スイッチ素子の直列接続部に接続され、前記第2スイッチ回路は、2つの第3、第4スイッチ素子を直列接続してなり、前記第3、第4スイッチ素子は、前記第2周波数で交互にON/OFFされ、

前記第3手段は、第3スイッチ回路と第3コンデンサとの並列接続回路を含み、前記第3スイッチ回路は、2つの第5、第6スイッチ素子を直列接続してなり、前記第5、第6スイッチ素子の直列接続部が、前記第3、第4スイッチ素子の直列接続部に接続され、前記第5、第6スイッチ素子は、前記第3周波数で交互にON/OFFされ、

前記第4手段は、第3手段の前記並列接続回路に並列に接続された第4スイッチ回路を含み、前記第4スイッチ回路は、2つの第7、第8スイッチ素子を直列接続してなり、前記第7、第8スイッチ素子を前記第3周波数よりも高いPWM周波数でPWM制御する、請求項2に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記第1周波数が、商用電源における系統周波数の50Hzまたは60Hzであり、前記第2周波数が、第1周波数の2倍の周波数である、請求項2または3に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

直流電力源からの直流電力を、商用電源に系統連系した交流電力に変換するパワーコン

10

20

30

40

50

ディショナにおいて、

前記直流電力源からの直流電圧を、系統周波数に関連する周波数でチョッピングして電圧レベルが基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的に変化する複数の方形波電圧からなる方形波電圧列を、生成すると共に、前記方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで充放電出力する方形波電圧生成手段と、

前記充放電出力を、前記方形波電圧列と正弦波電圧との差分を補正するように、前記チョッピングの周波数より高いPWM周波数でPWM制御して、前記方形波電圧列と前記PWM出力とから、基準電位に対して正負両側に連続して変化する正弦波電圧を得ると共に、この正弦波電圧を負荷側に出力する正弦波電圧生成手段と、

を具備したことを特徴とするパワーコンディショナ。

10

【請求項6】

直流電力源からの直流電力を、商用電源に系統連系した交流電力に変換するパワーコンディショナにおいて、

前記直流電力源からの直流電圧を、系統周波数である第1周波数でチョッピングして電圧レベルが第1基準電位に対して正側に変化する複数の方形波電圧からなる第1方形波電圧列を、生成する第1手段と、

前記第1方形波電圧列の電位を第2基準電位とし、前記第1手段の出力を前記第1周波数より所定倍高い第2周波数でチョッピングして電圧レベルが前記正側の第1方形波電圧列より低電圧で前記第2基準電位に対して負側に変化する複数の方形波電圧からなる第2方形波電圧列を生成すると共に、前記第1、第2方形波電圧列を加算することでそれらが前記第1基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的に変化する第3方形波電圧列を形成する第2手段と、

20

前記第3方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで定まる第3周波数でチョッピングして充放電出力させる第3手段と、

前記第3手段の充放電出力を、前記第3方形波電圧列と前記正弦波電圧との差分を補正するように、前記第3周波数よりも高いPWM周波数でPWM制御すると共に、前記第3方形波電圧列と前記PWM出力とで前記第1基準電位に対して正負両側に連続して変化する正弦波電圧を得ると共に、この正弦波電圧を負荷側に出力する第4手段と、

を具備したことを特徴とするパワーコンディショナ。

【請求項7】

30

前記第1手段は、2つの第1、第2スイッチ素子を直列接続してなる第1スイッチ回路を含み、前記第1スイッチ回路は、直流電力源の正負両極間に接続された第1コンデンサに並列接続され、前記第1、第2スイッチ素子は、前記第1周波数で交互にON/OFFされ、

前記第2手段は、第2コンデンサと第2スイッチ回路との並列接続回路を含み、前記並列接続回路の並列接続一方側が、前記第1、第2スイッチ素子の直列接続部に接続され、前記第2スイッチ回路は、2つの第3、第4スイッチ素子を直列接続してなり、前記第3、第4スイッチ素子は、前記第2周波数で交互にON/OFFされ、

前記第3手段は、第3スイッチ回路と第3コンデンサとの並列接続回路を含み、前記第3スイッチ回路は、2つの第5、第6スイッチ素子を直列接続してなり、前記第5、第6スイッチ素子の直列接続部が、前記第3、第4スイッチ素子の直列接続部に接続され、前記第5、第6スイッチ素子は、前記第3周波数で交互にON/OFFされ、

40

前記第4手段は、第3手段の前記並列接続回路に並列に接続された第4スイッチ回路を含み、前記第4スイッチ回路は、2つの第7、第8スイッチ素子を直列接続してなり、前記第7、第8スイッチ素子を前記第3周波数よりも高いPWM周波数でPWM制御する、請求項6に記載のパワーコンディショナ。

【請求項8】

前記第1周波数が、50Hzまたは60Hzであり、

前記第2周波数が、第1周波数の2倍の周波数である、

請求項6または7に記載のパワーコンディショナ。

50

【請求項 9】

直流電力源と、前記直流電力源に接続されるパワーコンディショナとを備え、前記直流電力源で発電された直流電力を、前記パワーコンディショナで交流電力に変換して商用電源に連系する発電システムであって、

前記パワーコンディショナは、

前記直流電力源からの直流電圧を、系統周波数に関連する周波数でチョッピングして電圧レベルが基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的に変化する複数の方形波電圧からなる方形波電圧列を、生成すると共に、前記方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで充放電出力する方形波電圧生成手段と、

前記充放電出力を、前記方形波電圧列と正弦波電圧との差分を補正するように、前記チョッピングの周波数より高いPWM周波数でPWM制御して、前記方形波電圧列と前記PWM出力とから、基準電位に対して正負両側に連続して変化する正弦波電圧を得ると共に、この正弦波電圧を負荷側に出力する正弦波電圧生成手段と、

を具備したことを特徴とする発電システム。

10

【請求項 10】

直流電力源と、前記直流電力源に接続されるパワーコンディショナとを備え、前記直流電力源で発電された直流電力を、前記パワーコンディショナで交流電力に変換して商用電源に連系する発電システムであって、

前記パワーコンディショナは、

前記直流電力源からの直流電圧を、系統周波数である第1周波数でチョッピングして電圧レベルが第1基準電位に対して正側に変化する複数の方形波電圧からなる第1方形波電圧列を、生成する第1手段と、

20

前記第1方形波電圧列の電位を第2基準電位とし、前記第1手段の出力を前記第1周波数より所定倍高い第2周波数でチョッピングして電圧レベルが前記正側の第1方形波電圧列より低電圧で前記第2基準電位に対して負側に変化する複数の方形波電圧からなる第2方形波電圧列を生成すると共に、前記第1、第2方形波電圧列を加算することでそれらが前記第1基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的に変化する第3方形波電圧列を形成する第2手段と、

前記第3方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで定まる第3周波数でチョッピングして充放電出力させる第3手段と、

30

前記第3手段の充放電出力を、前記第3方形波電圧列と前記正弦波電圧との差分を補正するように、前記第3周波数よりも高いPWM周波数でPWM制御すると共に、前記第3方形波電圧列と前記PWM出力とで前記第1基準電位に対して正負両側に連続して変化する正弦波電圧を得ると共に、この正弦波電圧を負荷側に出力する第4手段と、を具備したことを特徴とする発電システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電力をチョッピングして交流電力に変換するチョッパ式の電力変換装置、それを用いたパワーコンディショナおよび発電システムに関するものである。

40

【0002】

特に、本発明は、太陽電池や燃料電池などの直流電力源で発電される直流電力を系統に連系した交流電力に変換するのに好適な電力変換装置、それを用いたパワーコンディショナおよび発電システムに関するものである。

【背景技術】

【0003】

近年、地球環境保護の観点から、環境への影響が少ない太陽電池、燃料電池、等による発電システムの開発が活発に進められている。

【0004】

かかる発電システムでは、太陽電池等の発電を行なう直流電力源からの直流電力を、パ

50

ワーコンディショナによって系統に連系した商用周波数の交流電力に変換すると共に、変換後の交流電力を、商用電力系統に接続されている家庭内負荷に供給する一方で、そうした電力源が発生する電力が家庭内負荷の消費電力を上回る場合には余剰電力を系統側へ逆潮流するようにしたものがあ

【0005】

そうした発電システムに用いるパワーコンディショナは、一般には、太陽電池等で発電した直流電力を交流電力に変換するインバータと、系統連系のための保護装置と、を備えている。そして、かかるパワーコンディショナには、絶縁トランスによって直流部と交流部とを電氣的に絶縁した絶縁型と、絶縁トランスを用いない非絶縁型とがある。これら両型を比較すると、後者の非絶縁型の方が、前者よりも、電力変換効率に優れていることから、より多用されている。(例えば、特許文献1参照。)

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2002-10496号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

図17に、非絶縁型のパワーコンディショナを備えた太陽光発電システムの構成例を示す。

20

【0008】

このパワーコンディショナ36は、商用電源2と連系運転するようになっている。

【0009】

パワーコンディショナ36は、太陽電池パネル1からの発電出力を平滑化する平滑コンデンサ33と、PWM制御のインバータ34と、リアクトルとコンデンサからなるフィルタ35と、図示しない制御回路と、を備えている。

【0010】

このパワーコンディショナ36においては、平滑コンデンサ33で太陽電池パネル1からの発電出力を平滑化する。インバータ34はダイオードを逆並列に接続した4個のMOSFET等からなるスイッチ素子37~40によって構成されている。そして、パワーコンディショナ36においては、インバータ34内のスイッチ素子37~40を18kHz前後といった高い周波数でのON/OFFさせるスイッチング制御することにより、平滑コンデンサ33で平滑化した太陽電池パネル1の発電出力を商用電力系統に同期した交流電力に変換出力する。そしてパワーコンディショナ36は、こうして変換した交流電力を、フィルタ35を介して図示しない負荷に供給したり、あるいは、系統側に逆潮流したりする。

30

【0011】

かかるパワーコンディショナ36が備えるPWM制御のインバータ34は、太陽電池パネル1からの、例えば800V程度の高い直流電力を、上記した18kHz前後といった高い周波数でスイッチ素子37~40をスイッチング動作させて交流電力に変換する必要がある。そのため、従来のパワーコンディショナ36を備えた電力変換装置においては、パワーコンディショナ36内における電力変換に際して大きなスイッチング損失が発生する構成であり、その結果として、電力の変換効率が低いという課題がある。

