

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第6276530号
(P6276530)

(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

HO 2M 7/487 (2007.01)

HO 2M 7/48 (2007.01)

HO 2M 7/48 E

請求項の数 14 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2013-153137 (P2013-153137)	(73) 特許権者	390041542
(22) 出願日	平成25年7月24日 (2013.7.24)		ゼネラル・エレクトリック・カンパニイ
(65) 公開番号	特開2014-33609 (P2014-33609A)		アメリカ合衆国、ニューヨーク州 1 2 3
(43) 公開日	平成26年2月20日 (2014.2.20)		4 5、スケネクタデイ、リバーロード、1
審査請求日	平成28年7月14日 (2016.7.14)		番
(31) 優先権主張番号	13/563, 481	(74) 代理人	100137545
(32) 優先日	平成24年7月31日 (2012.7.31)		弁理士 荒川 聡志
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100105588
			弁理士 小倉 博
		(74) 代理人	100129779
			弁理士 黒川 俊久
		(74) 代理人	100113974
			弁理士 田中 拓人

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無変圧器無停電電源装置のための知的レベル移行システムおよび方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

負荷に電力を供給する中性点クランブインバータと、

前記負荷への電力が実質的に平衡している場合、3 - レベルモードまたはそれより高いレベルモードで動作し、また、前記負荷への電力が実質的に不平衡である場合、2 - レベルモードで動作するように前記インバータを制御するコントローラと

を備え、

前記コントローラが、少なくとも部分的に前記インバータのコンデンサの電圧差の差に基づいて、前記負荷が実質的に平衡していること、および実質的に不平衡であることを決定するように構成され、

前記コントローラが、前記コンデンサの前記電圧差の前記差が第1の閾値より小さい場合、正規の3 - レベルモードで動作し、また、前記コンデンサの前記電圧差の前記差が前記第1の閾値より大きく、かつ、第2の閾値以下である場合、修正3 - レベルモードで動作するように前記インバータを制御するように構成される無停電電源装置 (UPS) システム。

【請求項 2】

負荷に電力を供給する中性点クランブインバータと、

前記負荷への電力が実質的に平衡している場合、3 - レベルモードまたはそれより高いレベルモードで動作し、また、前記負荷への電力が実質的に不平衡である場合、2 - レベルモードで動作するように前記インバータを制御するコントローラと

を備え、

前記インバータが、中性点の反対側に配置された少なくとも2つのコンデンサを備え、前記コントローラが、少なくとも部分的に前記コンデンサの電圧差の差に基づいて、前記負荷が実質的に平衡していること、および実質的に不平衡であることを決定するように構成され、

前記コントローラが、前記コンデンサの前記電圧差の前記差が第1の閾値より小さい場合、正規の3 - レベルモードで動作し、また、前記コンデンサの前記電圧差の前記差が前記第1の閾値より大きく、かつ、第2の閾値以下である場合、修正3 - レベルモードで動作するように前記インバータを制御するように構成される無停電電源装置 (UPS) システム。

10

【請求項3】

前記インバータが、三線構成または、四線構成を介して前記負荷に接続するように構成される、請求項1または2に記載のシステム。

【請求項4】

前記インバータが4つの脚を備え、そのうちの第1、第2および第3の脚が前記負荷に電力を提供し、前記負荷が実質的に不平衡である場合、第4の脚が前記負荷からの中性電流を調整する、請求項3記載のシステム。

【請求項5】

前記コントローラが、前記インバータ内の中性点の反対側に配置されたコンデンサの電圧差の差を小さくするように前記第4の脚を制御するように構成される、請求項4記載のシステム。

20

【請求項6】

前記インバータが、逆阻止IGBTまたは静止スイッチモジュール、あるいはそれらの両方を、前記第4の脚と、前記第1、第2および第3の脚に結合された中性点との間に備え、前記コントローラが、前記負荷が実質的に平衡している場合、前記逆阻止IGBTまたは前記静止スイッチモジュール、あるいはそれらの両方を開くように制御し、また、前記負荷が実質的に不平衡である場合、それらを閉じるように制御するように構成される、請求項4記載のシステム。

【請求項7】

前記インバータが、それぞれ4つのスイッチを個々に備えた3つの脚を備え、前記コントローラが、前記インバータが前記3 - レベルモードで動作している間、個々の脚の前記4つのスイッチを様々にスイッチオンまたはスイッチオフするように構成される、請求項1乃至6のいずれかに記載のシステム。

30

【請求項8】

前記コントローラが、前記コンデンサの前記電圧差の前記差が何らかの閾値より大きく、かつ、その以外の点では前記負荷が実質的に平衡状態を維持している場合、修正3 - レベルモードで動作するように前記インバータを制御するように構成され、前記インバータが、前記コンデンサの前記電圧差の前記差が小さくなるように前記コンデンサを充電し、あるいは放電させる冗長空間ベクトルパルス幅変調状態を選択することにより、前記修正3 - レベルモードで動作するように前記インバータを制御するように構成される、請求項1乃至7のいずれかに記載のシステム。

40

【請求項9】

前記コントローラが、前記インバータ内の中性点の反対側に配置されたコンデンサの電圧差の差を、前記コンデンサの前記電圧差の前記差が小さくなるように前記コンデンサを充電し、あるいは放電させる冗長空間ベクトルパルス幅変調状態を選択することによって小さくすることができない場合、前記負荷が実質的に不平衡であることを決定するように構成される、請求項1乃至8のいずれかに記載のシステム。

【請求項10】

前記コントローラが、空間ベクトルパルス幅変調六角形の外側の角点として画定された状態のみを使用した空間ベクトルパルス幅変調に従って前記インバータを前記2 - レベルモ

50

ードで動作させるように構成される、請求項 1 乃至 9 のいずれかに記載のシステム。

【請求項 1 1】

機械実行可能命令群を少なくとも記憶した有形機械可読媒体であって、

前記命令群が、

中性点クランプインバータ内の第 1 のコンデンサに関連する第 1 の電圧差の値を受け取る命令と、

前記中性点クランプインバータ内の第 2 のコンデンサに関連する第 2 の電圧差の値を受け取る命令と、

前記第 1 の電圧差と前記第 2 の電圧差の差の値を決定する命令と、

前記第 1 の電圧差と前記第 2 の電圧差の前記差が第 1 の閾値以下であるが第 2 の閾値より大きい場合、3 - レベルモードまたはそれより高いレベルモードに従って前記中性点クランプインバータを動作させることを決定する命令と、

前記第 1 の電圧差と前記第 2 の電圧差の前記差が前記第 1 の閾値より大きい場合、2 - レベルモードに従って前記中性点クランプインバータを動作させることを決定する命令と

を含む有形機械可読媒体。

【請求項 1 2】

前記命令が、

DC オフセット値を得るために前記第 1 の電圧差と前記第 2 の電圧差の前記差を P I コントローラを通過させる命令と、

前記 DC オフセット値を小さくするために前記 3 - レベルモードを修正する命令と

を含む、請求項 1 1 記載の有形機械可読媒体。

【請求項 1 3】

前記 3 - レベルモードを修正する前記命令が、前記 DC オフセット値を小さくするために、複数の冗長空間ベクトルパルス幅変調状態の中から選択する命令を含む、請求項 1 2 に記載の有形機械可読媒体。

