

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6274991号
(P6274991)

(45) 発行日 平成30年2月7日(2018.2.7)

(24) 登録日 平成30年1月19日(2018.1.19)

(51) Int. Cl. F I
 HO2M 7/49 (2007.01) HO2M 7/49
 HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 L

請求項の数 10 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2014-134254 (P2014-134254)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成26年6月30日 (2014.6.30)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2016-13019 (P2016-13019A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成28年1月21日 (2016.1.21)	(74) 代理人	100094916
審査請求日	平成28年10月14日 (2016.10.14)		弁理士 村上 啓吾
		(74) 代理人	100073759
			弁理士 大岩 増雄
		(74) 代理人	100127672
			弁理士 吉澤 憲治
		(74) 代理人	100088199
			弁理士 竹中 考生
		(72) 発明者	田中 美和子
			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

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】

それぞれ正側アームと負側アームとが直列接続されたレグ回路を、交流の各相に備え、各相の前記レグ回路が正負の直流母線間に並列接続されて、交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器と、制御装置とを備えた電力変換装置において、

上記レグ回路の上記正側アーム、上記負側アームのそれぞれは、互いに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なる変換器セルを、1あるいは複数直列接続して構成され、

上記変換器セルは、

該変換器セル内の上記直流コンデンサから電源供給されて動作し、指令値に基づいて上記半導体スイッチング素子を駆動制御するセル駆動制御部を備え、
 上記制御装置は、

上記直流コンデンサの電圧を監視する直流コンデンサ監視部と、

上記変換器セルへの上記指令値を生成する指令生成部とを備え、

上記電力変換器の起動時に行う上記直流コンデンサの初期充電において、上記直流コンデンサの電圧が上記セル駆動制御部の起動電圧に基づく第1基準電圧に達すると、上記指令値を生成して、上記セル駆動制御部により上記変換器セル内の上記半導体スイッチング素子を駆動し、

上記指令生成部は、上記直流コンデンサの電圧に応じて上記指令値を生成し、

上記指令生成部は、上記直流コンデンサの初期充電において、上記指令値の直流電圧成分

10

20

の D U T Y 比を調整し、上記直流コンデンサの電圧が当該直流コンデンサの定格電圧に基づく第 2 基準電圧に達すると、上記直流電圧成分の D U T Y 比を 5 0 % にすることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

上記指令生成部は、上記直流コンデンサの初期充電において、上記直流コンデンサの電圧が上記第 2 基準電圧未満の時に、上記直流電圧成分の D U T Y 比を 5 0 % 未満となるように調整して、上記直流母線から供給される電流を増加させることを特徴とする請求項 1に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

上記指令生成部は、上記直流電圧成分の D U T Y 比が 5 0 % 未満のとき、上記指令値の交流電圧成分の D U T Y 比を最大にすることを特徴とする請求項 2に記載の電力変換装置。

10

【請求項 4】

上記セル駆動制御部は、上記直流コンデンサの電圧を検出して上記制御装置へ伝送すると共に、上記直流コンデンサの電圧と上記指令値とに基づいて、上記半導体スイッチング素子を駆動制御することを特徴とする請求項 1から請求項 3のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

上記電力変換器は変圧器を介して交流回路と接続され、
上記変圧器と上記交流回路との間に、電路を開閉する第 1 開閉部が直列接続され、
上記制御装置は、上記電力変換器が出力する交流電圧に基づいて上記第 1 開閉部の開閉を制御することを特徴とする請求項 1から請求項 4のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

20

【請求項 6】

上記制御装置は、上記直流コンデンサの初期充電において、該初期充電の開始時に上記第 1 開閉部を開にし、上記電力変換器の上記変圧器を介した出力電圧が上記交流回路とほぼ等しくなると、上記第 1 開閉部を閉にすることを特徴とする請求項 5に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

上記電力変換器の上記直流母線は、抵抗器を介して直流回路と接続され、
上記抵抗器の両端を短絡する第 2 開閉部が上記抵抗器に並列接続され、
上記制御装置は、上記直流コンデンサの初期充電において、該初期充電の開始時に上記第 2 開閉部を開にして、上記直流回路からの直流電流を上記抵抗器を介して上記電力変換器に供給し、
該直流コンデンサの電圧が上記第 2 基準電圧に達すると、上記第 2 開閉部を閉にして、上記直流回路からの直流電流を上記第 2 開閉部を介して上記電力変換器に供給することを特徴とする請求項 1から請求項 3のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

30

【請求項 8】

上記変換器セルは、上記直列体を 2 個有するフルブリッジ回路であることを特徴とする請求項 1から請求項 7のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

40

【請求項 9】

上記抵抗器と上記直流回路との間に、電路を開閉する第 3 開閉部を直列接続し、
上記制御装置は、上記直流コンデンサの初期充電において、該初期充電の開始時に上記第 3 開閉部を閉にすることを特徴とする請求項 7に記載の電力変換装置。

【請求項 10】

それぞれ正側アームと負側アームとが直列接続されたレグ回路を、交流の各相に備え、各相の前記レグ回路が正負の直流母線間に並列接続されて、交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器と、制御装置とを備えた電力変換装置において、
上記レグ回路の上記正側アーム、上記負側アームのそれぞれは、互いに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

50

らなる変換器セルを、1あるいは複数直列接続して構成され、
上記変換器セルは、

該変換器セル内の上記直流コンデンサから電源供給されて動作し、指令値に基づいて上記半導体スイッチング素子を駆動制御するセル駆動制御部を備え、
上記制御装置は、

上記直流コンデンサの電圧を監視する直流コンデンサ監視部と、

上記変換器セルへの上記指令値を生成する指令生成部とを備え、

上記電力変換器の起動時に行う上記直流コンデンサの初期充電において、上記直流コンデンサの電圧が上記セル駆動制御部の起動電圧に基づく第1基準電圧に達すると、上記指令値を生成して、上記セル駆動制御部により上記変換器セル内の上記半導体スイッチング素子を駆動し、

上記制御装置は、上記変換器セルがそれぞれ備える上記直流コンデンサの各電圧で最小の電圧が、上記第1基準電圧に達すると、上記指令値を生成して上記変換器セル内の上記半導体スイッチング素子を駆動することを特徴とする電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流を直流に変換する、もしくは直流を交流に変換する電力変換装置に関するものである。特に複数の半導体スイッチング素子と直流コンデンサとからなる変換器セルを複数直列接続したアームを備える電力変換装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

