

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2015年11月26日(26.11.2015)



(10) 国際公開番号
WO 2015/178376 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/483 (2007.01) H02M 7/48 (2007.01)
H02M 7/12 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2015/064327
- (22) 国際出願日: 2015年5月19日(19.05.2015)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2014-104869 2014年5月21日(21.05.2014) JP
- (71) 出願人: 三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP). 東芝三菱電機産業システム株式会社(TOSHIBA MITSUBISHI-ELECTRIC INDUSTRIAL SYSTEMS CORPORATION) [JP/JP]; 〒1040031 東京都中央区京橋三丁目1番1号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 藤井 俊行(FUJII Toshiyuki); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 椋木 香帆(MUKUNOKI Kaho); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 森 修 (MORI Osamu); 〒1008310 東京都千代田区丸の内

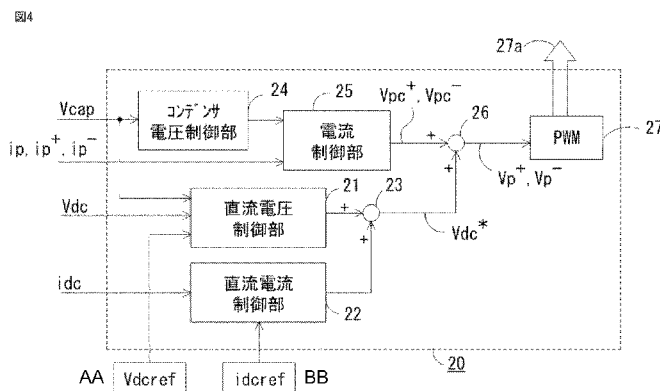
二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 玉井 伸三(TAMAI Shinzo); 〒1040031 東京都中央区京橋三丁目1番1号 東芝三菱電機産業システム株式会社内 Tokyo (JP). 船橋 眞男(FUNAHASHI Sadao); 〒1040031 東京都中央区京橋三丁目1番1号 東芝三菱電機産業システム株式会社内 Tokyo (JP). 細川 靖彦(HOSOKAWA Yasuhiko); 〒1040031 東京都中央区京橋三丁目1番1号 東芝三菱電機産業システム株式会社内 Tokyo (JP). 東 耕太郎(HIGASHI Kotaro); 〒1040031 東京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 Tokyo (JP).

- (74) 代理人: 村上 啓吾, 外(MURAKAMI Keigo et al.); 〒6610033 兵庫県尼崎市南武庫之荘3丁目3番5号 Hyogo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK,

[続葉有]

(54) Title: DIRECT-CURRENT POWER TRANSMISSION POWER CONVERSION DEVICE AND DIRECT-CURRENT POWER TRANSMISSION POWER CONVERSION METHOD

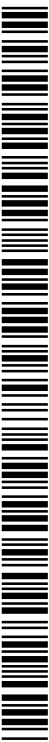
(54) 発明の名称: 直流送電電力変換装置および直流送電電力変換方法



- 21 Direct-current voltage control unit
- 22 Direct-current current control unit
- 24 Capacitor voltage control unit
- 25 Current control unit
- 27 PWM
- AA Vdcref
- BB idcref

(57) Abstract: In a power converter (1) that converts power between multi-phase alternating current and direct current, fluctuations in a voltage (Vcap) of a direct-current capacitor (34) of each converter cell (10) are detected, and if the fluctuations exceed a preset specified value, the capacitor voltage (Vcap) of each converter cell (10) is maintained during an alternating-current system accident to improve the operation continuity by increasing or decreasing to correct a direct-current voltage command value (Vdcref), which is a control target value for a direct-current voltage control unit (21) that controls a direct-current voltage (Vdc) between direct-current buses (2, 3).

(57) 要約: 複数相の交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器(1)において、各変換器セル(10)の直流コンデンサ(34)の電圧(Vcap)の変動を検出し、その変動が予め設定した所定値を超えた場合には、直流母線(2、3)間の直流電圧(Vdc)を制御する直流電圧制御部(21)における制御目標値となる直流電圧指令値(Vdcref)を増減して補正することで、交流系統事故時に各変換器セル(10)のコンデンサ電圧(Vcap)を維持して運転継続性を向上するようにし



WO 2015/178376 A1

た。



SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,
UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保
護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW,
MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユー
ラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨー
ロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE,

ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV,
MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK,
SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ,
GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称： 直流送電電力変換装置および直流送電電力変換方法 技術分野

[0001] この発明は、複数相の交流と直流との間で電力変換を行う大容量電力変換器を用いた直流送電電力変換装置、および直流送電電力変換方法に係り、特に交流電圧低下が発生した時の運転継続制御に関するものである。

背景技術

[0002] 大容量電力変換器は、その変換器出力が高電圧または大電流となるため、複数の変換器を直列または並列に多重化して構成されることが多い。変換器を多重化することは、変換器容量を大きくするのみでなく、出力を合成することにより、出力電圧波形に含まれる高調波を低減し、その結果系統に流出する高調波電流を低減することができる。

[0003] 変換器を多重化する方法の1つとして、複数の変換器の出力をカスケード接続したマルチレベル変換器があり、その中の一つにモジュラーマルチレベル変換器がある。このモジュラーマルチレベル変換器の各アームは、複数の変換器セルがカスケード接続されて構成されている。

[0004] 従来のモジュラーマルチレベル変換器の各相の第1アーム、第2アームは、それぞれチョッパセル（変換器セル）とリアクトルとを備える。チョッパセルは2つの半導体スイッチが互いに直列接続され、これに直流コンデンサが並列接続されて構成されている。第1アーム、第2アームは、それぞれ同数のチョッパセルがそれぞれの出力端を介してカスケード接続される。

[0005] また、従来のモジュラーマルチレベル変換器の各相を制御する場合、各直流コンデンサのコンデンサ電圧を一定に保つことができないと、コンデンサ電圧に過電圧や低電圧を生じて装置の停止に至るといった不具合が生じる。このため、コンデンサ電圧指令値に各相の全ての直流コンデンサの電圧値の平均値を追従させる平均値制御や、コンデンサ電圧指令値に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や、さらに第1アーム内の

全ての直流コンデンサの電圧値の平均値と第2アーム内の全ての直流コンデンサの電圧値の平均値とを一致させるアームバランス制御などが実施されている。

[0006] そして、モジュラーマルチレベル変換器外には流出しないでモジュラーマルチレベル変換器内の各相間に流れて循環する循環電流を制御し、また、各相の交流電流を制御するように電圧指令値が演算され、直流出力端子電圧を制御するように直流電圧指令値が演算される（例えば、下記の特許文献1、非特許文献1参照）。

[0007] また、従来の直流送電電力変換装置では、異なる交流系統間で有効電力を送受電するように、複数の電力変換器を直流連系するとともに、各々の電力変換器（以下、交直変換端子ともいう）には、有効電力制御と直流電圧制御を行うように構成し、交流有効電力を調節する。このとき、有効電力制御と直流電圧制御の最小値を選択し、一つの直流電圧指令を残りの交直変換端子よりも等しいか小さく設定する。

[0008] 交直変換端子の特性は、直流電圧が小さくなると、直流電圧制御の出力が増加して有効電力制御の出力が選択される。これにより、電圧指令の小さい交直変換端子による直流電圧レベルに制御されて他の交直変換端子は有効電力制御動作となる。電圧制御を行っている交直変換端子で交流系統事故が発生し、電力バランスが崩れると、直流電圧が上昇して、残りの交直変換端子の直流電圧制御出力が減少するので、直流電圧制御に切り替わり運転を継続する（例えば、下記の特許文献2参照）。

先行技術文献

特許文献

[0009] 特許文献1：特開2011-182517号公報

特許文献2：特許第2635660号

非特許文献

[0010] 非特許文献1：電気学会論文誌D（産業応用部門誌）Vol. 131, No. 1, 2011（84～92頁）

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0011] このような直流送電電力変換装置にあっては、モジュラーマルチレベル変換器を交直変換端子として構成する場合に、交流系統事故が発生して各々の交直変換端子が直流電圧、有効電力を制御すると、交流系統事故が発生している交直変換端子においては、交流有効電力を自由に制御することができない。その結果、主に交流系統事故が発生している交直変換端子側において、直流コンデンサのコンデンサ電圧を一定に保つことができず、コンデンサ電圧に過電圧や低電圧を生じて装置の停止に至る問題点があった。

[0012] この発明は、上記のような問題点を解決するためになされたものであり、安定にコンデンサ電圧を制御できるようにして、運転継続可能な直流送電電力変換装置および直流送電電力変換方法を得ることを目的としている。

課題を解決するための手段

[0013] この発明に係る直流送電電力変換装置は、各相に対応した正側アームと負側アームとが直列接続され、その接続点が各相の交流線に接続されてなる複数のレグ回路を備え、各々の上記レグ回路は正負の直流母線の間並列接続されて複数相の交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器と、この電力変換器を制御する制御装置とを備え、各々の上記レグ回路を構成する上記正側アームと上記負側アームのそれぞれは、変換器セルの少なくとも一つを直列接続してなり、上記変換器セルは、直列接続された複数の半導体スイッチング素子の直列体と、この直列体に並列接続された直流コンデンサとから構成されている。

そして、上記制御装置は、上記正側アームと上記負側アームを構成する各々の上記変換器セルを出力制御するものであって、

各々の上記直流コンデンサの電圧 (V_{cap}) に基づいて当該直流コンデンサに対する電圧制御用の電流指令値 (i_{pref} 、 i_{p+ref} 、 i_{p-ref}) を生成するコンデンサ電圧制御部と、

上記コンデンサ電圧制御部からの上記電流指令値 (i_{pref} 、 i_{p+re}

f、 i_{p-ref})に基づいて、上記正側アームに流れる電流制御用の正側アーム電圧指令 (V_{p+}) と上記負側アームに流れる電流制御用の負側アーム電圧指令 (V_{p-}) の内の交流電流制御用の電圧指令 (V_{pc+} 、 V_{pc-}) を生成する電流制御部と、

上記直流母線間の直流電圧 (V_{dc}) と上記直流母線に流れる直流電流 (i_{dc})、および予め設定された制御目標値となる指令値 (V_{dc-ref} 、 i_{dc-ref}) に基づいて、上記正側アーム電圧指令 (V_{p+}) と上記負側アーム電圧指令 (V_{p-}) の内の直流電圧制御用の直流電圧指令 (V_{dc*}) を生成する直流制御部とを有し、