【請求項 1 4】

前記 3 - レベルモードを修正する前記命令が、前記 DC オフセット値を小さくするために、空間ベクトルパルス幅変調状態 P O O と O N N、P P O と O O N、O O P と N N O、P O P と O N O、O P O と N O N、および O P P と N O O の間を選択する命令を含む、請求項 1 2 または 1 3 に記載の有形機械可読媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、無変圧器無停電電源装置 (UPS) システムの制御に関する。

【背景技術】

【0002】

無停電電源装置 (UPS) は、公益事業に基づく電力の品質および/または可用性が変化しても負荷に電力を供給することができる電気デバイスである。いくつかの無変圧器 UPS システムは、中性点クランプ (NPC) インバータ、フライングキャパシタインバータおよび/またはカスケード H - ブリッジインバータを使用することができる。NPC インバータなどのこれらのコンバータのいくつかは、場合によっては極めて有効であるが、中性点電圧に定常不平衡が生じると不安定になることがある。中性点不平衡の結果、出力電圧がひずみ、出力電圧および/または電流が DC オフセットすることになる。このような出力 DC オフセットは、より高い応力のためにデバイスが故障し、フィルタインダクタが飽和し、および/または出力電力の品質が低下する原因になることがある。この問題を解決するために様々な戦略が導入されているが、これらの解決法は、場合によってはコストがかかり、および/または極めて複雑になることがある。既存の解決法の多くは、ゼロ - シーケンス電圧成分を出力電圧に加えること、および/またはベクトル制御を適用する

際に冗長スイッチングベクトルを操作することに基づいている。また、これらの技法のいくつかは、いわゆるショートパルス問題に対処することも可能である。しかしながら、これらの方法の多くは、最大使用可能変調指数の点で欠点を有している。さらに、これらの方法は、場合によってはNPCインバータのスイッチング損失の増加をもたらすことがあり、また、場合によっては極端に複雑な制御アルゴリズムが必要である。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】米国特許第7679217号公報

【発明の概要】

10

【課題を解決するための手段】

【0004】

以下は、最初に特許請求される本発明の範囲内に相当する特定の実施形態を要約したものである。これらの実施形態には、特許請求される本発明の範囲を制限することは意図されておらず、むしろこれらの実施形態が意図していることは、単に本発明の可能な形態の簡単な要約を提供することにすぎない。実際、本発明は、以下で説明する実施形態に類似していても、あるいはそれらとは異なってもよい様々な形態を包含することができる。

【0005】

第1の実施形態では、無停電電源装置(UPS)システムは、中性点クランプ(NPC)インバータおよびコントローラを含む。NPCインバータは、負荷に電力を供給することができる。コントローラは、負荷が実質的に平衡している場合、3-レベルモードまたはそれより高いレベルモードで動作し、また、負荷が実質的に不平衡である場合、2-レベルモードで動作するようにインバータを制御することができる。

20

【0006】

第2の実施形態では、製造物品は、少なくとも集合的に機械実行可能命令を備えた1つまたは複数の有形機械可読媒体を含む。これらの命令は、中性点クランプインバータ内の第1のコンデンサに関連する第1の電圧差の値を受け取る命令、中性点クランプインバータ内の第2のコンデンサに関連する第2の電圧差の値を受け取る命令、および第1の電圧差と第2の電圧差の差の値を決定する命令を含むことができる。これらの命令は、第1の電圧差と第2の電圧差の差が閾値以下である場合、3-レベルモードまたはそれより高いレベルモードに従って中性点クランプインバータを動作させることを決定することができる。また、これらの命令は、第1の電圧差と第2の電圧差の差が閾値より大きくなると、2-レベルモードに従って中性点クランプインバータを動作させることを決定することができる。

30

【0007】

第3の実施形態では、方法は、コントローラ内で、3-レベルモードに従って四線式中性点クランプインバータを制御する変調信号を決定するステップを含む。変調信号が0より大きい場合、変調信号に第1の入力値を掛け合わせて出力値を得ることができる。変調信号が0以下の場合、変調信号に負の1および第2の入力値を掛け合わせて出力値を得ることができる。また、この方法は、中性点クランプインバータを制御して接地電流を小さくするための制御信号を決定するために、コントローラ内で出力値と三角波形を比較するステップを含むことも可能である。

40

【0008】

本発明のこれらおよび他の特徴、態様ならびに利点は、同様の文字はすべての図面を通して同様の部品を表している添付の図面を参照して以下の詳細な説明を読むことにより、より深く理解されるであろう。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】一実施形態による、知的レベル移行制御トポロジーを使用した無変圧器無停電電

50

源装置（UPS）のブロック図である。

【図2】一実施形態による、2 - レベルおよび3 - レベルで動作させることができる中性点クランプ（NPC）インバータの回路図である。

【図3】一実施形態による、NPCインバータの3 - レベル動作のためのベクトルスイッチング状態を示す空間ベクトルパルス幅変調（SVPWM）線図である。

【図4】実施形態による、NPCインバータのコンデンサを均等に放電させる2 - レベルおよび3 - レベル動作状態を示す図である。

【図5】実施形態による、NPCインバータのコンデンサを均等に放電させる2 - レベルおよび3 - レベル動作状態を示す図である。

【図6】実施形態による、NPCインバータのコンデンサを必ずしも均等に放電させない3 - レベル動作状態を示す図である。

10

【図7】実施形態による、NPCインバータのコンデンサを必ずしも均等に放電させない3 - レベル動作状態を示す図である。

【図8】実施形態による、NPCインバータのコンデンサを必ずしも均等に放電させない3 - レベル動作状態を示す図である。

【図9】実施形態による、他のコンデンサの代わりに1つのコンデンサをそれぞれ充電し、あるいは放電させることができる相補冗長動作状態を示す図である。

【図10】実施形態による、他のコンデンサの代わりに1つのコンデンサをそれぞれ充電し、あるいは放電させることができる相補冗長動作状態を示す図である。

【図11】実施形態による、他のコンデンサの代わりに1つのコンデンサをそれぞれ充電し、あるいは放電させることができる相補冗長動作状態を示す図である。

20

【図12】実施形態による、他のコンデンサの代わりに1つのコンデンサをそれぞれ充電し、あるいは放電させることができる相補冗長動作状態を示す図である。

【図13】実施形態による、他のコンデンサの代わりに1つのコンデンサをそれぞれ充電し、あるいは放電させることができる相補冗長動作状態を示す図である。

【図14】実施形態による、他のコンデンサの代わりに1つのコンデンサをそれぞれ充電し、あるいは放電させることができる相補冗長動作状態を示す図である。

【図15】一実施形態による、不平衡装荷であってもNPCインバータを制御するための制御システムを説明する制御線図である。

【図16】一実施形態による、負荷の不平衡の程度に応じて様々な方法でNPCインバータを制御する方法を示す流れ図である。

30

【図17】一実施形態による、四線式中性点クランプ（NPC）インバータの回路図である。

【図18】一実施形態による、不平衡装荷であっても図17のNPCインバータを制御する方法を示す制御線図である。

【図19】一実施形態による、負荷の不平衡の程度に基づいて図17のNPCインバータを動作させるための方法の流れ図である。

【発明を実施するための形態】

【0010】

以下、本発明の1つまたは複数の特定の実施形態について説明する。これらの実施形態についての簡潔な説明を提供する努力の一環として、本明細書には場合によっては実際の実施態様のすべての特徴は説明されていない。すべてのこのような実際の実施態様の開発においては、すべてのエンジニアリングまたは設計プロジェクトの場合と同様、場合によっては実施態様毎に変化するシステム関連の制約およびビジネス関連の制約とのコンプライアンスなどの開発者の特定の目的を達成するためには多くの実施態様特化決定を実施しなければならないことを理解されたい。さらに、このような開発努力は場合によっては複雑で、かつ、時間がかかるが、それにもかかわらず本開示の利益を有する当業者にとっては、設計、製作および製造の決まりきった請負業務であることを理解されたい。