交流系統および直流系統に連系され、交流を直流に変換する、もしくは直流を交流に変換する電圧型電力変換器であるモジュラー・マルチレベル電力変換器（MMC型の電力変換器）は、双方向チョッパ回路やフルブリッジ回路と直流コンデンサとを備える単位変換回路を、カスケードに接続した複数のアームで構成される。各アームは、一方の端子がアームリアクトルを介して互いに直列接続され、この接続点はそれぞれ3相交流系統の各相に接続される。

各単位変換回路の直流コンデンサが充電されていない状態で、MMC型の電力変換器を系統に連系すると、各単位変換回路のダイオードを通して該直流コンデンサに突入電流が流れ込んでしまう。

【0003】

この対策として従来の電力変換装置では、主回路である電力変換器と並列に可変直流電圧源を接続し、可変直流電圧源の出力電圧を徐々に昇圧しながら各単位変換回路の直流コンデンサを初期充電する方式が開示されている。

更に装置の小型化を図るため、可変直流電圧源の出力電圧が電力変換器に接続される交流電圧よりも低い電圧で充電できるように、充電対象の個々の単位変換回路を順次充電していく方式も開示されている（例えば、特許文献1参照）。

【0004】

また、その他の従来の電力変換装置の起動方法によれば、電力変換器と充電用抵抗器と直流コンデンサとから構成された電力変換装置の通常運転を開始する前に、連系する交流系統から供給された交流を直流に変換し、得られた直流を充電用抵抗器を介して直流コンデンサに充電し、充電後、電力変換装置の通常運転を行う方式が開示されている（例えば、特許文献2参照）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2011-24392号公報

【特許文献2】特開平8-130877号公報

【発明の概要】

10

20

30

40

50

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

上記の特許文献1に記載の電力変換装置では、交流系統に交流電源がなくても直流コンデンサの初期充電が可能であるが、系統の電源とは別に充電用の可変直流電圧源が必要である。このような可変直流電圧源による初期充電方法では、充電用抵抗器を介さないため、突入電流を防ぐために直流コンデンサの電圧レベルを監視して、可変直流電圧源の電圧を徐々に昇圧していく必要がある。また装置の小型化を図るため、可変直流電圧源の出力電圧が、電力変換器に接続される交流電圧よりも低い電圧で直流コンデンサを充電できるように、充電対象の単位変換回路以外の単位変換回路は充電されない状態にしておき、充電対象の個々の単位変換回路を順次充電していく。しかし、この方式では単位変換回路の数が多くなるほど充電時間が長くなる。また可変直流電圧源を備えるためのスペースも必要になる。

10

【0007】

また、上記の特許文献2に記載の電力変換装置では、直流コンデンサの初期充電の完了後に、電力変換装置を起動して、その出力を系統電圧とほぼ等しい電圧にする。このため、起動に時間を要する。また、交流を直流に変換して直流コンデンサの充電を行うため、直流コンデンサ充電時に電力変換による電力損失が発生する。

【0008】

この発明は上述のような課題を解決するためになされたものであり、電力変換器内の直流コンデンサを初期充電する為の初期充電用の個別電源を不要として装置構成の小型化が可能で、電力損失を低減しつつ高速に起動可能なMMC型の電力変換装置の提供を目的とする。

20

【課題を解決するための手段】

【0009】

この発明に係る電力変換装置は、それぞれ正側アームと負側アームとが直列接続されたレグ回路を、交流の各相に備え、各相の前記レグ回路が正負の直流母線間に並列接続されて、交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器と、制御装置とを備えた電力変換装置において、上記レグ回路の上記正側アーム、上記負側アームのそれぞれは、互いに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なる変換器セルを、1あるいは複数直列接続して構成され、上記変換器セルは、

30

該変換器セル内の上記直流コンデンサから電源供給されて動作し、指令値に基づいて上記半導体スイッチング素子を駆動制御するセル駆動制御部を備え、上記制御装置は、上記直流コンデンサの電圧を監視する直流コンデンサ監視部と、上記変換器セルへの上記指令値を生成する指令生成部とを備え、上記電力変換器の起動時に行う上記直流コンデンサの初期充電において、上記直流コンデンサの電圧が上記セル駆動制御部の起動電圧に基づく第1基準電圧に達すると、上記指令値を生成して、上記セル駆動制御部により上記変換器セル内の上記半導体スイッチング素子を駆動し、上記指令生成部は、上記直流コンデンサの電圧に応じて上記指令値を生成し、上記指令生成部は、上記直流コンデンサの初期充電において、上記指令値の直流電圧成分のDUTY比を調整し、上記直流コンデンサの電圧が当該直流コンデンサの定格電圧に基づく第2基準電圧に達すると、上記直流電圧成分のDUTY比を50%にするものである。

40

【発明の効果】

【0010】

この発明に係るMMC型の電力変換装置によれば、電力変換器内の直流コンデンサの初期充電において電力損失を低減しつつ充電時間の短縮が可能であり、電力変換装置を高速に起動できる。更に、初期充電用の個別電源を不要として装置構成の小型化および低コスト化が可能である。

【図面の簡単な説明】

【0011】

50

【図 1】本発明の実施の形態 1 による電力変換装置の概略構成図である。

【図 2】本発明の実施の形態 1 による電力変換器の回路構成を示す概略図である。

【図 3】本発明の実施の形態 1 による電力変換器内の変換器セルの回路構成図である。

【図 4】本発明の実施の形態 1 による制御装置とセル駆動制御部との構成を示すブロック図である。

【図 5】本発明の実施の形態 1 による制御装置とセル駆動制御部との制御動作を示すフロー図である。

【図 6】本発明の実施の形態 1 による変換器セルの P W M 制御による直流電圧 D U T Y 比と交流出力可能範囲との関係を示す図である。

【図 7】本発明の実施の形態 2 による変換器セルの P W M 制御による直流電圧 D U T Y 比と交流出力可能範囲との関係を示す図である。

10

【図 8】本発明の実施の形態 2 による制御装置とセル駆動制御部との制御動作を示すフロー図である。

【図 9】本発明の実施の形態 3 による電力変換器内の変換器セルの回路構成図である。

【図 10】本発明の実施の形態 3 による変換器セルの P W M 制御による直流電圧 D U T Y 比と交流出力可能範囲との関係を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0012】

実施の形態 1 .

