

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第6524000号
(P6524000)

(45) 発行日 令和1年6月5日(2019.6.5)

(24) 登録日 令和1年5月10日(2019.5.10)

(51) Int.Cl.
H02M 7/49 (2007.01)

F I
H02M 7/49

請求項の数 4 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2016-50527 (P2016-50527)	(73) 特許権者	000003078
(22) 出願日	平成28年3月15日 (2016.3.15)		株式会社東芝
(65) 公開番号	特開2017-169299 (P2017-169299A)		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(43) 公開日	平成29年9月21日 (2017.9.21)	(73) 特許権者	317015294
審査請求日	平成30年4月26日 (2018.4.26)		東芝エネルギーシステムズ株式会社
			神奈川県川崎市幸区堀川町72番地34
		(74) 代理人	100081961
			弁理士 木内 光春
		(72) 発明者	長谷川 隆太
			東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社
			東芝内
		(72) 発明者	鈴木 大地
			東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社
			東芝内
最終頁に続く			

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源と交流電力系統との間に設けられ、交流と直流を相互に変換する電力変換装置であって、

複数のチョッパセルを直列接続して成る複数相の各相アームと、
前記相アーム内の前記チョッパセルを2つに分けて成る上アーム及び下アームと、
前記上アームと前記下アームとの間に設けられ、前記交流電力系統と接続される出力端子と、

前記相アームの両端に設けられ、前記相アームと前記直流電源との間に介在する第1スイッチ及び第4スイッチと、

前記第1スイッチと前記第4スイッチとの間に直列接続され、前記相アームと並列接続される第2スイッチ及び第3スイッチと、

前記第2スイッチと前記第3スイッチとの間に設けられ、互いに結線される前記複数相の各中性点と、

前記複数相の各中性点間に介在するリアクトルと、
前記チョッパセルと前記第1乃至第4のスイッチを制御する制御部と、
を備え、

前記制御部は、
前記相アームの前記出力端子の出力交流電圧を前記中性点の直流中性点電圧よりも大きくする際、当該相アームに接続する前記第1スイッチと前記第3スイッチをオンにすると

ともに、前記第 2 スイッチと前記第 4 スイッチをオフにし、

前記相アームの前記出力端子の出力交流電圧を前記中性点の直流中性点電圧よりも小さくする際、当該相アームに接続する前記第 1 スイッチと前記第 3 スイッチをオフにするとともに、前記第 2 スイッチと前記第 4 スイッチをオンにし、

前記制御部は、

前記出力交流電圧が直流中性点電圧よりも大きい状態と小さい状態とを双方向に遷移させる際、オフになっている前記第 2 スイッチ又は前記第 3 スイッチをオンにするよりも先に、オンになっている前記第 2 スイッチ又は前記第 3 スイッチをオフにすること、
を特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

前記制御部は、

前記出力交流電圧が直流中性点電圧よりも大きい状態と小さい状態とを双方向に遷移させる際、前記第 2 スイッチ及び前記第 3 スイッチのオンオフを切り替えた後、前記第 1 のスイッチと前記第 4 スイッチのオンオフを切り替えること、

を特徴とする請求項 1 記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記制御部は、

前記出力交流電圧が直流中性点電圧よりも大きい状態と小さい状態とを双方向に遷移させる際、オフになっている前記第 1 スイッチ又は前記第 4 スイッチをオンにするよりも先に、オンになっている前記第 1 スイッチ又は前記第 4 スイッチをオフにすること、

を特徴とする請求項 2 記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記制御部は、

前記第 1 乃至第 4 スイッチを制御することで、直列接続された前記相アームを作出し、
前記チョッパセルを制御することで、前記直列接続された前記相アームを通して前記直流電源の正側と負側とを循環する P N 間循環電流に、交流電流を重畳し、

前記交流電流を操作して、前記上アームと前記下アームの電圧差の不均衡を抑制し、

前記制御部は、

前記複数相の前記相アームを流れる各循環電流に基づいて前記 P N 間循環電流を算出し、

前記第 1 スイッチと前記第 3 スイッチをオンにするとともに、前記第 2 スイッチと前記第 4 スイッチをオフにしている際、前記リアクトルを流れる電流に前記出力端子を流れる交流電流の半分を加算することで、前記複数相の各循環電流を検出し、

前記第 1 スイッチと前記第 3 スイッチをオフにするとともに、前記第 2 のスイッチと前記第 4 のスイッチをオンにしている際、前記リアクトルを流れる電流に前記出力端子を流れる交流電流の半分を加算し、加算値の符号を反転することで、前記複数相の各循環電流を検出すること、

を特徴とする請求項 1 乃至 3 の何れかに記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明の実施形態は、直流電源と交流電力系統との間に設置され、交流と直流を相互に変換する電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、風力発電や太陽光発電、太陽熱発電などの再生可能エネルギーの普及が促進されている。より大電力を再生可能エネルギーでまかなうために、洋上風力発電や、砂漠地帯での太陽光や太陽熱発電が検討されている。洋上風力発電等においては、発電電力を洋上から消費地である都市まで海底ケーブルで大電力送電したり、アフリカや中国奥部の砂漠

10

20

30

40

50

地帯から、ヨーロッパや沿岸地帯の大都市まで大電力を長距離にわたって高効率に送電したりすることが必要になる。このような要求には、従来の三相交流による電力送電よりも直流送電のほうが高効率であり、コストを抑えながら設置することが可能になるため、直流送電網の構築が検討され始めている。

【 0 0 0 3 】

直流送電においては、発電された交流電力を直流送電用の直流に変換するコンバータや、送電されてきた直流を都市内の交流に変換するインバータなどの電力変換装置が必要になる。現在、交流系統にコンバータ、インバータのスイッチングに伴う高調波が流出しないように、正弦波に近い電圧波形を出力することができ、出力フィルタを削減できる電力変換装置が実用化されている。この電力変換装置は、MMC (Modular Multilevel Converter) と呼ばれる。

10

【 0 0 0 4 】

MMC は、直流電源と交流電力系統との間に設けられる。三相交流に変換する場合、MMC は三相の相アームを有する。三相の相アームは、チョップセルを直列接続して成る。三相の相アームは並列接続され、直流電源と各々が常時接続されている。各相アームは上アームと下アームに分別される。すなわち、MMC において、直列接続されたチョップセル群は2つの群に分けられ、各チョップセル群は上アームと下アームと呼ばれ、上アームと下アームの間には交流電力系統への出力端子が設けられている。上アームと出力端子との間、及び下アームと出力端子との間には、各々リアクトルが挿入され、上アームと下アームとの短絡による電流増大を抑制している。

20

【 0 0 0 5 】

MMC は、チョップセルのコンデンサに出力交流周波数と同等の電力脈動が原理的に生じる。コンデンサ電圧の変動を一定の値以下に抑制するには、コンデンサの容量を大きくする必要がある。直流電圧が数十 kV ~ 数百 kV に及ぶ直流送電の場合、チョップセルの数が多く、それに比例してコンデンサ体積が大きくなってしまふ。

【 0 0 0 6 】

そこで、近年、IGBT等の自励式のスイッチを多直列接続したバルブと、チョップセルを組み合わせた中性点クランプ形モジュラー・マルチレベル・コンバータ(NPC-MMC)が提案されている。NPC-MMC は、三相の相アームの両端に第1スイッチ及び第4スイッチを備え、三相の相アームを第1スイッチ及び第4スイッチを介して直流電源と各々接続させている。また、NPC-MMC は、第1スイッチと第4スイッチの間に直列接続された第2スイッチと第3スイッチを更に備え、この第2スイッチと第3スイッチを相アームと並列に接続させている。

30

【 0 0 0 7 】

NPC-MMC は、各スイッチのオンオフ操作によって、一相を他の二相と直列接続し、他の二相を並列接続し、この接続関係を有する三相のアームを直流電源と接続する。そのため、NPC-MMC は、各相のチョップセルの数を半分にでき、装置の設置スペースが低減し、スイッチング損失が低減して変換効率が向上する。

【 0 0 0 8 】

NPC-MMC は、第2スイッチと第3スイッチの間に中性点を備える。一般的には、直列接続された入力直流コンデンサの対が相アームに対して並列接続され、また第2スイッチと第3スイッチの間と入力直流コンデンサの間とが結線されることで、第2スイッチと第3スイッチとの間に中性点が生成される。但し、入力直流コンデンサの存在が、NPC-MMC の有する小型化という利点を希薄にしている。そこで、近年は、中性点同士を接続することで、入力直流コンデンサを省略したNPC-MMC も提案されている。

40

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 9 】

【 特許文献 1 】 米国特許出願公開第 2 0 1 4 / 0 0 9 2 6 6 0 号明細書

【 特許文献 2 】 米国特許出願公開第 2 0 1 4 / 0 0 9 2 6 6 1 号明細書

50

【非特許文献１】平成２６年電気学会産業応用部門大会プログラム，I-155：中性点クランプ形モジュラー・マルチレベル・コンバータ

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【００１０】

NPC-MMCは、直列接続された二相によって直流電源の正側と負側とを繋ぐため、各相の多直列接続された第１スイッチ乃至第４スイッチは直流入力電圧の半分以上の耐電圧を有していればよい。しかしながら、入力直流コンデンサを排除したNPC-MMCにおいては、三相の繋ぎ換え前にリアクトルを含む電流経路内に存在し、三相の繋ぎ換えによりオンからオフに転じるスイッチに、直流電源の直流入力電圧が印加されてしまうことがあった。そのため、スイッチは直流入力電圧以上の耐電圧が要求されることになる。

10

【００１１】

例えば、図２０の（a）に示すように、U相の第２スイッチ４２及び第４スイッチ４４とV相の第１スイッチ４１及び第３スイッチ４３がオンであり、その他がオフの状態がある。この状態では、U相の上アーム２１とU相の出力端子２３との間のリアクトル７、U相の上アーム２１、U相の第２スイッチ４２、U相の中性点５、V相の中性点５、V相の第３スイッチ４３、V相の下アーム２２、及びV相の下アーム２２とV相の出力端子２３との間のリアクトル７を経る循環交流電流 I_c の電流経路が発生する。