40

【0012】

本発明は、上述のような点に鑑みて為されたものであって、直流電力から交流電力への変換効率を高めた電力変換装置、およびそれを用いたパワーコンディショナ、ならびに発電システムを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0013】

(1)本発明の電力変換装置は、

50

直流電圧を、チョッピングして電圧レベルが基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的变化する複数の方形波電圧からなる方形波電圧列を、生成すると共に、前記方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで充放電出力する方形波電圧生成手段と、

前記充放電出力を、前記方形波電圧列と正弦波電圧との差分を補正するように、前記チョッピングの周波数より高いPWM周波数でPWM制御して、前記方形波電圧列と前記PWM出力とから、基準電位に対して正負両側に連続して変化する正弦波電圧を得る正弦波電圧生成手段とを具備している。

【0014】

基準電位は、ゼロ電位であるのが好ましい。

10

【0015】

方形波は、立ち上がり、立ち下がり波形が完全な方形波である必要はなく、充放電により立ち上がり、立ち下がり波形に多少の鈍り等を含んでもよい。

【0016】

正負両側に交互に正弦波的变化するとは、基準電位に対して、正（一方）側の方形波電圧と負（他方）側の方形波電圧とが、交互に一定の周期で現れることをいい、方形波の周期と正弦波の周期とが一致するのが好ましい。

【0017】

方形波電圧列との差分を得るための正弦波電圧は、電力変換の目標となる正弦波電圧、すなわち、正弦波電圧の目標値（指令値）であるのが好ましい。

20

【0018】

本発明の電力変換装置によると、方形波電圧生成手段では、直流電圧をチョッピングすることによって、正負両側に交互に正弦波的变化する方形波電圧列を生成する。そのため、このような方形波電圧列を生成するためのチョッピングの周波数、換言すれば、スイッチ素子のスイッチング周波数は、正弦波の正または負の半周期内で多数の方形波電圧列を生成する従来のPWM制御のインバータのスイッチング周波数よりもはるかに低くすることが可能となる。その結果、スイッチング損失を低減できるとともに、スイッチ素子として導通損失の少ない素子を選択することができる。

【0019】

加えて、正弦波電圧生成手段では、正負両側に交互に変化する方形波電圧列と正弦波電圧との差分の電圧をPWM制御するので、従来のPWM制御のインバータでスイッチングする電圧に比べて、低い電圧でのスイッチングとなる。その結果、本発明では、スイッチング損失を低減できる。

30

【0020】

以上から、本発明では、従来のインバータに比べて、電力変換効率を向上させることができる。

【0021】

(2) 本発明の電力変換装置は、

直流電圧を第1周波数でチョッピングして、電圧レベルがグランド電位である第1基準電位に対して正側に变化する複数の方形波電圧からなる第1方形波電圧列を、生成する第1手段と、

40

前記第1方形波電圧列の電位を第2基準電位とし、前記第1手段の出力を前記第1周波数より高い第2周波数でチョッピングして電圧レベルが前記正側の第1方形波電圧列より低電圧で前記第2基準電位に対して負側に变化する複数の方形波電圧からなる第2方形波電圧列を生成すると共に、前記第1、第2方形波電圧列を加算することでそれらが前記第1基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的变化する第3方形波電圧列を形成する第2手段と、

前記第3方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで定まる第3周波数でチョッピングして充放電出力する第3手段と、

前記第3手段の充放電出力を、前記第3方形波電圧列と前記正弦波電圧との差分を補正

50

するように、前記第3周波数よりも高いPWM周波数でPWM制御すると共に、前記第3方形波電圧列と前記PWM出力とで前記第1基準電位に対して正負両側に連続して変化する正弦波電圧を得る第4手段とを具備している。

【0022】

本発明の電力変換装置によると、第1～第3手段によって、正負両側に交互に正弦波的变化する第3方形波電圧列を生成すると共に、第3方形波電圧列と正弦波電圧との差分の正負に応じて充放電させるようになっている。

【0023】

これにより、第1～第3手段のチョッピングの周波数、すなわち、スイッチ素子のスイッチング周波数は、正弦波の正または負の半周期内で多数の方形波電圧列を生成する従来のPWM制御のインバータのスイッチング周波数よりもはるかに低くすることが可能となる。

10

【0024】

その結果、本発明では、スイッチング回数を低減できるとともに、スイッチ素子としてスイッチング損失が多少大きくなって導通損失の少ない素子を選択することができる。加えて、第4手段では、正負両側に交互に変化する方形波電圧列と正弦波電圧との差分の電圧をPWM制御するようになっている結果、従来のPWM制御のインバータでスイッチングする電圧と比較した場合、低電圧でのスイッチングとなる。この点から、本発明では、スイッチング損失を低減できる。

【0025】

以上から本発明では、従来のインバータに比べて、電力変換効率を向上させることができる。

20

【0026】

(3)本発明の電力変換装置の一つの実施形態では、前記第1手段は、2つの第1、第2スイッチ素子を直列接続してなる第1スイッチ回路を含む。この第1スイッチ回路は、直流電力源の正負両極間に接続された第1コンデンサに並列接続され、前記第1、第2スイッチ素子は、前記第1周波数で交互にON/OFFされる。

【0027】

前記第2手段は、第2コンデンサと第2スイッチ回路との並列接続回路を含み、前記並列接続回路の並列接続一方側が、前記第1、第2スイッチ素子の直列接続部に接続される。前記第2スイッチ回路は、2つの第3、第4スイッチ素子を直列接続してなる。前記第3、第4スイッチ素子は、前記第2周波数で交互にON/OFFされる。

30

【0028】

前記第3手段は、第3スイッチ回路と第3コンデンサとの並列接続回路を含み、前記第3スイッチ回路は、2つの第5、第6スイッチ素子を直列接続してなり、前記第5、第6スイッチ素子の直列接続部が、前記第3、第4スイッチ素子の直列接続部に接続され、前記第5、第6スイッチ素子は、前記第3周波数で交互にON/OFFされる。

【0029】

前記第4手段は、第3手段の前記並列接続回路に並列に接続された第4スイッチ回路を含み、前記第4スイッチ回路は、2つの第7、第8スイッチ素子を直列接続してなり、前記第7、第8スイッチ素子を前記第3周波数よりも高いPWM周波数でPWM制御する。

40

【0030】

この実施形態によると、第1手段では、第1周波数の正側に变化する第1方形波電圧列を生成する。第2手段では、第1周波数よりも高い第2周波数の負側に变化する第2方形波電圧列を生成すると共に、第1、第2方形波電圧列を加算することで正弦波的に交互に正負両側に变化する第3方形波電圧列を生成する。第3手段では、第3方形波電圧列と正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで定まる第3周波数で充放電させる。

【0031】

これにより、第1～第3手段のチョッピングの周波数である第1～第3周波数は、正弦波の正または負の半周期内で多数の方形波電圧列を生成する従来のPWM制御のインバー

50

タのスイッチング周波数よりもはるかに低くすることが可能となる。

【0032】

また、第4手段では、第3方形波電圧列と正弦波電圧との差分の電圧をPWM制御するので、従来のPWM制御のインバータでスイッチングする電圧に比べて、低い電圧でスイッチングすることができる。

【0033】

(4)本発明の電力変換装置の他の実施形態では、前記第1周波数が、商用電源における系統周波数の50Hzまたは60Hzであり、前記第2周波数が、第1周波数の2倍の周波数である。また、前記第3方形波電圧列を前記正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで定まる第3周波数は実質的には第1周波数の3倍の周波数となる。

10

【0034】

したがって、この実施形態によると、第1～第3手段のチョッピングの周波数は、例えば、50Hz、100Hz、150Hzであり、従来のPWM制御のインバータのスイッチング周波数である18kHz前後に比べて、はるかに低い周波数とすることができる。

【0035】

(5)本発明のパワーコンディショナは、直流電力源からの直流電力を、商用電源に系統連系した交流電力に変換するパワーコンディショナにおいて、

前記直流電力源からの直流電圧を、系統周波数に関連する周波数でチョッピングして電圧レベルが基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的に変化する複数の方形波電圧からなる方形波電圧列を、生成すると共に、前記方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで充放電出力する方形波電圧生成手段と、

20

前記充放電出力を、前記方形波電圧列と正弦波電圧との差分を補正するように、前記チョッピングの周波数より高いPWM周波数でPWM制御して、前記方形波電圧列と前記PWM出力とから、基準電位に対して正負両側に連続して変化する正弦波電圧を得ると共に、この正弦波電圧を負荷側に出力する正弦波電圧生成手段とを具備している。

【0036】

直流電力源とは、太陽電池、燃料電池、風力発電などの直流電力を発生する電力源をいう。

【0037】

系統周波数に関連する周波数とは、系統周波数に関連して規定される周波数をいい、例えば、系統周波数の所定倍の周波数をいう。

30

【0038】

本発明のパワーコンディショナによると、方形波電圧生成手段では、直流電圧をチョッピングすることによって、正負両側に交互に正弦波的に変化する方形波電圧列を生成するようになっている。その結果、この方形波電圧列を生成するためのチョッピングの周波数、すなわち、スイッチ素子のスイッチング周波数は、正弦波の正または負の半周期内で多数の方形波電圧列を生成する従来のPWM制御のインバータのスイッチング周波数よりもはるかに低くすることが可能となっている。

【0039】

これにより、本発明では、スイッチング損失を低減できるとともに、スイッチ素子として導通損失の少ない素子を選択することができる。加えて、正弦波電圧生成手段では、正負両側に交互に変化する方形波電圧列と正弦波電圧との差分の電圧をPWM制御するので、従来のPWM制御のインバータでスイッチングする電圧に比べて、低い電圧でのスイッチングとなり、スイッチング損失を低減できる。

