

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6462664号  
(P6462664)

(45) 発行日 平成31年1月30日(2019.1.30)

(24) 登録日 平成31年1月11日(2019.1.11)

(51) Int.Cl. F I  
HO2M 7/49 (2007.01) HO2M 7/49

請求項の数 13 (全 29 頁)

|               |                              |           |  |
|---------------|------------------------------|-----------|--|
| (21) 出願番号     | 特願2016-508741 (P2016-508741) | (73) 特許権者 | 304021417<br>国立大学法人東京工業大学<br>東京都目黒区大岡山2丁目12番1号 |
| (86) (22) 出願日 | 平成27年3月17日(2015.3.17)        | (74) 代理人  | 100099759<br>弁理士 青木 篤                          |
| (86) 国際出願番号   | PCT/JP2015/057911            | (74) 代理人  | 100092624<br>弁理士 鶴田 準一                         |
| (87) 国際公開番号   | W02015/141681                | (74) 代理人  | 100114018<br>弁理士 南山 知広                         |
| (87) 国際公開日    | 平成27年9月24日(2015.9.24)        | (74) 代理人  | 100165191<br>弁理士 河合 章                          |
| 審査請求日         | 平成30年2月28日(2018.2.28)        | (74) 代理人  | 100151459<br>弁理士 中村 健一                         |
| (31) 優先権主張番号  | 特願2014-55788 (P2014-55788)   |           |  |
| (32) 優先日      | 平成26年3月19日(2014.3.19)        |           |  |
| (33) 優先権主張国   | 日本国(JP)                      |           |  |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチレベル電力変換器及びマルチレベル電力変換器の制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直列接続された2つの半導体スイッチと、前記2つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサと、前記半導体スイッチのスイッチング動作に応じて前記直流コンデンサから放電若しくは前記直流コンデンサへ充電される電流の入出力端子とを有する単位セルと、

1つの前記単位セル、又は前記入出力端子を介して互いにカスケード接続された複数の前記単位セルからなる第1及び第2のアームであって、前記第1及び第2のアームは同数の前記単位セルを有する第1及び第2のアームと、

前記第1のアームの一端が接続される第1の端子と、前記第2のアームの一端が接続される第2の端子と、直流電源の一端が接続される第3の端子とを有するアーム結合部と、

1次側に交流入出力端子、2次側巻線上に中間端子を有する変圧器であって、前記2次側巻線の2つの末端端子には、前記第1のアームの、前記第1の端子が接続されない側の端子と、前記第2のアームの、前記第2の端子が接続されない側の端子とがそれぞれ接続され、前記中間端子には、前記直流電源の、前記第3の端子が接続されない側の端子が接続される変圧器と、

前記第1のアーム内の前記直流コンデンサの電圧値と前記第2のアーム内の前記直流コンデンサの電圧値とに基づいて、前記第1のアームの循環電流指令値と前記第2のアームの循環電流指令値とを作成する指令値作成手段と、

前記第1と第2のアームの循環電流指令値に対して、前記第1と第2のアームを流れる

10

20

電流に、前記変圧器の巻線比と前記交流入出力端子に印加される交流電流とを考慮した交流分を加えた、若しくは引いた、前記第 1 と第 2 のアームをそれぞれ流れる循環電流が追従するよう制御する制御手段とを備えることを特徴とするマルチレベル電力変換器。

【請求項 2】

前記アーム結合部は、前記第 1 の端子と、前記第 2 の端子と、前記第 1 の端子と前記第 2 の端子との間の巻線上に位置する中間タップである前記第 3 の端子とを有する 3 端子結合リアクトル、からなる請求項 1 に記載のマルチレベル電力変換器。

【請求項 3】

前記アーム結合部は、互いに直列接続された 2 つのリアクトルであって、前記直列接続された 2 つのリアクトルの一方の端子である前記第 1 の端子と、前記直列接続された 2 つのリアクトルの他方の端子である前記第 2 の端子と、前記直列接続された 2 つのリアクトルの直列接続点である前記第 3 の端子とを有する 2 つのリアクトルからなる請求項 1 に記載のマルチレベル電力変換器。

10

【請求項 4】

前記第 1 のアーム及び前記第 2 のアームそれぞれにおいて、互いにカスケード接続された前記単位セル間の任意の位置に接続されるリアクトルを備え、

前記アーム結合部において、前記第 1 の端子と、前記第 2 の端子と、前記第 3 の端子とは互いに接続される請求項 1 に記載のマルチレベル電力変換器。

【請求項 5】

直列接続された 2 つの半導体スイッチと、前記 2 つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサと、前記半導体スイッチのスイッチング動作に応じて前記直流コンデンサから放電若しくは前記直流コンデンサへ充電される電流の入出力端子とを有する単位セルと、

20

1 つの前記単位セル、又は前記入出力端子を介して互いにカスケード接続された複数の前記単位セルからなる第 1 及び第 2 のアームであって、前記第 1 及び第 2 のアームは同数の前記単位セルを有する第 1 及び第 2 のアームと、

前記第 1 のアームの一端との間で直流電源が接続される第 1 の端子と、前記第 2 のアームの一端との間でさらに別の直流電源が接続される第 2 の端子と、前記第 1 の端子及び前記第 2 の端子に接続される第 3 の端子とを有するアーム結合部と、

1 次側に交流入出力端子、2 次側巻線上に 3 端子結合リアクトルを有する変圧器であって、前記 2 次側巻線の 2 つの末端端子には、前記第 1 のアームの、前記直流電源が接続されない側の端子と、前記第 2 のアームの、前記さらに別の直流電源が接続されない側の端子とがそれぞれ接続され、前記 3 端子結合リアクトルの両端端子間の巻線上に位置する中間端子には、前記第 3 の端子が接続される変圧器と、

30

前記第 1 のアーム内の前記直流コンデンサの電圧値と前記第 2 のアーム内の前記直流コンデンサの電圧値とに基づいて、前記第 1 のアームの循環電流指令値と前記第 2 のアームの循環電流指令値とを作成する指令値作成手段と、

前記第 1 と第 2 のアームの循環電流指令値に対して、前記第 1 と第 2 のアームを流れる電流に、前記変圧器の巻線比と前記交流入出力端子に印加される交流電流とを考慮した交流分を加えた、若しくは引いた、前記第 1 と第 2 のアームをそれぞれ流れる循環電流が追従するよう制御する制御手段とを備えることを特徴とするマルチレベル電力変換器。

40

【請求項 6】

直列接続された 2 つの半導体スイッチと、前記 2 つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサと、前記半導体スイッチのスイッチング動作に応じて前記直流コンデンサから放電若しくは前記直流コンデンサへ充電される電流の入出力端子とを有する単位セルと、

1 つの前記単位セル、又は前記入出力端子を介して互いにカスケード接続された複数の前記単位セルからなる第 1 及び第 2 のアームであって、前記第 1 及び第 2 のアームは同数の前記単位セルを有し、前記第 1 のアームの一端と前記第 2 のアームとの間に直流電源が接続される第 1 及び第 2 のアームと、

50

前記第 1 のアームの、前記直流電源が接続される側の端子に接続される第 1 のコンデンサと、

前記第 2 のアームの、前記直流電源が接続される側の端子に接続される第 2 のコンデンサと、

前記第 1 のコンデンサの、前記第 1 のアームが接続されない側の端子が接続される第 1 の端子と、前記第 2 のコンデンサの、前記第 2 のアームが接続されない側の端子が接続される第 2 の端子と、前記第 1 の端子及び前記第 2 の端子に接続される第 3 の端子とを有するアーム結合部と、

1 次側に交流入出力端子、2 次側巻線に 3 端子結合リアクトルを有する変圧器であって、前記 2 次側巻線の 2 つの末端端子には、前記第 1 のアームの、前記第 1 のコンデンサが接続されない側の端子と、前記第 2 のアームの、前記第 2 のコンデンサが接続されない側の端子と、がそれぞれ接続され、前記 3 端子結合リアクトルの両端端子間の巻線に位置する中間端子には、前記第 3 の端子が接続される変圧器と、

10

前記第 1 のアーム内の前記直流コンデンサの電圧値と前記第 2 のアーム内の前記直流コンデンサの電圧値とに基づいて、前記第 1 のアームの循環電流指令値と前記第 2 のアームの循環電流指令値とを作成する指令値作成手段と、

前記第 1 と第 2 のアームの循環電流指令値に対して、前記第 1 と第 2 のアームを流れる電流に、前記変圧器の巻線比と前記交流入出力端子に印加される交流電流とを考慮した交流分を加えた、若しくは引いた、前記第 1 と第 2 のアームをそれぞれ流れる循環電流が追従するように制御する制御手段とを備えることを特徴とするマルチレベル電力変換器。

20

【請求項 7】

前記指令値作成手段は、前記第 1 のアーム内及び前記第 2 のアーム内の全ての前記直流コンデンサの電圧値を平均して得られた値が、所定の直流電圧指令値に追従するように制御するための前記第 1 と第 2 のアーム毎に循環電流指令値を作成する請求項 1, 5, 6 の何れか 1 項に記載のマルチレベル電力変換器。

【請求項 8】

前記制御手段は、前記第 1 のアーム内の全ての前記直流コンデンサの電圧値を平均して得られた値に、前記第 1 のアーム内の各前記直流コンデンサの電圧値をそれぞれ追従させる制御、及び、前記第 2 のアーム内の全ての前記直流コンデンサの電圧値を平均して得られた値に、前記第 2 のアーム内の各前記直流コンデンサの電圧値をそれぞれ追従させる制御を更に実行する請求項 7 に記載のマルチレベル電力変換器。

30

【請求項 9】

前記制御手段は、前記追従させる制御に対応して前記半導体スイッチをスイッチング動作させるスイッチング指令手段を有する請求項 8 に記載のマルチレベル電力変換器。

【請求項 10】

各前記半導体スイッチは、  
オン時に一方向に電流を通す半導体スイッチング素子と、  
該半導体スイッチング素子に逆並列に接続された帰還ダイオードと、  
を有する請求項 1 ~ 9 の何れか 1 項に記載のマルチレベル電力変換器。

【請求項 11】

請求項 1 ~ 10 の何れか 1 項に記載のマルチレベル電力変換器を 3 相分備える三相マルチレベル電力変換器であって、

40

各前記マルチレベル電力変換器内の前記変圧器は、1 次側にスター結線を有し 2 次側にオープンスター結線を有する三相変圧器における各相をそれぞれ構成し、

各前記マルチレベル電力変換器には共通の前記直流電源が接続される、  
ことを特徴とする三相マルチレベル電力変換器。

【請求項 12】

請求項 1 ~ 10 の何れか 1 項に記載のマルチレベル電力変換器を 2 相分備える三相二相マルチレベル電力変換器であって、

各前記マルチレベル電力変換器内の前記変圧器の 2 次側巻線は、スコット変圧器の 2 次

50

側における各相の巻線をそれぞれ構成し、

各前記マルチレベル電力変換器には共通の前記直流電源が接続される、  
ことを特徴とする三相二相マルチレベル電力変換器。

【請求項 13】

請求項 1, 5, 6 の何れか 1 項に記載のマルチレベル電力変換器において、

前記変圧器の 1 次側と 2 次側の巻線比を  $N_1 / N_2$ 、変圧器の交流入力端子に入力される電流を  $i_{ac}$  とした時に、第 1 のアームの循環電流と第 2 のアームの循環電流を、

$$i_{ZP} = i_P + (N_1 / N_2) \times i_{ac}$$

$$i_{ZN} = i_N - (N_1 / N_2) \times i_{ac}$$

で定義し、

前記第 1 のアーム内の前記直流コンデンサの電圧値と前記第 2 のアーム内の前記直流コンデンサの電圧値とに基づいて、前記第 1 のアームの循環電流指令値と前記第 2 のアームの循環電流指令値とを作成し、

前記第 1 と第 2 のアームの循環電流指令値に対して、前記第 1 と第 2 のアームを流れる電流に、前記変圧器の巻線比と前記交流入出力端子に印加される交流電流とを考慮した交流分を加えた、若しくは引いた、前記第 1 と第 2 のアームをそれぞれ流れる循環電流が追従するよう制御することを特徴とするマルチレベル電力変換器の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流と交流とを双方向に変換する単相電力変換器及び三相電力変換器並びに三相交流と二相交流とを双方向に変換する三相二相電力変換器を含むマルチレベル電力変換器及びマルチレベル電力変換器の制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

