

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4695138号
(P4695138)

(45) 発行日 平成23年6月8日(2011.6.8)

(24) 登録日 平成23年3月4日(2011.3.4)

(51) Int. Cl.	F I
HO2M 7/06 (2006.01)	HO2M 7/06 M
HO2M 7/12 (2006.01)	HO2M 7/06 U
HO2M 7/487 (2007.01)	HO2M 7/12 M
	HO2M 7/12 U
	HO2M 7/487

請求項の数 13 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2007-516927 (P2007-516927)	(73) 特許権者	505056845
(86) (22) 出願日	平成17年2月15日(2005.2.15)		アーベーパー・シュバイツ・アーゲー
(65) 公表番号	特表2008-503994 (P2008-503994A)		スイス国、シーエイチー5400 パーデ
(43) 公表日	平成20年2月7日(2008.2.7)		ン、ブラウン・ボベリ・シュトラッセ 6
(86) 国際出願番号	PCT/CH2005/000083	(74) 代理人	100091351
(87) 国際公開番号	W02006/000111		弁理士 河野 哲
(87) 国際公開日	平成18年1月5日(2006.1.5)	(74) 代理人	100088683
審査請求日	平成19年12月17日(2007.12.17)		弁理士 中村 誠
(31) 優先権主張番号	04405389.0	(74) 代理人	100108855
(32) 優先日	平成16年6月23日(2004.6.23)		弁理士 蔵田 昌俊
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)	(74) 代理人	100075672
			弁理士 峰 隆司
		(74) 代理人	100109830
			弁理士 福原 淑弘

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 低高調波多相コンバータ回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

多相コンバータ回路であって、
p相 (p ≥ 3) (R, Y, B)、及び各層 (R, Y, B) 毎に設けられたコンバータ回路要素 (1) を有し、

各コンバータ回路要素 (1) は、整流器ユニット (2)、この整流器ユニット (2) に接続された直流電圧回路 (3)、及びこの直流電圧回路 (3) に接続されたインバータ・ユニット (4) を有し、

各インバータ・ユニット (4) の第一の交流電圧出力 (5) がフェーズ接続 (6) を形成し、前記インバータ・ユニット (5) の第二の交流電圧出力 (12) がスター型に接続された、

多相コンバータ回路において、

n個のトランス (7) が設けられ、各トランスがそれぞれ、一次巻線 (8) 及びm本の三相二次巻線 (9) (但し、n ≥ 2、m ≥ 3) を有していること、及び、

二次巻線のp組のセット (10) が設けられ、二次巻線の各セット (10) が、各トランス (7) からのそれぞれ m/p本の三相二次巻線 (9) によって形成されていること、及び、

前記二次巻線の各セット (10) が、各コンバータ回路要素 (1) の整流器ユニット (2) に接続されていること、

を特徴とする多相コンバータ回路。

【請求項 2】

下記特徴を有する請求項 1 に記載の多相コンバータ回路：

前記三相二次巻線 (9) は、前記二次巻線の各セット (1 0) の中で、互いに位相がシフトされている。

【請求項 3】

下記特徴を有する請求項 2 に記載の多相コンバータ回路：

前記二次巻線の各セット (1 0) の中での三相二次巻線 (9) の、互いに対する位相シフトは、 $(6 0 \cdot p) / (n \cdot m)$ 度の整数倍である。

【請求項 4】

下記特徴を有する請求項 1 から 3 にいずれか 1 項に記載の多相コンバータ回路：

前記三相二次巻線 (9) は、前記各トランス (7) の中で、互いに位相がシフトされている。

10

【請求項 5】

下記特徴を有する請求項 4 に記載の多相コンバータ回路：

前記各トランス (7) の中での三相二次巻線 (9) の互いに対する位相シフトは、 $3 6 0 / (x \cdot p)$ 度の整数倍であり、ここで、 x は整流器ユニット (2) のパルス数である。

【請求項 6】

下記特徴を有する請求項 4 に記載の多相コンバータ回路：

前記各トランス (7) の中での三相二次巻線 (9) の互いに対する位相シフトは、 $6 0 / (n \cdot m)$ 度の整数倍である。

20

【請求項 7】

下記特徴を有する請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載の多相コンバータ回路：

前記トランス (7) の一次巻線 (8) は、互いに対して位相がシフトされている。

【請求項 8】

下記特徴を有する請求項 7 に記載の多相コンバータ回路：

前記トランス (7) の一次巻線 (8) の互いに対する位相シフトは、 $6 0 / n$ 度の整数倍である。

【請求項 9】

下記特徴を有する請求項 1 から 8 のいずれか 1 項に記載の多相コンバータ回路：

前記直流電圧回路 (3) は、前記交流電圧出力 (5 , 1 2) の基本周波数に対する高調波周波数に同調された共鳴回路 (1 7) を有している。

30

【請求項 1 0】

下記特徴を有する請求項 1 から 9 のいずれか 1 項に記載の多相コンバータ回路：

スムージング・インダクタンス (1 8) が、前記整流器ユニット (2) と前記直流電圧回路 (3) の間に接続されている。

【請求項 1 1】

下記特徴を有する請求項 1 から 1 0 のいずれか 1 項に記載の多相コンバータ回路：

電流上昇制限回路 (1 9) が、前記直流電圧回路 (3) と前記インバータ・ユニット (4) の間に接続されている。

40

【請求項 1 2】

下記特徴を有する請求項 1 から 1 1 のいずれか 1 項に記載の多相コンバータ回路：

各インバータ・ユニット (4) は、対応するローカル・コントローラ・ユニット (2 0) を有し、

このインバータ・ユニット (4) の駆動可能な電力半導体スイッチ ($S 1$, $S 2$, $S 3$, $S 4$, $S 5$, $S 6$) は、関連付けられたローカル・コントローラ・ユニット (2 0) に接続され、且つ、

各ローカル・コントローラ・ユニット (2 0) に接続された高次コントローラ・ユニット (2 1) が設けられている。

【請求項 1 3】

50

下記特徴を有する請求項 1 2 に記載の多相コンバータ回路：

前記高次コントローラ・ユニット (2 1) には、各フェーズ接続 (6) の各フェーズ接続電流実測値 ($I_{R,act.}$, $I_{Y,act.}$, $I_{B,act.}$)、前記フェーズ接続 (5) に接続されることが可能な回転式電気機械のトルク実測値 ($M_{act.}$) 及び磁束密度実測値 ($a_{ct.}$) が、入力側で供給され、

