

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6577663号  
(P6577663)

(45) 発行日 令和1年9月18日(2019.9.18)

(24) 登録日 令和1年8月30日(2019.8.30)

(51) Int. Cl. F I  
 HO2M 7/12 (2006.01) HO2M 7/12 G01D  
 HO2M 7/487 (2007.01) HO2M 7/487

請求項の数 13 (全 27 頁)

(21) 出願番号	特願2018-511789 (P2018-511789)	(73) 特許権者	501137636 東芝三菱電機産業システム株式会社 東京都中央区京橋三丁目1番1号
(86) (22) 出願日	平成28年4月12日 (2016.4.12)	(74) 代理人	110001195 特許業務法人深見特許事務所
(86) 国際出願番号	PCT/JP2016/061757	(72) 発明者	大西 啓祐 東京都中央区京橋三丁目1番1号 東芝三菱電機産業システム株式会社内
(87) 国際公開番号	W02017/179112	(72) 発明者	阿部 翔一 東京都中央区京橋三丁目1番1号 東芝三菱電機産業システム株式会社内
(87) 国際公開日	平成29年10月19日 (2017.10.19)	(72) 発明者	真田 和法 東京都中央区京橋三丁目1番1号 東芝三菱電機産業システム株式会社内
審査請求日	平成30年7月13日 (2018.7.13)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 コンバータおよびそれを用いた電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力端子に与えられる交流電圧を第1～第3の直流電圧に変換してそれぞれ第1～第3の出力端子に出力するコンバータであって、

アノードおよびカソードがそれぞれ前記入力端子および前記第1の出力端子に接続された第1のダイオードと、

アノードおよびカソードがそれぞれ前記第2の出力端子および前記入力端子に接続された第2のダイオードと、

前記第1の出力端子および前記入力端子間に接続された第1のトランジスタと、

前記入力端子および前記第2の出力端子間に接続された第2のトランジスタと、

前記入力端子および前記第3の出力端子間に接続された第1の双方向スイッチとを備え、

前記第1の直流電圧は前記第2の直流電圧よりも高く、前記第3の直流電圧は前記第1および第2の直流電圧の中間電圧であり、

前記第1の双方向スイッチは第3～第6のダイオードおよび第3のトランジスタを含み、

前記第3および第4のダイオードのアノードはそれぞれ前記入力端子および前記第3の出力端子に接続され、それらのカソードはともに前記第3のトランジスタの第1の電極に接続され、

前記第5および第6のダイオードのカソードはそれぞれ前記入力端子および前記第3の

10

20

出力端子に接続され、それらのアノードはともに前記第3のトランジスタの第2の電極に接続され、

前記第1のダイオード、前記第2のダイオード、および前記第3のトランジスタの各々はワイドバンドギャップ半導体で形成され、

前記第1のトランジスタ、前記第2のトランジスタ、および前記第3～第6のダイオードの各々はワイドバンドギャップ半導体以外の半導体で形成され、

前記第1のトランジスタは、前記第1の出力端子の電圧が第1の定格電圧を超えた場合に前記第1の出力端子から前記入力端子に電流を流し、

前記第1の定格電圧は、前記交流電圧の正側ピーク電圧から前記第1のダイオードのしきい値電圧を減算した電圧であり、

前記第2のトランジスタは、前記第2の出力端子の電圧が第2の定格電圧よりも低下した場合に前記入力端子から前記第2の出力端子に電流を流し、

前記第2の定格電圧は、前記交流電圧の負側ピーク電圧に前記第2のダイオードのしきい値電圧を加算した電圧である、コンバータ。

【請求項2】

前記交流電圧が正電圧である場合は前記第1および第3のトランジスタが交互にオンされ、

前記交流電圧が負電圧である場合は前記第2および第3のトランジスタが交互にオンされる、請求項1に記載のコンバータ。

【請求項3】

前記第1～第6のダイオードおよび前記第1～第3のトランジスタを含む半導体モジュールを備える、請求項1に記載のコンバータ。

【請求項4】

前記第1および第2のダイオードの各々の定格電流は、前記第3～第6のダイオードおよび前記第1～第3のトランジスタの各々の定格電流よりも大きい、請求項1に記載のコンバータ。

【請求項5】

前記第1および第2のトランジスタの各々の定格電流は、前記第1～第6のダイオードおよび前記第3のトランジスタの各々の定格電流よりも小さい、請求項4に記載のコンバータ。

【請求項6】

前記ワイドバンドギャップ半導体はSiCであり、前記ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体はSiである、請求項1に記載のコンバータ。

【請求項7】

請求項1に記載のコンバータと、  
それぞれ前記第1～第3の出力端子に与えられる第1～第3の直流電圧を3レベルの交流電圧に変換して第4の出力端子に出力するインバータとを備え、

前記インバータは、

第1および第2の電極がそれぞれ前記第1および第4の出力端子に接続された第4のトランジスタと、

第1および第2の電極がそれぞれ前記第4および第2の出力端子に接続された第5のトランジスタと、

それぞれ前記第4および第5のトランジスタに逆並列に接続された第7および第8のダイオードと、

前記第3および第4の出力端子間に接続された第2の双方向スイッチとを備え、

前記第2の双方向スイッチは、第6および第7のトランジスタと第9および第10のダイオードを含み、

前記第4のトランジスタ、前記第5のトランジスタ、前記第9のダイオード、および前記第10のダイオードの各々は前記ワイドバンドギャップ半導体で形成され、

前記第6のトランジスタ、前記第7のトランジスタ、前記第7のダイオード、および前

10

20

30

40

50

記第 8 のダイオードの各々は前記ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体で形成されている、電力変換装置。

【請求項 8】

前記第 6 および第 7 のトランジスタの第 1 の電極は互いに接続され、それらの第 2 の電極はそれぞれ前記第 3 および第 4 の出力端子に接続され、

前記第 9 および第 10 のダイオードはそれぞれ前記第 6 および第 7 のトランジスタに逆並列に接続され、

前記第 4 の出力端子に前記第 1 および第 3 の直流電圧を交互に出力する場合は、前記第 7 のトランジスタがオンされるとともに前記第 4 および第 6 のトランジスタが交互にオンされ、

10

前記第 4 の出力端子に前記第 2 および第 3 の直流電圧を交互に出力する場合は、前記第 6 のトランジスタがオンされるとともに前記第 5 および第 7 のトランジスタが交互にオンされる、請求項 7 に記載の電力変換装置。

【請求項 9】

前記第 6 および第 7 のトランジスタの第 1 の電極はそれぞれ前記第 4 および第 3 の出力端子に接続され、それらの第 2 の電極は互いに接続され、

前記第 9 および第 10 のダイオードはそれぞれ前記第 6 および第 7 のトランジスタに逆並列に接続され、

前記第 4 の出力端子に前記第 1 および第 3 の直流電圧を交互に出力する場合は、前記第 7 のトランジスタがオンされるとともに前記第 4 および第 6 のトランジスタが交互にオンされ、

20

前記第 4 の出力端子に前記第 2 および第 3 の直流電圧を交互に出力する場合は、前記第 6 のトランジスタがオンされるとともに前記第 5 および第 7 のトランジスタが交互にオンされる、請求項 7 に記載の電力変換装置。

【請求項 10】

前記第 6 および第 7 のトランジスタの第 2 の電極はそれぞれ前記第 3 および第 4 の出力端子に接続され、

前記第 9 および第 10 のダイオードのアノードはそれぞれ前記第 3 および第 4 の出力端子に接続され、それらのカソードはそれぞれ前記第 7 および第 6 のトランジスタの第 1 の電極に接続され、

30

前記第 4 の出力端子に前記第 1 および第 3 の直流電圧を交互に出力する場合は、前記第 7 のトランジスタがオンされるとともに前記第 4 および第 6 のトランジスタが交互にオンされ、

前記第 4 の出力端子に前記第 2 および第 3 の直流電圧を交互に出力する場合は、前記第 6 のトランジスタがオンされるとともに前記第 5 および第 7 のトランジスタが交互にオンされる、請求項 7 に記載の電力変換装置。

【請求項 11】

前記インバータは、前記第 4 ~ 第 7 のトランジスタおよび前記第 7 ~ 第 10 のダイオードを含む半導体モジュールを備える、請求項 7 に記載の電力変換装置。

【請求項 12】

前記第 4 および第 5 のトランジスタの各々の定格電流は、前記第 6 および第 7 のトランジスタと前記第 7 ~ 第 10 のダイオードの各々の定格電流よりも大きい、請求項 7 に記載の電力変換装置。

40

【請求項 13】

前記ワイドバンドギャップ半導体は SiC であり、前記ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体は Si である、請求項 7 に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明はコンバータおよびそれを用いた電力変換装置に関し、特に、交流電圧を第 1

50

～第3の直流電圧に変換するコンバータと、それを用いた電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

特開2011-78296号公報(特許文献1)には、4つのトランジスタと6つのダイオードを備え、交流電圧を高電圧、低電圧、および中間電圧に変換するコンバータが開示されている。このコンバータでは、6つのダイオードのうちの逆回復動作する2つのダイオードをワイドバンドギャップ半導体で形成することにより、リカバリ損失の低減化が図られている。さらに、逆回復動作しない4つのダイオードをワイドバンドギャップ半導体以外の半導体で形成することにより、低コスト化が図られている。

【先行技術文献】

10

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2011-78296号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかし、従来のコンバータでは、半導体素子の数が多いので、装置が大型化し、コスト高になるという問題があった。さらに、4つのトランジスタにおける損失が大きかった。

【0005】

それゆえに、この発明の主たる目的は、小型で低コストで低損失のコンバータと、それを用いた電力変換装置を提供することである。

20

【課題を解決するための手段】

【0006】

この発明に係るコンバータは、入力端子に与えられる交流電圧を第1～第3の直流電圧に変換してそれぞれ第1～第3の出力端子に出力するコンバータであって、アノードおよびカソードがそれぞれ入力端子および第1の出力端子に接続された第1のダイオードと、アノードおよびカソードがそれぞれ第2の出力端子および入力端子に接続された第2のダイオードと、第1の出力端子および入力端子間に接続された第1のトランジスタと、入力端子および第2の出力端子間に接続された第2のトランジスタと、入力端子および第3の出力端子間に接続された第1の双方向スイッチとを備えたものである。第1の直流電圧は第2の直流電圧よりも高く、第3の直流電圧は第1および第2の直流電圧の中間電圧である。第1の双方向スイッチは第3～第6のダイオードおよび第3のトランジスタを含む。第3および第4のダイオードのアノードはそれぞれ入力端子および第3の出力端子に接続され、それらのカソードはともに第3のトランジスタの第1の電極に接続される。第5および第6のダイオードのカソードはそれぞれ入力端子および第3の出力端子に接続され、それらのアノードはともに第3のトランジスタの第2の電極に接続される。第1のダイオード、第2のダイオード、および第3のトランジスタの各々はワイドバンドギャップ半導体で形成されている。第1のトランジスタ、第2のトランジスタ、および第3～第6のダイオードの各々はワイドバンドギャップ半導体以外の半導体で形成されている。

30

【発明の効果】

40

【0007】

この発明に係るコンバータは、3つのトランジスタと6つのダイオードで構成される。したがって、従来よりも半導体素子の数が少ないので、装置の小型化、低コスト化を図ることができる。さらに、逆回復動作する第1および第2のダイオードと大きな電流をスイッチングする第3のトランジスタとをワイドバンドギャップ半導体で形成したので、スイッチング損失およびリカバリ損失の低減化を図ることができる。逆回復動作しない第3～第6のダイオードと小さな電流をスイッチングする第1および第2のトランジスタとをワイドバンドギャップ半導体以外の半導体で形成したので、低コスト化を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

