

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2014-176281

(P2014-176281A)

(43) 公開日 平成26年9月22日(2014.9.22)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02M 7/483 (2007.01)	H02M 7/483	5H006
H02M 7/48 (2007.01)	H02M 7/48 L	5H007
H02M 7/12 (2006.01)	H02M 7/48 E	
	H02M 7/12 G	
	H02M 7/12 A	
審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 14 頁)		

(21) 出願番号 特願2013-50278 (P2013-50278)
 (22) 出願日 平成25年3月13日 (2013.3.13)

(71) 出願人 000006105
 株式会社明電舎
 東京都品川区大崎2丁目1番1号
 (74) 代理人 100086232
 弁理士 小林 博通
 (74) 代理人 100104938
 弁理士 鶴澤 英久
 (74) 代理人 100096459
 弁理士 橋本 剛
 (72) 発明者 齋木 邦彦
 東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会
 社明電舎内
 (72) 発明者 大井 一伸
 東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会
 社明電舎内

最終頁に続く

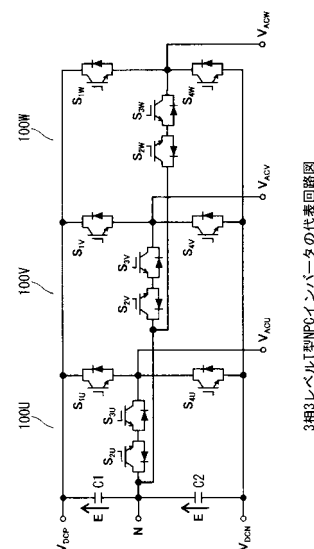
(54) 【発明の名称】 3レベルT型NPC電力変換装置の制御装置および制御方法

(57) 【要約】

【課題】 起動、停止時などの過渡運転時や定常運転時に、交流相電圧の変動を抑制することができる3レベルT型NPC電力変換装置の制御装置を提供する。

【解決手段】 コンデンサC1、C2を直列接続した1つの直流電圧源を備え、正極側、負極側のスイッチング素子 S_{1U} 、 S_{4U} と中性点側のスイッチング素子 S_{2U} 、 S_{3U} によって構成された電力変換部(100)を三相交流分備え、前記各スイッチング素子を、ゲート信号によってオン、オフ制御することによって前記スイッチング素子 S_{1U} 、 S_{4U} の共通接続点と中性点Nとの間に3レベルの電圧を出力させる制御部を備えた三相の3レベルT型NPCコンバータにおいて、前記制御部は、前記各相の各スイッチング素子のゲート信号状態を遷移させるときは、1つのスイッチング素子のみ異なるゲート信号状態への遷移を許可する。

【選択図】 図5



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 のコンデンサおよび第 2 のコンデンサを直列接続した 1 つの直流電圧源を備え、

前記直流電圧源の正極端と負極端の間に順次直列接続された正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子と、前記第 1 のコンデンサおよび第 2 のコンデンサの共通接続点である中性点と、前記正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子の共通接続点との間に順次直列接続され、互いに逆の耐圧方向に制御できる第 1 の中性点側スイッチング素子および第 2 の中性点側スイッチング素子と、によって構成された電力変換部を、単相交流分備えるか、又は三相交流分備え、

前記電力変換部の前記各スイッチング素子を、ゲート信号によってオン、オフ制御することによって前記正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子の共通接続点と前記中性点との間に 3 レベルの電圧を出力させる制御手段を備えた単相又は三相の 3 レベル T 型 N P C 電力変換装置の制御装置であって、

前記制御手段は、前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のゲート信号状態を遷移させるときは、1 つのスイッチング素子のみ異なるゲート信号状態への遷移を許可することを特徴とする 3 レベル T 型 N P C 電力変換装置の制御装置。

【請求項 2】

前記制御手段は、

前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のスイッチングパターンとして、零電圧レベルを出力させる第 1 のゲート信号状態と、 $-E$ の電圧レベルを出力させる第 2 のゲート信号状態と、 $+E$ の電圧レベルを出力させる第 3 のゲート信号状態と、前記第 1 のゲート信号状態と第 3 のゲート信号状態の間に遷移させるときにデッドタイムを設けるための第 4 のゲート信号状態と、前記第 1 のゲート信号状態と第 2 のゲート信号状態の間に遷移させるときにデッドタイムを設けるための第 5 のゲート信号状態と、を有したスイッチングパターンを備え、

定常運転時は、前記第 1 のゲート信号状態と第 3 のゲート信号状態の間に第 4 のゲート信号状態を挟み、前記第 1 のゲート信号状態と第 2 のゲート信号状態の間に第 5 のゲート信号状態を挟んで制御を行うことを特徴とする請求項 1 に記載の 3 レベル T 型 N P C 電力変換装置の制御装置。

【請求項 3】

前記制御手段は、

前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のスイッチングパターンとして、前記各スイッチング素子をすべてオフとする第 6 のゲート信号状態をさらに有し、

起動時、停止時を含む過渡運転時は、前記第 3 のゲート信号状態と第 6 のゲート信号状態の間に第 4 のゲート信号状態を挟み、前記第 2 のゲート信号状態と第 6 のゲート信号状態の間に第 5 のゲート信号状態を挟んで制御を行うことを特徴とする請求項 2 に記載の 3 レベル T 型 N P C 電力変換装置の制御装置。