基準電圧 (U_{ref}) が、前記高次コントローラ・ユニット (2 1) の出力に存在し、各ローカル・コントローラ・ユニット (2 0) に、入力側で供給される。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【 0 0 0 1 】

本発明は、パワー・エレクトロニクス分野に係る。この発明は、独立クレームの前提部分による多相コンバータ回路に基づいている。

【背景技術】

【 0 0 0 2 】

多相コンバータ回路は今日、パワー・エレクトロニクスの適用分野において、多数使用されている。このケースにおいて、そのようなコンバータ回路に対する要求は、先ず第一には、一般的に入力側でコンバータ回路に接続され、且つ、より伝統的にはコンバータ回路に接続された電氣的負荷の相にも接続される交流電圧システムの中に、高調波を可能な限り発生させないことであり、そして、第二には、可能な限り高い電力を、可能な限り少ない電子的コンポーネントを使用して、伝送することである。

【 0 0 0 3 】

適切な多相コンバータ回路が、EP 0 9 1 3 9 1 8 A 2 に規定され、図 1 に示されている。その中で、コンバータ回路は、18パルスの三相のコンバータ回路の形態であり、各相毎に一つのコンバータ回路要素を有し、各コンバータ回路要素は、18パルスの整流器ユニット、この整流器ユニットに接続された直流電圧回路、及びこの直流電圧回路に接続されたインバータ・ユニットを有している。

【 0 0 0 4 】

EP 0 9 1 3 9 1 8 A 2 によれば、または図 1 によれば、各インバータ・ユニットの第一の交流電圧出力は、フェーズ接続を形成している。コンバータ回路のインバータ・ユニットの第二の交流電圧出力も、スター型に接続されている。更に、コンバータ回路は、単一のトランスを有し、このトランスは、一般的に交流電圧システムに接続された一次巻線を有している。コンバータ回路に対する 18 個のパルス数のために、このトランスは、9本の三相二次巻線を有し、9本の三相二次巻線の内の 3 本が、二次巻線のセットをそれぞれ形成し、それによって、合計 3 セットの二次巻線が形成されている。

【 0 0 0 5 】

GB 2 3 3 0 2 5 4 A には、同様に、多相コンバータ回路が開示されている。その中で、同様に、1つのコンバータ回路要素が各層毎に設けられ、各コンバータ回路要素は、3つの整流器ユニットを有している。直流電圧回路とインバータ・ユニットは、直流電圧回路に接続され、次いで、各整流器ユニットに接続されている。それに加えて、GB 2 3 3 0 2 5 4 A のコンバータ回路は、3つのトランスを有し、各トランスはそれぞれ、一次巻線及び 3 本の三相二次巻線を有している。更に、各二次巻線は、3つのコンバータ回路要素の内の一つに、関連付けられている。このケースでは、関連付けられたコンバータ回路要素の各整流器ユニットは、このコンバータ回路要素に関連付けられた一つの二次巻線に正確に接続されている。

【 0 0 0 6 】

EP 0 9 1 3 9 1 8 A 2 による多相コンバータ回路の問題の一つは、次の事実にある：整流器ユニットに対する、従ってコンバータ回路全体に対する 18 個のパルス数にも関わらず、一次巻線に関係する、従って交流電圧システムの内の高調波、且つ、交流電圧システムの電圧及び電流の基本周波数に対して第 17 次高調波よりも大きい高調波が、発生することがあることであり、その場合に、これらの高調波が、それに対応する過酷な負荷を

10

20

30

40

50

交流電圧システムに、特に、高い定格インピーダンスを有する弱い交流電圧システムのケースにおいて、与えることである。従って、コンバータ回路に対する高調波のそのような影響は、非常に好ましくない。

【特許文献1】欧州特許出願公開第E P 0 9 1 3 9 1 8 A 2号明細書

【特許文献2】独国特許出願公開第G B 2 3 3 0 2 5 4 A号明細書

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

従って、本発明の目的は、インプット側でコンバータ回路に接続された交流電圧システムの電圧及び電流の基本周波数に対して可能な限り低い高調波を発生させる多相コンバータ回路であって、シンプルで頑丈なデザインの多相コンバータ回路を規定することである。

10

【課題を解決するための手段】

【0008】

この目的は、請求項1の特徴により実現される。本発明の優位性のある展開は、従属請求項に規定されている。

【0009】

本発明に基づく多相コンバータ回路は、一般的に、 $p \geq 3$ の出力相、及び各層毎に設けられたコンバータ回路要素を有し、各コンバータ回路要素は、整流器ユニット、この整流器ユニットに接続された直流電圧回路、及びこの直流電圧回路に接続されたインバータ・ユニットを有している。それに加えて、各インバータ・ユニットの第一の交流電圧出力は、フェーズ接続を形成している。更に、インバータ・ユニットの第二の交流電圧出力は、スター型に接続されている。

20

【0010】

本発明によれば、 n 個のトランスが、今や一般的に設けられ、各トランスはそれぞれ、一次巻線及び m 本の三相二次巻線を有し、ここで、 $n \geq 2$ 且つ $m \geq 3$ である。

【0011】

更に、二次巻線の p 組のセットが、一般的に設けられ、二次巻線の各セットはそれぞれ、各トランスの m/p 本の三相二次巻線により形成され、関連付けられた二次巻線を有する二次巻線の各セットは、各コンバータ回路要素の整流器ユニットに接続されている。このようにして、二次巻線の各セットはそれぞれ、一つのコンバータ回路要素のみに関連付けられ、あるいは、それぞれ一つのコンバータ回路要素のみの整流器ユニットに関連付けられる。このケースでは、二次巻線のこのセットの全ての二次巻線は、関連付けられたコンバータ回路要素の整流器ユニットに接続されている。