50

【 0 0 0 8 】

【 図 1 】 この発明の実施の形態 1 によるコンバータの構成を示す回路図である。

【 図 2 】 図 1 に示したトランジスタを制御する P W M 信号の波形を示すタイムチャートである。

【 図 3 】 図 1 に示したトランジスタのスイッチング損失を説明するためのタイムチャートである。

【 図 4 】 図 1 に示したコンバータに含まれる半導体モジュールの構成を示すブロック図である。

【 図 5 】 図 1 に示したコンバータを備えた無停電電源装置の構成を示す回路ブロック図である。

10

【 図 6 】 この発明の実施の形態 2 による無停電電源装置に含まれるインバータの構成を示す回路図である。

【 図 7 】 図 6 に示した 4 つのトランジスタを制御する 4 つの P W M 信号の波形を示すタイムチャートである。

【 図 8 】 図 6 に示したインバータに流れる電流を説明するための回路図である。

【 図 9 】 図 6 に示したインバータに流れる電流を示すタイムチャートである。

【 図 1 0 】 図 6 に示したインバータに含まれる半導体モジュールの構成を示すブロック図である。

【 図 1 1 】 この発明の実施の形態 3 による無停電電源装置に含まれるインバータの構成を示す回路図である。

20

【 図 1 2 】 この発明の実施の形態 4 による無停電電源装置に含まれるインバータの構成を示す回路図である。

【 図 1 3 】 この発明の実施の形態 5 による無停電電源装置の構成を示す回路ブロック図である。

【 図 1 4 】 図 1 3 に示したコンバータおよびインバータの構成を示す回路図である。

【 図 1 5 】 図 1 3 に示した双方向チョッパの構成を示す回路図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 0 9 】

[ 実施の形態 1 ]

図 1 は、この発明の実施の形態 1 によるコンバータの構成を示す回路図である。図 1 において、このコンバータは、入力端子 T 0、出力端子 T 1 ~ T 3 ( 第 1 ~ 第 3 の出力端子 )、ダイオード D 1 ~ D 6 ( 第 1 ~ 第 6 のダイオード )、およびトランジスタ Q 1 ~ Q 3 ( 第 1 ~ 第 3 のトランジスタ ) を備える。

30

【 0 0 1 0 】

入力端子 T 0 は、たとえば商用交流電源 1 0 から商用周波数の交流電圧 V A C を受ける。出力端子 T 1、T 3 には、それぞれバッテリー B 1 の正極および負極が接続される。出力端子 T 3、T 2 には、それぞれバッテリー B 2 の正極および負極が接続される。バッテリー B 1、B 2 の各々は直流電力を蓄える。バッテリー B 1 と B 2 は同じ値の直流電圧に充電される。

【 0 0 1 1 】

40

出力端子 T 1、T 2、T 3 の電圧をそれぞれ直流電圧 V 1、V 2、V 3 とすると、 $V 1 > V 3 > V 2$  となり、 $V 3 = ( V 1 + V 2 ) / 2$  となる。このコンバータは、入力端子 T 0 に印加された交流電圧 V A C を直流電圧 V 1 ~ V 3 に変換してそれぞれ出力端子 T 1 ~ T 3 に出力するものである。なお、出力端子 T 3 を接地すれば、直流電圧 V 1 ~ V 3 はそれぞれ正電圧、負電圧、および 0 V となる。

【 0 0 1 2 】

ダイオード D 1 のアノードは入力端子 T 0 に接続され、そのカソードは出力端子 T 1 に接続されている。ダイオード D 2 のアノードは出力端子 T 2 に接続され、そのカソードは入力端子 T 0 に接続されている。トランジスタ Q 1 のコレクタは出力端子 T 1 に接続され、そのエミッタは入力端子 T 0 に接続されている。トランジスタ Q 2 のコレクタは入力端

50

子T0に接続され、そのエミッタは出力端子T2に接続されている。

【0013】

ダイオードD3, D4のアノードはそれぞれ入力端子T0および出力端子T3に接続され、それらのカソードは互いに接続される。ダイオードD5, D6のカソードはそれぞれ入力端子T0および出力端子T3に接続され、それらのアノードは互いに接続される。

【0014】

トランジスタQ3のドレイン(第1の電極)はダイオードD3, D4のカソードに接続され、そのソース(第2の電極)はダイオードD5, D6のアノードに接続される。ダイオードD3~D6およびトランジスタQ3は、入力端子T0と出力端子T3の間に接続された第1の双方向スイッチを構成する。

【0015】

ダイオードD1は、交流電圧VACが正電圧である期間に、入力端子T0から出力端子T1に電流を流し、バッテリーB1を充電させる。ダイオードD2は、交流電圧VACが負電圧である期間に、出力端子T2から入力端子T0に電流を流し、バッテリーB2を充電させる。

【0016】

ダイオードD1, D2はバッテリーB1, B2を充電させる電流を流すので、ダイオードD1, D2の定格電流は比較的大きな値に設定されている。ダイオードD1, D2の各々の定格電流は、たとえば600Aであり、ダイオードD3~D6およびトランジスタQ1~Q3の各々の定格電流よりも大きい。ダイオードD1, D2における損失を小さくするため、ダイオードD1, D2の各々は、ワイドバンドギャップ半導体であるSiC(シリコンカーバイド)を用いて形成されており、たとえばショットキーバリアダイオードである。

【0017】

バッテリーB1, B2が接続されたモータのような負荷(図示せず)から電力が回生され、出力端子T1の電圧V1が定格電圧V1Rを超え、出力端子T2の電圧V2が定格電圧V2Rよりも低下する場合がある。定格電圧V1Rは、交流電圧VACの正側ピーク電圧からダイオードD1のしきい値電圧を減算した電圧である。定格電圧V2Rは、交流電圧VACの負側ピーク電圧にダイオードD2のしきい値電圧を加算した電圧である。

【0018】

トランジスタQ1は、出力端子T1の電圧V1が定格電圧V1Rを超えた場合に、出力端子T1から入力端子T0に電流を流し、出力端子T1の電圧V1を低下させる。トランジスタQ2は、出力端子T2の電圧V2が定格電圧V2Rよりも低下した場合に、入力端子T0から出力端子T2に電流を流し、出力端子T2の電圧V2を上昇させる。

【0019】

このコンバータは、回生電力が小さな電力変換装置(たとえば無停電電源装置)に使用されるので、トランジスタQ1, Q2の定格電流は比較的小さな値に設定されている。トランジスタQ1, Q2の各々の定格電流は、たとえば300Aであり、ダイオードD1~D6およびトランジスタQ3の各々の定格電流よりも小さい。トランジスタQ1, Q2の損失は小さいので、高価なワイドバンドギャップ半導体を使用してトランジスタQ1, Q2を形成する必要がない。そこで、装置の低コスト化を図るため、トランジスタQ1, Q2の各々は、ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体であるSi(シリコン)を用いて形成されており、たとえばIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)である。

【0020】

ダイオードD3~D6およびトランジスタQ3は、出力端子T3の電圧V3を電圧V1とV2の中間電圧に設定するための第1の双方向スイッチを構成する。ダイオードD3~D6およびトランジスタQ3の各々の定格電流は、ダイオードD1, D2の各々の定格電流よりも小さく、トランジスタQ1, Q2の各々の定格電流よりも大きな値に設定されている。ダイオードD3~D6の各々の定格電流は、たとえば450Aである。トランジスタQ3の定格電流は、たとえば500Aである。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 2 1 】

ダイオード D 3 ~ D 6 の損失は小さいので、高価なワイドバンドギャップ半導体を使用してダイオード D 3 ~ D 6 を形成する必要はない。そこで、ダイオード D 3 ~ D 6 の各々は、装置の低コスト化を図るため、ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体である Si (シリコン) を用いて形成されている。トランジスタ Q 3 の損失を小さくするため、トランジスタ Q 3 は、ワイドバンドギャップ半導体である SiC (シリコンカーバイド) を用いて形成されており、たとえば N チャネル MOS トランジスタである。

## 【 0 0 2 2 】

次に、このコンバータの動作について説明する。トランジスタ Q 1 ~ Q 3 のゲートには、制御装置(図示せず)からそれぞれ PWM (pulse width modulation; パルス幅変調) 信号 1 ~ 3 が与えられる。図 2 ( a ) ~ ( d ) は PWM 信号 1 ~ 3 の作成方法および波形を示す図である。特に、図 2 ( a ) は正弦波指令値信号 CM、正側三角波キャリア信号 CA 1、および負側三角波キャリア信号 CA 2 の波形を示し、図 2 ( b ) ~ ( d ) はそれぞれ PWM 信号 2 B, 1 B, 3 の波形を示している。PWM 信号 2 B, 1 B は、それぞれ PWM 信号 2, 1 の反転信号である。

10

## 【 0 0 2 3 】

図 2 ( a ) ~ ( d ) において、正弦波指令値信号 CM の周波数は、たとえば商用周波数である。正弦波指令値信号 CM の位相は、たとえば商用周波数の交流電圧 VAC の位相と同じである。キャリア信号 CA 1, CA 2 の周期および位相は同じである。キャリア信号 CA 1, CA 2 の周期は、正弦波指令値信号 CM の周期よりも十分に小さい。

20

## 【 0 0 2 4 】

正弦波指令値信号 CM のレベルと正側三角波キャリア信号 CA 1 のレベルの高低が比較される。正弦波指令値信号 CM のレベルが正側三角波キャリア信号 CA 1 のレベルよりも高い場合は、PWM 信号 1 B が「L」レベルにされ、PWM 信号 1 が「H」レベルにされる。正弦波指令値信号 CM のレベルが正側三角波キャリア信号 CA 1 のレベルよりも低い場合は、PWM 信号 1 B が「H」レベルにされ、PWM 信号 1 が「L」レベルにされる。

## 【 0 0 2 5 】

したがって、正弦波指令値信号 CM のレベルが正である期間では、PWM 信号 1 がキャリア信号 CA 1 に同期して「H」レベルおよび「L」レベルにされ、正弦波指令値信号 CM のレベルが負である期間では、PWM 信号 1 は「L」レベルに固定される。

30

## 【 0 0 2 6 】

PWM 信号が 1 周期内において「H」レベルにされる時間と、PWM 信号の 1 周期の時間との比はデューティ比と呼ばれる。PWM 信号 1 のデューティ比は、正弦波指令値信号 CM のレベルが正である期間では、正弦波指令値信号 CM の正のピーク ( 90 度 ) 付近で最大になり、ピークから外れるに従って減少し、0 度付近と 180 度付近で最小となる。正弦波指令値信号 CM のレベルが負である期間では、PWM 信号 1 のデューティ比は 0 に固定される。

## 【 0 0 2 7 】

正弦波指令値信号 CM のレベルと負側三角波キャリア信号 CA 2 のレベルの高低が比較される。正弦波指令値信号 CM のレベルが負側三角波キャリア信号 CA 2 のレベルよりも高い場合は、PWM 信号 2 B が「H」レベルにされ、PWM 信号 2 が「L」レベルにされる。正弦波指令値信号 CM のレベルが負側三角波キャリア信号 CA 2 のレベルよりも低い場合は、PWM 信号 2 B が「L」レベルにされ、PWM 信号 2 が「H」レベルにされる。

40

## 【 0 0 2 8 】

したがって、正弦波指令値信号 CM のレベルが正である期間では、PWM 信号 2 は「L」レベルに固定される。正弦波指令値信号 CM のレベルが負である期間では、PWM 信号 2 はキャリア信号 CA 2 に同期して「H」レベルおよび「L」レベルにされる。PWM 信号 2 のデューティ比は、正弦波指令値信号 CM のレベルが負である期間では、正弦

50

波指令値信号CMの正のピーク(270度)付近で最大になり、ピークから外れるに従って減少し、180度付近と360度付近で最小となる。正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では、PWM信号2のデューティ比は0に固定される。

【0029】

PWM信号3は、PWM信号2B, 1Bの論理積信号となる。PWM信号3は、キャリア信号CA1, CA2に同期して「H」レベルおよび「L」レベルにされる。PWM信号3のデューティ比は、正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では、正弦波指令値信号CMの正のピーク(90度)付近で最小になり、ピークから外れるに従って増大し、0度付近と180度付近で最大となる。PWM信号3のデューティ比は、正弦波指令値信号CMのレベルが負である期間では、正弦波指令値信号CMの負のピーク(270度)付近で最小になり、ピークから外れるに従って増大し、180度付近と360度付近で最大となる。

10

【0030】

次に、コンバータの動作時にダイオードD1~D6およびトランジスタQ1~Q3の各々に流れる電流について説明する。力率は1.0であり、正弦波指令値信号CMと交流電圧VACの位相は一致しているものとする。正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では、PWM信号1, 3が交互に「H」レベルにされ、PWM信号2が「L」レベルに固定される。