40

【0040】

以上により、本発明では、従来のパワーコンディショナに比べて、電力変換効率を向上させることができる。

【0041】

(6)本発明のパワーコンディショナは、直流電力源からの直流電力を、商用電源に系統連系した交流電力に変換するパワーコンディショナにおいて、

50

前記直流電力源からの直流電圧を、系統周波数である第1周波数でチョッピングして電圧レベルが第1基準電位に対して正側に变化する複数の方形波電圧からなる第1方形波電圧列を、生成する第1手段と、

前記第1方形波電圧列の電位を第2基準電位とし、前記第1手段の出力を前記第1周波数より所定倍高い第2周波数でチョッピングして電圧レベルが前記正側の第1方形波電圧列より低電圧で前記第2基準電位に対して負側に变化する複数の方形波電圧からなる第2方形波電圧列を生成すると共に、前記第1、第2方形波電圧列を加算することでそれらが前記第1基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的に变化する第3方形波電圧列を形成する第2手段と、

前記第3方形波電圧列を出力指令との差分の正負に応じたタイミングで定まる第3周波数でチョッピングして充放電出力させる第3手段と、

前記第3手段の充放電出力を、前記第3方形波電圧列と前記正弦波電圧との差分を補正するように、前記第3周波数よりも高いPWM周波数でPWM制御すると共に、前記第3方形波電圧列と前記PWM出力とで前記第1基準電位に対して正負両側に連続して变化する正弦波電圧を得ると共に、この正弦波電圧を負荷側に出力する第4手段とを具備している。

【0042】

本発明のパワーコンディショナによると、第1～第3手段によって、正負両側に交互に正弦波的に变化する第3方形波電圧列を生成すると共に、第3方形波電圧列と正弦波電圧との差分の正負に応じて充放電させるようになっている。

【0043】

これにより、第1～第3手段のチョッピングの周波数、すなわち、スイッチ素子のスイッチング周波数は、正弦波の正または負の半周期内で多数の方形波電圧列を生成する従来のPWM制御のインバータのスイッチング周波数よりもはるかに低くすることが可能となっている。

【0044】

その結果、本発明では、スイッチング損失を低減できるとともに、スイッチ素子として導通損失の少ない素子を選択することができる。加えて、第4手段では、正負両側に交互に変化する方形波電圧列と正弦波電圧との差分の電圧をPWM制御できるようになっている。これにより、従来のPWM制御のインバータでスイッチングする電圧に比べて、低い電圧でのスイッチングとなり、スイッチング損失を低減できる。

【0045】

以上から、本発明では、従来のパワーコンディショナに比べて、電力変換効率を向上させることができる。

【0046】

(7)本発明のパワーコンディショナの一つの実施形態では、

前記第1手段は、2つの第1、第2スイッチ素子を直列接続してなる第1スイッチ回路を含み、前記第1スイッチ回路は、直流電力源の正負両極間に接続された第1コンデンサに並列接続され、前記第1、第2スイッチ素子は、前記第1周波数で交互にON/OFFされる。

【0047】

前記第2手段は、第2コンデンサと第2スイッチ回路との並列接続回路を含み、前記並列接続回路の並列接続一方側が、前記第1、第2スイッチ素子の直列接続部に接続され、前記第2スイッチ回路は、2つの第3、第4スイッチ素子を直列接続してなり、前記第3、第4スイッチ素子は、前記第2周波数で交互にON/OFFされる。

【0048】

前記第3手段は、第3スイッチ回路と第3コンデンサとの並列接続回路を含み、前記第3スイッチ回路は、2つの第5、第6スイッチ素子を直列接続してなり、前記第5、第6スイッチ素子の直列接続部が、前記第3、第4スイッチ素子の直列接続部に接続され、前記第5、第6スイッチ素子は、前記第3周波数で交互にON/OFFされる。

10

20

30

40

50

【0049】

前記第4手段は、第3手段の前記並列接続回路に並列に接続された第4スイッチ回路を含み、前記第4スイッチ回路は、2つの第7、第8スイッチ素子を直列接続してなり、前記第7、第8スイッチ素子を前記第3周波数よりも高いPWM周波数でPWM制御する。

【0050】

この実施形態によると、第1手段では、第1周波数の正側に变化する第1方形波電圧列を生成する。第2手段では、第1周波数よりも高い第2周波数の負側に变化する第2方形波電圧列を生成すると共に、第1、第2方形波電圧列を加算することで正弦波的に交互に正負両側に变化する第3方形波電圧列を生成する。第3手段では、第3方形波電圧列と正弦波電圧との差分の正負に応じた第3周波数で充放電させる。

10

【0051】

以上から、第1～第3手段のチョッピングの周波数である第1～第3周波数は、正弦波の正または負の半周期内で多数の方形波電圧列を生成する従来のPWM制御のインバータのスイッチング周波数よりもはるかに低くすることが可能となる。

【0052】

また、第4手段では、第3方形波電圧列と正弦波電圧との差分の電圧をPWM制御するので、従来のPWM制御のインバータでスイッチングする電圧に比べて、低い電圧でスイッチングすることができる。

【0053】

(8)本発明の他の実施形態のパワーコンディショナでは、前記第1周波数が、50Hzまたは60Hzであり、前記第2周波数が、第1周波数の2倍の周波数である。また、前記第3周波数も上記(4)と同様の理由で第1周波数の3倍の周波数である。

20

【0054】

この実施形態によると、第1～第3手段でのチョッピングの周波数である第1～第3周波数は、例えば、50Hz、100Hz、150Hzであり、従来のPWM制御のインバータのスイッチング周波数である18kHz前後に比べて、はるかに低い周波数とすることができる。

【0055】

(9)本発明の発電システムは、
直流電力源と、前記直流電力源に接続されるパワーコンディショナとを備え、
前記直流電力源で発電された直流電力を、前記パワーコンディショナで交流電力に変換して商用電源に連系する発電システムであって、

30

前記パワーコンディショナは、

前記直流電力源からの直流電圧を、系統周波数に関連する周波数でチョッピングして電圧レベルが基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的に変化する複数の方形波電圧からなる方形波電圧列を、生成すると共に、前記方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで充放電出力する方形波電圧生成手段と、

前記充放電出力を、前記方形波電圧列と正弦波電圧との差分を補正するように、前記チョッピングの周波数より高いPWM周波数でPWM制御して、前記方形波電圧列と前記PWM出力とから、基準電位に対して正負両側に連続して変化する正弦波電圧を得ると共に、この正弦波電圧を負荷側に出力する正弦波電圧生成手段と、を具備している。

40

【0056】

本発明の発電システムによると、パワーコンディショナの電力変換効率を、従来例のパワーコンディショナに比べて高めることができるので、発電システムの効率を高めることができる。

【0057】

(10)本発明の発電システムは、

直流電力源と、前記直流電力源に接続されるパワーコンディショナとを備え、前記直流電力源で発電された直流電力を、前記パワーコンディショナで交流電力に変換して商用電源に連系する発電システムであって、

50

前記パワーコンディショナは、

前記直流電力源からの直流電圧を、系統周波数である第1周波数でチョッピングして電圧レベルが第1基準電位に対して正側に变化する複数の方形波電圧からなる第1方形波電圧列を、生成する第1手段と、

前記第1方形波電圧列の電位を第2基準電位とし、前記第1手段の出力を前記第1周波数より所定倍高い第2周波数でチョッピングして電圧レベルが前記正側の第1方形波電圧列より低電圧で前記第2基準電位に対して負側に变化する複数の方形波電圧からなる第2方形波電圧列を生成すると共に、前記第1、第2方形波電圧列を加算することでそれらが前記第1基準電位に対してその正負両側に交互に正弦波的变化する第3方形波電圧列を形成する第2手段と、

前記第3方形波電圧列を正弦波電圧との差分の正負に応じたタイミングで定まる第3周波数でチョッピングして充放電出力させる第3手段と、

前記第3手段の充放電出力を、前記第3方形波電圧列と前記正弦波電圧との差分を補正するように、前記第3周波数よりも高いPWM周波数でPWM制御すると共に、前記第3方形波電圧列と前記PWM出力とで前記第1基準電位に対して正負両側に連続して变化する正弦波電圧を得ると共に、この正弦波電圧を負荷側に出力する第4手段とを具備している。

【0058】

本発明の発電システムによると、パワーコンディショナの電力変換効率を、従来例のパワーコンディショナに比べて高めることができるので、発電システムの効率を高めることができる。

【発明の効果】

【0059】

本発明によれば、直流電圧をチョッピングすることによって、正負両側に交互に正弦波的变化する方形波電圧列を生成するようになっている。これにより、かかる方形波電圧列を生成するためのチョッピングの周波数、すなわち、スイッチ素子のスイッチング周波数は、正弦波の正または負の半周期内で多数の方形波電圧列を生成する従来のPWM制御のインバータのスイッチング周波数よりもはるかに低くすることが可能となっている。

【0060】

その結果、本発明では、スイッチング損失を大幅に低減することができるとともに、スイッチ素子として導通損失の少ない素子を選択することができる。加えて、本発明では、正負両側に交互に変化する方形波電圧列と正弦波電圧との差分の電圧をPWM制御するようになっているので、従来のPWM制御のインバータでスイッチングする電圧と比較した場合、より低電圧でのスイッチングとなっている。その点からも本発明では、スイッチング損失を低減できる。以上から本発明では、電力変換効率を、従来例に比べて、格段に高めることができる。

【図面の簡単な説明】

【0061】

【図1】本発明の実施形態に係る太陽光発電システムの構成図である。

【図2】図1のパワーコンディショナの動作説明に供する図である。

【図3】図1の第1チョッパ回路の動作原理を説明するための図である。

【図4】図1の第2チョッパ回路の動作原理を説明するための図である。

【図5】図1の第3チョッパ回路の動作原理を説明するための図である。

【図6】図5の各部の電圧波形を示す図である。

【図7】入力電圧が800Vの場合の各部の電圧を示す図である。

【図8】入力電圧が520Vである場合の各部の電圧を示す図である。

【図9】図1の各部の波形を示す図である。

【図10】単相3線の場合の構成図である。

【図11】三相3線の場合の構成図である。

【図12】三相4線の場合の構成図である。

10

20

30

40

50

【図 1 3】本実施形態と従来方式の特性を示す図である。

【図 1 4】図 1 3 の従来方式の構成図である。

【図 1 5】本発明の他の実施形態の構成図である。

【図 1 6】本発明の更に他の実施形態の構成図である。

【図 1 7】従来例の構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0062】

以下、図面によって本発明の実施の形態について詳細に説明する。

【0063】

図 1 は、本発明の一つの実施の形態に係る太陽光発電システムの構成図であり、単相 2 10
線の場合の構成を示している。

【0064】

この実施形態の太陽光発電システムは、太陽電池パネル 1 と、太陽電池パネル 1 からの
直流電力を交流電力に変換し、商用電源 2 と連系運転するパワーコンディショナ 3 と、を
備えている。