30

【0012】

$n \geq 2$ 個のトランスが設けられ、二次巻線の各セットがそれぞれ各トランスの m/p 本の三相二次巻線によって形成され、関連付けられた二次巻線を有する二次巻線の各セットが各コンバータ回路要素の整流器ユニットに接続されているという事実の結果として、トランスの一次側での、即ちコンバータ回路に接続される交流電圧システム側での、コンバータ回路の有効パルス数が、整流器ユニットのパルス数よりも大きい。

40

【0013】

このより大きなパルス数は、好ましくも、インプット側でコンバータ回路に接続された交流電圧システム電圧及び電流の基本周波数に対して、より大きいパルス数の下側で、本質的に非常に低い高調波のみをもたらす。

【0014】

18個のパルス数、 $p = 3$ 相及び $n = 3$ 個のトランスを有する整流器ユニットを有する本発明に基づくコンバータ回路のケースでは、交流電圧システムの電圧及び電流の基本周波数に対して、せいぜい、即ち運転状態に依存して、54個のパルス数が、トランスの一次側に、例えばもたらされる。その結果、交流電圧システムの電圧及び電流の基本周波数に対して53次高調波より低い、本質的に非常に低い非常に低い高調波のみが、好

50

ましくも発生する。交流電圧システム、特に、高い定格インピーダンスを有する弱い交流電圧システムは、このようにして、負荷が掛からないか、あるいは僅かな程度の負荷しか掛からない。

【0015】

更に、本発明に基づくコンバータ回路は、使用される上述のコンポーネント及びそれらの配線のために、シンプルで且つ頑丈なデザインである。

【0016】

本発明のこれらの及び他の目的、優位性及び特徴は、図面とともに示される本発明の好ましい実施形態の以下の詳細な説明から、明らかになるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

図面の中で使用されている参照符号及びそれらの意味は、参照符号のリストの中にまとめの状態に掲げられている。原則として、これらの図面の中で、同じパーツには同じ参照符号が付されている。ここに記載された実施形態は、本発明の主題の例を表わしており、本発明の範囲を限定する効果はない。

【0018】

図2に、本発明に基づく多相コンバータ回路の第一の実施形態を示す。図2に示されたコンバータ回路は、 $p = 3$ 相 (R, Y, B) を有していて、一般的に、 p 相 ($p = 3$) (R, Y, B) であることが想定される。図2に示されているように、このコンバータ回路は、各層 (R, Y, B) 毎に設けられたコンバータ回路要素1を有し、各コンバータ回路要素1は、整流器ユニット2、この整流器ユニット2に接続された直流電圧回路3、及びこの直流電圧回路4に接続されたインバータ・ユニット4を有している。図2に示された整流器ユニット2は、 $x = 12$ 個のパルス数を有している。パルス数“ x ”は、インพุット側でコンバータ回路に接続された交流電圧システム11の電圧の、1周期の間のスイッチング・パルスの数を表わしている。更に、各インバータ・ユニット4の第一の交流電圧出力5は、フェーズ接続6を形成している。それに加えて、図2に示されたインバータ・ユニット5の第二の交流電圧出力12は、スター型に接続されている。

【0019】

本発明によれば、 n 個のトランス7が、今や一般的に設けられ、各トランスはそれぞれ、一次巻線8及び m 本の三相二次巻線9を有し、ここで、 $n = 2$ 且つ $m = 3$ である。図2に示されているように、 $n = 2$ 個のトランスがあり、各トランスはそれぞれ、 $m = 3$ 本の三相二次巻線9を有している。

【0020】

更に、二次巻線10の p 組のセットが一般的に設けられ、二次巻線の各セット10はそれぞれ、各トランス7の m/p 本の 三相二次巻線9によって形成され、関連付けられた二次巻線9を有する二次巻線の各セット10は、各コンバータ回路要素1の整流器ユニット2に接続されている。二次巻線の各セットは、従って、 $m \cdot n / p$ 本の二次巻線9を有している。

【0021】

図2にも示されているように、このように、二次巻線の各セット10は、それぞれ一つのコンバータ回路要素1のみに関連付けられ、あるいは、それぞれ一つのコンバータ回路要素1のみの整流器ユニット2に関連付けられている。このケースでは、二次巻線10のこのセットの全ての二次巻線9は、関連付けられたコンバータ回路要素1の整流器ユニット2に接続されている。

【0022】

図2に示されているように、 $p = 3$ 相 (R, Y, B) のケースでは、 $p = 3$ 組の二次巻線10もまた設けられ、二次巻線の各セット10は、それぞれ各トランス7の三相二次巻線9により形成され、二次巻線の各セット10は、2本の二次巻線9を有している。

【0023】

10

20

30

40

50

一般的に、 $n = 2$ 個のトランス7のために、及び、二次巻線の各セット10がそれぞれ、各トランス7の m/p 本の三相二次巻線9によって形成され、それに関連付けられた二次巻線9の全てを有する二次巻線の各セット10が、各コンバータ回路要素1の整流器ユニット2に接続されていると言う事実のために、トランス7の一次側8での、即ちコンバータ回路の入力側での、コンバータ回路の有効パルス数は、整流器ユニット1のパルス数よりも大きい。

【0024】

このより大きなパルス数は、好ましくも、インプット側でコンバータ回路に接続された交流電圧システム11の電圧及び電流の基本周波数に対して、より大きいパルス数の下側で、本質的に非常に低い高調波のみをもたらす。

10

【0025】

それに加えて、整流器ユニット2に対して $x = 12$ 個のパルス数を有する従来の多相コンバータ回路のインプット電圧の周波数スペクトラムが、図6に示されている。そのような12パルスのコンバータ回路デザインが、最初に説明された、図1に示されているような、 $x = 18$ 個のパルス数を有する既知のコンバータ回路に対応している。図1とは異なり、従来の12パルスコンバータ回路は、12パルス整流器ユニットを有し、単一のトランス7は、このケースでは、6本の三相二次巻線9を有し、それぞれのケースにおいて、6本の三相二次巻線9の内の2つが二次巻線10のセットを形成し、それによって、合計3つの二次巻線10のセットが形成されている。

【0026】

20

それに加えて、整流器ユニット2に対して $x = 12$ 個のパルス数を有する従来の多相コンバータ回路のインプット電流の周波数スペクトラムが、図7に示されている。