40

【0011】

本発明の様々な実施形態の要素を引き合いに出す場合、「1つの」、「その（該）」お

50

よび「前記」という表現には、複数の要素のうちの１つまたは複数が存在していることを意味することが意図されている。「備える」、「含む」および「有する」という用語には、包括的であり、挙げられている要素以外の追加要素が存在する可能性があることを意味することが意図されている。

【 0 0 1 2 】

本開示は、中性点クランプ（NPC）インバータを使用している無停電電源装置（UPS）の制御に関する。詳細には、本開示は、負荷不平衡の程度に応じて３－レベルモードまたはそれより高いレベルモード、あるいは２－レベルモードのいずれかで動作させることができるNPCインバータに関する。３－レベルまたはそれより高いレベルの動作は、２－レベル動作に優る、例えば交流（AC）電流の高調波ひずみが小さい、スイッチング損失が比較的より小さい、およびNPCインバータ内のスイッチングデバイスの阻止電圧がより低いなどの特定の利点を提供することができる。一方、３－レベル動作は、負荷が不平衡である場合、NPCインバータ内のDC電圧レベルが不平衡になる原因になることがある。２－レベル動作の下では、NPCインバータは、高度に不平衡の負荷であっても適切に動作することができる。したがって本開示は、負荷が実質的に平衡している場合（すなわち完全に平衡しているか、あるいは不平衡がごく穏やかである場合、つまり３－レベルモードで取られる特定の修正処置によってこのような穏やかな不平衡負荷を緩和することができる程度を超えない不平衡である場合）、３－レベルモードで動作するようにNPCインバータを制御する無停電電源装置（UPS）を教示している。UPSは、負荷が実質的に不平衡である場合（すなわち穏やかであるとは言えない程度を超えて不平衡である、つまり３－レベルモードで取られる修正処置では不平衡装荷の影響を緩和することができない程度の不平衡である場合）、２－レベルモードで動作するようにNPCインバータを制御することができる。

【 0 0 1 3 】

図１は、このような無停電電源装置（UPS）システム１０の一例を示したものである。UPSシステム１０は、負荷１４に電力を供給する無停電電源装置（UPS）１２を含む。電源１６は、UPS１２に交流（AC）電力を供給する。電源１６は、例えば電力格子または局所発電機あるいは遠隔発電機からの公益事業電力を表すことができる。整流器１８は、AC電力を直流（DC）電力に変換することができる。このDC電力の一部は、電池２０または他の適切なエネルギー蓄積デバイスに貯蔵することができる。中性点クランプ（NPC）インバータ２２は、整流器１８および／または電池２０からのDC電力を負荷１４に供給される三相AC電力に変換することができる。

【 0 0 1 4 】

NPCインバータ２２は、実質的に平衡している（すなわち完全に平衡しているか、あるいは不平衡がごく穏やかである、つまり３－レベルモードで取られる特定の修正処置によってこのような穏やかな不平衡負荷を緩和することができる程度を超えない不平衡である）状態の下では３－レベルモードで動作することができる。実質的に不平衡（すなわち穏やかであるとは言えない程度を超えて不平衡である、つまり３－レベルモードで取られる修正処置では不平衡装荷の影響を緩和することができない程度の不平衡）状態の下では、NPCインバータ２２は、２－レベルモードで動作して十分な平衡を提供することができる。負荷１４に供給されるAC波形の品質は、２－レベルモードで供給されるAC波形の品質より幾分か良好にすることができるため、一般的には３－レベルモードでの動作が好ましいことを理解されたい。NPCインバータ２２は、２－レベルモードまたは３－レベルモードのいずれかで動作するものとして説明されているが、他の実施形態では、NPCインバータ２２は、３－レベルより高いモードで動作することも可能であることを理解されたい。いずれの場合においても、NPCインバータ２２は、実質的に不平衡状態の下では２－レベルで動作することができる。

【 0 0 1 5 】

コントローラ２４は、UPS１２内の様々な位置から様々な電気測値２６を受け取り、かつ、２－レベルモードまたは３－レベルモードでNPCインバータ２２を制御するため

10

20

30

40

50

の制御信号 28 を生成することができる。制御信号 28 を決定するために、UPS コントローラ 24 は、メモリおよび / または記憶装置に操作可能に結合されたプロセッサを使用することができる。プロセッサおよび / または他のデータ処理回路は、任意の適切な製造物品に記憶されている命令を実行することができ、製造物品は、少なくとも集合的にこのような命令を記憶する 1 つまたは複数の有形機械可読媒体を有している。メモリおよび / または記憶装置は、このような製造物品を表すことができる。メモリおよび / または記憶装置は、とりわけ、ランダムアクセスメモリ、リードオンリメモリ、書き換え型メモリ、ハードドライブまたは光ディスクを表すことができる。追加または別法として、UPS コントローラ 24 は、本明細書において説明されている技法を実行し、あるいはプロセッサをサポートする (例えば通信を補助することによって) ようにフィールドプログラマブルゲートアレイ (FPGA) または専用集積回路 (ASIC) を含むことも可能である。

10

【0016】

制御信号 28 は、NPC インバータ 22 の様々なスイッチの動作を制御することができる。図 2 は、これらのスイッチを示した回路図である。図 2 に示されている NPC インバータ 22 の回路図は、三線構成を概略的に示したものであることを理解されたい。特定の四線構成については、以下で図 17 を参照してさらに説明する。図 2 の例では、電圧差 V_{DC} は、NPC インバータ 22 に供給される DC 電圧を表している。コンデンサ C1 および C2 は、対応する個々のコンデンサ電圧 V_{dc1} および V_{dc2} を有することができる。コンデンサ C1 と C2 の間には、NPC インバータ 22 の 3 つの相の個々の相のダイオードによってクランプされる中性点である。NPC インバータ 22 の 3 つの相は、R、Y および B で示されている。対応する名称 U、V および W が同じく使用されている場合もある。R、Y および B、ならびに U、V および W は、負荷 14 に供給される電力の 3 つの相 (例えば 1、2 および 3) を単純に表していることを理解されたい。図 2 では、NPC インバータ 22 は、これらの 3 つの相のための回路を含むものとして示されている。詳細には、第 1 の相 (例えば R) はクランピングダイオード DR1 および DR2 を含み、第 2 の相 (例えば Y) はクランピングダイオード DY1 および DY2 を含み、また、第 3 の相 (例えば B) はクランピングダイオード DB1 および DB2 を含む。また、個々の相は、それぞれ SR1、SR2、SR3 および SR4、SY1、SY2、SY3 および SY4、ならびに SB1、SB2、SB3 および SB4 で示されている 4 つのスイッチを含む。