上記直流制御部に与える上記指令値 (V_{dc-ref} または i_{dc-ref}) を、上記直流コンデンサの電圧変動の検出量に応じて補正する。

[0014] また、この発明に係る直流送電電力変換方法は、各相に対応した正側アームと負側アームとが直列接続され、その接続点が各相の交流線に接続されてなる複数のレグ回路を備え、各々の上記レグ回路は正負の直流母線間に並列接続されて複数相の交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器と、この電力変換器を制御する制御装置とを備え、各々の上記レグ回路を構成する上記正側アームと上記負側アームのそれぞれは、変換器セルの少なくとも一つを直列接続してなり、上記変換器セルは、直列接続された複数の半導体スイッチング素子の直列体と、この直列体に並列接続された直流コンデンサとから構成されている場合において、以下の方法を採用している。

すなわち、上記制御装置が、上記正側アームと上記負側アームを構成する各々の上記変換器セルを出力制御する際に、

各々の上記直流コンデンサの電圧 (V_{cap}) に基づいて当該直流コンデンサに対する電圧制御用の電流指令値 (i_{p-ref} 、 i_{p+ref} 、 i_{p-ref}) を生成し、

上記電流指令値 (i_{p-ref} 、 i_{p+ref} 、 i_{p-ref}) に基づいて、上記正側アームに流れる電流制御用の正側アーム電圧指令 (V_{p+}) と上記負側アームに流れる電流制御用の負側アーム電圧指令 (V_{p-}) の内の交流電流

制御用の電圧指令 (V_{pc+} 、 V_{pc-}) を生成し、

上記直流母線間の直流電圧 (V_{dc}) と上記直流母線に流れる直流電流 (i_{dc})、および予め設定された制御目標値となる指令値 (V_{dcref} 、 i_{dcref}) に基づいて、上記正側アーム電圧指令 (V_{p+}) と上記負側アーム電圧指令 (V_{p-}) の内の直流電圧制御用の直流電圧指令 (V_{dc*}) を生成し、

上記指令値 (V_{dcref} または i_{dcref}) を、上記直流コンデンサの電圧変動の検出量に応じて補正する。

発明の効果

- [0015] この発明によれば、直流コンデンサの電圧変動を検出し、その変動が所定値を超えた場合には直流電圧指令値を増減するようにしているので、交流系統事故が発生した場合でも、直流コンデンサからのエネルギーの過剰な流入出を防止することができ、これにより、直流コンデンサの急激な電圧変動を抑制して運転継続できる。その結果、運転継続性能が向上するという効果を奏する。

図面の簡単な説明

- [0016] [図1]この発明の実施の形態1による直流送電電力変換装置の構成図である。
[図2]この発明の実施の形態1による直流送電電力変換装置の変換器セルの構成を示す回路図である。
[図3]この発明の実施の形態1による直流送電電力変換装置の変換器セルの別例による構成を示す回路図である。
[図4]この発明の実施の形態1による直流送電電力変換装置の制御装置の構成例を示すブロック図である。
[図5]この発明の実施の形態2による直流送電電力変換装置の制御装置の構成例を示すブロック図である。
[図6]この発明の実施の形態3による直流送電電力変換装置の制御装置の構成例を示すブロック図である。

発明を実施するための形態

[0017] 実施の形態 1.

図 1 は、この発明の実施の形態 1 による直流送電電力変換装置の概略構成図である。

[0018] この実施の形態 1 の直流送電電力変換装置は、主回路である電力変換器 1 と、この電力変換器 1 を制御する後述の制御装置 20 とを備える。

[0019] 電力変換器 1 は、複数相交流（ここでは特に三相交流）と直流との間で電力変換を行うもので、交流側は連系変圧器 13 を介して交流系統である交流電源 14 に接続され、直流側はインピーダンス 15 を介して直流電源 16 に接続される。なお、この場合の直流電源 16 としては、直流出力を行う他の電力変換装置が適用される。また、図 1 の連系変圧器 13 を用いる代わりに、連系リアクトルを介して交流電源 14 に接続した構成としても良い。

[0020] 電力変換器 1 の各相は、正側アーム 5 と負側アーム 6 とが直列接続されている。正側アーム 5 と負側アーム 6 との接続点である交流端 7 が各相の交流線に接続されてレグ回路 4 が構成されている。3 相分の各レグ回路 4 は、正負の直流母線 2、3 間に並列接続されている。

[0021] 各レグ回路 4 を構成する正側アーム 5 と負側アーム 6 は、複数の変換器セル 10 を直列接続したセル群 5 a、6 a を有している。各セル群 5 a、6 a と交流端 7 との間には正側リアクトル 9 p と負側リアクトル 9 n とがそれぞれ直列に挿入されている。この場合、正側リアクトル 9 p と負側リアクトル 9 n と交流端 7 とで、3 端子のリアクトル 8 を構成している。

[0022] なお、正側リアクトル 9 p と負側リアクトル 9 n が挿入される位置は、各アーム 5、6 内のいずれの位置であっても良く、それぞれ複数個であっても良い。それぞれのリアクトル値は異なっても良く、極端には正側または負側だけに挿入することもできる。

また、各セル群 5 a、6 a と交流端 7 との間に正側リアクトル 9 p と負側リアクトル 9 n をそれぞれ挿入する代わりに、各セル群 5 a、6 a に対して個別にトランスを設け、各セル群 5 a、6 a を各トランスの一次巻線を介して互いに直列に接続する一方、各トランスの二次巻線を互いに接続してその

一端部を交流端 7 に接続した構成とすることも可能である（特開平 2013-115837 号公報参照）。

- [0023] 各変換器セル 10 の構成例を図 2 に示す。
- [0024] 図 2 に示す変換器セル 10 は、ハーフブリッジ構成を採用した変換器セル 10 であり、それぞれダイオード 31 が逆並列に接続された複数（この場合 2 個）の半導体スイッチング素子 30（以下、単にスイッチング素子と称す）の直列体 32 と、この直列体 32 に並列接続され直流電圧を平滑化する直流コンデンサ 34 とを備える。
- [0025] 各スイッチング素子 30 は、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) や GCT (Gate Commutated Turn-off thyristor) 等の自己消弧型のスイッチング素子から成り、それぞれダイオード 31 が逆並列に接続されたスイッチ 33P、33N が用いられる。
- [0026] そして、図 2 に示すように、各変換器セル 10 は、スイッチ 33N のスイッチング素子 30 の両端子を出力端とし、各スイッチ 33N、33P のスイッチング素子 30 をオン・オフさせることにより、出力端から直流コンデンサ 34 の両端電圧およびゼロ電圧を出力する。
- [0027] 各変換器セル 10 の別例による構成例を図 3 に示す。
- [0028] 図 3 に示す変換器セル 10 は、フルブリッジ構成を採用した変換器セル 10 であり、2 つの直列体 32 を並列接続し、さらに直列体 32 に並列接続され直流電圧を平滑化する直流コンデンサ 34 を備えている。各直列体 32 は、それぞれダイオード 31 が逆並列に接続された複数（この場合 2 個）のスイッチング素子 30 を直列接続して構成される。スイッチング素子 30 は、IGBT や GCT 等の自己消弧型のスイッチング素子から成り、それぞれダイオード 31 が逆並列に接続されて構成されるスイッチ 33P1、33P2、33N1、33N2 が用いられる。
- [0029] そして、図 3 に示すように、変換器セル 10 は、それぞれの直列体 32 の中間接続点となるスイッチング素子 30 の端子を出力端とし、スイッチング

素子30をオン・オフさせることにより、この出力端から、直流コンデンサ34の両端の正電圧、負電圧およびゼロ電圧を出力する。

[0030] なお、変換器セル10は、複数のスイッチング素子30の直列体32と、この直列体32に並列に接続された直流コンデンサ34とから成り、スイッチング動作により直流コンデンサ34の電圧を選択的に出力する構成であれば、図2や図3で示した構成に限定されるものではない。

[0031] 図4はこの発明の実施の形態1による直流送電電力変換装置の制御装置の構成例を示すブロック図である。

各相の正側アーム5と負側アーム6に流れる正側アーム電流 i_{p+} と負側アーム電流 i_{p-} 、各相の交流線に流れる交流電流 i_p 、直流母線2、3間の直流電圧 V_{dc} 、直流母線2、3に流れる直流電流 i_{dc} 、および各変換器セル10の直流コンデンサ34に加わるコンデンサ電圧 V_{cap} は、それぞれ図示しない検出器によって検出されて制御装置20に入力される。

[0032] なお、直流電流 i_{dc} は、各相の正側アーム5と負側アーム6に流れる電流 i_{p+} 、 i_{p-} から演算して使用してもよい。同様に、各相の交流電流 i_p も各相の正側アーム5と負側アーム6に流れる電流 i_{p+} 、 i_{p-} から演算して使用してもよい。

[0033] 概略的には、制御装置20は、直流電圧制御部21、直流電流制御部22、電流制御部25の各出力を加算器23、26で加算することで、正側アーム5に流れる電流制御用の正側アーム電圧指令 V_{p+} と、負側アーム6に流れる電流制御用の負側アーム電圧指令 V_{p-} とをそれぞれ生成する。そして、制御装置20は、次段のPWM制御部27においてこれらの正側アーム電圧指令 V_{p+} と負側アーム電圧指令 V_{p-} とに基づいてゲート信号27aを生成し、このゲート信号27aによって各相の正側アーム5と負側アーム6の各変換器セル10の動作を制御する。

[0034] 具体的には、コンデンサ電圧制御部24は、各変換器セル10の直流コンデンサ34のコンデンサ電圧 V_{cap} を制御するために、検出された各相全ての各変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} に基づいて、当該直流コン

デンサ34に対する電圧制御用の有効電流指令値 $i_{p\text{ref}}$ 、正側アーム電流指令値 $i_{p^+\text{ref}}$ 、負側アーム電流指令値 $i_{p^-\text{ref}}$ をそれぞれ各相ごとに生成する。