【0065】

太陽電池パネル 1 は、複数の太陽電池モジュールを直列、並列に接続して所要の発電電
力を得られるように構成されている。

【0066】

この実施形態の太陽電池パネル 1 は、アモルファスシリコン製の薄膜太陽電池から構成 20
されている。

【0067】

この実施形態のパワーコンディショナ 3 は、絶縁トランスを備えていない非絶縁型トラ
ンスレスのパワーコンディショナである。

【0068】

このパワーコンディショナ 3 は、平滑コンデンサである第 1 コンデンサ 4 と、第 1 ~ 第
3 チョッパ回路 5 ~ 7 と、ノイズフィルタ 8 と、各部の電圧等を計測して各チョッパ回路
5 ~ 7 を制御する制御回路 9 と、を備えている。

【0069】

第 1 ~ 第 3 チョッパ回路 5 ~ 7 および制御回路 9 は、太陽電池パネル 1 に対してカスケ 30
ード接続されたチョッパコンバータを構成する。

【0070】

太陽電池パネル 1 の負極側はグランドされている。図中で示す (a) 点はグランドであ
り、このグランドの電圧はゼロである。(b) 点は、太陽電池パネル 1 の正極側である。
太陽電池パネル 1 の正負両極間に、第 1 コンデンサ 4 が並列に接続されている。

【0071】

第 1 チョッパ回路 5 は、第 1 コンデンサ 4 に並列に接続されている。

【0072】

第 1 チョッパ回路 5 は、直列接続した 2 つの第 1、第 2 スイッチ素子 10、11 を含む 40
。第 1、第 2 スイッチ素子 10、11 にはダイオードが各々逆並列に接続されている。第
1 チョッパ回路 5 は、これら 2 つの第 1、第 2 スイッチ素子 10、11 により第 1 スイッ
チ回路を構成している。

【0073】

第 1 チョッパ回路 5 において、第 1、第 2 スイッチ素子 10、11 は、制御回路 9 から
のゲート信号によって、系統周波数、例えば 50 Hz と同じ第 1 周波数 f_1 で交互に ON
/ OFF 制御される。これら第 1、第 2 スイッチ素子 10、11 は、第 2、第 3 チョッパ
回路 6、7 のスイッチ素子 12 ~ 17 と同様に、例えば、N チャンネル MOS FET で構
成されている。なお、スイッチ素子は、MOS FET に限らず、IGBT、トランジスタ
等の他のスイッチ素子であってもよい。

【0074】

10

20

30

40

50

第2チョッパ回路6は、第2コンデンサ18と、ダイオードを逆並列に接続した2つの第3、第4スイッチ素子12、13を直列接続してなる第2スイッチ回路と、を含む。第2コンデンサ18と第2スイッチ回路とは互いに並列接続されている。第3、第4スイッチ素子12、13は、制御回路9からのゲート信号によって、第1周波数 f_1 の2倍の周波数である第2周波数 f_2 、例えば、100Hzで交互にON/OFF制御される。

【0075】

この第2チョッパ回路6において第2コンデンサ18と第2スイッチ回路との並列接続一端側は、第1チョッパ回路5において第1、第2スイッチ素子10、11の直列接続部に接続されている。その接続点を図中(c)で示す。図中(c)(d)は第2コンデンサ18の両コンデンサ電極側に該当する。

10

【0076】

第3チョッパ回路7は、ダイオードを逆並列に接続した2つの第5、第6スイッチ素子14、15を直列接続してなる第3スイッチ回路と、第3コンデンサ19と、ダイオードを逆並列に接続した2つの第7、第8スイッチ素子16、17を直列接続してなる第4スイッチ回路と、を含む。第3チョッパ回路7において、これら第3スイッチ回路、第3コンデンサ19および第4スイッチ回路は互いに並列接続されている。これら回路の並列接続一端側と他端側とをそれぞれ図中(f)(g)で示す。第3コンデンサ19の両コンデンサ電極側はこの(f)(g)に該当する。

【0077】

第5、第6スイッチ素子14、15は、制御回路9からのゲート信号によって、第1周波数 f_1 の3倍の周波数である第3周波数 f_3 、例えば、150Hzで交互にON/OFF制御される。

20

【0078】

第7、第8スイッチ素子16、17は、制御回路9からのゲート信号によって、高周波数 f_4 、例えば、18kHzでPWM制御される。

【0079】

第3チョッパ回路7の第5、第6スイッチ素子14、15の直列接続部は、第2チョッパ回路6の第3、第4スイッチ素子12、13の直列接続部に接続されている。その接続点を図中(e)で示す。

【0080】

また、第3チョッパ回路7の第7、第8スイッチ素子16、17の直列接続部に、リアクトル20と第4コンデンサ21とからなるノイズフィルタ8が接続されている。その接続点を図中(h)で示す。

30

【0081】

このノイズフィルタ8には、図示しない負荷および商用電源2が接続されている。

【0082】

制御回路9は、系統電圧 V_s および系統電流 I_s を、図示しない差動増幅回路等を介して計測し、従来と同様に商用電源2の系統周波数に同期した正弦波状の目標電圧の指令値 V^* を算出するとともに、第1～第3コンデンサ4、18、19の両端の電圧 V_{d1} 、 V_{d2} 、 V_{d3} を図示しない差動増幅回路等を介して計測して、各チョッパ回路5～7を制御するためのゲート信号を生成する。

40

【0083】

前記電圧 V_{d1} は、グランドである(a)点電圧を基準として(b)点に現れる太陽電池パネル1の直流出力電圧である。

【0084】

電圧 V_{d2} は、第2チョッパ回路6の第2コンデンサ18の一方のコンデンサ電極点(d)を基準とした他方のコンデンサ電極点(c)での充電電圧である。

【0085】

電圧 V_{d3} は、第3チョッパ回路7の第3コンデンサ19の一方のコンデンサ電極点(f)を基準とした他方のコンデンサ電極点(g)での充電電圧である。

50

【 0 0 8 6 】

図 2 は、この実施形態の各チョッパ回路 5 ~ 7 の動作の概略を説明するための図であり、同図 (A) は図 1 の要部の構成図、同図 (B) ~ (D) は、同図 (A) 中の電圧 V_1 、 V_2 、 V_3 をそれぞれ示しており、同図 (B)、(C) には、上述の系統に同期した正弦波状の目標電圧の指令値 V^* の波形を細い実線で示している。

【 0 0 8 7 】

前記電圧 V_1 は、グランドである (a) 点の電位を第 1 基準電位とした第 1 チョッパ回路 5 の第 1、第 2 スイッチ素子 10、11 の直列接続部である (c) 点の電圧である。

【 0 0 8 8 】

電圧 V_2 は、前記 (c) 点の電位を第 2 基準電位とした第 2 チョッパ回路 6 の第 3、第 4 スイッチ素子 12、13 の直列接続部である (e) 点の電圧である。 10

【 0 0 8 9 】

電圧 V_3 は、第 3 チョッパ回路 7 の第 5、第 6 のスイッチ素子 14、15 の直列接続部である (e) 点を基準とした第 7、第 8 のスイッチ素子 16、17 の直列接続部である (h) 点の電圧である。

【 0 0 9 0 】

第 1 チョッパ回路 5 では、商用電源 2 の系統周波数と同じ 50 Hz の場合、系統周波数と同じ 50 Hz の第 1 周波数 f_1 で第 1、第 2 スイッチ素子 10、11 を交互に ON / OFF 制御する。

【 0 0 9 1 】

これにより、第 1、第 2 スイッチ素子 10、11 の直列接続部である (c) 点の電圧 V_1 は、同図 (B) に示すように、正側に立ち上がる複数の方形波電圧からなる第 1 方形波電圧列となる。この電圧 V_1 の方形波の電圧レベルは、太陽電池パネル 1 の直流出力電圧 V_{d1} となる。 20

【 0 0 9 2 】

第 2 チョッパ回路 6 では、第 1 周波数 f_1 の 2 倍の周波数である 100 Hz の第 2 周波数 f_2 で第 3、第 4 スイッチ素子 12、13 を交互に ON / OFF 制御する。

【 0 0 9 3 】

これにより、第 3、第 4 スイッチ素子 12、13 の直列接続部である (e) 点の電圧 V_2 は、同図 (C) に示すように、第 1、第 2 スイッチ素子 10、11 の直列接続部である (c) 点を基準として、負側に立ち下がる複数の方形波電圧からなる第 2 方形波電圧列となる。 30

【 0 0 9 4 】

この電圧 V_2 の方形波の電圧レベルは、直流出力電圧 V_{d1} の $1/2$ となるように制御される。

【 0 0 9 5 】

この第 2 チョッパ回路 6 の第 3、第 4 スイッチ素子 12、13 の直列接続部である (e) 点の電圧 V_2 は、グランドである (a) 点を基準とした場合、すなわち、第 1 基準電位を基準とした場合は、後述の図 4 (D) に示すように、(a) - (c) 点間の電圧 V_1 と、(c) - (e) 点間電圧 V_2 とを合計した正負に交互に変化する正弦波状に対応した階段状波形の電圧 $V_1 + V_2$ となる。この階段状の電圧 $V_1 + V_2$ は、図 4 (D) に細い実線で示される上述の正弦波状の目標電圧の指令値 V^* と同期して正負に交互に変化する。 40

【 0 0 9 6 】

第 3 チョッパ回路 7 では、この階段状波形の電圧 $V_1 + V_2$ と、正弦波状の目標電圧の指令値 V^* との差電圧を補償するように第 5、第 6 スイッチ素子 14、15 を、第 1 周波数 f_1 の 3 倍の周波数である 150 Hz の第 3 周波数 f_3 で交互に ON / OFF 制御し、また、第 7、第 8 スイッチ素子 16、17 を、18 kHz の周波数 f_4 で PWM 制御する。