20

【0017】

特定の構成では、スイッチ SR1、SR2、SR3、SR4、SY1、SY2、SY3、SY4、SB1、SB2、SB3 および SB4 のオンおよびオフの切換えにより、特定の AC 波形を負荷 14 にもたらしすることができる。一例では、コントローラ 24 は、空間ベクトルパルス幅変調 (SVPWM) スキームを使用して、NPC インバータ 22 を介して負荷 14 に供給される電力の相を生成することができる。図 3 は、空間ベクトルパルス幅変調を使用して達成することができる様々な状態を示す 3 - レベル SVPWM 六角形 30 の一例を示したものである。図 3 の SVPWM 六角形 30 で示されているように、縦座標は、電力の虚数成分 (Im) を表しており、また、横座標は、電力の実数成分 (Re) を表している。ここでは U、V および W で示されている電力の 3 つの相は、互いに 120% だけ分離されている。SV PWM 六角形 30 内の個々の点は、NPC インバータ 22 のスイッチング状態を表している。一例を提供するために、SV PWM 六角形 30 内の実軸に沿った最も遠くに位置しているスイッチング状態 PNN は、NPC インバータ 22 のスイッチを以下のように設定することによって達成することができる。

30

40

【0018】

【表 1】

SR1	オン
SR2	オン
SR3	オフ
SR4	オフ
SY1	オフ
SY2	オフ
SY3	オン
SY4	オン
SB1	オフ
SB2	オフ
SB3	オン
SB4	オン

10

20

言い換えると、スイッチング状態 P N N の場合、第 1 の相（例えば R ）は、約
+ $V_{dc} / 2$
の電圧を受け取り、第 2 の相（例えば Y ）は、約
- $V_{dc} / 2$
の電圧を受け取り、また、第 3 の相（例えば B ）は、同じく約
- $V_{dc} / 2$
の電圧を受け取る。他の例では、状態 O P N は、NPC インバータ 2 2 のスイッチを以下
のように設定することによって達成することができる。
【 0 0 1 9 】

30

【表 2】

SR1	オフ
SR2	オン
SR3	オン
SR4	オフ
SY1	オン
SY2	オン
SY3	オフ
SY4	オフ
SB1	オフ
SB2	オフ
SB3	オン
SB4	オン

10

20

したがって状態OPNは、第1の相を中性点に接続する（例えばゼロベクトルを表す）ことによって達成することができ、第2の相（例えばY）は、
 $+V_{dc}/2$
 の電圧を受け取ることができ、また、第3の相（例えばB）は、
 $-V_{dc}/2$
 の電圧を受け取ることができる。

30

【0020】

コントローラ24は、負荷14が実質的に平衡している場合、任意の適切な3-レベル動作モードに従って、SVPWM六角形30に示されている状態を適用することができる。図3のSVPWM六角形30から分かるように、4つのベクトルグループにわたって合計27のSVPWM状態が存在している。第1のベクトルグループは、全ベクトル変調指数を提供する状態を表し、SVPWM六角形30の外側の隅に生じる。これらは、状態PNN、PPN、NPN、NPP、NNPおよびPNPを含む。以下でより詳細に説明するように、これらの6つの全ベクトルは、2-レベルモードに使用されるベクトルと同じである。2-レベルモードで動作する場合、これらの6つの状態のみを使用することができる。さらに、同じく以下でより詳細に説明するように、NPCインバータ22のコンデンサC1およびC2は、これらの6つの状態が適用されると、充電または放電しない。

40

【0021】

第2のベクトルグループは、3で割った全ベクトルであり、SVPWM六角形30の隅と隅の間に生じる。これらの状態は、PON、OPN、NPO、NOP、ONPおよびPNOを含む。この第2のベクトルグループ内の状態は、適用されると、コンデンサC1

50

またはC 2のうちの1つを充電し、あるいは放電させることができる。以下でさらに説明するように、負荷1 4が完全に平衡している場合、NPCインバータ2 2のコンデンサC 1およびC 2の充電および放電の影響は場合によっては重要ではない。負荷1 4が完全に平衡している場合、これらの状態全体の充電および放電の正味の量も同じく平衡し、したがってC 1およびC 2のコンデンサ電圧 V_{dc1} および V_{dc2} は変化しない。

【0022】

第3のベクトルグループは、SVPWM六角形30の内部頂点を表しており、全ベクトルの0.5以下の変調指数を提供する。SVPWM六角形30から分かるように、SVPWM六角形30の内部頂点は冗長であり、つまり個々のベクトルは、2つの異なる状態を介して達成することができる。この第3のベクトルグループ内の状態は、POO、ONN、PPO、OON、OPO、NON、OPP、NOO、OOP、NNO、POPおよびONNを含む。以下でより詳細に説明するように、これらのSVPWM状態が適用されると、NPCインバータ2 2のコンデンサC 1およびC 2を充電し、あるいは放電させることができる。負荷が完全に平衡している正規の3 - レベル動作の下では、これらの様々な冗長状態が実質的に等しく適用されると、コンデンサの充電および放電は、ほとんど重要ではない（例えば、通常、正規の適切な3 - レベル動作モードを使用して実施されるため）。一方、穏やかな不平衡負荷の影響は、このベクトルグループの特定の冗長状態を戦略的に選択し、NPCインバータ2 2のコンデンサC 1およびC 2を充電し、および/または放電させることによって緩和することができる。

【0023】

第4の最後のベクトルグループは、SVPWM六角形30の中央部分のいわゆる死ベクトルを生成する3つの冗長SVPWM状態を表している。これらの3つのSVPWM状態は、PPP、OOOおよびNNNを含む。これらの状態は、コンデンサC 1およびC 2を充電することはなく、あるいは放電させることもない。通常、これらの状態は、NPCインバータ2 2を3 - レベルモードで制御するためには使用されない。

【0024】

上で言及したように、SVPWM六角形30の頂点と結合している全ベクトル状態（例えば第1のベクトルグループの）は、コンデンサC 1またはC 2を充電し、あるいは放電させることは全くない。図4および5は、例えば、このベクトルグループからのPPN状態およびPNN状態の簡易回路図をそれぞれ示したものである。最初に図4を参照すると、コントローラ2 4がNPCインバータ2 2をPPN状態で動作するように制御する場合、第1の相（例えばR）および第2の相（例えばY）は、コンデンサC 1に接続されているDCバスの正のレールを介して電力を受け取る。第3の相（例えばB）は、DCバスの負のレールから電力を受け取る。コンデンサC 1およびC 2は、均等に充電され、あるいは放電する。

【0025】

同様に、図5に示されているように、NPCインバータ2 2のコンデンサC 1およびC 2は、コントローラ2 4がNPCインバータ2 2に状態PNNを適用させると、均等に充電され、あるいは放電する。図5から分かるように、コントローラ2 4がNPCインバータ2 2に状態PNNを適用させると、第1の相（例えばR）は、DCバスの正のレールから電力を受け取ることができ、一方、第2の相（例えばY）および第3の相（例えばB）は、DCバスの負のレールから電力を受け取る。図5に示されているように、コンデンサC 1およびC 2は均等に充電され、あるいは放電する。

【0026】

一方、図6～8に示されているように、特定の他のSVPWM状態がNPCインバータ2 2に適用されると、コンデンサC 1およびC 2を不均等に充電し、あるいは放電させることができる。例えばコントローラ2 4がSVPWM状態PONを適用すると、第1の相（例えばR）は、DCバスの正のレールから電力を受け取り、第3の相（例えばB）は、DCバスの負のレールから電力を受け取り、また、第2の相（例えばY）は中性点に接続され、それぞれ電流 i_R 、 i_B および i_Y を生成する。第2の相（例えばY）は中性点に