【0027】

図2に示されている本発明に基づくコンバータ回路に対するより大きい有効パルス数のもたらす上述の優位性を、より分かり易く示すために、図2に示された本発明に基づくコンバータ回路の、インプット電圧の周波数スペクトラムが、図8に示されている。また、図2に示された本発明に基づくコンバータ回路の、インプット電流の周波数スペクトラムが、図9に示されている。

【0028】

$x = 12$ 個のパルス数、 $p = 3$ 相 (R, Y, B) 及び $n = 2$ 個のトランスを有する整流器ユニット2を有する本発明に基づくコンバータ回路のケースでは、交流電圧システム11の電圧及び電流の基本周波数に対して、せいぜい、即ち運転状態に依存して、 $36 (x \cdot p = 36)$ 個のパルス数が、トランス7の一次側に、例えばもたらされる。その結果、交流電圧システム11の電圧及び電流の基本周波数に対して、第55次の高調波よりも低い、本質的に非常に低い高調波のみが、好ましくも発生する。交流電圧システム11、特に、高い定格のインピーダンスを有する弱い交流電圧システムは、このようにして、好ましくも、負荷が掛からないか、あるいは僅かな程度の負荷しか掛からない。

30

【0029】

図3に、本発明に基づく多相コンバータ回路の第二の実施形態を示す。図2に示された第一の実施形態とは異なり、図3に示された各整流器ユニット2は、 $x = 18$ 個のパルス数を有している。それに加えて、図2に示された第一の実施形態とは異なり、図3に示された第二の実施形態では、 $n = 3$ 個のトランスが設けられ、各トランスはそれぞれ、 $m = 3$ 本の三相二次巻線9を有している。

40

【0030】

更に、図3に示されているように、 $p = 3$ 相 (R, Y, B) のケースでは、 $p = 3$ セットの二次巻線10もまた、設けられ、二次巻線の各セット10は、各トランス7の三相二次巻線9によりそれぞれ形成され、二次巻線の各セット10は、3本の二次巻線9を有している。図3に示された第二の実施形態によるコンバータ回路では、交流電圧システム11の電圧及び電流の基本周波数に対して、せいぜい、即ち運転状態に応じて、 $54 (x \cdot p = 54)$ 個のパルス数が、 $x = 18$ 個のパルス数、 $p = 3$ 相 (R, Y, B)、

50

及び $n = 3$ 個のトランスを有する整流器ユニット 2 を有するトランス 7 の一次側に、例えばもたらされる。その結果、交流電圧システム 11 の電圧及び電流の基本周波数に対して、第 53 次高調波よりも低い、本質的に非常に低い高調波のみが、好ましくも発生する。

【0031】

図 10 は、本発明に基づく多相コンバータ回路の第三の実施形態を示す。図 2 及び図 3 に示された第一及び第二の実施形態とは異なり、図 10 に示された各整流器ユニット 2 は、 $x = 24$ 個のパルス数を有している。それに加えて、図 10 に示された第三の実施形態では、 $n = 2$ 個のトランスが設けられ、各トランスがそれぞれ、 $m = 6$ 本の三相二次巻線 9 を有している。更に、図 10 に示されているように、 $p = 3$ 相 (R, Y, B) のケースでは、 $p = 3$ セットの二次巻線 10 もまた設けられている。二次巻線の各セット 10 は、それぞれ各トランス 7 の 2 つの三相二次巻線 9 により形成され、二次巻線の各セット 10 は 4 本の二次巻線 9 を有している。

10

【0032】

図 10 に示された第三の実施形態によるコンバータ回路では、交流電圧システム 11 の電圧及び電流の基本周波数に対して、せいぜい、即ち運転状態に応じて、 $72 (x \cdot p = 72)$ 個のパルス数が、 $x = 24$ 個のパルス数、 $p = 3$ 相 (R, Y, B)、及び $n = 2$ 個のトランスを有する整流器ユニット 2 を有するトランス 7 の一次側に、例えばもたらされる。その結果、交流電圧システム 11 の電圧及び電流の基本周波数に対して、第 71 次高調波よりも低い、本質的に非常に低い高調波のみが、好ましくも発生する。

20

【0033】

一般的に、且つ図 2 及び図 3 に示された本発明に基づくコンバータ回路の実施形態において、三相二次巻線 9 は、二次巻線 10 のセットに関して、好ましくは互いに対して位相がシフトされる。二次巻線 10 のセットのそれぞれ 2 本の二次巻線 9 に対して好ましい位相シフトは、 $(60 \cdot p) / (n \cdot m)$ 度の整数倍である。図 2 に示された本発明に基づくコンバータ回路の第一の実施形態において、二次巻線 10 のセットのそれぞれ 2 本の二次巻線 9 に対して、30 度の整数倍の位相シフトが、このようにして発生する。

【0034】

更に、図 3 に示された本発明に基づくコンバータ回路の第二の実施形態において、二次巻線 10 のセットのそれぞれ 2 本の二次巻線 9 に対して、20 度の整数倍の位相シフトが、発生する。それに加えて、図 10 に示された本発明に基づくコンバータ回路の第三の実施形態において、二次巻線 10 のセットのそれぞれ 2 本の二次巻線 9 に対して、15 度の整数倍の位相シフトが、このようにして発生する。これらの位相シフトは、せいぜい、即ち運転状態に応じて、トランス 7 の一次側に、好ましいパルス数をもたらす、それらのパルス数は、図 2、図 3 及び図 10 と関連して、既に先に規定されている。

30

【0035】

更に、一般的に、且つ本発明に基づくコンバータ回路の実施形態において、三相二次巻線 9 は、トランス 7 に関して互いに位相シフトされる。トランス 7 のそれぞれ 2 本の二次巻線 9 に対する好ましい位相シフトは、 $60 / (n \cdot m)$ 度の整数倍、または $360 / (x \cdot p)$ 度であり、ここで、“x” は上述の整流器ユニット 2 のパルス数である。

40

【0036】

以上において、トランス 7 のそれぞれ 2 本の二次巻線 9 に対する位相シフトのために規定された式は、同等である。図 2 に示された本発明に基づくコンバータ回路の第一の実施形態において、トランス 7 のそれぞれ 2 本の二次巻線 9 に対して、10 度の整数倍の位相シフトが、このようにして発生する。

