

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4811786号
(P4811786)

(45) 発行日 平成23年11月9日(2011.11.9)

(24) 登録日 平成23年9月2日(2011.9.2)

| | | | | | |
|---------------|-------------|------------------|------|------|---|
| (51) Int. Cl. | | F I | | | |
| HO2M | 7/48 | (2007.01) | HO2M | 7/48 | R |
| HO2M | 3/28 | (2006.01) | HO2M | 3/28 | U |

請求項の数 2 (全 6 頁)

| | | | |
|-----------|-------------------------------|-----------|---------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2005-347588 (P2005-347588) | (73) 特許権者 | 000006622 |
| (22) 出願日 | 平成17年12月1日(2005.12.1) | | 株式会社安川電機 |
| (65) 公開番号 | 特開2007-159190 (P2007-159190A) | | 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号 |
| (43) 公開日 | 平成19年6月21日(2007.6.21) | (72) 発明者 | 佐土原 正志 |
| 審査請求日 | 平成20年11月7日(2008.11.7) | | 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号 |
| | | | 株式会社安川電機内 |
| | | 審査官 | 杉浦 貴之 |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 分散電源装置の電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直列接続された2個の半導体スイッチを直流入力電源に2組並列に接続したブリッジ回路(6)と前記ブリッジ回路(6)の前記半導体スイッチのそれぞれの直列接続点を一次側のそれぞれに接続した高周波絶縁トランス(7)を有し前記直流入力電源を高周波スイッチングにより昇圧するチョッパ回路(16)と、

前記チョッパ回路(16)の出力を商用電源電圧と等しいか高くなるように制御する高圧側インバータ回路(12)と、

を具備し、商用電源、もしくは家庭用負荷装置(1、2)に電力を供給する分散電源装置の電力変換装置において、

前記高圧側インバータ回路(12)は、それぞれ直列接続された2個の半導体スイッチからなる第1の高圧側ブリッジ回路(12A)と第2の高圧側ブリッジ回路(12B)から成るものであり、

2個のダイオードを直列接続した回路を2組並列に接続して構成した全波整流回路を2個備えて、一方の前記全波整流回路を第1の全波整流回路(9B)、他方を第2の全波整流回路(10)とし、前記第1の全波整流回路(9B)内において2組備える2個のダイオードの直列接続点は前記高周波絶縁トランス(7)の二次側巻線の両端にそれぞれ接続され、前記第2の全波整流回路(10)内において2組備える2個のダイオードの直列接続点は前記高周波絶縁トランス(7)の前記二次側巻線の両端にそれぞれ接続され、

前記第1の全波整流回路(9B)の出力に前記第1の高圧側ブリッジ回路(12A)の正

側、及び負側が接続され、
前記第2の全波整流回路(10)の出力に前記第2の高圧側ブリッジ回路(12B)の正側、及び負側が接続されており、
前記第1、第2の高圧側ブリッジ回路(12A、12B)のそれぞれの直列接続点間にコンデンサ(13)を具備し、
前記コンデンサ(13)の両端を前記高圧側インバータ回路(12)の出力端とすることを特徴とする分散電源装置の電力変換装置。

【請求項2】

前記高圧側インバータ回路(12)の前記出力端は、
高周波フィルタ回路(14)を介して、
中性点が接地され連系する単相三線式電力系統である前記商用電源、もしくは前記家庭用負荷装置(1、2)に接続されることを特徴とする請求項1に記載の分散電源装置の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、系統連系電力変換装置に関し、特に、燃料電池や太陽電池、風力発電の整流出力など、分散電源装置から得られた直流電源をスイッチングにより交流電圧へ変換し、商用電源網や家庭用電源として、出力する分散電源装置の電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

燃料電池や太陽電池、風力発電の整流出力など、分散電源装置から得られた直流電源をスイッチングにより商用電源電圧と等しいか高い交流電圧へ変換し、商用電源網や家庭用電源として、出力する分散電源装置の電力変換装置が開発されている(例えば、特許文献1参照)。