【 0 0 9 7 】

これによって、図 2 (A) の第 3 チョッパ回路 7 の第 7、第 8 のスイッチ素子 16、1 50

7の直列接続部である(h)点の電圧 V_3 は、第5、第6のスイッチ素子14、15の直列接続部である(e)点を基準としてPWMの平均値で示すと、図2Dに示すように、階段状波形の電圧 $V_1 + V_2$ と、正弦波状の目標電圧の指令値 V^* との差電圧に対応したものとなる。

【0098】

したがって、第3チョッパ回路6の第7、第8スイッチ素子16、17の直列接続部である(h)点の電圧 V_3 は、グランドである(a)点の第1基準電位を基準とした場合には、商用電源2に同期した目標電圧の指令値 V^* に対応した正弦波状の電圧となる。

【0099】

以下、第1～第3チョッパ回路5～7の動作原理を更に詳細に説明する。

10

【0100】

図3は、第1チョッパ回路5の動作原理を説明するための図であり、同図(A)は太陽電池パネル1、第1コンデンサ4および第1チョッパ回路5を、同図(B)は(a)-(c)間電圧 V_1 をそれぞれ示している。特に、同図(B)には、正弦波状の目標電圧の指令値 V^* を細い実線で示している。

【0101】

太陽電池パネル1の正極側である(b)点には、グランドである(a)点の電位を第1基準電位として第1コンデンサ4で平滑化された太陽電池パネル1の直流出力電圧 V_{d1} が現れる。

【0102】

第1チョッパ回路5において、直流出力電圧 V_{d1} は、50Hzの第1周波数 f_1 で交互にON/OFF制御される第1、第2スイッチ素子10、11によってチョッピングされる。

20

【0103】

第1スイッチ素子10がON、第2スイッチ素子11がOFFのときは、(b)点電圧である第1コンデンサ4の充電電圧 V_{d1} が、第1チョッパ回路5の第1、第2スイッチ素子10、11の直列接続部である(c)点に現れる。

【0104】

第1スイッチ素子10がOFF、第2スイッチ素子11がONのときは、(a)点のグランド電圧が、第1チョッパ回路5の第1、第2スイッチ素子10、11の直列接続部である(c)点に現れる。

30

【0105】

したがって、上述のように、第1、第2スイッチ素子10、11の直列接続部である(c)点の電圧 V_1 は、同図(B)に示すように、グランド電位を第1基準電位として正側に立ち上がる複数の方形波電圧からなる第1方形波電圧列となる。この電圧 V_1 は、(a)点を基準とした第1、第2スイッチ素子10、11の直列接続部である(c)点の電圧であり、方形波の電圧レベルは、太陽電池パネル1の直流出力電圧 V_{d1} 、例えば、800Vとなる。

【0106】

この第1チョッパ回路5では、系統の電圧と位相が一致した方形波電圧列を生成するので、有効電力を出力することができる。

40

【0107】

図4は、第2チョッパ回路6の動作原理を説明するための図であり、同図(A)は第1チョッパ回路5および第2チョッパ回路6を、同図(B)は電圧 V_1 を、同図(C)は電圧 V_2 を、同図(D)は電圧 $V_1 + V_2$ をそれぞれ示しており、同図(B)～(D)は、正弦波状の目標電圧の指令値 V^* を細い実線で併せて示している。

【0108】

第2チョッパ回路6において、同図(B)に示される(c)点の電圧 V_1 は、100Hzの第2周波数 f_2 で交互にON/OFF制御される第3、第4スイッチ素子12、13により、チョッピングされる。

50

【 0 1 0 9 】

第3スイッチ素子12がON、第4スイッチ素子13がOFFのときは、第3、第4スイッチ素子12、13の直列接続部である(e)点は、第1チョッパ回路5の第1、第2スイッチ素子10、11の直列接続部である(c)点と同電位となり、第3スイッチ素子12がOFF、第4スイッチ素子13がONのときは、第3、第4スイッチ素子12、13の直列接続部である(e)点の電位は、(c)点の電位よりもマイナスとなる。したがって、第3、第4スイッチ素子12、13の直列接続部である(e)点の電圧V2は、上述のように、第1、第2スイッチ素子10、11の直列接続部である(c)点の電位を第2基準電位として同図(C)に示すように、負側に立ち下がる複数の方形波電圧からなる第2方形波電圧列となる。

10

【 0 1 1 0 】

なお、第1チョッパ回路5の第1スイッチ素子10がON、第2スイッチ素子11がOFFしたときに、第2チョッパ回路6の第3スイッチ素子12がOFF、第4スイッチ素子13がONすることによって、第2コンデンサ18が充電される。また、第1チョッパ回路5の第1スイッチ素子10がOFF、第2スイッチ素子11がONしているときに、第2チョッパ回路6の第3スイッチ素子12がOFF、第4スイッチ素子13がONすることによって、第2コンデンサ18の充電電荷はそれらONしているスイッチ素子11、13を介して放電される。このように第2コンデンサ18は、図4(C)に示すように、充電期間T1に亘る充電と、放電期間T2に亘る放電とを交互に繰り返し、(c)点の第2基準電位を基準にして負側に立ち下がる方形波電圧が生成される。この方形波の電圧レベルVd2は、太陽電池パネル1の直流出力電圧Vd1の1/2($Vd2 = -Vd1/2$)、例えば、400Vである。

20

【 0 1 1 1 】

前記電圧V2は、第1、第2スイッチ素子10、11の直列接続部である(c)点を基準とした第3、第4スイッチ素子12、13の直列接続部である(e)点の電圧である。したがって、第2チョッパ回路6では、グランドである(a)点の電位を第1基準電位として(e)点には、同図(B)の(a)-(c)点間電圧V1と、同図(C)の(c)-(e)点間電圧V2とを合計した、同図(D)に示す正弦波状の目標電圧の指令値V*の変化に対応して交互に正負に変化する階段状波形の電圧V1+V2が現れることになる。この第2チョッパ回路6では、負側に立ち下がる方形波電圧列を生成するので、偶数次の高調波を除去することができ、また、等しい電力で充電と放電とを繰り返すので原理的な有効電力は、ゼロとなる。

30

【 0 1 1 2 】

また、充放電は、後述の図9(C)の系統電流Isが第2コンデンサ18を流れることで行われる。図9(C)の系統電流Isが正のとき図4(C)のT1の期間第2コンデンサ18は正弦波電流で充電される。このため、実際の動作ではT1期間徐々にV2は減少する。同様に、図9(C)の系統電流Isが負のとき図4(C)のT2の期間第2コンデンサ18は正弦波電流で放電される。このため、実際の動作ではT2期間徐々にV2は増加する。

40

【 0 1 1 3 】

図5は、第3チョッパ回路7の動作原理を説明するための図であり、図6(A)は前記階段状波形の電圧V1+V2を、同図(B)は、第5、第6のスイッチ素子14、15の直列接続部である(e)点を基準として、第7、第8スイッチ素子16、17の直列接続部である(h)点の電圧V3をPWMの平均値で示したものであり、図6(A)には、正弦波状の目標電圧の指令値V*を細い実線で併せて示している。

【 0 1 1 4 】

第5、第6スイッチ素子14、15は、図6(A)に示す(e)点の階段状波形の電圧V1+V2と正弦波状の目標電圧の指令値V*との差電圧の正負に応じたタイミングでON/OFF制御される。その結果、上記電圧V1+V2は、そのON/OFF制御のタイミングで第3コンデンサ19に充放電される。

50

【 0 1 1 5 】

換言すれば、電圧 $V_1 + V_2 >$ 正弦波状の目標電圧の指令値 V^* の関係式が成立するときは、差電圧は正であり、第 5 スイッチ素子 1 4 が ON、第 6 スイッチ素子 1 5 が OFF に制御される結果、電圧 $V_1 + V_2$ は第 3 コンデンサ 1 9 に充電される。

【 0 1 1 6 】

一方、電圧 $V_1 + V_2 <$ 正弦波状の目標電圧の指令値 V^* の関係式が成立するときは、差電圧は負であり、第 5 スイッチ素子 1 4 が OFF、第 6 スイッチ素子 1 5 が ON に制御される結果、第 3 コンデンサ 1 9 に充電された電圧は放電される。

【 0 1 1 7 】

上記差電圧の大小関係の周期は、第 3 周波数 f_3 である 1 5 0 H z であり、結果として、第 5、第 6 スイッチ素子 1 4、1 5 は、その第 3 周波数 f_3 で交互に ON / OFF 制御される。

10

【 0 1 1 8 】

更に、第 3 チョッパ回路 7 では、電圧 $V_1 + V_2$ と正弦波状の目標電圧の指令値 V^* との差電圧を補正するデューティで、第 1 周波数 f_1 よりも数百倍高い周波数である 1 8 k H z の第 4 周波数 f_4 で第 7、第 8 スイッチ素子 1 6、1 7 を PWM 制御する。これによって、第 7、第 8 スイッチ素子 1 6、1 7 の直列接続部である (h) 点には、図 6 (B) に示すように、階段状波形の電圧 $V_1 + V_2$ と正弦波状の目標電圧の指令値 V^* との差電圧に対応する電圧 V_3 が現れる。この電圧 V_3 は、PWM の平均値を示しており、この電圧 V_3 は、第 5、第 6 のスイッチ素子 1 4、1 5 の直列接続部である (e) 点を基準とした第 7、第 8 のスイッチ素子 1 6、1 7 の直列接続部である (h) 点の電圧である。

20

【 0 1 1 9 】

したがって、第 3 チョッパ回路 7 では、グランドである (a) 点の第 1 基準電位を基準として、第 7、第 8 のスイッチ素子 1 6、1 7 の直列接続部である (h) 点には、図 6 (A) に示される (a) - (e) 点間電圧 $V_1 + V_2$ と、図 6 (B) に示される (e) - (h) 点間電圧 V_3 とを合計した、図 6 (A) の細かい実線で示される電力系統周波数の変化と同相の正弦波状の目標電圧の指令値 V^* が現れることになる。