【請求項 4】

第 1 のコンデンサおよび第 2 のコンデンサを直列接続した 1 つの直流電圧源を備え、

前記直流電圧源の正極端と負極端の間に順次直列接続された正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子と、前記第 1 のコンデンサおよび第 2 のコンデンサの共通接続点である中性点と、前記正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子の共通接続点との間に順次直列接続され、互いに逆の耐圧方向に制御できる第 1 の中性点側スイッチング素子および第 2 の中性点側スイッチング素子と、によって構成された電力変換部を、単相交流分備えるか、又は三相交流分備え、

前記電力変換部の前記各スイッチング素子を、ゲート信号によってオン、オフ制御することによって前記正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子の共通接続点と前記中性点との間に 3 レベルの電圧を出力させる制御手段を備えた単相又は三相の 3 レベル T 型 N P C 電力変換装置の制御方法であって、

前記制御手段は、前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のゲート信号状態を

遷移させるときは、1つのスイッチング素子のみ異なるゲート信号状態への遷移を許可することを特徴とする3レベルT型NPC電力変換装置の制御方法。

【請求項5】

前記制御手段は、

前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のスイッチングパターンとして、零電圧レベルを出力させる第1のゲート信号状態と、 $-E$ の電圧レベルを出力させる第2のゲート信号状態と、 $+E$ の電圧レベルを出力させる第3のゲート信号状態と、前記第1のゲート信号状態と第3のゲート信号状態の間に遷移させるときにデッドタイムを設けるための第4のゲート信号状態と、前記第1のゲート信号状態と第2のゲート信号状態の間に遷移させるときにデッドタイムを設けるための第5のゲート信号状態と、を有したスイッチングパターンを備え、

定常運転時は、前記第1のゲート信号状態と第3のゲート信号状態の間に第4のゲート信号状態を挟み、前記第1のゲート信号状態と第2のゲート信号状態の間に第5のゲート信号状態を挟んで制御を行うことを特徴とする請求項4に記載の3レベルT型NPC電力変換装置の制御方法。

【請求項6】

前記制御手段は、

前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のスイッチングパターンとして、前記各スイッチング素子をすべてオフとする第6のゲート信号状態をさらに有し、

起動時、停止時を含む過渡運転時は、前記第3のゲート信号状態と第6のゲート信号状態の間に第4のゲート信号状態を挟み、前記第2のゲート信号状態と第6のゲート信号状態の間に第5のゲート信号状態を挟んで制御を行うことを特徴とする請求項5に記載の3レベルT型NPC電力変換装置の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、3レベルT型NPC (Neutral Point Clamped) 電力変換装置のゲート信号制御に関する。

【背景技術】

【0002】

電力変換装置には、(1) 直流電圧を交流電圧に変換するインバータ、(2) 交流電圧を直流電圧に変換するコンバータなどがある。図5、図6に、直流電圧を3レベルの交流相電圧に変換する3レベルT型NPCインバータの代表回路構成を、図7、図8に、交流電圧を直流電圧に変換する3レベルT型NPCコンバータの代表回路構成を各々示す。

【0003】

図5～図8において、 C_1 、 C_2 は直流電圧源として直列接続されたコンデンサ（直流電圧平滑用コンデンサ）である。コンデンサ C_1 の一端を正極端 V_{DCP} とし、コンデンサ C_2 の一端を負極端 V_{DCN} とし、コンデンサ C_1 、 C_2 の他端どうしの共通接続点を中性点 N としている。

【0004】

前記正極端 V_{DCP} と負極端 V_{DCN} の間には、正極側スイッチング素子 S_{1U} および負極側スイッチング素子 S_{4U} が順次直列に接続されている。

【0005】

前記中性点 N と前記スイッチング素子 S_{1U} および S_{4U} の共通接続点との間には、第1の中性点側スイッチング素子 S_{2U} および第2の中性点側スイッチング素子 S_{3U} が、互いに逆の耐圧方向に制御できる方向に直列接続されている。

【0006】

前記スイッチング素子 $S_{1U} \sim S_{4U}$ によって1つの電力変換部(100)が構成され、直流電圧源である前記コンデンサ C_1 、 C_2 の直列回路に対して、図5、図7では三相分の電力変換部100U、100V、100Wが、図6、図8では単相分の電力変換部100

10

20

30

40

50

U, 100Vが各々設けられている。

【0007】

したがって、U相の電力変換部100Uはスイッチング素子 $S_{1U} \sim S_{4U}$ により構成され、前記スイッチング素子 S_{1U} および S_{4U} の共通接続点がU相端子 V_{ACU} に接続され、V相の電力変換部100Vはスイッチング素子 $S_{1V} \sim S_{4V}$ により構成され、前記スイッチング素子 S_{1V} および S_{4V} の共通接続点がV相端子 V_{ACV} に接続され、W相の電力変換部100Wはスイッチング素子 $S_{1W} \sim S_{4W}$ により構成され、前記スイッチング素子 S_{1W} および S_{4W} の共通接続点がW相端子 V_{ACW} に接続されている。

【0008】

また図5、図6の3レベルT型NPCインバータでは、前記正極端 V_{DCP} および負極端 V_{DCN} の間に電圧2Eの直流電源（図示省略）が接続され、各相端子 V_{ACU} , V_{ACV} , V_{ACW} 間又は V_{ACU} , V_{ACV} 間にモータなどの交流負荷（図示省略）が接続される。