【0031】

この期間において、直流電圧V1が定格電圧V1Rよりも低い場合、PWM信号1, 3がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルにされているときは、トランジスタQ3がオフされ、交流電圧VACのレベルに応じたレベルの電流I1が入力端子T0からダイオードD1を介して出力端子T1に流れる。このとき、トランジスタQ1に電流は流れない。

20

【0032】

この期間において、たとえば、負荷(図示せず)からバッテリーB1に電力が回生されて直流電圧V1が定格電圧V1Rを超えた場合、PWM信号1, 3がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルにされているときは、トランジスタQ1がオンされるとともにトランジスタQ3がオフされる。これにより、直流電圧V1および交流電圧VACのレベルに応じたレベルの電流I1が出力端子T1からトランジスタQ1を介して入力端子T0に流れ、直流電圧V1が定格電圧V1Rまで低下する。

30

【0033】

PWM信号1, 3がそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルにされているときは、トランジスタQ1がオフされるとともにトランジスタQ3がオンされ、入力端子T0からダイオードD3、トランジスタQ3、およびダイオードD6を介して出力端子T3に至る経路で電流I1を補完するレベルの電流I1Aが流れる。

【0034】

この期間では、ダイオードD1~D6およびトランジスタQ1~Q3のうちでダイオードD1に流れる電流の実効値が最も大きくなり、また、トランジスタQ3においてスイッチング損失が発生する。トランジスタQ3がオフ状態からオン状態に変化する毎にダイオードD1に逆バイアス電圧が印加され、ダイオードD1が逆回復動作をする。この期間では、ダイオードD2, D4, D5に電流は流れない。直流電圧V1が定格電圧V1Rを超える時間は短いので、トランジスタQ1で発生する損失は小さい。

40

【0035】

正弦波指令値信号CMのレベルが負である期間では、PWM信号2, 3が交互に「H」レベルにされ、PWM信号1が「L」レベルに固定される。この期間において、直流電圧V2が定格電圧V2Rよりも高い場合、PWM信号2, 3がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルにされているときは、トランジスタQ3がオフされ、直流電圧V2および交流電圧VACのレベルに応じたレベルの電流I2が出力端子T2からダイオードD2を介して入力端子T0に流れる。このとき、トランジスタQ2に電流は流れない。

50

定格電圧  $V_{2R}$  は、交流電圧  $V_{AC}$  の負側のピーク値とダイオード  $D_2$  のしきい値電圧との差の電圧である。

【0036】

この期間において、たとえば、負荷(図示せず)からバッテリー  $B_2$  に電力が回生されて直流電圧  $V_2$  が定格電圧  $V_{2R}$  よりも低下した場合、PWM信号  $2, 3$  がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルにされているときは、トランジスタ  $Q_2$  がオンされるとともにトランジスタ  $Q_3$  がオフされる。これにより、直流電圧  $V_2$  および交流電圧  $V_{AC}$  のレベルに応じたレベルの電流  $I_2$  が入力端子  $T_0$  からトランジスタ  $Q_2$  を介して出力端子  $T_2$  に流れ、直流電圧  $V_2$  が定格電圧  $V_{2R}$  まで上昇する。

【0037】

PWM信号  $2, 3$  がそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルにされているときは、トランジスタ  $Q_2$  がオフされるとともにトランジスタ  $Q_3$  がオンされ、出力端子  $T_3$  からダイオード  $D_4$ 、トランジスタ  $Q_3$ 、およびダイオード  $D_5$  を介して入力端子  $T_0$  に至る経路で電流  $I_2$  を補完するレベルの電流  $I_{2A}$  が流れる。

【0038】

この期間では、ダイオード  $D_1 \sim D_6$  およびトランジスタ  $Q_1 \sim Q_3$  のうちでダイオード  $D_2$  に流れる電流の実効値が最も大きくなり、また、トランジスタ  $Q_3$  においてスイッチング損失が発生する。トランジスタ  $Q_3$  がオフ状態からオン状態に変化する毎にダイオード  $D_2$  に逆バイアス電圧が印加され、ダイオード  $D_2$  が逆回復動作をする。この期間では、ダイオード  $D_1, D_3, D_6$  に電流は流れない。直流電圧  $V_2$  が定格電圧  $V_{2R}$  よりも低下する時間は短いので、トランジスタ  $Q_2$  で発生する損失は小さい。

【0039】

まとめると、ダイオード  $D_1, D_2$  には大きな電流が流れ、ダイオード  $D_1, D_2$  は逆回復動作をする。ダイオード  $D_3 \sim D_6$  にはダイオード  $D_1, D_2$  よりも小さな電流が流れ、ダイオード  $D_3 \sim D_6$  は逆回復動作をしない。トランジスタ  $Q_3$  には電流が流れ、トランジスタ  $Q_3$  においてスイッチング損失が発生する。トランジスタ  $Q_1, Q_2$  に電流が流れる時間は短く、トランジスタ  $Q_1, Q_2$  で発生する損失は小さい。

【0040】

このため上記のように、ダイオード  $D_1, D_2$  として、ワイドバンドギャップ半導体である  $SiC$  を用いて形成され、定格電流が大きな値(たとえば  $600A$ )のショットキーバリアダイオードを使用することにより、逆回復動作時におけるリカバリ損失の低減化を図っている。ダイオード  $D_3 \sim D_6$  としては、ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体である  $Si$  を用いて形成され、定格電流が小さな値(たとえば  $450A$ )のダイオードを使用し、低コスト化を図っている。

【0041】

さらに、トランジスタ  $Q_3$  として、ワイドバンドギャップ半導体である  $SiC$  を用いて形成され、定格電流が大きな値(たとえば  $500A$ )のNチャネルMOSトランジスタを使用することにより、スイッチング損失の低減化を図っている。トランジスタ  $Q_1, Q_2$  としては、ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体である  $Si$  を用いて形成され、定格電流が小さな値(たとえば  $450A$ )のIGBTを使用し、低コスト化を図っている。

【0042】

図3(a)は  $Si$  を用いて形成されたNチャネルMOSトランジスタ( $Si$ トランジスタと称する)のスイッチング動作を示すタイムチャートであり、図3(b)は  $SiC$  を用いて形成されたNチャネルMOSトランジスタ( $SiC$ トランジスタと称する)のスイッチング動作を示すタイムチャートである。

【0043】

図3(a)(b)において、初期状態ではゲート信号(図示せず)が「H」レベルにされてトランジスタがオンし、トランジスタに一定の電流  $I$  が流れ、ドレイン-ソース間電圧  $V_{ds}$  は  $0V$  であるものとする。ある時刻にゲート信号を「H」レベルから「L」レベルに立ち下げてトランジスタをオフさせると、電流  $I$  が減少し、電圧  $V_{ds}$  が増大する。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 4 4 】

図3(a)(b)から分かるように、Siトランジスタにおいて電流Iが下降を開始してから0Aになるまでの時間 $T_a$ は、SiCトランジスタにおいて電流Iが下降を開始してから0Aになるまでの時間 $T_b$ よりも長くなる。Siトランジスタでは、電流Iがある値までは速く低下するが、その値から0Aになるまでの時間が長くかかる。ある値から0Aになるまでに流れる電流はテール電流と呼ばれる。

## 【 0 0 4 5 】

これに対してSiCトランジスタでは、電流Iは速やかに低下し、若干のオーバーシュートが発生する。トランジスタのスイッチング損失は、電流Iと電圧 $V_{ds}$ の積であり、図中の斜線を施した部分の面積に対応する。したがって、SiCトランジスタのスイッチング損失は、Siトランジスタのスイッチング損失よりも小さい。

10

## 【 0 0 4 6 】

図4は、図1に示したコンバータの外観を示す図である。図4において、コンバータは、1つの半導体モジュールM1を備える。半導体モジュールM1の内部には、ダイオードD1~D4とトランジスタQ1~Q3とが設けられている。半導体モジュールM1の外部には、入力端子T0と出力端子T1~T3が設けられている。さらに、半導体モジュールM1の外部には、トランジスタQ1~Q3のゲートにPWM信号1~3を与えるための信号端子が設けられているが、図面の簡単化のため、信号端子の図示は省略されている。

## 【 0 0 4 7 】

図5は、図1に示したコンバータを備えた無停電電源装置の構成を示す回路ブロック図である。図5において、無停電電源装置は、入力フィルタ1、コンバータ2、直流正母線L1、直流負母線L2、直流中性点母線L3、コンデンサC1、C2、インバータ3、出力フィルタ4、および制御装置5を備える。

20

## 【 0 0 4 8 】

入力フィルタ1は、低域通過フィルタであり、商用交流電源10からの商用周波数の交流電力をコンバータ2の入力端子T0に通過させるとともに、コンバータ2で発生するキャリア周波数の信号が商用交流電源10側に通過するのを防止する。

## 【 0 0 4 9 】

直流正母線L1、直流負母線L2、および直流中性点母線L3の一方端はそれぞれコンバータ2の出力端子T1、T2、T3に接続され、それらの他方端はそれぞれインバータ3の3つの入力端子に接続される。コンデンサC1は母線L1、L3間に接続され、コンデンサC2は母線L3、L2間に接続される。母線L1、L3はそれぞれバッテリーB1の正極および負極に接続され、母線L3、L2はそれぞれバッテリーB2の正極および負極に接続される。

30

## 【 0 0 5 0 】

コンバータ2は、図1で示したように、入力端子T0、出力端子T1~T3、ダイオードD1~D6、およびトランジスタQ1~Q3を含み、制御装置5からのPWM信号1~3によって制御される。

## 【 0 0 5 1 】

コンバータ2は、商用交流電源10から交流電力が正常に供給されている通常時は、商用交流電源10から入力フィルタ1を介して供給される交流電力を直流電力に変換し、その直流電力をバッテリーB1、B2の各々に供給するとともに、インバータ3に供給する。バッテリーB1、B2の各々は、直流電力を蓄える。

40

## 【 0 0 5 2 】

換言すると、コンバータ2は、制御装置5から与えられるPWM信号1~3によって制御され、商用交流電源10から入力フィルタ1を介して供給される交流電圧VACに基づいて直流電圧V1~V3を生成し、生成した直流電圧V1~V3をそれぞれ直流正母線L1、直流負母線L2、および直流中性点母線L3に与える。なお、出力端子T3を接地すれば、直流電圧V1~V3はそれぞれ正電圧、負電圧、0Vとなる。直流電圧V1~

50

V3は、コンデンサC1, C2によって平滑化される。直流電圧V1~V3は、バッテリーB1, B2とインバータ3に供給される。商用交流電源10からの交流電力の供給が停止された停電時は、トランジスタQ1はオフ状態に固定されてコンバータ2の運転は停止される。

【0053】

インバータ3は、商用交流電源10から交流電力が正常に供給されている通常時は、コンバータ2で生成された直流電力を交流電力に変換し、商用交流電源10からの交流電力の供給が停止された停電時は、バッテリーB1, B2の直流電力を交流電力に変換する。

【0054】

換言すると、インバータ3は、通常時はコンバータ2から母線L1~L3を介して供給される直流電圧V1~V3に基づいて3レベルの交流電圧を生成し、停電時はバッテリーB1, B2から母線L1~L3を介して供給される直流電圧V1~V3に基づいて3レベルの交流電圧を生成する。

10

【0055】

出力フィルタ4は、インバータ3の出力端子と負荷11の間に接続される。出力フィルタ4は、低域通過フィルタであり、インバータ3から出力される交流電力のうちの商用周波数の交流電力を負荷11に通過させるとともに、インバータ3で発生するキャリア周波数の信号を負荷11側に通過するのを防止する。換言すると、出力フィルタ4は、インバータ3の出力電圧を商用周波数の正弦波に変換して負荷11に供給する。

【0056】

20

制御装置5は、商用交流電源10からの交流電圧、負荷11に出力される交流電圧、直流電圧V1~V3などをモニタしながら、PWM信号を供給することにより、コンバータ2およびインバータ3を制御する。

【0057】

次に、この無停電電源装置の動作について説明する。商用交流電源10から交流電力が正常に供給されている通常時は、商用交流電源10からの交流電力が入力フィルタ1を介してコンバータ2に供給され、コンバータ2によって直流電力に変換される。コンバータ2で生成された直流電力は、バッテリーB1, B2に蓄えられるとともにインバータ3に供給され、インバータ3によって商用周波数の交流電力に変換される。インバータ3で生成された交流電力は、出力フィルタ4を介して負荷11に供給され、負荷11が運転される。