風力発電や太陽光発電の導入機会の増大に伴い、電池電力貯蔵装置の重要性が増している。図 20 は、電池電力貯蔵装置の一般的な構成を示す図である。電池電力貯蔵装置 1000 は、NAS 電池（登録商標）やリチウムイオン電池などのバッテリー 100 と、バッテリー 100 の直流電圧を交流電圧に変換する連系変換器 200 と、連系変換器 200 と電力系統 400 とを連系する連系変圧器 300 と、を備える。電池電力貯蔵装置 1000 においては、バッテリー 100 の直流電圧は、電力系統 400 の電圧実効値に対して相対的に低いため、連系変換器 200 には高い昇圧比が求められる。このため、従来より、数 M ワット級の連系変換器において変換器用変圧器を使用することで高圧化及び大容量化を実現してきた。しかしながら、このような変換器用変圧器の使用は、装置の大型化及び高重量化をもたらす要因となる。

【0003】

このような問題を解決するために、実装が容易で大容量・高圧用途に適した次世代トランスレス電力変換器として、モジュラー・マルチレベル変換器 (Modular Multilevel Converter: MMC) が提案されている。

【0004】

モジュラー・マルチレベル変換器は、複数の双方向チョッパセルもしくはフルブリッジ変換器セルを直列接続したモジュールでアームを構成する点に特徴がある。絶縁等の問題を除けば、直列セル数を増やすことにより、半導体スイッチを高耐圧化することなく、交流出力電圧の増大を図るとともに電圧及び電流のリプルを抑制することが可能であり、高電圧かつ大容量の電力変換器として期待されている。モジュラー・マルチレベル変換器は、実装が容易で、冗長性に富み、装置の小型軽量化を実現できることから、系統連系用電力変換器や、誘導電動機のためのモータドライブ装置などに適用できる。

【0005】

モジュラー・マルチレベル変換器として、例えばカスケード型のモジュラー・マルチレベル変換器 (Modular Multilevel Cascade Convert

10

20

30

40

50

er : M M C C ) が提案されている ( 例えば、特許文献 1 及び非特許文献 1 ~ 4 参照。 )

【 0 0 0 6 】

しかし、電池電力貯蔵装置の直流電圧を交流電圧に変換する連系変換器の高昇圧比を変換器用変圧器で実現すると、装置の大型化及び高重量化をもたらす。即ち、実装が容易で大容量・高圧用途に適したモジュラー・マルチレベル変換器を用いた場合であっても、変換器用変圧器は除去できるが、電圧整合性及び電気絶縁性の観点から連系変圧器を除去できないという問題がある。

【 0 0 0 7 】

また、今後は風力発電や太陽光発電が産業界のみならず一般家庭にも普及していくことが考えられ、電池電力貯蔵装置のより一層の小型化、低価格化及び高効率化がさらに要求される。更に、特許文献 1 及び非特許文献 1 ~ 4 に記載されたカスケード型のモジュラー・マルチレベル変換器 ( M M C C ) よりもさらに小型、低価格で高効率の電力変換器が求められる。

【 0 0 0 8 】

そこで、本発明者らは、直流と交流とを双方向に変換する、構造容易、小型、低価格で高効率のモジュラー・マルチレベルの単相電力変換器及び三相電力変換器、ならびに、三相交流と二相交流とを双方向に変換する、構造容易、小型、低価格で高効率の三相二相電力変換器を案出した ( 特許文献 2 参照 )。なお、以後、モジュラー・マルチレベルの単相電力変換器及び三相電力変換器、並びに三相二相電力変換器を総称して、マルチレベル電力変換器と記す。

【 0 0 0 9 】

特許文献 2 に記載のマルチレベル電力変換器では、プッシュプル・インバータの各アームをセルを使用してモジュール化した回路構成のモジュラー・プッシュプル・変換器 ( M P C : Modular Push-pull Converter ) が使用される。モジュラー・プッシュプル・変換器は以後、M P C と記す。

【 0 0 1 0 】

そして、M P C の正常動作を実現するために、各セルに使用している直流コンデンサ電圧を一定にする制御として、特許文献 2 には、平均値制御、アームバランス制御、循環電流制御及び個別バランス制御の 4 つの制御が開示されている。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 1 1 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 1 1 - 1 8 2 5 1 7 号公報

【 特許文献 2 】 国際出願 P C T / J P 2 0 1 2 / 0 7 9 6 6 8 号公報

【 非特許文献 】

【 0 0 1 2 】

【 非特許文献 1 】 萩原誠、赤木泰文著、「モジュラー・マルチレベル変換器 ( M M C ) の P W M 制御法と動作検証」、電気学会論文誌 D、第 1 2 8 巻、第 7 号、p p 9 5 7 ~ 9 6 5、2 0 0 8 年 7 月

【 非特許文献 2 】 西村和敏、萩原誠、赤木泰文著、「モジュラー・マルチレベル P W M インバータを用いた高圧モータドライブシステムへの応用 - 4 0 0 V , 1 5 k W ミニモデルによる実験的検証 - 」、電気学会半導体電力変換研究会、S P C - 0 9 - 2 4、p p 1 9 ~ 2 4、2 0 0 9 年 1 月

【 非特許文献 3 】 赤木泰文、萩原誠著、「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 ( M M C C ) の分類と名称」、電気学会全国大会、n o . 4 - 0 4 3、p p 7 1 ~ 7 2、2 0 1 0 年 3 月

【 非特許文献 4 】 萩原誠、前田亮、赤木泰文著、「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 ( M M C C - D S C C ) の理論解析と制御法」、電気学会全国大会、n o . 4 - 0 4 4、p p 7 3 ~ 7 4、2 0 1 0 年 3 月

10

20

30

40

50

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0013】

しかし、特許文献2に開示の、各セルにある直流コンデンサ電圧を一定にするアームバランス制御では、アーム間で直流電圧の情報を高速で通信しており、アーム間で高速な通信を行う都合上、各アームを近接設置する必要があり、設計上の制約があった。

## 【0014】

従って本発明の目的は、上記問題に鑑み、各アームの直流電圧平均値を独立に制御することにより、各セルにある直流コンデンサ電圧を一定にするアームバランス制御を無くし、アーム間での直流電圧の情報の高速通信を不要として、MPCの設計上の制約を無くすことである。

10

## 【課題を解決するための手段】

## 【0015】

上記目的を実現する本発明の第1の形態によれば、

直列接続された2つの半導体スイッチと、2つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサと、半導体スイッチのスイッチング動作に応じて直流コンデンサから放電若しくは直流コンデンサへ充電される電流の入出力端子とを有する単位セルと、

1つの単位セル、又は入出力端子を介して互いにカスケード接続された複数の単位セルからなる第1及び第2のアームであって、第1及び第2のアームは同数の単位セルを有する第1及び第2のアームと、

20

第1のアームの一端が接続される第1の端子と、第2のアームの一端が接続される第2の端子と、直流電源の一端が接続される第3の端子とを有するアーム結合部と、

1次側に交流入出力端子、2次側巻線に中間端子を有する変圧器であって、2次側巻線の2つの末端端子には、第1のアームの、アーム結合部の第1の端子が接続されない側の端子と、第2のアームの、アーム結合部の第2の端子が接続されない側の端子とがそれぞれ接続され、中間端子には、直流電源の、アーム結合部の第3の端子が接続されない側の端子が接続される変圧器と、

第1のアーム内の直流コンデンサの電圧値と第2のアーム内の直流コンデンサの電圧値とに基づいて、第1のアームの循環電流指令値と第2のアームの循環電流指令値とを作成する指令値作成手段と、

30

第1と第2のアームの循環電流指令値に対して、第1と第2のアームを流れる電流に、変圧器の巻線比と交流入出力端子に印加される交流電流とを考慮した交流分を加えた、若しくは引いた、第1と第2のアームをそれぞれ流れる循環電流が追従するように制御する制御手段とを備えることを特徴とするマルチレベル電力変換器が提供される。

## 【0016】

上記目的を実現する本発明の第2の形態によれば、

直列接続された2つの半導体スイッチと、2つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサと、半導体スイッチのスイッチング動作に応じて直流コンデンサから放電若しくは直流コンデンサへ充電される電流の入出力端子とを有する単位セルと、

1つの単位セル、又は入出力端子を介して互いにカスケード接続された複数の単位セルからなる第1及び第2のアームであって、第1及び第2のアームは同数の単位セルを有する第1及び第2のアームと、

40

第1のアームの一端との間で直流電源が接続される第1の端子と、第2のアームの一端との間でさらに別の直流電源が接続される第2の端子と、第1の端子及び第2の端子に接続される第3の端子とを有するアーム結合部と、

1次側に交流入出力端子、2次側巻線に3端子結合リアクトルを有する変圧器であって、2次側巻線の2つの末端端子には、第1のアームの、直流電源が接続されない側の端子と、第2のアームの、上記さらに別の直流電源が接続されない側の端子とがそれぞれ接続され、3端子結合リアクトルの両端端子間の巻線に位置する中間端子には、第3の端子が接続される変圧器と、

50

第1のアーム内の直流コンデンサの電圧値と第2のアーム内の直流コンデンサの電圧値とに基づいて、第1のアームの循環電流指令値と第2のアームの循環電流指令値とを作成する指令値作成手段と、

第1と第2のアームの循環電流指令値に対して、第1と第2のアームを流れる電流に、変圧器の巻線比と交流入出力端子に印加される交流電流とを考慮した交流分を加えた、若しくは引いた、第1と第2のアームをそれぞれ流れる循環電流が追従するよう制御する制御手段とを備えることを特徴とするマルチレベル電力変換器が提供される。

【0017】

上記目的を実現する本発明の第3の形態によれば、

直列接続された2つの半導体スイッチと、2つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサと、半導体スイッチのスイッチング動作に応じて直流コンデンサから放電若しくは直流コンデンサへ充電される電流の入出力端子とを有する単位セルと、

1つの単位セル、又は入出力端子を介して互いにカスケード接続された複数の単位セルからなる第1及び第2のアームであって、第1及び第2のアームは同数の単位セルを有する第1及び第2のアームと、

第1のアームの、直流電源が接続される側の端子に接続される第1のコンデンサと、

第2のアームの、直流電源が接続される側の端子に接続される第2のコンデンサと、

第1のコンデンサの、第1のアームが接続されない側の端子が接続される第1の端子と、前2のコンデンサの、第2のアームが接続されない側の端子が接続される第2の端子と、第1の端子及び第2の端子に接続される第3の端子とを有するアーム結合部と、

1次側に交流入出力端子、2次側巻線に3端子結合リアクトルを有する変圧器であって、2次側巻線の2つの末端端子には、第1のアームの、第1のコンデンサが接続されない側の端子と、第2のアームの、第2のコンデンサが接続されない側の端子とがそれぞれ接続され、3端子結合リアクトルの両端端子間の巻線に位置する中間端子には、第3の端子が接続される変圧器と、

第1のアーム内の直流コンデンサの電圧値と第2のアーム内の直流コンデンサの電圧値とに基づいて、第1のアームの循環電流指令値と第2のアームの循環電流指令値とを作成する指令値作成手段と、

第1と第2のアームの循環電流指令値に対して、第1と第2のアームを流れる電流に、変圧器の巻線比と交流入出力端子に印加される交流電流とを考慮した交流分を加えた、若しくは引いた、第1と第2のアームをそれぞれ流れる循環電流が追従するよう制御する制御手段とを備えることを特徴とするマルチレベル電力変換器が提供される。

【0018】

上記目的を実現する本発明の第4の形態は、上記第1から第3の形態のマルチレベル電力変換器を制御する方法であって、

上記第1から第3の形態の何れかの形態のマルチレベル電力変換器において、

変圧器の1次側と2次側の巻線比を $N_1/N_2$ 、変圧器の交流入力端子に入力される電流を $i_{ac}$ とした時に、第1のアームの循環電流と第2のアーム循環電流を、

$$i_{zP} = i_P + (N_1/N_2) \times i_{ac}$$

$$i_{zN} = i_N - (N_1/N_2) \times i_{ac}$$

で定義し、

第1のアーム内の直流コンデンサの電圧値と第2のアーム内の直流コンデンサの電圧値とに基づいて、第1のアームの循環電流指令値と第2のアームの循環電流指令値とを作成し、