以下、本発明の実施の形態 1 に係る電力変換装置 100 について図を用いて説明する。

20

図 1 は、本発明の実施の形態 1 に関する電力変換装置の概略構成図である。

電力変換装置 100 は、3 相交流回路である交流系統 7 と直流回路である高電圧直流送電網 1 との間に接続され、交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器 50 と、電力変換器 50 の動作を制御する制御装置 70 とを備える。

以下、交流系統 7 に交流電源がない場合を例として説明する。

【0013】

図 1 に示すように、電力変換器 50 は、その直流側端子が充電用の抵抗器 4 と、この抵抗器 4 に並列接続されて抵抗器 4 の両端を短絡する第 2 開閉部 3 とに接続されている。また、抵抗器 4 と高電圧直流送電網 1 との間には、回路を開閉する第 3 開閉部 2 が直列接続されている。これにより電力変換器 50 は、直流母線により抵抗器 4 と第 3 開閉部 2 とを介して高電圧直流送電網 1 に連系され、高電圧直流送電網 1 から直流母線 6 P、6 N を介して電流を供給される。

30

また電力変換器 50 の交流側端子は、交流系統 7 と接続するための変圧器 5 に接続されている。変圧器 5 と交流系統 7 との間には、回路を開閉する第 1 開閉部 9 が直列接続されている。これにより電力変換器 50 は、各相交流線により変圧器 5 と第 1 開閉部 9 とを介して交流系統 7 に連系される。

また、電力変換器 50 が出力する交流電圧を検出して制御装置 70 に送信する電圧検出部 8 が設けられている。

【0014】

図 2 は、本発明の実施の形態 1 による電力変換器 50 の回路構成を示す概略図である。

40

電力変換器 50 は、M M C 型の電力変換器であり、図 2 に示すように、複数の変換器セル 52 を直列接続した正側アーム 53 a と負側アーム 53 b のそれぞれの一方の端子を互いに直列接続して構成されるレグ回路 51 を 3 個備えており、これらのレグ回路 51 を正負の直流母線 6 P、6 N 間に並列接続して構成される。正側アーム 53 a と負側アーム 53 b の互いの接続点（電力変換器 50 の交流側端子）はそれぞれ各相交流線（U ~ W）に接続され、正側アーム 53 a の他方の端子は、正極側の直流母線 6 P に、負側アーム 53 b の他方の端子が負極側の直流母線 6 N に接続されている。なお、正側アーム 53 a と負側アーム 53 b とのそれぞれは電流調整のためのリアクトルを含むが本発明の説明には不要であるため、省略している。

【0015】

50

図3は、本発明の実施の形態1による電力変換器50内の変換器セル52の回路構成図である。

図に示すように、変換器セル52は、それぞれにダイオード59a、59bが逆並列接続された半導体スイッチング素子57a、57bを直列接続した直列体60を備えた双向チョッパ回路である。そして直列体60に直流コンデンサ56を並列に接続している。

また、この直流コンデンサ56から電源供給を受けて半導体スイッチング素子57a、57bを駆動制御するセル駆動制御部55を、直流コンデンサ56の正負端子間に接続している。

また各変換器セル52の入出力端子61は、他の変換器セル52の入出力端子62へ接続され、各変換器セル52の入出力端子62は、他の変換器セル52の入出力端子61へ接続される。

10

尚、ここでは、半導体スイッチング素子57a、57bとしてIGBTを用いるが、これに限定されるものではなく、他の自己消弧型半導体スイッチング素子を用いてもよい。

【0016】

図4は本発明の実施の形態1による制御装置70とセル駆動制御部55との構成を示すブロック図である。

各変換器セル52内のセル駆動制御部55は、自身の変換器セル52の直流コンデンサ56の電圧を検出して、その情報を制御装置70に伝送する電圧検出部30と、指令値71に基づいて半導体スイッチング素子57a、57bを点弧する点弧部31とを有する。

【0017】

20

制御装置70は、第1開閉部切り替え部46と、第2開閉部切り替え部43と、第3開閉部切り替え部40と、直流コンデンサ監視部41と、電圧判定部42と、交流電圧監視部44と、交流電圧判定部45と、通信部47と、指令生成部48とを有する。

【0018】

第3開閉部切り替え部40は第3開閉部2の開閉を制御し、第2開閉部切り替え部43は第2開閉部3の開閉を制御し、第1開閉部切り替え部46は第1開閉部9の開閉を制御する。

直流コンデンサ監視部41は、各変換器セル52内の直流コンデンサ56の電圧 V_c を監視し、電圧判定部42はこの電圧 V_c と第1基準電圧 V_s (後述)とを比較判定する。

指令生成部48は、各セル駆動制御部55で用いる指令値71を生成し、通信部47は

30

、制御装置70と各セル駆動制御部55との間で通信する手段である。
交流電圧監視部44は、電力変換器50の出力交流電圧を監視し、交流電圧判定部45は、この出力交流電圧と交流系統7の電圧とを比較判定する。

【0019】

図5は、本発明の実施の形態1による制御装置70とセル駆動制御部55との制御動作を示すフロー図である。

以下、本発明に係る電力変換装置100の起動時の動作について説明する。

制御装置70は、電力変換器50の起動前に個別電源により駆動されており、交流系統7の電圧と電力変換器50の状態とを監視している。また、制御装置70は、この電力変換器50の起動前において、電路開閉用スイッチである第1開閉部9、第2開閉部3および第3開閉部2を開状態に制御している。こうして、第1開閉部9を開状態にすることで交流系統7への電路を遮断しており、第3開閉部2を開状態に制御することで、高電圧直流送電網1からの電路を遮断して電力が供給されない状態にし、第2開閉部3を開状態にすることで抵抗器4の両端が短絡されない状態にしている。また、このとき全ての変換器セル52の半導体スイッチング素子57a、57bはオフ状態である。

40

【0020】

まず、制御装置70は、高電圧直流送電網1から電力を得るため、第3開閉部切り替え部40により第3開閉部2を閉じて電力変換器50を起動し、各変換器セル52内の直流コンデンサ56の初期充電を開始する(ステップS001)。第3開閉部2を閉じると高電圧直流送電網1から出力される直流電流は正極側の直流母線6Pを流れ、第3開閉部2

50

と抵抗器 4 を介して電力変換器 50 に供給される。この時、直流電流は抵抗器 4 により限流され、電力変換器 50 の正極側の直流母線 6 P から、各変換器セル 52 の入出力端子 61 とダイオード 59 a を通って直流コンデンサ 56 に供給される。通常、各変換器セル 52 の直流コンデンサ 56 の電圧 V_c は初期状態において 0 [V] であるが、このように高電圧直流送電網 1 からの電力で充電されて電圧 V_c は徐々に上昇する。