30

【0058】

負荷11で回生電力が発生した場合、その回生電力は出力フィルタ4、インバータ3、母線L1~L3、コンバータ2、および入力フィルタ1を介して商用交流電源10に戻される。

【0059】

商用交流電源10からの交流電力の供給が停止された停電時は、コンバータ2の運転が停止されるとともに、バッテリーB1, B2の直流電力がインバータ3に供給され、インバータ3によって商用周波数の交流電力に変換される。インバータ3で生成された交流電力は、出力フィルタ4を介して負荷11に供給され、負荷11の運転が継続される。

40

【0060】

したがって、停電が発生した場合でも、バッテリーB1, B2に直流電力が蓄えられている限りは負荷11の運転が継続される。商用交流電源10からの交流電力の供給が再開された場合は、コンバータ2の運転が再開され、コンバータ2で生成された直流電力がバッテリーB1, B2およびインバータ3に供給され、元の状態に戻る。

【0061】

以上のように、この実施の形態1では、3つのトランジスタQ1~Q3と6つのダイオードD1~D6でコンバータを構成したので、従来よりも半導体素子の数を減らすことができ、装置の小型化、低コスト化を図ることができる。しかも、逆回復動作するダイオードD1, D2と電流をスイッチングするトランジスタQ3とをワイドバンドギャップ半導

50

体で形成したので、リカバリ損失およびスイッチング損失の低減化を図ることができる。さらに、逆回復動作しないダイオードD3～D6と回生動作時のみに電流を流すトランジスタQ1, Q2とをワイドバンドギャップ半導体以外の半導体で形成したので、低コスト化を図ることができる。

【0062】

なお、この実施の形態1では、ワイドバンドギャップ半導体としてSiCを使用したのが、これに限るものではなく、ワイドバンドギャップ半導体であれば他のどのような半導体を使用しても構わない。たとえば、ワイドバンドギャップ半導体としてGaN(ガリウム・ナイトライド)を使用してもよい。

【0063】

[実施の形態2]

図6は、この発明の実施の形態2による無停電電源装置に含まれるインバータ3の構成を示す回路ブロック図である。無停電電源装置の全体構成は、図5で示した通りである。無停電電源装置に含まれるコンバータ2は、図1で示したコンバータである。図6において、このインバータ3は、入力端子T11～T13(第1～第3の出力端子)、出力端子T14(第4の出力端子)、トランジスタQ11～Q14(第4～第7のトランジスタ)、およびダイオードD11～D14(第7～第10のダイオード)を備える。

【0064】

入力端子T11～T13は、それぞれ図5の直流正母線L1、直流負母線L2、直流中性点母線L3に接続されている。入力端子T11, T13には、それぞれバッテリーB1の正極および負極が接続される。入力端子T13, T12には、それぞれバッテリーB2の正極および負極が接続される。バッテリーB1, B2の各々は直流電圧を出力する。バッテリーB1の出力電圧とバッテリーB2の出力電圧は等しい。したがって、入力端子T11, T12, T13には、それぞれ直流電圧V1, V2, V3が印加され、 $V1 > V3 > V2$ となり、 $V3 = (V1 + V2) / 2$ となる。このインバータは、入力端子T11～T13に印加された直流電圧V1～V3を3レベルの交流電圧V4に変換して出力端子T14に出力するものである。なお、入力端子T13を接地すれば、直流電圧V1～V3はそれぞれ正電圧、負電圧、および0Vとなる。

【0065】

トランジスタQ11, Q12の各々は、ワイドバンドギャップ半導体であるSiC(シリコンカーバイド)を用いて形成されており、たとえばNチャネルMOSトランジスタである。トランジスタQ11, Q12の各々の定格電流は、たとえば600Aであり、トランジスタQ13, Q14およびダイオードD11～D14の各々の定格電流よりも大きい。

【0066】

トランジスタQ13, Q14の各々は、ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体であるSi(シリコン)を用いて形成されており、たとえばIGBTである。トランジスタQ13, Q14の各々の定格電流は、たとえば450Aである。

【0067】

ダイオードD11, D12の各々は、ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体であるSi(シリコン)を用いて形成されている。ダイオードD11, D12の各々の定格電流は、たとえば300Aである。

【0068】

ダイオードD13, D14の各々は、ワイドバンドギャップ半導体であるSiC(シリコンカーバイド)を用いて形成されたショットキーバリアダイオードである。ダイオードD13, D14の各々の定格電流は、たとえば500Aである。トランジスタQ11, Q12の定格電流は、トランジスタQ13, Q14およびダイオードD11～D14の各々の定格電流よりも大きい。

【0069】

このようにトランジスタQ11, Q12の仕様とトランジスタQ13, Q14の仕様が

10

20

30

40

50

異なり、ダイオードD 1 1 , D 1 2 の仕様とダイオードD 1 3 , D 1 4 の仕様が異なる理由については後述する。

【 0 0 7 0 】

トランジスタQ 1 1 のドレイン（第 1 の電極）は入力端子T 1 1 に接続され、そのソース（第 2 の電極）は出力端子T 1 4 に接続される。ダイオードD 1 1 のアノードは出力端子T 1 4 に接続され、そのカソードは入力端子T 1 1 に接続されている。

【 0 0 7 1 】

トランジスタQ 1 2 のドレインは出力端子T 1 4 に接続され、そのソースは入力端子T 1 2 に接続される。ダイオードD 1 2 のアノードは入力端子T 1 2 に接続され、そのカソードは出力端子T 1 4 に接続されている。すなわち、ダイオードD 1 1 , D 1 2 は、それぞれトランジスタQ 1 1 , Q 1 2 に逆並列に接続されている。

10

【 0 0 7 2 】

トランジスタQ 1 3 , Q 1 4 のコレクタ（第 1 の電極）は互いに接続され、トランジスタQ 1 3 , Q 1 4 のエミッタ（第 2 の電極）はそれぞれ入力端子T 1 3 および出力端子T 1 4 に接続される。ダイオードD 1 3 , D 1 4 のカソードはともにトランジスタQ 1 3 , Q 1 4 のコレクタに接続され、それらのアノードはそれぞれ入力端子T 1 3 および出力端子T 1 4 に接続されている。すなわち、ダイオードD 1 3 , D 1 4 は、それぞれトランジスタQ 1 3 , Q 1 4 に逆並列に接続されている。トランジスタQ 1 3 , Q 1 4 およびダイオードD 1 3 , D 1 4 は、入力端子T 1 3 と出力端子T 1 4 の間に接続された第 2 の双方向スイッチを構成する。

20

【 0 0 7 3 】

次に、このインバータの動作について説明する。トランジスタQ 1 1 ~ Q 1 4 のゲートには、制御装置 5 から PWM 信号 1 1 ~ 1 4 がそれぞれ与えられる。図 7 ( a ) ~ ( e ) は PWM 信号 1 1 ~ 1 4 の作成方法および波形を示す図である。特に、図 7 ( a ) は正弦波指令値信号 C M、正側三角波キャリア信号 C A 1、および負側三角波キャリア信号 C A 2 の波形を示し、図 7 ( b ) ~ ( e ) はそれぞれ PWM 信号 1 1 , 1 4 , 1 3 , 1 2 の波形を示している。

【 0 0 7 4 】

図 7 ( a ) ~ ( e ) において、正弦波指令値信号 C M の周波数は、たとえば商用周波数である。キャリア信号 C A 1 , C A 2 の周期および位相は同じである。キャリア信号 C A 1 , C A 2 の周期は、正弦波指令値信号 C M の周期よりも十分に小さい。

30

【 0 0 7 5 】

正弦波指令値信号 C M のレベルと正側三角波キャリア信号 C A 1 のレベルの高低が比較される。正弦波指令値信号 C M のレベルが正側三角波キャリア信号 C A 1 のレベルよりも高い場合は、PWM 信号 1 1 , 1 3 がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルにされる。正弦波指令値信号 C M のレベルが正側三角波キャリア信号 C A 1 のレベルよりも低い場合は、PWM 信号 1 1 , 1 3 がそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルにされる。

【 0 0 7 6 】

したがって、正弦波指令値信号 C M のレベルが正である期間では、PWM 信号 1 1 と 1 3 がキャリア信号 C A 1 に同期して交互に「H」レベルにされ、トランジスタQ 1 1 とQ 1 3 が交互にオンされる。また、正弦波指令値信号 C M のレベルが負である期間では、PWM 信号 1 1 , 1 3 はそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルに固定され、トランジスタQ 1 1 がオフ状態に固定されるとともにトランジスタQ 1 3 がオン状態に固定される。

40

【 0 0 7 7 】

正弦波指令値信号 C M のレベルと負側三角波キャリア信号 C A 2 のレベルの高低が比較される。正弦波指令値信号 C M のレベルが負側三角波キャリア信号 C A 2 のレベルよりも高い場合は、PWM 信号 1 2 , 1 4 がそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルにされる。正弦波指令値信号 C M のレベルが負側三角波キャリア信号 C A 2 のレベルよりも低

50

い場合は、PWM信号 12, 14 がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルにされる。

【0078】

したがって、正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では、PWM信号 12, 14 はそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルに固定され、トランジスタQ12 がオフ状態に固定されるとともにトランジスタQ14 がオン状態に固定される。また、正弦波指令値信号CMのレベルが負である期間では、PWM信号 12 と 14 がキャリア信号CA2 に同期して交互に「H」レベルにされ、トランジスタQ12 とQ14 が交互にオンされる。

【0079】

PWM信号が1周期内において「H」レベルにされる時間と、PWM信号の1周期の時間との比はデューティ比と呼ばれる。PWM信号 11 のデューティ比は、正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では、正弦波指令値信号CMの正のピーク(90度)付近で最大になり、ピークから外れるに従って減少し、0度付近と180度付近で0となる。PWM信号 11 のデューティ比は、正弦波指令値信号CMのレベルが負である期間では0に固定される。PWM信号 13 は、PWM信号 11 の反転信号である。

【0080】

PWM信号 12 のデューティ比は、正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では0に固定される。PWM信号 12 のデューティ比は、正弦波指令値信号CMの負のピーク(270度)付近で最大になり、ピークから外れるに従って減少し、180度付近と360度付近で0となる。PWM信号 12 のデューティ比は、正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では0に固定される。PWM信号 14 は、PWM信号 12 の反転信号である。

【0081】

次に、インバータの動作時にトランジスタQ11 ~ Q14 およびダイオードD11 ~ D14 の各々に流れる電流について説明する。図8に示すように、入力端子T11 から出力端子T14 に流れる電流をI11 とし、出力端子T14 から入力端子T12 に流れる電流をI12 とし、入力端子T13 から出力端子T14 に流れる電流をI13 とし、出力端子T14 から入力端子T13 に流れる電流をI14 とする。

【0082】

図9(a) ~ (i) は、インバータの動作を示すタイムチャートである。特に、図9(a) は正弦波指令値信号CM、正側三角波キャリア信号CA1、および負側三角波キャリア信号CA2 の波形を示し、図9(b) (d) (f) (h) はそれぞれPWM信号 11, 14, 13, 12 の波形を示し、図9(c) (e) (g) (i) はそれぞれ電流I11, I14, I13, I12 の波形を示している。電流I11 ~ I14 のうちの正の電流はトランジスタQに流れる電流を示し、負の電流はダイオードDに流れる電流を示している。また、力率が1.0の場合が示されている。

【0083】

図9(a) ~ (i) において、正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では、PWM信号 14, 12 がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルに固定され、PWM信号 11 と 13 が交互に「H」レベルにされる。したがって、トランジスタQ14, Q12 がそれぞれオン状態およびオフ状態に固定され、トランジスタQ11 とQ13 が交互にオンされ、出力端子T14 に直流電圧V1 とV3 が交互に現れる。

【0084】

この期間では、トランジスタQ11 がオンされたときにトランジスタQ11 のオン時間に応じたレベルの電流I11 が流れ、トランジスタQ11 がオフされたときにダイオードD13 およびトランジスタQ14 の経路で電流I11 を補完するレベルの電流I13 が流れる。