【0009】

図7の3相3レベルT型NPCコンバータでは、三相交流電源200aがリアクトルLとコンデンサCから成るフィルタ回路300aを介して各相端子 V_{ACU} , V_{ACV} , V_{ACW} に接続され、正極端 V_{DCP} および負極端 V_{DCN} の間には直流負荷400が接続されている。

【0010】

図8の単相3レベルT型NPCコンバータでは、単相交流電源200bがリアクトルLとコンデンサCから成るフィルタ回路300bを介して各相端子 V_{ACU} , V_{ACV} に接続され、正極端 V_{DCP} および負極端 V_{DCN} の間には直流負荷400が接続されている。

【0011】

図5～図8の前記各スイッチング素子 $S_{1U} \sim S_{4U}$, $S_{1V} \sim S_{4V}$, $S_{1W} \sim S_{4W}$ を図示省略の制御部によってオン、オフ制御することにより、中性点Nと各相端子 V_{ACU} , V_{ACV} , V_{ACW} の間に3レベルの電圧が出力されるものである。

【0012】

図5～図8において、 V_{DCP} , V_{DCN} は正極端 V_{DCP} 、負極端 V_{DCN} の端子電圧、 V_{ACU} , V_{ACV} , V_{ACW} は各相端子および交流相電圧を表している。前記各スイッチング素子 $S_{1U} \sim S_{4U}$, $S_{1V} \sim S_{4V}$, $S_{1W} \sim S_{4W}$ は、ゲート信号によってオン、オフ可能なIGBTなどの自己消弧形半導体素子および逆並列接続ダイオードによって構成されるスイッチングデバイスである。

【0013】

尚、従来の3レベルインバータの制御方式として、例えば特許文献1、2に記載のものが提案されていた。

【0014】

ここで、以下の説明では、前記各スイッチング素子 S_{1U} , S_{1V} , S_{1W} をスイッチング素子 S_{1*} 、スイッチング素子 S_{2U} , S_{2V} , S_{2W} をスイッチング素子 S_{2*} 、スイッチング素子 S_{3U} , S_{3V} , S_{3W} をスイッチング素子 S_{3*} 、スイッチング素子 S_{4U} , S_{4V} , S_{4W} をスイッチング素子 S_{4*} と表記し、各相端子および交流相電圧 V_{ACU} , V_{ACV} , V_{ACW} を V_{AC*} と表記し、交流相電流 I_{ACU} , I_{ACV} , I_{ACW} を I_{AC*} と表記し、前記各*に、相を表すU, V, Wが代入されるものとする。

【0015】

一般的な2レベル電力変換装置と同様に3レベルT型NPC電力変換装置においても、スイッチング素子のオンもしくはオフの状態の遷移時に、直流電圧源の短絡防止のためゲート信号にデッドタイム期間を設ける必要がある。従来の2レベル電力変換装置では、デッドタイム期間の生成をキャリア比較後のゲート信号の立ち上がり時の遅延処理により行っていた。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0016】

【特許文献1】特許第3084645号公報

【特許文献2】特開2009-27818号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0017】

図5～図8に示す3レベルT型NPC電力変換装置に、前記デッドタイム期間を生成する処理を拡張する場合、指令値、キャリアと各スイッチング素子のゲート信号の関係を示す図9のように、スイッチング素子 S_1^* と S_3^* 、 S_2^* と S_4^* を排他的にオンさせることで、直流電圧源に相当するコンデンサC1およびC2の上下短絡を防止できる。

【0018】

10

したがって、スイッチング素子 S_1^* と S_3^* （あるいは S_2^* と S_4^* ）を同時にオフさせる期間を設けることで、デッドタイム期間を生成する。図9の(2)がデッドタイム期間に相当する。

【0019】

このデッドタイム期間の生成方式では、図9に示すような指令値の急変によりゲート信号が変化した場合に交流相電圧 V_{AC}^* （端子 V_{AC}^* ～中性点N間の電圧）の変動が発生する。その動作について以下に説明する。

【0020】

図9中の上側キャリアでは、指令値がキャリア以上の場合は S_1^* がオンで S_3^* がオフするように制御し、指令値がキャリア未満の場合は S_1^* がオフで S_3^* がオンするように制御する。同様に、下側キャリアでは、指令値がキャリア以上の場合は S_2^* がオンで S_4^* がオフするように制御し、指令値がキャリア未満の場合は S_2^* がオフで S_4^* がオンするように制御する。

20

【0021】

図9に示すように、指令値が上側キャリア以上の状態から下側キャリア未満に急変した場合、 S_1^* と S_2^* がオンの状態である(1)から、デッドタイム期間としての全てのゲート信号がオフの状態である(2)を介して、 S_3^* と S_4^* がオンの状態である(3)へと遷移する。(2)の期間は、ゲート信号の立ち上がりに対して遅延を挿入することで発生している期間である。

【0022】

30

ゲート信号制御による電流経路の変化を示す図10では、図9の(1)、(2)、(3)における電流の向きによる交流相電圧 V_{AC}^* を表し、1つの相の電力変換部のスイッチング素子について示している。図中の点線矢印は電流を示しており、中性点Nから各相端子 V_{AC}^* へ流れる向きを+、各相端子 V_{AC}^* から中性点Nへ流れる向きを-とする。