【0037】

更に、図 3 に示された本発明に基づくコンバータ回路の第二の実施形態において、トランス 7 のそれぞれ 2 本の二次巻線 9 に対して、 $6 - 2 / 3$ 度の整数倍の位相シフトが、発生する。更に、図 10 に示された本発明に基づくコンバータ回路の第三の実施形態において、トランス 7 のそれぞれ 2 本の二次巻線 9 に対して、5 度の整数倍の位相シフトが、

50

発生する。この位相シフトは、インプット側でコンバータ回路に接続された交流電圧システムの電圧及び電流の基本周波数に対して、好ましくも、二次側での高調波の除去をもたらす。

【0038】

更に、一般的に、且つ図2、図3及び図10に示された本発明に基づくコンバータ回路の実施形態において、トランスの一次巻線8は、互いに対して位相がシフトされる。それぞれ2本の一次巻線に対する好ましい位相シフトは、 $60/n$ 度の整数倍である。図2に示された本発明に基づくコンバータ回路の第一の実施形態、及び図10に示された第三の実施形態において、それぞれ2本の一次巻線8に対して、30度の整数倍の位相シフトが、このようにして発生する。

10

【0039】

更に、図3に示された本発明に基づくコンバータ回路第二の実施形態において、それぞれ2本の一次巻線8位相シフトに対して、20度の整数倍が、発生する。それぞれ2つのトランス7に関する、この上述の一次巻線8の位相シフトは、トランス7の二次巻線9のために、同一の配置となるデザインをもたらす。その結果、製造を単純化することが可能になり、それによって且つそれに加えて、コストの節約が可能になる。

【0040】

図4に、インバータ・ユニット4の第一の実施形態を有する、図1または図2に示された本発明に基づく多相コンバータ回路のコンバータ回路要素1の第一の実施形態を示す。コンバータ回路要素1は、上述の直流電圧回路3を有し、この直流電圧回路は、2つの直列に接続されたキャパシタにより形成され、且つ、第一の主接続14、第二の主接続15、及び互いに接続された隣接する2つのキャパシタにより形成される接続要素16を有している。

20

【0041】

図4に示されているように、インバータ・ユニット4は、3つのスイッチング電圧レベルを接続する目的で、2対のブランチ13を有している。ブランチ13の各対は、第一、第二、第三及び第四の駆動可能な双方向性の電力半導体スイッチS1、S2、S3、S4、及び第五及び第六の電力半導体スイッチS5、S6を有している。各駆動可能な双方向性の電力半導体スイッチS1、S2、S3、S4は、特に、ハード・スイッチト・ゲート・ターンオフ・サイリスタまたは絶縁ゲート・バイポーラ・トランジスタ(IGBT)、及び、このゲート・ターンオフ・サイリスタまたはバイポーラ・トランジスタに対して並列にバック・ツー・バックに接続されたダイオードにより形成される。しかしながら、上述の駆動可能な、双方向性の電力半導体スイッチが、例えば、並列にバック・トゥー・バックに接続されたダイオードを有するPOWER MOSFETの形態であることもまた、考えられ得る。

30

【0042】

図4に示されているように、第五及び第六の電力半導体スイッチS5、S6は、非駆動型の、一方向性の電力半導体スイッチであって、それぞれ、ダイオードにより形成されている。このケースでは、第五及び第六の電力半導体スイッチは、受動的なクランピング・スイッチングのグループを形成する。

40

【0043】

図4に示されているように、ブランチ13の各対のケースでは、第一、第二、第三、及び第四の電力半導体スイッチS1、S2、S3、S4は、直列に接続され、第一の電力半導体スイッチS1は、第一の主接続14に接続され、第四の電力半導体スイッチS4は、第二の主接続15に接続されている。更に、第五及び第六の電力半導体スイッチS5、S6は、直列に接続され、第五の電力半導体スイッチS5と第六の電力半導体スイッチS6の間の接続点は、接続要素16に接続され、第五の電力半導体スイッチS6は、第一の電力半導体スイッチS1と第二の電力半導体スイッチS2の間の接続点に接続され、そして、第六の電力半導体スイッチS6は、第三の電力半導体スイッチS3と第四の電力半導体スイッチS4の間の接続点に接続されている。

50

【 0 0 4 4 】

図5は、図4に示されたコンバータ回路要素1のインバータ・ユニット4の第二の実施形態を示す。図4に示されたインバータ・ユニット4の第一の実施形態とは異なり、図5に示されたインバータ・ユニット4の第二の実施形態においては、第五及び第六の電力半導体スイッチS5、S6が、同様に、駆動可能な双方向性の電力半導体スイッチである。各駆動可能な双方向性の電力半導体スイッチS5、S6は、特に、ハード・スイッチト・ゲート・ターンオフ・サイリスタまたは絶縁ゲート・バイポーラ・トランジスタ(IGBT)、及び、このゲート・ターンオフ・サイリスタまたはバイポーラ・トランジスタに対して並列にバック・ツー・バックに接続されたダイオードにより形成される。しかしながら、上述の駆動可能な双方向性の電力半導体スイッチが、例えば、並列にバック・トゥー・バックに接続されたダイオードを有するPOWER MOSFETの形態であることもまた、

10

【 0 0 4 5 】

図5に示されているように、第五及び第六の電力半導体スイッチS5、S6は、能動的なクランピング・スイッチングのグループを形成する。

【 0 0 4 6 】

図4に示された直流電圧回路3は、好ましくは、高調波周波数に同調された共鳴回路17を有している。この共鳴回路17は、インダクタンス、及びこのインダクタンスに対して直列に接続されたキャパシタンスを有し、この共鳴回路17は、直流電圧回路3の内の2つの直列に接続されたキャパシタに対して並列に接続される。この共鳴回路17のため

20

【 0 0 4 7 】

更に、図4に示されているように、スムージング・インダクタンス18が、整流器ユニット2と直流電圧回路3の間に、接続される。このスムージング・インダクタンス18は、直流電圧中間回路3の内の直流のスムージングの目的に、好ましくも使用される。

【 0 0 4 8 】

更に、図4に示されているように電流上昇制限回路19は、好ましくは、直流電圧回路3とインバータ・ユニット4の間に接続され、この電流上昇制限回路19は、特に、第一の主接続14に、第二の主接続15に、そして、直流電圧回路3の内の接続要素16に、接続される。このケースでは、図4に示されているように、2対のブランチ13のは、電流上昇制限回路19に接続される。

