

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4258739号  
(P4258739)

(45) 発行日 平成21年4月30日(2009.4.30)

(24) 登録日 平成21年2月20日(2009.2.20)

(51) Int.Cl. F I  
HO2M 7/515 (2007.01) HO2M 7/515 E

請求項の数 10 (全 8 頁)

|              |                              |           |                      |
|--------------|------------------------------|-----------|----------------------|
| (21) 出願番号    | 特願2005-182954 (P2005-182954) | (73) 特許権者 | 504109698            |
| (22) 出願日     | 平成17年6月23日 (2005.6.23)       |           | エスエムエー ソーラー テクノロジー   |
| (65) 公開番号    | 特開2006-14591 (P2006-14591A)  |           | アーゲー                 |
| (43) 公開日     | 平成18年1月12日 (2006.1.12)       |           | ドイツ国 34266 ニーステタル, ゾ |
| 審査請求日        | 平成17年6月28日 (2005.6.28)       |           | ンネナレー 1              |
| (31) 優先権主張番号 | 102004030912.4               | (74) 代理人  | 100091683            |
| (32) 優先日     | 平成16年6月25日 (2004.6.25)       |           | 弁理士 ▲吉▼川 俊雄          |
| (33) 優先権主張国  | ドイツ (DE)                     | (72) 発明者  | ヴィクトール, ドクター, マティアス  |
|              |                              |           | ドイツ国 34266 ニーステタル, ア |
|              |                              | (72) 発明者  | ム エイヒベルグ 20          |
|              |                              |           | ブレミッケル, セブン          |
|              |                              |           | ドイツ国 36211 アルヘイム-パウ  |
|              |                              |           | ムバッハ, ガーテンストラーセ 2    |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直流電圧源、特に光電池直流電圧源の電気的な交流電圧を交流電圧に変換する方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

・交流電圧回路を形成するスイッチング素子 (V1 - V4) からなるブリッジ回路を使用し、

・各スイッチング素子 (V1 - V4) はフリーホイール素子 (D1 - D4) と接続され、  
 ・前記ブリッジの前記スイッチング素子 (V1 - V4) は、第1ハーフブリッジの前記スイッチング素子 (V1, V3) の各々は電源周波数でゲート制御される一方、第2ハーフブリッジの前記スイッチング素子 (V2, V4) の各々はクロック速度でクロッキングされるように、非対称にゲート制御され、

・複数のフリーホイール段階が前記フリーホイール素子 (D1 - D4) により提供される

10

、  
 光電池の直流電圧を、ある周波数の交流電圧に変換する方法であって、

・前記交流電圧回路は、前記直流電圧回路と前記ブリッジ回路の間に接続された追加のスイッチング素子 (V5) により、前記直流電圧回路から切り離され、前記切り離し状態は前記追加のスイッチング素子 (V5) を開くことにより行われ、

・前記ブリッジ回路は、前記追加のスイッチング素子 (V5) が前記電源周波数の半波の間に前記第2ハーフブリッジの前記1つのスイッチング素子 (V2) と同期してクロッキングされる一方、前記電源周波数の別の半波の間に前記第2ハーフブリッジの前記もう1つのスイッチング素子 (V4) と同期してクロッキングされる、ようにゲート制御され、

・フリーホイール電流は前記切り離された状態の前記ブリッジ回路における前記第1ハーフ

20

ブリッジへ接続された前記フリーホイール素子 ( D 1 または D 3 ) の 1 つを通して流れる、

ことを特徴とする光電池の直流電圧を、ある周波数の交流電圧に変換する方法。

【請求項 2】

少なくとも 1 つのリアクトルによって、特に、異なるブリッジタップに直列に配置された 2 つのリアクトル ( L 1 , L 2 ) によって、交流電圧回路で調波振動の低減が行われる、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

トランスレスの光電池インバータ ( 1 )、特に光電池インバータで適用される、請求項 1 または 2 のいずれか 1 項に記載の方法。

10

【請求項 4】

第 2 ハーフブリッジのスイッチング素子 ( V 2 , V 4 ) および追加のスイッチング素子 ( V 5 ) が kHz 領域でクロッキングされる、請求項 1 から 3 までのいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 5】

第 2 ハーフブリッジのスイッチング素子 ( V 2 , V 4 ) および追加のスイッチング素子 ( V 5 ) がパルス幅変調方式でクロッキングされる、請求項 1 から 4 までのいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 6】