接続されるため、 $C1$ および $C2$ によって共有されているノードに中性電流 i_N が流入する。負荷 14 が平衡している場合、コンデンサ $C1$ および $C2$ を均等に充電し、および / または放電させることができる。しかしながら、負荷 14 が不平衡である程度によっては、コンデンサ $C1$ および $C2$ の充電が不均等になることがある。コンデンサ $C1$ または $C2$ のこの不均等充電は、 DC バス電圧に影響を及ぼすことがある。

【0027】

図 7 の例では、コントローラ 24 は状態 POO を NPC インバータ 22 に適用している。上で説明したように、 $SVPWM$ 状態 POO は、図 3 の $SVPWM$ 六角形 30 の複数の内部頂点のベクトル 1 を達成する冗長状態のうちの 1 つを表している。図 7 の例では、 $SVPWM$ 状態 POO が適用されると、第 1 の相（例えば R ）は DC バスの正のレールに接
10
続され、また、第 2 の相（例えば Y ）および第 3 の相（例えば B ）は中性点に接続される。 $SVPWM$ 状態 POO が適用されると、コンデンサ $C1$ および $C2$ は必然的に不均等に充電され、あるいは放電することになる。

【0028】

この不均等充電または放電は、図 8 に示されているように、 $SVPWM$ 状態 ONN が NPC インバータ 22 に適用された場合にも必然的に生じる。図から分かるように、 ONN 状態では第 1 の相（例えば R ）および第 2 の相（例えば Y ）は、コンデンサ $C1$ と $C2$ の間の中性点に接続される。第 3 の相（例えば B ）は、 DC バスの低い方のレールに接続される。図 8 から分かるように、コンデンサ $C1$ および $C2$ は、 ONN 状態では必然的に異なる量だけ充電され、あるいは放電することになる。
20

【0029】

負荷が完全に平衡している正規の 3 - レベルモード動作の下では、様々な状態におけるコンデンサ $C1$ および $C2$ の不均等放電は問題ではない。つまり、3 - レベルモードの正規の動作は、コンデンサ $C1$ よりもコンデンサ $C2$ の方をより多く充電し、あるいは放電させるこれらの状態と同じ数の状態で、コンデンサ $C2$ よりもコンデンサ $C1$ の方をより多く充電し、あるいは放電させる $SVPWM$ 状態の適用を含むことができる。正規の 3 - レベルモード動作は、コントローラ 24 が $SVPWM$ 六角形 30 の内部六角形内のベクトルを適用すると、例えば冗長 $SVPWM$ 状態 POO と ONN 、 PPO と ONN 、 OPN と NON 、 OPP と NOO 、 OOP と NNO 、および POP と ONO の間の交番を含むことができる。
30

【0030】

負荷の不平衡が穏やかである場合、コントローラ 24 は、図 9 ~ 14 に示されているように、不均等装荷の影響を緩和するためにこれらの冗長 $SVPWM$ 状態が適用される方法を変更することができる。図 9 ~ 14 は、詳細には、冗長 $SVPWM$ 状態およびこれらの冗長状態を選択して穏やかな不平衡負荷を考慮することができる方法を示したものである。3 - レベル動作モードを実行している間、所与のベクトルを達成するために他の冗長状態よりも優先して 1 つの冗長状態を戦略的に選択する場合、コントローラ 24 は、負荷 14 の比較的小さい不平衡を考慮することができる。本開示の目的のために、穏やかな不平衡負荷は、適切な冗長 $SVPWM$ 状態を選択することにより、3 - レベルモード動作の間、不均等コンデンサ充電および放電によって NPC インバータ 22 が不安定になるのを防
40
止することができるため、「実質的に平衡している」と見なすことができることを想起することができる。

【0031】

図 9 を考察すると、2 つの冗長状態 POO および ONN が示されている。これらの 2 つの状態は、 $SVPWM$ 六角形 30 内の同じベクトルを得るために、いずれも実質的に交換可能に使用することができる。これらの冗長状態のうちの一方をもう一方より多く適用することにより、異なる方法でコンデンサ $C1$ および $C2$ を充電し、かつ、放電させることができる。例えば、状態 POO ではコンデンサ $C1$ の方をコンデンサ $C2$ より多く充電し、あるいは放電させることができる。状態 ONN ではコンデンサ $C2$ の方をコンデンサ $C1$ より多く充電し、あるいは放電させることができる。
50

【 0 0 3 2 】

他の冗長状態でも同様の効果が得られることが分かる。例えば、図 1 0 に示されているように状態 P P O が適用されると、コンデンサ C 1 の方をコンデンサ C 2 より多く充電し、あるいは放電させることができる。対応する冗長状態 O O N では、コンデンサ C 2 の方をコンデンサ C 1 より多く充電し、あるいは放電させることができる。図 1 1 では、状態 O O P が適用されると、コンデンサ C 1 の方をコンデンサ C 2 より多く充電し、あるいは放電させることができることが分かる。対応する冗長状態 N N O では、コンデンサ C 2 の方をコンデンサ C 1 より多く充電し、あるいは放電させることができる。状態 P O P では、図 1 2 に示されているように、コンデンサ C 1 の方をコンデンサ C 2 より多く充電し、あるいは放電させることができる。対応する冗長状態 O N O では、コンデンサ C 2 の方をコンデンサ C 1 より多く充電し、あるいは放電させることができる。図 1 3 に示されているように、状態 O P O が適用されると、コンデンサ C 1 の方をコンデンサ C 2 より多く充電し、あるいは放電させることができる。対応する冗長状態 N O N では、コンデンサ C 2 の方をコンデンサ C 1 より多く充電し、あるいは放電させることができる。最後に、図 1 4 を参照すると、状態 O P P が適用されると、コンデンサ C 1 の方をコンデンサ C 2 より多く充電し、あるいは放電させることができる。対応する冗長状態 N O O では、コンデンサ C 2 の方をコンデンサ C 1 より多く充電し、あるいは放電させることができる。

10

【 0 0 3 3 】

コントローラ 2 4 は、コンデンサ C 1 および C 2 の両端間の電圧が互いに異なっている程度に応じてこれらの冗長状態のその選択を変更することができる。例えばコントローラ 2 4 は、図 1 5 に示されている制御スキーム 3 2 を適用することができる。図 1 5 に示されている制御スキーム 3 2 の例では、コントローラ 2 4 は、値 V d c 1 を入力 3 4 として受け取り、また、値 V d c 2 を入力 3 6 として受け取ることができる。上で説明したように、値 V d c 1 および V d c 2 は、それぞれコンデンサ C 1 および C 2 の両端間の電圧を表している。これらの入力 3 4 および 3 6 は、加算ブロック 3 8 で比較することができる。例えば値 V d c 2 を値 V d c 1 から引くことができる。

