

(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2010-41846
(P2010-41846A)

(43) 公開日 平成22年2月18日(2010.2.18)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02P 25/04 (2006.01)	H02P 7/63 301D	5H505
H02P 27/06 (2006.01)	H02P 7/63 302C	

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 40 頁)

(21) 出願番号 特願2008-202852 (P2008-202852)
(22) 出願日 平成20年8月6日 (2008.8.6)

(71) 出願人 000006013
三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(74) 代理人 100113077
弁理士 高橋 省吾
(74) 代理人 100112210
弁理士 稲葉 忠彦
(74) 代理人 100108431
弁理士 村上 加奈子
(74) 代理人 100128060
弁理士 中鶴 一隆
(72) 発明者 金原 義彦
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

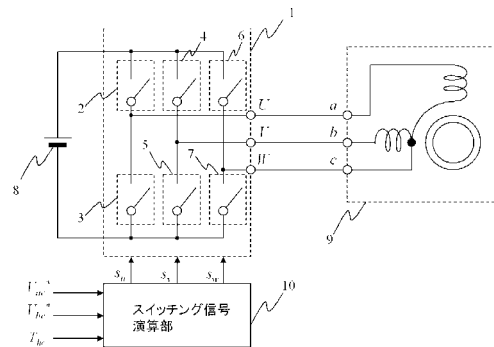
(54) 【発明の名称】 二相交流回転機の制御装置

(57) 【要約】

【課題】 三相アームを有する電力変換部を用いて二相交流回転機に交流電圧を印加する場合に、電圧利用率の向上を可能とする二相交流回転機の制御装置を得る。

【解決手段】 電力変換部 1 は、二相交流回転機 9 の第 1 の巻線の一端 a に接続した U 相アームのスイッチング素子 2, 3 及び第 2 の巻線の一端 b に接続した W 相アームのスイッチング素子 4, 5 を、スイッチング信号演算部 10 が出力する制御信号 S_u , S_v により駆動させ、スイッチング信号演算部 10 は、二相交流回転機 9 に印加すべき線間電圧を示す線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の基本波周期の間に 1 回以上、少なくとも制御信号 S_u または制御信号 S_v の一方を、キャリア周期よりも長い間 2 値信号の信号レベルが同一レベルに固定されるように生成する。

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

二相交流回転機の第 1 の巻線の一端と接続する第 1 のアームと、前記二相交流回転機の第 2 の巻線の一端と接続する第 2 のアームと、前記第 1 及び第 2 の巻線の他端を結んだ結合端と接続する第 3 のアームとを有し、直流電源の直流電圧を交流電圧に変換して、前記第 1 及び第 2 の巻線に印加する電力変換部と、

キャリア周期の半周期と前記第 1 及び第 2 の巻線それぞれに印加すべき電圧を示す 2 つの線間電圧指令とに基づいて、前記第 1 のアームに設けられたスイッチング素子を制御するための第 1 の制御信号、前記第 2 のアームに設けられたスイッチング素子を制御するための第 2 の制御信号、及び前記第 3 のアームに設けられたスイッチング素子を制御するための第 3 の制御信号を生成し、各々の制御信号を前記電力変換部に出力するスイッチング信号演算部とを備え、

前記スイッチング信号演算部は、前記線間電圧指令の基本波周期の間に少なくとも 1 回は前記キャリア周期よりも長い間信号レベルが固定される 2 値信号を、少なくとも前記第 1 または第 2 の制御信号の一方として出力する二相交流回転機の制御装置。

【請求項 2】

前記スイッチング信号演算部は、

前記直流電源の直流電圧値と前記キャリア周期の半周期とに基づいてキャリア信号を発生するキャリア信号発生器と、

前記 2 つの線間電圧指令に基づいて、前記第 1 の巻線の一端に印加すべき電圧を示す第 1 の相電圧指令と、前記第 2 の巻線の一端に印加すべき電圧を示す第 2 の相電圧指令と、前記結合端に印加すべき電圧を示す第 3 の相電圧指令とを生成する相電圧指令演算器と、

前記キャリア信号と前記 3 つの相電圧指令とに基づいて前記 3 つの制御信号を生成し、各々の制御信号を前記電力変換部に出力するコンパレータとを備え、

前記相電圧指令演算器は、前記線間電圧指令の前記基本波周期の間に少なくとも 1 回は、前記キャリア周期よりも長い間前記キャリア信号の最大値以上または最小値以下となるように、少なくとも前記第 1 または前記第 2 の相電圧指令の一方を生成することを特徴とする請求項 1 記載の二相交流回転機の制御装置。

【請求項 3】

前記相電圧指令演算器は、前記 2 つの線間電圧指令と零との 3 つの値の中で最大となる値と、前記 3 つの値の中で最小となる値とに基づいて、前記 3 つの相電圧指令を生成することを特徴とする請求項 2 記載の二相交流回転機の制御装置。

【請求項 4】

前記相電圧指令演算器は、前記 2 つの線間電圧指令の差に基づいて前記第 1 及び前記第 2 の相電圧指令を生成し、前記 2 つの線間電圧の和に基づいて前記第 3 の相電圧指令を生成することを特徴とする請求項 2 記載の二相交流回転機の制御装置。

【請求項 5】

前記相電圧指令演算器は、前記 2 つの線間電圧指令と零との 3 つの値の大小関係に基づいて、前記 3 つの相電圧指令を生成することを特徴とする請求項 2 記載の二相交流回転機の制御装置。