直流電圧回路にある追加のスイッチング素子 ( V 5 ) が、一方の半波では、クロッキングされる前記第 2 ハーフブリッジの一方のスイッチング素子 ( V 2 ) と同期してクロッキングされるのに対して、他方の半波では、前記第 2 ハーフブリッジの他方のスイッチング素子 ( V 4 ) と同期してクロッキングされる、請求項 1 から 5 までのいずれか 1 項に記載の方法。

20

【請求項 7】

ブリッジ回路と追加のスイッチング素子 ( V 5 ) とを備える、請求項 1 から 6 までのいずれか 1 項に記載の方法を実施するための回路構造。

【請求項 8】

追加のスイッチング素子 ( V 5 ) が逆並列ダイオード ( D 5 ) を備えている、請求項 7 記載の回路構造。

30

【請求項 9】

ブリッジ回路の前記第 1 及び第 2 ハーフブリッジのスイッチング素子 ( V 1 - V 4 ) 及び前記追加のスイッチング素子 ( V 5 )、特に高周波でクロッキングされるべきスイッチング素子 ( V 2 , V 4 ) および追加のスイッチング素子 ( V 5 ) が、MOSFET 半導体デバイスとして構成されている、請求項 7 または 8 に記載の回路構造。

【請求項 10】

請求項 7 から 9 までのいずれか 1 項に記載の回路構造を備えるインバータ、特に光電池インバータにおいて、

トランスレスの構造を備えていることを特徴とするインバータ。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】

【0001】

本発明は、請求項 1 の上位概念に記載されている構成要件を備える方法に関する。

【背景技術】

【0002】

特許文献 1 は、逆変換をする遞昇式 / 遞降式の変換器回路と、逆変換を行わない変換器回路とを備える、トランスレスのインバータ回路構造を記載している。このような種類のインバータは、複数の光電池設備を結合するのに用いられる。この回路は電位が一定な直接接続を有しており、すなわち、一定の電位に保たれる導線接続を有している。両方の直流電圧接続部のうちの一方と、交流電圧接続部のうちの一方との間で、必要に応じて、こ

50

の直接接続をシステムの中性線として利用し、これにたとえば直流電圧源のマイナス接続部を結合させることが可能であり、このことは電磁両立性の問題を回避するのに大きな利点となる。この回路によって、重量と設計容積が少なく、また人的な安全性が高く電磁両立性の問題が少ない、トランスレスインバータの提供を可能にすることが意図されている。

【0003】

半導体ブリッジと、太陽発電機と、太陽発電機と半導体ブリッジの間につながれたスイッチング素子とを備えるインバータ回路が、特許文献2から公知である。この回路構造は、太陽発電機の所定の直流電圧を上回るとスイッチング素子が開き、発電機電圧を下回るとスイッチング素子が閉じて、インバータ回路または電力消費部にとって可能な入力電圧範囲が高くなるように構成されている。高周波電圧の回避、ないし電磁両立性問題の除去は、この回路の構成によっては実現されない。

10

【0004】

特許文献3は、ブリッジ回路を備えるトランスレスインバータを開示している。この回路では、2つの切り離された電氣的な接続経路が設けられており、これらの接続経路にそれぞれ1つのスイッチと、直列につながれた整流ダイオードとが設けられている。これらは個々の接続経路で導通方向につながれている。対称的なクロッキングの場合とは異なり、この回路によって出力電流中の電流リップルが明らかに低減する。追加のフリーホイールダイオードが、太陽発電機と交流電圧接続部との間の抵抗性の切り離しを可能にする。それにより、発電機の接続回線における高周波の電圧跳躍が回避され、それによって電磁両立性挙動が改善される。

20

【0005】

さらに、トランスレスの光電池インバータのために、各ハーフブリッジの分岐部の間で印加される直流電圧から交流電圧が生じるように交互につながれた4つの半導体スイッチを備えるHブリッジ回路を利用することが知られている。さらに、これらのスイッチング素子是对称的にクロッキングされる。この場合、1つのハーフブリッジの上部スイッチが他のハーフブリッジの下部スイッチとともに、高いクロック周波数と同期してパルス幅変調方式でクロッキングされる。

【0006】

このようにして生成される交流電圧の調波振動を低減するために、リアクトルが用いられる。交流電圧中の調波振動を少なく抑えるためには、リアクトルが比較的大型に寸法決めされていなくてはならない。しかし、この解決法ではリアクトルに比較的高いヒステリシス損が生じるために、回路の効率が低下してしまう。