【0085】

トランジスタQ12 はオフ状態に固定されているので、トランジスタQ12 に電流は流

10

20

30

40

50

れず、トランジスタQ 1 2でスイッチング損失は発生しない。トランジスタQ 1 3はオン/オフされるが、ダイオードD 1 3に電流が流れ、トランジスタQ 1 3に電流は流れないので、トランジスタQ 1 3においてスイッチング損失は発生しない。トランジスタQ 1 4はオン状態に固定されるので、トランジスタQ 1 4に電流が流れるが、トランジスタQ 1 4でスイッチング損失は発生しない。したがって、この期間では、トランジスタQ 1 1～Q 1 4のうちでトランジスタQ 1 1に流れる電流の実効値が最も大きくなり、トランジスタQ 1 1におけるスイッチング損失が最も大きくなる。

【0086】

トランジスタQ 1 1がオフ状態からオン状態に変化する毎にダイオードD 1 3に逆バイアス電圧が印加され、ダイオードD 1 3が逆回復動作をする。この期間では、他のダイオードD 1 1, D 1 2, D 1 4に電流は流れない。

10

【0087】

正弦波指令値信号CMのレベルが負である期間では、PWM信号 1 3, 1 1がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルに固定され、PWM信号 1 2と 1 4が交互に「H」レベルにされる。したがって、トランジスタQ 1 3, Q 1 1がそれぞれオン状態およびオフ状態に固定され、トランジスタQ 1 2とQ 1 4が交互にオンされ、出力端子T 1 4に直流電圧V 2とV 3が交互に現れる。

【0088】

この期間では、トランジスタQ 1 2がオンされたときにトランジスタQ 1 2のオン時間に応じたレベルの電流I 1 2が流れ、トランジスタQ 1 2がオフされたときにダイオードD 1 4およびトランジスタQ 1 3の経路で電流I 1 3が流れる。

20

【0089】

トランジスタQ 1 1はオフ状態に固定されているので、トランジスタQ 1 1に電流は流れず、トランジスタQ 1 1でスイッチング損失は発生しない。トランジスタQ 1 4はオン/オフされるが、ダイオードD 1 4に電流が流れ、トランジスタQ 1 4に電流は流れないので、トランジスタQ 1 4でスイッチング損失は発生しない。トランジスタQ 1 3はオン状態に固定されるので、トランジスタQ 1 3に電流が流れるが、トランジスタQ 1 3でスイッチング損失は発生しない。したがって、この期間では、トランジスタQ 1 1～Q 1 4のうちでトランジスタQ 1 2に流れる電流の実効値が最も大きくなり、トランジスタQ 1 2におけるスイッチング損失が最も大きくなる。

30

【0090】

また、トランジスタQ 1 2がオフ状態からオン状態に変化する毎にダイオードD 1 4に逆バイアス電圧が印加され、ダイオードD 1 4が逆回復動作をする。また、この期間では、他のダイオードD 1 1, D 1 2, D 1 3に電流は流れない。

【0091】

まとめると、トランジスタQ 1 1, Q 1 2には大きな電流が流れ、トランジスタQ 1 1, Q 1 2においてスイッチング損失が発生する。トランジスタQ 1 3, Q 1 4にはトランジスタQ 1 1, Q 1 2よりも小さな電流が流れ、トランジスタQ 1 3, Q 1 4においてスイッチング損失は発生しない。

【0092】

40

このため上記のように、トランジスタQ 1 1, Q 1 2として、ワイドバンドギャップ半導体であるSiCを用いて形成され、定格電流が大きな値(たとえば600A)のNチャネルMOSトランジスタを使用することにより、スイッチング損失の低減化を図っている。また、トランジスタQ 1 3, Q 1 4としては、ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体であるSiを用いて形成され、定格電流が小さな値(たとえば450A)のIGBTを使用し、低コスト化を図っている。

【0093】

ダイオードD 1 3, D 1 4にはトランジスタQ 1 3, Q 1 4と同程度の電流が流れ、ダイオードD 1 3, D 1 4は逆回復動作をする。ダイオードD 1 1, D 1 2には電流は流れない。なお、ダイオードD 1 1, D 1 2は、周知のように、負荷としてインダクタが使用

50

された場合に、インダクタで発生した電圧からトランジスタQ 1 1 , Q 1 2 を保護するために設けられている。

【 0 0 9 4 】

このため上記のように、ダイオードD 1 3 , D 1 4 として、ワイドバンドギャップ半導体であるS i Cを用いて形成され、定格電流がトランジスタQ 1 3 , Q 1 4 と同程度の値(たとえば5 0 0 A)のショットキーバリアダイオードを使用することにより、逆回復動作時におけるリカバリ損失の低減化を図っている。ダイオードD 1 1 , D 1 2 としては、ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体であるS iを用いて形成され、定格電流が小さな値(たとえば3 0 0 A)のダイオードを使用し、低コスト化を図っている。

【 0 0 9 5 】

図1 0は、図6に示したインバータ3の外観を示す図である。図1 0において、インバータ3は、1つの半導体モジュールM 2を備える。半導体モジュールM 2の内部には、トランジスタQ 1 1 ~ Q 1 4 とダイオードD 1 1 ~ D 1 4 が設けられている。半導体モジュールM 2の外部には、入力端子T 1 1 ~ T 1 3 と出力端子T 1 4 が設けられている。さらに、半導体モジュールM 2の外部には、トランジスタQ 1 1 ~ Q 1 4 のゲートにPWM信号 1 1 ~ 1 4 を与えるための4つの信号端子が設けられているが、図面の簡単化のため、4つの信号端子の図示は省略されている。

【 0 0 9 6 】

以上のように、この実施の形態2では、電流をオン/オフするトランジスタQ 1 1 , Q 1 2 としてワイドバンドギャップ半導体で形成されたNチャンネルM O S トランジスタを使用し、電流をオン/オフしないトランジスタQ 1 3 , Q 1 4 としてワイドバンドギャップ半導体以外の半導体で形成されたI G B Tを使用したので、スイッチング損失の低減化と低コスト化を図ることができる。

【 0 0 9 7 】

さらに、逆回復動作をするダイオードD 1 3 , D 1 4 としてワイドバンドギャップ半導体で形成されたショットキーバリアダイオードを使用し、逆回復動作をしないダイオードD 1 1 , D 1 2 としてワイドバンドギャップ半導体以外の半導体で形成されたダイオードを使用したので、リカバリ損失の低減化と低コスト化を図ることができる。

【 0 0 9 8 】

なお、この実施の形態2では、ワイドバンドギャップ半導体としてS i Cを使用したのが、これに限るものではなく、ワイドバンドギャップ半導体であれば他のどのような半導体を使用しても構わない。たとえば、ワイドバンドギャップ半導体としてG a N (ガリウム・ナイトライド)を使用してもよい。

【 0 0 9 9 】

[ 実施の形態3 ]

図1 1は、この発明の実施の形態3による無停電電源装置に含まれるインバータの構成を示す回路図であって、図6と対比される図である。図1 1を参照して、このインバータが図6のインバータ3と異なる点は、トランジスタQ 1 3 およびダイオードD 1 3 の並列接続体とトランジスタQ 1 4 およびダイオードD 1 4 の並列接続体とが置換されている点である。

【 0 1 0 0 】

トランジスタQ 1 3 , Q 1 4 のエミッタは互いに接続され、それらのコレクタはそれぞれ入力端子T 1 3 および出力端子T 1 4 に接続されている。トランジスタQ 1 1 ~ Q 1 4 は、それぞれPWM信号 1 1 ~ 1 4 によって制御される。出力端子T 1 4 に直流電圧V 1 , V 3 を交互に出力する場合は、トランジスタQ 1 4 がオンされるとともにトランジスタQ 1 1 , Q 1 3 が交互にオンされる。また、出力端子T 1 4 に直流電圧V 2 , V 3 を交互に出力する場合は、トランジスタQ 1 3 がオンされるとともにトランジスタQ 1 2 , Q 1 4 が交互にオンされる。

【 0 1 0 1 】

他の構成および動作は、実施の形態2と同じであるので、その説明は繰り返さない。こ

10

20

30

40

50

の実施の形態 3 でも、実施の形態 2 と同じ効果が得られる。

【 0 1 0 2 】

[ 実施の形態 4 ]

図 1 2 は、この発明の実施の形態 4 による無停電電源装置に含まれるインバータの構成を示す回路図であって、図 6 と対比される図である。図 1 2 を参照して、このインバータが図 6 のインバータ 3 と異なる点は、トランジスタ Q 1 3 , Q 1 4 のコレクタとダイオード D 1 3 , D 1 4 のカソードが切り離され、トランジスタ Q 1 3 のコレクタとダイオード D 1 4 のカソードが接続され、トランジスタ Q 1 4 のコレクタとダイオード D 1 3 のカソードが接続されている点である。

【 0 1 0 3 】

トランジスタ Q 1 1 ~ Q 1 4 は、それぞれ PWM 信号 1 1 ~ 1 4 によって制御される。出力端子 T 1 4 に直流電圧 V 1 , V 3 を交互に出力する場合は、トランジスタ Q 1 4 がオンされるとともにトランジスタ Q 1 1 , Q 1 3 が交互にオンされる。また、出力端子 T 1 4 に直流電圧 V 2 , V 3 を交互に出力する場合は、トランジスタ Q 1 3 がオンされるとともにトランジスタ Q 1 2 , Q 1 4 が交互にオンされる。

【 0 1 0 4 】

他の構成および動作は、実施の形態 2 と同じであるので、その説明は繰り返さない。この実施の形態 4 でも、実施の形態 2 と同じ効果が得られる。

【 0 1 0 5 】

[ 実施の形態 5 ]

図 1 3 は、この発明の実施の形態 5 による無停電電源装置の構成を示す回路ブロック図である。図 1 4 は、図 1 3 に示したコンバータ 2 2 およびインバータ 2 4 の構成を示す回路図である。図 1 5 は、図 1 3 に示した双方向チョッパ 2 3 の構成を示す回路図である。図 1 3 ~ 図 1 5 において、無停電電源装置は、入力フィルタ 2 1、コンバータ 2 2、直流正母線 L 1、直流負母線 L 2、直流中性点母線 L 3、コンデンサ C 1 , C 2、双方向チョッパ 2 3、インバータ 2 4、および出力フィルタ 2 5 を備える。図面の簡単化のため、コンバータ 2 2、双方向チョッパ 2 3、およびインバータ 2 4 を制御する制御装置の図示は省略されている。

【 0 1 0 6 】

入力フィルタ 2 1 は、リアクトル 3 1 ~ 3 3 およびコンデンサ 3 4 ~ 3 6 を含む。リアクトル 3 1 ~ 3 3 の一方端子は商用交流電源 2 0 からの三相交流電圧 V U , V V , V W をそれぞれ受け、それらの他方端子はコンバータ 2 2 の入力端子 T 0 a ~ T 0 c に接続される。コンデンサ 3 4 ~ 3 6 の一方電極はそれぞれリアクトル 3 1 ~ 3 3 の一方端子に接続され、それらの他方電極はともに中性点 N P に接続される。リアクトル 3 1 ~ 3 3 およびコンデンサ 3 4 ~ 3 6 は、低域通過フィルタを構成する。入力フィルタ 2 1 は、商用交流電源 2 0 からの商用周波数の三相交流電力をコンバータ 2 2 に通過させるとともに、コンバータ 2 2 で発生するキャリア周波数の信号が商用交流電源 2 0 側に通過するのを防止する。

【 0 1 0 7 】

直流正母線 L 1、直流負母線 L 2、および直流中性点母線 L 3 の一方端はそれぞれコンバータ 2 2 の出力端子 T 1 , T 2 , T 3 に接続され、それらの他方端はそれぞれインバータ 2 4 の入力端子 T 1 1 , T 1 2 , T 1 3 に接続される。コンデンサ C 1 は母線 L 1 , L 3 間に接続され、コンデンサ C 2 は母線 L 3 , L 2 間に接続される。母線 L 1 ~ L 3 は、双方向チョッパ 2 3 を介してバッテリー B 1 1 に接続される。

【 0 1 0 8 】

コンバータ 2 2 は、図 1 4 に示すように、入力端子 T 0 a ~ T 0 c、出力端子 T 1 ~ T 3、ダイオード D 1 a ~ D 1 c , D 2 a ~ D 2 c、トランジスタ Q 1 a ~ Q 1 c , Q 2 a ~ Q 2 c、および双方向スイッチ S 1 a ~ S 1 c を含む。入力端子 T 0 a ~ T 0 c は、商用交流電源 2 0 から入力フィルタ 2 1 を介して供給される三相交流電圧 V U , V V , V W をそれぞれ受ける。