【請求項 6】

前記相電圧指令演算器は、前記第 1 の巻線に印加すべき電圧を示す第 1 の線間電圧指令及び前記第 2 の巻線に印加すべき電圧を示す第 2 の線間電圧指令が共に正の値である場合は、前記第 3 の相電圧指令を 0 とし、前記第 1 の線間電圧指令が前記第 2 の線間電圧指令より小さく、且つ前記第 1 の線間電圧指令が負の値である場合は、前記第 1 の相電圧指令を 0 とし、前記第 1 の線間電圧指令が前記第 2 の線間電圧指令より大きく、且つ前記第 2 の線間電圧指令が負の値である場合は、前記第 2 の相電圧指令を 0 とすることを特徴とする請求項 2 記載の二相交流回転機の制御装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】**

10

20

30

40

50

【0001】

この発明は、電力変換部により回転駆動される二相交流回転機の制御装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

二相交流回転機の制御装置は、二相交流回転機における二つの巻線それぞれの一端を接続した結合点と、二つの巻線それぞれの他端とを、三相インバータに接続している。従来の二相交流回転機の制御装置では、三相インバータにより二相交流回転機が必要とする二相交流電流が流れるように制御する手段を備えることによって、三相インバータで二相交流回転機の駆動をしていた（例えば、特許文献1参照）。

10

【0003】

また、同様な構成で、二相交流回転機における二つの巻線それぞれの一端を接続した結合点の電圧が、周期的に（電圧位相が $0 \sim 2\pi/6$ 、 $5\pi/6 \sim 8\pi/6$ 、 $11\pi/6 \sim 2\pi$ [rad]の区間）一定レベルを取るよう三相インバータを制御していた。この制御により、結合点に接続しているスイッチング回路で消費する電力を抑制していた（例えば、特許文献2参照）。

【0004】

【特許文献1】特開平1-64593号公報（請求項1、図1）

【特許文献2】特開平6-209594号公報（段落0014、図3）

【発明の開示】

20

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

三相インバータで二相交流回転機を駆動する従来の制御装置にあっては、二相交流回転機に印加できる最大電圧は、直流電圧源が供給する直流電圧値を大きく下回るといった問題点があった。本発明は、このような問題点を解決するためになされたものであり、より高い電圧を二相交流回転機に印加できる二相交流回転機の制御装置を得ることを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明に係る二相交流回転機の制御装置は、二相交流回転機の第1の巻線の一端と接続する第1のアームと、二相交流回転機の第2の巻線の一端と接続する第2のアームと、第1及び第2の巻線の他端を結んだ結合端と接続する第3のアームとを電力変換部と、キャリア周期の半周期と二相交流回転機に印加すべき電圧を示す線間電圧指令とに基づいて、第1のアームに設けられたスイッチング素子を制御するための第1の制御信号、第2のアームに設けられたスイッチング素子を制御するための第2の制御信号、及び第3のアームに設けられたスイッチング素子を制御するための第3の制御信号を生成し、各々の制御信号を電力変換部に出力するスイッチング信号演算部とを備え、スイッチング信号演算部は、線間電圧指令の基本波周期の間に少なくとも1回はキャリア周期よりも長い間信号レベルが固定される2値信号を、少なくとも第1または第2の制御信号の一方として出力するものである。

30

40

【発明の効果】

【0007】

本発明によれば、線間電圧指令の基本波周期の間に少なくとも1回はキャリア周期よりも長い間信号レベルが固定される2値信号を、少なくとも第1または第2の制御信号の一方として出力するため、従来より高い電圧を二相交流回転機に印加でき、電圧利用率を向上することができる、といった従来にない顕著な効果を奏するものである。

【発明を実施するための最良の形態】

【0008】

実施の形態1.

本発明の実施の形態1について図面を参照して説明する。図1は本発明の実施の形態1

50

による二相交流回転機の制御装置を示す構成図である。以下の各実施の形態において、図中、図1と同一符号は、同一又は相当の構成を示す。本実施の形態1における二相交流回転機の制御装置は、電力変換部1とスイッチング信号演算部10とを備えている。

【0009】

電力変換部1は、U相、V相、W相の3つのアームを備えている。第1のアームであるU相アームは、直列接続した2つのスイッチング素子2、3を設けている。同様に、第2のアームであるV相アームは、直列接続した2つのスイッチング素子4、5を設けており、第3のアームであるW相アームは、直列接続した2つのスイッチング素子6、7を設けている。スイッチング素子2～7がオンオフすることにより、電力変換部1は直流電圧源8の直流電圧を交流電圧に変換して二相交流回転機9へ出力する。

10

【0010】

二相交流回転機9は、第1及び第2の巻線と、3つの端子a、b、cとを備えている。第1の巻線の一端である端子aは、電力変換部1のU相アームに接続している。第2の巻線の一端である端子bは、電力変換部1のV相アームに接続している。第1の巻線の他端と第2の巻線の他端とを結んだ結合部に接続している端子cは、電力変換部1のW相アームに接続している。

【0011】

スイッチング信号演算部10は、スイッチング素子2～7をオンオフするための制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w を電力変換部1に出力する。第1の制御信号である制御信号 S_u はU相アームのスイッチング素子2、3のオンオフを制御するための2値信号である。第2の制御信号である制御信号 S_v はV相アームのスイッチング素子4、5のオンオフを制御するための2値信号であり、第3の制御信号である制御信号 S_w はW相アームのスイッチング素子6、7のオンオフを制御するための2値信号である。

20

【0012】

制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w は、第1及び第2の線間電圧指令である線間電圧指令 V_{ac}^* 及び V_{bc}^* と所定の周期 T_{hc} とに基づいて、スイッチング信号演算部10により生成される。なお、線間電圧指令 V_{ac}^* は、端子cに対する端子aの電圧で、二相交流回転機9の第1の巻線に印加すべき電圧を示している。また、線間電圧指令 V_{bc}^* は、端子cに対する端子bの電圧で、二相交流回転機9の第2の巻線に印加すべき電圧を示している。