30

【 0 0 4 9 】

電流上昇制限回路19によって、電流上昇の速度が制限されることが、好ましくも可能である。そのような電流上昇は、電力半導体スイッチS1、S2、S3、S4、S5、S6のスイッチング動作の結果作り出され、電力半導体スイッチS1、S2、S3、S4、S5、S6の許容最大値を超える。

【 0 0 5 0 】

言うまでも無く、上述のコンポーネント17、18、19を有する、図4に示されたコンバータ回路要素1はまた、図5に示されたインバータ・ユニット4の第二の実施形態を使用して、構成することも可能である。

40

【 0 0 5 1 】

図4に示されたコンバータ回路要素1とは異なり、直流電圧回路3が一つのキャパシタのみで形成されることも考えられ、このケースでは、直流電圧回路3は、第一及び第二の主接続14、15のみを有し、接続要素16を有していない。このケースでは、2つのスイッチング電圧レベルを接続する目的で、インバータ・ユニット4は、2対のブランチを有し、ブランチのこれらの対は、第一及び第二の主接続14、15に接続される。言うまでも無く、そのようなコンバータ回路要素1にも、既に説明され、図4に示されたコンポーネント17、18、19が、同様に設けられる。

50

【0052】

図3に示された本発明に基づくコンバータ回路において、各インバータ・ユニット4は、対応するローカル・コントローラ・ユニット20を有し、インバータ・ユニット4の、駆動可能な電力半導体スイッチ $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ は、関連付けられたローカル・コントローラ・ユニット20に接続される。更に、各ローカル・コントローラ・ユニット20に接続された高次コントローラ・ユニット21が設けられる。図3に示された高次コントローラ・ユニット21は、入力側で、各フェーズ接続6の各フェーズ接続電流実測値 $I_{R,act.}, I_{Y,act.}, I_{B,act.}$ 、フェーズ接続5に接続されることが可能な回転式電気機械のトルク実測値 $M_{act.}$ 及び磁束密度実測値 $a_{act.}$ が、好ましくは供給される。

10

【0053】

トルク実測値 $M_{act.}$ 及び磁束密度実測値 $a_{act.}$ は、フェーズ接続電流実測値 $I_{R,act.}, I_{Y,act.}, I_{B,act.}$ 及びフェーズ接続電圧の実測値から、別個の観測器により観察される。それらの観測器は、図面を簡潔にするために、図3の中には描かれていない。それに加えて、電圧の基準値 U_{ref} が、高次コントローラ・ユニット21の出力に存在し、入力側で、各ローカル・コントローラ・ユニット20に供給される。

【0054】

高次コントローラ・ユニット21は、例えば、トルク実測値 $M_{act.}$ 及び磁束密度実測値 $a_{act.}$ などの、電気的マシンの変数を観察する目的で、好ましくは使用される。高次コントローラ・ユニット21は、トルクを調整する目的で使用され、全コンバータ回路のシステム・コントロールのために使用される。

20

【0055】

ローカル・コントローラ・ユニット20は、各コンバータ回路要素の直流電圧回路3の中心点のの電位を調整する目的で、好ましくは使用される。そのとき、対応するスイッチング信号が、関連付けられたインバータ・ユニット4の駆動可能な電力半導体スイッチ $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ を駆動するの目的で、電圧の基準値 U_{ref} から作り出され、それによって、各フェーズ接続6に存在する相電圧が、関連付けられた電圧の基準値 U_{ref} に、調整された状態で、対応することになる。

【0056】

ローカル・コントローラ・ユニット20及び高次コントローラ・ユニット21の、この分散された構造により、全コンバータ回路内で必要となる接続の数が減少し、相に関係するコントロール・タスクが、駆動可能な電力半導体スイッチ $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ で、ローカルに実行されることが可能になる。

30

【図面の簡単な説明】

【0057】

【図1】図1は、多相の18パルスのコンバータ回路の従来形態を示す。

【図2】図2は、本発明に基づく多相コンバータ回路の第一の実施形態を示す。

【図3】図3は、本発明に基づく多相コンバータ回路の第二の実施形態を示す。

【図4】図4は、図2または図3に示されている本発明に基づく多相コンバータ回路の、コンバータ回路要素の第一の実施形態を示し、この多相コンバータ回路はインバータ・ユニットの第一の実施形態を有している。