10

20

30

40

50

## 【0109】

ダイオードD1a～D1cのアノードは、それぞれ入力端子T0a～T0cに接続され、それらのカソードはともに出力端子T1に接続される。ダイオードD2a～D2cのアノードはともに出力端子T2に接続され、それらのカソードはそれぞれ入力端子T0a～T0cに接続される。

## 【0110】

トランジスタQ1a～Q1cのコレクタはともに出力端子T1に接続され、それらのエミッタはそれぞれ入力端子T0a～T0cに接続される。トランジスタQ2a～Q2cのコレクタはそれぞれ入力端子T0a～T0cに接続され、それらのエミッタはともに出力端子T2に接続される。

10

## 【0111】

トランジスタQ1a～Q1cは、制御装置(図示せず)からのPWM信号1a, 1b, 1cによってそれぞれ制御される。PWM信号1a, 1b, 1cの波形は、図2(c)で示したPWM信号1Bの反転信号と同様である。PWM信号1a, 1b, 1cの位相は、それぞれ三相交流電圧VU, VV, VWの位相に同期しており、120度ずつずれている。

## 【0112】

トランジスタQ2a～Q2cは、制御装置(図示せず)からのPWM信号2a, 2b, 2cによってそれぞれ制御される。PWM信号2a, 2b, 2cの波形は、図2(b)で示したPWM信号2Bの反転信号と同様である。PWM信号2a, 2b, 2cの位相は、それぞれ三相交流電圧VU, VV, VWの位相に同期しており、120度ずつずれている。

20

## 【0113】

双方向スイッチS1a～S1cの一方端子はそれぞれ入力端子T0a～T0cに接続され、それらの他方端子はともに出力端子T3に接続される。双方向スイッチS1a～S1cの各々は、図1で示したように、ダイオードD3～D6およびNチャネルMOSトランジスタQ3を含む。

## 【0114】

ダイオードD3のアノードおよびダイオードD5のカソードはともに入力端子T0a(またはT0b、またはT0c)に接続される。ダイオードD4のアノードおよびダイオードD6のカソードはともに出力端子T3に接続される。ダイオードD3, D4のカソードは互いに接続され、ダイオードD5, D6のアノードは互いに接続される。トランジスタQ3のドレインはダイオードD3, D4のカソードに接続され、トランジスタQ3のソースはダイオードD5, D6のアノードに接続される。

30

## 【0115】

双方向スイッチS1a～S1cのトランジスタQ3は、制御装置(図示せず)からのPWM信号3a, 3b, 3cによってそれぞれ制御される。PWM信号3a, 3b, 3cの波形は、図2(d)で示したPWM信号3と同様である。PWM信号3a, 3b, 3cの位相は、それぞれ三相交流電圧VU, VV, VWの位相に同期しており、120度ずつずれている。

40

## 【0116】

すなわち、入力端子T0a、出力端子T1～T3、ダイオードD1a, D2a、トランジスタQ1a, Q2a、および双方向スイッチS1aは、図1で示したコンバータを構成しており、交流電圧VUを直流電圧V1～V3に変換して出力端子T1～T3に出力する。入力端子T0b、出力端子T1～T3、ダイオードD1b, D2b、トランジスタQ1b, Q2b、および双方向スイッチS1bは、図1で示したコンバータを構成しており、交流電圧VVを直流電圧V1～V3に変換して出力端子T1～T3に出力する。

## 【0117】

入力端子T0c、出力端子T1～T3、ダイオードD1c, D2c、トランジスタQ1c, Q2c、および双方向スイッチS1cは、図1で示したコンバータを構成しており、

50

交流電圧  $VW$  を直流電圧  $V1 \sim V3$  に変換して出力端子  $T1 \sim T3$  に出力する。コンバータ 22 は、三相交流電圧  $VU, VV, VW$  を直流電圧  $V1 \sim V3$  に変換して出力端子  $T1 \sim T3$  に出力する。

【0118】

実施の形態 1 で説明したように、ダイオード  $D1a \sim D1c, D2a \sim D2c$  と双方向スイッチ  $S1a \sim S1c$  のトランジスタ  $Q3$  はワイドバンドギャップ半導体で形成され、トランジスタ  $Q1a \sim Q1c, Q2a \sim Q2c$  と双方向スイッチ  $S1a \sim S1c$  のダイオード  $D3 \sim D6$  はワイドバンドギャップ半導体以外の半導体で形成される。ダイオード  $D1a \sim D1c, D2a \sim D2c$  の各々の定格電流は、トランジスタ  $Q1a \sim Q1c, Q2a \sim Q2c$ 、ダイオード  $D3 \sim D6$  およびトランジスタ  $Q3$  の各々の定格電流よりも大きい。トランジスタ  $Q1a \sim Q1c, Q2a \sim Q2c$  の各々の定格電流は、ダイオード  $D1a \sim D1c, D2a \sim D2c, D3 \sim D6$  およびトランジスタ  $Q3$  の各々の定格電流よりも小さい。

10

【0119】

コンバータ 22 は、商用交流電源 20 から三相交流電力が正常に供給されている通常時は、商用交流電源 20 から入力フィルタ 21 を介して供給される三相交流電力を直流電力に変換し、その直流電力を双方向チョッパ 23 を介してバッテリー  $B11$  に供給するとともに、インバータ 24 に供給する。バッテリー  $B11$  は、直流電力を蓄える。

【0120】

換言すると、コンバータ 22 は、制御装置(図示せず)から与えられる PWM 信号  $1a \sim 1c, 2a \sim 2c, 3a \sim 3c$  によって制御され、商用交流電源 20 から入力フィルタ 21 を介して供給される三相交流電圧  $VU, VV, VW$  に基づいて直流電圧  $V1 \sim V3$  を生成し、生成した直流電圧  $V1 \sim V3$  をそれぞれ直流正母線  $L1$ 、直流負母線  $L2$ 、および直流中性点母線  $L3$  に与える。なお、出力端子  $T3$  を接地すれば、直流電圧  $V1 \sim V3$  はそれぞれ正電圧、負電圧、 $0V$  となる。

20

【0121】

負荷 26 で回生電力が発生して出力端子  $T1$  の電圧  $V1$  が定格電圧  $V1R$  よりも高くなった場合は、出力端子  $T1$  からトランジスタ  $Q1a \sim Q1c$  を介して入力端子  $T0a \sim T0c$  に電流が流れ、出力端子  $T1$  の電圧  $V1$  が定格電圧  $V1R$  まで低下する。負荷 26 で回生電力が発生して出力端子  $T2$  の電圧  $V2$  が定格電圧  $V2R$  よりも低下した場合は、入力端子  $T0a \sim T0c$  からトランジスタ  $Q2a \sim Q2c$  を介して出力端子  $T2$  に電流が流れ、出力端子  $T2$  の電圧  $V2$  が定格電圧  $V2R$  まで上昇する。

30

【0122】

直流電圧  $V1 \sim V3$  は、コンデンサ  $C1, C2$  によって平滑化される。直流電圧  $V1 \sim V3$  は、双方向チョッパ 23 を介してバッテリー  $B11$  に供給されるとともに、インバータ 24 に供給される。商用交流電源 20 からの交流電力の供給が停止された停電時は、トランジスタ  $Q1a \sim Q1c, Q2a \sim Q2c, Q3$  はオフ状態に固定され、コンバータ 22 の運転は停止される。

【0123】

双方向チョッパ 23 は、商用交流電源 20 から三相交流電力が供給されている場合は、コンデンサ  $C1, C2$  からバッテリー  $B11$  に直流電力を供給し、商用交流電源 20 から三相交流電力の供給が停止された場合、すなわち停電時は、バッテリー  $B11$  からコンデンサ  $C1, C2$  に直流電力を供給する。

40

【0124】

すなわち図 15 に示すように、双方向チョッパ 23 は、端子  $T21 \sim T25$ 、トランジスタ  $Q21 \sim Q24$ 、ダイオード  $D21 \sim D24$ 、およびノーマルモードリアクトル(直流リアクトル) 40 を含む。端子  $T21 \sim T23$  は、それぞれ直流正母線  $L1$ 、直流負母線  $L2$ 、および直流中性点母線  $L3$  に接続される。端子  $T24, T25$  は、それぞれバッテリー  $B11$  の正極および負極に接続される。

【0125】

50

トランジスタQ 2 1 , Q 2 2 は端子T 2 1 , T 2 3 間に直列接続され、トランジスタQ 2 3 , Q 2 4 は端子T 2 3 , T 2 2 間に直列接続される。ダイオードD 2 1 ~ D 2 4 は、それぞれトランジスタQ 2 1 ~ Q 2 4 に逆並列に接続される。ノーマルモードリアクトル4 0 は、トランジスタQ 2 1 , Q 2 2 間のノードと端子T 2 4 との間に接続されたコイル4 1 と、端子T 2 5 とトランジスタQ 2 3 , Q 2 4 間のノードとの間に接続されたコイル4 2 とを含む。

【 0 1 2 6 】

トランジスタQ 2 1 ~ Q 2 4 の各々は、ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体であるS i (シリコン)を用いて形成されたI G B Tである。ダイオードD 2 1 ~ D 2 4 の各々は、ワイドバンドギャップ半導体以外の半導体であるS i (シリコン)を用いて形成されている。

10

【 0 1 2 7 】

商用交流電源2 0 から三相交流電力が供給されている場合、コンデンサC 1 , C 2 から双方向チョッパ2 3 を介してバッテリーB 1 1 に直流電力が供給され、バッテリーB 1 1 が充電される。この場合、トランジスタQ 2 2 , Q 2 3 はオフ状態に固定され、トランジスタQ 2 1 , Q 2 4 が交互にオンにされる。

【 0 1 2 8 】

すなわち、第1バッテリー充電モードでは、トランジスタQ 2 2 ~ Q 2 4 がオフするとともに、トランジスタQ 2 1 がオンする。これにより、端子T 2 1 からトランジスタQ 2 1 、コイル4 1 、バッテリーB 1 1 、コイル4 2 、およびダイオードD 2 3 を介して端子T 2 3 に電流が流れ、コンデンサC 1 が放電されてバッテリーB 1 1 が充電される。

20

【 0 1 2 9 】

また、第2バッテリー充電モードでは、トランジスタQ 2 2 , Q 2 3 がオフするとともに、トランジスタQ 2 1 , Q 2 4 がオンする。これにより、端子T 2 1 からトランジスタQ 2 1 、コイル4 1 、バッテリーB 1 1 、コイル4 2 、およびトランジスタQ 2 4 を介して端子T 2 2 に電流が流れ、コンデンサC 1 , C 2 が放電されてバッテリーB 1 1 が充電される。

【 0 1 3 0 】

第3バッテリー充電モードでは、トランジスタQ 2 1 ~ Q 2 3 がオフするとともに、トランジスタQ 2 4 がオンする。これにより、端子T 2 3 からダイオードD 2 2 、コイル4 1 、バッテリーB 1 1 、コイル4 2 、およびトランジスタQ 2 4 を介して端子T 2 2 に電流が流れ、コンデンサC 2 が放電されてバッテリーB 1 1 が充電される。

30

【 0 1 3 1 】

第1バッテリー充電モードと第3バッテリー充電モードは、交互に行なわれる。第1バッテリー充電モードと第3バッテリー充電モードの期間では、コイル4 1 , 4 2 に蓄えられた電磁エネルギーが放出されて、ダイオードD 2 2 、コイル4 1 、バッテリーB 1 1 、コイル4 2 、およびダイオードD 2 3 の経路に電流が流れ、バッテリーB 1 1 が充電される。第2バッテリー充電モードは、第1バッテリー充電モードと第3バッテリー充電モードが重なっているモードである。

【 0 1 3 2 】

商用交流電源2 0 からの三相交流電力の供給が停止されている場合、バッテリーB 1 1 から双方向チョッパ2 3 を介してコンデンサC 1 , C 2 に直流電力が供給され、コンデンサC 1 , C 2 が充電される。この場合、トランジスタQ 2 1 , Q 2 4 はオフ状態に固定され、トランジスタQ 2 2 , Q 2 3 が交互にオンにされる。