【００１２】

図２０の（b）に示すように、三相の繋ぎ換えのために、例えばU相の第２スイッチ２２が先行してオフになった場合、U相の上アーム２１とU相の出力端子２３との間のリアクトル７、及びV相の下アーム２２とV相の出力端子２３との間のリアクトル７が各々に流れる循環交流電流 I_c の維持を図るために、U相の上アーム２１とU相の出力端子２３との間のリアクトル７、U相の上アーム２１、U相の第１スイッチ４１、直流電源１００、U相の第４スイッチ４４、U相の第３スイッチ４３、U相の中性点５、V相の中性点５、V相の第３スイッチ４３、V相の下アーム２２、及びV相の下アーム２２とV相の出力端子２３との間のリアクトル７という循環交流電流 I_c の電流経路が発生する。

20

【００１３】

そうすると、図２０の（b）に示すように、オフになったU相の第２スイッチ４２には、直流電源１００の直流入力電圧が印加されることになる。従って、第１乃至第４スイッチ４１～４４には直流電源１００の直流入力電圧以上の耐電圧が要求される。耐電圧を向上させるには、第１乃至第４スイッチ４１～４４の構成要素であるスイッチング素子の数を増加させなければならない。スイッチング素子の増加は、NPC-MMCのコスト増及び大型化を招来する。

30

【００１４】

そこで、本発明の実施形態は、入力直流コンデンサを排除しつつ、多直列に接続されたスイッチの耐電圧を下げて支障のないNPC-MMC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】

【００１５】

40

上記の目的を達成するために、本実施形態の電力変換装置は、直流電源と交流電力系統との間に設けられ、交流と直流を相互に変換する電力変換装置であって、複数のチョッパセルを直列接続して成る複数相の各相アームと、前記相アーム内の前記チョッパセルを２つに分けて成る上アーム及び下アームと、前記上アームと前記下アームとの間に設けられ、前記交流電力系統と接続される出力端子と、前記相アームの両端に設けられ、前記相アームと前記直流電源との間に介在する第１スイッチ及び第４スイッチと、前記第１スイッチと前記第４スイッチとの間に直列接続され、前記相アームと並列接続される第２スイッチ及び第３スイッチと、前記第２スイッチと前記第３スイッチとの間に設けられ、互いに結線される前記複数相の各中性点と、前記複数相の各中性点間に介在するリアクトルと、を備えること、を特徴とする。

50

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 6 】

【図 1】本実施形態の電力変換装置の構成図である。

【図 2】電力変換装置が備えるチョップセルの構成図である。

【図 3】電力変換装置において各相の接続関係の一例と流れる電流を示す模式図である。

【図 4】電力位相ごとの各相の接続関係を示す表である。

【図 5】電力変換装置の制御ブロック図である。

【図 6】上アームと下アームとの間の電圧差正相分をゼロにする電圧制御の制御ブロック図である。

【図 7】上アームと下アームとの間の電圧差零相分をゼロにする電圧制御の制御ブロック図である。 10

【図 8】PN間循環電流の直流成分に対する制御ブロック図である。

【図 9】PN間循環電流の算出過程を示す制御ブロック図である。

【図 10】PN間循環電流を算出するための各相の循環電流を推測するための制御ブロック図である。

【図 11】相間バランス制御の第 1 例を示す制御ブロック図である。

【図 12】相間バランス制御の他の例を示す制御ブロック図である。

【図 13】全チョップセルのコンデンサ電圧の平均値を一定にするための制御ブロック図である。

【図 14】各相の上下アームの電圧指令値を算出するための制御ブロック図である。 20

【図 15】各チョップセルの電圧指令値を算出するための制御ブロック図である。

【図 16】チョップセルの出力電圧の指令値を計算する方法を示すグラフである。

【図 17】各バルブのスイッチをオンオフするタイミングを示す遷移表である。

【図 18】スイッチングの遷移中における循環交流電流の変化を示す模式図である。

【図 19】チョップセルの電圧出力方法を説明するグラフである。

【図 20】相アーム内にリアクトルを設置した従来の電力変換装置における循環交流電流の一例を示す模式図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 7 】

(構成)

30

以下、本実施形態の電力変換装置について図面を参照しつつ詳細に説明する。図 1 は、本実施形態の電力変換装置の構成図である。図 2 は、電力変換装置が備えるチョップセルの構成図である。電力変換装置 1 は、中性点クランプ形モジュラー・マルチレベル・コンバータ (NPC-MMC) であり、高圧直流送電システムに備えられる。電力変換装置 1 は、直流電源 100 と交流電力系統 200 との間に設置される。電力変換装置 1 は、直流電源 100 の入力直流電圧 v_{dc} を三相の交流電圧 v_{ac} に変換し、三相トランス 201 を介して交流電力を交流電力系統 200 に出力する。

【 0 0 1 8 】

この電力変換装置 1 は、U 相、V 相及び W 相の各交流電圧 v_{ac} を生成する相アーム 2 を備えている。各相アーム 2 は、両端が第 1 スイッチ 41 と第 4 スイッチ 44 と接続し、第 1 スイッチ 41 及び第 4 スイッチ 44 を介して直流電源 100 と接続される。この各相アーム 2 は複数のチョップセル 3 を直列接続して成る。 40

【 0 0 1 9 】

チョップセル 3 は、図 2 に示すように、スイッチ 31 とスイッチ 32 を直列接続したレグと、直流コンデンサ 33 とを並列接続してなる。スイッチ 31 及び 32 は逆導通スイッチであり、各スイッチ 31 及び 32 のスイッチング素子に各々帰還ダイオード 33 を逆並列に接続して構成される。スイッチング素子は、例えば、オン時には電流を一方向に流す IGBT や MOSFET 等であり、自己消弧能力を有する。

【 0 0 2 0 】

各相アーム 2 では、チョップセル 3 が上アーム 21 と下アーム 22 に区別されている。 50

上アーム 2 1 は、直流電源 1 0 0 から見て正側に接続されたチョップセル 3 群である。下アーム 2 2 は、直流電源 1 0 0 から見て負側に接続されたチョップセル 3 群である。相アーム 2 は、上アーム 2 1 と下アーム 2 2 との間に出力端子 2 3 を備え、出力端子 2 3 から三相トランス 2 0 1 を介して交流電力系統 2 0 0 へ交流電力 v_ac を出力する。

【 0 0 2 1 】

各相アーム 2 は、チョップセル 3 を単位変換器として直流電圧 v_dc を階段状の交流電圧 v_ac に変換する。各相アーム 2 が有するチョップセル 3 の数は、入力直流電圧 v_dc と、チョップセル 3 のコンデンサ電圧 v_ch によって決定され、概ね $(v_dc / 2) / v_ch$ である。本実施形態では、チョップセル 3 の数を 3 としている。

【 0 0 2 2 】

また、電力変換装置 1 は、第 1 スイッチ 4 1 及び第 4 スイッチ 4 4 を構成要素とするバルブ 4 を各相に更に備える。バルブ 4 は、第 1 スイッチ 4 1 及び第 4 スイッチ 4 4 の他、第 2 スイッチ 4 2 及び第 3 スイッチ 4 3 を備える。これら第 1 乃至第 4 スイッチ 4 1 ~ 4 4 を直列接続される。第 2 スイッチ 4 2 と第 3 スイッチ 4 3 は、第 1 スイッチ 4 1 と第 4 スイッチ 4 4 との間に直列接続され、相アーム 2 と並列接続されている。バルブ 4 は、第 1 乃至第 4 スイッチ 4 1 ~ 4 4 のオンオフにより、60 度の電圧位相角毎に各相アーム 2 の接続関係を切り替える。

【 0 0 2 3 】

第 1 乃至第 4 スイッチ 4 1、4 2、4 3 及び 4 4 は逆導通スイッチであり、スイッチング素子に帰還ダイオードを逆並列に接続して構成される。スイッチング素子は、例えば、オン時には電流を一方向に流す IGBT や MOSFET 等であり、自己消弧能力を有する。

【 0 0 2 4 】

第 1 乃至第 4 スイッチ 4 1、4 2、4 3 及び 4 4 は、直流電源 1 0 0 の入力直流電圧 v_dc により耐電圧が決定される。入力直流電圧 v_dc に対して、 $v_dc / 2$ の電圧にスイッチング時のサージ電圧の重畳を考慮し、使用する素子が決定される。入力直流電圧 v_dc が数十 kV 以上に及ぶと、1 素子で耐電圧を持たせることは困難になり、複数の素子を直列にする必要がある。本実施形態では 1 つのスイッチに対し 1 素子を含むが、1 つのスイッチに複数の素子が直列接続して含まれていてもよい。

【 0 0 2 5 】

第 1 スイッチ 4 1 及び第 4 スイッチ 4 4 の方向に関し、第 1 スイッチ 4 1 は、コレクタで直流電源 1 0 0 の正側と接続され、エミッタで上アーム 2 1 のコレクタと接続される。第 4 スイッチ 4 4 は、エミッタで直流電源 1 0 0 の負側と接続され、コレクタで下アーム 2 2 のエミッタと接続される。第 2 スイッチ 4 2 及び第 3 スイッチ 4 3 の方向に関し、第 2 スイッチ 4 2 のコレクタが、上アーム 2 1 と接続する第 1 スイッチ 4 1 のエミッタと接続され、第 3 スイッチ 4 3 のエミッタが、下アーム 2 2 と接続した第 4 スイッチ 4 4 のコレクタと接続されている。

【 0 0 2 6 】

U 相の第 2 スイッチ 4 2 と第 3 スイッチ 4 3 の間には中性点 5 が設けられ、V 相の第 2 スイッチ 4 2 と第 3 スイッチ 4 3 の間には中性点 5 が設けられ、W 相の第 2 スイッチ 4 2 と第 3 スイッチ 4 3 の間には中性点 5 が設けられている。各中性点 5 は、各々がリアクトル 7 と接続しており、三相の各リアクトル 7 を介して互いに結線されている。

【 0 0 2 7 】

(制御)

このような電力変換装置 1 は、図 3 に示すように、60 度の電圧位相ごとに、各種組み合わせで、一相と他二相とを直列接続し、他二相を並列接続し、また並列二相と単独一相を正側又は負側に入れ替える。

【 0 0 2 8 】

例えば、図 3 の (a) 及び図 4 に示すように、U 相の電圧位相が $\pi/3 \sim 2\pi/3$ のとき、V 相と W 相の相アーム 2 を並列接続し、並列接続された相アーム 2 と U 相の相アーム