30

【0007】

そのうえ、同時に2つのスイッチング素子がオン・オフされ、フリーホイール状態のときに電流が2つのフリーホイールダイオードを介して直流電圧中間回路に流れるので、さらなる損失が生じてしまう。中間回路の直流電圧は、フリーホイール状態のときに逆電圧として作用し、このことは、電流リップルが大きくなり、それに伴って損失出力が大きくなるという結果につながる。

【0008】

このような損失を低減するために、それぞれのブリッジを非対称にクロッキングすることが知られている。すなわち、たとえば上側のスイッチは電源周波数で制御されるのに対して、下側のスイッチは高いクロック周波数で制御される。それにより、電流が1つのダイオードと1つのスイッチだけを介して方向を変えるので、フリーホイール状態のときに中間回路に由来する逆電圧がなくなる。このことは電流リップルの減少につながるとともに、損失の低減につながる。しかしながら、このような非対称の制御によって光電池発電機の端子に、発電機の電磁両立性挙動を悪化させる高周波の電位変動が生じる。

40

【0009】

これら両方の解決法の欠点を防ぐ1つの方策が特許文献3に図示、記載されている。その場合、ブリッジ回路ないしHブリッジのそれぞれの出力部の間に2つの接続経路を追加

50

的に設けることが意図される。接続経路には4つの半導体デバイスが存在しており、すなわち、さらに別のスイッチング素子およびこれに付属する駆動段と、直列につながれたダイオードとがそれぞれ存在している。

【0010】

つまり両方の欠点を回避する代わりに、デバイスの個数が大幅に増えることによる回路構造の複雑化に目をつぶることになり、そのために回路の信頼性が低下し、材料費が増大してしまう。

【特許文献1】ドイツ特許第19732218C1号明細書

【特許文献2】ドイツ特許出願公開第10312921A1号明細書

【特許文献3】ドイツ特許出願公開第10221592A1号明細書

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

本発明の課題は、一方では発電機の接続部における高周波の電圧割合が防止され、また他方では、損失の少ない施工形態で、簡素な回路構造およびこれに伴う高い効率を与えられる、当分野に属する方法を提供することである。さらに材料費を低減し、信頼性が高まるのが望ましい。

【課題を解決するための手段】

【0012】

この課題は、交流電圧回路がフリーホイール段階の間に、直流電圧回路に追加的に配置されたスイッチング素子によって直流電圧回路から切り離されることにより解決される。本発明によれば、ブリッジ回路でフリーホイール電流がブリッジの内部素子を介して流れるので、追加の開いたスイッチを介して切り離された両方の回路の状態により、クロックプロセスによって生成される高周波の外乱が直流電圧回路に発生しない。

20

【0013】

本発明の方法により、簡単なやり方で、かつわずか1つの追加の構成部品(4つのスイッチング素子と4つのフリーホイールダイオードを備える単純なHブリッジに対して)、直流電圧中間回路の接続部における高周波の電圧割合が回避される。追加の接続経路を備えるHブリッジ(特許文献3によれば6つのスイッチング素子と6つのフリーホイールダイオード)に比べて回路の複雑性が減る。なぜなら、2つの追加の半導体スイッチング素子および制御ユニットと、2つの追加のダイオードに代えて、1つの半導体スイッチング素子とこれに付属する制御ユニットしか必要ないからである(全部で5つのスイッチング素子と5つのフリーホイールダイオードのみ)。それにより、追加費用と故障確率が最低限に抑えられる。

30

【0014】

さらに本発明による解決法では、追加のスイッチング素子に対する制御信号は、制御回路のための追加のコストを要することなく、たとえばHブリッジの下側のスイッチング素子の制御信号の論理演算によって得ることができる。

【0015】

本発明の方法により、特に本発明の有利な実施形態に基づいて、直流電圧回路にある追加のスイッチング素子が、一方の半波では一方のハーフブリッジの下側スイッチと同期してクロッキングされるのに対して、他方の半波では他方のハーフブリッジの下側スイッチと同期してクロッキングされるようにブリッジ回路が制御されれば、高周波の外乱なしに非対称動作が可能になるという利点がある。したがって追加のスイッチは、そのつどただ1つのスイッチと同時にクロッキングされる。