【0013】

電力変換部1は、制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w に基づいて、次のようにスイッチング素子2～7をオンオフする。制御信号 S_u がハイレベルの場合は、U相アームにおいて、スイッチング素子2をオンするとともにスイッチング素子3をオフにする。また、制御信号 S_u がローレベルの場合は、U相アームにおいて、スイッチング素子2をオフするとともにスイッチング素子3をオンにする。同様に、制御信号 S_v がハイレベルの場合は、V相アームにおいて、スイッチング素子4をオンするとともにスイッチング素子5をオフにする。また、制御信号 S_v がローレベルの場合は、V相アームにおいて、スイッチング素子4をオフするとともにスイッチング素子5をオンにする。同様に、制御信号 S_w がハイレベルの場合は、W相アームにおいて、スイッチング素子6をオンするとともにスイッチング素子7をオフにする。また、制御信号 S_w がローレベルの場合は、W相アームにおいて、スイッチング素子6をオフするとともにスイッチング素子7をオンにする。

30

40

【0014】

図2は本発明の実施の形態1における二相交流回転機9の線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} を示す波形図である。以下の各実施の形態において、端子cに対する端子aの電圧を線間電圧 V_{ac} 、端子cに対する端子bの電圧を線間電圧 V_{bc} 、端子bに対する端子aの電圧を線間電圧 V_{ab} とそれぞれ定義する。

【0015】

図2は線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} の波高値がそれぞれ200V、即ち、実効値が141Vの場合の位相と電位の関係を示している。線間電圧 V_{ac} の位相は、線間電圧 V_{bc} の位相に対して90度進みとなっている。なお、線間電圧 V_{ab} は線間電圧 V_{ac} から線間電圧 V_{bc} を減算

50

することで得ることができる。線間電圧 V_{ab} の振幅は、線間電圧 V_{ac} 及び線間電圧 V_{bc} の振幅よりも 2 倍大きく、線間電圧 V_{ab} の位相は、線間電圧 V_{ac} の位相に対して 45 度進みである。

【0016】

図3は図2に示す線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} の振幅を示す波形図である。図3は、図2に示す線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} の絶対値をそれぞれプロットしたものである。位相が90度～180度、270度～360度となる区間で、線間電圧 V_{ab} の振幅が200Vを越えており、位相が135度と315度のとき、線間電圧 V_{ab} の振幅は最大値282Vとなる。電力変換部1が出力可能な線間電圧 V_{ab} 、 V_{bc} 、 V_{ac} の最大値は、直流電圧源8の直流電圧値 V_{dc} である。よって、電力変換部1が図3に示す線間電圧 V_{ab} を二相交流回転機9に出力するためには、直流電圧源8の直流電圧値 V_{dc} が282V以上であることを必要とする。

10

【0017】

図4は本発明の実施の形態1における二相交流回転機9の線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} を示す波形図である。図4は線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} の波高値がそれぞれ282V、即ち、実効値が200Vの場合の位相と電位の関係を示している。図5は図4に示す線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} の振幅を示す波形図である。

【0018】

図5において、位相が90度～180度、270度～360度となる区間で、線間電圧 V_{ab} の振幅が282Vを越えており、位相が135度と315度のとき、線間電圧 V_{ab} の振幅は最大値400Vとなる。上述したように、電力変換部1が出力可能な線間電圧 V_{ab} 、 V_{bc} 、 V_{ac} の最大値は、直流電圧源8の直流電圧値 V_{dc} である。よって、電力変換部1が図5に示す線間電圧 V_{ab} を二相交流回転機9に出力するためには、直流電圧源8の直流電圧値 V_{dc} が400V以上であることを必要とする。

20

【0019】

直流電圧源8の直流電圧値 V_{dc} よりも、二相交流回転機9に供給しようとする線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} の振幅が大きい場合、電力変換部1は所望の線間電圧 V_{ab} 、 V_{bc} 、 V_{ac} を二相交流回転機9に供給できない。例えば、直流電圧値が282Vの直流電圧源8を用いて、図4に示す線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} を二相交流回転機9に供給しようとする場合は、電力変換部1は282V以上の振幅となる電圧を供給することができないため、所望の線間電圧 V_{ab} を供給することができない。

30

【0020】

換言すると、直流電圧源8の直流電圧値 V_{dc} が282Vである場合は、位相が90度～180度、270度～360度となる区間において、電力変換部1は所望の線間電圧 V_{ab} を出力することができない。しかし、より大きな振幅の線間電圧 V_{ab} を得ようとするのであれば、位相が90度～180度、270度～360度となる区間で線間電圧 V_{ab} の振幅が直流電圧源8の直流電圧値282Vと等しくなるようにすれば良い。以下の各実施の形態では、直流電圧源8の直流電圧値 V_{dc} が282Vである場合を例として説明する。

【0021】

線間電圧 V_{ab} を +282V になるように出力するためには、第1の巻線の端子aに接続したU相アームに設けたスイッチング素子2をオン、スイッチング素子3をオフするとともに、第2の巻線の端子bに接続したV相アームに設けたスイッチング素子4をオフ、スイッチング素子5をオンすれば良い。また、線間電圧 V_{ab} を -282V になるように出力するためには、第1の巻線の端子aに接続したU相アームに設けたスイッチング素子2をオフ、スイッチング素子3をオンするとともに、第2の巻線の端子bに接続したV相アームに設けたスイッチング素子4をオン、スイッチング素子5をオフすれば良い。

40

【0022】

図6は本発明の実施の形態1におけるスイッチング信号演算部10を示す構成図である。以下の各実施の形態において、図中、図6と同一符号は、同一又は相当の構成を示す。スイッチング信号演算部10は、外部から入力される線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* 及びキャ