10

20

30

40

50

2を直列接続し、V相とW相の相アーム2を直流電源100の負側に接続し、U相の相アーム2を直流電源100の正側に接続する。

【0029】

この接続態様の回路は、バルブ4において次のようなスイッチオンオフにより実現する。すなわち、U相の第1スイッチ41と第3スイッチ43をオンにし、V相の第2スイッチ42と第4スイッチ43をオンにし、W相の第2スイッチ42と第4スイッチ44をオンにする。

【0030】

また、例えば、図3の(b)及び図4に示すように、U相の電圧位相が $4/3 \sim 5/3$ のとき、V相とW相の相アーム2を直流電源20の並列接続し、並列接続された相アーム2とU相の相アーム2を直列接続し、V相とW相の相アーム2を直流電源100の正側に接続し、U相の相アーム2を直流電源100の負側に接続する。

【0031】

この接続態様の回路は、バルブ4において次のようなスイッチオンオフにより実現する。すなわち、バルブ4は、V相の第1スイッチ41と第3スイッチ43をオンにし、W相の第1スイッチ41と第3スイッチ43をオンにし、U相の第2スイッチ42と第4スイッチ44をオンにする。

【0032】

電力変換装置1を動作させると、例えば、U相の出力交流電圧 v_{ac_u} が正でV相の出力交流電圧 v_{ac_v} が負のとき、U相の相アーム2のコンデンサ電圧 $v_{up} + v_{un}$ とV相の相アーム2のコンデンサ電圧 $v_{vp} + v_{vn}$ とを合計した電圧が、U相の第1スイッチ41、第3スイッチ43、V相の第2スイッチ42及び第4スイッチ44を通して、入力直流電圧 v_{dc} と短絡される。リアクトル7は、この短絡の際の電流増大を抑制している。

【0033】

この電力変換装置1では、図3に示すように、直流電源100と電力変換装置1との間に、PN間循環電流が流れる。PN間循環電流は、電力変換装置1に形成された回路を直流電源100の正側から負側へ抜ける電流である。また、並列接続された二相の相アーム2間に、相間循環電流が流れる。相間循環直流電流は、並列接続された二相の相アーム2を循環する電流である。

【0034】

(電圧制御)

この電力変換装置1の制御方法について説明する。図5に示すように、電力変換装置1は制御部6を備える。制御部6は、各相アーム2のチョッパセル3と各相の第1乃至第4スイッチ41、42、43及び44を制御する。制御部6は、プログラムに従って演算及び制御する所謂コンピュータ又は専用の電気回路である。例えば、制御部6では、ROMに記憶されたプログラムに従ってCPUが演算し、演算結果に従って各相アーム2のチョッパセル3と各相の第1乃至第4スイッチ41、42、43及び44に対する駆動回路がゲート信号を送信する。この制御部6には、不図示の電流検出器及び電圧検出器によって各上アーム21及び下アーム22で検出された電流及び電圧の値が入力され、電流値及び電圧値をパラメータとして演算し、演算結果を電圧制御に利用する。

【0035】

この制御部6は、上下アームバランス制御部61と相間バランス制御部62を備えている。上下アームバランス制御部61は、2種類の周波数の交流電流を重畳したPN間循環電流を流す。上下アームバランス制御部61は、この交流電流を重畳したPN間循環電流を操作することで、上アーム21と下アーム22の電圧を同一にする。PN間循環電流に重畳させる交流電流は、直流成分に対して十分に小さい。また、この交流電流に基づく電力は $I_{pn} \cdot \sin(t - e) \times v_{dc}$ である。従って、PN間循環電流に重畳する交流電流は、一周単位ではゼロであり、送電電力に影響しない。また、相間バランス制御部62は、直流の相間循環電流を操作することで、相間の電圧を同一にする。

【 0 0 3 6 】

(上下アームバランス制御)

図 5 に示すように、上下アームバランス制御部 6 1 は、上アーム 2 1 と下アーム 2 2 の電圧不均衡を、正相分と逆相分の組 (以下、単に代表して正相分という) と零相分に分け、2 種類の周波数の交流電流で正相分と零相分の各々をゼロにすることで解消される。更に、PN 間循環電流を操作する上下アームバランス制御部 6 1 は、PN 間循環電流の直流成分が一定となるように、直流成分指令値 i_{pn0}^* を計算する。

【 0 0 3 7 】

この上下アームバランス制御部 6 1 は、電圧差正相分をゼロにするための 1 倍周波数成分指令値 i_{pn1}^* を計算する。1 倍周波数成分指令値 i_{pn1}^* は、交流電力系統 2 2 に出力する出力交流電圧 v_{ac} の 1 倍の周波数に該当する PN 間循環電流の交流成分の指令値である。

10

【 0 0 3 8 】

また、上下アームバランス制御部 6 1 は、電圧差零相分をゼロにするための 3 倍周波数成分指令値 i_{pn3}^* を計算する。3 倍周波数成分指令値 i_{pn3}^* は、交流電力系統 2 2 に出力する出力交流電圧 v_{ac} の 3 倍の周波数に該当する PN 間循環電流の交流成分である。

【 0 0 3 9 】

上下アームバランス制御部 6 1 は、直流成分指令値 i_{pn0}^* と 1 倍周波数成分指令値 i_{pn1}^* と 3 倍周波数成分 i_{pn3}^* とを加算することで、PN 間循環電流指令値 i_{pn}^* を計算する。また、上下アームバランス制御部 6 1 は、PN 間循環電流 i_{pn} を計算し、PN 間循環電流 i_{pn} を PN 間循環電流指令値 i_{pn}^* に追従させる比例積分制御を実施することで、PN 間電圧指令値 v_{pn}^* を得る。PN 間電圧指令値 v_{pn}^* は、電力変換装置 1 の正側端部から負側端部までの電圧の指令値である。

20

【 0 0 4 0 】

PN 間循環電流 i_{pn} の計算の際、上下アームバランス制御部 6 1 は、U 相の循環電流 i_{cu} 、V 相の循環電流 i_{cv} 、及び W 相の循環電流 i_{cw} を用いる。U 相の循環電流 i_{cu} につき、上下アームバランス制御部 6 1 は、U 相の交流電流 i_u と U 相に繋がるリアクトル 7 を流れる電流 i_{nu} とから推測する。V 相の循環電流 i_{cv} につき、上下アームバランス制御部 6 1 は、V 相の交流電流 i_v と V 相に繋がるリアクトル 7 を流れる電流 i_{nv} とから推測する。W 相の循環電流 i_{cw} につき、上下アームバランス制御部 6 1 は、W 相の交流電流 i_w と W 相に繋がるリアクトル 7 を流れる電流 i_{nw} とから推測する。

30

【 0 0 4 1 】

また、上下アームバランス制御部 6 1 は、1 倍周波数成分指令値 i_{pn1}^* と 3 倍周波数成分指令値 i_{pn3}^* の計算に際し、上アーム 2 1 と下アーム 2 2 との間の電圧差正相分 v_{chy_a} 及び v_{chy_b} と、電圧差零相分 v_{chy_z} をパラメータとして用いる。

【 0 0 4 2 】

この上下アームバランス制御部 6 1 は、下アーム 2 2 のコンデンサ電圧の平均値から上アーム 2 1 のコンデンサ電圧の平均値を差分し、上アーム 2 1 と下アーム 2 2 の電圧差を計算し、各相の電圧差 v_{chy_u} 、 v_{chy_v} 及び v_{chy_w} を三相 / a b z 変換して、上アーム 2 1 と下アーム 2 2 との間の電圧差正相分 v_{chy_a} 、 v_{chy_b} と、電圧差零相分 v_{chy_z} を得る。U 相を例にとると、上アーム 2 1 と下アーム 2 2 の電圧差 v_{chy_u} は、下アーム 2 2 のコンデンサ電圧の平均値 v_{chn} から上アーム 2 1 のコンデンサ電圧の平均値 v_{chup} を差分する。

40

【 0 0 4 3 】

図 6 は、三相 / a b z 変換の後、上アーム 2 1 と下アーム 2 2 との間の電圧差正相分をゼロにする電圧制御の制御ブロック図である。図 6 に示すように、上下アームバランス制

50

御部 61 は、上アーム 21 と下アーム 22 との間の電圧差正相分 $v_{ch_y_a}$, $v_{ch_y_b}$ をローパスフィルタに通す。ローパスフィルタは、上アーム 21 と下アーム 22 との間の電圧差正相分 $v_{ch_y_a}$, $v_{ch_y_b}$ に原理的に重畳される出力交流電圧周波数の脈動、すなわちリップル電圧分を除去する。ローパスフィルタは、例えば移動平均フィルタや一次遅れフィルタが適用できるが、交流電圧周波数成分が十分小さくなるように時定数が設計されるとよい。

【0044】

上下アームバランス制御部 61 は、ローパスフィルタ通過後の電圧差正相分 $v_{ch_y_a}$, $v_{ch_y_b}$ がゼロになるように各々 P I 制御を実施することで、a 相の P N 間循環電流の振幅指令値 $i_{amp_pn_a}$ * と b 相 P N 間循環電流の振幅指令値 $i_{amp_pn_b}$ * を得る。そして、上下アームバランス制御部 61 は、a 相の P N 間循環電流の振幅指令値 $i_{amp_pn_a}$ * と b 相 P N 間循環電流の振幅指令値 $i_{amp_pn_b}$ * に、出力交流電圧の正弦関数を乗算することで、a 相の P N 間循環電流の指令値 i_{pn1_a} * と b 相の P N 間循環電流の指令値 i_{pn1_b} * を得る。

【0045】

尚、正弦関数は、a 相の P N 間循環電流の振幅指令値 $i_{amp_pn_a}$ * に対する $\sin t$ とし、b 相 P N 間循環電流の振幅指令値 $i_{amp_pn_b}$ * に対する $\sin(t - \pi/2)$ とし、a 相と b 相の位相を決定している。また、正弦関数は、出力交流電圧周波数の 1 倍を例にしたが、 $6N \pm 1$ (N は自然数) 倍としてもよい。すなわち、正相電圧差をゼロにするために、P N 間循環電流の交流 $6N \pm 1$ 倍周波数成分 i_{pn1} を操作できればよい。