【0021】

次に、直流コンデンサ監視部 41 は、直流コンデンサ 56 の電圧 V_c を監視する（ステップ S002）。

次に、電圧判定部 42 は、各変換器セル 52 内の直流コンデンサ 56 の電圧 V_c で最小電圧が、セル駆動制御部 55 の起動電圧に基づく第 1 基準電圧 V_s に到達し、 V_s 以上であるか否かを判定する（ステップ S003）。なお本実施の形態では、第 1 基準電圧 V_s はセル駆動制御部 55 の起動電圧レベルに設定する。直流コンデンサ 56 の電圧 V_c で最小電圧が第 1 基準電圧 V_s より小さい場合は、ステップ S002 へ戻り、引き続き各変換器セル 52 の直流コンデンサ 56 の電圧 V_c の最小の電圧を監視する。

【0022】

ステップ S003 において、各直流コンデンサ 56 の電圧 V_c で最小電圧が第 1 基準電圧 V_s 以上である場合は、電力変換器 50 が備える全ての変換器セル 52 内のセル駆動制御部 55 の起動が可能状態であり、通信部 47 からの信号により各セル駆動制御部 55 を起動する。セル駆動制御部 55 は、電圧検出部 30 により、各セル駆動制御部 55 内の直流コンデンサ 56 の電圧 V_c を検出して、制御装置 70 に伝送する。

【0023】

次に、指令生成部 48 は、半導体スイッチング素子 57 a、57 b を駆動制御するための指令値 71 を、直流コンデンサ 56 の電圧 V_c 、例えば各電圧 V_c の平均値に応じて生成し、各変換器セル 52 内のセル駆動制御部 55 に指令値 71 を出力する。各セル駆動制御部 55 は、指令値 71 を受け、点弧部 31 により、指令値 71 と各直流コンデンサ 56 の電圧 V_c とに基づいて各半導体スイッチング素子 57 a、57 b を PWM (Pulse Width Modulation) 駆動するためのゲートパルス信号を出力する（ステップ S004）。

【0024】

こうして各半導体スイッチング素子 57 a、57 b がゲートパルス信号に基づいてスイッチング動作を行うことにより、電力変換器 50 は、各直流コンデンサ 56 によって平滑化された直流電圧を、直流成分を含む交流電圧に変換して出力する（ステップ S005）。そして、この出力交流電圧により変圧器 5 が励磁する（ステップ S006）。

【0025】

図 6 は、本発明の実施の形態 1 による変換器セル 52 の PWM 制御による直流電圧 DUTY 比と交流出力可能範囲との関係を示す図である。

制御装置 70 からの指令値 71 には、直流電圧成分の DUTY 比と交流電圧成分の DUTY 比が含まれており、変換器セル 52 の出力交流電圧は、直流電圧成分の DUTY 比により、その出力可能範囲が制限される。本実施の形態のように変換器セル 52 が双方向チョッパ回路の場合では、直流コンデンサ 56 の電圧が定格電圧の時、図 6 に示すように直流電圧成分の DUTY 比が 50% の場合に交流電圧を 100% 出力することが可能である。本実施の形態では、指令値 71 の直流電圧成分の DUTY 比を 50% とし、交流電圧成分の DUTY 比は直流コンデンサ 56 の電圧 V_c に応じて算出している。各変換器セル 52 のセル駆動制御部 55 は、この指令値 71 に基づいて、各半導体スイッチング素子 57 a、57 b を交互に、直流電圧成分の DUTY 比を 50% でスイッチングさせる。

尚、指令値 71 はゲートパルス信号相当でも連続的な電圧指令値でも構成することができる。

【0026】

こうして、直流コンデンサ 56 の電圧 V_c がセル駆動制御部 55 を起動するための電圧に達し、半導体スイッチング素子 57 a、57 b の駆動用の電源が確保できた時点で、直

10

20

30

40

50

流コンデンサ56を充電しつつ、各半導体スイッチング素子57a、57bを駆動させて交流電圧を出力するため、変圧器の励磁を早めることが可能になる。

【0027】

次に、電圧判定部42は、変換器セル52内の直流コンデンサ56の電圧 V_c （平均値）が、直流コンデンサ56の定格コンデンサ電圧に基づく第2基準電圧 V_{sc} に到達し、 V_{sc} 以上であるか否かを判定する（ステップS007）。なお本実施の形態では、 V_{sc} は直流コンデンサ56の定格電圧付近の値に設定する。直流コンデンサ56の電圧 V_c （平均値）が、第2基準電圧 V_{sc} より小さい場合は、ステップS004へ戻る。

ステップS007において、直流コンデンサ56の電圧 V_c （平均値）が第2基準電圧 V_{sc} に達すると、制御装置70は、第2開閉部切り替え部43により第2開閉部3を閉じて、抵抗器4の両端を短絡する（ステップS008）。 10

【0028】

こうして、直流コンデンサ56の初期充電において、直流コンデンサ56の電圧 V_c （平均値）が定格電圧付近に達するまでは抵抗器4を介して電力を供給することで突入電流を抑制し、その後は抵抗器4の両端を短絡して直流コンデンサ56を高速充電する。

【0029】

次に、交流電圧監視部44は、電圧検出部8により検出した電力変換器50の出力交流電圧を監視する（ステップS009）。交流電圧判定部45は、電力変換器50が出力する交流電圧に基づいて第1開閉部9の開閉を制御する。交流系統7が運用中の場合は、電力変換器50の変圧器5を介した出力交流電圧の大きさと、交流系統7の電圧の大きさとを比較し（ステップS010）、出力交流電圧の大きさが交流系統7のものとは等しくない場合は、ステップS009へ戻り、引き続き電力変換器50の出力交流電圧を監視する。 20

ステップS010で変圧器5を介した出力交流電圧の大きさが交流系統7の電圧の大きさにほぼ等しくなった場合は、第1開閉部切り替え部46により、第1開閉部9を閉じて（ステップS011）、交流系統7への送電を開始し、電力変換装置100は起動処理を完了する（ステップS012）。

【0030】

一方、交流系統7が停止中の場合では、ステップS010において、交流電圧判定部45は、変圧器5の一次側、二次側の一方の電圧の大きさと、交流系統7の定格電圧とを比較し、等しくない場合は、ステップS009へ戻る。ステップS010で変圧器5の一次側、二次側の一方の電圧の大きさが、交流系統7の定格電圧にほぼ等しくなった場合に、第1開閉部切り替え部46により第1開閉部9を閉じて（ステップS011）、交流系統7への送電を開始し、電力変換装置100は起動処理を完了する（ステップS012）。 30