50

リア周期の半周期 T_{hc} (以下、キャリア半周期 T_{hc} と記す。) に基づき、スイッチング素子 2 ~ 7 のオンオフを制御するための制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w を生成する。記憶器 11 は、予め記憶した直流電圧源 8 の直流電圧値 V_{dc} を出力する。なお、本実施の形態 1 では、記憶器 11 により直流電圧源 8 の直流電圧値 V_{dc} の値を出力するようにしているが、記憶器 11 の代わりに、直流電圧源 8 が出力する電圧を検出する電圧検出器により直流電圧値 V_{dc} を出力するようにしても良い。

【0023】

相電圧指令演算器 12 は、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* と記憶器 11 から得た直流電圧値 V_{dc} とに基づいて、相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を算出する。第 1 の相電圧指令である相電圧指令 V_a^* は、二相交流回転機 9 の端子 a に印加すべき電位を示している。同様に、第 2 の相電圧指令である相電圧指令 V_b^* は、二相交流回転機 9 の端子 b に印加すべき電位を示しており、第 3 の相電圧指令である相電圧指令 V_c^* は、二相交流回転機 9 の端子 c に印加すべき電位を示している。線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* と相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* との間には次式の関係が成り立つ。

【0024】

【数 1】

$$V_a^* = V_{ac}^* + V_{off}$$

$$V_b^* = V_{bc}^* + V_{off}$$

$$V_c^* = V_{off}$$

二相交流回転機 9 の電圧利用率を高めるためには、相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* の中で、最大となる相電圧指令と最小となる相電圧指令との平均値が後述するキャリア信号 c の最大値と最小値との平均値である $V_{dc}/2$ と等しくなるようにすれば良い。即ち、 V_{off} が次式を満たせば良い。

【0025】

【数 2】

$$V_{off} = -\frac{\max(V_{ac}^*, V_{bc}^*, 0) + \min(V_{ac}^*, V_{bc}^*, 0) - V_{dc}}{2}$$

なお、数式 2 において、 $\max(V_{ac}^*, V_{bc}^*, 0)$ とは、「 V_{ac}^* 」、「 V_{bc}^* 」、「0」の 3 つの値の中で最大値を示し、 $\min(V_{ac}^*, V_{bc}^*, 0)$ とは、「 V_{ac}^* 」、「 V_{bc}^* 」、「0」の 3 つの値の中で最小値を示す。相電圧指令演算器 12 は、入力された線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の瞬時値に基づき、数式 1 及び数式 2 を満たす相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を生成する。

【0026】

図 7 は本発明の実施の形態 1 における相電圧指令演算器 12 を示す構成図である。以下の各実施の形態において、図中、図 7 と同一符号は、同一又は相当の構成を示す。最大値演算器 20 は、入力された 3 つの値である「線間電圧指令 V_{ac}^* 」、「線間電圧指令 V_{bc}^* 」及び「0」の中から最大となる値を出力する。最小値演算器 21 は、入力された 3 つの値である「線間電圧指令 V_{ac}^* 」、「線間電圧指令 V_{bc}^* 」及び「0」の中から最小となる値を出力する。加減算器 22 は、最大値演算器 20 の出力と最小値演算器 21 の出力との和から記憶器 11 が出力する直流電圧値 V_{dc} を減算した結果を増幅器 23 へ出力する。増幅器 23 は、加減算器 22 の出力を -0.5 倍した値を相電圧指令 V_c^* として出力する。加算器 24 は線間電圧指令 V_{ac}^* と相電圧指令 V_c^* とを加算し、その結果を相電圧指令 V_a^* として出力する。同様に、加算器 25 は線間電圧指令 V_{bc}^* と相電圧指令 V_c^* とを加算し、その結果を相電圧指令 V_b^* として出力する。

【0027】

キャリア信号発生器 13 は、記憶器 11 から得た直流電圧値 V_{dc} と所定の周期 T_{hc} とに基づいて、最小値が 0、最大値が V_{dc} で、キャリア半周期が T_{hc} となる三角波をキャリア信号 c として出力する。図 8 は本発明の実施の形態 1 におけるキャリア信号 c を示す波

形図である。図 8 中、 T_c はキャリア周期を示している。なお、本実施の形態 1 ではキャリア信号 c が図 8 に示すような三角波である場合を扱うので、キャリア信号発生器 13 として三角波発生器を適用している。しかし、キャリア信号は三角波に限られたものではなく、ノコギリ波や逆ノコギリ波などを用いても良く、キャリア信号発生器 13 として、三角波発生器の代わりに、ノコギリ波や逆ノコギリ波などを出力するものを使用しても良い。

【0028】

コンパレータ 14 は、相電圧指令 V_a^* とキャリア信号 c とを比較し、制御信号 S_u を出力する。コンパレータ 14 は、相電圧指令 V_a^* がキャリア信号 c より大きい場合は、制御信号 S_u としてハイレベルを出力し、相電圧指令 V_a^* がキャリア信号 c より小さい場合は、制御信号 S_u としてローレベルを出力する。同様に、コンパレータ 15 は相電圧指令 V_b^* とキャリア信号 c とを比較し、制御信号 S_v を出力する。コンパレータ 15 は、相電圧指令 V_b^* がキャリア信号 c より大きい場合は、制御信号 S_v としてハイレベルを出力し、相電圧指令 V_b^* がキャリア信号 c より小さい場合は、制御信号 S_v としてローレベルを出力する。同様に、コンパレータ 16 は相電圧指令 V_c^* とキャリア信号 c とを比較し、制御信号 S_w を出力する。コンパレータ 16 は、相電圧指令 V_c^* がキャリア信号 c より大きい場合は、制御信号 S_w としてハイレベルを出力し、相電圧指令 V_c^* がキャリア信号 c より小さい場合は、制御信号 S_w としてローレベルを出力する。