(1)の状態では、電流の向きによらず交流相端子 V_{AC}^* はEを出力する。

(2)の状態では、電流の向きが+の場合は-Eを、電流の向きが-の場合は+Eを出力する。

(3)の状態では、電流の向きによらず交流相端子 V_{AC}^* は-Eを出力する。

【0023】

電流の向きが+場合では(1)から(2)へ切り替わる際に交流相電圧 V_{AC}^* がEから-Eへ変化する。

40

【0024】

このように、従来のゲート出力の遅延処理によるデッドタイム作成方式では、指令値の急変時に交流相電圧 V_{AC}^* の変動が直流電圧2E分変化することがある。

【0025】

電力変換装置がインバータの場合、交流相電圧 V_{AC}^* の変動分が大きいほど、モータなどの交流負荷に印加される電圧サージが高くなる。この電圧サージによって、負荷の絶縁寿命を短縮させるという問題点があった。

【0026】

電力変換装置がコンバータの場合、交流相電圧 V_{AC}^* の変動分が大きいほど、電源とコ

50

ンバータ間に挿入されているフィルタ回路のリアクトルL FとコンデンサC Fに印加される電圧サージが高くなる。この電圧サージによって、フィルタ回路の絶縁寿命を短縮させるという問題点があった。

【0027】

本発明は上記課題を解決するものであり、その目的は、起動、停止時などの過渡運転時や定常運転時に、交流相電圧の変動を抑制することができる3レベルT型NPC電力変換装置の制御装置および制御方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0028】

上記課題を解決するための請求項1に記載の3レベルT型NPC電力変換装置の制御装置は、第1のコンデンサおよび第2のコンデンサを直列接続した1つの直流電圧源を備え、前記直流電圧源の正極端と負極端の間に順次直列接続された正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子と、前記第1のコンデンサおよび第2のコンデンサの共通接続点である中性点と、前記正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子の共通接続点との間に順次直列接続され、互いに逆の耐圧方向に制御できる第1の中性点側スイッチング素子および第2の中性点側スイッチング素子と、によって構成された電力変換部を、単相交流分備えるか、又は三相交流分備え、前記電力変換部の前記各スイッチング素子を、ゲート信号によってオン、オフ制御することによって前記正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子の共通接続点と前記中性点との間に3レベルの電圧を出力させる制御手段を備えた単相又は三相の3レベルT型NPC電力変換装置の制御装置であって、前記制御手段は、前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のゲート信号状態を遷移させるときは、1つのスイッチング素子のみ異なるゲート信号状態への遷移を許可することを特徴としている。

【0029】

また、請求項4に記載の3レベルT型NPC電力変換装置の制御方法は、第1のコンデンサおよび第2のコンデンサを直列接続した1つの直流電圧源を備え、前記直流電圧源の正極端と負極端の間に順次直列接続された正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子と、前記第1のコンデンサおよび第2のコンデンサの共通接続点である中性点と、前記正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子の共通接続点との間に順次直列接続され、互いに逆の耐圧方向に制御できる第1の中性点側スイッチング素子および第2の中性点側スイッチング素子と、によって構成された電力変換部を、単相交流分備えるか、又は三相交流分備え、前記電力変換部の前記各スイッチング素子を、ゲート信号によってオン、オフ制御することによって前記正極側スイッチング素子および負極側スイッチング素子の共通接続点と前記中性点との間に3レベルの電圧を出力させる制御手段を備えた単相又は三相の3レベルT型NPC電力変換装置の制御方法であって、前記制御手段は、前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のゲート信号状態を遷移させるときは、1つのスイッチング素子のみ異なるゲート信号状態への遷移を許可することを特徴としている。

【0030】

上記構成によれば、ゲート信号状態遷移時は、1つのスイッチング素子のみ異なるゲート信号状態へ遷移するので、交流相電圧の変動を抑制することができる。

【0031】

また、請求項2に記載の3レベルT型NPC電力変換装置の制御装置は、請求項1において、前記制御手段は、前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のスイッチングパターンとして、零電圧レベルを出力させる第1のゲート信号状態と、 $-E$ の電圧レベルを出力させる第2のゲート信号状態と、 $+E$ の電圧レベルを出力させる第3のゲート信号状態と、前記第1のゲート信号状態と第3のゲート信号状態の間で遷移させるときにデッドタイムを設けるための第4のゲート信号状態と、前記第1のゲート信号状態と第2のゲート信号状態の間で遷移させるときにデッドタイムを設けるための第5のゲート信号状態と、を有したスイッチングパターンを備え、定常運転時は、前記第1のゲート信号状態と

第3のゲート信号状態の間に第4のゲート信号状態を挟み、前記第1のゲート信号状態と第2のゲート信号状態の間に第5のゲート信号状態を挟んで制御を行うことを特徴としている。