40

【 0 1 3 3 】

すなわち、第1バッテリー放電モードでは、トランジスタQ 2 1 , Q 2 3 , Q 2 4 がオフするとともに、トランジスタQ 2 2 がオンする。これにより、バッテリーB 1 1 の正電極からコイル4 1 、トランジスタQ 2 2 、コンデンサC 2 、ダイオードD 2 4 、およびコイル4 2 を介してバッテリーB 1 1 の負電極に電流が流れ、バッテリーB 1 1 が放電されてコンデンサC 2 が充電される。

50

## 【 0 1 3 4 】

第2バッテリー放電モードでは、トランジスタQ 2 1 ~ Q 2 4 がオフする。これにより、バッテリーB 1 1 の正電極からコイル4 1、ダイオードD 2 1、コンデンサC 1、C 2、ダイオードD 2 4、およびコイル4 2を介してバッテリーB 1 1 の負電極に電流が流れ、バッテリーB 1 1 が放電されてコンデンサC 1、C 2が充電される。

## 【 0 1 3 5 】

第3バッテリー放電モードでは、トランジスタQ 2 1、Q 2 2、Q 2 4 がオフするとともに、トランジスタQ 2 3 がオンする。これにより、バッテリーB 1 1 の正電極からコイル4 1、ダイオードD 2 1、コンデンサC 1、トランジスタQ 2 3、およびコイル4 2を介してバッテリーB 1 1 の負電極に電流が流れ、バッテリーB 1 1 が放電されてコンデンサC 1が充電される。

10

## 【 0 1 3 6 】

第1バッテリー放電モードと第3バッテリー放電モードは、交互に行なわれる。第1バッテリー放電モードと第3バッテリー放電モードの間の期間において、端子T 2 1、T 2 2間の電圧がバッテリーB 1 1 の電圧よりも低下している場合は、第2バッテリー放電モードが行なわれる。

## 【 0 1 3 7 】

インバータ2 4は、図1 4に示すように、入力端子T 1 1 ~ T 1 3、出力端子T 1 4 a ~ T 1 4 c、トランジスタQ 1 1 a ~ Q 1 1 c、Q 1 2 a ~ Q 1 2 c、ダイオードD 1 1 a ~ D 1 1 c、D 1 2 a ~ D 1 2 c、および双方向スイッチS 2 a ~ S 2 cを含む。入力端子T 1 1 ~ T 1 3は、それぞれ直流正母線L 1、直流負母線L 2、および直流中性点母線L 3に接続される。

20

## 【 0 1 3 8 】

トランジスタQ 1 1 a ~ Q 1 1 cのドレインはともに入力端子T 1 1に接続され、それらのソースはそれぞれ出力端子T 1 4 a ~ T 1 4 cに接続される。トランジスタQ 1 2 a ~ Q 1 2 cのドレインはそれぞれ出力端子T 1 4 a ~ T 1 4 cに接続され、それらのソースはともに入力端子T 1 2に接続される。ダイオードD 1 1 a ~ D 1 1 c、D 1 2 a ~ D 1 2 cは、それぞれトランジスタQ 1 1 a ~ Q 1 1 c、Q 1 2 a ~ Q 1 2 cに逆並列に接続される。

## 【 0 1 3 9 】

双方向スイッチS 2 a ~ S 2 cの一方端子はともに入力端子T 1 3に接続され、それらの他方端子はそれぞれ出力端子T 1 4 a ~ T 1 4 cに接続される。双方向スイッチS 2 a ~ S 2 cの各々は、図6で示したように、トランジスタQ 1 3、Q 1 4およびダイオードD 1 3、D 1 4を含む。

30

## 【 0 1 4 0 】

トランジスタQ 1 3、Q 1 4のコレクタは互いに接続され、トランジスタQ 1 3のエミッタは入力端子T 1 3に接続され、トランジスタQ 1 4のエミッタは出力端子T 1 4 a (またはT 1 4 b、またはT 1 4 c)に接続される。ダイオードD 1 3、D 1 4は、それぞれトランジスタQ 1 3、Q 1 4に逆並列に接続されている。

## 【 0 1 4 1 】

トランジスタQ 1 1 a ~ Q 1 1 cは、制御装置(図示せず)からのPWM信号 1 1 a、1 1 b、1 1 cによってそれぞれ制御される。PWM信号 1 1 a、1 1 b、1 1 cの波形は、図7 (b)で示したPWM信号 1 1と同様である。PWM信号 1 1 a、1 1 b、1 1 cの位相は、それぞれ三相交流電圧V U、V V、V Wの位相に同期しており、1 2 0度ずつずれている。

40

## 【 0 1 4 2 】

トランジスタQ 1 2 a ~ Q 1 2 cは、制御装置(図示せず)からのPWM信号 1 2 a、1 2 b、1 2 cによってそれぞれ制御される。PWM信号 1 2 a、1 2 b、1 2 cの波形は、図7 (e)で示したPWM信号 1 2と同様である。PWM信号 1 2 a、1 2 b、1 2 cの位相は、それぞれ三相交流電圧V U、V V、V Wの位相に同期し

50

ており、120度ずつずれている。

【0143】

双方向スイッチS2a～S2cのトランジスタQ13は、制御装置(図示せず)からのPWM信号13a, 13b, 13cによってそれぞれ制御される。PWM信号13a, 13b, 13cは、図7(d)で示したように、それぞれPWM信号11a, 11b, 11cの相補信号である。

【0144】

双方向スイッチS2a～S2cのトランジスタQ14は、制御装置(図示せず)からのPWM信号14a, 14b, 14cによってそれぞれ制御される。PWM信号14a, 14b, 14cは、図7(c)で示したように、それぞれPWM信号12a, 12b, 12cの相補信号である。

10

【0145】

すなわち、入力端子T11～T13、出力端子T14a、トランジスタQ11a, Q12a、ダイオードD11a, D12a、および双方向スイッチS2aは、図6で示したインバータを構成しており、直流電圧V1～V3を交流電圧V4aに変換して出力端子T14aに出力する。

【0146】

入力端子T11～T13、出力端子T14b、トランジスタQ11b, Q12b、ダイオードD11b, D12b、および双方向スイッチS2bは、図6で示したインバータを構成しており、直流電圧V1～V3を交流電圧V4bに変換して出力端子T14bに出力する。

20

【0147】

入力端子T11～T13、出力端子T14c、トランジスタQ11c, Q12c、ダイオードD11c, D12c、および双方向スイッチS2cは、図6で示したインバータを構成しており、直流電圧V1～V3を交流電圧V4cに変換して出力端子T14cに出力する。交流電圧V4a～V4cはそれぞれ三相交流電圧VU, VV, VWに同期して変化し、交流電圧V4a～V4cの位相は120度ずつずれている。

【0148】

実施の形態2で説明したように、トランジスタQ11a～Q11c, Q12a～Q12cおよび双方向スイッチS2a～S2cのダイオードD13, D14はワイドバンドギャップ半導体で形成され、ダイオードD11a～D11c, D12a～D12cおよび双方向スイッチS2a～S2cのトランジスタQ13, Q14はワイドバンドギャップ半導体以外の半導体で形成される。トランジスタQ11a～Q11c, Q12a～Q12cの各々の定格電流は、トランジスタQ13, Q14およびダイオードD11a～D11c, D12a～D12c, D13, D14の各々の定格電流よりも大きい。

30

【0149】

インバータ24は、商用交流電源20から三相交流電力が正常に供給されている通常時は、コンバータ22で生成された直流電力を三相交流電力に変換し、商用交流電源20からの交流電力の供給が停止された停電時は、バッテリーB11から双方向チョッパ23を介して供給される直流電力を三相交流電力に変換する。

40

【0150】

換言すると、インバータ24は、通常時はコンバータ22から母線L1～L3を介して供給される直流電圧V1～V3に基づいて三相交流電圧V4a～V4cを生成し、停電時はバッテリーB11から双方向チョッパ23および母線L1～L3を介して供給される直流電圧V1～V3に基づいて三相交流電圧V4a～V4cを生成する。

【0151】

出力フィルタ25は、図13に示すように、リアクトル51～53およびコンデンサ54～56を含む。リアクトル51～53の一方端子はそれぞれインバータ24の出力端子T14a～T14cに接続され、それらの他方端子は負荷26に接続される。コンデンサ54～56の一方電極はそれぞれリアクトル51～53の他方端子に接続され、それらの

50

他方電極はともに中性点N Pに接続される。リアクトル5 1 ~ 5 3およびコンデンサ5 4 ~ 5 6は低域通過フィルタを構成する。

【0 1 5 2】

出力フィルタ2 5は、インバータ2 4から出力される交流電力のうちの商用周波数の交流電力を負荷2 6に通過させるとともに、インバータ2 4で発生するキャリア周波数の信号が負荷2 6側に通過するのを防止する。換言すると、出力フィルタ2 5は、インバータ2 4の出力電圧V 4 a ~ V 4 cを商用周波数の正弦波の三相交流電圧V R , V S , V Tに変換して負荷2 6に供給する。負荷2 6は、三相交流電圧V R , V S , V Tによって駆動される。

【0 1 5 3】

制御装置(図示せず)は、商用交流電源2 0からの三相交流電圧V U , V V , V W、負荷2 6に出力される三相交流電圧V R , V S , V T、直流電圧V 1 ~ V 3、バッテリーB 1 1の端子間電圧などをモニタしながら、PWM信号を供給することにより、コンバータ2 2、双方向チョッパ2 3、およびインバータ2 4を制御する。

【0 1 5 4】

次に、この無停電電源装置の動作について説明する。商用交流電源2 0から三相交流電力が正常に供給されている通常時は、商用交流電源2 0からの交流電力が入力フィルタ2 1を介してコンバータ2 2に供給され、コンバータ2 2によって直流電力に変換される。コンバータ2 2で生成された直流電力は、双方向チョッパ2 3を介してバッテリーB 1 1に蓄えられるとともにインバータ2 4に供給され、インバータ2 4によって商用周波数の三相交流電力に変換される。インバータ2 4で生成された三相交流電力は、出力フィルタ2 5を介して負荷2 6に供給され、負荷2 6が運転される。

【0 1 5 5】

負荷2 6で回生電力が発生した場合、その回生電力は出力フィルタ2 5、インバータ2 4、母線L 1 ~ L 3、コンバータ2 2、および入力フィルタ2 1を介して商用交流電源2 0に戻される。

【0 1 5 6】

商用交流電源2 0からの交流電力の供給が停止された停電時は、コンバータ2 2の運転が停止されるとともに、バッテリーB 1 1の直流電力が双方向チョッパ2 3を介してインバータ2 4に供給され、インバータ2 4によって商用周波数の三相交流電力に変換される。インバータ2 4で生成された三相交流電力は、出力フィルタ2 5を介して負荷2 6に供給され、負荷2 6の運転が継続される。

【0 1 5 7】

したがって、停電が発生した場合でも、バッテリーB 1 1に直流電力が蓄えられている限りは負荷2 6の運転が継続される。商用交流電源2 0からの交流電力の供給が再開された場合は、コンバータ2 2の運転が再開され、コンバータ2 2で生成された直流電力が双方向チョッパ2 3を介してバッテリーB 1 1に供給されるとともにインバータ2 4に供給され、元の状態に戻る。この実施の形態5でも、実施の形態1 ~ 4と同じ効果が得られる。

【0 1 5 8】

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説明でなくて請求の範囲によって示され、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。

【符号の説明】

【0 1 5 9】

T 0 , T 0 a ~ T 0 c , T 1 1 ~ T 1 3 入力端子、T 1 ~ T 3 , T 1 4 , T 1 4 a ~ T 1 4 c 出力端子、T 2 1 ~ T 2 5 端子、Q 1 ~ Q 3 , Q 1 a ~ Q 1 c , Q 2 a ~ Q 2 c , Q 1 1 ~ Q 1 4 , Q 1 1 a ~ Q 1 1 c , Q 1 2 a ~ Q 1 2 c , Q 2 1 ~ Q 2 4 トランジスタ、D 1 ~ D 6 , D 1 a ~ D 1 c , D 2 a ~ D 2 c , D 1 1 ~ D 1 4 , D 1 1 a ~ D 1 1 c , D 1 2 a ~ D 1 2 c , D 2 1 ~ D 2 4 ダイオード、B 1 , B 2 , B 1 1 バッテリー、M 1 , M 2 半導体モジュール、1 , 2 1 入力フィルタ、2 , 2 2 コンバ