第1と第2のアームの循環電流指令値に対して、第1と第2のアームを流れる電流に、変圧器の巻線比と交流入出力端子に印加される交流電流とを考慮した交流分を加えた、若しくは加えた、第1と第2のアームをそれぞれ流れる循環電流が追従するよう制御することを特徴とするマルチレベル電力変換器の制御方法が提供される。

【発明の効果】

【0019】

10

20

30

40

50

本発明によれば、各アームの直流電圧平均値を独立に制御することにより、各セルにある直流コンデンサ電圧を一定にするアームバランス制御を無くし、アーム間での直流電圧の情報の高速通信を不要として、MPCの設計上の制約を無くすることができる。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】第1の実施例による単相電力変換器を示す回路図である。

【図2A】第1～第5の実施例による単相電力変換器内の単位セルであるチョッパセルを示す回路図である。

【図2B】第1～第5の実施例による単相電力変換器内の単位セルであるブリッジセルを示す回路図である。

10

【図3】第2の実施例による単相電力変換器を示す回路図である。

【図4A】第3の実施例による単相電力変換器におけるアームの回路構成を示す回路図である。

【図4B】第3の実施例による単相電力変換器におけるアームの回路構成を示す回路図である。

【図4C】第3の実施例による単相電力変換器におけるアームの回路構成を示す回路図である。

【図5】第4の実施例による単相電力変換器を示す回路図である。

【図6】第5の実施例による単相電力変換器を示す回路図である。

【図7】第6の実施例による三相電力変換器を示す回路図である。

20

【図8A】図7に示す三相電力変換器における変圧器を示す回路図である。

【図8B】図7に示す三相電力変換器における変圧器を示す回路図である。

【図9A】第6の実施例による三相電力変換器の直流コンデンサ制御についての制御ブロック図(その1)である。

【図9B】第6の実施例による三相電力変換器の直流コンデンサ制御についての制御ブロック図(その2)である。

【図9C】第6の実施例による三相電力変換器の直流コンデンサ制御についての制御ブロック図(その3)である。

【図10】第6の実施例による三相電力変換器の直流コンデンサ制御装置を示すブロック図である。

30

【図11】第6の実施例による三相電力変換器の実験における瞬時有効電力制御及び瞬時無効電力制御を示すブロック図である。

【図12】第6の実施例による三相電力変換器を、インバータ動作させたときの定常特性についての実験波形を示す図である。

【図13】第6の実施例による三相電力変換器を、整流器動作させたときの定常特性についての実験波形を示す図である。

【図14】第6の実施例による三相電力変換器を、所定動作条件で動作させた時のスタートアップ動作中の実験波形を示す図である。

【図15】第6の実施例による三相電力変換器を、瞬時有効電力指令値を - 4 kW から - 5 kW にステップ状に変化させた時の実験波形を示す図である。

40

【図16】第7の実施例による三相電力変換器を示す回路図である。

【図17】本発明で使用するスコット変圧器を示す回路図である。

【図18A】図17に示すスコット変圧器の瞬時電圧ベクトル図(その1)である。

【図18B】図17に示すスコット変圧器の瞬時電圧ベクトル図(その2)である。

【図19】第8の実施例による三相二相電力変換器を示す回路図である。

【図20】電池電力貯蔵装置の一般的な構成を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0021】

図1は、本発明のマルチレベル電力変換器の第1の実施例を示すものであり、単相電力変換器1の回路図を示している。以降、異なる図面において同じ参照符号が付されたもの

50



は同じ機能を有する構成要素であることを意味するものとする。図 2 A は、第 1 の実施例並びに以後の実施例における単相電力変換器内の単位セルであるチョッパセル C C を示す回路図である。図 2 B は、第 1 の実施例並びに以後の実施例の単相電力変換器 1 において使用することができる単位セルであるブリッジセル B C を示す回路図である。

【 0 0 2 2 】

第 1 の実施例による単相電力変換器 1 は、単位セル 1 1 - 1 ~ 1 1 - M (ただし、M は自然数) と、第 1 のアーム 1 2 - P 及び第 2 のアーム 1 2 - N と、アーム結合部 1 3 と、変圧器 1 4 とを備える。単位セル 1 1 - 1 ~ 1 1 - M は、直列接続された 2 つの半導体スイッチ S W と、2 つの半導体スイッチ S W に並列接続された直流コンデンサ C と、半導体スイッチ S W のスイッチング動作に応じて直流コンデンサ C から放電若しくは直流コンデンサ C へ充電される電流の入出力端子 T 1 , T 2 とを有する。

10

【 0 0 2 3 】

なお、これ以降、単位セル 1 1 - 1 ~ 1 1 - M 内にある直流コンデンサ C については、理解を容易にするために、当該単位セル 1 1 - 1 ~ 1 1 - M の外側に記載している。単位セル 1 1 - 1 ~ 1 1 - M は、図 2 A に示すチョッパセル C C もしくは図 2 B に示すブリッジセル B C のいずれでもよい。

【 0 0 2 4 】

図 2 A に示すチョッパセル C C は、直列接続された 2 つの半導体スイッチ S W と、2 つの半導体スイッチ S W に並列接続された直流コンデンサ C と、半導体スイッチ S W のスイッチング動作に応じて直流コンデンサ C から放電若しくは直流コンデンサ C へ充電される電流の入出力端子 T 1 及び T 2 とを有する双方向のチョッパセルである。2 つの半導体スイッチ S W のうちの一方の半導体スイッチの両端端子を、チョッパセル C C の入出力端子 T 1 及び T 2 とする。

20

【 0 0 2 5 】

図 2 B に示すブリッジセル B C は、直列接続された 2 つの半導体スイッチ S W を 2 組並列接続し、これに直流コンデンサ C を並列接続して構成されるものである。直列接続された 2 つの半導体スイッチ S W の各組の、直列接続点を、直流コンデンサ C から放電若しくは直流コンデンサ C へ充電される電流の入出力端子 T 1 及び T 2 とする。チョッパセル C C とブリッジセル B C は、単位セルとも呼ばれる。

【 0 0 2 6 】

図 2 A 及び図 2 B に示すいずれの単位セルにおいては、各半導体スイッチ S W は、オン時に一方向に電流を通す半導体スイッチング素子 S と、この半導体スイッチング素子 S に逆並列に接続された帰還ダイオード D とを有する。単位セルの入出力端子 T 1 及び T 2 間に、1 つの単位セルが出力する電圧が現れる。

30

【 0 0 2 7 】

図 1 に示すように、第 1 のアーム 1 2 - P 及び第 2 のアーム 1 2 - N は、1 つの単位セル、又は入出力端子 T 1 及び T 2 を介して互いにカスケード接続された複数の単位セルを同数有するようにする。図 1 並びに以後の実施例では、第 1 のアーム 1 2 - P 及び第 2 のアーム 1 2 - N に配置される単位セルに、符号 1 1 - 1 ~ 1 1 - M (ただし、M は自然数であり、以後も同様である) を付して説明する。

40

【 0 0 2 8 】

アーム結合部 1 3 は、第 1 のアーム 1 2 - P の下側端子 1 a b が接続される第 1 の端子 a と、第 2 のアーム 1 2 - N の下側端子 2 a b が接続される第 2 の端子 b と、第 1 の端子 a と第 2 の端子 b との間に位置する第 3 の端子 c とを有する。第 3 の端子 c には直流電源  $V_{dc}$  の負極側端子が接続される。

【 0 0 2 9 】

上記アーム結合部 1 3 は、第 1 の実施例では、図 1 に示すように、第 1 の端子 a と、第 2 の端子 b と、第 1 の端子 a と第 2 の端子 b との間の巻線上に位置する中間タップである第 3 の端子 c とを有する 3 端子結合リアクトル L からなる。図 1 においては 3 端子結合リアクトル L の極性を黒丸 (・) で表わしている。第 1 の端子 a と第 3 の端子 c との間の巻

50

線の極性と、第3の端子cと第2の端子bとの間の巻線の極性とが逆向き（図示の例では相反する向きに向いている）となるようにする。

【0030】

変圧器14は、1次側に交流入出力端子T1-1及びT1-2を有し、2次側には2つの末端端子T2-1及びT2-2の間の2次側巻線にセンタータップである中間端子T2-3を有する。変圧器14の1次側の交流入出力端子T1-1及びT1-2間に、単相電力変換器1の交流出力電圧 $v_{ac}$ が現れる。ここで、変圧器14の1次側巻線の巻き数を $N_1$ とし、2次側巻線の巻き数を $N_2$ とする。したがって、2次側においては、末端端子T2-1と中間端子T2-3との間の巻線の巻き数及び中間端子T2-3と末端端子T2-2との間の巻線の巻き数は、共に $N_2/2$ となる。

10

【0031】

また、図1においては変圧器14の1次側巻線及び2次側巻線の極性を黒丸(・)で表わしている。2次側巻線においては、末端端子T2-1と中間端子T2-3との間の巻線の極性と、中間端子T2-3と末端端子T2-2との間の巻線の極性とが同じ向き（図示の例では左向に揃っている）となるようにする。一方、1次側巻線の極性の向きについては、2次側巻線の極性の向きと必ずしも同じとなくともよい。

【0032】

変圧器14の2次側巻線の末端端子T2-1には、第1のアーム12-Pの、アーム結合部13の第1の端子aが接続されない側の端子、即ち第1のアーム12-Pの上側端子1atが接続され、変圧器14の2次側巻線の末端端子T2-2には、第2のアーム12-Nの、アーム結合部13の第2の端子bが接続されない側の端子、即ち第2のアーム12-Nの上側端子2atが接続される。また、変圧器14の中間端子T2-3には、直流電源 $V_{dc}$ の、アーム結合部13の第3の端子cが接続されない側の端子、即ち直流電源 $V_{dc}$ の正極側端子が接続される。

20

【0033】

第1の実施例による単相電力変換器1の動作を、数式を用いて解析すると次の通りである。

【0034】

変圧器14の1次側の交流入出力端子T1-1及びT1-2間に、単相電力変換器1の交流電圧 $v_{ac}$ が現れる。交流電流を $i_{ac}$ とする。また、第1のアーム12-Pに流れるアーム電流を $i_p$ とし、第2のアーム12-Nに流れるアーム電流を $i_N$ とする。第1のアーム12-P内の各単位セル11-j（ただし、 $j=1\sim M$ ）の入出力端子（図2A及び図2BのT1及びT2）間に表れる電圧を $v_{pj}$ とし、第2のアーム12-N内の各単位セル11-j（ただし、 $j=1\sim M$ ）の入出力端子（図2A及び図2BのT1及びT2）間に表れる電圧を $v_{Nj}$ としたとき、第1のアーム12-Pの出力電圧総和 $v_p$ 及び第2のアーム12-Nの出力電圧総和 $v_N$ はそれぞれ式1及び式2で表わされる。

30

【0035】

【数1】

$$v_p = \sum_{j=1}^M v_{pj} \quad \dots (1)$$

40

【0036】

【数2】

$$v_N = \sum_{j=1}^M v_{Nj} \quad \dots (2)$$

50

【 0 0 3 7 】

一方、変調度を  $m (0 < m < 1)$ 、角周波数を  $\omega$  としたとき、第 1 のアーム 1 2 - P の出力電圧総和  $v_P$  及び第 2 のアーム 1 2 - N の出力電圧総和  $v_N$  はそれぞれ式 3 及び式 4 で表わされる。

【 0 0 3 8 】

【 数 3 】

$$v_P = V_{dc}(1 - m \sin \omega t) \quad \dots (3)$$

10

【 0 0 3 9 】

【 数 4 】

$$v_N = V_{dc}(1 + m \sin \omega t) \quad \dots (4)$$

【 0 0 4 0 】

ここで、循環電流  $i_z$  を式 5 のように定義する。

20

【 0 0 4 1 】

【 数 5 】

$$i_z = \frac{1}{2}(i_P + i_N) \quad \dots (5)$$

【 0 0 4 2 】

アーム結合部 1 3 における 3 端子結合リアクトルは循環電流  $i_z$  に対してのみ  $L$  のインダクタンスを有するので、式 6 及び式 7 に示す電圧方程式が成り立つ。

30

【 0 0 4 3 】

【 数 6 】

$$V_{dc} - \frac{N_2}{2N_1} v_{ac} = v_P + \frac{L}{2} \frac{di_z}{dt} \quad \dots (6)$$