【0032】

また、請求項5に記載の3レベルT型NPC電力変換装置の制御方法は、請求項4において、前記制御手段は、前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のスイッチングパターンとして、零電圧レベルを出力させる第1のゲート信号状態と、 $-E$ の電圧レベルを出力させる第2のゲート信号状態と、 $+E$ の電圧レベルを出力させる第3のゲート信号状態と、前記第1のゲート信号状態と第3のゲート信号状態の間に遷移させるときにデッドタイムを設けるための第4のゲート信号状態と、前記第1のゲート信号状態と第2のゲート信号状態の間に遷移させるときにデッドタイムを設けるための第5のゲート信号状態と、を有したスイッチングパターンを備え、定常運転時は、前記第1のゲート信号状態と第3のゲート信号状態の間に第4のゲート信号状態を挟み、前記第1のゲート信号状態と第2のゲート信号状態の間に第5のゲート信号状態を挟んで制御を行うことを特徴としている。

10

【0033】

上記構成によれば、定常運転時に交流相電圧が急変することが抑制される。

【0034】

また、請求項3に記載の3レベルT型NPC電力変換装置の制御装置は、請求項2において、前記制御手段は、前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のスイッチングパターンとして、前記各スイッチング素子をすべてオフとする第6のゲート信号状態をさらに有し、起動時、停止時を含む過渡運転時は、前記第3のゲート信号状態と第6のゲート信号状態の間に第4のゲート信号状態を挟み、前記第2のゲート信号状態と第6のゲート信号状態の間に第5のゲート信号状態を挟んで制御を行うことを特徴としている。

20

【0035】

また、請求項6に記載の3レベルT型NPC電力変換装置の制御方法は、請求項5において、前記制御手段は、前記各相の電力変換部の前記各スイッチング素子のスイッチングパターンとして、前記各スイッチング素子をすべてオフとする第6のゲート信号状態をさらに有し、起動時、停止時を含む過渡運転時は、前記第3のゲート信号状態と第6のゲート信号状態の間に第4のゲート信号状態を挟み、前記第2のゲート信号状態と第6のゲート信号状態の間に第5のゲート信号状態を挟んで制御を行うことを特徴としている。

30

【0036】

上記構成によれば、起動、停止時などの過渡運転時に交流相電圧が急変することが抑制される。

【発明の効果】

【0037】

(1) 請求項1～6に記載の発明によれば、交流相電圧の変動を抑制することができる。これによって、電力変換装置がインバータの場合、モータなどの負荷に印加される電圧サージが抑制されて、負荷の絶縁寿命が延長される。また、電力変換装置がコンバータの場合、入力電源とコンバータ間に接続されるフィルタ回路（リアクトル、コンデンサ）に印加される電圧サージが抑制されて、フィルタ回路の絶縁寿命が延長される。

40

(2) 請求項2、5に記載の発明によれば、定常運転時に交流相電圧が急変することが抑制される。

(3) 請求項3、6に記載の発明によれば、起動、停止時などの過渡運転時に交流相電圧が急変することが抑制される。

【図面の簡単な説明】

【0038】

【図1】 本発明の実施形態におけるゲート制御による電流経路の変化を示す説明図。

【図2】 本発明の実施形態におけるゲート信号の状態遷移図。

【図3】 本発明の実施形態による遷移制限を適用しない場合の動作を示す説明図。

50

【図４】本発明の実施形態による遷移制限を適用する場合の動作を示す説明図。

【図５】本発明が適用される３相３レベルＴ型NPCインバータの代表回路図。

【図６】本発明が適用される単相３レベルＴ型NPCインバータの代表回路図。

【図７】本発明が適用される３相３レベルＴ型NPCコンバータの代表回路図。

【図８】本発明が適用される単相３レベルＴ型NPCコンバータの代表回路図。

【図９】従来方式による３レベルＴ型NPC電力変換装置のデッドタイム生成のようすを示す説明図。

【図１０】従来方式におけるゲート制御による電流経路の変化を示す説明図。

【発明を実施するための形態】

【００３９】

10

以下、図面を参照しながら本発明の実施の形態を説明するが、本発明は下記の実施形態例に限定されるものではない。本発明では、３レベルの相電圧を生成可能な３レベルＴ型NPC電力変換装置において、起動、停止時などの過渡運転時や定常運転時にゲート信号のデッドタイム・最小オン時間の生成を行い、交流相電圧の急変を抑制する制御方式を構築した。

【００４０】

以下の実施形態例では、本発明を図５～図８の３レベルＴ型NPC電力変換装置に適用した例を示す。図５～図８に示す３レベルＴ型NPC電力変換装置は、各スイッチング素子の状態により交流相電圧 V_{AC*} が E 、 0 、 $-E$ の３状態をとる。この３つの状態を遷移することで交流の交流相電圧を得る。また、遷移の際に通過する状態がデッドタイム状態である。本実施形態例において、デッドタイム状態では、遷移前と遷移後の両方の状態においてオンしている共通の１個のスイッチング素子のみがオンしている。

20

【００４１】

表１に、状態 N における交流相電圧 V_{AC*} および各スイッチング素子のオンオフ状態（本発明の制御手段としての制御部が制御するスイッチングパターン）を示す。

【００４２】

【表１】

３レベルT-NPC 電力変換装置のスイッチングパターン

N	V_{AC*}		スイッチ状態			
	$I_{AC*} > 0$	$I_{AC*} < 0$	S_{1*}	S_{2*}	S_{3*}	S_{4*}
0	E	E	1	1	0	0
1	0	0	0	1	1	0
2	-E	-E	0	0	1	1
01	0	E	0	1	0	0
12	-E	0	0	0	1	0
GB	-E	E	0	0	0	0