図2は、従来技術を示す分散電源装置の電力変換装置の構成図である。

図2において、1、2は単相三線式商用電源(電力変換装置側から見れば負荷に相当する)もしくは家庭用負荷装置、3、4は分散電源装置からの直流電圧を入力する直流電圧入力端子、5は平滑コンデンサ、6は直列接続された2個の半導体スイッチ2組からなるブリッジ回路、7は高周波絶縁トランス、9Aは全波整流回路、11は電流平滑用インダクタ、12は高圧側インバータ回路であり、例えばIGBT素子4個からなる単相出力用インバータ用半導体ブリッジ、14は高周波ノイズ除去とリップル電流除去を兼ねた高周波フィルタ回路、15は出力電流検出回路、16はブリッジ回路6と高周波絶縁トランス7からなるチョッパ回路である。

以下、図2を用いて従来技術の分散電源装置の電力変換装置の動作を説明する。

分散電源装置の電力変換装置は、出力電流検出回路15で検出した電流検出信号をフィードバックし、出力電流波形を正弦波にするようチョッパ回路16、及び単相出力用インバータ用半導体ブリッジ12を制御するが、本発明はフィルタ、インダクタ等の主回路素子を小形化する技術に関するものであり、電流波形制御そのものに関するものではないため、スイッチング素子の制御についての説明は割愛する。

従来技術において、電流平滑用インダクタ11は電流を平滑化するためのものである。出力電流はリップルのない正弦波電流である必要があるため、電流平滑用インダクタ11の全体の波形制御はチョッパ回路16のスイッチングを制御することによって得られ、電流平滑用インダクタ11では電源周波数に等しい電流波形が得られる。しかし、電流平滑用インダクタ11は直流母線に配置されており、この電流は一方向(つまり全波整流された商用電源電圧相似の電流波形)であるため、単相出力用インバータ用半導体ブリッジ12のスイッチにより、正、負を切り替えることにより、出力電流として交流の電流を得ることができる。ただ、電流平滑用インダクタ11のみでは高周波のノイズやキャリア成分を十分おとすことが難しいため、高周波フィルタ回路14が具備されている。

このように、従来の分散電源装置の電力変換装置は、直流電源を高周波スイッチングに

10

20

30

40

50

より昇圧し、二次側直流母線に配置されたインダクタにより平滑して全波整流形商用周波数電流波形を発生させ、それをインバータ回路で交互に反転して出力することにより、商用電源周波数の交流出力電流を得るものである。

【特許文献1】特開2002-116830号公報(第1図)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

しかしながら、従来の分散電源装置の電力変換装置は、商用出力電流波形を高圧側直流母線で平滑化するため、電流平滑用インダクタが大きくなり、小形化、低コスト化(インダクタは非常に高価)のネックとなっていた。また、電流平滑用インダクタが大きいと、負荷の急激な変動に追従して、出力電流を正弦波にすることが困難であり、制御性能向上が困難であった。一方、これらの不具合改善のために、電流平滑用インダクタのインダクタ値を減少させると、直流母線の電流を連続させることが困難となり、単相出力用インバータ用半導体ブリッジのスイッチングに高圧スイッチング成分が発生し、高周波フィルタ回路のノイズフィルタが高価、大型化するという欠点があった。

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたものであり、直流母線の電流平滑用インダクタを小形化することができるとともに、出力側 dV/dt の大幅低下により、高周波フィルタ回路のノイズフィルタも小形化することを可能とする分散電源装置の電力変換装置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】