40

【0016】

非対称動作によって損失が最低限に抑えられ、回路の効率が改善される。つまりこの有利な実施形態による本発明の方法は、優れた効率を有する、非対称なクロッキングを行う簡素なHブリッジ回路の利点と、発電機端子における高周波信号を回避する、対称なクロッキングを行う簡素なHブリッジ回路の利点とを、最低限の部品コストで組み合わせたもの

50

である。

【0017】

非対称なクロッキングの場合と同じく、対称なクロッキングとは違ってゼロ電圧の状態が成立する。インバータの出力端子における電圧は+U、ゼロ、-Uの間を往復するように切り換わるからである。それにより、ラインリアクトルにおけるヒステリシス損が減少し、特に部分負荷効率も向上する。

【0018】

ブリッジ回路の相応のスイッチング素子がkHz領域でクロッキングされると、順損失が切換損失に比べて副次的な役割しか果たさないで、追加のスイッチング素子による効率は、ブリッジ回路のそれぞれの出力部の間に追加の接続経路を備えるHブリッジの効率とほぼ等しくなる。

10

【0019】

本発明により、一方では交流電圧端子の電圧が、事実上、正の電圧電位、ゼロ、および負の電圧電位の間を往復するように切り換えられ、また他方では、パルス幅変調されるクロッキングによって負荷に合わせた適合化が可能なので、たとえばトランスレスの光電池インバータで本発明を適用することが可能である。

【0020】

フリーホイールダイオードとして作用ないし介入するのではない、追加スイッチの逆並列ダイオードが設けられることによって、ならびに、クロッキングされるスイッチの下側のフリーホイールダイオードが緊急時には同じく介入しないことによって、使用する半導体の最適化が可能である。それにより、不都合なダイオード特性を有している反面、優れたスイッチング特性と低い順損失とを有している半導体デバイスを使用することができる。それにより、クロッキングされるべきスイッチング素子には、特に、効率とコスト削減に関するいっそうの最適化を可能にする最新のMOSFET半導体デバイスを使用することができる。

20

【0021】

本発明のその他の発展例は従属請求項に記載されている。

【0022】

次に、図面を参照しながら本発明とその利点について詳しく説明する。

【発明を実施するための最良の形態】

30

【0023】

図1は、本発明によるインバータ1と太陽発電機SGないし光電池発電機を示している。この回路は、光電池直流電圧源の電氣的な直流電圧を、たとえば周波数が50Hzの交流電圧に変換する方法を可能にするものである。

【0024】

インバータ1の入力端子2には、平滑化コンデンサCないし蓄積コンデンサが太陽発電機SGと並列につながれている。太陽発電機SGとコンデンサCは、直流電圧中間回路ないしDC回路を形成している。インバータは、4つの半導体スイッチング素子V1-V4と、追加スイッチV5とを備えるHブリッジ3を有している。スイッチング素子V1-V5と並列に、フリーホイールダイオードD1-D5がつながれている。ブリッジ分岐部には、交流電圧部に2つのリアクトルL1およびL2がある。

40

【0025】

上側のスイッチング素子V1およびV3は、たとえば50Hzの電源周波数で制御されるのに対して、下側のスイッチング素子V2およびV4は、たとえば16kHzであるkHz領域の高いクロック周波数で、パルス幅変調方式でクロッキングされる。

【0026】

特にMOSFETデバイスとして施工されていてよい追加の半導体スイッチング素子V5は、下側のスイッチング素子V2ないしV4とともに、たとえば16kHzの高い周波数でクロッキングされる。つまりスイッチング素子V5は、スイッチング素子V1がオンになる電源電圧の半波では、図2に示すように、スイッチング素子V4と同期してパルス

50

幅変調方式でクロッキングされる。そして負荷電流の生成は、スイッチング素子V5, V1およびV4を通じて行われる。高周波でクロッキングされる半導体スイッチV5およびV4が同期してオフにされると、負荷電流は、V3と逆並列なダイオードD3およびV1で構成されるフリーホイール経路に方向を変える。

【0027】

図3に示すように、電源電圧の他方の半波(負の半波)では、スイッチング素子V3がオンになっていることによって、スイッチング素子V5はスイッチング素子V2と同期してパルス幅変調方式でクロッキングされる。そして負荷電流の生成は、スイッチング素子V5, V3およびV2を通じて行われる。高い周波数でクロッキングされるスイッチング素子V5およびV2が同期してオフにされると、負荷電流は、図4に示すように、スイッチング素子V1の並列のフリーホイールダイオードD1に向かって方向を変える。