30

【００４３】

40

表１において、スイッチ状態の「１」がオン、「０」がオフである。 $N = 01$ 、 12 の２つの状態がデッドタイム状態にあたり、 $N = 0$ 、 1 を遷移する際に通過するのが $N = 01$ であり、 $N = 1$ 、 2 を遷移する際に通過するのが $N = 12$ である。また表１中の交流相電圧 V_{AC*} は電流が＋の場合と－の場合を各々示している。

【００４４】

したがって、状態 $N = 1$ は零電圧レベルを出力させる第１のゲート信号状態、状態 $N = 2$ は $-E$ の電圧レベルを出力させる第２のゲート信号状態、状態 $N = 0$ は $+E$ の電圧レベルを出力させる第３のゲート信号状態を各々示している。

【００４５】

また、状態 $N = 01$ は前記第１のゲート信号状態と第３のゲート信号状態の間で遷移さ

50

せるときにデッドタイムを設けるための第4のゲート信号状態を示し、状態 $N = 12$ は前記第1のゲート信号状態と第2のゲート信号状態の間で遷移させるときにデッドタイムを設けるための第5のゲート信号状態を示し、状態 $N = GB$ は各スイッチング素子 S_1^* 、 S_2^* 、 S_3^* 、 S_4^* をすべてオフとする第6のゲート信号状態を示している。

【0046】

尚、状態 $N = GB$ はゲートブロックを意味し、後述する起動、停止時において、交流相電圧 V_{AC}^* の急変を抑制するため状態遷移制限を行うために挿入されるゲート信号状態を示している。

【0047】

上記のように状態 $N = 01$ 、 12 のデッドタイム状態を通過することで、状態遷移毎の交流相電圧の変動を直流電源の電圧 $2E$ の $1/2$ である E に抑制することができる。

【0048】

表1の状態遷移に基づいて、図9のように指令値が急変した場合の回路の動作を図1に示す。尚、以下の図1、図3、図4では、3レベルT型NPC電力変換装置の第1および第2のコンデンサと、1つの相の正極側スイッチング素子 S_1^* 、負極側スイッチング素子 S_4^* 、第1および第2の中性点側スイッチング素子 S_2^* 、素子 S_3^* のみを図示する。

【0049】

図1において、状態 N は、 $N = 0$ から $N = 01$ 、 $N = 1$ 、 $N = 12$ を介して $N = 2$ へ遷移する。 $N = 0$ から $N = 01$ に遷移する際は、電流の向きが+の場合に交流相電圧 V_{AC}^* が E から 0 に変化する。 $N = 01$ から $N = 1$ に遷移する際は、電流の向きが-の場合に交流相電圧 V_{AC}^* が E から 0 に変化する。 $N = 1$ から $N = 12$ に遷移する際は、電流の向きが+の場合に交流相電圧 V_{AC}^* が 0 から $-E$ に変化する。 $N = 12$ から $N = 2$ に遷移する際は、電流の向きが-の場合に交流相電圧 V_{AC}^* が 0 から $-E$ に変化する。

【0050】

このように、 $N = 0$ 、 1 、 2 状態の遷移に $N = 01$ 、 12 であるデッドタイム状態を介することで、遷移毎の交流相電圧 V_{AC}^* の変動は E となり、従来方式による交流相電圧 V_{AC}^* の変動($2E$)の半分となる。これにより、交流相電圧 V_{AC}^* の急変を抑制した3レベルT型NPC電力変換装置のデッドタイム処理が実現できる。

【0051】

この処理を装置の起動や停止時に拡張するため、スイッチングパターンとして、表1に全てのスイッチング素子がオフ状態である $N = GB$ の状態を設けている。各状態間の遷移において、ゲート信号の変化はスイッチング素子1個のみで行うと定義すると、図2に示すように状態間の遷移を制限する。図2のようにゲート信号の状態を変化させることで、起動、停止時においても交流相電圧 V_{AC}^* の急変を抑制する。

【0052】

ここで、図2の状態遷移制限を適用せずに装置を停止する場合の動作を図3により説明する。図3では、 $N = 0$ から全てのスイッチング素子のゲート信号がオフとなる $N = GB$ に遷移する場合を例としている。

【0053】

$N = 0$ の状態では、電流の向きによらず $V_{AC}^* = E$ になる。 $N = GB$ の状態では、電流の向きが+の場合 $V_{AC}^* = -E$ に、電流の向きが-の場合 $V_{AC}^* = E$ になる。 $N = 0$ から $N = GB$ に直接遷移した場合、電流の向きが-の場合は、スイッチング素子 S_1^* の逆並列接続ダイオードを電流が通過しているために状態が遷移しても交流相電圧 V_{AC}^* は E を保持する。

【0054】

しかし、電流の向きが+の場合は、状態の遷移によりスイッチング素子 S_1^* のIGBTに流れていた電流が遮断され、その電流がスイッチング素子 S_4^* の逆並列接続ダイオードを通過するため、 $V_{AC}^* = -E$ となる。したがって、装置停止時の交流相電圧 V_{AC}^* の変動が $2E$ となる。