20

【 0 0 3 4 】

第 1 のコンデンサの電圧差（例えば V d c 1 ）と第 2 のコンデンサの両端間の電圧差（例えば V d c 2 ）の差は、移行決定ブロック 4 0 に入力することができる。値 V d c 1 および V d c 2 が互いに異なっている程度に応じて（これは負荷 1 4 の不平衡の程度を表している）、移行決定ブロック 4 0 は、N P C インバータ 2 2 を 3 - レベルモードまたは 2 - レベルモードで動作させることができる。詳細には、加算ブロック 3 8 の出力の大きさが何らかの閾値（例えば D C バスの総電圧差 V D C が 8 0 0 ボルトである場合、約 1 0 ボルト）未満である間、移行決定ブロック 4 0 は、2 - レベルモードではなく、3 - レベルモードで N P C インバータ 2 2 を動作させることができる。これらの条件の下では、負荷 1 4 は実質的に平衡していることは理解されよう。第 1 のコンデンサの電圧差（例えば V d c 1 ）と第 2 のコンデンサの両端間の電圧差（例えば V d c 2 ）の副閾値電圧差によるあらゆる穏やかな不平衡による影響は、一方のコンデンサの方がもう一方のコンデンサよりもより多く充電され、あるいは放電する冗長状態を選択的に適用することによって緩和することができる。

30

40

【 0 0 3 5 】

加算ブロック 3 8 の出力の大きさが閾値より大きい場合、移行ブロック 4 0 は、3 - レベルモードではなく、2 - レベルで N P C インバータ 2 2 を動作させることができる。詳細には、上で説明したように、2 - レベルモードは、コンバータ当たり、幾分かより大きい高調波ひずみ、より低い効率およびより低い電力定格を提供することになるが、負荷 1 4 が実質的に不平衡である場合、良好に動作することができる。上で言及したように、2 - レベルモードは、コンデンサ C 1 および C 2 を均等に充電し、あるいは放電させる S V P W M 六角形 3 0 の頂点の 6 つの S V P W M 状態のみを使用することができる。

【 0 0 3 6 】

加算ブロック 3 8 によって出力される値 V d c 1 と値 V d c 2 の差は、P I コントロー

50

ラブロック 42 を介して処理することも可能である。図 15 に提供されている制御スキーム 32 では、P I コントローラブロック 42 は、演算

$$num(s) / s$$

を実行する。結果として得られる、P I コントローラブロック 42 によって出力される値は、一般的には常に瞬時測値である V_{dc1} および V_{dc2} のわずかな変化を考慮することができる。

【0037】

P I コントローラブロック 42 の出力は、D C オフセット出力 44 として出力することができる。コントローラ 24 は、この D C オフセット出力 44 を使用して、実質的に平衡状態を維持している穏やかな不平衡負荷を補償することができ、つまり 3 - レベルモードを維持している間、値 V_{dc1} と V_{dc2} の差を十分に小さい値（例えば閾値未満）に調整することができる。詳細には、コントローラ 24 は、図 9 ~ 14 を参照して上で説明した冗長 S V P W M 状態に基づいて 3 - レベルモードを修正することができる。つまり特定のコンデンサ C1 または C2 を充電し、あるいは放電させるように冗長状態を選択的に適用することにより、コントローラ 24 は、このような穏やかな不平衡負荷 14 を考慮することができる（事実上、負荷 14 を実質的に平衡した状態に維持する）。

【0038】

制御スキーム 32 は、整流器 18 および N P C インバータ 22 を制御するための特定の予測制御を含むことも可能である。例えば基準値 46（例えば 800 ボルト）と、入力 48 として示されている値 V_{dc} とを加算ブロック 50 で比較することができる。D C 基準 46 は、N P C インバータ 22 に対する D C バス上の電圧差の任意の目標基準を表すことができる。入力 48 は、この電圧差の実際に測定された値を表している。D C 基準 46 と加算ブロック 50 によって出力される値 V_{dc} 入力 48 の差は、P I コントローラブロック 52 を介して処理することができる。P I コントローラブロック 52 は、

$$(10s + 1000) / s$$

などの任意の適切な変換を適用することができる。P I コントローラブロック 52 の出力は、D C 誤差出力 54 として使用することができる。

【0039】

基準波形 55 には P I コントローラ 52 の出力を掛け合わせることができる。さらに、基準波形 55 は、重み付けブロック 60 で重み付けすることができるゼロ交差改善ブロック 58（例えば 2 倍に重み付けされる）を介して処理することができる。乗算ブロック 56 で基準波形 55 が掛け合わされた D C 誤差 54 は、加算ブロック 62 で D C オフセット 44 に加えることができる。同じく加算ブロック 62 で、重み付けブロック 60 の出力を引くことができる。加算ブロック 62 によって出力される値は、予測制御ブロック 64 で使用することができる。予測制御ブロック 64 は、N P C インバータ 22 および / または整流器 18 を制御するための適切なパルス幅変調（P W M）基準波形を決定することができる。

【0040】

上で説明した 2 - レベルモードで動作させるか、あるいは 3 - レベルモードで動作させるかどうかの決定は、図 16 の流れ図 66 によって概略的に示されているように実施することができる。流れ図 66 は、コントローラ 24 が値 V_{dc1} と V_{dc2} の瞬時差を決定する（ブロック 68）と開始することができる。この差は、負荷 14 が完全に平衡していない程度を表すことができる（負荷 14 が「実質的に平衡した」状態を維持している場合であっても）。値 V_{dc1} と V_{dc2} の差が第 1 のリミット未満（例えば修正 3 - レベル動作によっては緩和することができない程度に十分に小さい差）を維持している間（決定ブロック 70）、コントローラ 24 は、N P C インバータ 22 の正規の 3 - レベル動作を実行することができる（ブロック 72）。コントローラ 24 は、任意の適切な方法で N P C インバータ 22 の正規の 3 - レベル動作を実行することができる。

【0041】

値 V_{dc1} と V_{dc2} の差が第 1 のリミットより大きく（決定ブロック 70）、かつ、

第2のリミット未満である場合（決定ブロック74）、コントローラ24は、修正3-レベル動作を実行することができる（ブロック76）。この状態の下では、負荷14は穏やかな不平衡であってもよいが、修正3-レベル動作は、この不平衡の影響を十分に緩和することができるため、依然として「実質的に平衡している」と見なすことができる。詳細には、コントローラ24は、図3のSVPWM六角形30の内部六角形から特定の冗長状態を選択することができる。コントローラ24は、このオフセット値（例えば図15のDCオフセット出力44を参照して言及したオフセット値）を考慮するために、コンデンサC1およびC2を充電し、および/または放電させる特定の冗長状態を選択することができる。

【0042】

値Vdc1とVdc2の差が第1のリミット（決定ブロック70）および第2のリミット（決定ブロック74）の両方より大きい場合、ブロック76の修正3-レベルモードの動作では、負荷14の不平衡の性質を十分に考慮することはできない。このような状態の下では、負荷14は、実質的に不平衡であると見なすことができる。コントローラ24は、任意の適切な技法を使用してNPCインバータ22を2-レベルモードで動作させることができる。2-レベルモードで動作している間、コントローラ24が適用することができるのは、図3のSVPWM六角形30の外部頂点のSVPWM状態のみである（例えばPNN、PPN、NPN、NPP、NNPおよびPNP）。