【0031】

なお、本実施の形態では、電圧判定部42が各変換器セル52の直流コンデンサ56の電圧 V_c で最小電圧を用いて、上記ステップS003の判定を行うことを例として挙げたが、最小電圧に限るものではなく、例えば、任意の変換器セル52の直流コンデンサ56の電圧 V_c を用いてもよいし、あるいは各電圧 V_c の平均値を用いてもよい。このような場合は、電力変換器50が備える複数の変換器セル52のうちで、直流コンデンサ56の電圧 V_c がセル駆動制御部55の起動電圧レベルに到達しているものから、半導体スイッチング素子57a、57bの駆動が順次開始される。 40

また、ステップ007の判定においては、各変換器セル52の電圧 V_c で平均値を用いたが、平均値に限るものではない。

【0032】

以上、交流系統7に交流電源がない場合を例として説明したが、以下にて交流電源を持つ場合の制御動作のフローを説明する。

交流系統7が交流電源を持つ場合では、上記ステップS010において、交流電圧判定部45は、電力変換器50の出力交流電圧の大きさおよび位相を、運用中である交流系統7の電圧の大きさおよび位相と比較判定する。そして、出力交流電圧の大きさおよび位相が交流系統7の電圧の大きさおよび位相にほぼ等しくなった場合に、第1開閉部切り替え 50

部46により、第1開閉部9を閉じて(ステップS011)、交流系統7への送電を開始する。

こうして、交流系統7が交流電源を持つ場合では、ステップS010において、交流電圧判定部45は、出力交流電圧の大きさに加えて位相を交流系統7の電圧の大きさおよび位相と比較判定する。

【0033】

上記のように構成された本実施の形態の電力変換装置100によると、電力変換器50の起動時に行う各変換器セル52内の直流コンデンサ56の初期充電において、直流コンデンサ56の電圧 V_c がセル駆動制御部55を起動するための電圧に達した時点で、各半導体スイッチング素子57a、57bを駆動することができる。これにより、直流コンデンサ56を充電しつつ交流電圧の出力を開始するため、変圧器の励磁を早めることができる。これにより、交流系統7への送電に要する起動時間を短縮することができる。

10

【0034】

また、高電圧直流送電網1からの電力を用いて直流コンデンサ56の初期充電を行うため、交流を直流に変換する必要がなく、電力損失を低減できる。また、初期充電用の個別電源も不要であるため、コストの低減と電力変換装置の小型化が可能である。

また、直流コンデンサ56の電圧値に応じて充電用の抵抗器4と第2開閉部3の開閉を制御するため、初期充電時の突入電流の抑制が可能である。

こうして、突入電流を抑制しつつ、高速に起動可能で低損失な電力変換装置100を提供することが可能になる。

20

また、電力変換器50の出力により変圧器5を徐々に昇圧していくため、変圧器5への突入電流を防止することができ、変圧器5の起動を安定させることが可能になる。

【0035】

実施の形態2

以下、この発明の実施の形態2を、上記実施の形態1と異なる箇所を中心に図を用いて説明する。上記実施の形態1と同様の部分は同一符号を付して説明を省略する。

本実施の形態の電力変換装置100では、制御装置70が出力する指令値71が含む直流電圧成分のDUTY比を、直流コンデンサ56の電圧 V_c に応じて調整する。

以下、交流系統7が交流電源を持つ場合を例として説明する。

【0036】

図7は、本発明の実施の形態2による変換器セル52のPWM制御による直流電圧DUTY比と交流出力可能範囲との関係を示す図である。

30

図8は、本発明の実施の形態2による制御装置70とセル駆動制御部55との制御動作を示すフロー図である。

実施の形態1の図5で示した制御動作を示すフロー図において、ステップS001～ステップS003までの動作は、本実施の形態についても同様のものであり、ステップS001～ステップS003の図示は便宜上省略する。

【0037】

実施の形態1と同様に、電力変換器50の出力交流電圧は、指令値71が含む直流電圧成分のDUTY比によりその出力可能範囲が制限される。

40

直流コンデンサ56の初期充電において、実施の形態1では直流電圧成分のDUTY比を50%として動作させたが、本実施の形態では25%に設定する。直流電圧成分のDUTY比が25%の場合の出力交流電圧の出力可能範囲は図7に示すようになる。図6に示した直流電圧成分のDUTY比が50%の場合と比較すると、出力可能範囲が小さくなる。

尚、この直流電圧成分のDUTY比は25%である必要はなく、直流コンデンサ56の電圧が定格電圧の場合に交流電圧を100%出力することが可能なDUTY比の50%より小さくすればよい。

【0038】

以下、ステップS013(半導体スイッチング素子点弧)以降の動作について説明する

50

指令生成部 48 は、直流コンデンサ 56 の電圧 V_c 、例えば各電圧 V_c の平均値に応じて指令値 71 を生成し、各変換器セル 52 内のセル駆動制御部 55 に出力する。上述したように、この指令値 71 が含む直流電圧成分の DUTY 比は 25% である。

交流電圧成分の DUTY 比は、本実施の形態のように変換器セル 52 内の直列体 60 が双方向チョッパ回路の場合では、直流コンデンサ 56 の電圧 V_c の値に応じて出力可能な交流電圧が制限される。その為、交流電圧成分の DUTY 比については、直流コンデンサの電圧 V_c の値に応じて徐々に上げていくものとする。

【0039】

各セル駆動制御部 55 は、指令値 71 を受け、点弧部 31 により指令値 71 と各直流コンデンサ 56 の電圧 V_c とに基づいて各半導体スイッチング素子 57a、57b を点弧する (ステップ S013)。セル駆動制御部 55 は、半導体スイッチング素子 57a、57b を交互に直流電圧成分の DUTY 比を 25% でスイッチングさせる (ステップ S014)。

10

電力変換器 50 は、各直流コンデンサ 56 によって平滑化された直流電圧を、直流成分を含む交流電圧に変換して出力する (ステップ S015)。そして、この出力交流電圧により変圧器 5 が励磁する (ステップ S016)。

【0040】

このように、指令値 71 の直流電圧成分の DUTY 比を 50% より小さくすることで、各変換器セル 52 が出力する直流電圧が低下して、高電圧直流送電網 1 の電圧との間に差電圧が生じ、その結果、直流母線 6P、6N から流入する電流が増加する。これにより、直流コンデンサ 56 の充電に要する時間を更に短縮することが可能になる。

20

【0041】

次に、電圧判定部 42 は、変換器セル 52 内の直流コンデンサ 56 の電圧 V_c (平均値) が、直流コンデンサ 56 の定格コンデンサ電圧に基づく第 2 基準電圧 V_{sc} に到達し、 $V_c < V_{sc}$ であるか否かを判定する (ステップ S017)。なお本実施の形態では、第 2 基準電圧 V_{sc} は直流コンデンサ 56 の定格電圧付近の値に設定する。