【 0 0 4 4 】

【 数 7 】

$$V_{dc} + \frac{N_2}{2N_1} v_{ac} = v_N + \frac{L}{2} \frac{di_z}{dt} \quad \dots (7)$$

40

【 0 0 4 5 】

式 3、式 4、式 6 及び式 7 より式 8 及び式 9 が得られる。

【 0 0 4 6 】

【数 8】

$$v_{ac} = 2 \frac{N_1}{N_2} m V_{dc} \sin \omega t \quad \dots (8)$$

【0047】

【数 9】

$$\frac{di_z}{dt} = 0 \quad \dots (9)$$

10

【0048】

式 9 からわかるように、循環電流  $i_z$  は直流量となる。すなわち、第 1 のアーム 1 2 - P に流れるアーム電流  $i_p$  及び第 2 のアーム 1 2 - N に流れるアーム電流  $i_N$  はともに直流分を含むということである。変圧器 1 4 においては直流電流による磁束は互いに打ち消し合うため、直流磁束は発生しない。なお、上述の式 9 の導出には、 $v_p + v_N = 2 V_{dc}$  の関係を用いている。しかしながら実際は、高調波電圧やデッドタイムなどの影響により  $v_p + v_N = 2 V_{dc}$  となるので、循環電流  $i_z$  に交流分が重畳する。

20

【0049】

一方、第 1 のアーム 1 2 - P に流れるアーム電流  $i_p$  及び第 2 のアーム 1 2 - N に流れるアーム電流  $i_N$  に含まれる交流分をそれぞれ  $(i_p)_{ac}$  及び  $(i_N)_{ac}$  とすると、変圧器の起磁力の関係から式 1 0 が得られる。

【0050】

【数 1 0】

$$N_1 i_{ac} = -\frac{N_2}{2} (i_p)_{ac} + \frac{N_2}{2} (i_N)_{ac} \quad \dots (10)$$

30

【0051】

式 1 0 において、 $(i_p)_{ac} = - (i_N)_{ac}$  の関係が成立すると仮定すると式 1 1 及び式 1 2 が得られる。

【0052】

【数 1 1】

$$(i_p)_{ac} = -\frac{N_1}{N_2} i_{ac} \quad \dots (11)$$

40

【0053】

【数 1 2】

$$(i_N)_{ac} = \frac{N_1}{N_2} i_{ac} \quad \dots (12)$$

【0054】

本発明では、第 1 のアーム 1 2 - P に流れる循環電流  $i_{zP}$  及び第 2 のアーム 1 2 - N に

50

流れる循環電流  $i_{ZN}$  を別々に定義する。すると、図 1 において循環電流  $i_{ZP}$  は、以下の式 A と式 B のように与えられる。

$$i_{ZP} = i_P + (i_P)_{ac} = i_P + (N_1 / N_2) i_{ac} \quad \dots (A)$$

$$i_{ZN} = i_N - (i_N)_{ac} = i_N - (N_1 / N_2) i_{ac} \quad \dots (B)$$

【0055】

式 A と式 B の右辺第 2 項は循環電流  $i_{ZP}$  と循環電流  $i_{ZN}$  に含まれる交流分に相当する。従って循環電流  $i_{ZP}$  と循環電流  $i_{ZN}$  は理想的には直流分のみになる。本発明では、循環電流  $i_{ZP}$  と循環電流  $i_{ZN}$  を使用することにより、第 1 のアーム 12 - P と第 2 のアーム 12 - N の直流電圧平均値  $V_{aveCP}$ 、 $V_{aveCN}$  を独立に制御することができる。

【0056】

図 3 は、本発明のマルチレベル電力変換器の第 2 の実施例を示すものであり、単相電力変換器 1 の回路図を示している。第 2 の実施例による単相電力変換器 1 は、図 1、図 2 A 及び図 2 B を参照して説明した第 1 の実施例におけるアーム結合部 13 を、3 端子結合リアクトル L ではなく、通常のリアクトル、即ち非結合リアクトル  $L_1$ 、 $L_2$  で構成したものである。なお、これ以外の回路構成要素については、図 1 に示す単位セル 11 - 1 ~ 11 - M、第 1 のアーム 12 - P、第 2 のアーム 12 - N 及び変圧器 14、ならびに図 2 A 及び図 2 B に示す単位セルと同様であるので、同一の回路構成要素には同一符号を付して当該回路構成要素についての詳細な説明は省略する。

【0057】

第 2 の実施例では、図 3 に示すように、アーム結合部 13 は、互いに直列接続された 2 つのリアクトル  $L_1$  及び  $L_2$  からなり、リアクトル  $L_1$  の一方の端子である第 1 の端子 a と、リアクトル  $L_2$  の一方の端子である第 2 の端子 b と、直列接続された 2 つのリアクトル  $L_1$  及び  $L_2$  の直列接続点である第 3 の端子 c とを有する。なお、リアクトル  $L_1$ 、 $L_2$  は、変圧器 14 の漏れインダクタンスで代用してもよい。

【0058】

図 4 A ~ 図 4 C は、本発明のマルチレベル電力変換器の第 3 の実施例を示すものであり、単相電力変換器 1 におけるアームの回路構成を示す回路図である。第 3 の実施例による単相電力変換器 1 は、図 3 を参照して説明した第 2 の実施例におけるアーム結合部 13 を構成するリアクトル  $L_1$ 、 $L_2$  の位置を変更したものである。図 4 A ~ 図 4 C では、単相電力変換器 1 におけるアームを構成するリアクトル  $L_1$ 、 $L_2$  の内のリアクトル L 及び単位セル 11 - 1 ~ 11 - M を含む第 1 もしくは第 2 のアームのみを表している。第 3 の実施例では、図 4 A ~ 図 4 C に示すように、第 1 のアーム及び第 2 のアームそれぞれにおいて、互いにカスケード接続された単位セル 11 - 1 ~ 11 - M 間の任意の位置に接続されるリアクトル L を備えるので、図 3 に示したアーム結合部 13 の第 1 の端子 a と、第 2 の端子 b と、第 3 の端子 c とは互いに接続されるように変更する。これ以外の回路構成要素については、第 2 の実施例と同様である。なお、リアクトル L は変圧器 14 の漏れインダクタンスで代用してもよい。

【0059】

図 5 は、本発明のマルチレベル電力変換器の第 4 の実施例を示すものであり、単相電力変換器 1 の回路図を示している。第 4 の実施例による単相電力変換器 1 は、図 1、図 2 A 及び図 2 B を参照して説明した第 1 の実施例におけるアーム結合部 13 及び変圧器 14 を変更したものである。

【0060】

単位セル 11 - 1 ~ 11 - M、並びに第 1 のアーム 12 - P 及び第 2 のアーム 12 - N は、図 1、図 2 A 及び図 2 B を参照して説明した第 1 の実施例と同様であるので詳細な説明については省略する。単位セル 11 - 1 ~ 11 - M は、第 1 の実施例と同様、図 2 A に示すチョッパセル CC、若しくは図 2 B に示すブリッジセル BC の何れも使用でき、直列接続された 2 つの半導体スイッチ SW と、2 つの半導体スイッチ SW に並列接続された直流コンデンサ C と、半導体スイッチ SW のスイッチング動作に応じて直流コンデンサ C から放電若しくは直流コンデンサへ充電される電流の入出力端子 T1、T2 とを有する。第

10

20

30

40

50

1のアーム12-P及び第2のアーム12-Nは、第1の実施例と同様、1つの単位セル11-1、又は入出力端子T1及びT2を介して互いにカスケード接続された複数の単位セル11-1~11-Mを同数有するようになる。

【0061】

アーム結合部13は、第1のアーム12-Pの下側端子1abに一端が接続される直流電源 $V_{dc}$ の他端が接続される第1の端子aと、第2のアーム12-Nの下側端子2abに一端が接続される更に別の直流電源 $V_{dc}$ の他端が接続される第2の端子bと、第1の端子aと第2の端子bとに接続される第3の端子cとを有する。

【0062】

図5に示すように、第4の実施例における変圧器14'は、図1を参照して説明した第1の実施例による単相電力変換器1における変圧器14の中間端子があった位置に、3端子結合リアクトル15を設けたものである。即ち、変圧器14'の2次側巻線に3端子結合リアクトル15を有する。変圧器14'の1次側の交流入出力端子T1-1及びT1-2間に、単相電力変換器1の交流出力電圧 $v_{ac}$ が現れる。ここで、変圧器14'の1次側巻線の巻き数を $N_1$ とし、2次側巻線の巻き数を $N_2$ とする。したがって、2次側においては、末端端子T2-1と3端子結合リアクトル15との間の巻線の巻き数及び3端子結合リアクトル15と末端端子T2-2との間の巻線の巻き数は共に $N_2/2$ となる。

【0063】

変圧器14'の2次側巻線の末端端子T2-1には、第1のアーム12-Pの、直流電源 $V_{dc}$ が接続されない側の端子、即ち第1のアーム12-Pの上側端子1atが接続される。また、変圧器14'の2次側巻線の末端端子T2-2には、第2のアーム12-Nの、更に別の直流電源 $V_{dc}$ が接続されない側の端子、即ち第2のアーム12-Nの上側端子2atが接続される。そして、3端子結合リアクトル15の両端端子間の巻線に位置する中間端子T2-3には、アーム結合部13の第3の端子cが接続される。

【0064】

また、図5においては変圧器14'の1次側巻線及び2次側巻線の極性を黒丸(・)で表している。2次側巻線においては、末端端子T2-1と中間端子T2-3との間の巻線の極性と、中間端子T2-3と末端端子T2-2との間の巻線の極性が逆向き(図示の例では互いに向き合う)となるようになる。一方、1次側巻線の極性の向きについては、2次側巻線の極性の向きと必ずしも同じとはならなくてもよい。また、3端子結合リアクトル15の極性の向きについては、3端子結合リアクトル15の両端端子と中間端子T2-3との間の2つの巻線の極性の向きが同じ向き(図示の例では左向に揃っている)となるようになる。3端子結合リアクトル15の極性の向きは、図示の例で右側に揃わせることもできる。

【0065】

図6は、本発明のマルチレベル電力変換器の第5の実施例を示すものであり、単相電力変換器1の回路図である。第5の実施例による単相電力変換器1は、図5を参照して説明した第4の実施例におけるアーム結合部13及びこれと直流電源 $v_{dc}$ との接続関係を変更し、この変更に伴い新たにコンデンサを設けたものである。

【0066】

単位セル11-1~11-Mならびに第1のアーム12-P及び第2のアーム12-Nは、図1、図2A及び図2Bを参照して説明した第1の実施例と同様である。即ち、単位セル11-1~11-Mは、第1の実施例と同様、図2Aに示すチョップセルCC若しくは図2Bに示すブリッジセルの何れも使用でき、直列接続された2つの半導体スイッチSWと、2つの半導体スイッチSWに並列接続された直流コンデンサCと、半導体スイッチSWのスイッチング動作に応じて直流コンデンサCから放電若しくは直流コンデンサCへ充電される電流の入出力端子T1、T2とを有する。第1のアーム12-P及び第2のアーム12-Nは、第1の実施例と同様、1つの単位セル11-1、又は入出力端子T1及びT2を介して互いにカスケード接続された複数の単位セル11-1~11-Mを同数有するようになる。直流電源 $V_{dc}$ は、第1のアーム12-Pの下側端子1abと第2のアー

10

20

30

40

50

△ 1 2 - N の下側端子 2 a b との間に接続される。

【 0 0 6 7 】

第 1 のコンデンサ  $C_{dc1}$  は、第 1 のアーム 1 2 - P の下側端子 1 a b に一端が接続され、他端が第 1 の端子 a に接続される。第 2 のコンデンサ  $C_{dc2}$  は、第 2 のアーム 1 2 - N の下側端子 2 a b に一端が接続され、他端が第 2 の端子 b に接続される。第 1 のコンデンサ  $C_{dc1}$  と第 2 のコンデンサ  $C_{dc2}$  とは互いに直列接続され、この直列接続された第 1 のコンデンサ  $C_{dc1}$  及び第 2 のコンデンサ  $C_{dc2}$  は、直流電源  $V_{dc}$  に並列接続される。このとき、第 1 のコンデンサ  $C_{dc1}$  及び第 2 のコンデンサ  $C_{dc2}$  の極性の向きは、直流電源  $V_{dc}$  の極性の向きに合わせる。