【0046】

そして、上下アームバランス制御部 61 は、a 相の P N 間循環電流の指令値 i_{pn1_a} * と b 相の P N 間循環電流の指令値 i_{pn1_b} * を加算し、ゲイン G_p を乗算することで、P N 間循環電流の 1 倍周波数成分の指令値 i_{pn1} * を算出する。ゲイン G_p は制御の応答性を調整する係数である。

【0047】

例えば、このゲイン G_p は、出力交流電圧 v_{ac} の変調率 M が変化しても制御応答が変わらないように、変調率 M を加味しておくのが望ましい。出力交流電圧 v_{ac} の変調率 M は、直流電圧 v_{dc} に対する出力交流電圧 v_{ac} の振幅値 v_{amp} の割合である。このゲイン G_p は、以下式 (1) で算出される。

$$G_p = \frac{1}{\left(\frac{4}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}\right)M - \frac{6}{2\pi}} \quad \dots(1)$$

【0048】

尚、制御応答の変動を許容する場合はゲイン G_p を変調率 M に従って変更する必要はないが、ゲイン G_p の符号は上記式 (1) の右辺分母の符号に従う。すなわち、ゲイン G_p は以下式 (2) とする必要がある。

$$G_p = \text{sign}\left\{\left(\frac{4}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}\right)M - \frac{6}{2\pi}\right\} \quad \dots(2)$$

【0049】

図 7 は、三相 / a b z 変換の後、上アーム 21 と下アーム 22 との間の電圧差零相分をゼロにする電圧制御の制御ブロック図である。図 7 に示すように、上下アームバランス制御部 61 は、上アーム 21 と下アーム 22 の電圧差零相分 $v_{ch_y_z}$ がゼロになるように P I 制御を実施することで、零相の P N 間循環電流の振幅指令値 $i_{amp_pn_z}$ * を得る。そして、上下アームバランス制御部 61 は、零相の P N 間循環電流の振幅指令値 $i_{amp_pn_z}$ * に出力交流電圧周波数の 3 倍の周波数を有する正弦関数を乗算することで、零相の P N 間循環電流の指令値 i_{pn1_z} * を得る。

【 0 0 5 0 】

正弦関数は、出力交流電圧周波数の3倍を例にしたが、 $3 \times (2N - 1)$ (N は自然数) 倍としてもよい。すなわち、零相電圧差をゼロにするために、 PN 間循環電流の交流 $3 \times (2N - 1)$ 倍周波数成分 i_pn3 を操作できればよい。

【 0 0 5 1 】

そして、上下アームバランス制御部 61 は、零相の PN 間循環電流の指令値 $i_pn1_z^*$ にゲイン Gz を乗算することで、 PN 間循環電流の3倍周波数成分の指令値 i_pn3^* を算出する。ゲイン Gz は、出力交流電圧の変調率 M が変化しても制御応答が変わらないように、変調率 M を加味しておくのが望ましい。このゲイン Gz は、以下式 (3) で算出される。

$$Gz = \frac{1}{-\frac{3\sqrt{3}}{4\pi}M + \frac{1}{6\pi}} \quad \dots (3)$$

10

【 0 0 5 2 】

制御応答の変動を許容する場合はゲイン Gz を変調率 M に従って変更する必要はないが、ゲイン Gz の符号は上記式 (3) の右辺分母の符号に従う。すなわち、ゲイン Gz は以下式 (4) とする必要がある。

$$Gz = \text{sign}\left(-\frac{3\sqrt{3}}{4\pi}M + \frac{1}{6\pi}\right) \quad \dots (4)$$

20

【 0 0 5 3 】

図8は、 PN 間循環電流の直流成分に対する詳細な制御ブロック図である。図8に示すように、上下アームバランス制御部 61 は、直流電圧指令値 v_dc^* と直流電圧 v_dc との差分がゼロになるように PI 制御を実施することで、 PN 間循環電流の直流成分指令値 i_pn0^* を計算する。

【 0 0 5 4 】

上下アームバランス制御部 61 は、 PN 間循環電流の直流成分指令値 i_pn0^* と交流1倍周波数成分指令値 i_pn1^* と交流3倍周波数成分指令値 i_pn3^* を合算することで、 PN 間循環電流の指令値 i_pn^* を算出する。そして、上下アームバランス制御部 61 は、 PN 間循環電流 i_pn を算出し、 PN 間循環電流 i_pn が PN 間循環電流の指令値 i_pn^* に追従するように PI 制御を実施することで、 PN 間電圧指令値 v_pn^* を得る。

30

【 0 0 5 5 】

PN 間循環電流 i_pn につき、上下アームバランス制御部 61 は、図9に示すように、各相アーム2の循環電流 i_cu , i_cv 及び i_cw を合算して、更に0.5を乗じることで算出される。U相の相アーム2の循環電流 i_cu につき、上下アームバランス制御部 61 は、図10に示すように、U相に繋がるリアクトル7の電流 i_nu と出力端子23を流れる交流電流 i_u の半分とを加算し、条件によって加算結果の符号を反転することで算出する。

40

【 0 0 5 6 】

U相の第1スイッチ41とU相の第3スイッチ43がオンとなり、U相の第2スイッチ42とU相の第4スイッチ44がオフとなるときには、加算結果の符号を維持して、加算結果をU相の循環電流 i_cu とする。一方、U相の第1スイッチ41とU相の第3スイッチ43がオフとなり、U相の第2スイッチ42とU相の第4スイッチ44がオンとなるときには、加算結果の符号を反転して、符号を反転した加算結果をU相の循環電流 i_cu とする。

【 0 0 5 7 】

同様に、V相の相アーム2の循環電流 i_cv につき、上下アームバランス制御部 61 は、V相に繋がるリアクトル7の電流 i_nv と出力端子23を流れる交流電流 i_v

50

v の半分とを加算し、条件によって加算結果の符号を反転することで算出する。

【 0 0 5 8 】

V 相の第 1 スイッチ 4 1 と V 相の第 3 スイッチ 4 3 がオンとなり、V 相の第 2 スイッチ 4 2 と V 相の第 4 スイッチ 4 4 がオフとなるときには、加算結果の符号を維持して、加算結果を V 相の循環電流 i_{c_v} とする。一方、V 相の第 1 スイッチ 4 1 と V 相の第 3 スイッチ 4 3 がオフとなり、V 相の第 2 スイッチ 4 2 と V 相の第 4 スイッチ 4 4 がオンとなるときには、加算結果の符号を反転して、符号を反転した加算結果を V 相の循環電流 i_{c_v} とする。

【 0 0 5 9 】

同様に、W 相の相アーム 2 の循環電流 i_{c_w} につき、上下アームバランス制御部 6 1 は、W 相に繋がるリアクトル 7 の電流 i_{n_w} と出力端子 2 3 を流れる交流電流 i_w の半分とを加算し、条件によって加算結果の符号を反転することで算出する。

【 0 0 6 0 】

W 相の第 1 スイッチ 4 1 と W 相の第 3 スイッチ 4 3 がオンとなり、W 相の第 2 スイッチ 4 2 と W 相の第 4 スイッチ 4 4 がオフとなるときには、加算結果の符号を維持して、加算結果を W 相の循環電流 i_{c_w} とする。一方、W 相の第 1 スイッチ 4 1 と W 相の第 3 スイッチ 4 3 がオフとなり、W 相の第 2 スイッチ 4 2 と W 相の第 4 スイッチ 4 4 がオンとなるときには、加算結果の符号を反転して、符号を反転した加算結果を W 相の循環電流 i_{c_w} とする。

【 0 0 6 1 】

(相間バランス制御 1)

相間バランス制御部 6 2 は、電圧位相が 6 0 度角毎に特定の二相の電圧差を抑制する。特定の二相とは、並列接続され、電圧指令値の極性が同一となっている組である。6 0 度の電圧位相毎に並列接続される二相は変わるため、複数回の接続関係の変化を経ることで、三相間の電圧バランスが図られる。この相間バランス制御部 6 2 は、この特定の二相の間に流れる相間循環直流電流を操作することで、電圧差を抑制する。

【 0 0 6 2 】

相間バランス制御部 6 2 による第 1 の電圧制御例を図 1 1 に示す。図 1 1 に示すように、相間バランス制御部 6 2 は、電圧指令値の極性が同一の二相の電圧差をゼロにする二相間の循環電流指令値を算出し、実際の二相間の循環電流がこの指令値に追従するための二相の各直流電圧指令値を導く。

【 0 0 6 3 】

W 相と V 相が同一極性の場合を例に採る。図 1 1 の (a) に示すように、相間バランス制御部 6 2 は、W 相の全チョップセル 3 の平均コンデンサ電圧 v_{ch_w} と V 相の全チョップセル 3 の平均コンデンサ電圧 v_{ch_v} とを差分して 0 . 5 を乗算し、乗算結果がゼロになるように P I 制御を実施することで、W V 相間の相間循環電流指令値 i_{dc_wv} を計算する。また、相間バランス制御部 6 2 は、W 相で検出した相間循環電流 i_{dc_w} と V 相で検出した相間循環電流 i_{dc_v} とを差分して 0 . 5 を乗算することで、W V 相間の相間循環電流 i_{dc_wv} を計算する。

【 0 0 6 4 】

そして、相間バランス制御部 6 2 は、W V 相間の相間循環電流 i_{dc_wv} が W V 相間の相間循環電流指令値 i_{dc_wv} に追従するように P I 制御を実施することで、W 相の直流電圧指令値 v_{dc_w0} を計算する。更に、相間バランス制御部 6 2 は、W 相の直流電圧指令値 v_{dc_w0} の極性を反転することで、V 相の直流電圧指令値 v_{dc_v0} を計算する。

【 0 0 6 5 】

同様に、図 1 1 の (b) に示すように、相間バランス制御部 6 2 は、V 相と U 相の電圧指令値の極性が同一のとき、V 相と U 相のコンデンサ電圧差をゼロにする二相間の相間循環電流指令値 i_{dc_vu} を算出し、V 相と U 相の相間循環電流 i_{dc_vu} がこの指令値 i_{dc_vu} に追従するための二相の各直流電圧指令値 v_{dc_u0} と

10

20

30

40

50

$v_dc_v0^*$ をPI制御により導く。

【0066】

また、図11の(c)に示すように、相間バランス制御部62は、U相とW相の電圧指令値の極性が同一のとき、U相とW相のコンデンサ電圧差をゼロにする二相間の相間循環電流指令値 $i_dc_uw^*$ を算出し、実際のU相とW相の相間循環電流 i_dc_uw がこの指令値 $i_dc_uw^*$ に追従するための二相の各直流電圧指令値 $v_dc_u0^*$ と $v_dc_w0^*$ をPI制御により導く。