直流コンデンサ 56 の電圧 V_c (平均値) が、第 2 基準電圧 V_{sc} より小さい場合は、ステップ S014 へ戻る。

ステップ S017 において、直流コンデンサ 56 の電圧 V_c (平均値) が第 2 基準電圧 V_{sc} に達すると制御装置 70 は、指令生成部 48 により、セル駆動制御部 55 に出力する指令値 71 の直流電圧成分の DUTY 比を 50% に変更して交流電圧の出力制限を解除する (ステップ S018)。

30

【0042】

このように、直流コンデンサ 56 の初期充電においては、まず、直流母線 6P、6N から供給される電流が増加するように直流電圧成分の DUTY 比を小さく調整して、初期充電時間を短縮させ、直流コンデンサ 56 の電圧 V_c (平均値) が定格電圧付近に達した時点で、直流電圧成分の DUTY 比を 50% に上げることで出力交流電圧の出力可能範囲を確保できる。

一方、交流電圧成分の DUTY 比は、直流コンデンサ 56 の電圧 V_c (平均値) が定格電圧付近に達すると最大限まで上げる。これにより交流出力電圧を早く定格まで上げることができる。

40

【0043】

ステップ S018 より後の制御フローは実施の形態 1 で示した、交流系統 7 が交流電源を持つ場合のステップ S008 ~ ステップ S012 と同様であり、以下に示す。

制御装置 70 は、第 2 開閉部切り替え部 43 により第 2 開閉部 3 を閉じて、抵抗器 4 の両端を短絡する (ステップ S008)。

次に、交流電圧監視部 44 は、電圧検出部 8 により検出した電力変換器 50 の出力交流電圧を監視する (ステップ S009)。電力変換器 50 の変圧器 5 を介した出力交流電圧の大きさおよび位相と、運用中である交流系統 7 の電圧の大きさおよび位相とを比較し (

50

ステップS010)、出力交流電圧の大きさおよび位相が交流系統7のものと等しくない場合は、ステップS009へ戻り、引き続き電力変換装置50の出力交流電圧を監視する。

ステップS010で変圧器5を介した出力交流電圧の大きさおよび位相が交流系統7の電圧および位相にほぼ等しくなった場合は、第1開閉部切り替え部46により、第1開閉部9を閉じて(ステップS011)、交流系統7への送電を開始し、電力変換装置100は起動処理を完了する(ステップS012)。

【0044】

上記のように構成された本実施の形態の電力変換装置100によると、上記実施の形態1と同様の効果を奏し、突入電流を抑制しつつ、高速に起動可能で低損失な電力変換装置100を提供することが可能になる。

また、電力変換装置50の出力電流により変圧器5を徐々に昇圧していくため、変圧器5への突入電流を防止することができ、変圧器5の起動を安定させることが可能になる。

【0045】

更に、直流コンデンサ56の電圧 V_c が定格電圧に達するまでの間は、直流母線6P、6Nから供給される電流量が増加するように直流成分のDUTY比を50%未満に調整するので、直流コンデンサ56の充電に要する時間を更に短縮させることが可能になる。

また直流コンデンサ56が定格電圧に達した後は、指令値71の直流電圧成分のDUTY比を50%に変更し、かつ交流電圧成分のDUTY比も最大に変更することで、交流出力電圧を早く定格まであげることが可能である。

こうして、更に高速に起動可能な電力変換装置100を提供することが可能になる。

尚、上記実施の形態2は、交流系統7が交流電源を持つ場合を例として説明したが、交流電源がない場合にも適用でき、同様の効果を奏する。

【0046】

実施の形態3

以下、この発明の実施の形態3を、上記実施の形態2と異なる箇所を中心に図を用いて説明する。上記実施の形態2と同様の部分は同一符号を付して説明を省略する。

図9は、本発明の実施の形態3による電力変換器内の変換器セル352の回路構成図である。

本実施の形態の電力変換装置100は、図に示すように、変換器セル352がフルブリッジ回路である。変換器セル352は、それぞれにダイオード359a、359bが逆並列接続された半導体スイッチング素子357a、357bを直列接続した直列体360を2個備える。そして2個の直列体360を並列接続してフルブリッジ回路を構成し、このフルブリッジ回路に直流コンデンサ356を並列に接続している。

また、この直流コンデンサ356から電源供給を受けて半導体スイッチング素子357a、357bを駆動制御するセル駆動制御部355を直流コンデンサ356の正負端子間に接続している。

【0047】

上記実施の形態2と同様に、各変換器セル352内の直流コンデンサ356を初期充電する際、指令生成部48は、直流電圧成分のDUTY比が25%の指令値71を生成して各変換器セル352内のセル駆動制御部355に出力し、セル駆動制御部355は、各半導体スイッチング素子357a、357bを点弧する(実施の形態2、ステップS013、S014参照)。

図10は、本発明の実施の形態3による変換器セル352のPWM制御による直流電圧DUTY比と交流出力可能範囲との関係を示す図である。

図10(a)は、直流電圧成分のDUTY比が50%で交流電圧を100%出力する図であり、図10(b)は、直流電圧成分のDUTY比が25%で交流電圧を100%出力する図である。

【0048】

本実施の形態のように、変換器セル352の半導体スイッチング素子357a、357bがフルブリッジ回路である場合の特徴を以下にて述べる。

10

20

30

40

50

まず、図10に示すように、直流電圧成分のDUTY比が50%未満であっても交流電圧を100%出力することが可能である。

更に、直流コンデンサ356の電圧Vcが定格電圧未満でも、交流電圧成分のDUTY比を実施の形態2に比べて大きくして交流電圧を100%出力することができる。

このため、出力交流電圧は、直流コンデンサ356の電圧Vcの最小値が定格電圧になり、直流電圧成分のDUTY比を50%に変更すると同時に定格電圧にすることができる。

【0049】

このように変換器セル352をフルブリッジ回路にすることで、上記実施の形態1、2による双方向チョッパ回路の変換器セル52に比べて、短時間で出力交流電圧を定格電圧まであげることができ、上記実施の形態1、2で述べたステップS009からステップS012までの制御動作が更に早くなり、交流出力確立までの時間が更に短縮される。

【0050】

上記のように構成された本実施の形態の電力変換装置100によると、上記実施の形態2と同様の効果を奏し、突入電流を抑制しつつ、高速に起動可能で低損失な電力変換装置100を提供することが可能になる。