【 0 1 2 0 】

この第 3 チョッパ回路 7 では、系統周波数の 3 倍の周波数でチョッピングするとともに、正弦波電圧との差分をなくしているので、第 3 次以上の高調波を抑制することができる。

30

【 0 1 2 1 】

次に、図 1 の制御回路 9 による各チョッパ回路 5 ~ 7 のチョッパ制御について、更に詳細に説明する。

【 0 1 2 2 】

制御回路 9 は、第 1 チョッパ回路 5 の第 1、第 2 スイッチ素子 1 0、1 1 に対するゲート信号によって、上述の図 3 (B) の正側に立ち上がる複数の方形波電圧のパルス幅を制御する。

【 0 1 2 3 】

すなわち、第 1 チョッパ回路 5 の出力電圧の基本波成分を、系統電源の基本波電圧と一致させるように制御するものであり、方形波電圧のパルス幅が、例えば、次式で算出される値になるように制御する。

40

$$= \sin^{-1} \{ (\sqrt{2} V) / (\sqrt{2} V d 1) \}$$

ここで、 V は、系統電源の電圧 V_s の実効値である。

【 0 1 2 4 】

このパルス幅 d_1 を、 d_1 だけ調整すると、基本波電圧を増減することができ、この d_1 を、計測した上述の電圧 $V d 3$ とその目標値 $V d 3^*$ との誤差に係数を乗じて算出する。

【 0 1 2 5 】

制御回路 9 は、第 2 チョッパ回路 6 の第 3、第 4 スイッチ素子 1 2、1 3 に対するゲ-

50

ト信号によって、上述の図4(C)に示される電圧 V_{d2} が、第1チョッパ回路5の電圧 V_{d1} の $1/2$ になるように制御する。

【0126】

すなわち、第2チョッパ回路6の第3、第4スイッチ素子12、13がゲート信号によってON/OFF制御されると、上述のように第2コンデンサ18が充電と放電とを繰り返す、図4(C)に示す負側に立ち下がる複数の方形波電圧列を生成するのであるが、充電期間 T_1 、すなわち、充電に対応する方形波のパルス幅は、第1チョッパ回路5から出力される方形波のパルス幅と同じであり、放電期間 T_2 、すなわち、放電に対応する方形波のパルス幅は、充電に対応する方形波のパルス幅を、 2 だけ微調整したものである。

10

【0127】

この 2 は、計測した電圧 V_{d2} と目標とする電圧 V_{d2}^* との誤差に係数値を乗じて算出する。この目標とする電圧 V_{d2}^* を、計測した電圧 V_{d1} の $1/2$ の電圧としている。

【0128】

制御回路9は、太陽電池パネル1の発電出力の変動に応じて、方形波電圧のパルス幅を上述のように制御する。

【0129】

図7および図8に、太陽電池パネル1からの入力電圧 V_{d1} が変動した場合の正側および負側の方形波電圧 V_1 、 V_2 のシミュレーション波形を示す。図7は、入力電圧 V_{d1} が800Vの場合を、図8は、入力電圧 V_{d1} が520Vである場合をそれぞれ示している。

20

【0130】

図7(A)、図8(A)は正弦波状の目標電圧の指令値 V^* を示す。図7(B)、図8(B)は第1チョッパ回路5による正側の電圧 V_1 を示す。図7(C)、図8(C)は第2チョッパ回路6による負側の電圧 V_2 を示す。

【0131】

入力電圧 V_{d1} が低くなると、図8(B)に示す正側の方形波および図8(C)に示す負側の方形波のいずれのパルス幅も、図7に比べて広くなるように制御することが分かる。

30

【0132】

また、制御回路9は、上述の図6(A)に示す階段波状の電圧 $V_1 + V_2$ と、正弦波状の目標電圧の指令値 V^* との差電圧の正負に応じてタイミングで、第3チョッパ回路7の第5、第6スイッチ素子14、15を交互にON/OFF制御し、更に、前記差電圧を補正するようなデューティで、第7、第8スイッチ素子16、17を高周波数でPWM制御し、上述のように目標電圧の指令値 V^* の正弦波電圧を生成する。

【0133】

図9は、図1の各部のシミュレーション波形を示すものであり、いずれもグラウンドを基準としている。

【0134】

図9(A)は系統電圧 V_s 、図9(B)は第3チョッパ回路7の出力電圧 V 、図9(C)は系統電流 I_s 、図9(D)は電圧 V_1 および V_2 (破線)、図9(E)は電圧 V_3 、図9(F)は電圧 V_{d2} および V_{d3} (破線)である。

40

【0135】

この実施形態では、上述のように、第1チョッパ回路5の第1、第2スイッチ素子10、11は、例えば、800Vの電圧を50Hzの第1周波数 f_1 でスイッチングし、第2チョッパ回路6の第3、第4スイッチ素子12、13は、例えば、400Vの電圧を100Hzの第2周波数 f_2 でスイッチングし、第3チョッパ回路7の第5、第6スイッチ素子14、15は、例えば、260Vの電圧を150Hzの第3周波数 f_3 でスイッチングしている。すなわち、これらスイッチ素子10~15は、従来のパワーコンディショナの

50

PWM制御のインバータのPWM周波数に比べて、はるかに低い周波数でスイッチングしている。

【0136】

また、第3チョッパ回路7の第7、第8スイッチ素子16、17は、階段波状の電圧 $V_1 + V_2$ と、正弦波状の目標電圧の指令値 V^* との差電圧である260V程度の電圧を18kHzの高い周波数でPWM制御している。すなわち、第7、第8スイッチ素子16、17では、従来のパワーコンディショナのPWM制御のインバータに比べて、低い電圧をスイッチングしている。

【0137】

このように、第1～第3チョッパ回路5～7の第1～6スイッチ素子10～15では、従来のPWM制御に比べて、はるかに低い周波数でスイッチングしているので、スイッチング損失を低減できるとともに、導通損失の低いスイッチ素子や安価なスイッチ素子を選択することができる一方、第3チョッパ回路7の第7、第8スイッチ素子16、17では、従来のPWM制御に比べて低い電圧をスイッチングするので、スイッチング損失を低減することが可能となる。

10

【0138】

これによって、パワーコンディショナ3の電力変換効率を、従来例のパワーコンディショナに比べて向上させることができる。

【0139】

なお、方形波電圧生成手段は、第1チョッパ回路5、第2チョッパ回路6、第3チョッパ回路7の第5、第6スイッチ素子14、15および第3コンデンサ19、並びに、それらを制御する制御回路9を含み、正弦波電圧生成手段は、第3チョッパ回路7の第7、第8スイッチ素子16、17およびそれらを制御する制御回路9を含む。

20

【0140】

この実施形態では、太陽電池パネル1は、上述のようにアモルファスシリコン製の薄膜太陽電池から構成されている。

【0141】

かかるアモルファスシリコン製の太陽電池では、その負極側電位がグラウンド電位より低くなると、経年劣化を起こすことが知られており、その対策のため、その負極側をグラウンド電位にする必要がある。

30

【0142】

しかしながら、上述の図17に示される非絶縁型のパワーコンディショナ36では、直流側と交流側とでは、基準電位のレベルが異なるために、パワーコンディショナ36の入力側である太陽電池の負極側をグラウンド電位にすることができない。これに対して、本発明では、直流側と交流側との基準電位のレベルが同じであるので、太陽電池の負極側をグラウンド電位にすることが可能となる。

【0143】

上述の実施形態では、単相2線の場合に適用して説明したけれども、本発明の他の実施形態として、図10に示すように単相3線、図11に示すように三相3線、あるいは、図12に示すように三相4線に適用してもよい。

40

【0144】

図13は、図15に示す三相4線の場合の本実施形態と、図14に示される従来方式との特性を比較して示すものであり、横軸は出力電力(W)を、縦軸は効率(%)を示している。同図において、実線は、本実施形態の特性を示し、太い実線はS J (スーパージャンクション) MOSFETを、細かい実線はIGBTを、スイッチ素子としてそれぞれ使用した場合の特性を示しており、破線は、従来方式の特性を示している。

【0145】

なお、この図13は、系統線間電圧400V、入力電圧570Vの場合を示している。また、従来方式は、図14に示すように、リアクトル28、ダイオード29、IGBT30およびスイッチ31を含む昇圧回路32、平滑コンデンサ41およびPWM制御のイン

50

バータ 4 2 を備える非絶縁型のパワーコンディショナである。

【 0 1 4 6 】

この図 1 3 に示すように、本実施形態では、従来方式に比べて、効率が向上していることが分かる。

【 0 1 4 7 】

上述の各実施形態では、昇圧回路を設けていなかったけれども、太陽電池パネル 1 からの入力電圧が低いときには、図 1 5 に示すように、従来と同様に、例えば、リアクトル 2 2、ダイオード 2 3、MOSFET 2 4 およびスイッチ 2 5 を含む昇圧回路 2 6 を設けてもよい。

【 0 1 4 8 】

また、太陽電池パネル 1 からの入力電圧が低下したときに、電圧が最初に不足するのが、第 2 チョッパ回路 6 の第 2 コンデンサ 1 8 であるので、図 1 6 に示すように、第 2 コンデンサ 1 8 の前段に、公知の絶縁型の昇圧回路 2 7 を設けてもよい。このように第 2 チョッパ回路 6 の第 2 コンデンサ 1 8 の前段に、低出力容量の昇圧回路 2 7 を設けることによって入力電圧の低下に対応できるので、損失を少なくすることができる。