40

【図5】図5は、図4に示されたコンバータ回路要素のインバータ・ユニットの第二の実施形態を示す。

【図6】図6は、従来多相の12パルスのコンバータ回路の、インプット電圧の周波数スペクトラムを示す。

【図7】図7は、従来多相の12パルスのコンバータ回路のインプット電流の周波数スペクトラムを示す。

【図8】図8は、図2に示されている本発明に基づくコンバータ回路の、インプット電圧の周波数スペクトラムを示す。

【図9】図9は、図2に示されている、本発明に基づくコンバータ回路の、インプット電

50

流の周波数スペクトラムを示す。

【図10】図10は、本発明に基づく多相コンバータ回路の第三の実施形態を示す。

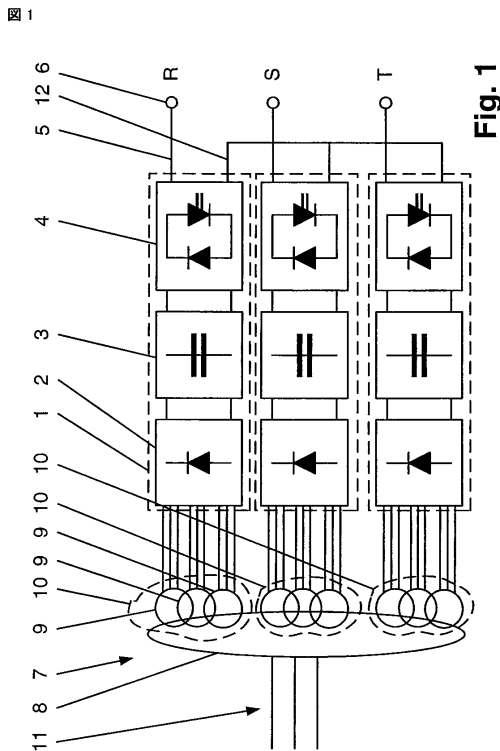
【符号の説明】

【0058】

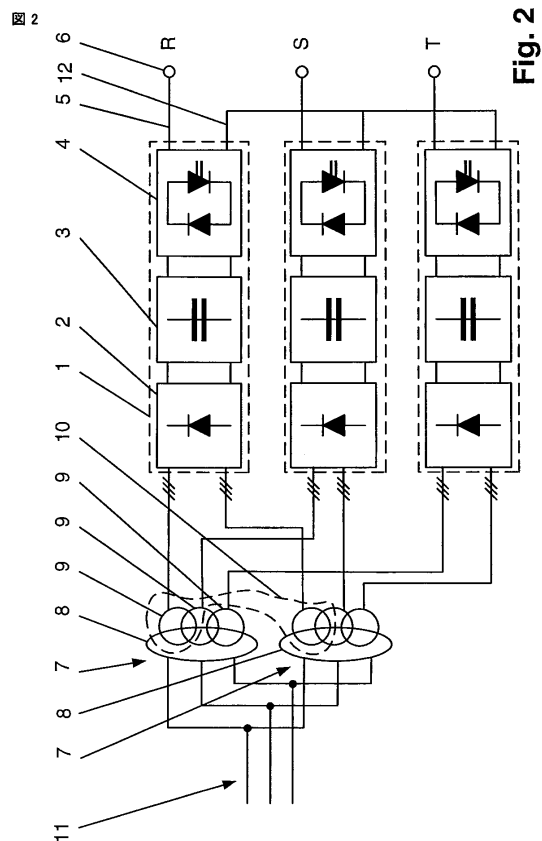
1・・・コンバータ回路要素、2・・・整流器ユニット、3・・・直流電圧回路、4・・・インバータ・ユニット、5・・・第一の交流電圧出力、6・・・フェーズ接続、7・・・トランス、8・・・一次巻線、9・・・二次巻線、10・・・二次巻線のセット、11・・・交流電圧システム、12・・・第二の交流電圧出力、13・・・ブランチの対、14・・・直流電圧回路の第一の主接続、15・・・直流電圧回路の第二の主接続、16・・・直流電圧回路の接続要素、17・・・共鳴回路、18・・・スムージング・インダクタンス、19・・・電流上昇制限回路、20・・・ローカル・コントローラ・ユニット、21・・・高次コントローラ・ユニット。