また、電力変換器50の出力電流により変圧器5を徐々に昇圧していくため、変圧器5への突入電流を防止することができ、変圧器5の起動を安定させることが可能になる。

【0051】

更に、直流コンデンサ356の電圧Vcが定格電圧に達するまでの間は、直流母線6P、6Nから供給される電流が増加するように直流成分のDUTY比を50%未満に調整し、なおかつ、交流電圧成分のDUTY比を最大限まで大きくしておくことで、直流コンデンサ356の初期充電時間を短縮すると共に、直流コンデンサ356の電圧Vcが定格電圧となる時点から交流電圧確立までの時間を短縮することが可能になる。

こうして、更に高速に起動可能な電力変換装置100を提供することが可能になる。

【0052】

なお、本発明は、その発明の範囲内において、各実施の形態を自由に組み合わせたり、各実施の形態を適宜、変形、省略することが可能である。

【符号の説明】

【0053】

1 高電圧直流送電網、2 第3開閉部、3 第2開閉部、4 抵抗器、5 変圧器、6P、6N 直流母線、7 交流系統、9 第1開閉部、31 点弧部、41 直流コンデンサ監視部、48 指令生成部、50 電力変換器、51 レグ回路、52、352 変換器セル、53a 正側アーム、53b 負側アーム、55、355 セル駆動制御部、56、356 直流コンデンサ、57a、57b、357a、357b 半導体スイッチング素子、60、360 直列体、70 制御装置、71 指令値、100 電力変換装置。

10

20

30

【図1】

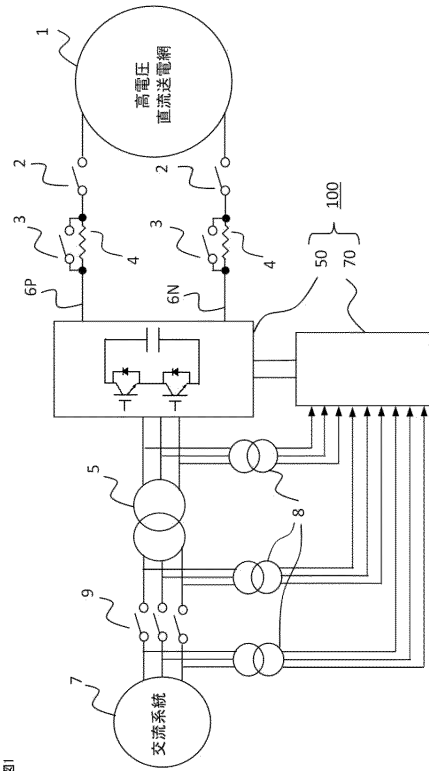


図1

- 1: 高電圧直流送電電網
- 2: 第3開閉部
- 3: 第2開閉部
- 4: 塔抗器
- 5: 変圧器
- 6P、6N: 直流母線
- 7: 交流系統
- 8: 電圧検出部
- 9: 第1開閉部
- 50: 電力変換器
- 70: 制御装置
- 100: 電力変換装置

【図2】

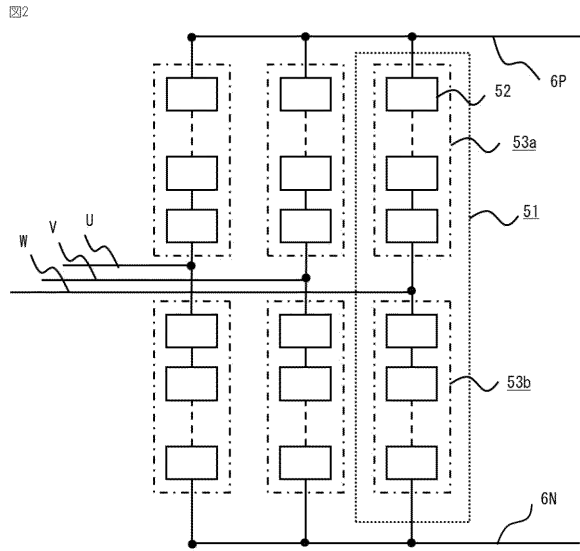


図2

- 6P、6N: 直流母線
- 51: レグ回路
- 52: 変換器セル
- 53a: 正側アーム
- 53b: 負側アーム

【図3】

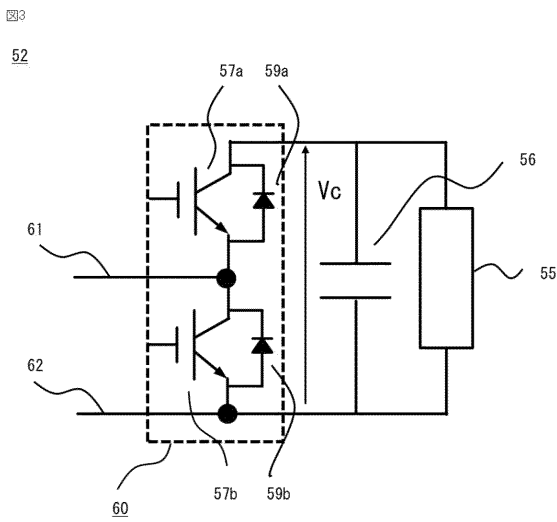


図3

- 52: 変換器セル
- 55: セル駆動制御部
- 56: 直流コンデンサ
- 57a、57b: 半導体スイッチング素子
- 59a、59b: ダイオード
- 60: 直列体
- 61、62: 入出力端子

【図4】

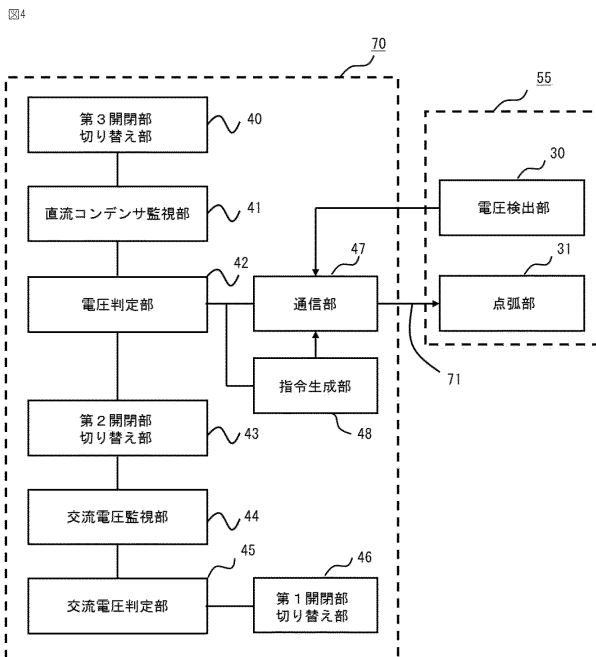
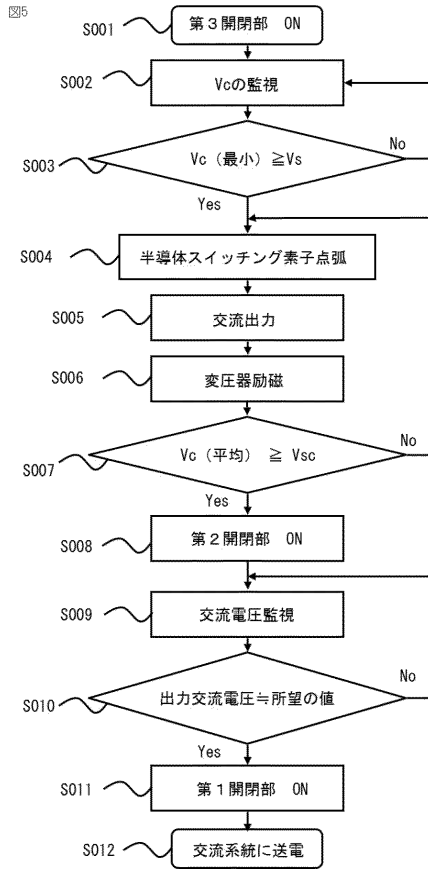