[0035] 電流制御部25は、コンデンサ電圧制御部24から与えられる電流指令値（有効電流指令値 $i_{p\text{ref}}$ 、正側アーム電流指令値 $i_{p^+\text{ref}}$ 、負側アーム電流指令値 $i_{p^-\text{ref}}$ ）と、各相で検出された正側アーム電流 i_{p^+} 、負側アーム電流 i_{p^-} 、および検出された各相の交流電流 i_p の情報に基づき、各相の正側アーム5と負側アーム6に流れる交流電流制御用の電圧指令 V_{pc^+} 、 V_{pc^-} を各相ごとに生成する。つまり、PWM制御部27に与えられる各アーム電圧指令 V_{p^+} 、 V_{p^-} の内、各相の正側アーム5と負側アーム6に流れる交流電流を制御する電圧指令 V_{pc^+} 、 V_{pc^-} を各相ごとに生成する。

[0036] 直流電圧制御部21は、検出される直流母線2、3間の直流電圧 V_{dc} と、各相全ての各変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} と、図示しない上位の制御装置から与えられる直流電圧の制御目標値となる直流電圧指令値 $V_{dc\text{ref}}$ とに基づいて、直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc^*} の内の主成分を生成して出力する。

[0037] 直流電流制御部22は、検出される直流電流 i_{dc} と、図示しない上位の制御装置から与えられる直流電流の制御目標値となる直流電流指令値 $i_{dc\text{ref}}$ とに基づいて、直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc^*} の内の一部の成分（直流線路のインピーダンス成分）を生成して出力する。

[0038] 直流電圧制御部21及び直流電流制御部22の出力は、加算器23で加算されて直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc^*} が生成される。次に、電流制御部25が出力する各相の正側アーム5と負側アーム6の交流電流制御用の電圧指令 V_{pc^+} 、 V_{pc^-} と、加算器23で得られた直流電圧指令 V_{dc^*} とが、加算器26で加算されて、正側アーム電圧指令 V_{p^+} と負側アーム電圧指令 V_{p^-} が得られる。PWM制御部27は、これらの各電圧指令 V_{p^+} 、 V_{p^-} に基づいてパルス幅変調制御（PWM制御）によるゲート信号27aを生成す

ることで、各変換器セル10の動作を制御する。

[0039] なお、上述の直流電圧制御部21、直流電流制御部22、および加算器23が、特許請求の範囲における直流制御部に対応している。

[0040] 次に、この実施の形態1に係る制御装置20における制御動作の詳細について、以下に説明する。

[0041] 正側アーム5のセル群5aが出力する電圧と負側アーム6のセル群6aが出力する電圧には、連系変圧器13の交流端7に印加される交流電圧成分と、直流母線2、3間に出力される直流電圧成分と、正側リアクトル9pと負側リアクトル9nに印加される電圧成分とが含まれている。

[0042] 電力変換器1を構成する全ての変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} を合成（加算値または平均値）した合成電圧 ΣV_{cap} は、交流電源14から流入する有効電力と直流電源16に流出する直流電力との差電力が、各変換器セル10のスイッチングに伴い直流コンデンサ34へ流れる直流電流に変換されて、各変換器セル10の直流コンデンサ34を充放電することで制御される。したがって、交流電源14に流れる有効電流を制御することで合成電圧 ΣV_{cap} を制御できる。

[0043] 上記の合成電圧 ΣV_{cap} は、各相のレグ回路4の間の電力融通により制御することができる。すなわち、例えば、各相のレグ回路4の間にいわゆる循環電流を流すことにより電力を融通することで、各相間のアンバランスを解消することができる。

[0044] この原理に基づき、コンデンサ電圧制御部24は、各変換器セル10の直流コンデンサ34のコンデンサ電圧 V_{cap} を制御するために、各正側アーム5および各負側アーム6の各変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} を検出した情報に基づき、交流電源14に流れる有効電流制御用の有効電流指令値 i_{pref} 、正側アーム5と負側アーム6の電圧制御用の正側アーム電流指令値 i_{p+ref} と負側アーム電流指令値 i_{p-ref} をそれぞれ生成して出力する。

[0045] 電流制御部25は、セル群5a、6aが出力する電圧の交流電圧成分と、

正側と負側の各アーム5、6が備える各リアクトル $9p$ 、 $9n$ に印加される電圧とを制御する。すなわち、電流制御部25は、コンデンサ電圧制御部24から与えられる電流指令値（有効電流指令値 $i_{pre f}$ 、正側アーム電流指令値 $i_{p+re f}$ 、負側アーム電流指令値 $i_{p-re f}$ ）に対して、各相の交流電流 i_p および各相で検出された正側アーム電流 i_{p+} 、負側アーム電流 i_{p-} が一致するようにフィードバック制御し、各相の正側アーム5と負側アーム6に流れる交流電流を制御する電圧指令 V_{pc+} 、 V_{pc-} を各相ごとに生成する。

[0046] 直流電圧制御部21は、直流電圧の制御目標値となる直流電圧指令値 $V_{dc re f}$ に対して、検出される直流母線2、3間の直流電圧 V_{dc} が一致するようにフィードバック制御し、直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc*} の内の主成分を生成して出力する。

[0047] 直流電流 i_{dc} は、直流母線2、3間の電圧と直流電源16の電圧の差電圧がインピーダンス15に印加されることで流れる。この原理に基づき、直流電流制御部22は、直流電流の制御目標値となる直流電流指令値 $i_{dc re f}$ に対して、検出される直流電流 i_{dc} が一致するようにフィードバック制御し、直流母線2、3間の直流電圧を制御するための直流電圧指令 V_{dc*} の一部の成分（直流線路のインピーダンス成分）を生成する。直流電圧制御部21と直流電流制御部22の出力は、加算器23で加算されることで直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc*} を演算する。

[0048] 次に、次段の加算器26は、電流制御部25が出力する各相の正側アーム5と負側アーム6の交流電流制御用の電圧指令 V_{pc+} 、 V_{pc} と、加算器23が出力する直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc*} とを加算して、正側アーム電圧指令 V_{p+} と負側アーム電圧指令 V_{p-} を演算する。そして、PWM制御部27は、各電圧指令 V_{p+} 、 V_{p-} に基づいてパルス幅変調制御（PWM制御）によるゲート信号27aを生成する。

[0049] ところで、異なる交流系統間で有効電力を送受電するように、複数の電力変換器1を直流連系した構成とすると、直流電源16が他の交直変換端子（

以下、第2の交直変換端子と呼ぶ)となる。このとき、例えば、第2の交直変換端子である直流電源16が電力変換器1と制御装置20とを備えた構成であるとした場合、第2の交直変換端子である制御装置20において、直流電流制御部22の出力を制限して零とし、直流電圧制御部21の出力に応じて直流母線2、3間の直流電圧 V_{dc} を制御する場合には、第2の交直変換端子である直流電源16は直流電圧源と等価となる。

[0050] このとき、図4に示す電力変換器1の制御装置20は、直流電流制御部22の出力を制限して零となるようにし、直流電圧制御部21の出力に応じて直流母線2、3間の直流電圧 V_{dc} を制御するので、図1に示す電力変換器1は直流電圧源と等価な動作となる。

[0051] これとは逆に、第2の交直変換端子である直流電源16の制御装置20の直流電流制御部22が電流源と等価な動作を行っている場合には、図4に示す電力変換器1の制御装置20は、直流電圧制御部21の出力を制限して零となるようにし、直流電流制御部22の出力に応じて直流母線2、3間の直流電圧 V_{dc} を制御することで、インピーダンス15と直流電源16からなる直流回路に対して電流源と等価な動作を行うようになる。

[0052] このように、複数の電力変換器1を直流連系した構成とする場合、直流電圧 V_{dc} を制御する交直変換端子が少なくとも一つ存在し、それ以外は直流電流 i_{dc} を制御する交直変換端子となる。

[0053] 電力変換器1の制御装置20が直流電流制御部22の出力を制限して零とし、直流電圧制御部21の出力に応じて制御している場合、すなわち、図1に示す電力変換器1が直流電圧源と等価な動作を行っている場合において、交流電源14で交流電圧 V_p の大きさが低下する系統事故(瞬低)が発生する場合を考える。この場合、交流電力が低下することで、直流電力とのバランスが崩れ、差電力が発生する。この差電力の発生に応じて、各変換器セル10の直流コンデンサ34を充放電することとなる。

[0054] その際、直流電圧制御部21は、検出される各直流コンデンサ34のコンデンサ電圧 V_{cap} の情報に基づき、各相全ての変換器セル10のコンデン

サ電圧 V_{cap} を合成（加算値または平均値）した合成電圧 ΣV_{cap} の大きさが、予め設定された第1の所定値 ΔV_{max} を超過するか、あるいは第2の所定値 ΔV_{min} ($< \Delta V_{max}$) を下回った場合に、直流電流 i_{dc} またはその直流電流指令値 $i_{dc\ ref}$ の向きに応じて、直流電圧指令値 $V_{dc\ ref}$ を予め設定した固定値 $\Delta V_{dc\ ref}$ 分だけ増加または減少させる。

[0055] この場合、上記の第1の所定値 ΔV_{max} は、変換器セル10が故障検出となるコンデンサ電圧 V_{cap} の過電圧レベル以下に設定する。また、第2の所定値 ΔV_{min} は、変換器セル10が故障検出となるコンデンサ電圧 V_{cap} の低電圧レベル以上に設定するのが好ましい。また、固定値 $\Delta V_{dc\ ref}$ は、インピーダンス15の抵抗成分の大きさに応じて設定するのが望ましい。

[0056] このように、合成電圧 ΣV_{cap} の大きさが、予め設定された第1の所定値 ΔV_{max} を超過して直流電流 i_{dc} が電力変換器1から直流電源16へ流れ出る方向の場合には、直流電圧指令値 $V_{dc\ ref}$ を減少して直流電流 i_{dc} が電力変換器1から流れ出る量を抑制する。これとは逆に、合成電圧 ΣV_{cap} の大きさが、予め設定された第2の所定値 ΔV_{min} を下回って直流電流 i_{dc} が直流電源16から電力変換器1に流れ込む方向の場合には、直流電圧指令値 $V_{dc\ ref}$ を増加して直流電流 i_{dc} が電力変換器1に流れ込む量を抑制する。

[0057] この制御により、直流電流 i_{dc} の大きさを減少させることで直流電力の大きさを減少させる。これにより、系統事故（瞬低）の発生などにより、交流電源14の電圧低下に起因した交流電力低下に伴う、各変換器セル10の直流コンデンサ34の充放電によるコンデンサ電圧 V_{cap} の変動を抑制することができる。