【0004】

本課題を解決するために、請求項1に記載の発明は、直列接続された2個の半導体スイッチを直入力電源に2組並列に接続したブリッジ回路と前記ブリッジ回路の前記半導体スイッチのそれぞれの直列接続点を一次側のそれぞれに接続した高周波絶縁トランスを有し前記直入力電源を高周波スイッチングにより昇圧するチョッパ回路と、前記チョッパ回路の出力を商用電源電圧と等しいか高くなるように制御する高圧側インバータ回路と、を具備し、商用電源、もしくは家庭用負荷装置に電力を供給する分散電源装置の電力変換装置において、前記高圧側インバータ回路は、それぞれ直列接続された2個の半導体スイッチからなる第1の高圧側ブリッジ回路と第2の高圧側ブリッジ回路から成るものであり、2個のダイオードを直列接続した回路を2組並列に接続して構成した全波整流回路を2個備えて、一方の前記全波整流回路を第1の全波整流回路(9B)、他方を第2の全波整流回路(10)とし、前記第1の全波整流回路(9B)内において2組備える2個のダイオードの直列接続点は前記高周波絶縁トランス(7)の二次側巻線の両端にそれぞれ接続され、前記第2の全波整流回路(10)内において2組備える2個のダイオードの直列接続点は前記高周波絶縁トランス(7)の前記二次側巻線の両端にそれぞれ接続され、前記第1の全波整流回路の出力に前記第1の高圧側ブリッジ回路の正側、及び負側が接続され、前記第2の全波整流回路の出力に前記第2の高圧側ブリッジ回路の正側、及び負側が接続されており、前記第1、第2の高圧側ブリッジ回路のそれぞれの直列接続点間にコンデンサを具備し、前記コンデンサの両端を前記高圧側インバータ回路の出力端とすることを特徴としている。

また、請求項2に記載の発明は、請求項1に記載の分散電源装置の電力変換装置において、前記高圧側インバータ回路の前記出力端は、高周波フィルタ回路を介して、中性点が接地され連系する単相三線式電力系統である前記商用電源、もしくは前記家庭用負荷装置に接続されることを特徴としている。

【発明の効果】

【0005】

請求項1に記載の発明によると、直流母線の電流平滑用インダクタは非常に小形化、もしくは高周波絶縁トランスの漏れインダクタンスで代用することが可能であり、出力側 dV/dt の大幅低下により出力ノイズも非常に少なくなるため、高周波フィルタ回路のノイズフィルタも小形化、低コスト化が可能となる。

10

20

30

40

50

また、請求項 2 に記載の発明によると、直流母線の電流平滑用インダクタは非常に小形化、もしくは高周波絶縁トランスの漏れインダクタンスで代用することが可能であり、出力側 dV/dt の大幅低下により出力ノイズも非常に少なくなるため、高周波フィルタ回路のノイズフィルタも小形化、低コスト化が可能な単相三線式の分散電源装置の電力変換装置を得ることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0006】

以下、本発明の実施の形態について図を参照して説明する。

【実施例 1】

【0007】

図 1 は、本発明の実施例を示す分散電源装置の電力変換装置の構成図である。図 1 において、8 はインダクタ、もしくは高周波絶縁トランス 7 の漏れインダクタンス、9 B と 10 は高周波絶縁トランス 7 の二次側を整流するダイオードブリッジからなる全波整流回路、12 A、12 B は高圧側インバータ回路 12 を構成する高圧側ブリッジ回路、13 は高圧側インバータ回路 12 の出力端に接続したコンデンサである。尚、図 2 と同じ説明符号のものは図 2 と同じ構成要素を示すものとし、その説明は省略する。

本実施例が従来技術である図 2 と異なる点は以下のとおりである。

すなわち、本実施例において、高圧側インバータ回路 12 は、それぞれ直列接続された 2 個の半導体スイッチからなる高圧側ブリッジ回路 12 A と高圧側ブリッジ回路 12 B から成るものであり、高周波絶縁トランス 7 の二次側出力を整流する全波整流回路 9 B と全波整流回路 10 を備え、全波整流回路 9 B の出力に高圧側ブリッジ回路 12 A の正側、及び負側が接続され、全波整流回路 10 の出力に高圧側ブリッジ回路 12 B の正側、及び負側が接続されており、高圧側ブリッジ回路 12 A、12 B のそれぞれの直列接続点間に電流積分用のコンデンサ 13 を具備し、コンデンサ 13 の両端を高圧側インバータ回路 12 の出力端としている点であり、全波整流回路 9 B、10、高圧側インバータ回路 12 により、逆流防止形インバータブリッジ回路を構成し、その出力をコンデンサ 13 で積分するチョッパ電流積分回路を構成するようにしている点である。