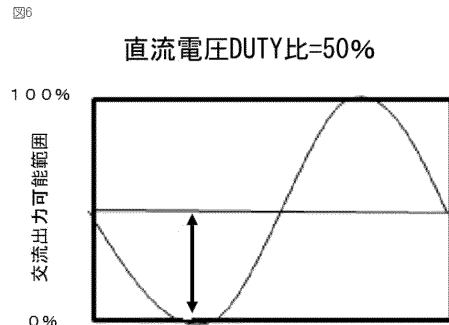
図4

- 30: 電圧検出部
- 31: 点弧部
- 40: 第3開閉部切り替え部
- 41: 直流コンデンサ監視部
- 42: 電圧判定部
- 43: 第2開閉部切り替え部
- 44: 交流電圧監視部
- 45: 交流電圧判定部
- 46: 第1開閉部切り替え部
- 47: 通信部
- 48: 指令生成部
- 55: 制御装置
- 70: 電力変換装置
- 71: 電力変換装置

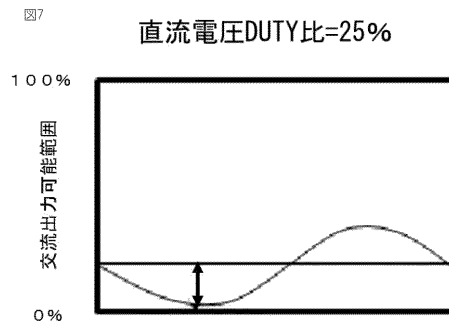
【図5】



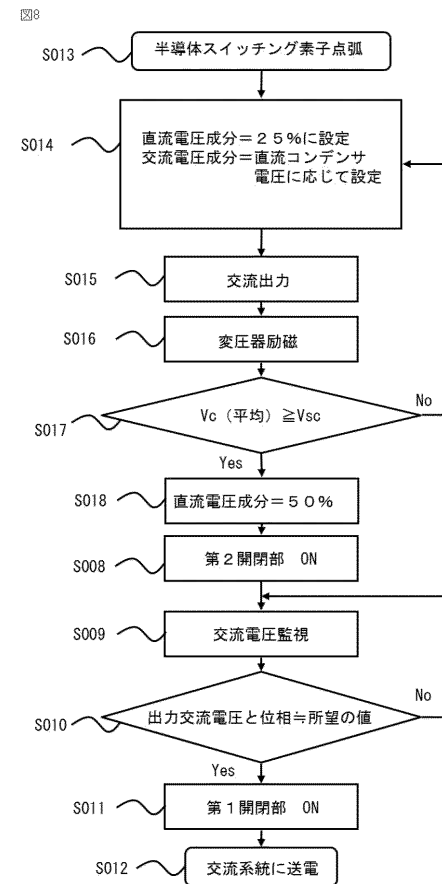
【図6】



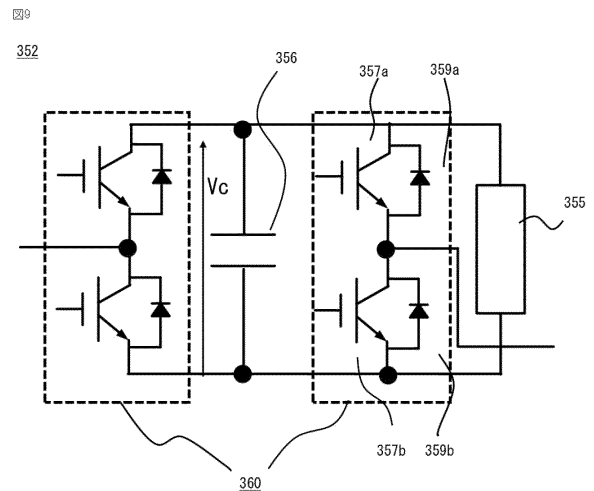
【図7】



【図8】

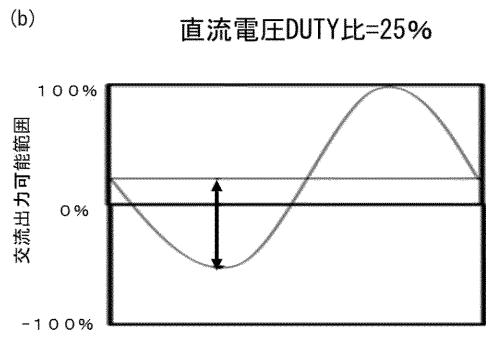
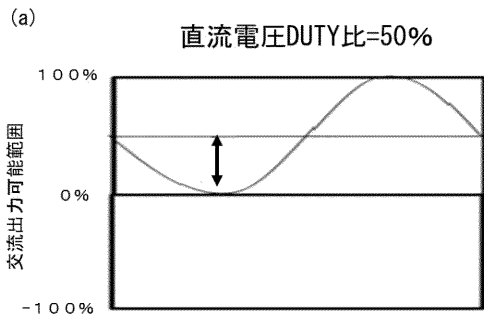


【図9】



【 図 10 】

図10



フロントページの続き

- (72)発明者 藤井 俊行
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
- (72)発明者 大西 亮太
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

審査官 小原 正信

- (56)参考文献 特開2011-078213(JP,A)
特開平02-262871(JP,A)
特開2011-024392(JP,A)
特開平02-266870(JP,A)
特開2011-193615(JP,A)
特開2002-354830(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|------|
| H02M | 7/49 |
| H02M | 7/48 |