【0067】

(相間バランス制御2)

図12は、相間バランス制御部62による第2の電圧制御例である。相間バランス制御部62は、回路内で直列接続された二相の電圧を同一にする制御を行うようにしてもよい。直列二相の出力電圧に差を設けることで、一方への入力電力を上げ、他方への入力電力を下げることができ、両者の電圧差が均衡する方向に電圧差が是正される。増加させた電圧と減少させた電圧の総計をゼロにすることで、電力変換装置1の正側と負側の間の全体の電圧は変わらず、PN間循環電流に影響を与えない。

【0068】

W相の電圧指令値 v_w^* とV相電圧指令値 v_v^* とが同一の極性を有するとき、換言すると、U相とW相とが直列接続され、U相とV相とが直列接続されているときを例に採る。図12の(a)に示すように、相間バランス制御部62は、U相のコンデンサ電圧平均値 v_ch_u とV相及びW相のコンデンサ電圧平均値との差をゼロにするように比例積分を実施することで、U相とV相との電圧差、及びU相とW相との電圧差を解消する各相の直流電圧指令値 $v_dc_u0^*$ 、 $v_dc_v0^*$ 及び $v_dc_w0^*$ を計算する。

【0069】

典型的には、相間バランス制御部62は、V相のコンデンサ電圧平均値 v_ch_v とW相のコンデンサ電圧平均値 v_ch_w を加算して0.5を乗算することで、V相とWのコンデンサ電圧平均値を算出する。そして、相間バランス制御部62は、U相のコンデンサ電圧平均値 v_ch_u からV相とW相のコンデンサ電圧平均値を差分し、その差分に0.5を乗算した後、乗算結果がゼロになるように比例積分制御を実施する。相間バランス制御部62は、更に比例積分制御の結果にゲイン G_{pz} を乗算する。

【0070】

ゲイン G_{pz} は、制御の応答性を調整する係数である。このゲイン G_{ph} は、PN間循環電流によって制御応答が変わらないように設計しておくことが望ましい。例えば、ゲイン G_{pz} は、以下式(5)のように、U相を流れる電流 i_dc_u の絶対値の逆数とする。

$$G_{pz} = \frac{1}{|i_dc_u|} \quad \dots (5)$$

【0071】

最後に、相間バランス制御部62は、U相の電流 i_dc_u の反対極性を乗算することで、U相の直流電圧指令値 $v_dc_u0^*$ を計算する。相間バランス制御部62は、U相の直流電圧指令値 $v_dc_u0^*$ の極性を反対にすることで、V相の直流電圧指令値 $v_dc_v0^*$ とW相の直流電圧指令値 $v_dc_w0^*$ を計算する。

【0072】

同様に、図12の(b)に示すように、相間バランス制御部62は、W相のコンデンサ電圧平均値 v_ch_w とU相及びV相のコンデンサ電圧平均値との差をゼロにするように比例積分を実施することで、W相とU相との電圧差、及びW相とVとの電圧差を解消する各相の直流電圧指令値 $v_dc_u0^*$ 、 $v_dc_v0^*$ 及び $v_dc_w0^*$ を計算する。

【0073】

10

20

30

40

50

また、図 12 の (c) に示すように、相間バランス制御部 62 は、V 相のコンデンサ電圧平均値 v_{ch_v} と U 相及び W 相のコンデンサ電圧平均値との差をゼロにするように比例積分を実施することで、V 相と U 相との電圧差、及び V 相と W 相の電圧差を解消する各相の直流電圧指令値 $v_{dc_u0^*}$ 、 $v_{dc_v0^*}$ 及び $v_{dc_w0^*}$ を計算する。

【0074】

(全体制御)

図 5 に戻り、制御部 6 は、上下アームバランス制御部 61 と相間バランス制御部 62 で計算された P N 間電圧指令値 v_{pn^*} と各相の直流電圧指令値 $v_{dc_u0^*}$ 、 $v_{dc_v0^*}$ 及び $v_{dc_w0^*}$ とを各々加算し、各相の上アーム及び下アームの電圧指令値 v_{up^*} 、 v_{un^*} 、 v_{vp^*} 、 v_{vn^*} 、 v_{wp^*} 、 v_{wn^*} の計算に用いる。この計算には、三相の全チョッパセル 3 のコンデンサ電圧の平均を一定にするための電圧指令値 v_{u^*} 、 v_{v^*} 、 v_{w^*} も加味されてよい。

10

【0075】

電圧指令値 v_{u^*} 、 v_{v^*} 、 v_{w^*} の計算において、制御部 6 は、チョッパセル 3 に流入する交流電流の有効分 i_d によって、全チョッパセル 3 のコンデンサ電圧の平均値を所定値にするように制御する。まず、全チョッパセル 3 のコンデンサ電圧の平均値 v_{ch} を算出し、指令値 v_{ch^*} に追従するための D 軸電流指令値 i_d^* を算出する。

【0076】

20

図 13 に示すように、制御部 6 は、全チョッパセル 3 のコンデンサ電圧の平均値 v_{ch} を算出し、指令値 v_{ch^*} と平均値 v_{ch} の差分を取り、この差分がゼロになるように P I 制御を実施することで、D 軸電流指令値 i_d^* を計算する。

【0077】

また、制御部 6 は、電流検出器から受け取った各相の出力交流電流 i_u 、 i_v 、 i_w を三相 / D Q 変換することで、D 軸電流 i_d と Q 軸電流 i_q を算出する。

【0078】

そして、制御部 6 は、D 軸電流 i_d と Q 軸電流 i_q が D 軸電流指令値 i_d^* と Q 軸電流指令値 i_q^* に追従するように P I 制御を実施することで、D 軸電圧指令値 v_d^* と Q 軸電圧指令値 v_q^* を算出し、更に D 軸電圧指令値 v_d^* と Q 軸電圧指令値 v_q^* を D Q / 三相変換して、電圧指令値 v_{u^*} 、 v_{v^*} 、 v_{w^*} を得る。

30

【0079】

各相の上アーム 21 及び下アーム 22 の電圧指令値 v_{up^*} 、 v_{un^*} 、 v_{vp^*} 、 v_{vn^*} 、 v_{wp^*} 、 v_{wn^*} の計算手法と、V 相及び W 相における計算手法は同一であるため、U 相の上アーム 21 及び下アーム 22 の電圧指令値 v_{up^*} 及び v_{un^*} を例に採り説明する。

【0080】

図 14 に示すように、制御部 6 は、相間及び上下アーム 21、22 のバランスをとるための直流電圧指令値 $v_{dc_u^*}$ に対して、直流電圧 $v_{dc} / 2$ に U 相の電圧指令値 v_{u^*} の極性を乗算した値を加算し、0.5 を乗算し、U 相の電圧指令値 v_{u^*} を減算する。この計算により U 相の上アーム 21 の電圧指令値 v_{up^*} が計算される。

40

【0081】

また、制御部 6 は、相間及び上下アーム 21、22 のバランスをとるための直流電圧指令値 $v_{dc_u^*}$ に対して、直流電圧 $v_{dc} / 2$ に U 相の電圧指令値 v_{u^*} の極性を乗算した値を減算し、0.5 を乗算し、U 相の電圧指令値 v_{u^*} を減算する。この計算により U 相の下アームの電圧指令値 v_{un^*} が計算される。

【0082】

図 15 は、チョッパセル 3 のコンデンサ電圧を同一にするための制御ブロック図である。制御部 6 は、更に、各相各上下アーム 21、22 に電圧を出力させる際、上アーム 21 内の全チョッパセル 3 のコンデンサ電圧を同一にし、また下アーム 21 内の全チョッパセ

50

ル 3 のコンデンサ電圧を同一にする措置を講じる。

【 0 0 8 3 】

すなわち、制御部 6 は、チョッパセル 3 を流れる電流の極性が正のとき、チョッパセル 3 のコンデンサ 3 3 は充電されるので、コンデンサ電圧が小さいチョッパセル 3 の出力電圧を大きくし、コンデンサ電圧が大きいチョッパセル 3 は出力電圧を小さくする。チョッパセル 3 を流れる電流の極性が負のとき、コンデンサ 3 3 は放電されるので、コンデンサ電圧が小さいチョッパセル 3 の出力電圧を小さくし、コンデンサ電圧が大きいチョッパセル 3 は出力電圧を大きくする。

【 0 0 8 4 】

U 相の上アーム 2 1 が備えるチョッパセル 3 を例に採る。例えば、上アーム 2 1 内の第 1 のチョッパセル 3 に関し、このチョッパセル 3 のコンデンサ電圧 v_{ch_up1} から上アーム 2 1 の全チョッパセル 3 のコンデンサ電圧平均値 v_{ch_up} を減算し、これに比例積分ゲインを乗算する。

【 0 0 8 5 】

乗算結果に、U 相の上アーム 2 1 の電流 i_{ip} の極性を反転した値を更に乗算し、U 相の上アーム 2 1 のチョッパセル 3 に対する電圧指令値 v_{up*} を加算する。以上の計算により、上アーム 2 1 の第 1 のチョッパセル 3 の電圧指令値 v_{up1*} が計算される。同様にして、上アーム 2 1 内の第 2 のチョッパセル 3 に対する電圧指令値 v_{up2*} 第 3 のチョッパセル 3 に対する電圧指令値 v_{up3*} が計算される。

【 0 0 8 6 】

そして、制御部 6 は、各チョッパセル 3 の電圧指令値 v_{up1*} 、 v_{up2*} 及び v_{up3*} ……に従って、各チョッパセル 3 を制御する。このとき、図 1 6 に示すように、制御部 6 は、U 相の電圧指令値 v_u* が正の電圧を指令しているとき、第 1 スイッチ 4 1 及び第 3 スイッチ 4 3 をオンにし、第 2 スイッチ 4 2 及び第 4 スイッチ 4 4 をオフにする。U 相の電圧指令値 v_u* が正の電圧を指令しているときとは、U 相アーム 2 に含まれる出力端子 2 3 の出力交流電圧を中性点 5 の直流中性点電圧よりも大きくするときである。