10

20

30

40

50

【0055】

一方、本発明の図2の状態遷移制限を適用して装置を停止する場合の動作を図4により説明する。図4に示すように $N=0$ から $N=GB$ へ遷移する際に $N=01$ を経由するので、電流の向きが+の場合では状態の遷移によりスイッチング素子 S_1 *のIGBTに流れていた電流が遮断され、その電流が一旦スイッチング素子 S_2 *のIGBTとスイッチング素子 S_3 *の逆並列接続ダイオードを流れ、次の状態遷移時にスイッチング素子 S_4 *の逆並列接続ダイオードを流れるようになる。これにより、状態遷移毎の交流相電圧 V_{AC} *の変動はEとなる。

【0056】

このように、遷移制限を適用しない場合と比較して電圧の変動を半分にすることができる。この動作は $N=GB$ からの装置の起動時でも有効であり、誘導性の負荷で残留電流が残っている場合の起動時に、交流相電圧 V_{AC} *の変化をEに制限できる。これは、特に3レベルインバータにモータなどの負荷が直接接続された際に有効であり、負荷に印加される電圧の変動を抑制する効果がある。

【0057】

このように図2に示すゲート信号の状態遷移制限は、 $N=0$ （第3のゲート信号状態）と $N=GB$ （第6のゲート信号状態）の間に $N=01$ （第4のゲート信号状態）を挟み、 $N=2$ （第2のゲート信号状態）と $N=GB$ （第6のゲート信号状態）の間に $N=12$ （第5のゲート信号状態）を挟んでゲート信号状態を遷移させるものである。

【0058】

この制御方式は、交流相電圧 V_{AC} *の変動を抑制しつつ、定常運転時のデッドタイム処理と起動、停止時のゲートブロック処理を共通にできる特徴を持つ。

【符号の説明】

【0059】

100U, 100V, 100W…電力変換部

200a…三相交流電源

200b…単相交流電源

300a, 300b…フィルタ回路

400…直流負荷

C1, C2…コンデンサ

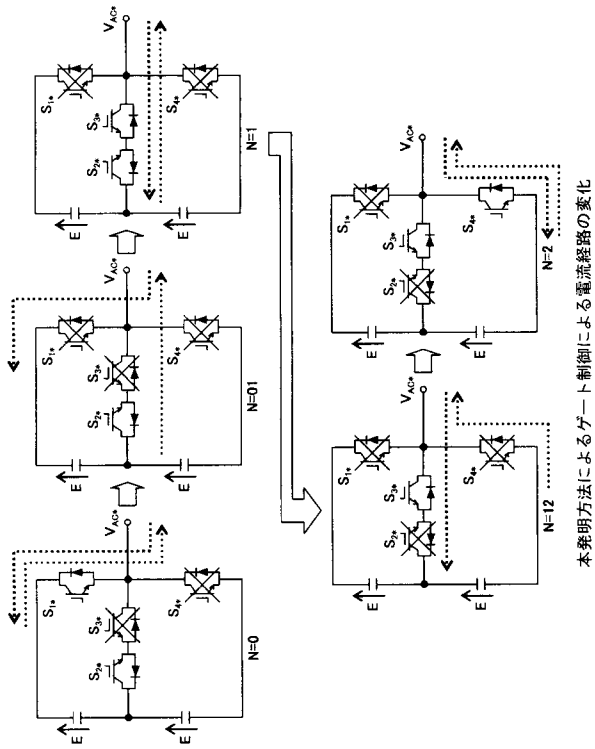
$S_{1U} \sim S_{4U}$, $S_{1V} \sim S_{4V}$, $S_{1W} \sim S_{4W}$ …スイッチング素子