[0058] すなわち、交流電源14の電圧低下によって電力変換器1の電流容量の制約から送受電可能な交流電力が減少しても、直流電流 i_{dc} の大きさを減少することで、直流電力の大きさを減少させて、コンデンサ電圧制御部24が

出力する有効電流指令値 $i_{pre f}$ がその制限内に留まり、交流と直流の電力をバランスすることができる。

[0059] そして、全ての変換器セル 10 のコンデンサ電圧 V_{cap} を合成（加算値または平均値）した合成電圧 ΣV_{cap} の大きさが、第 1 の所定値 ΔV_{max} と第 2 の所定値 ΔV_{min} との間にある場合には、各変換器セル 10 の直流コンデンサ 34 の充放電によるコンデンサ電圧 V_{cap} の変動が抑制された状態となっているので、交流系統事故の解消とは直接に関係なく、直流電圧指令値 V_{dcref} を固定値 ΔV_{dcref} 分だけ増加または減少させる処理を停止し、元の直流電圧指令値 V_{dcref} に復帰させる。

[0060] なお、この停止操作にあたり、 $V_{dcref} \pm \Delta V_{dcref}$ の値から、 V_{dcref} への復帰は、時間の経過に応じて緩やかに変化させるのが望ましい。このようにすれば、交流系統事故時にコンデンサ電圧 V_{cap} の変動を抑制しつつ、コンデンサ電圧 V_{cap} の過電圧や低電圧の検出を防止して運転継続することができる。

[0061] また、制御装置 20 の直流電流制御部 22 は、その出力を制限しているが、その場合、インピーダンス 15 の抵抗成分の大きさにより生じる直流電圧よりも大きい、直流電圧指令値 ΔV_{dcref} により制御される直流電圧変化よりも小さい値に制限するのが望ましい。

[0062] 以上のように、この実施の形態 1 では、交流電源 14 で交流電圧 V_p の大きさが低下する系統事故（瞬低）が発生するなどして各変換器セル 10 のコンデンサ電圧 V_{cap} が変動した場合には、そのコンデンサ電圧 V_{cap} の変動に応じて、直流電圧制御部 21 の直流電圧指令値 V_{dcref} を制御することで、直流電力の大きさを調整し、交流電源 14 の電圧低下による交流電力低下時においても、交流電力と直流電力をバランスすることができる。これにより、故障検出をすることなく、コンデンサ電圧制御部 24 の動作により各変換器セル 10 のコンデンサ電圧 V_{cap} の変動を抑制して運転継続することが可能となる。

[0063] 実施の形態 2.

図5は、この発明の実施の形態2による直流送電電力変換装置の制御装置の構成例を示すブロック図である。

[0064] この実施の形態2において、電力変換器1の構成は図1で示した上記実施の形態1と同様であるが、制御装置20の構成が上記実施の形態1と異なる。

[0065] この実施の形態2では、コンデンサ電圧制御部24は、実施の形態1の場合と同様に、各変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} を制御するために、検出された各相の全ての各変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} の情報に基づき、電流指令値（有効電流指令値 i_{pref} 、正側アーム電流指令値 i_{p+ref} 、負側アーム電流指令値 i_{p-ref} ）を生成して電流制御部25に与える。

[0066] 特に、コンデンサ電圧制御部24が出力する有効電流指令値 i_{pref} は、各相全ての変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} の合成電圧 ΣV_{cap} をフィードバック制御するために、交流電源14に流れる有効電流を調整するものであるが、この有効電流指令値 i_{pref} は、電力変換器1が流し得る電流値、すなわち電流容量の制限を受ける。

[0067] このため、有効電流指令値 i_{pref} に対しては、その値が所定の範囲に入るような制限値 $i_{prefmax}$ を設けている（リミッタ機能）。そして、この実施の形態2では、コンデンサ電圧制御部24は、制限前後の偏差を有効電流超過成分 $\Delta i_p (= i_{prefmax} - i_{pref})$ として求め、これを後述の直流電流演算部28に出力する。

[0068] 電流制御部25は、実施の形態1と同様に、コンデンサ電圧制御部24から与えられる電流指令値（有効電流指令値 i_{pref} 、正側アーム電流指令値 i_{p+ref} 、負側アーム電流指令値 i_{p-ref} ）と、検出された各電流 i_p 、 i_{p+} 、 i_{p-} の情報に基づき、各アーム電圧指令 V_{p+} 、 V_{p-} の内、正側アーム5と負側アーム6に流れる交流電流制御用の電圧指令 V_{pc+} 、 V_{pc-} を各相ごとに生成する。

[0069] 直流電流演算部28は、コンデンサ電圧制御部24から与えられる前述の

有効電流超過成分 Δi_p 、検出された直流母線 2、3 間の直流電圧 V_{dc} 、および連系変圧器 13 の交流電源 14 側もしくは電力変換器 1 側で検出された各相の交流電圧 V_p の情報に基づいて、有効電流超過成分 Δi_p の直流換算値としての直流電流超過成分 Δi_{dc} を求め、この直流電流超過成分 Δi_{dc} を直流電流制御部 22 に出力する。

[0070] 直流電圧制御部 21 は、実施の形態 1 の場合と異なり、各変換器セル 10 のコンデンサ電圧 V_{cap} の検出出力は入力されておらず、直流母線 2、3 間の直流電圧 V_{dc} の情報のみが入力されている。そして、直流電圧制御部 21 は、この直流電圧 V_{dc} が、図示しない上位の制御装置から与えられる直流電圧の制御目標値となる直流電圧指令値 $V_{dc\ ref}$ に一致するようにフィードバック制御し、直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc}^* の主成分を生成して出力する。

[0071] 直流電流制御部 22 は、検出される直流電流 i_{dc} と、図示しない上位の制御装置から与えられる直流電流の制御目標値となる直流電流指令値 $i_{dc\ ref}$ 、および上述の直流電流演算部 28 から与えられる直流電流超過成分 Δi_{dc} の情報に基づいて、直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc}^* の内の一部の成分（直流線路のインピーダンス成分）を生成して出力する。

[0072] 以降は実施の形態 1 の場合と同様、直流電圧制御部 21 と直流電流制御部 22 の出力は、加算器 23 で加算されて直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc}^* が生成される。次いで、加算器 26 で電流制御部 25 が出力する各相の正側アーム 5 と負側アーム 6 の交流電流制御用の電圧成分 V_{pc^+} 、 V_{pc^-} と、加算器 23 で得られた直流電圧指令 V_{dc}^* とが加算されて、正側アーム電圧指令 V_{p^+} と負側アーム電圧指令 V_{p^-} が得られる。PWM 制御部 27 は、これらの各電圧指令 V_{p^+} 、 V_{p^-} に基づいてパルス幅変調制御（PWM 制御）によるゲート信号 27a を生成することで、各変換器セル 10 の動作が制御される。

[0073] 次に、この実施の形態 2 に係る制御装置 20 における制御動作の詳細について、以下に説明する。

- [0074] 前述のように、コンデンサ電圧制御部24が出力する有効電流指令値 $i_{pre f}$ に対しては、それが所定の範囲に入るような制限値 $i_{pre f max}$ を設けている（リミッタ機能）。すなわち、合成電圧 ΣV_{cap} のフィードバック制御では、この合成電圧 ΣV_{cap} と予め設定された指令値との偏差を増幅して有効電流指令値 $i_{pre f}$ を得ており、偏差が大きい場合には、有効電流指令値 $i_{pre f}$ が制限値 $i_{pre f max}$ による制限を受けるため、制限前後に偏差が生じる。
- [0075] この偏差が生じている場合には、各変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} の合成電圧 ΣV_{cap} が制御できないことを意味しており、交流電源14からコンデンサ電圧 V_{cap} を維持するために必要な十分な電力を得られないこととなる。これを防止するためには、直流電力を低減するように、つまり直流電流 i_{dc} の大きさを減少するように動作する。
- [0076] まず、コンデンサ電圧制御部24が生成する有効電流指令値 $i_{pre f}$ が制限値 $i_{pre f max}$ を越えるような場合、制限前後の偏差を有効電流超過成分 $\Delta i_p (= i_{pre f max} - i_{pre f})$ として直流電流演算部28に出力する。
- [0077] なお、この場合の有効電力超過分 ΔP の演算は、三相交流の瞬時値電圧と電流の積和から演算しても良く、あるいは三相交流を直交座標系に変換して同様に電圧と電流の積和から演算しても良い。その際、不平衡時や過渡時に生じる電力 P に含まれる交流電源14の周波数の2倍周波、1倍周波を除去するフィルタを構成するのが望ましい。
- [0078] 直流電流演算部28は、コンデンサ電圧制御部24から出力される有効電流超過成分 Δi_p と、検出した交流電圧 V_p の大きさに基づいて有効電力超過分 ΔP を演算する。次いで、直流電流演算部28は、有効電力超過分 ΔP を直流電圧 V_{dc} で除算することで、有効電流超過成分 Δi_p の直流換算値としての直流電流超過成分 Δi_{dc} を求める。この演算は、交流電力と直流電力が釣り合う条件から導かれる。そして、この直流電流演算部28で演算された直流電流超過成分 Δi_{dc} は、直流電流制御部22に与えられる。

- [0079] なお、有効電力超過分 ΔP を直流電圧 V_{dc} で除算する場合には、直流電圧 V_{dc} の動作範囲を考慮して除算前の直流電圧 V_{dc} の値を所定値以上に制限し、直流電源16の電圧低下時や直流母線2、3間の短絡故障時には除算により過大な Δi_{dc} が演算されないようにするのが望ましい。
- [0080] 直流電流制御部22は、直流電流演算部28から与えられる直流電流超過成分 Δi_{dc} 、検出される直流電流 i_{dc} 、および直流電流の制御目標値となる直流電流指令値 $i_{dc\ ref}$ の各情報に基づいて、以下の処理を行う。
- [0081] ここで、有効電流超過成分 Δi_p が、交流電源14から電力変換器1へ流入する電力を表す極性である場合、すなわち、直流電流 i_{dc} が電力変換器1から直流電源16へ流出する電力を表す極性の場合には、直流電流制御部22は、直流電流の制御目標値となる直流電流指令値 $i_{dc\ ref}$ から直流電流超過成分 Δi_{dc} を減算する補正を行う。
- [0082] この場合、交流電源14から電力変換器1へ流入させたい電力は、有効電流指令値 $i_{p\ ref}$ の制限により不足するが、直流電流指令値 $i_{dc\ ref}$ を直流電流超過成分 Δi_{dc} だけ減少するようにするので、電力の均衡を保つことができる。
- [0083] 一方、有効電流超過成分 Δi_p が、電力変換器1から交流電源14へ流出する電力を表す極性である場合、すなわち、直流電流 i_{dc} が直流電源16から電力変換器1へ流入する電力を表す極性の場合には、直流電流制御部22は、直流電流の制御目標値となる直流電流指令値 $i_{dc\ ref}$ に直流電流超過成分 Δi_{dc} を加算する補正を行う。
- [0084] この場合、電力変換器1から交流電源14へ流出させたい電力は、有効電流指令値 $i_{p\ ref}$ の制限により不足するが、直流電流指令値 $i_{dc\ ref}$ を直流電流超過成分 Δi_{dc} だけ増加するようにするので、電力の均衡を保つことができる。
- [0085] なお、上記のように直流電流超過成分 Δi_{dc} によって直流電流指令値 $i_{dc\ ref}$ を補正する場合には、直流電流超過成分 Δi_{dc} に関する不感帯を設け、直流電流超過成分 Δi_{dc} の大きさが所定値以上となったときに動