【0008】

以下、図 1 を用いて本発明の分散電源装置の電力変換装置の動作について説明する。

今、高圧側インバータ回路 12 のインバータスイッチの片方の正側が ON、もう一方の負側が ON とすると、高周波絶縁トランス 7 の二次側がインダクタ 8 を経由して、コンデンサ 13 で短絡された等価回路となる。この状態で、チョッパ回路 16 のコンバータ側スイッチング回路を高速スイッチングにより電流チョッパを発生させる場合、その電流値は、直流電圧、スイッチング時間、インダクタ 8 のインダクタンス、コンデンサ 13 の電圧によって決定されるある電流値に制限される。この制限されたチョッパ電流はそれが発生している間、コンデンサ 13 へ電荷を蓄積する。このチョッパ回路 16 の高速スイッチング動作を高速に繰り返すことにより、コンデンサ 13 で積分された両端電圧は目的の電圧に達し、高圧側インバータ回路 12 のスイッチの組み合わせを反対にすることによりそれ以上電圧を上げないようにすることができる。

【0009】

このように、高圧側インバータ回路 12 のインバータスイッチの制御により、コンデンサ 13 の出力電圧を等価的に交流入力電圧と相似形に制御することができる。この電圧は、上述したように、チョッパ回路 16 の高周波コンバータ電流によるリップル電圧があるが、コンデンサ 13 の積分効果により、リップル電圧が小さく、かつ dV/dt の非常に小さな波形とすることができ、高周波フィルタ回路 14 を小形化することができる。また、高圧側インバータ回路 12 のインバータスイッチの切り替えは、チョッパ回路 16 のチョッパ電流のゼロ部分ですることにより、スイッチングロスとゼロとすることができ、高効率を実現できる。また、平滑用に大きなインダクタを使用しないため、高速応答で、負荷変動に強い制御が可能となる。

【産業上の利用可能性】

10

20

30

40

50

【 0 0 1 0 】

本発明により、低コスト、小形のパワーコンディショナが実現できるため、例えば、分散電源装置の電力変換装置としてのみでなく、キャリア成分の少ない、大出力、高効率のオーディオ装置としても利用可能である。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 1 】

【 図 1 】 本発明の実施例を示す分散電源装置の電力変換装置の構成図

【 図 2 】 従来技術を示す分散電源装置の電力変換装置の構成図

【 符号の説明 】

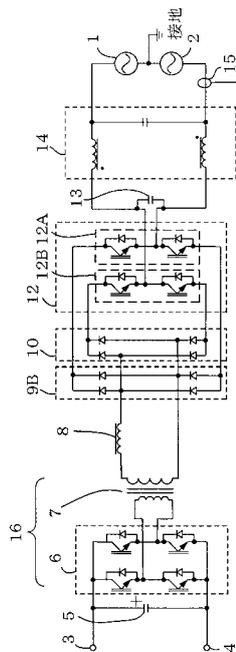
【 0 0 1 2 】

- 1、 2 商用電源、もしくは家庭用負荷装置
- 3、 4 分散電源装置から直流電圧入力端子
- 5 平滑コンデンサ
- 6 直列接続された2個の半導体スイッチ2組からなるブリッジ回路
- 7 高周波絶縁トランス
- 8 インダクタ、もしくは高周波絶縁トランス7の漏れインダクタンス
- 9 A、 9 B、 1 0 全波整流回路
- 1 1 電流平滑用インダクタ
- 1 2 高圧側インバータ回路
- 1 2 A、 1 2 B 高圧側ブリッジ回路
- 1 3 コンデンサ
- 1 4 高周波フィルタ回路
- 1 5 出力電流検出回路
- 1 6 チョップパ回路

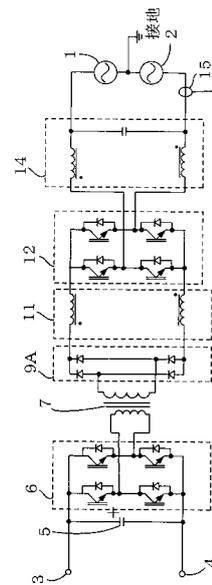
10

20

【 図 1 】



【 図 2 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2002-247863(JP,A)
特開2001-136757(JP,A)
特開平10-207559(JP,A)
特開平05-227756(JP,A)
特開2002-116830(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48

H02M 3/28