10

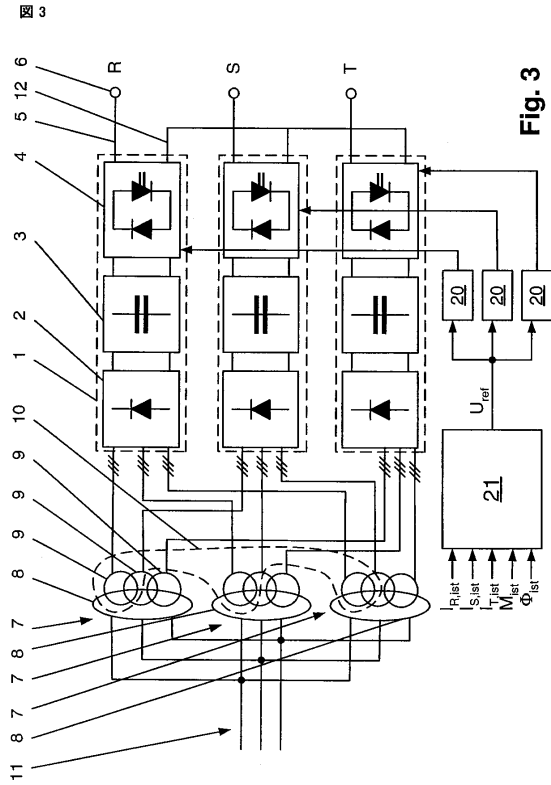
【図1】



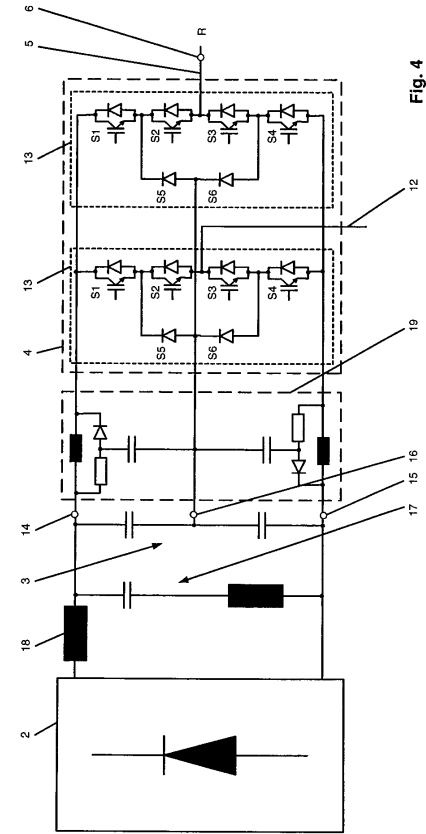
【図2】



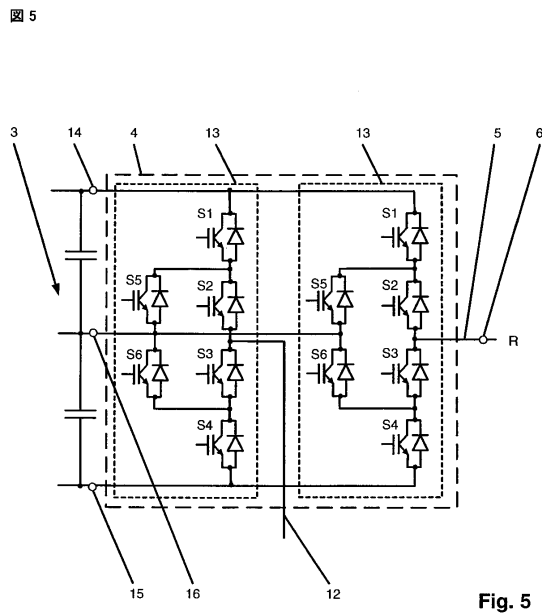
【 図 3 】



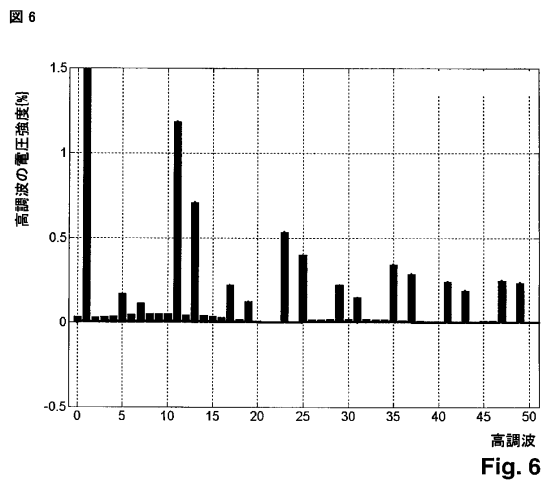
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】

図 7

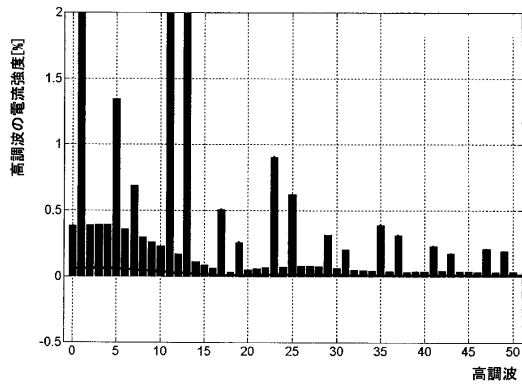


Fig. 7

【 図 8 】

図 8

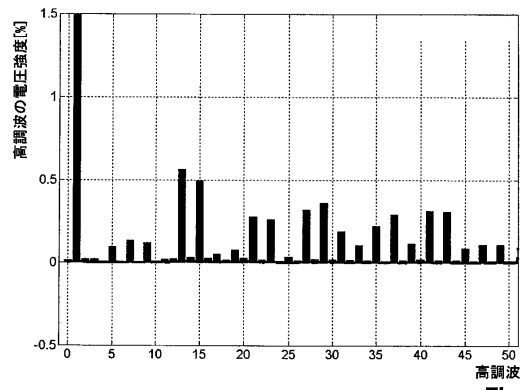


Fig. 8

【 図 9 】

図 9

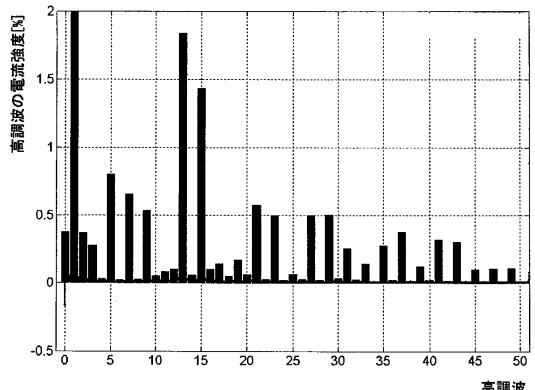


Fig. 9

【 図 10 】

図 10

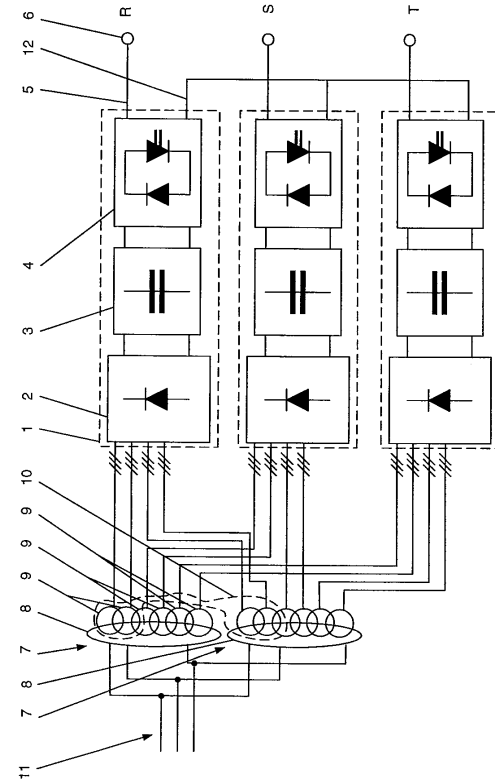


Fig. 10

フロントページの続き

- (74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
- (74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100092196
弁理士 橋本 良郎
- (74)代理人 100100952
弁理士 風間 鉄也
- (72)発明者 シュトゥルツ、クリスティアン
スイス国、シーエイチ - 8 0 0 8 チューリッヒ、ツオリカーシュトラーセ 2 1 1
- (72)発明者 アイヒラー、クリストフ
スイス国、シーエイチ - 5 4 1 7 ウンターズィゲントル、バインベルクシュトラーセ 8
- (72)発明者 ズター、エーリヒ
スイス国、シーエイチ - 5 4 0 0 バーデン、ルーフェルスベーク 2
- (72)発明者 ツッカーベルガー、アドリアン
スイス国、シーエイチ - 5 4 1 7 ウンターズィゲントル、レベルクシュトラーセ 1 5
- (72)発明者 ヨルグ、ピーダー
スイス国、シーエイチ - 7 0 1 3 ドマツトノエムス、ピア・ノバ 7 5
- (72)発明者 ベルナー、トマス
ドイツ連邦共和国、ディー - 7 9 7 6 1 パルトシャット - ティーンゲン、ベルクシュトラーセ
2 アー

審査官 槻木澤 昌司

- (56)参考文献 欧州特許出願公開第 0 0 9 1 3 9 1 8 (E P , A 1)
特開平 1 1 - 1 2 2 9 4 3 (J P , A)
米国特許第 0 5 6 2 5 5 4 5 (U S , A)
米国特許第 0 6 0 1 4 3 2 3 (U S , A)
特開平 0 3 - 0 3 2 3 6 6 (J P , A)
特開平 0 8 - 3 0 8 2 3 1 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H02M 7/06
H02M 7/12
H02M 7/487