【0043】

上記の説明は、図17に概略的に示されている四線式NPCインバータ22の回路図などのNPCインバータ22の四線構成にも適用することができる。図17の例では、NPCインバータ22は、負荷14に出力電力の3つの相（例えばR、YおよびB）を供給する。NPCインバータ22の中性点からの中性線80は、同じく負荷14に接続されている。インダクタ82および逆阻止IGBT84（および/または静止スイッチモジュール（SSM））は、スイッチN1およびN4を含んだNPCインバータの第4の脚にNPCインバータ22の中性点を接続することができる。いくつかの実施形態では、スイッチN1とN4の間にスイッチN2およびN3を追加することができるが、閉じたままにすることができる。したがってスイッチN2およびN3は、図17には示されていない。

【0044】

図17のNPCインバータ22の四線構成は、図2のNPCインバータ22の三線構成と同様の方法で動作させることができる。つまり負荷14が実質的に平衡状態を維持している間、NPCインバータ22は3-レベルモードで動作させることができ、また、逆阻止IGBT84を開くことができる。また、これらの条件の下では、スイッチN1およびN4も同じく開いた状態に維持することができる。負荷14が何らかの閾値量を超えて不平衡になると、逆阻止IGBT84および/またはSSMを閉じ、NPCインバータ22の第4の脚を中性線80の中性点に結合することができる。次に、コントローラ24は、中性線80の中性電流を調整するために、任意の適切な方法でスイッチN1およびN4を切り換えることができ、その一方でDCバス電圧の利用を改善することも可能である。

【0045】

図17に示されているNPCインバータ22の四線構成の場合、コントローラ24は、図18に示されている制御スキーム86を使用することができる。図18の制御スキーム86では、コンバータ制御ブロック88は、値Vdc1（数表示90）およびVdc2（数表示92）、ならびにNPCインバータ22からの出力電圧および電流値（数表示94）を受け取ることができる。コンバータ制御ブロック88は、変調信号96を得るために、上で説明した制御技法を始めとする任意の適切な制御技法を使用することができる。リミッタブロック98は、ここでは入力0のラベルが振られている信号100を生成するために、変調信号を値Vdc1とVdc2の間に制限することができる。制御規則ブロック102は、入力0信号100および2つの他の入力値104および106を受け取ることができる。入力1として示されている入力値104は、関係

$$\text{入力1} = (V_{dc} / 2) / (V_{dc1} + K1)$$

10

20

30

40

50

に従って決定することができる。上式で V_{dc} は定数値（例えば800V）である。同様に、入力2として示されている入力値106は、関係

$$\text{入力2} = (V_{dc} / 2) / (V_{dc2} + K1)$$

に従って決定することができる。

【0046】

制御規則ブロック102は、次に、図に示されている制御規則を適用することができる。つまり、入力0信号100が0より大きい場合、出力4として示されている出力信号108は、出力4 = 入力0・入力1の関係に従って決定することができる。同様に、入力0信号100が0以下である場合、出力信号108出力4は、出力4 = - 入力0・入力2の関係に等しくすることができる。出力信号108出力4は、図17のNPCインバータ22の四線における接地電流を小さくするために三角波形と比較することができる変調信号を表している。制御規則ブロックは、中性点が接地された場合の接地電流を小さくするために、図17のNPCインバータ22の4つのすべての脚、および整流器18の3つのすべての脚に対して使用することができることを理解されたい。

【0047】

上で言及したように、図17に示されているNPCインバータ22の四線構成は、どちらかと言えば負荷14が実質的に平衡しているか、あるいは実質的に不平衡であるかどうかに応じて異なる方法で動作させることができる。図19の流れ図110は、図17のNPCインバータ22を制御するためのこのような方法の1つを示したものである。流れ図110は、コントローラ24が値 V_{dc1} と V_{dc2} の瞬時差を決定する（ブロック112）と開始することができる。この差の値があるリミット内であれば（例えば理想値の約0.5%、0.6%、0.7%、0.8%、0.9%、1.0%または1.1%内であれば）（決定ブロック114）、コントローラ24は、逆阻止IGBT84および/またはSSMを開くことができる。したがってコントローラ24は、NPCインバータ22の第4の脚を切り換えることはできない。一方、値 V_{dc1} と V_{dc2} の差がリミットより大きい場合（決定ブロック114）、コントローラ24は逆阻止IGBT84および/またはSSMを閉じることができる（ブロック118）。次に、コントローラ24は、中性線80を通して流れる中性電流を調整し、かつ、コンデンサC1およびC2のDCバス電圧を制御するために、スイッチN1およびN2を切り換えることができる。

【0048】

本開示の技術的効果は、とりわけ、負荷の平衡に応じた中性点クランプ（NPC）インバータの2 - レベル動作と3 - レベル動作の間の知的移行を含む。したがって負荷が実質的に平衡している場合、NPCインバータを使用している無停電電源装置（UPS）は、3 - レベル動作モードを適用することができる。3 - レベル動作は、2 - レベルモードと比較すると、より高い電力定格、より高い効率およびより小さい高調波ひずみを提供することができる。さらに、本開示によるUPSは、負荷が実質的に平衡状態を維持している間、たとえ負荷に幾分かの不平衡が生じたとしても、NPCインバータに対してベクトル制御を適用する際に冗長スイッチングベクトルを操作することにより、3 - レベルモードの動作を継続することができる。最後に、負荷が実質的に不平衡になると、2 - レベルモードで動作することにより、UPSは、負荷の平衡が変化しても動作を継続することができる。

【0049】

本成文説明には、最良のモードを含む、本発明を開示するための例が使用されており、また、任意のデバイスまたはシステムの構築および使用、ならびに組み込まれている任意の方法の実施を含む、すべての当業者による本発明の実践を可能にするための例が使用されている。本発明の特許可能な範囲は、特許請求の範囲によって定義されており、当業者に思い浮ぶ他の例を含むことができる。このような他の例には、それらが特許請求の範囲の文字言語と同じ構造エレメントを有している場合であっても、あるいはそれらが特許請求の範囲の文字言語とは非現実的に異なる等価構造エレメントを含んでいる場合であっても、特許請求の範囲に包含されることが意図されている。

【符号の説明】

【 0 0 5 0 】

1 0	U P S システム	
1 2	U P S	
1 4	負荷	
1 6	電源	
1 8	整流器	
2 0	電池	
2 2	N P C インバータ	
2 4	コントローラ	10
2 6	様々な電気測値	
2 8	制御信号生成	
3 0	3 - レベル S V P W M 六角形	
3 2、8 6	制御スキーム	
3 4、3 6、4 8	入力	
3 8、5 0、6 2	加算ブロック	
4 0	移行決定ブロック	
4 2、5 2	P I コントローラブロック	
4 4	D C オフセット出力	
4 6	基準値	20
5 4	D C 誤差出力	
5 5	基準波形	
5 6	乗算ブロック	
5 8	ゼロ交差改善ブロック	
6 0	重み付けブロック	
6 4	予測制御ブロック	
6 6、1 1 0	流れ図	
6 8、7 2、7 6、1 0 2、1 1 2、1 1 8	ブロック	
7 0、7 4、1 1 4	決定ブロック	
8 0	中性線	30
8 2	インダクタ	
8 4	逆阻止 I G B T	
8 8	コンバータ制御ブロック	
9 0、9 2、9 4	数表示	
9 6	変調信号	
9 8	リミッタブロック	
1 0 0	信号	
1 0 4、1 0 6	入力値	
1 0 8	出力信号	