作するようにするのが好ましい。

- [0086] そして、直流電流制御部 22 は、補正後の直流電流指令値 ($i_{dc\ ref} - \Delta i_{dc}$)、または ($i_{dc\ ref} + \Delta i_{dc}$) に対して、検出した直流電流 i_{dc} が一致するようにフィードバック制御を行い、直流母線 2、3 間の直流電圧 V_{dc} を制御するように直流電圧指令 V_{dc}^* の一部の成分を生成して出力する。
- [0087] 直流電圧制御部 21 は、直流母線 2、3 間の直流電圧 V_{dc} が直流電圧指令値 $V_{dc\ ref}$ に一致するようにフィードバック制御され、直流母線 2、3 間の直流電圧 V_{dc} を制御するための直流電圧指令 V_{dc}^* の一部の成分（直流線路のインピーダンス成分）を生成して出力する。
- [0088] 以降は実施の形態 1 の場合と同様、加算器 23 は、直流電圧制御部 21 の出力と直流電流制御部 22 の出力を加算して、直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc}^* を演算する。次いで、次段の加算器 26 は、電流制御部 25 が出力する各相の正側アーム 5 と負側アーム 6 の交流電流制御用の電圧成分 V_{pc+} 、 V_{pc-} と、加算器 23 で得られた直流電圧制御用の直流電圧指令 V_{dc}^* とを加算して、正側アーム電圧指令 V_{p+} と負側アーム電圧指令 V_{p-} を演算する。そして、PWM 制御部 27 は、各電圧指令 V_{p+} 、 V_{p-} に基づいてパルス幅変調制御（PWM 制御）によるゲート信号 27a を生成する。
- [0089] ところで、異なる交流系統間で有効電力を送受電するように、複数の電力変換器 1 を直流連系した構成とすると、直流電源 16 が他の交直変換端子となる。そして、直流で連系された電力変換器 1 は、直流電圧 V_{dc} を制御する交直変換端子が少なくとも一つ存在し、それ以外は直流電流 i_{dc} を制御する交直変換端子となる。その場合の詳細は実施の形態 1 で既に説明しているので、ここでは詳しい説明は省略する。
- [0090] 以上のように、この実施の形態 2 では、コンデンサ電圧制御部 24 において、全ての変換器セル 10 のコンデンサ電圧を合成（加算値または平均値）した合成電圧 ΣV_{cap} をフィードバック制御するとき、有効電流指令値 $i_{p\ ref}$ がリミッタ機能によって制限を受ける場合でも、直流電流制御部

22において、直流電流の制御目標値となる直流電流指令値 $i_{dc\ ref}$ を直流電流超過成分 Δi_{dc} でもって補正するように動作するので、交流電力と直流出力の均衡を保つことができ、合成電圧 ΣV_{cap} のフィードバック制御が機能するようになる。

[0091] このため、交流電源14で交流電圧の大きさが低下する系統事故（瞬低）が発生するなどして各変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} が変動した場合には、そのコンデンサ電圧 V_{cap} の変動に応じて、合成電圧 ΣV_{cap} のフィードバック制御が機能するので、各変換器セル10の直流コンデンサ34のコンデンサ電圧 V_{cap} を安定して維持することができ、直流電流を主として制御する交直変換端子においても、各変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} の変動を抑制して故障検出せずに運転継続することができる。

[0092] 実施の形態3.

図6は、この発明の実施の形態3による直流送電電力変換装置の制御装置の構成例を示すブロック図である。

[0093] この実施の形態3において、電力変換器1の構成は図1で示した上記実施の形態1と同様であるが、制御装置20の構成が上記実施の形態1、2の場合と若干異なっている。

[0094] この実施の形態3において、直流電圧制御部21と電流制御部25の構成は実施の形態1の場合と同様であり、また、コンデンサ電圧制御部24、直流電流演算部28、加算器23、26、およびPWM制御部27の構成は実施の形態2の場合と同様である。

[0095] 直流電流制御部22は、実施の形態2の場合と異なり、検出される直流電流 i_{dc} と、直流電流演算部28が演算した直流電流超過成分 Δi_{dc} とが入力されるのに加えて、検出される各相全ての変換器セル10のコンデンサ電圧 V_{cap} が入力されている。そして、直流電流制御部22は、これらの情報に基づいて直流電圧指令 V_{dc}^* の一部の成分（直流線路のインピーダンス成分）を出力する。

- [0096] 次に、この実施の形態3に係る制御装置20における制御動作の詳細について、以下に説明する。
- [0097] 図6の構成において、電力変換器1の制御装置20が直流電流制御部22の出力を制限して零とし、直流電圧制御部21の出力に応じて制御している場合、すなわち、図1に示す構成の電力変換器1が直流電圧源と等価な動作を行っている場合において、交流電源14で交流電圧の大きさが低下する系統事故（瞬低）が発生すると、交流電力が低下することで、直流電力とのバランスが崩れ、差電力が発生する。この差電力の発生に応じて、各変換器セル10の直流コンデンサ34を充放電することとなる。
- [0098] その際、直流電流制御部22は、検出される各直流コンデンサ34のコンデンサ電圧 V_{cap} の情報に基づき、各相全ての変換器セル10のコンデンサ電圧を合成（加算値または平均値）した合成電圧 ΣV_{cap} の大きさが、予め設定された第1の所定値 ΔV_{max} を超過するか、あるいは第2の所定値 ΔV_{min} ($< \Delta V_{max}$)を下回った場合には、直流電流制御部22を制限してその出力を零としている機能を解除し、直流電流制御部22のフィードバック制御が動作するようにしている。
- [0099] すなわち、このフィードバック制御において、直流電流制御部22は、実施の形態2の場合と同様に、直流電流 i_{dc} が電力変換器1から直流電源16へ流出する電力を表す極性の場合と、直流電流 i_{dc} が直流電源16から電力変換器1へ流入する電力を表す極性の場合とに応じて、それぞれ直流電流の制御目標値となる直流電流指令値 $i_{dc\ ref}$ に対して直流電流超過成分 Δi_{dc} を減算あるいは加算した補正を行う。
- [0100] そして、直流電流制御部22は、補正後の直流電流指令値 ($i_{dc\ ref} - \Delta i_{dc}$) または ($i_{dc\ ref} + \Delta i_{dc}$) に対して、検出した直流電流 i_{dc} が一致するようにフィードバック制御を行い、直流母線2、3間の直流電圧 V_{dc} を制御するように直流電圧指令 V_{dc}^* の一部の成分を生成して出力する。
- [0101] その後、補正後の直流電流指令値 ($i_{dc\ ref} - \Delta i_{dc}$) または (i

$dcref + \Delta idc$) と、検出した直流電流 idc との偏差の大きさが所定値以下になると、この補正を停止し、直流電流制御部 22 は、再度、直流電流制御部 22 の出力を制限して零とするように動作する。

[0102] なお、上記のように、再度、直流電流制御部 22 の出力を制限して零にする過程においては、直流電流制御部 22 の出力を時間の経過とともに緩やかに変化させるようにする、すなわち、上記第 1 電圧指令 $Vp+$ と上記第 2 電圧指令 $Vp-$ の直流電圧成分 $Vdc+$ が緩やかに変化するようにするのが望ましい。

[0103] なお、この実施の形態 3 において、直流電圧制御部 21、電流制御部 25、および PWM 制御部 27 の各動作は実施の形態 1 と同様であり、また、コンデンサ電圧制御部 24 および直流電流演算部 28 の動作は、実施の形態 2 と同様であるので、ここでは詳しい説明は省略する。

[0104] 以上のように、この実施の形態 3 では、全ての変換器セル 10 のコンデンサ電圧を合成（加算値または平均値）した $\Sigma Vcap$ の変動に応じて、実施の形態 1 と同じく、直流電圧制御部 21 の直流電圧指令値 $Vdcref$ を制御することで直流電力の大きさを減少させることに加えて、直流電流制御部 22 において、直流電流の制御目標値となる直流電流指令値 $idcref$ を直流電流超過成分 Δidc によって補正するようにしたので、直流電圧を主として制御する交直変換端子においても、交流電力と直流電力の均衡を保ち各変換器セル 10 のコンデンサ電圧 $Vcap$ の変動を抑制して、故障検出をすることなく、運転継続することが可能となる。

[0105] なお、この発明は上記の各実施の形態 1～3 の構成のみに限定されるものではなく、この発明の趣旨を逸脱しない範囲において、各実施の形態 1～3 の構成の一部に変形を加えたり、構成を一部省略することができ、また、各実施の形態 1～3 の構成を適宜組み合わせることが可能である。

請求の範囲

[請求項1] 各相に対応した正側アームと負側アームとが直列接続され、その接続点が各相の交流線に接続されてなる複数のレグ回路を備え、各々の上記レグ回路は正負の直流母線の間と並列接続されて複数相の交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器と、上記電力変換器を制御する制御装置とを備え、各々の上記レグ回路を構成する上記正側アームと上記負側アームのそれぞれは、変換器セルの少なくとも一つを直列接続してなり、上記変換器セルは、直列接続された複数の半導体スイッチング素子の直列体と、この直列体に並列接続された直流コンデンサとから構成されている直流送電電力変換装置において、