10

【産業上の利用可能性】

【 0 1 4 9 】

本発明は、電力変換装置として有用である。

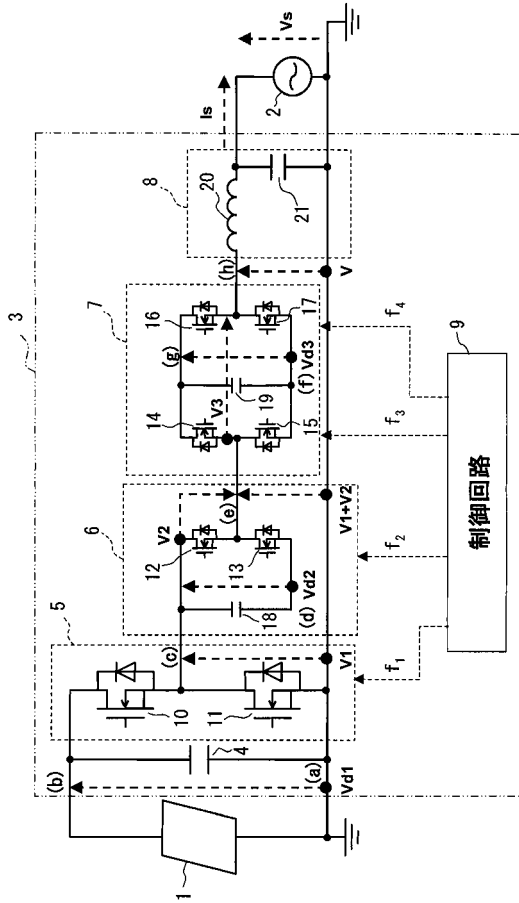
【符号の説明】

【 0 1 5 0 】

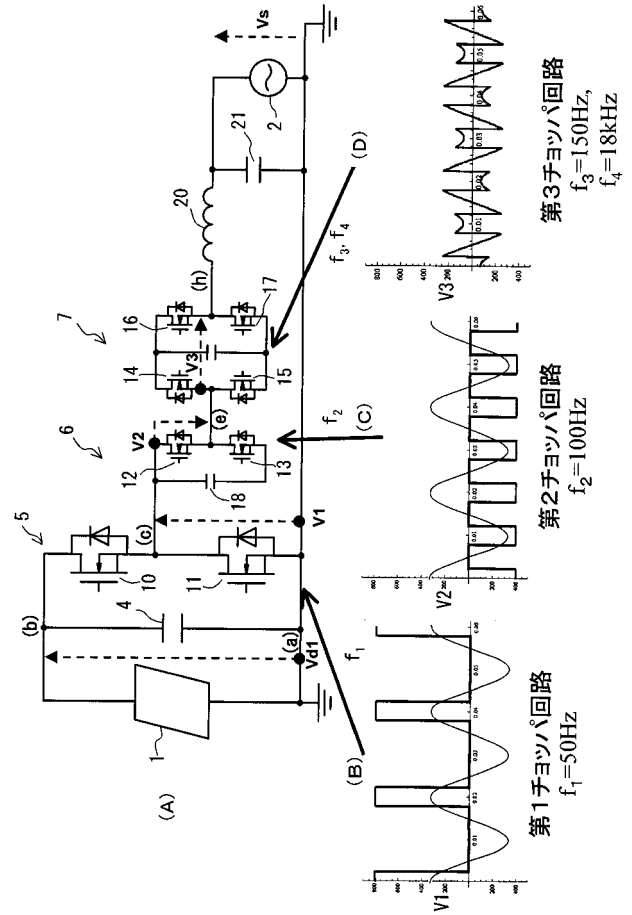
1	太陽電池パネル
2	商用電源
3	パワーコンディショナ
5	第 1 チョッパ回路
6	第 2 チョッパ回路
7	第 3 チョッパ回路
9	制御回路
1 0 ~ 1 7	第 1 ~ 第 8 スイッチ素子