【 0 0 6 8 】

アーム結合部 1 3 には、第 1 のコンデンサ  $C_{dc1}$  に接続される第 1 の端子 a と、第 2 のコンデンサ  $C_{dc2}$  に接続される第 2 の端子 b、及び 3 端子結合リアクトル 1 5 の中間端子 T 2 - 3 に接続される第 3 の端子 c とを有する。

【 0 0 6 9 】

第 5 の実施例における変圧器 1 4 ' は、第 4 の実施例の場合同様、図 1 を参照して説明した第 1 の実施例による単相電力変換器 1 における変圧器 1 4 の中間端子があった位置に、3 端子結合リアクトル 1 5 を設けたものである。すなわち、変圧器 1 4 ' の 2 次側巻線の上に 3 端子結合リアクトル 1 5 を有する。変圧器 1 4 ' の 1 次側の交流入出力端子 T 1 - 1 及び T 1 - 2 間に、単相電力変換器 1 の交流出力電圧  $v_{ac}$  が現れる。ここで、変圧器 1 4 ' の 1 次側巻線の巻き数を  $N_1$  とし、2 次側巻線の巻き数を  $N_2$  とする。従って、2 次側  
 において、末端端子 T 2 - 1 と 3 端子結合リアクトル 1 5 との間の巻線の巻き数及び 3 端子結合リアクトル 1 5 と末端端子 T 2 - 2 との間の巻線の巻き数は共に  $N_2 / 2$  となる。

【 0 0 7 0 】

変圧器 1 4 ' の 2 次側巻線の末端端子 T 2 - 1 には、第 1 のアーム 1 2 - P の上側端子 1 a t が接続され、変圧器 1 4 ' の 2 次側巻線の末端端子 T 2 - 2 には、第 2 のアーム 1 2 - N の上側端子 2 a t が接続される。また、3 端子結合リアクトル 1 5 の両端端子 T 2 - 1 と T 2 - 2 との間の巻線の上に位置する中間端子 T 2 - 3 には、アーム結合部 1 3 の第 3 の端子 c が接続される。

【 0 0 7 1 】

また、図 6 においても変圧器 1 4 ' の 1 次側巻線及び 2 次側巻線の極性を黒丸 (・) で表している。2 次側巻線においては、末端端子 T 2 - 1 と中間端子 T 2 - 3 との間の巻線の極性と、中間端子 T 2 - 3 と末端端子 T 2 - 2 との間の巻線の極性が逆向き (図示の例では互いに向かい合う向きに向いている) となるようにする。一方、1 次側巻線の極性の向きについては、2 次側巻線の極性の向きと必ずしも同じとしなくてもよい。また、3 端子結合リアクトルの極性については、3 端子結合リアクトル 1 5 の両端端子 T 2 - 1、T 2 - 2 と中間端子 T 2 - 3 との間の 2 つの巻線の極性の向きが同じ向き (図示の例では左向に揃っている) となるようにする。3 端子結合リアクトルの極性の向きは、図示の例で右側に揃わせることもできる。

【 0 0 7 2 】

以上説明した第 1 ~ 第 5 の実施例による単相電力変換器 1 を 3 相分用いて三相電力変換器を構成することができる。また、第 1 ~ 第 5 の実施例による単相電力変換器 1 を 2 相分用いて三相二相電力変換器を構成することができる。次に、三相電力変換器を第 6 の実施例及び第 7 の実施例として説明する。なお、三相二相電力変換器については第 8 の実施例として後述する。

【 0 0 7 3 】

図 7 は、本発明のマルチレベル電力変換器の第 6 の実施例を示すものであり、三相電力変換器 2 を示す回路図である。図 8 A 及び図 8 B は、図 7 に示す三相電力変換器 2 における変圧器を示す回路図である。第 6 の実施例では、一例として第 1 の実施例による単相電力変換器 1 を用いて三相電力変換器 2 を構成する場合について説明するが、第 2 ~ 第 5 の

10

20

30

40

50

実施例による単相電力変換器 1 を用いても同様に構成することができる。第 5 の実施例による単相電力変換器 1 を用いて三相電力変換器 2 を構成する場合には後述の第 7 の実施例として説明する。

【 0 0 7 4 】

図 7 に示す第 6 の実施例では、3 つの単相電力変換器 1 を u 相用、v 相用及び w 相用として使用しており、これらそれぞれの単相電力変換器を 1 u、1 v 及び 1 w で示す。そして、これら単相電力変換器 1 u、1 v 及び 1 w を用いて三相電力変換器 2 を形成している。なお、図 7 において、単相電力変換器 1 v 及び 1 w については、単相電力変換器 1 u と回路構成が同じであるので、具体的な回路構成の記載は省略する。以下、主として u 相の単相電力変換器 1 u に関して説明するが、v 相及び w 相の単相電力変換器 1 v、1 w につ

10

【 0 0 7 5 】

第 6 の実施例による三相電力変換器 2 においては、u 相、v 相及び w 相の各相に設けられる各単相電力変換器 1 u、1 v 及び 1 w 内の変圧器 1 4 を用いて、1 次側にスター結線を有し 2 次側にオープンスター結線を有する三相変圧器 2 4 における各相をそれぞれ構成する。一例として、1 次側巻線と 2 次側巻線の巻数比  $N_1 : N_2$  は 1 : 1 とする。図 8 A は三相変圧器 2 4 の 1 次側のスター結線を示し、図 8 B は三相変圧器 2 4 の 2 次側のオープンスター結線を示す。図 8 B に示すようにオープンスター結線である 2 次側巻線の端子

20

【 0 0 7 6 】

図 1 を参照して説明したように、単相電力変換器 1 においては、アーム結合部 1 3 の第 3 の端子 c には直流電源  $V_{dc}$  の負極側端子が接続され、変圧器 1 4 の中間端子 T 2 - 3 には直流電源  $V_{dc}$  の正極側端子が接続される。これに対して、第 6 の実施例では、図 1 において単相電力変換器 1 に上記のように接続されていた直流電源  $V_{dc}$  を、図 7 に示すように u、v 及び w の各相で共通とする。

【 0 0 7 7 】

次に、第 6 の実施例による三相電力変換器 2 の各単位セル内の直流コンデンサの制御について図 9 A ~ 図 9 C、図 1 0 及び図 1 1 を参照して以下に説明する。図 9 A ~ 図 9 C は、第 6 の実施例による三相電力変換器 2 の直流コンデンサ制御についての制御ブロック図である。図 1 0 は、第 6 の実施例による三相電力変換器 2 の直流コンデンサ制御装置 5 0 を示すブロック図である。上述のように、第 6 の実施例による三相電力変換器 2 は、第 1 の実施例による単相電力変換器 1 を 3 相分備えて構成したものである。なお、図 9 A ~ 図 9 C 及び図 1 0 に示すブロック図は、三相電力変換器のうちの u 相の単相電力変換器 1 u (即ち、第 1 の実施例による単相電力変換器 1) における直流コンデンサ制御を示すが、v 相及び w 相の単相電力変換器 1 v 及び 1 w にも適用可能であり、第 2 ~ 第 5 の実施例による単相電力変換器 1 で三相電力変換器 2 を構成しても同様である。また、同様の理由で

30

40

【 0 0 7 8 】

第 6 の実施例によれば、図 9 A ~ 図 9 C に示すように、三相電力変換器 2 の直流コンデンサ制御は大きく分けて次の 3 つの制御に分かれる。3 つの制御は、平均値制御、循環電流制御及び個別バランス制御と呼ばれるものである。以下に、この 3 つの制御について個々に説明する。

【 0 0 7 9 】

平均値制御は、直流電圧指令値に、各アーム内の全ての直流コンデンサの電圧平均値を平均して得られた値をそれぞれ追従させる制御である。循環電流制御は、平均値制御にお

50



いて作成される循環電流指令値に、第1のアームを流れる循環電流と第2のアームを流れる循環電流とが追従するようにする制御である。個別バランス制御は、同一アーム内の全ての直流コンデンサの電圧値を平均して得られた値に当該アーム内の各直流コンデンサの電圧値をそれぞれ追従させる制御であって、各アームごとに実行される制御である。

【0080】

上記3つの制御は、図10に示すような三相電力変換器2の直流コンデンサ制御装置50により実行される。直流コンデンサ制御装置50は、指令値作成手段51と制御手段52とを備える。指令値作成手段51は、第1のアーム12-P内の直流コンデンサの電圧値と第2のアーム12-N内の直流コンデンサの電圧値とに基づいて、第1のアーム12-Pの循環電流指令値 $i_{ZP}^*$ と、第2のアーム12-Nの循環電流指令値 $i_{ZN}^*$ とを作成する。制御手段52は、第1と第2のアームの循環電流指令値 $i_{ZP}^*$ 、 $i_{ZN}^*$ に対して、第1と第2のアームをそれぞれ流れる循環電流 $i_{ZP}$ 、 $i_{ZN}$ が追従するように制御する。第1と第2のアームの循環電流 $i_{ZP}$ 、 $i_{ZN}$ は、第1と第2のアームを流れる電流 $i_P$ 、 $i_N$ に、変圧器14の巻線比 $N_1/N_2$ と、交流入出力端子T1-1、T1-2に印加される交流電流 $i_{ac}$ とを考慮した交流分 $(N_1/N_2) \times (i_{ac})$ を加えたもの、若しくは引いたものである。

10

【0081】

また、制御手段52は、上記追従させる制御に対応して半導体スイッチをスイッチング動作させるスイッチング指令手段63を有する。これら各手段は、例えばDSPやFPGAなどの演算処理装置を用いて実現される。

【0082】

以下、図9A～図9Cに示す上記3つの制御それぞれについて、図10と対応させながら説明する。なお、指令値には符号\*を付して説明するが、本明細書中では、循環電流指令値 $i_{ZP}^*$ と記載されているのに対して、図面では循環電流指令値が $i_{ZP}^*$ のように記載されていて、符号\*の位置が異なる。しかし、ここでは、 $i_{ZP}^*$ と $i_{ZP}^*$ とは同じものとして説明する。他の符号についても同様である。

20

【0083】

図9Aは、直流電圧指令値に、各アーム内の全ての直流コンデンサの電圧平均値を平均して得られた値をそれぞれ追従させる平均値制御を示すブロック図である。図9Aに示す平均値制御は、図10に示す直流コンデンサ制御装置50における指令値作成手段51によって行われる。指令値作成手段51は、第1のアーム12-P用の循環電流指令値分 $i_{ZP}^*$ と、第2のアーム12-N用の循環電流指令値分 $i_{ZN}^*$ とを作成することで、第1のアーム12-P内及び第2のアーム12-N内の全ての直流コンデンサの電圧値を平均して得られた値 $V_{aveCP}$ 及び $V_{aveCN}$ を所定の直流電圧指令値 $V_C^*$ に追従させるフィードバックループを構成する。

30

【0084】

即ち、図10に示す指令値作成手段51は、図9Aに示した第1のアーム12-P内の全ての直流コンデンサの電圧値を平均して得られた値 $V_{aveCP}$ が、所定の直流電圧指令値 $V_C^*$ に追従するように制御するための、第1のアーム12-P用の循環電流指令値 $i_{ZP}^*$ を生成する。同様に、指令値作成手段51は、第2のアーム12-N内の全ての直流コンデンサの電圧値を平均して得られた値 $V_{aveCN}$ が、所定の直流電圧指令値 $V_C^*$ に追従するように制御するための、第2のアーム12-N用の循環電流指令値 $i_{ZN}^*$ を生成する。

40

【0085】

続いて、図9Bは、平均値制御において作成される循環電流指令値 $i_{ZP}^*$ 、 $i_{ZN}^*$ に、第1のアームを流れる循環電流 $i_{ZP}$ と第2のアームを流れる循環電流 $i_{ZN}$ が追従するようにする循環電流制御を示すブロック図である。循環電流制御は、各アームごとに実行され、図9Bでは、第1のアーム12-Pについての個別バランス制御を主として表記しているが、第2のアーム12-Nについての循環電流制御についてはカッコ「( )」内に表記している。

【0086】

図9Bに示す循環電流制御は、図10に示す直流コンデンサ制御装置50における指令

50

値作成手段 5 1 によって作成された、第 1 のアームを流れる循環電流  $i_{ZP}$  の循環電流指令値  $i_{ZP}^*$  と、第 2 のアームを流れる循環電流  $i_{ZN}$  の循環電流指令値  $i_{ZN}^*$  とに、第 1 のアームを流れる循環電流  $i_{ZP}$  と第 2 のアームを流れる循環電流  $i_{ZN}$  が追従するよう、制御手段 5 2 により制御するものである。