上記制御装置は、上記正側アームと上記負側アームを構成する各々の上記変換器セルを出力制御するものであって、

各々の上記直流コンデンサの電圧 (V_{cap}) に基づいて上記直流コンデンサに対する電圧制御用の電流指令値 (i_{pref} 、 i_{p+ref} 、 i_{p-ref}) を生成するコンデンサ電圧制御部と、

上記コンデンサ電圧制御部からの上記電流指令値 (i_{pref} 、 i_{p+ref} 、 i_{p-ref}) に基づいて、上記正側アームに流れる電流制御用の正側アーム電圧指令 (V_{p+}) と上記負側アームに流れる電流制御用の負側アーム電圧指令 (V_{p-}) の内の交流電流制御用の電圧指令 (V_{pc+} 、 V_{pc-}) を生成する電流制御部と、

上記直流母線の間と並列接続された直流電圧 (V_{dc}) と上記直流母線に流れる直流電流 (i_{dc})、および予め設定された制御目標値となる指令値 (V_{dcref} 、 $i_{dc ref}$) に基づいて、上記正側アーム電圧指令 (V_{p+}) と上記負側アーム電圧指令 (V_{p-}) の内の直流電圧制御用の直流電圧指令 (V_{dc*}) を生成する直流制御部とを有し、

上記直流制御部に与える上記指令値 ($V_{dc ref}$ または $i_{dc ref}$) を、上記直流コンデンサの電圧変動の検出量に応じて補正する直流送電電力変換装置。

[請求項2] 上記直流制御部は、上記直流母線間の電圧 (V_{dc})、上記直流コンデンサの合成電圧 (ΣV_{cap})、および上記指令値 ($V_{dc\ ref}$) に基づいて、上記直流電圧指令 (V_{dc*}) の主成分を生成する直流電圧制御部を備えており、

上記直流コンデンサの電圧変動の検出は、上記直流コンデンサの合成電圧 (ΣV_{cap}) が予め設定された第1の所定値 (ΔV_{max}) を超えるか、または、上記第1の所定値 (ΔV_{max}) よりも小さく設定された第2の所定値 (ΔV_{min}) よりも小さくなったことにより検出し、

この検出に応じて、上記直流電圧制御部に対して設定された上記指令値 ($V_{dc\ ref}$) を、上記直流電流 (i_{dc}) または直流電流制御用の上記指令値 ($i_{dc\ ref}$) の極性に応じて、予め設定した固定値 ($\Delta V_{dc\ ref}$) 分だけ加算または減算することで補正する請求項1に記載の直流送電電力変換装置。

[請求項3] 上記直流制御部は、上記直流母線に流れる直流電流 (i_{dc})、および上記指令値 ($i_{dc\ ref}$) に基づいて、上記直流電圧指令 (V_{dc*}) の一部の成分を生成する直流電流制御部を備えており、

上記直流コンデンサの電圧変動の検出は、上記コンデンサ電圧制御部が生成する上記電流指令値 ($i_{p\ ref}$) が上記コンデンサ電圧制御部に対して予め設定された制限値 ($i_{p\ ref\ max}$) を超過したことにより検出し、

この検出に応じて、上記直流電流制御部に設定された上記指令値 ($i_{dc\ ref}$) を、上記電流指令値の制限値 ($i_{p\ ref\ max}$) の超過分 (Δi_p) と、各相の交流電圧 (V_p)、および上記直流電圧 (V_{dc}) とから演算して得られる直流電圧超過成分 (Δi_{dc}) に基づいて補正する請求項1に記載の直流送電電力変換装置。

[請求項4] 上記直流制御部は、上記直流母線間の電圧 (V_{dc})、上記直流コンデンサの合成電圧 (ΣV_{cap})、および上記指令値 ($V_{dc\ ref}$)

f) に基づいて、上記直流電圧指令 (V_{dc}^*) の主成分を生成する直流電圧制御部と、上記直流母線に流れる直流電流 (i_{dc})、および上記指令値 ($i_{dc\ ref}$) に基づいて、上記直流電圧指令 (V_{dc}^*) の一部の成分を生成する直流電流制御部とを備えており、

上記直流コンデンサの電圧変動の検出は、上記直流コンデンサの合成電圧 (ΣV_{cap}) が予め設定された第1の所定値 (ΔV_{max}) を超えるか、または、上記第1の所定値 (ΔV_{max}) よりも小さく設定された第2の所定値 (ΔV_{min}) よりも小さくなったことにより検出し、

この検出に応じて、上記直流電圧制御部に対して設定された上記指令値 ($V_{dc\ ref}$) を、上記直流電流 (i_{dc}) または直流電流制御用の上記指令値 ($i_{dc\ ref}$) の極性に応じて、予め設定した固定値 ($\Delta V_{dc\ ref}$) 分だけ加算または減算することで補正するとともに、上記直流電流制御部に設定された上記指令値 ($i_{dc\ ref}$) を、上記電流指令値の制限値 ($i_{pref\ max}$) の超過分 (Δi_p) と、各相の交流電圧 (V_p)、および上記直流電圧 (V_{dc}) とから演算して得られる直流電圧超過成分 (Δi_{dc}) に基づいて補正する請求項1に記載の直流送電電力変換装置。

[請求項5] 上記直流コンデンサの合成電圧 (ΣV_{cap}) が上記第1の所定値 (ΔV_{max}) 以下、かつ、上記第2の所定値 (ΔV_{min}) 以上を検出した場合には、上記直流電圧制御部における上記指令値 ($V_{dc\ ref}$) の補正を停止する請求項2または請求項4に記載の直流送電電力変換装置。

[請求項6] 上記直流電流 (i_{dc}) の大きさが予め設定した所定値以下になったことを検出した場合には、上記直流電流制御部における上記指令値 ($i_{dc\ ref}$) の補正を停止する請求項3または請求項4に記載の直流送電電力変換装置。

[請求項7] 上記直流電圧制御部における上記指令値 ($V_{dc\ ref}$) の補正を停

止する場合、補正された指令値から補正前の指令値への変化を緩やかにした請求項5に記載の直流送電電力変換装置。

[請求項8] 上記直流電流制御部における上記指令値 ($i_{dc\ ref}$) の補正を停止する場合、上記正側アーム電圧指令 (V_{p+}) と上記負側アーム電圧指令 (V_{p-}) の直流電圧成分 (V_{dc*}) が緩やかに変化するようにした請求項6に記載の直流送電電力変換装置。

[請求項9] 各相に対応した正側アームと負側アームとが直列接続され、その接続点が各相の交流線に接続されてなる複数のレグ回路を備え、各々の上記レグ回路は正負の直流母線の間と並列接続されて複数相の交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器と、この電力変換器を制御する制御装置とを備え、各々の上記レグ回路を構成する上記正側アームと上記負側アームのそれぞれは、変換器セルの少なくとも一つを直列接続してなり、上記変換器セルは、直列接続された複数の半導体スイッチング素子の直列体と、この直列体に並列接続された直流コンデンサとから構成されている場合において、

上記制御装置が、上記正側アームと上記負側アームを構成する各々の上記変換器セルを出力制御する際に、

各々の上記直流コンデンサの電圧 (V_{cap}) に基づいて当該直流コンデンサに対する電圧制御用の電流指令値 ($i_{p\ ref}$ 、 $i_{p^+\ ref}$ 、 $i_{p^-\ ref}$) を生成し、

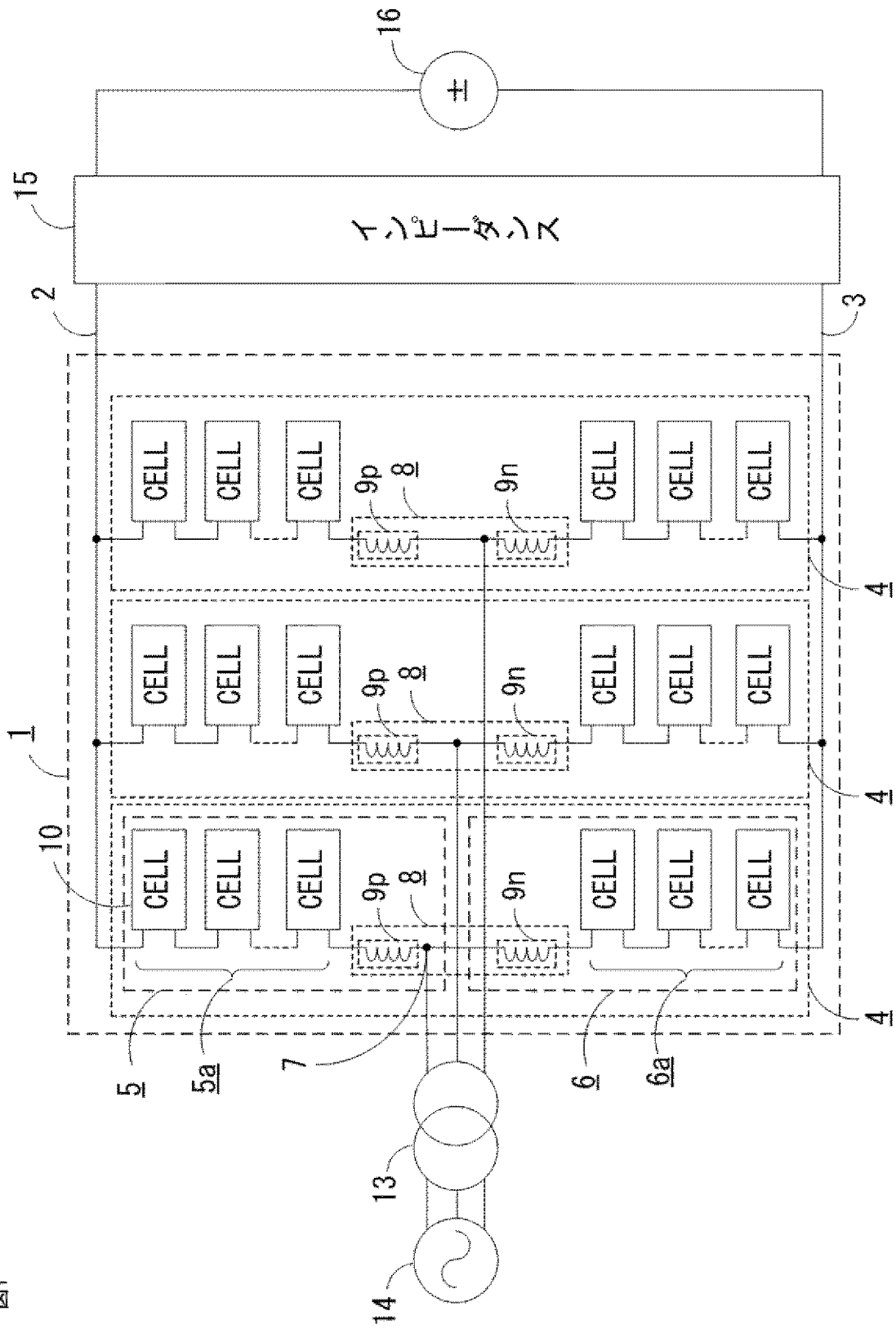
上記電流指令値 ($i_{p\ ref}$ 、 $i_{p^+\ ref}$ 、 $i_{p^-\ ref}$) に基づいて、上記正側アームに流れる電流制御用の正側アーム電圧指令 (V_{p+}) と上記負側アームに流れる電流制御用の負側アーム電圧指令 (V_{p-}) の内の交流電流制御用の電圧指令 (V_{pc+} 、 V_{pc-}) を生成し、