【0029】

図 9 は本発明の実施の形態 1 における相電圧指令演算器 12 が出力する相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を示す波形図である。図 9 は、スイッチング信号演算部 10 に入力される線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* がそれぞれ図 4 に示す線間電圧 V_{ac} , V_{bc} に等しい (波高値が 282V、即ち、実効値が 200V) 場合の相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を示している。

【0030】

図 10 は本発明の実施の形態 1 における相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* とキャリア信号 c との関係を示す波形図である。図 10(a) は、図 9 に示す相電圧指令 V_a^* とキャリア信号 c との関係を示している。同様に、図 10(b) は、図 9 に示す相電圧指令 V_b^* とキャリア信号 c との関係を示しており、図 10(c) は図 9 に示す相電圧指令 V_c^* とキャリア信号 c との関係を示している。図 11 は本発明の実施の形態 1 における制御信号 S_u , S_v , S_w を示す波形図である。図 11(a) は制御信号 S_u を、図 11(b) は制御信号 S_v を、図 11(c) は制御信号 S_w をそれぞれ示している。図 11 中、"H" はハイレベルを、"L" はローレベルを示している。

【0031】

図 9 において、位相が 0 度から 90 度の範囲では、相電圧指令 V_a^* は 0 と V_{dc} との間の値となっている。キャリア信号 c は最小値が 0、最大値が V_{dc} で、キャリア半周期が T_{hc} の三角波である。このため、図 10(a) に示すように、位相が 0 度から 90 度の範囲では、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、キャリア信号 c と相電圧指令 V_a^* との大小関係が入れ替わる。その結果、コンパレータ 14 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_u をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。従って、制御信号 S_u は、図 11(a) に示すように、位相が 0 度から 90 度の範囲においてキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、信号レベルが反転する。なお、「キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、信号レベルが反転する」とは、一定周期 (即ち、キャリア半周期 T_{hc}) 毎に等間隔で信号レベルが反転することを意味するのではなく、キャリア半周期 T_{hc} の間のどこかの時点で一度、信号レベルが反転することを意味する。

【0032】

同様に、位相が 0 度から 90 度の範囲では、相電圧指令 V_b^* も 0 と V_{dc} との間の値となっている。このため、図 10(b) に示すように、キャリア信号 c と相電圧指令 V_b^* との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、コンパレータ 15 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_v をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。従って、制御信号 S_v は、図 11(b) に示すよう

に、位相が0度から90度の範囲においてキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、信号レベルが反転する。

【0033】

同様に、位相が0度から90度の範囲では、相電圧指令 V_c^* も0と V_{dc} との間の値となっている。このため、図10(c)に示すように、キャリア信号 c と相電圧指令 V_c^* との大小関係が T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、コンパレータ16はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_w をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。従って、制御信号 S_w は、図11(c)に示すように、位相が0度から90度の範囲においてキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、信号レベルが反転する。

【0034】

一方、位相が90度から180度の範囲では、相電圧指令 V_a^* は0より小さい値であるが、キャリア信号 c は0以上であるため、常に相電圧指令 V_a^* の方がキャリア信号 c よりも小さい。このため、コンパレータ14は、位相が90度から180度の範囲では、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_u をローレベルにする(図11(a)参照)。

【0035】

また、位相が90度から180度の範囲では、相電圧指令 V_b^* は V_{dc} より大きな値であり、キャリア信号 c は V_{dc} 以下であるため、常に相電圧信号 V_b^* の方がキャリア信号 c よりも大きい。このため、コンパレータ15は、位相が90度から180度の範囲では、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_v をハイレベルにする(図11(b)参照)。

【0036】

しかしながら、位相が90度から180度の範囲においても、相電圧指令 V_c^* は0と V_{dc} の間の値となっており、位相が0度から90度の範囲の場合と同様に、キャリア信号 c と相電圧指令 V_c^* との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、コンパレータ16は、位相が90度から180度の範囲においても、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_w をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する(図11(c)参照)。

【0037】

図9に示すように、位相が180度から270度の範囲では、位相が0度から90度の範囲と同様に、相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* ともに0と V_{dc} との間の値となっている。このため、キャリア信号 c と相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、入れ替わる(図10(a)~(c)参照)。その結果、位相が180度から270度の範囲では、コンパレータ14~16は、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w それぞれの信号レベルを反転させて出力する(図11(a)~(c)参照)。

【0038】

位相が270度から360度の範囲では、図9に示すように、常に相電圧指令 V_a^* の方がキャリア信号 c よりも大きくなっている。このため、コンパレータ14は、位相が270度から360度の範囲では、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_u をハイレベルにする(図11(a)参照)。

【0039】

また、位相が270度から360度の範囲では、常に相電圧指令 V_b^* の方がキャリア信号 c よりも小さくなっている。このため、コンパレータ15は、位相が270度から360度の範囲では、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_v をローレベルにする(図11(b)参照)。

【0040】

一方、位相が270度から360度の範囲においても、相電圧指令 V_c^* は0と V_{dc} との間の値となっており、キャリア信号 c と相電圧指令 V_c^* との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、コンパレータ16はキャリア半周期 T_{hc} の間に

10

20

30

40

50

一度、制御信号 S_w をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する（図 11(c) 参照）。

【0041】

なお、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_u , S_v , S_w をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する場合は、キャリア半周期 T_{hc} の 2 倍であるキャリア周期 T_c よりも長い間、制御信号 S_u , S_v , S_w が同一レベル（ハイレベルまたはローレベル）の状態を継続することはない。また、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_u , S_v の信号レベルをハイレベル、若しくはローレベルにする場合は、キャリア周期 T_c よりも長い間、制御信号 S_u , S_v が同一レベルの状態を継続する。