【 0 0 8 7 】

これにより、U 相の上アーム 2 1 全体としては、電圧指令値 v_{up*} に従って、直流電源 1 0 0 の直流正電圧 $v_{dc}/2$ と出力交流電圧電圧指令値 v_u* との差電圧を出力する。U 相の下アーム 2 2 全体としては、電圧指令値 v_{un*} に従って、出力交流電圧の電圧指令値 v_u* と直流中性点との差電圧を出力する。

【 0 0 8 8 】

また、図 1 6 に示すように、制御部 6 は、U 相の電圧指令値 v_u* が負の電圧を指令しているとき、第 2 スイッチ 4 2 及び第 4 スイッチ 4 4 をオンにし、第 1 スイッチ 4 1 及び第 3 スイッチをオフにする。U 相の電圧指令値 v_u* が負の電圧を指令しているときとは、U 相アーム 2 に含まれる出力端子 2 3 の出力交流電圧を中性点 5 の直流中性点電圧よりも小さくするときである。

【 0 0 8 9 】

これにより、U 相の上アーム 2 1 全体としては、電圧指令値 v_{up*} に従って、直流中性点電圧と出力交流電圧の電圧指令値 v_u* との差電圧を出力し、U 相の下アーム 2 2 全体としては、電圧指令値 v_{un*} に従って、出力交流電圧の電圧指令値 v_u* と直流電源 1 0 0 の直流負電圧 $-v_{dc}/2$ との差電圧を出力させる。

【 0 0 9 0 】

図 1 7 に示すように、第 1 スイッチ 4 1 と第 3 スイッチ 4 3 のグループと第 2 スイッチ 4 2 と第 4 スイッチ 4 4 のグループのオンオフが入れ替わる際、第 1 乃至第 4 スイッチ 4 4 は、複数のオンオフの態様を経る。

【 0 0 9 1 】

まず、制御部 6 は、出力交流電圧が直流中性点電圧よりも大きい状態から小さい状態へ双方向に遷移させる際、第 2 のスイッチ 4 2 と第 3 のスイッチ 4 3 のうち、オンになって

10

20

30

40

50

いるほうを先にオフにし、オフになっているほうを後にオンにする。そのため、第2スイッチ42と第3スイッチ43が共にオンになることにより、第2スイッチ42及び第3スイッチ43を介して上アーム21と下アーム22が短絡するという事態が回避される。

【0092】

また、制御部6は、第2のスイッチ42及び第3のスイッチ43のオンオフを切り替えた後に、第1のスイッチ41と第4のスイッチ44のオンオフを切り替える。第1のスイッチ41及び第4のスイッチ44のオンオフを切り替えた後に、第2のスイッチ42と第3のスイッチ43のオンオフを切り替えるようにしてもよい。

【0093】

更に、制御部6は、第1のスイッチ41と第4のスイッチ44のうち、オンになっているほうを先にオフにし、オフになっているほうを後にオンにする。そのため、第3スイッチ43がオフ、第1スイッチ41、第2スイッチ42及び第4スイッチ44がオンとなり、第3スイッチ43に直流電源100の直流入力電圧が印加されてしまう事態が回避される。

【0094】

具体的には、第1スイッチ41と第3スイッチ43がオンであり、第2スイッチ42と第4スイッチ44とがオフの状態(状態1)から、第1スイッチ41と第3スイッチ43がオフであり、第2スイッチ42と第4スイッチ44とがオンの状態(状態5)に移行する過程で、状態2、状態3、状態4の過程をこの順に挟む。状態2では、制御部6は第3スイッチ43のみをオンからオフに切り替える。状態3では、第2スイッチ42のみをオフからオンに切り替える。状態4では、第1スイッチ41をオンからオフに切り替える。そして、状態5で第4スイッチ44をオフからオンに切り替える。

【0095】

また、第1スイッチ41と第3スイッチ43がオフであり、第2スイッチ42と第4スイッチ44とがオンの状態(状態5)から、第1スイッチ41と第3スイッチ43がオンであり、第2スイッチ42と第4スイッチ44とがオフの状態(状態1)に移行する過程で、状態6、状態7、状態8の過程をこの順に挟む。状態6では、制御部6は第2スイッチ42のみをオンからオフに切り替える。状態7では、制御部6は第3スイッチ43のみをオフからオンに切り替える。状態8では、制御部6は第4スイッチ44をオンからオフに切り替える。そして、制御部6は状態1で第1スイッチ41をオフからオンに切り替える。

【0096】

制御部6が状態5から状態6へ遷移させると、図18に示すように循環交流電流の経路が変更される。すなわち、図18の(a)に示すように、U相とV相との間のリアクトル7の存在によって、状態5では、U相の出力端子23、U相の上アーム21、U相の第2スイッチ42、U相の中性点5、リアクトル7、V相の第3スイッチ43、V相の下アーム22、V相の出力端子23という循環交流電流が流れる。

【0097】

そして、図18の(b)に示すように、状態6では、第2スイッチ42がオンからオフに変わったため、しかしながらリアクトル7が自身を流れる循環交流電流を維持しようとするため、循環交流電流が、U相の出力端子23、U相の下アーム22、U相の第3スイッチ43、U相の中性点5、リアクトル7、V相の第3スイッチ43、V相の下アーム22、V相の出力端子23という流れに変化する。そのため、U相の第2スイッチ42に直流電源100の直流入力電圧の半分以上の電圧が印加されることは阻止される。

【0098】

図19に示すように、各チョップセル3個別では、電圧指令値 v_{up1}^* を例に採ると、制御部6は、キャリア三角波 car_{up1} と v_{up1}^* を比較する。制御部6は、キャリア三角波 car_{up1} より出力電圧指令値 v_{up1}^* が大きいときは、スイッチ31をオン、及びスイッチ32をオフにして、コンデンサ33を充放電させる。制御部6は、キャリア三角波 car_{up1} より出力電圧指令値 v_{up1}^* が小さいときは

10

20

30

40

50

、スイッチ 3 1 をオフ、及びスイッチ 3 2 をオンにして、コンデンサの出力を停止させる。

【 0 0 9 9 】

上アーム 2 1 や下アーム 2 2 が n 個のチョップセルで構成される場合、キャリア三角波の位相を $360^\circ / n$ ずつずらすことにより、等価キャリア周波数をキャリア三角波周波数の n 倍に大きくでき、出力交流電圧の高調波電圧を低減できる。また、下アーム 2 2 に対して用いるキャリア三角波位相を、上アーム 2 1 に対して 180° ずらすことにより、さらに出力交流電圧の高調波電圧を低減できる。

【 0 1 0 0 】

(作用効果)

以上のように、この電力変換装置 1 は、NPC - MMC であり、各相アーム 2 とバルブ 4 とを有し、相アーム 2 は、複数のチョップセル 3 を直列接続して成るとともに、相アーム 2 内のチョップセル 3 が上アーム 2 1 と下アーム 2 2 の 2 つに分けて識別され、バルブ 4 は第 1 スイッチ 4 1 乃至第 4 スイッチ 4 4 とを備える。第 1 スイッチ 4 1 と第 4 スイッチ 4 4 は相アーム 2 の両端に設けられ、相アーム 2 と直流電源 1 0 0 との間に介在する。第 2 スイッチ 4 2 と第 3 スイッチ 4 3 は、第 1 のスイッチ 4 1 と第 4 スイッチ 4 4 との間に直列接続され、また相アーム 2 と並列接続される。そして、第 2 スイッチ 4 2 と第 3 スイッチ 4 3 との間に中性点 5 が設けられ、この中性点 5 にリアクトル 7 を介在させながら、中性点 5 は互いに結線される。

【 0 1 0 1 】

これにより、リアクトル 7 を含む循環交流電流の経路中のスイッチがオフに切り替わる時に、当該スイッチに直流電源 1 0 0 の直流入力電圧が印加されてしまうという事態を回避でき、第 1 スイッチ 4 1 乃至第 4 スイッチ 4 4 を直流入力電圧の半分以上にまで低減することができる。従って、この電力変換装置 1 は、入力直流コンデンサを不要としつつ、第 1 スイッチ 4 1 乃至第 4 スイッチ 4 4 を構成するスイッチング素子の増大を回避でき、コスト減及び小型化を達成する。

【 0 1 0 2 】

また、この電力変換装置 1 は、チョップセル 3 と第 1 乃至第 4 のスイッチ 4 1 ~ 4 4 を制御する制御部 6 を備える。制御部 6 は、相アーム 2 の出力端子 2 3 の出力交流電圧を中性点 5 の直流中性点電圧よりも大きくする際、相アーム 2 に接続する第 1 スイッチ 4 1 と第 3 スイッチ 4 3 をオンにするとともに、第 2 スイッチ 4 2 と第 4 スイッチ 4 4 をオフにする。更に、制御部 6 は、相アーム 2 の出力端子 2 3 の出力交流電圧を中性点 5 の直流中性点電圧よりも小さくする際、相アーム 2 に接続する第 1 スイッチ 4 1 と第 3 スイッチ 4 3 をオフにするとともに、第 2 スイッチ 4 2 と第 4 スイッチ 4 4 をオンにする。

【 0 1 0 3 】

そして、制御部 6 は、出力交流電圧が直流中性点電圧よりも大きい状態と小さい状態とを双方向に遷移させる際、オフになっている第 2 スイッチ 4 2 又は第 3 スイッチ 4 3 をオンにするよりも先に、オンになっている第 2 スイッチ 4 2 又は第 3 スイッチ 4 3 をオフにするようにした。これにより、駆動信号の到達遅延や第 2 スイッチと第 3 スイッチの応答特性の変化によっても、第 2 スイッチ 4 2 と第 3 スイッチとが同時にオンになることはない。従って、第 2 スイッチ 4 2 と第 3 スイッチ 4 3 を介した上アーム 2 1 と下アーム 2 2 の短絡を防止でき、短絡による過電流が抑止される。

【 0 1 0 4 】

同様に、制御部 6 は、出力交流電圧が直流中性点電圧よりも大きい状態と小さい状態とを双方向に遷移させる際、オフになっている第 1 スイッチ 4 1 又は第 4 スイッチ 4 4 をオンにするよりも先に、オンになっている第 1 スイッチ 4 1 又は第 4 スイッチ 4 4 をオフにする。これにより、第 3 スイッチ 4 3 がオフである状態で、第 1 スイッチ 4 1 と第 2 スイッチ 4 2 と第 4 スイッチ 4 4 がオンになることはない。従って、第 3 スイッチ 4 3 が唯一オフとなって直流電源 1 0 0 の直流入力電圧が第 3 スイッチ 4 3 に印加されてしまうという事態を回避することができ、第 1 乃至第 4 スイッチ 4 1 ~ 4 4 を直流入力電圧の半分以上