上記直流母線の間と並列接続された直流電圧 (V_{dc}) と上記直流母線に流れる直流電流 (i_{dc})、および予め設定された制御目標値となる指令値 ($V_{dc\ ref}$ 、 $i_{dc\ ref}$) に基づいて、上記正側アーム電圧指令

(V_{p+}) と上記負側アーム電圧指令 (V_{p-}) の内の直流電圧制御用の直流電圧指令 (V_{dc*}) を生成し、

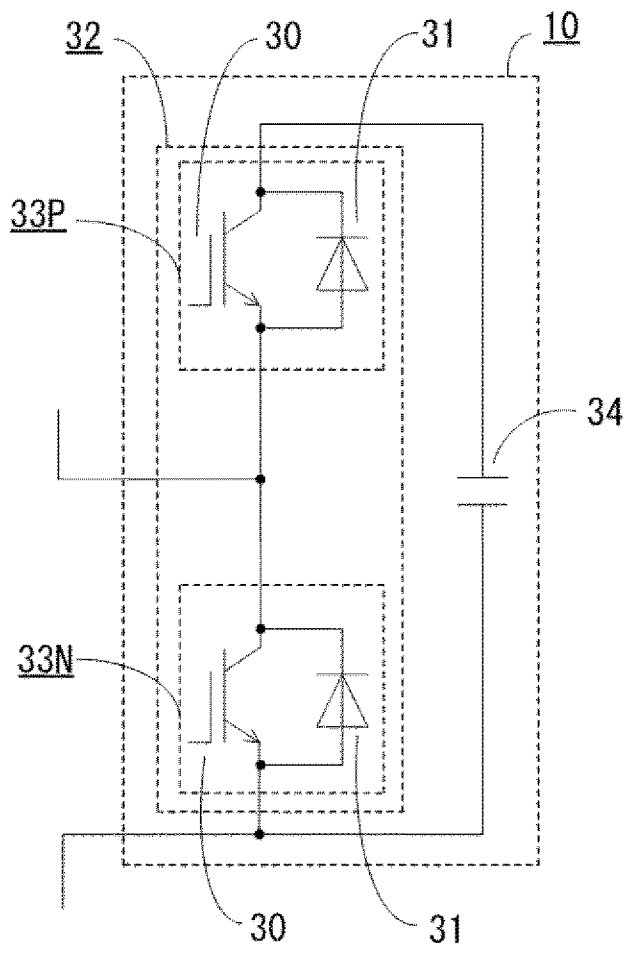
上記指令値 ($V_{dc\ ref}$ または $i_{dc\ ref}$) を、上記直流コンデンサの電圧変動の検出量に応じて補正する直流送電電力変換方法。

図1



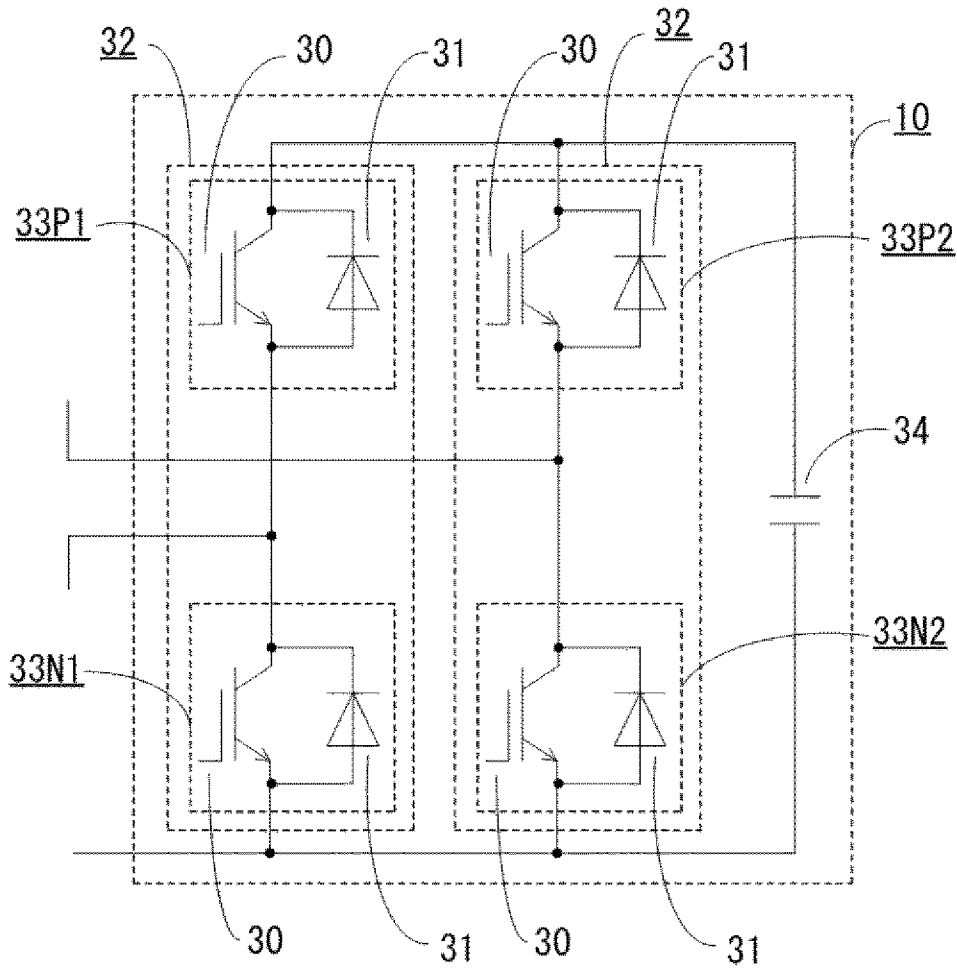
[図2]

図2



[図3]

図3



[図4]

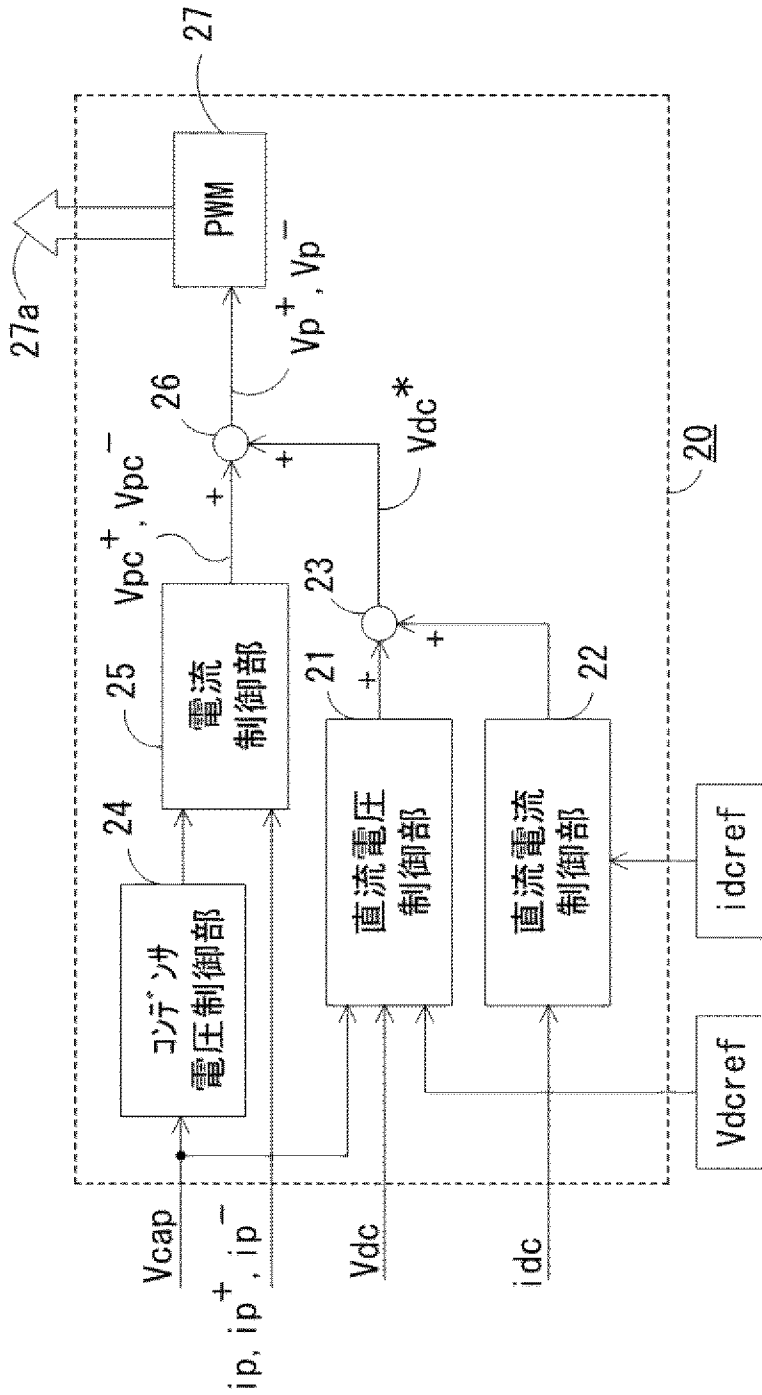


図4

[図5]