10

【0028】

それにより本発明では、直流電圧回路に配置されたスイッチング素子V5によって負荷回路が発電機の接続部から切り離され、それにより、この接続回路における高周波の電圧成分が回避される。このようにスイッチング素子V5は、交流電圧回路に対して、一方の直流電圧接続部の追加的な切り離しスイッチとしての役目を果たす。他方の直流電圧接続部は、いわばスイッチング素子V2ないしV4を介して交流電圧回路から切り離される。

【0029】

ここで重要なのは、電圧がスイッチング素子V5およびV2ないしV4を介して対称に分割されることである。したがって、特に同じ特性をもつスイッチング素子ないしダイオード素子を使うことができる。

20

【0030】

追加的に、このようなフリーホイールによって、ラインリアクトルL1およびL2における電流リップルおよびこれに伴うヒステリシス損も低減される。

【0031】

本発明により、直流電圧回路で高周波の外乱を引き起こすことのない、損失が少なくコストが最適化されたトランスレインバータが簡単なやり方で製作される。

【図面の簡単な説明】

【0032】

【図1】本発明によるインバータの回路構造である。

【図2】正の半波のときの電流の推移を示す回路図である。

【図3】負の半波のときの電流の推移を示す回路図である。

【図4】切り離された状態のときの電流の推移を示す回路図である。

【符号の説明】

【0033】

1 インバータ

2 入力端子

3 ブリッジ

S G 太陽発電機

V1 - V4 ブリッジ回路のスイッチング素子

D1 - D4 ブリッジ回路のフリーホイールダイオード

D5 ダイオード

V5 切り離しスイッチ(スイッチング素子)

C 平滑化コンデンサ

L1 - L2 ラインリアクトル

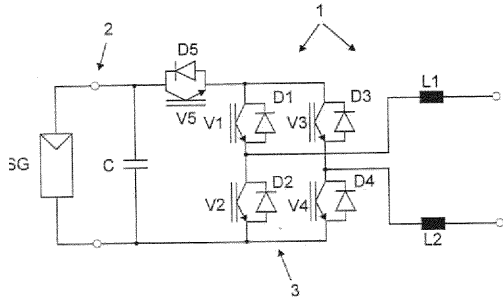
R<sub>L a s t</sub> 負荷抵抗

L<sub>L a s t</sub> 負荷インダクタンス

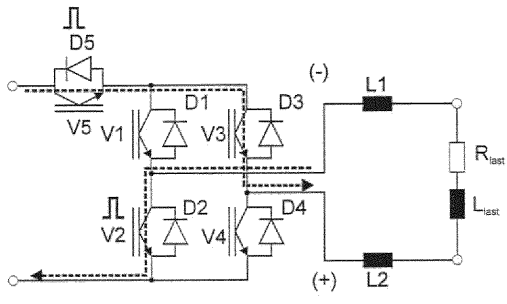
30

40

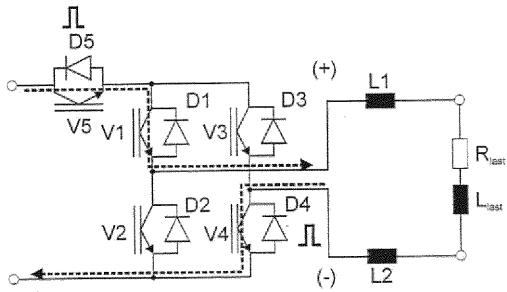
【 図 1 】



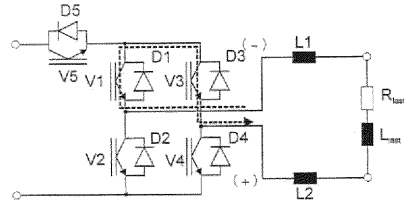
【 図 3 】



【 図 2 】



【 図 4 】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 グレイツェル, フランク  
ドイツ国 3 4 2 6 0 カウフンゲン, イン デル ゲウエール 4 0  
(72)発明者 フュブラー, ウェ  
ドイツ国 3 4 1 3 2 カッセル, エンテンブール 9

審査官 牧 初

- (56)参考文献 特開2003 - 311408 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/42 - 7/98

H02M 3/22 - 3/42

H02P 6/00 - 6/24

H02P 21/00 - 27/18