10

20

30

40

50

上の耐電圧にすることができる。

【0105】

また、PN間循環電流に交流電流を重畳させ、交流電流によって上アーム21と下アーム22の電圧差を抑制するようにした。従って、PN間循環電流が流れる経路が一つであっても、上アーム21と下アーム22の電圧差を抑制可能となる。また、交流電流に基づく電力は1周期の単位ではゼロであるため、送電電力に影響を与えることなく、上アーム21と下アーム22の電圧差を抑制することができる。従って、NPC-MMCである電力変換装置1は、上アーム21と下アーム22のコンデンサ電圧の安定化を図ることができる。

【0106】

10

例えば、重畳させる交流電流を周波数が異なる2種類とすれば、上アーム21と下アーム22の電圧差の不均衡のうち、正相分と逆相分を一方の交流電流で抑制し、零相分を他方の交流電流で抑制できる。尚、正相分と逆相分のための交流電流を、出力端子の出力交流周波数の1倍としたが、 $6N \pm 1$ (N は自然数) 倍の周波数であれば、同じく電圧差を容易に抑制することができる。また、零相分のための交流電流を、出力端子の出力交流周波数の3倍としたが、 $3 \times (2N - 1)$ (N は自然数) 倍の周波数であれば、同じく電圧差を容易に抑制することができる。

【0107】

また、PN間循環電流は各相の循環電流から計算されるが、制御部6は、第1スイッチ41と第3スイッチ43をオンにするとともに、第2スイッチ42と第4スイッチ44をオフにしている際、リアクトル7を流れる電流 i_{nu} 、 i_{nv} 及び i_{nw} に出力端子23を流れる交流電流 i_u 、 i_v 及び i_w の半分を加算することで、各相の循環電流 i_{cu} 、 i_{cv} 及び i_{cw} を検出するようにした。第1スイッチ41と第3スイッチ43をオフにするとともに、第2スイッチ42と第4スイッチ44をオンにしている際、リアクトル7を流れる電流 i_{nu} 、 i_{nv} 及び i_{nw} に出力端子23を流れる交流電流 i_u 、 i_v 及び i_w の半分を加算し、加算値の符号を反転することで、各相の循環電流 i_{cu} 、 i_{cv} 及び i_{cw} を検出するようにした。

20

【0108】

相アーム2を通る電流経路はインダクタンス低減のためにブスバーで接続されていることが一般的であり、電流センサの挿入が困難である。この電力変換装置1では、各相の循環電流ケーブルで接続され、電流センサの設置しやすい経路を流れる交流電流 i_u 等とリアクトル7を流れる電流 i_{nu} 等を使用して、各相の循環電流 i_{cu} 、 i_{cv} 及び i_{cw} を推定するため、電力変換装置1の制作が容易となり、製造コストを削減できる。

30

【0109】

また、正相分と逆相分とがゼロに追従する比例積分制御を実施するようにし、比例積分制御の制御ゲイン G_p は、出力端子の出力交流電圧の変調率に従って変更するようにした。また、零相分がゼロに追従する比例積分制御を実施するようにし、比例積分制御の制御ゲイン G_z は、出力端子の出力交流電圧の変調率に従って変更するようにした。これにより、変調率 M が変化しても制御応答が一定となる。

40

【0110】

また、ローパスフィルタによって、上アーム21と下アーム22の電圧の不均衡のうち、正相分と逆相分を検出するようにした。これにより、出力交流電圧周波数の脈動、すなわちリップル電圧分を除去できる。

【0111】

また、この電力変換装置1は、並列接続された相アーム3間を流れる相間循環電流を流し、相間循環電流を操作して、並列接続された相アーム3間の電圧差の不均衡を抑制するようにした。または、この電力変換装置1は、直列接続された二相の相アーム3に対する電圧指令値を操作して、直列接続された二相の相アーム3の電圧差の不均衡を抑制するよ

50

うにした。従って、NPC-MMCである電力変換装置1は、相間の出力電圧が干渉せず、電圧の安定化を図ることができる。

【0112】

尚、図11に例示した、並列接続された相アーム3間の相間循環電流を流し、相間循環電流を操作して、並列接続された相アーム間の電圧差の不均衡を抑制する手法、及び図12に例示した、直列接続された二相の相アーム3に対する電圧指令値を操作して、直列接続された二相の相アーム3の電圧差の不均衡を抑制する手法は、どちらか一方を採用してもよいし、両方を採用してもよい。

【0113】

両方を採用した場合は、並列な二相は相間循環電流で電圧バランスをとり、直列な二相は出力電圧差を設けることで電圧バランスをとるため、どの電圧位相であっても三相のバランスをとることができ、三相のバランスを迅速且つ精度良く図ることができる。また、相間循環電流によってバランスを図る場合には、送電停止の状態、起動直後、また待機状態においても、相間のバランスを図ることができる。

【0114】

電力変換装置1を三相交流に対する適用例で説明したが、二相以上であれば、中性点5をリアクトル7を介して接続する電力変換装置1が実現するため、三相に限らず、二相以上であればよい。電力変換装置1を二相交流に対して適用する場合、図12に例示した、直列接続された二相の相アーム3に対する電圧指令値を操作して、直列接続された二相の相アーム3の電圧差の不均衡を抑制する手法を採ればよい。

【0115】

直列接続された二相の相アーム3に対する電圧指令値を操作して、直列接続された二相の相アーム3の電圧差の不均衡を抑制するには、直列接続された二相の相アーム3のうち、一方の相アーム3の電圧指令値を上げ、他方の相アーム3の電圧指令値を下げ、一方の相アーム3の電圧指令値増分と前記他方の相アーム3の電圧指令値減少分との総計はゼロであるようにすればよい。

【0116】

このとき、直列接続された二相の相アーム3の両電圧がゼロに追従する比例積分制御を実施し、比例積分制御の制御ゲイン G_{pz} を、相アーム3を通過する電流に従って変更することで、制御応答を一定にすることができる。

【0117】

(その他の実施形態)

本明細書においては、本発明に係る実施形態を説明したが、この実施形態は例として提示したものであって、発明の範囲を限定することを意図していない。以上のような実施形態は、その他の様々な形態で実施されることが可能であり、発明の範囲を逸脱しない範囲で、種々の省略や置き換え、変更を行うことができる。実施形態やその変形は、発明の範囲や要旨に含まれると同様に、特許請求の範囲に記載された発明とその均等の範囲に含まれるものである。

【符号の説明】

【0118】

- 1 電力変換装置
- 2 相アーム
 - 21 上アーム
 - 22 下アーム
 - 23 出力端子
- 3 チョップセル
 - 31 スイッチ
 - 32 スイッチ
 - 33 コンデンサ
 - 34 ダイオード

10

20

30

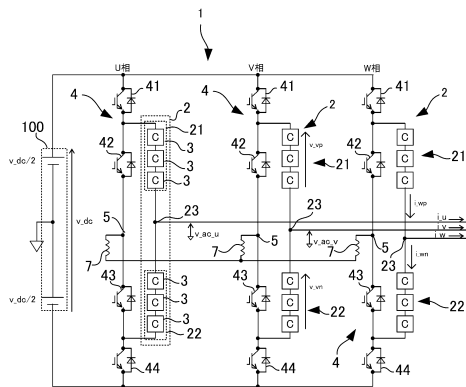
40

50

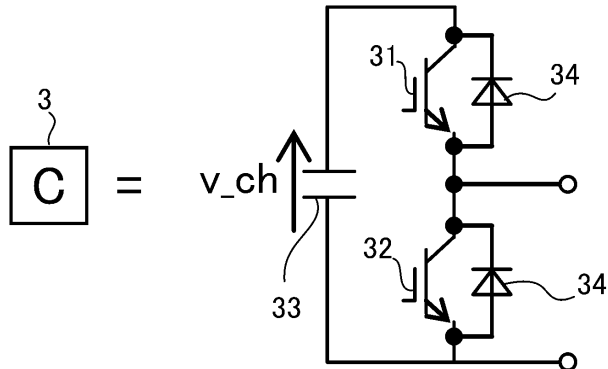
- 4 バルブ
- 4 1 第1スイッチ
- 4 2 第2スイッチ
- 4 3 第3スイッチ
- 4 4 第4スイッチ
- 5 中性点
- 6 制御部
- 6 1 上下アームバランス制御部
- 6 2 相間バランス制御部
- 7 バッファリアクトル
- 1 0 0 直流電源
- 2 0 0 交流電力系統
- 2 0 1 三相トランス