10

【0042】

線間電圧指令 V_{ac}^* と線間電圧指令 V_{bc}^* との差で表される線間電圧指令 V_{ab}^* の波高値が、直流電圧源 8 の直流電圧値 V_{dc} の所定倍率 K を超える場合、スイッチング信号演算部 10 は、少なくとも制御信号 S_u または制御信号 S_v の一方を次のように生成する。少なくとも制御信号 S_u または制御信号 S_v の一方は、ハイレベル固定またはローレベル固定の期間がキャリア周期 T_c より長くなることから、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* , V_{ab}^* の基本波周期の間に 2 回以上ある。ここで、所定倍率 K は $0 < K < 1$ を満たす値である。

【0043】

同様に、線間電圧指令 V_{ab}^* の波高値の替わりに線間電圧指令 V_{ab}^* の実効値を用いて表現すると、上述の所定倍率 K は、 $0 < L < 1 / \sqrt{2}$ を満たす所定倍率 L に置き換えられる。即ち、線間電圧指令 V_{ab}^* の実効値が直流電圧値 V_{dc} の所定倍率 L ($0 < L < 1 / \sqrt{2}$) を超える場合、少なくとも制御信号 S_u または制御信号 S_v の一方は、ハイレベル固定またはローレベル固定の期間がキャリア周期 T_c より長くなることから、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* , V_{ab}^* の基本波周期の間に 2 回以上ある。

20

【0044】

線間電圧指令 V_{ac}^* と線間電圧指令 V_{bc}^* との振幅比が 1 : 1 である場合、即ち第 1 の巻線と第 2 の巻線との巻数比が 1 である場合は、線間電圧指令 V_{ac}^* の実効値及び線間電圧指令 V_{bc}^* の実効値はともに、線間電圧指令 V_{ab}^* の実効値に対して $1 / \sqrt{2}$ 倍となる。従って、第 1 の巻線と第 2 の巻線との巻数比が 1 である場合は、線間電圧指令 V_{ab}^* の波高値の替わりに線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の実効値を用いて表現することができる。この場合、上述の所定倍率 L は、 $0 < M < 1 / \sqrt{2}$ を満たす所定倍率 M に置き換えられる。即ち、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の実効値が直流電圧値 V_{dc} の所定倍率 M ($0 < M < 1 / \sqrt{2}$) を超える場合、少なくとも制御信号 S_u または制御信号 S_v の一方は、ハイレベル固定またはローレベル固定の期間がキャリア周期 T_c より長くなることから、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* , V_{ab}^* の基本波周期の間に 2 回以上ある。

30

【0045】

なお、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* , V_{ab}^* の基本波周期とは、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* , V_{ab}^* の位相が 360 度変化する 1 周期と定義する。なお、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* , V_{ab}^* の基本波周期は全て同じ長さである。

【0046】

図 11(a) , (b) は、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* , V_{ab}^* の基本波周期の間に、制御信号 S_u , S_v がハイレベル固定またはローレベル固定となる期間が 2 回ある場合の例を示しているが、この回数に限られたものではなく、3 回以上であっても良い。

40

【0047】

図 12 は本発明の実施の形態 1 における電力変換部 1 が出力する線間電圧 V_{ac} , V_{bc} , V_{ab} を示す波形図である。スイッチング信号演算部 10 に、図 4 に示す線間電圧 V_{ac} , V_{bc} に等しい線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* を入力した場合、電力変換部 1 が出力する線間電圧 V_{ac} , V_{bc} , V_{ab} はそれぞれ図 12 に示すような波形となる。図 12 に示すように、位相が 90 度から 180 度の範囲において、線間電圧 V_{ab} は - 282 V で一定となっており、位相が 270 度から 360 度の範囲において、線間電圧 V_{ab} は 282 V で一定となってい

50

る。電力変換部 1 が所望の線間電圧 V_{ab} を出力できない区間（即ち、位相が 90 度から 180 度、及び 270 度から 360 度の範囲）において、電力変換部 1 は出力可能な最大の電圧値、即ち直流電圧源 8 の直流電圧値 V_{dc} (282 V) を線間電圧 V_{ab} の振幅として出力している。

【0048】

従来の二相交流回転機の制御装置では、二相交流回転機における二つの巻線それぞれ他端を共通に接続した端子 c の電圧を制御する制御信号 S_w が、周期的に同一レベルに固定されるようにしていた。しかし、より高い電圧を二相交流回転機 9 に印加するためには、制御信号 S_w ではなく、制御信号 S_u または S_v が周期的に同一レベルに固定されるようにすると良い。

【0049】

本実施の形態 1 における二相交流回転機 9 の制御装置は、相電圧指令演算器 12 において、数式 1 及び数式 2 を満たす相電圧指令 V_{a^*} 、 V_{b^*} 、 V_{c^*} を生成している。この相電圧指令 V_{a^*} 、 V_{b^*} 、 V_{c^*} に基づき、制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w が生成される。少なくとも制御信号 S_u または制御信号 S_v の一方は、信号レベルが同一レベルに固定される期間がキャリア周期 T_c より長くことが、線間電圧指令 V_{ac^*} 、 V_{bc^*} 、 V_{ab^*} の基本波周期の間に 2 回以上あるという特徴を有する。

【0050】

このような制御により、本実施の形態 1 における二相交流回転機 9 の制御装置は、従来より高い電圧を二相交流回転機 9 に印加でき、電圧利用率の向上という効果を得ることができる。また、U 相アームのスイッチング素子 2、3 及び V 相アームのスイッチング素子 4、5 のスイッチング回数が減るため、スイッチングに起因する消費電力の抑制効果を得ることができる。

【0051】

実施の形態 2 .