20

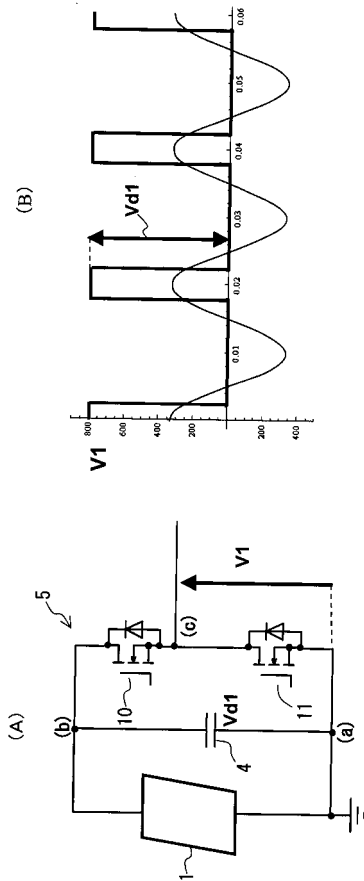
【図1】



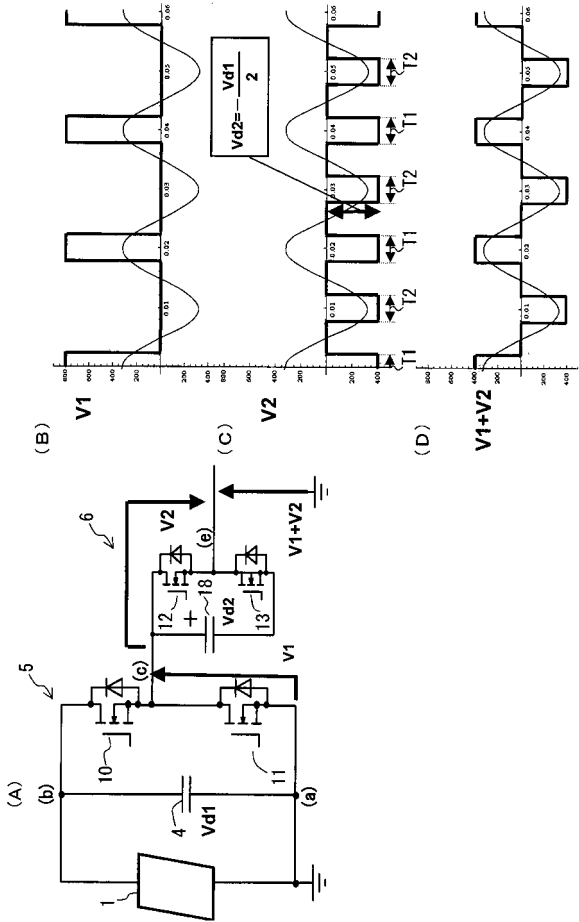
【図2】



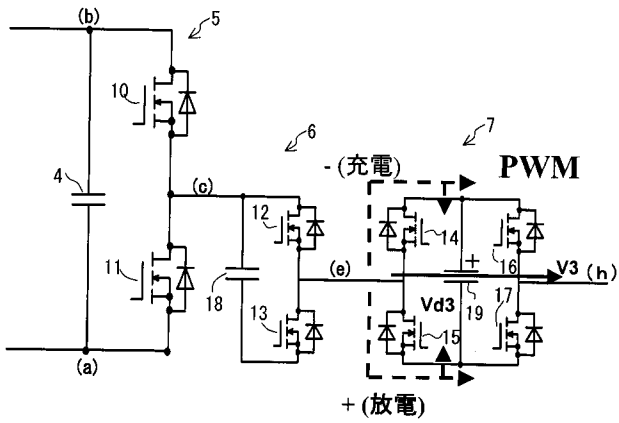
【図3】



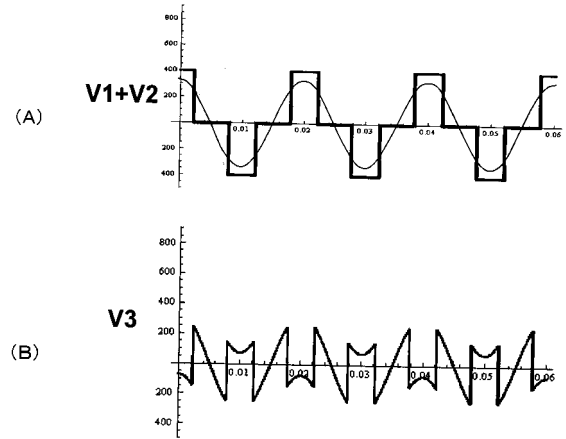
【図4】



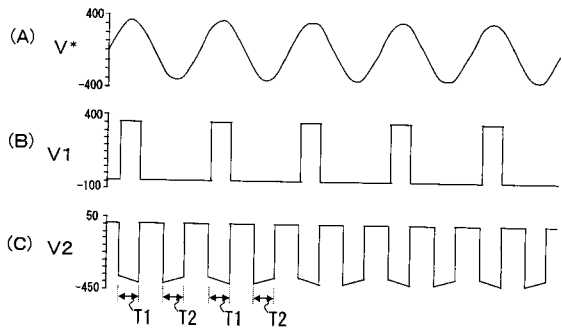
【 図 5 】



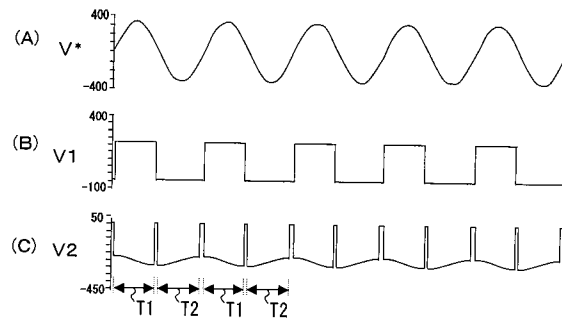
【 図 6 】



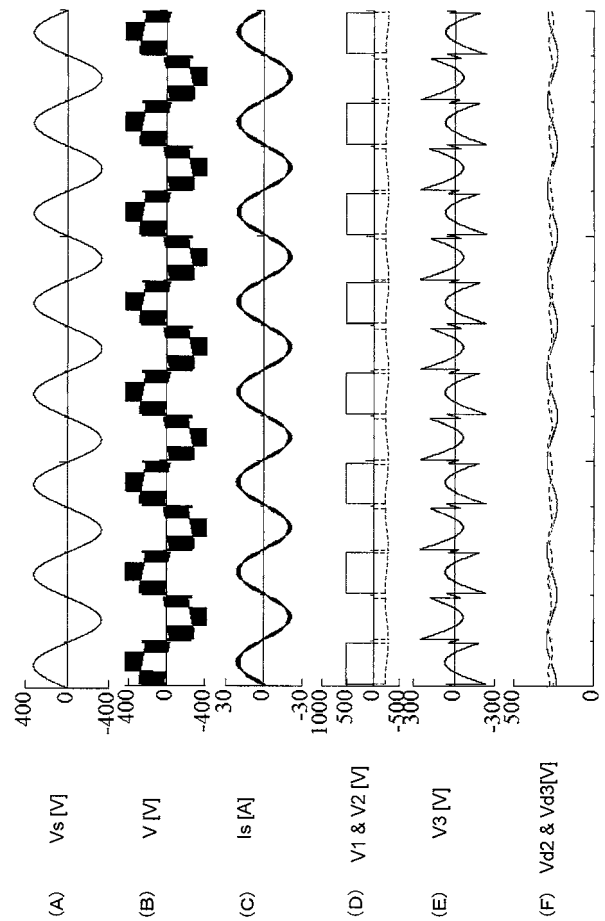
【 図 7 】



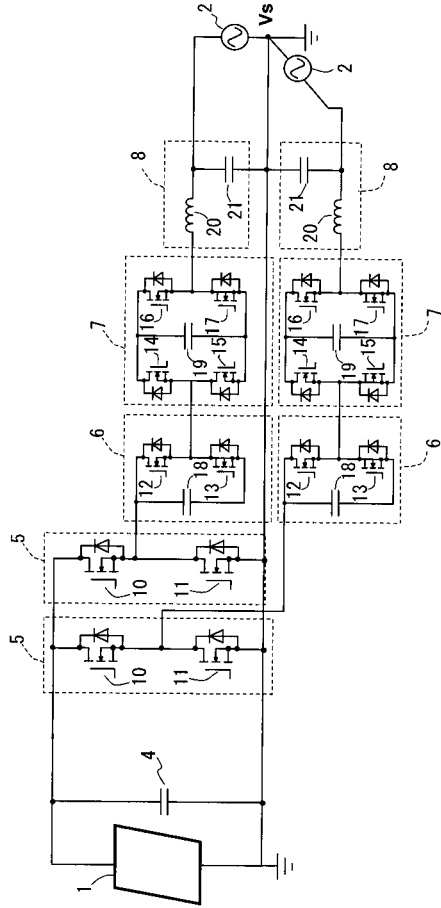
【 図 8 】



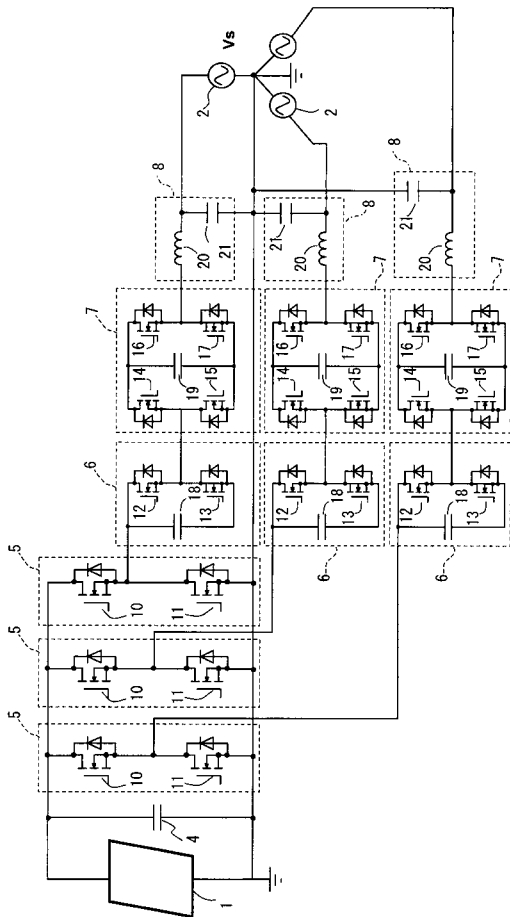
【 図 9 】



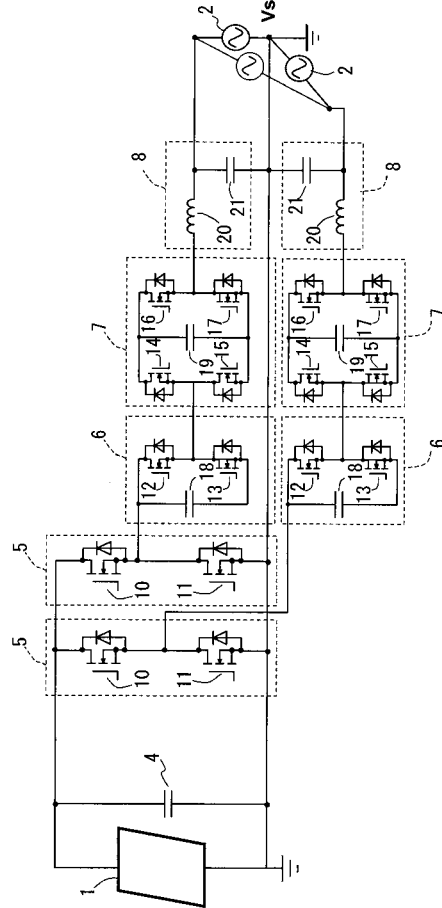
【図10】



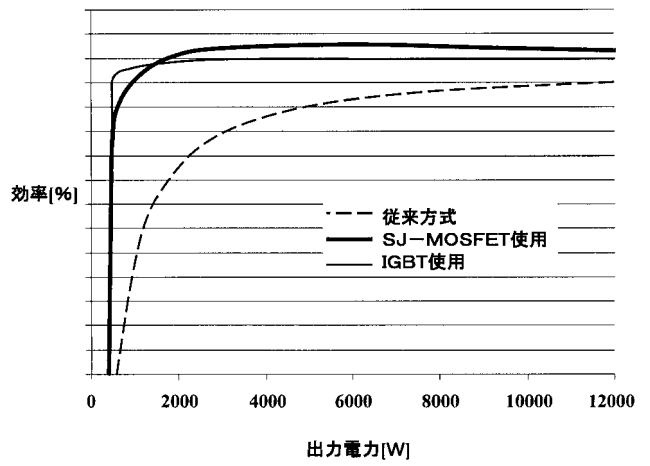
【図12】



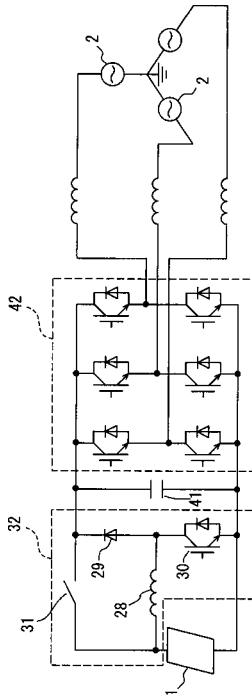
【図11】



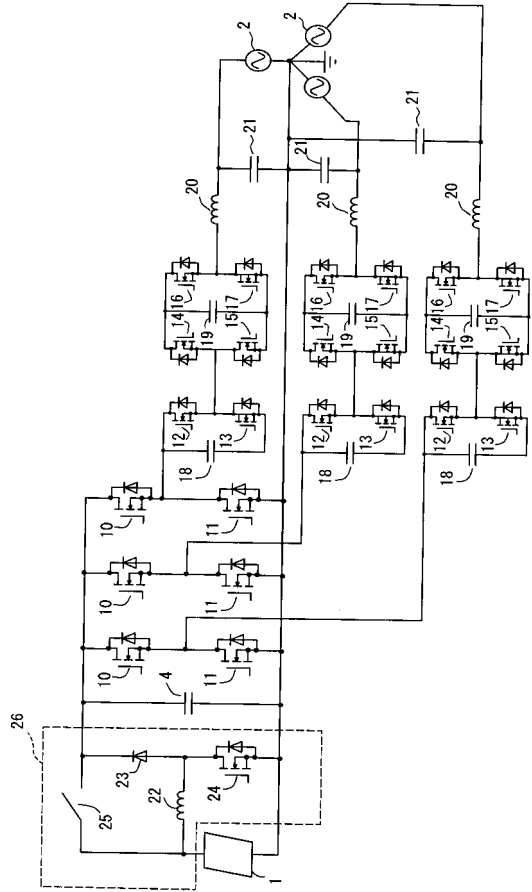
【図13】



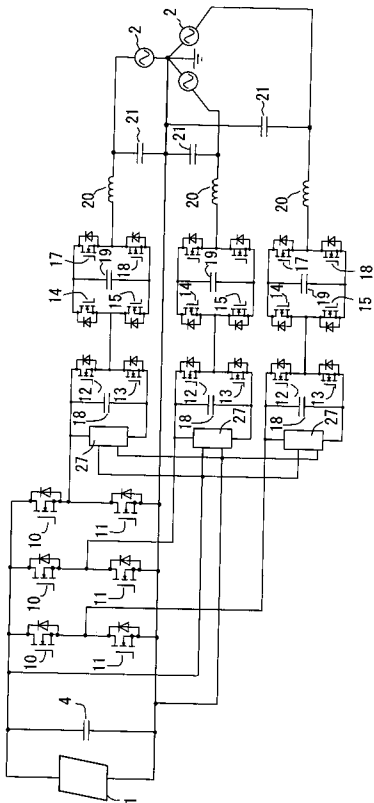
【 図 1 4 】



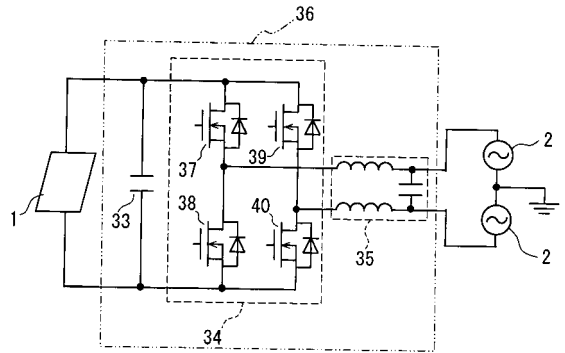
【 図 1 5 】



【 図 1 6 】



【 図 1 7 】



フロントページの続き

(72)発明者 溝上 恭生

京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町801番地 オムロン株式会社内

(72)発明者 藤田 英明

東京都目黒区大岡山2-12-1 国立大学法人東京工業大学内

Fターム(参考) 5G066 CA08 HB06

5H007 AA07 CA02 CB05 CC04 CC12 DA06 DC05 EA08