10

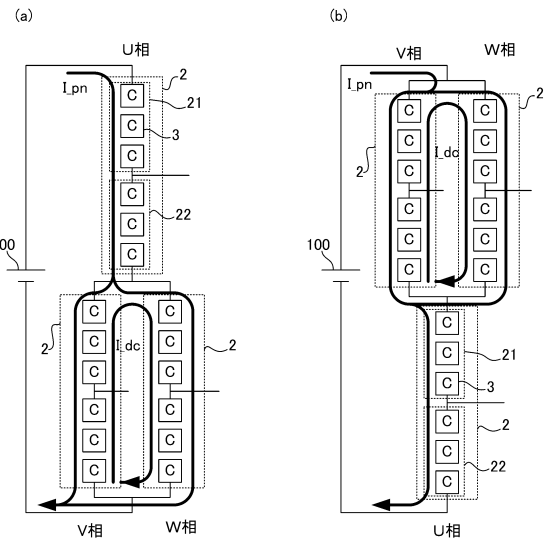
【図1】



【図2】



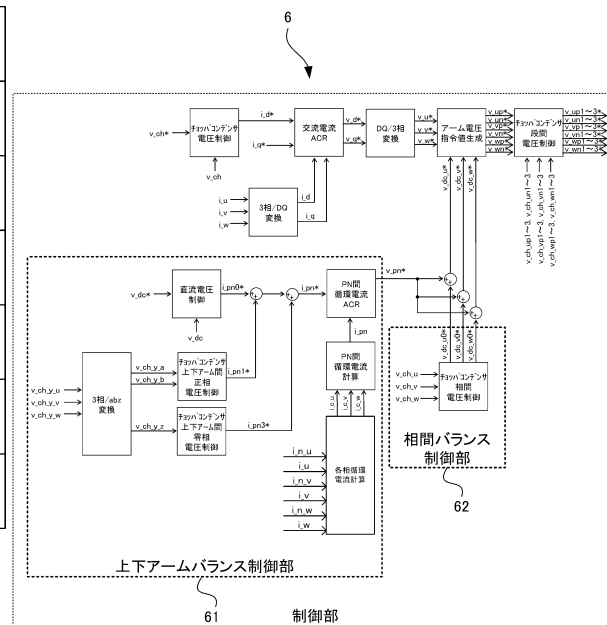
【図3】



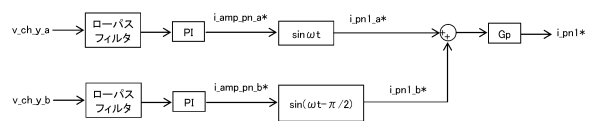
【図 4】

U相電圧位相 θ (rad)	直流電源の正側に 接続される相	直流電源の負側に 接続される相
$0 \sim \pi/3$	U, W	V
$\pi/3 \sim 2\pi/3$	U	V, W
$2\pi/3 \sim \pi$	U, V	W
$\pi \sim 4\pi/3$	V	U, W
$4\pi/3 \sim 5\pi/3$	V, W	U
$5\pi/3 \sim 2\pi$	W	U, V

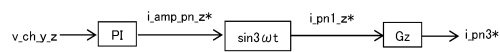
【図 5】



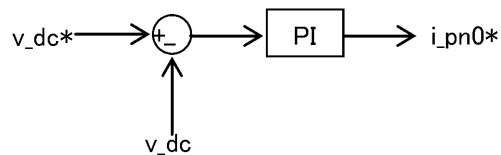
【図 6】



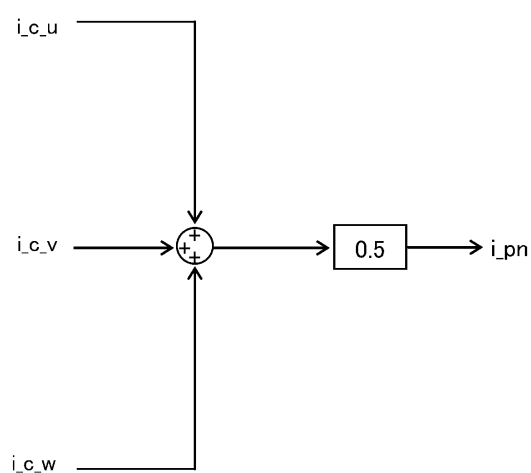
【図 7】



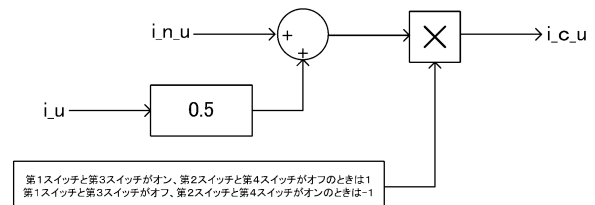
【図 8】



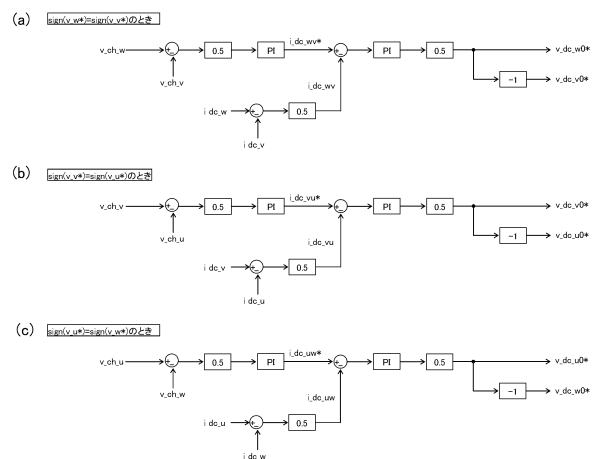
【図 9】



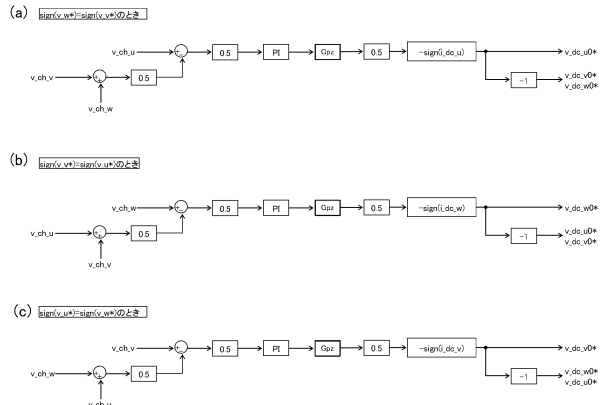
【図 10】



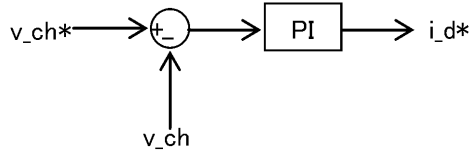
【図 11】



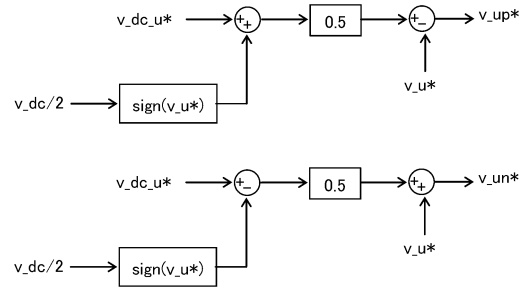
【図 1 2】



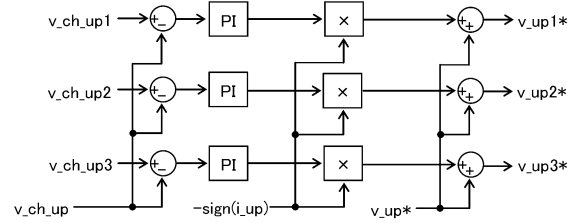
【図 1 3】



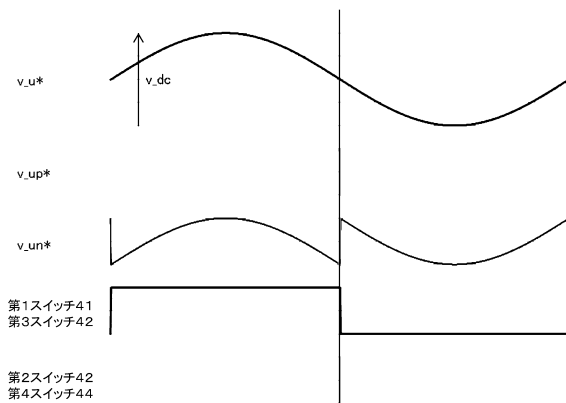
【図 1 4】



【図 1 5】



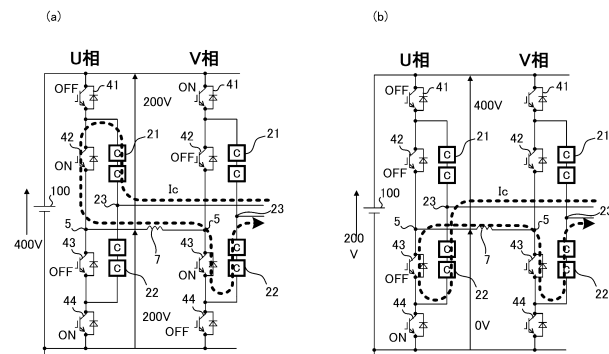
【図 1 6】



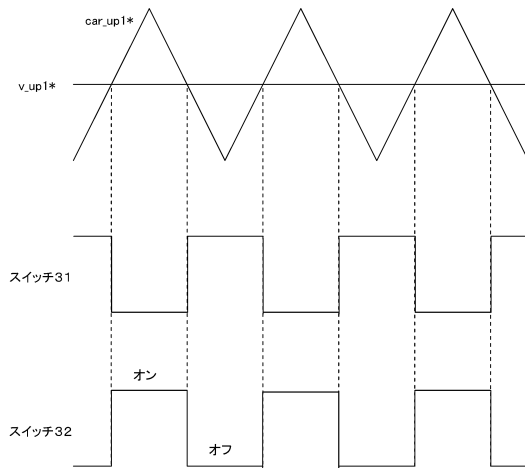
【図 1 7】

	第1スイッチ	第2スイッチ	第3スイッチ	第4スイッチ
状態1	ON	OFF	ON	OFF
状態2	ON	OFF	OFF	OFF
状態3	ON	ON	OFF	OFF
状態4	OFF	ON	OFF	OFF
状態5	OFF	ON	OFF	ON
状態6	OFF	OFF	OFF	ON
状態7	OFF	OFF	ON	ON
状態8	OFF	OFF	ON	OFF
状態1	ON	OFF	ON	OFF

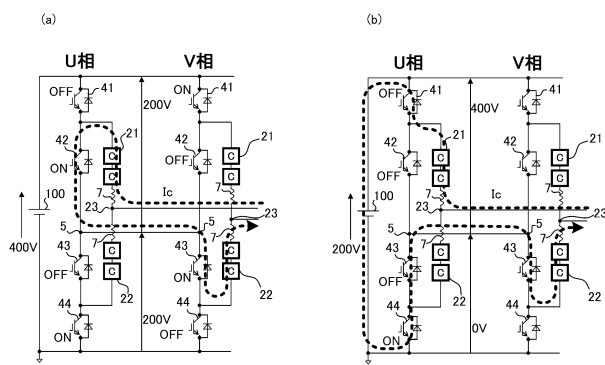
【図 1 8】



【図 19】



【図 20】



フロントページの続き

- (72)発明者 藤田 崇
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 石月 照之
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 飯尾 尚隆
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内

審査官 柳下 勝幸

- (56)参考文献 特開2015-146692(JP,A)
米国特許出願公開第2014/0092661(US,A1)
米国特許出願公開第2014/0092660(US,A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/49