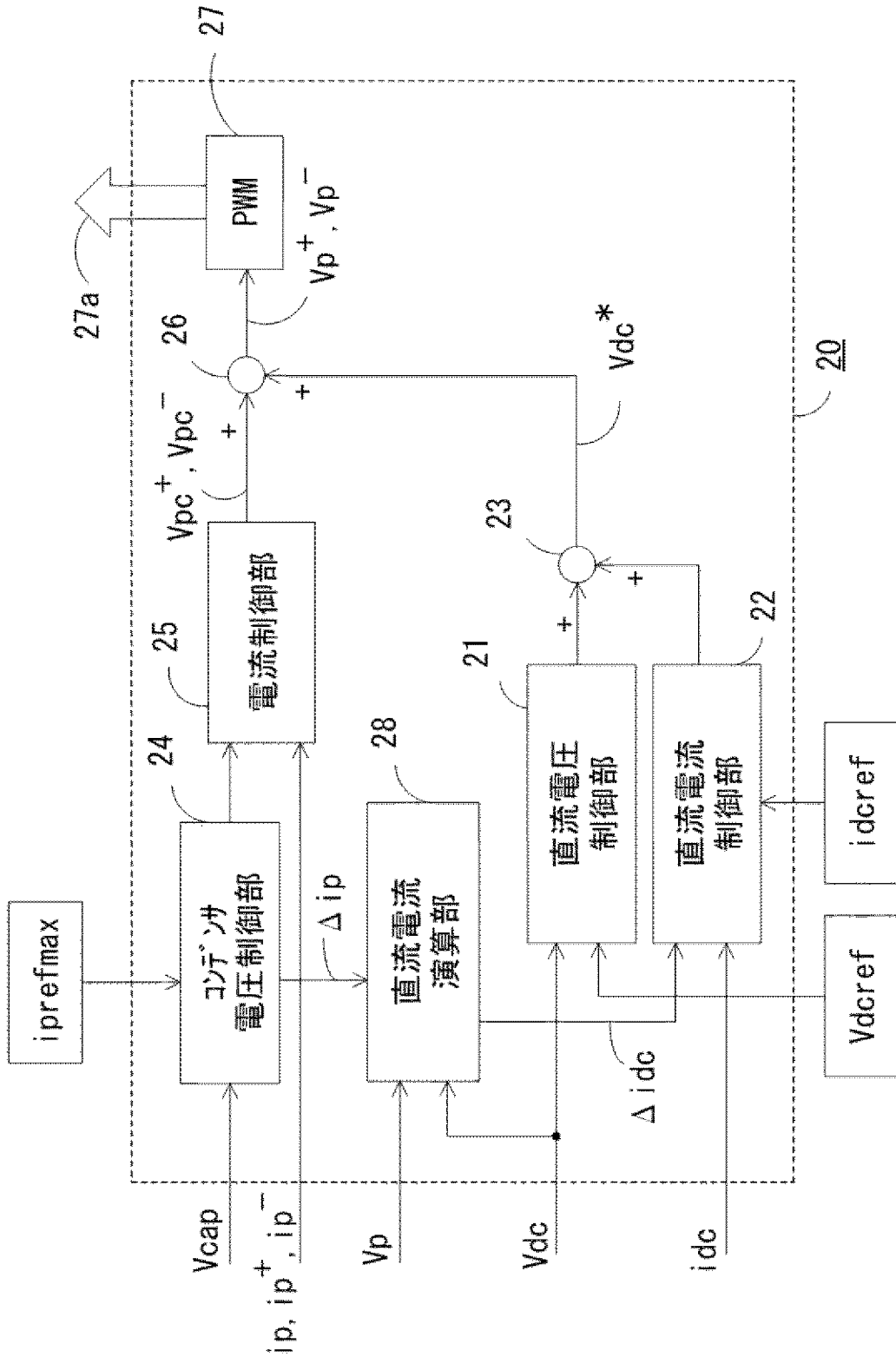


図5

[図6]

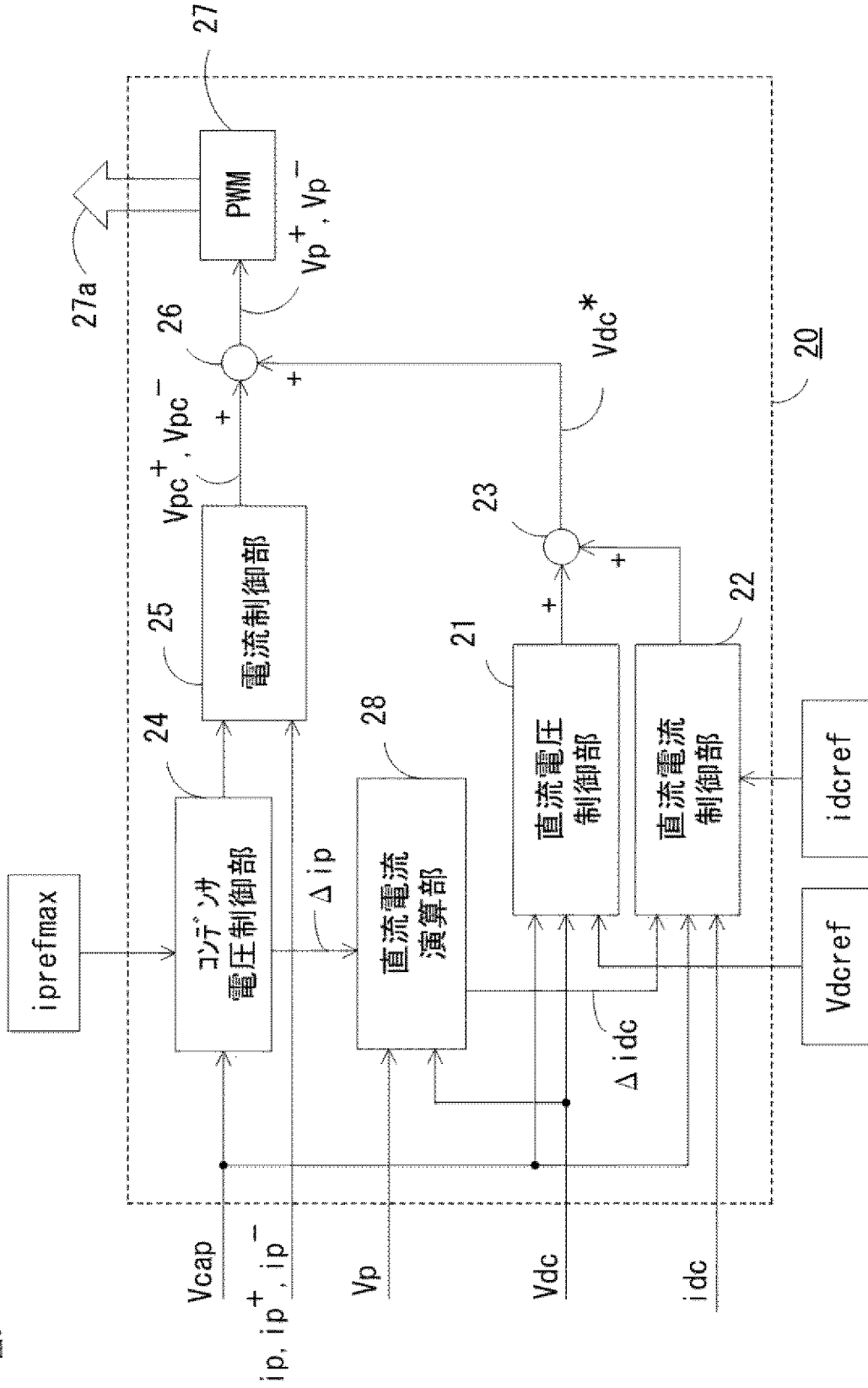


図6

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2015/064327

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M7/483(2007.01)i, H02M7/12(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02M7/483, H02M7/12, H02M7/48

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2015
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2015	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2015

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2011-024392 A (Hitachi, Ltd.), 03 February 2011 (03.02.2011), paragraphs [0023] to [0038]; fig. 1 to 2 & US 2011/0019449 A1 & CN 101964596 A	1-9
A	JP 2011-182517 A (Tokyo Institute of Technology), 15 September 2011 (15.09.2011), claims; paragraphs [0001] to [0019], [0026] to [0035]; fig. 1 to 2 (Family: none)	1-9

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 17 August 2015 (17.08.15)	Date of mailing of the international search report 25 August 2015 (25.08.15)
--	---

Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915, Japan	Authorized officer Telephone No.
--	---

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/064327

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2012-44839 A (Tokyo Institute of Technology), 01 March 2012 (01.03.2012), claims; paragraphs [0018] to [0024]; fig. 1 to 2 (Family: none)	1-9
A	JP 2013-27260 A (Hitachi, Ltd.), 04 February 2013 (04.02.2013), paragraphs [0016] to [0020]; fig. 1 to 4 (Family: none)	1-9
A	US 2014/0003101 A1 (STATE GRID CORPORATION OF CHINA), 02 January 2014 (02.01.2014), paragraphs [0007] to [0012]; fig. 1 to 2 & WO 2012/122688 A1 & CN 102215004 A	1-9

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. H02M7/483(2007.01)i, H02M7/12(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i		
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. H02M7/483, H02M7/12, H02M7/48		
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2015年 日本国実用新案登録公報 1996-2015年 日本国登録実用新案公報 1994-2015年		
国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2011-024392 A（株式会社日立製作所）2011.02.03, [0023] - [0038]、図1-図2 & US 2011/0019449 A1 & CN 101964596 A	1-9
A	JP 2011-182517 A（国立大学法人東京工業大学）2011.09.15, 特許請求の範囲、[0001] - [0019]、[0026] - [0035]、図1-図2（ファミリーなし）	1-9
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリー 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す） 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願日の後に公表された文献 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日 17.08.2015		国際調査報告の発送日 25.08.2015
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ISA/J P） 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官（権限のある職員） 仲村 靖 電話番号 03-3581-1101 内線 3357
		3 V 9 2 3 9

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2012-44839 A (国立大学法人東京工業大学) 2012.03.01, 特許請求の範囲、[0018] - [0024]、図1-図2 (ファミリーなし)	1-9
A	JP 2013-27260 A (株式会社日立製作所) 2013.02.04, [0016] - [0020]、図1-図4 (ファミリーなし)	1-9
A	US 2014/0003101 A1 (STATE GRID CORPORATION OF CHINA) 2014.01.02, [0007] - [0012]、FIG. 1-FIG. 2 & WO 2012/122688 A1 & CN 102215004 A	1-9