10

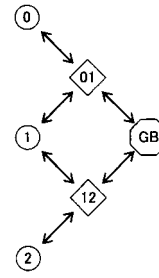
20

30

【図 1】

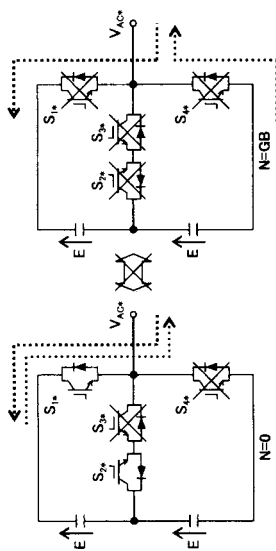


【図 2】



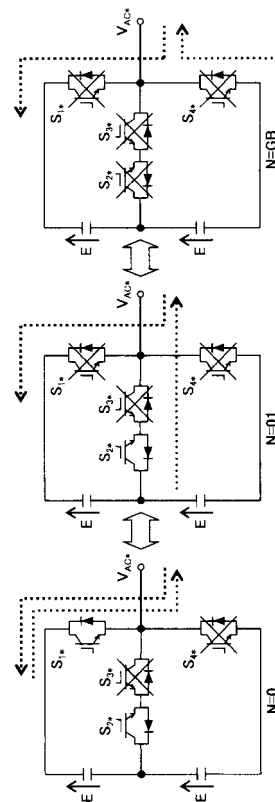
3レベル電力変換装置のゲート信号に関する状態遷移図

【図 3】



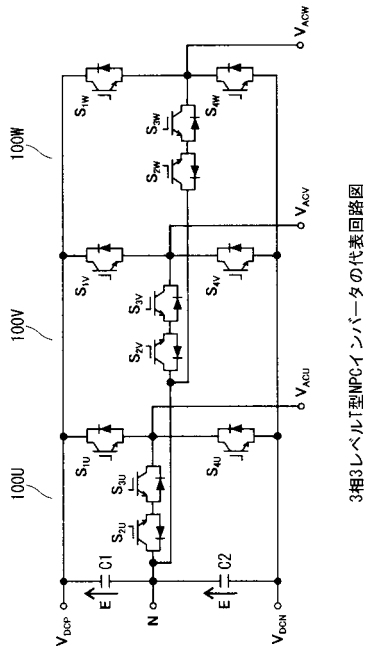
遷移制限を適用しない場合の動作

【図 4】

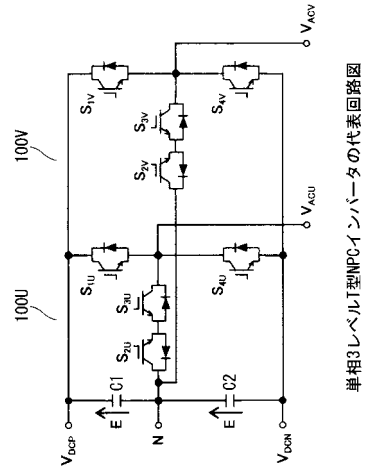


遷移制限を適用する場合の動作

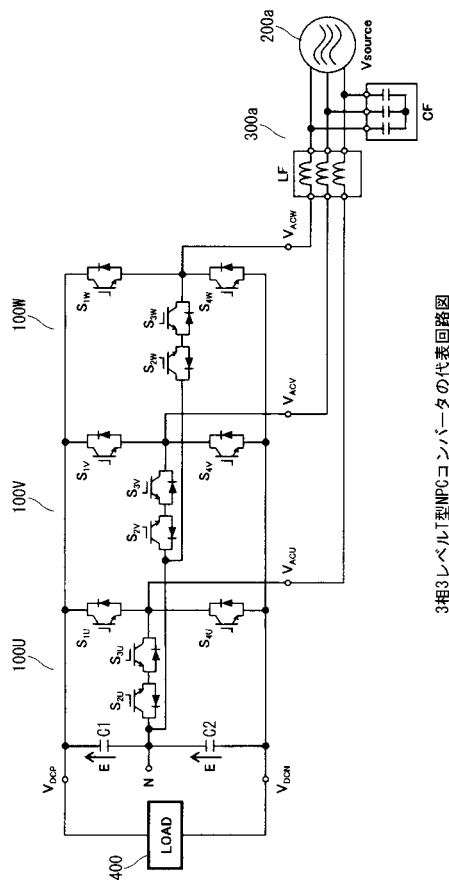
【図 5】



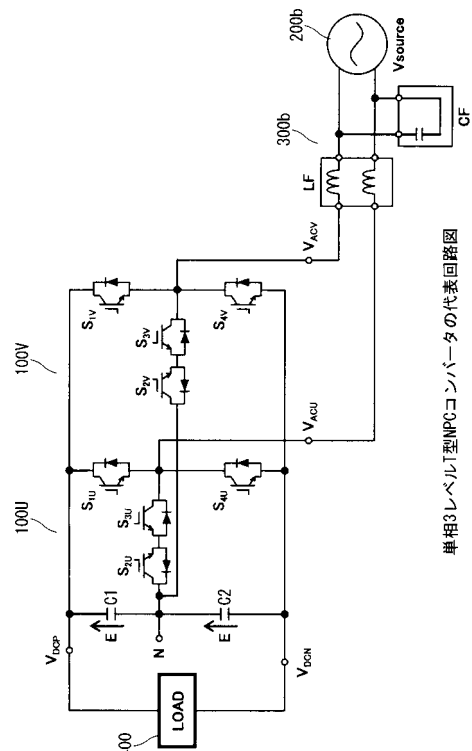
【図 6】



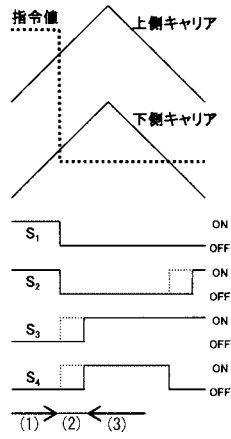
【図 7】



【図 8】

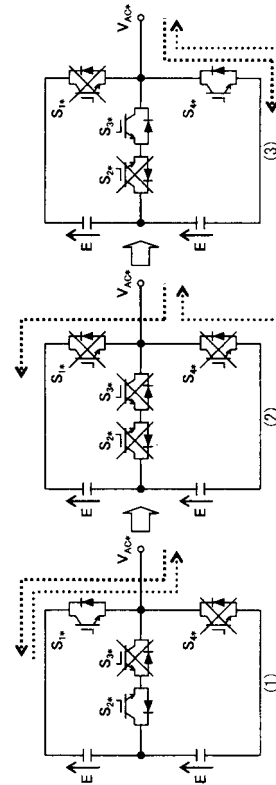


【図 9】



従来方式による3レベルT-NPC電力変換装置のデッドタイム生成

【図 10】



従来方式によるゲート信号制御による電流経路の変化

フロントページの続き

Fターム(参考) 5H006 AA05 CA01 CB01 CB08 CC02 DA04 DB01 DB07 GA01 GA04
5H007 AA06 BB06 CA02 CB05 CC23 DA06 DB03 DB13 GA01 GA08