【 0 0 8 7 】

なお、第 1 のアームを流れる循環電流  $i_{ZP}$  と第 2 のアームを流れる循環電流  $i_{ZN}$  は、式 1 3 と式 1 4 及び図 9 B に示すように、第 1 と第 2 のアームを流れる電流  $i_P$ 、 $i_N$  に、変圧器 1 4 の巻線比  $N_1 / N_2$  と、交流入出力端子 T 1 - 1、T 1 - 2 に印加される交流電流  $i_{ac}$  とを考慮した交流分  $(N_1 / N_2) \times (i_{ac})$  を加えたもの、若しくは引いたものである。そして、制御手段 5 2 は、第 1 のアームを流れる循環電流  $i_{ZP}$  と第 2 のアームを流れる循環電流  $i_{ZN}$  を、循環電流指令値  $i_{ZP}^*$ 、 $i_{ZN}^*$  に追従させるフィードバックループを構成するための電圧指令値  $v_{AP}^*$ 、 $v_{AN}^*$  を作成する。

10

【 0 0 8 8 】

【 数 1 3 】

$$i_{ZP} = i_P + \frac{N_1}{N_2} i_{ac} \quad \dots (13)$$

【 0 0 8 9 】

【 数 1 4 】

20

$$i_{ZN} = i_N - \frac{N_1}{N_2} i_{ac} \quad \dots (14)$$

【 0 0 9 0 】

続いて、図 9 C は、同一アーム内の全ての直流コンデンサの電圧値を平均して得られた値に当該アーム内の各直流コンデンサの電圧値をそれぞれ追従させる個別バランス制御を示すブロック図である。個別バランス制御は、各アームごとに実行され、図 9 C でも、第 1 のアーム 1 2 - P についての個別バランス制御を主として表記しているが、第 2 のアーム 1 2 - N についての個別バランス制御についてはカッコ「 ( ) 」内に表記している。

30

【 0 0 9 1 】

制御手段 5 2 は、第 1 のアーム 1 2 - P 内の全ての直流コンデンサの電圧値を平均して得られた値  $v_{aveCP}$  に、第 1 のアーム 1 2 - P 内の各直流コンデンサの電圧値  $v_{CPj}$  をそれぞれ追従させる制御、及び、第 2 のアーム 1 2 - N 内の全ての直流コンデンサの電圧値を平均して得られた値  $v_{aveCN}$  に、第 2 のアーム 1 2 - N 内の各直流コンデンサの電圧値  $v_{CNj}$  をそれぞれ追従させる制御を実行する。このための電圧指令値が、各アーム 1 2 - P 及び 1 2 - N 内の各単位セル 1 1 - j ごとに作成され、第 1 のアーム 1 2 - P については  $v_{BPj}^*$ 、第 2 のアーム 1 2 - N については  $v_{BNj}^*$  で表す。ここで、M をアーム内の単位セルの個数としたとき、 $j = 1 \sim M$  とする。

40

【 0 0 9 2 】

上記 3 つの制御により各アーム 1 2 - P 及び 1 2 - N 内の単位セル 1 1 - j 内の直流コンデンサ制御のための電圧指令値が作成され、これと三相電力変換器 2 の 1 相分 (すなわち単相電力変換器 1) が出力すべき交流電圧についての電圧指令値  $v_{ac}^*$  と組み合わせることで、各アーム 1 2 - P 及び 1 2 - N 内の単位セル 1 1 - j ごとの最終的な出力電圧指令値が式 1 5 及び式 1 6 のように作成される。

【 0 0 9 3 】

【数 15】

$$v_{Pj}^* = v_{AP}^* + v_{BPj}^* - \frac{N_2}{2N_1} \frac{v_{ac}^*}{M} + \frac{V_{dc}}{M} \quad \dots (15)$$

【0094】

【数 16】

$$v_{Nj}^* = v_{AN}^* + v_{BNj}^* + \frac{N_2}{2N_1} \frac{v_{ac}^*}{M} + \frac{V_{dc}}{M} \quad \dots (16)$$

10

【0095】

ここで、制御の安定化を図るため直流電圧  $V_{dc}$  を、フィードフォワード項として利用する。

【0096】

上述の式 15 及び式 16 に示される出力電圧指令値  $v_{Pj}^*$  及び  $v_{Nj}^*$  を用いて、三相電力変換器 2 内の各単位セル 11 - j 内の半導体スイッチ SW のスイッチング動作が制御される。上述のように、制御手段 52 は、半導体スイッチ SW をスイッチング動作させるスイッチング指令手段 63 を有する。各アーム 12 - P 及び 12 - N について生成された出力電圧指令値  $v_{Pj}^*$  及び  $v_{Nj}^*$  は、各直流コンデンサの電圧  $V_{CPj}$  及び  $V_{CNj}$  でそれぞれ規格化された後、キャリア周波数  $f_c$  の三角波キャリア信号（最大値：1、最小値：0）と比較され、PWM のスイッチング信号が生成される。生成されたスイッチング信号（図 10 にはスイッチング指令値と記載）は、スイッチング指令手段 63 により、対応する単位セル 11 - j 内の半導体スイッチ SW（図 2A、図 2B 参照）のスイッチング制御に用いられる。

20

【0097】

第 6 の実施例による三相電力変換器 2 は、1 相あたり 8 個（各アームに 4 個ずつ）の単位セルを用いると、相電圧が 9 レベル、線間電圧が 17 レベルの PWM 波形となる。このスイッチング信号の生成は、例えば DSP や FPGA などの演算処理装置を用いて実現される。

30

【0098】

次に、第 6 の実施例による三相電圧変換器 2 を用いた実験結果について説明する。実験には以下に示す回路パラメータを用いた。

|                     |         |
|---------------------|---------|
| 定格容量                | 5 kVA   |
| 定格線間電圧実効値 $V_s$     | 200 V   |
| 定格電流実効値 $I$         | 15 A    |
| 系統周波数 $f$           | 50 Hz   |
| 変圧器の巻線比 $N_2 / N_1$ | 1.5     |
| 直流リンク電圧 $V_{dc}$    | 140 V   |
| 結合インダクタ $L$         | 4 mH    |
| 直流電圧指令値 $V_C^*$     | 75 V    |
| 直流コンデンサ $C$         | 3.3 mF  |
| 単位静電容量定数 $H$        | 45 ms   |
| キャリア周波数 $f_c$       | 2 kHz   |
| 交流側連係リアクトル $L_s$    | 2.75 mH |

40

【0099】

実験では、各アーム 12 - P と 12 - N のチョッパセル数  $M$  を 4 としたので、三相電圧変換器 2 には 24 個のチョッパセルがある。交流側の MPC は、交流リアクトル  $L_s$  を通

50

じて200Vの3相交流に接続し、直流側は直流電圧 $V_{dc}$ が140Vの直流電源に接続した。

【0100】

図11は、第6の実施例による三相電力変換器2の実験における瞬時有効電力制御及び瞬时无効電力制御を示すブロック図である。各アームのセル数は幾つでも構わない。ここで、瞬時有効電力指令値を $p^*$ 、瞬时无効電力指令値を $q^*$ 、で表す。第6の実施例における三相電力変換器2の各相の相電圧指令値 $v^{u*}$ 、 $v^{v*}$ 及び $v^{w*}$ は、各相の電源電流 $i^u$ 、 $i^v$ 及び $i^w$ の非干渉電流制御により決定される。

【0101】

第6の実施例による三相電力変換器2には、直流コンデンサ電圧制御手段71と各単位セルの出力電圧指令値作成手段72がある。直流コンデンサ電圧制御手段71には直流電圧指令値 $V_C^*$ 、3相の各アームの各直流コンデンサの電圧値 $v_{CP1}^u$ 、 $v_{CP2}^u$ 、 $\sim v_{CNM}^w$ 、各相の各アームのアーム電流 $i_P^u$ 、 $i_N^u$ 、 $\sim i_N^w$ 及び各相の交流電流 $i_{ac}^u$ 、 $i_{ac}^v$ 、 $i_{ac}^w$ が入力され、各相の電圧指令値 $v_{AP}^u$ 、 $v_{AN}^u \sim v_{BN}^w$ と各相の各直流コンデンサの電圧指令値 $v_{BPj}^u \sim v_{BPj}^w$ が出力される。

【0102】

直流コンデンサ電圧制御手段71から出力された各相の電圧指令値 $v_{AP}^u$ 、 $v_{AN}^u \sim v_{BN}^w$ と、各相の各直流コンデンサの電圧指令値 $v_{BPj}^u \sim v_{BPj}^w$ と、直流電源の電圧値 $V_{dc}$ 及び各相の相電圧指令値 $v^{u*}$ 、 $v^{v*}$ 及び $v^{w*}$ が各単位セルの出力電圧指令値作成手段72に入力される。そして、各単位セルの出力電圧指令値作成手段72からは、各相の各アームのチョップセルの電圧指令値 $v_{Pj}^u$ 、 $v_{Nj}^u$ 、 $\sim v_{Nj}^w$ が出力される。

【0103】

図12は第6の実施例による三相電力変換器2を用いた実験波形を示すものであり、MPCはインバータとして動作しており、瞬時有効電力指令値 $p^*$ は-5kW、瞬时无効電力指令値 $q^*$ は0kVAである。変圧器14の2次側の電圧が $v_2^u$ 、 $v_2^v$ 、 $v_2^w$ は9ステップのPWM波形である。 $i^u$ の総合高調波歪THDは1.9%に低減された。アーム電流 $i_P^u$ 、 $i_N^u$ は直流成分と50Hzの交流成分の両方を含み、直流成分は6.3Aである。一方、50Hzの交流成分の振幅は、供給電流の2/3(=N<sub>1</sub>/N<sub>2</sub>)であり、循環電流 $i_{ZP}^u$ は、変圧器14の効果により、直流成分 $I_{ZP}^u=6.3A$ に加えて、50Hzの基本周波数成分を含む。しかしながら、50Hzの成分は直流成分に比べれば無視できる。実質的な観点から見ると、式( $i_{ZPN}^u = i_{ZP}^u - i_{ZN}^u$ )によって規定されるu相の電流 $i_{ZPN}^u$ は直流成分を含んでいない。直流コンデンサ電圧 $v_{CP1}^u$ 及び $v_{CN1}^u$ は共に直流成分と交流成分を含んでおり、電圧制御によって直流成分は75Vに規制される。直流電源電流の直流成分 $I_{dc}$ は39Aであり、電流 $I_{ZP}^u$ の6倍高い値である。

【0104】

図13は第6の実施例による三相電力変換器2を用いた実験波形を示すものであり、MPCは整流器として動作しており、瞬時有効電力指令値 $p^*$ は5kW、瞬时无効電力指令値 $q^*$ は0kVAである。図13に示される実験波形を図12の実験波形と比べると、図13に示される振幅 $v_2^u$ 、 $v_2^v$ 及び $v_2^w$ は、図12に示される振幅 $v_2^u$ 、 $v_2^v$ 及び $v_2^w$ よりも小さい。これは電力回路の抵抗値の影響によるものであり、抵抗値によってこれらの振幅が整流動作の間に低くなるが、逆変換の場合はこの逆で大きくなる。これは、整流動作によって、電流 $i_{ZP}^u$ と $i_{dc}$ の極性が負に変わるからである。図13に示される電流 $i_{ZP}^u$ と $i_{dc}$ の振幅は、変換機の電力損失により、図12に示されるこれらの振幅よりも小さい。図13に示されるその他の波形は図12に示される波形と同じである。

【0105】

図14は第6の実施例による三相電力変換器2を用いた実験波形を示すものであり、 $V_{dc}$ が140V、瞬時有効電力指令値 $p^*$ が-5kW、瞬时无効電力指令値 $q^*$ が0kVAの時のスタートアップ動作中の波形である。時刻t1から時刻t2の間では、 $v_C^*$ が傾斜変化率5V/0.1sで70Vから75Vに増大している。また、時刻t3から時刻t4の間では、瞬时无効電力指令値 $q^*$ が0kVAであるのに対して、瞬時有効電力指令