【図 1】

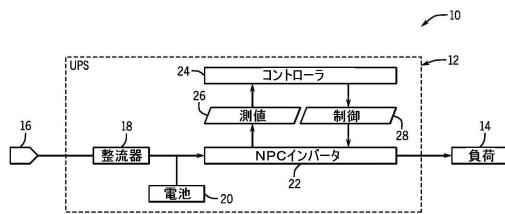


FIG. 1

【図 2】

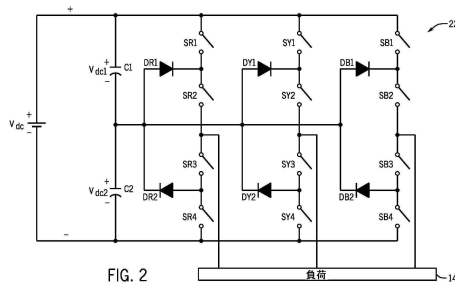


FIG. 2

【図 3】

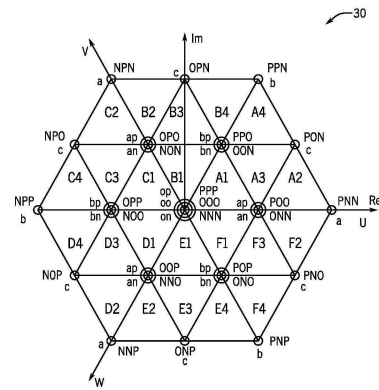


FIG. 3

【図 4】

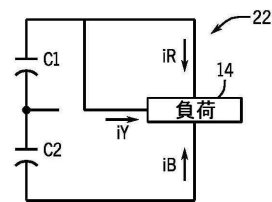


FIG. 4

【図 5】

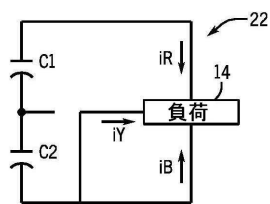


FIG. 5

【図 7】

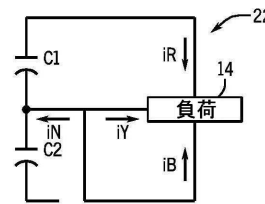


FIG. 7

【図 6】

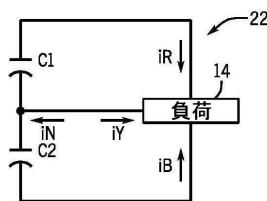


FIG. 6

【図 8】

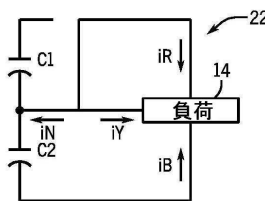


FIG. 8

【圖 9】

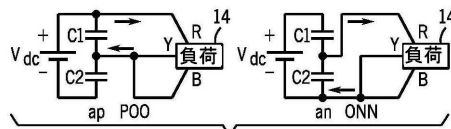


FIG. 9

【 図 1 0 】

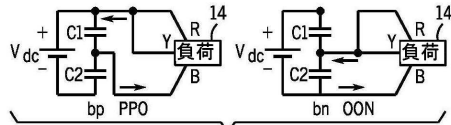


FIG. 10

【 図 1 1 】

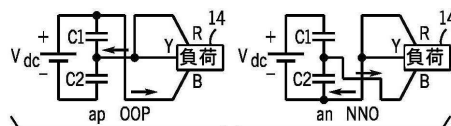


FIG. 11

【 図 1 2 】

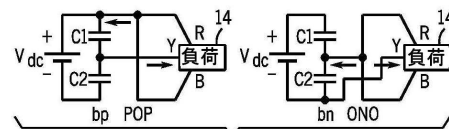


FIG. 12

【 図 1 3 】

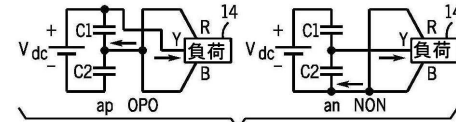


FIG. 13

【 図 1 4 】

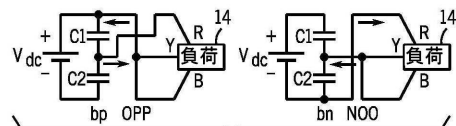


FIG. 14

【 図 1 5 】

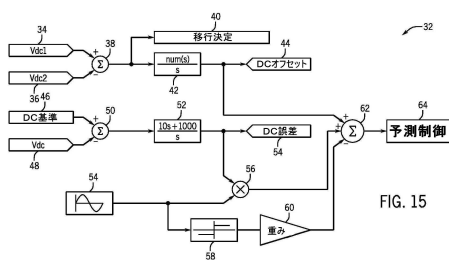


FIG. 15

【 図 1 6 】

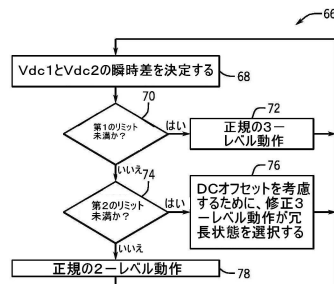


FIG. 16

【圖 17】

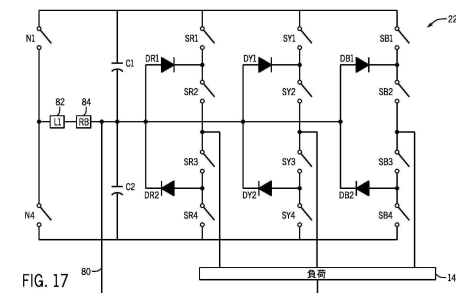


FIG. 17

【圖 18】

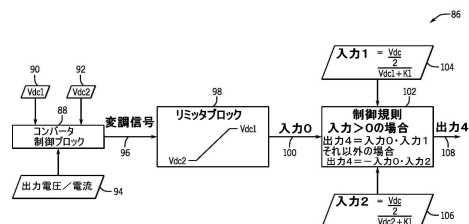


FIG. 18

【図 19】

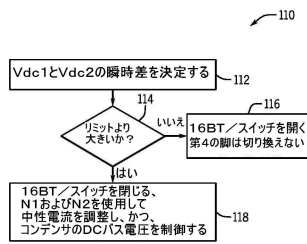


FIG. 19

フロントページの続き

- (72)発明者 ヤショマニ・ワイ・コルハトカール
インド、アンドラ・プラデッシュ・500003、ベグンペット・ハイデラバッド、エス・ピー・
ロード・ヒューダ・レーン、センター・ポイント・ヒューダ・レーン、インディア・イノベーション・センター
- (72)発明者 シルヴィオ・コロンビ
スイス、ティチノ・6595、リアッジノ、ヴィア・カントナレ、50番
- (72)発明者 マルコ・ピエモンテシ
スイス、ティチノ・6595、リアッジノ、ヴィア・カントナレ、50番
- (72)発明者 ラクシュミ・プラサド
インド、アンドラ・プラデッシュ・500003、ベグンペット・ハイデラバッド、エス・ピー・
ロード・ヒューダ・レーン、センター・ポイント・ヒューダ・レーン、インディア・イノベーション・センター
- (72)発明者 ラウロ・ストロッチ
スイス、ティチノ・6595、リアッジノ、ヴィア・カントナレ、50番

審査官 栗栖 正和

- (56)参考文献 特開2003-169480(JP,A)
特開2002-176784(JP,A)
特開平09-065658(JP,A)
特開平04-334976(JP,A)
特表2010-529821(JP,A)
特開2009-100505(JP,A)

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