実施の形態 1 では、キャリア信号 c として、最大値を直流電圧源 8 の直流電圧値 V_{dc} 、最小値を 0 とする三角波を用いていたが、最大値を $0.5 V_{dc}$ 、最小値を $-0.5 V_{dc}$ とする三角波をキャリア信号 c としても良い。この場合、相電圧指令演算器 12 a に対して直流電圧源 8 の直流電圧値 V_{dc} を入力する必要がなくなる。

【0052】

図 13 は本発明の実施の形態 2 におけるスイッチング信号演算部 10 a を示す構成図である。図 14 は本発明の実施の形態 2 におけるキャリア信号 c を示す波形図である。キャリア信号発生器 13 a は、記憶器 11 が出力する直流電圧値 V_{dc} と所定の周期 T_{hc} とに基づいて、図 14 に示すような、最大値が $0.5 V_{dc}$ 、最小値が $-0.5 V_{dc}$ 、キャリア半周期が T_{hc} の三角波をキャリア信号 c として出力する。なお、その他の構成は、実施の形態 1 と同一のものであり、その説明を省略する。

【0053】

図 15 は本発明の実施の形態 2 における相電圧指令演算器 12 a を示す構成図である。本実施の形態 2 においては、キャリア信号 c の最大値は $0.5 V_{dc}$ で、最小値は $-0.5 V_{dc}$ である。二相交流回転機 9 の電圧利用率を高めるためには、相電圧指令 V_{a^*} 、 V_{b^*} 、 V_{c^*} の中で、最大となる相電圧指令と最小となる相電圧指令との平均値が、キャリア信号 c の最大値と最小値との平均値である 0 と等しくなるようにすれば良い。相電圧指令演算器 12 a は、入力された線間電圧指令 V_{ac^*} 、 V_{bc^*} の瞬時値に基づき、数式 1 及び数式 3 を満たす相電圧指令 V_{a^*} 、 V_{b^*} 、 V_{c^*} を生成する。

【0054】

【数 3】

$$V_{off} = -\frac{\max(V_{ac^*}, V_{bc^*}, 0) + \min(V_{ac^*}, V_{bc^*}, 0)}{2}$$

図 7 に示す実施の形態 1 における相電圧指令演算器 12 と本実施の形態 2 における相電圧

10

20

30

40

50

指令演算器 1 2 a との相違点は、加減算器 2 2 の代わりに、最大値演算器 2 0 の出力と最小値演算器 2 1 の出力とを加算した結果を増幅器 2 3 へ出力する加算器 2 2 a を用いる点だけである。

【 0 0 5 5 】

図 1 6 は本発明の実施の形態 2 における相電圧指令演算器 1 2 a が出力する相電圧指令 V_{a^*} 、 V_{b^*} 、 V_{c^*} を示す波形図である。図 1 6 は、スイッチング信号演算部 1 0 a に入力される線間電圧指令 V_{ac^*} 、 V_{bc^*} がそれぞれ図 4 に示す線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} に等しい（波高値が 2 8 2 V、即ち、実効値が 2 0 0 V）場合の相電圧指令 V_{a^*} 、 V_{b^*} 、 V_{c^*} を示している。

【 0 0 5 6 】

図 1 6 において、位相が 0 度から 9 0 度の範囲では、相電圧指令 V_{a^*} は - 0 . 5 Vdc と 0 . 5 Vdc との間の値となっている。キャリア信号 c の最小値は - 0 . 5 Vdc、最大値は 0 . 5 Vdc であるので、位相が 0 度から 9 0 度の範囲では、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、キャリア信号 c と相電圧指令 V_{a^*} との大小関係が入れ替わる。その結果、位相が 0 度から 9 0 度の範囲では、コンパレータ 1 4 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_u をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【 0 0 5 7 】

同様に、位相が 0 度から 9 0 度の範囲では、相電圧指令 V_{b^*} も - 0 . 5 Vdc と 0 . 5 Vdc との間の値となっているので、キャリア信号 c と相電圧指令 V_{b^*} との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、位相が 0 度から 9 0 度の範囲では、コンパレータ 1 5 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_v をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【 0 0 5 8 】

同様に、位相が 0 度から 9 0 度の範囲では、相電圧指令 V_{c^*} も - 0 . 5 Vdc と 0 . 5 Vdc との間の値となっているので、キャリア信号 c と相電圧指令 V_{c^*} との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、位相が 0 度から 9 0 度の範囲では、コンパレータ 1 6 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_w をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【 0 0 5 9 】

位相が 9 0 度から 1 8 0 度の範囲では、相電圧指令 V_{a^*} は - 0 . 5 Vdc より小さい値であるが、キャリア信号 c は - 0 . 5 Vdc 以上であるため、常に相電圧指令 V_{a^*} の方がキャリア信号 c よりも小さい。このため、コンパレータ 1 4 は、位相が 9 0 度から 1 8 0 度の範囲では、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_u をローレベルにする。

【 0 0 6 0 】

また、位相が 9 0 度から 1 8 0 度の範囲では、相電圧指令 V_{b^*} は 0 . 5 Vdc より大きな値であり、キャリア信号 c は 0 . 5 Vdc 以下であるため、常に相電圧指令 V_{b^*} の方がキャリア信号 c よりも大きい。このため、コンパレータ 1 5 は、位相が 9 0 度から 1 8 0 度の範囲では、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_v をハイレベルにする。