10

20

30

40

50

値  $p^*$  が傾斜変化率  $-5 \text{ kW} / 0.1 \text{ s}$  で  $0 \text{ kW}$  から  $-5 \text{ kW}$  に減少している。供給電流とアーム電流の振幅は、過電流が流れることなく増大している。更に、直流電圧  $v_{CP1}^u$  及び  $v_{CN1}^u$  の平均値は、定常誤差なく指令電圧値  $75 \text{ V}$  によって規制される。電流  $i_{ZPN}^u$  に含まれる直流成分は、過渡状態の間でさえもゼロに抑えられる。

【0106】

図15は第6の実施例による三相電力変換器2を用いた実験波形を示すものであり、瞬時有効電力指令値  $p^*$  が  $-4 \text{ kW}$  から  $-5 \text{ kW}$  にステップ状に変化する時の波形である。実験波形によれば、直流リンク電流  $i_{dc}$  が、瞬時有効電力指令値  $p^*$  における変化に対する一次応答を示しており、その中で実験波形から推定される時定数は  $1.5 \text{ ms}$  と同様に短い。瞬時有効電力指令値  $p^*$  がステップ状に変化する状態でも、 $i_{ZPN}^u$  においては直流電流は発生しない。

10

【0107】

本発明のモジュラープッシュプルPWM変換器(MPC)は、電池電力貯蔵システムに適用できる。本発明は、MPC用の新たな制御方法を提案するものであり、3相MPC用の循環電流において6自由度を達成することができる。この結果、第1のアームと第2のアームにおける平均電圧を、干渉なしに独立に規制することができ、シンプルで信頼性のあるシステムを提供できる。3相200V、5kWの実用的なシステムから得られた実験結果によれば、変換器の重要性和効率が保証されることが分かる。

【0108】

図16は、第7の実施例による三相電力変換器を示す回路図である。第7の実施例は、図6を参照して説明した第5の実施例による単相電力変換器を用いて三相電力変換器を構成したものである。図16において、u相、v相及びw相にそれぞれ設けられる単相電力変換器を参照符号1u、1v及び1wで示し、これら単相電力変換器1u、1v及び1wで構成される三相電力変換器を参照符号2で表す。なお、図16において、単相電力変換器1v及び1wについては、単相電力変換器1uと回路構成が同じであるので、具体的な回路構成の記載は省略する。以下、主としてu相に関して説明するが、v相及びw相についても同様に適用できる。また、本実施例では、単位セルの個数を、一例として1アームあたり4個、1相当たり8個、したがって三相電力変換器2内に24個としたが、この数値はあくまでも一例であり、これに限定されるものではない。

20

【0109】

図6を参照して説明したように第5の実施例における変圧器14'は、図1を参照して説明した第1の実施例による単相電力変換器1における変圧器14の中間端子があった位置に、3端子結合リアクトル15を設けたものである。すなわち、変圧器14'の2次側巻線に3端子結合リアクトル15を有する。第7の実施例による三相電力変換器2においては、この変圧器14'を用いて三相変圧器24における各相をそれぞれ構成する。

30

【0110】

図6を参照して説明したように第5の実施例における直流電源  $V_{dc}$  は、第1のアーム12-Pの下側端子1abと第2のアーム12-Nの下側端子2abとの間に接続される。第7の実施例では、図6において単相電力変換器1に上記のように接続されていた直流電源  $V_{dc}$  を、図16に示すようにu、v及びwの各相で共通とするが、図6に示す第5の実施例の場合の2倍の電圧値とする。ここで、3端子結合リアクトル15の中間端子(センタータップ)をY接続することで、図6に示す第5の実施例においては存在していた分圧コンデンサを除去することができる。

40

【0111】

第8の実施例は、第1～第5の実施例による単相電力変換器1を2相分備えて三相二相電力変換器を構成したものである。第1～第5の実施例による単相電力変換器1を2相分設けて系統側に連系するには、スコット変圧器を用いる。

【0112】

図17は、本発明で使用するスコット変圧器を示す回路図である。スコット変圧器25は、M座変圧器  $T_m$  及びT座変圧器  $T_t$  の2台の単相変圧器より構成する。M座変圧器T

50

mの1次側巻線の巻き数を $N_1$ 、2次巻線の巻き数を $N_2$ とする。このとき、M座変圧器Tmの1次側巻線の間端子(センタータップ)をT座変圧器Ttの1次側巻線と接続する。なお、T座変圧器Ttの1次側巻線の巻き数は $3N_1/2$ となる。また、図18A及び図18Bは、図17に示すスコット変圧器の瞬時電圧ベクトル図である。図18Aに示すようにスコット変圧器の1次側巻線に三相平衡正弦波電圧 $v^u$ 、 $v^v$ 及び $v^w$ を印加すると、2次側巻線には位相差90度の二相正弦波電圧 $v$ 及び $v$ が現れる。

#### 【0113】

図19は、第8の実施例による三相二相電力変換器を示す回路図である。図19に示す第8の実施例では、一例として第1の実施例による単相電力変換器を用いて三相二相電力変換器を構成する場合について説明するが、第2～第5の実施例による単相電力変換器を用いても同様に構成することができる。図19において、相及び相にそれぞれ設けられる単相電力変換器を参照符号1及び1で示し、これら単相電力変換器1及び1で構成される三相二相電力変換器を参照符号3で表す。なお、図19において、単相電力変換器1については、単相電力変換器1と回路構成が同じであるので、具体的な回路構成の記載は省略する。以下、主として相に関して説明するが、相についても同様に適用できる。また、本実施例では、単位セルの個数を、一例として1アームあたり4個、1相当たり8個、したがって三相電力変換器2内に16個、としたが、この数値はあくまでも一例であり、これに限定されるものではない。

#### 【0114】

第8の実施例による三相二相電力変換器3においては、相及び相の各相に設けられる各単相電力変換器1及び1内の変圧器14を用いて、スコット変圧器25における各相をそれぞれ構成する。一例として、1次側巻線と2次側巻線の巻き数比 $N_1:N_2$ は3:1とする。第8の実施例による三相二相電力変換器3の2次側相においては、図17を参照して説明したスコット変圧器25の、M座変圧器Tmの2次側巻線上に中間端子(センタータップ) $1$ を設ける。また、三相二相電力変換器3の2次側相においては、図20を参照して説明したスコット変圧器25の、T座変圧器Ttの2次側巻線上に中間端子(センタータップ) $1$ を設ける。図1を参照して説明したように、単相電力変換器1においては、アーム結合部13の第3の端子cには直流電源 $V_{dc}$ の負極側端子が接続され、変圧器14の中間端子T2-3には直流電源 $V_{dc}$ の正極側端子が接続されるが、第6の実施例では、これら中間端子 $1$ 及び $1$ を直流電源 $V_{dc}$ の正極側端子に接続することで、図19に示すように相及び相で共通ものとする。

#### 【0115】

また、三相二相電力変換器3の2次側相においては、スコット変圧器25のM座変圧器Tmの2次側巻線の両端端子0及び1には第1のアーム12-P及び12-Nの上側端子を接続する。第1のアーム12-P及び12-Nの下側端子には、アーム結合部13である3端子結合リアクトルを接続する。3端子結合リアクトルの中間端子には、直流電源 $V_{dc}$ の負極側端子を接続する。三相二相電力変換器3の2次側相についても相と同様の構成とする。

#### 【0116】

以上説明したように、本発明のマルチレベル電力変換器及びマルチレベル電力変換器の制御方法では、各アームの直流電圧平均値を独立に制御することにより、従来の制御法に比べて、アームバランス制御を無くすことができたので、アーム間での直流電圧の情報の高速通信が不要になり、MPCの設計上の制約を無くすことができた。

#### 【符号の説明】

#### 【0117】

- 1、1u、1v、1w 単相電力変換器(マルチレベル電力変換器)
- 2 三相電力変換器(マルチレベル電力変換器)
- 3 三相二相電力変換器(マルチレベル電力変換器)
- 11-1、...、11-M 単位セル
- 12-P 第1のアーム

10

20

30

40

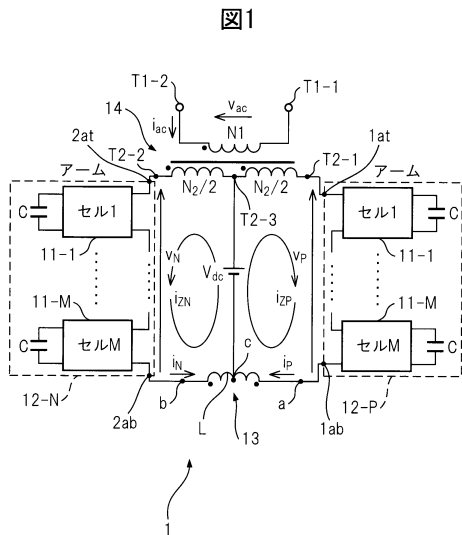
50

- 1 2 - N 第 2 のアーム
- 1 3 アーム結合部
- 1 4、1 4' 変圧器
- 1 5 3 端子結合リアクトル
- 2 4 三相変圧器
- 2 5 スコット変圧器
- 5 0 直流コンデンサ制御装置
- 5 1 指令値作成手段
- 5 2 制御手段
- 6 3 スイッチング制御手段
- 7 1 直流コンデンサ電圧制御手段
- 7 2 各単位セルの出力電圧指令値作成手段
- a 第 1 の端子
- b 第 2 の端子
- c 第 3 の端子
- B C ブリッジセル
- C C チョッパセル
- D 還流ダイオード
- S 半導体スイッチング素子
- S W 半導体スイッチ
- T 1 - 1、T 1 - 2 交流入出力端子
- T 2 - 1、T 2 - 2 2 次側巻線の末端端子
- T 2 - 3 中間端子
- V<sub>dc</sub> 直流電源