10

20

30

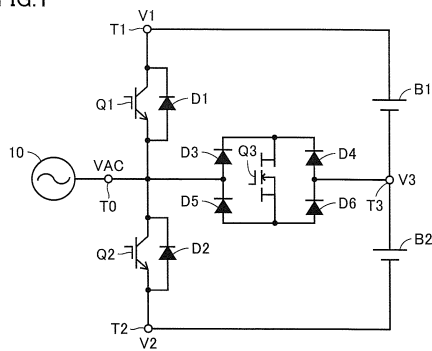
40

50

ータ、L 1 直流正母線、L 2 直流負母線、L 3 直流中性点母線、C 1 , C 2 , 3 4 ~ 3 6 , 5 4 ~ 5 6 コンデンサ、3 , 2 4 インバータ、4 , 2 5 出力フィルタ、5 制御装置、1 0 , 2 0 商用交流電源、1 1 , 2 6 負荷、2 3 双方向チョッパ、3 1 ~ 3 3 , 5 1 ~ 5 3 リアクトル、S 1 a ~ S 1 c , S 2 a ~ S 2 c 双方向スイッチ、4 0 ノーマルモードリアクトル、4 1 , 4 2 コイル。

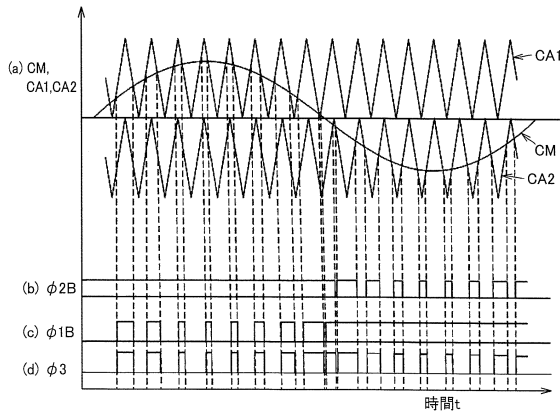
【 図 1 】

FIG.1



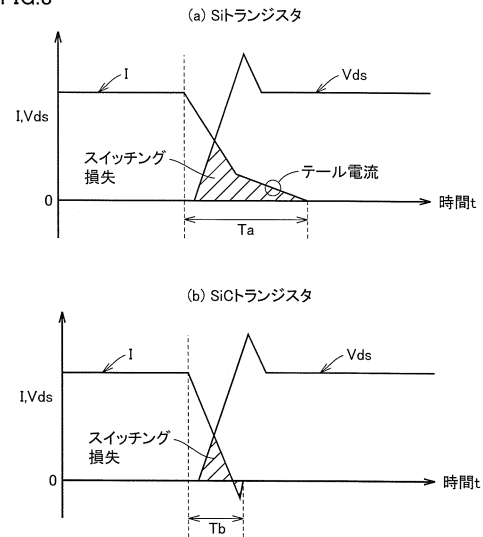
【 図 2 】

FIG.2



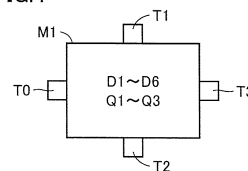
【 図 3 】

FIG.3



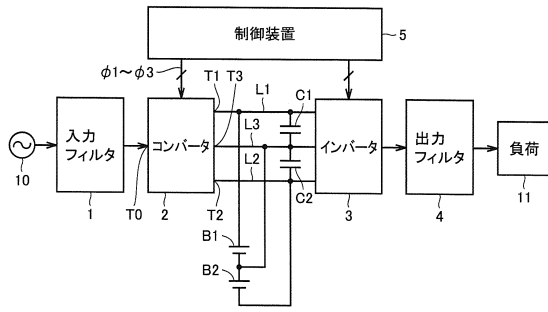
【 図 4 】

FIG.4



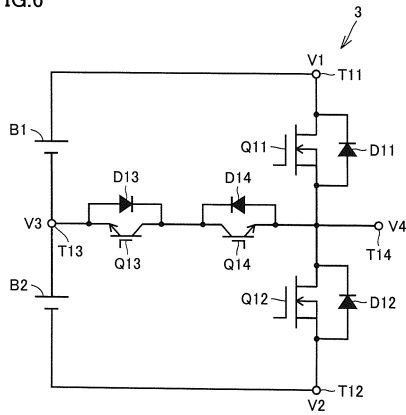
【 図 5 】

FIG.5



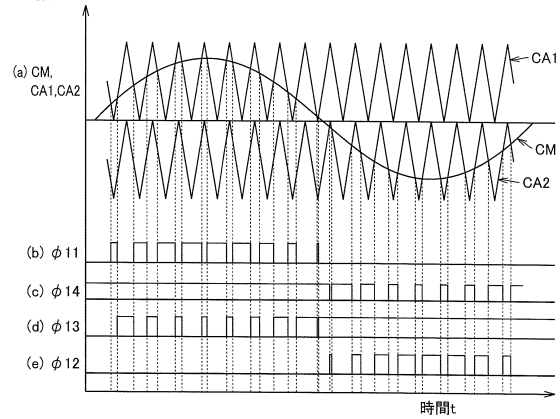
【 図 6 】

FIG.6



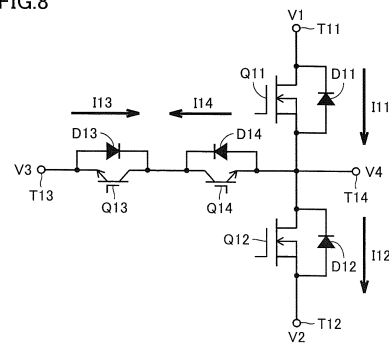
【 図 7 】

FIG.7



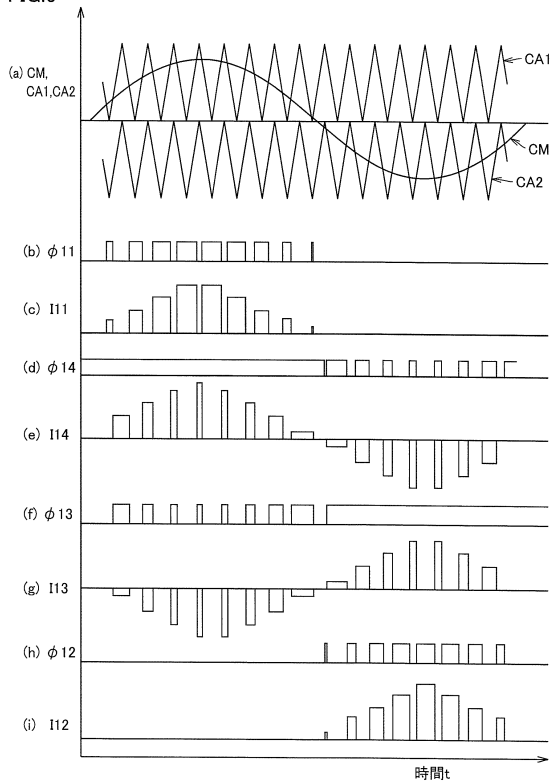
【 図 8 】

FIG.8



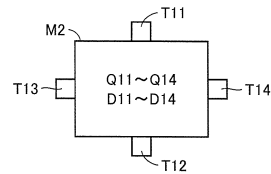
【 図 9 】

FIG.9



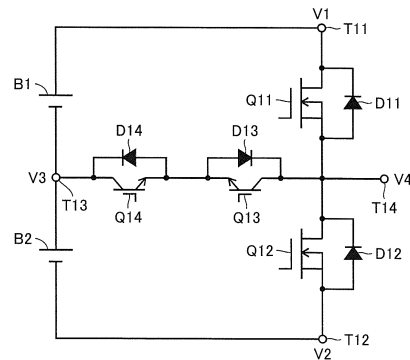
【 図 10 】

FIG.10



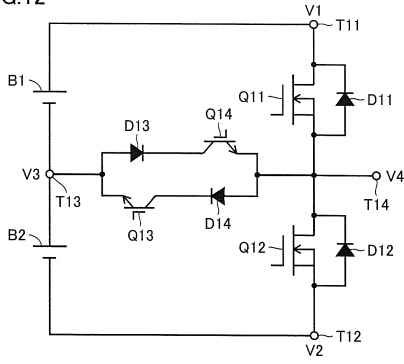
【 図 11 】

FIG.11



【 図 1 2 】

FIG.12



【 図 1 3 】

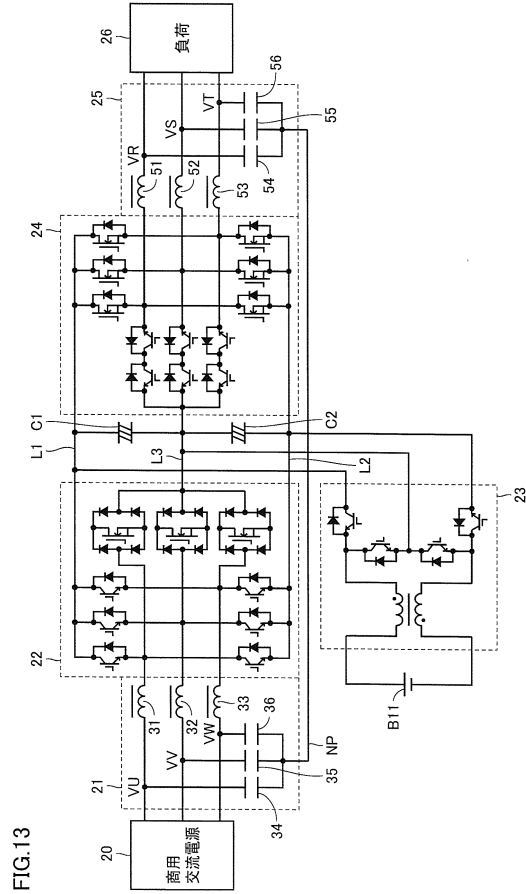


FIG.13

【 図 1 4 】

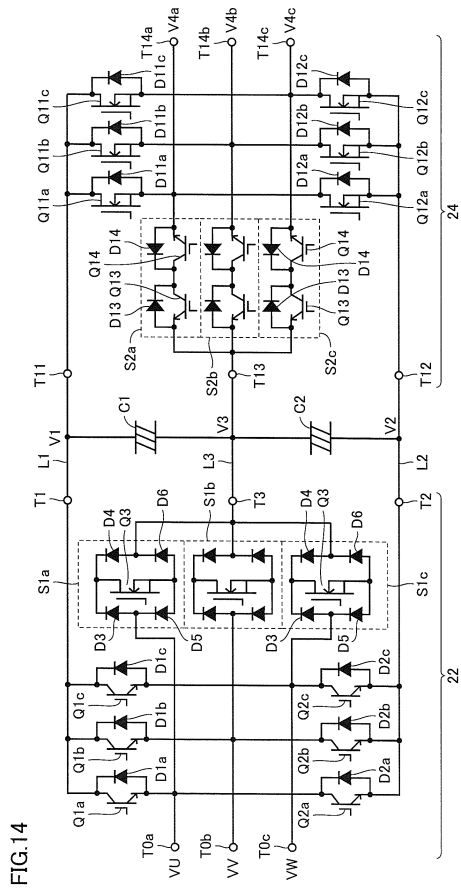
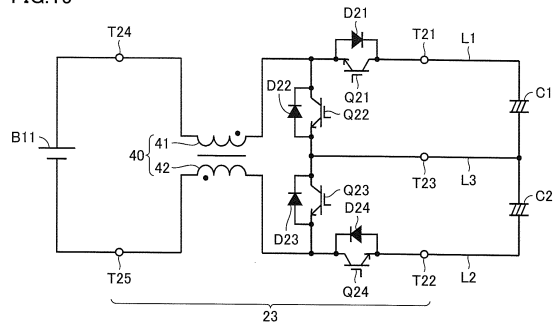


FIG.14

【 図 1 5 】

FIG.15



---

フロントページの続き

審査官 麻生 哲朗

(56)参考文献 国際公開第2016/031042(WO, A1)  
特開2008-022625(JP, A)  
特開2010-068642(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02M 7/12  
H02M 7/487