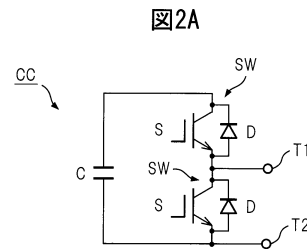
10

20

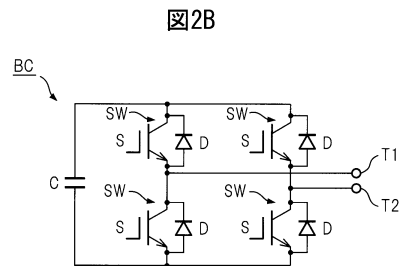
【 図 1 】



【 図 2 A 】



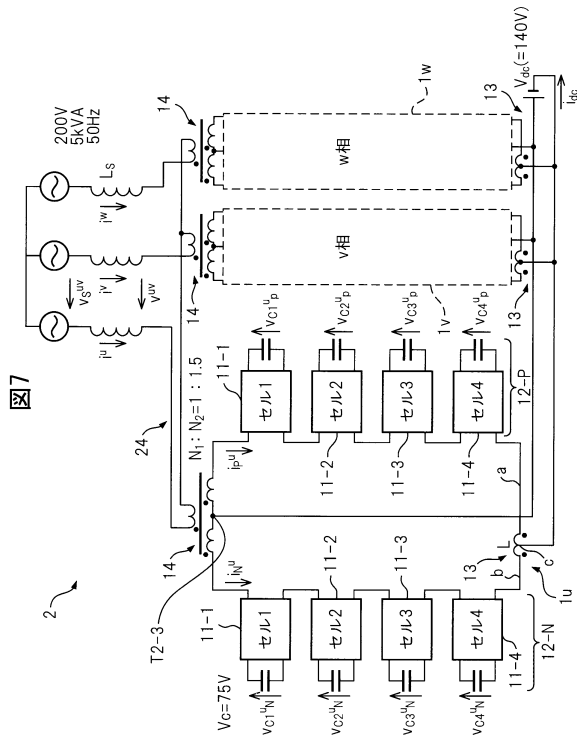
【 図 2 B 】



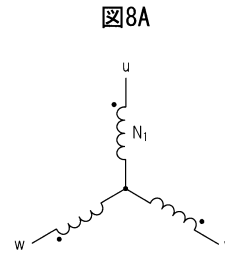




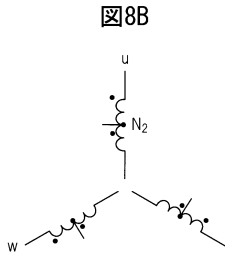
【 図 7 】



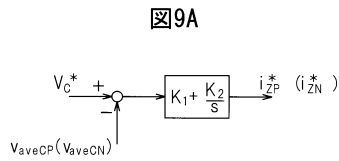
【 図 8 A 】



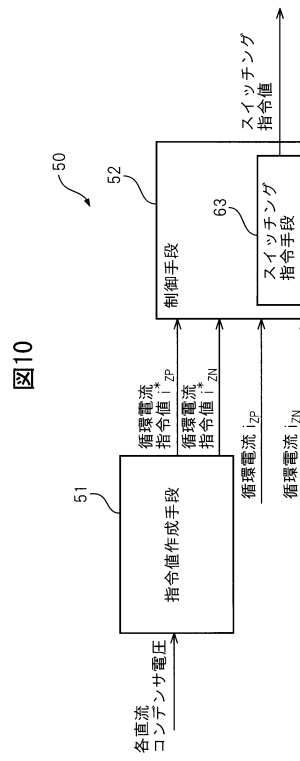
【 図 8 B 】



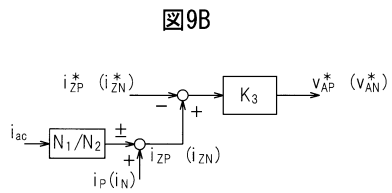
【 図 9 A 】



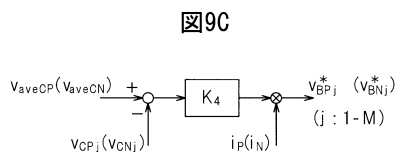
【 図 10 】



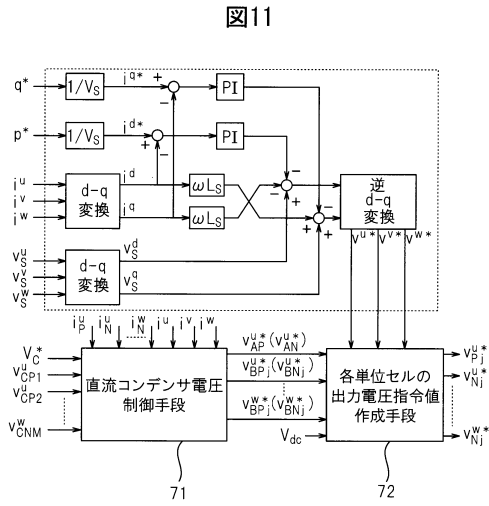
【 図 9 B 】



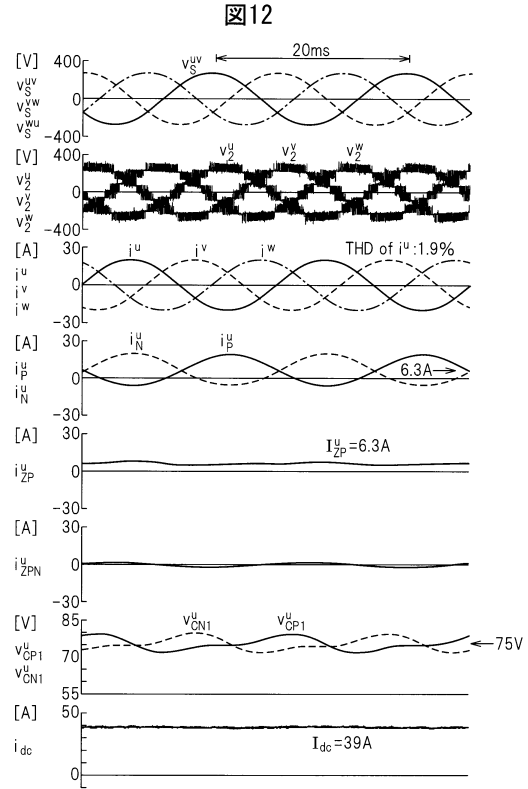
【 図 9 C 】



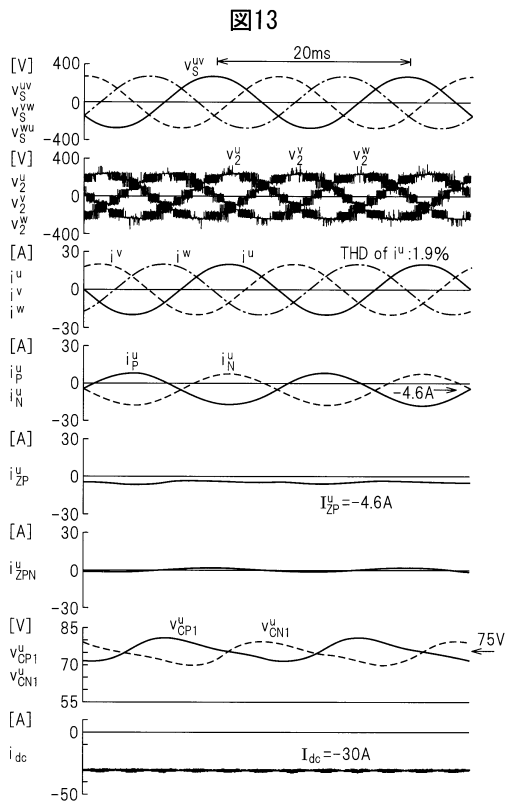
【 図 1 1 】



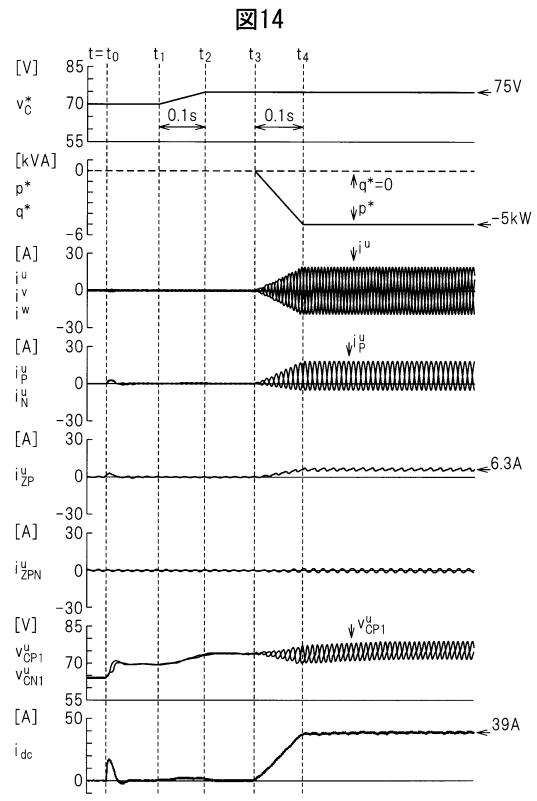
【 図 1 2 】



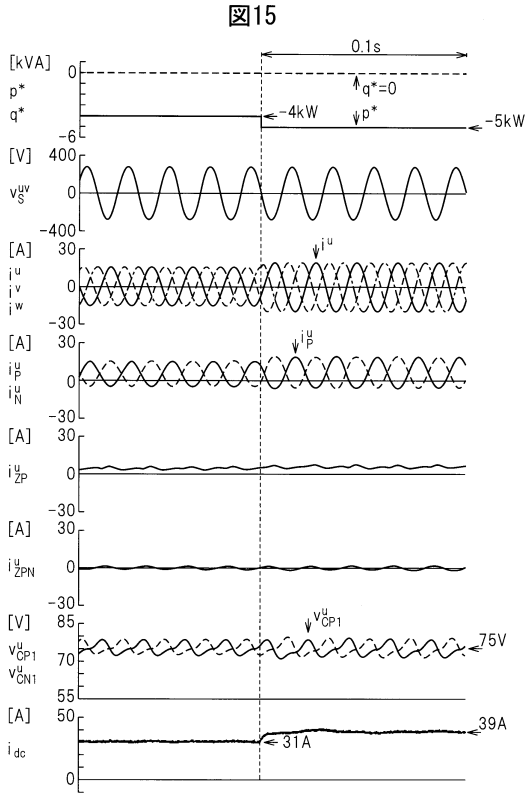
【 図 1 3 】



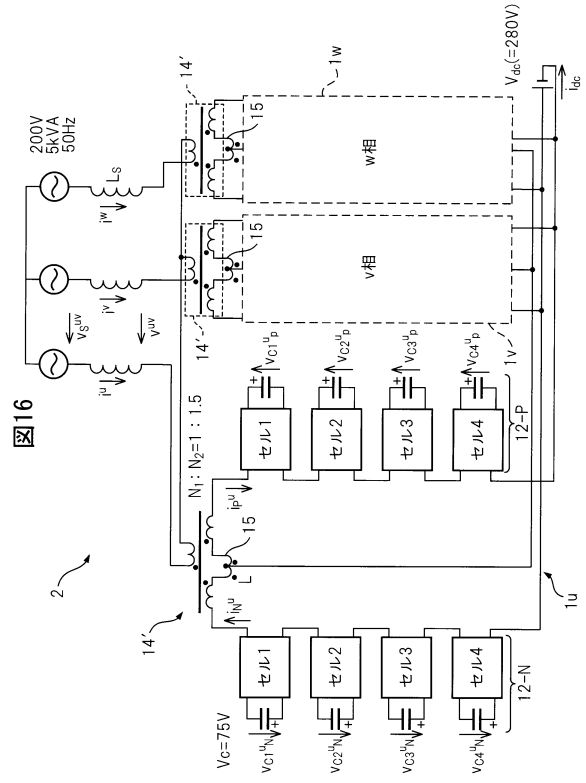
【 図 1 4 】



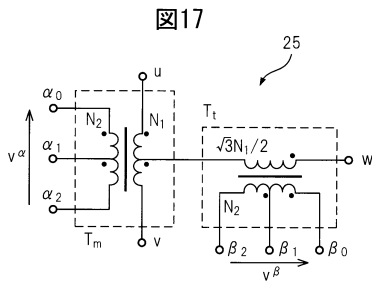
【 図 15 】



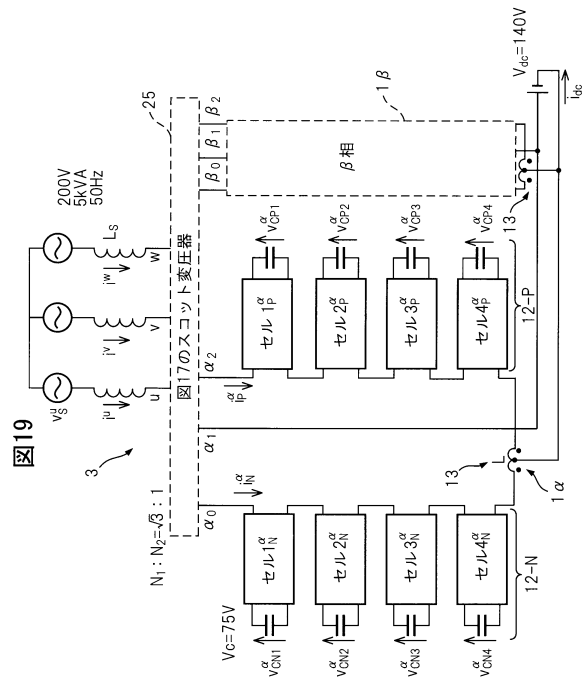
【 図 16 】



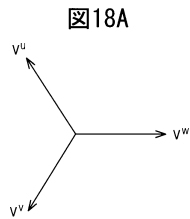
【 図 17 】



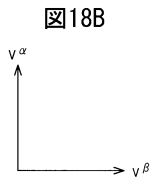
【 図 19 】



【 図 18 A 】

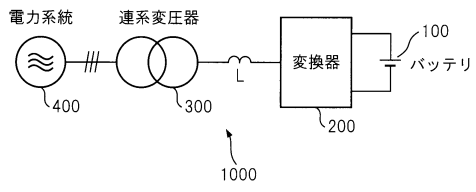


【 図 18 B 】



【図20】

図20



---

フロントページの続き

- (72)発明者 赤木 泰文  
東京都目黒区大岡山 2 - 1 2 - 1 国立大学法人東京工業大学内
- (72)発明者 萩原 誠  
東京都目黒区大岡山 2 - 1 2 - 1 国立大学法人東京工業大学内

審査官 佐藤 匡

- (56)参考文献 国際公開第 2 0 1 3 / 0 7 7 2 5 0 ( W O , A 1 )  
国際公開第 2 0 1 0 / 0 6 9 4 0 1 ( W O , A 1 )

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
- |         |           |
|---------|-----------|
| H 0 2 M | 7 / 4 8 3 |
| H 0 2 M | 7 / 4 9   |