【 0 0 6 1 】

一方、位相が 9 0 度から 1 8 0 度の範囲においても、相電圧指令 V_{c^*} は - 0 . 5 Vdc と 0 . 5 Vdc との間の値となっているので、位相が 0 度から 9 0 度の範囲の場合と同様に、キャリア信号 c と相電圧指令 V_{c^*} との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、位相が 9 0 度から 1 8 0 度の範囲においても、コンパレータ 1 6 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_w をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【 0 0 6 2 】

以上のように、スイッチング信号演算部 1 0 a は、記憶器 1 1 が出力する直流電圧値 V_{dc} の値を相電圧指令演算器 1 2 a に入力することなく、実施の形態 1 と同様の制御信号 S

10

20

30

40

50

u , S_v , S_w を出力することができ、実施の形態 1 と同様の効果を得ることができる。

【0063】

図 16 では、波高値が 282 V、即ち、実効値が 200 V の線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* が相電圧指令演算器 12a に入力された場合の相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* について扱ったが、以下では線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の波高値を別の値にした場合について説明する。

【0064】

図 17 は本発明の実施の形態 2 における相電圧指令演算器 12a が出力する相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を示す波形図である。図 17 は、スイッチング信号演算部 10a に入力される線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* がそれぞれ図 2 に示す線間電圧 V_{ac} , V_{bc} に等しい（波高値が 200 V、即ち、実効値が 141 V）場合の相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を示している。線間電圧指令 V_{ab}^* は、図 2 に示す線間電圧 V_{ab} に等しい電圧となる。線間電圧指令 V_{ab}^* の波高値は、282 V で直流電圧値 V_{dc} と等しい。また、線間電圧指令 V_{ab}^* の実効値は、200 V で直流電圧値 V_{dc} の $1/\sqrt{2}$ 倍となっている。

【0065】

図 14 に示したようにキャリア信号 c は最小値が $-0.5 V_{dc}$ ($= -141 V$)、最大値が $0.5 V_{dc}$ ($= 141 V$) である。コンパレータ 14, 15, 16 はそれぞれ相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* とキャリア信号 c とを比較する。図 17 において、位相が 0 度から 360 度の全範囲で、相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* のいずれもが $-0.5 V_{dc}$ と $0.5 V_{dc}$ との間の値となっている。従って、位相が 0 度から 360 度のいずれの範囲でも、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、キャリア信号 c と相電圧指令 V_a^* の大小関係が入れ替わる。その結果、コンパレータ 14 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_u をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【0066】

同様に、位相が 0 度から 360 度のいずれの範囲でも、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、キャリア信号 c と相電圧指令 V_b^* との大小関係が入れ替わる。その結果、コンパレータ 15 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_v をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。同様に、位相が 0 度から 360 度のいずれの範囲でも、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、キャリア信号 c と相電圧指令 V_c^* との大小関係が入れ替わる。その結果、コンパレータ 16 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_w をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【0067】

以上のように、スイッチング信号演算部 10a は、線間電圧指令 V_{ab}^* の実効値が直流電圧値 V_{dc} に対して $1/\sqrt{2}$ 倍を超えない場合は、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれの信号レベルを反転させる。この制御信号 S_u に基づいて、U 相アームのスイッチング素子 2, 3 は、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度スイッチングの極性が反転する。同様に、制御信号 S_v に基づいて、V 相アームのスイッチング素子 4, 5 は、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度スイッチングの極性が反転する。同様に、制御信号 S_w に基づいて、W 相アームのスイッチング素子 6, 7 も、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度スイッチングの極性が反転する。

【0068】

図 18 は本発明の実施の形態 2 における相電圧指令演算器 12a が出力する相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を示す波形図である。図 18 は、スイッチング信号演算部 10a に入力される線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の波高値が 400 V、即ち、実効値が 282 V の場合の相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を示している。線間電圧指令 V_{ab}^* の実効値は 400 V であり、直流電圧値 V_{dc} に対して $1/\sqrt{2}$ 倍を超えている。

【0069】

図 18 において、位相が 0 度から 45 度の範囲では、相電圧指令 V_a^* は $0.5 V_{dc}$ ($= 141 V$) より大きな値となっている。キャリア信号 c の最大値は $0.5 V_{dc}$ ($= 14$

10

20

30

40

50

1 V) であるので、位相が 0 度から 45 度の範囲では、常に相電圧指令 V_{a^*} の方がキャリア信号 c よりも大きい。このため、コンパレータ 14 は、位相が 0 度から 45 度の範囲では、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_u をハイレベルにする。

【0070】

位相が 45 度から 82 度の範囲では、相電圧指令 V_{a^*} は -0.5 Vdc と 0.5 Vdc との間の値となっており、キャリア信号 c と相電圧指令 V_{a^*} との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度入れ替わる。その結果、コンパレータ 14 は、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_u をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【0071】

位相が 82 度から 225 度の範囲では、相電圧指令 V_{a^*} は -0.5 Vdc より小さな値となっている。キャリア信号 c の最小値は -0.5 Vdc であるので、位相が 82 度から 225 度の範囲では、常に相電圧指令 V_{a^*} の方がキャリア信号 c よりも小さい。このため、コンパレータ 14 は、位相が 82 度から 225 度の範囲では、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_u をローレベルにする。

【0072】

位相が 225 度から 262 度の範囲では、相電圧指令 V_{a^*} は -0.5 Vdc と 0.5 Vdc との間の値となっているので、キャリア信号 c と相電圧指令 V_{a^*} との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度入れ替わる。その結果、コンパレータ 14 は、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_u をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【0073】

位相が 262 度から 360 度の範囲では、相電圧指令 V_{a^*} は 0.5 Vdc より大きな値となっている。キャリア信号 c の最大値は 0.5 Vdc であるので、位相が 262 度から 360 度の範囲では、常に相電圧指令 V_{a^*} の方がキャリア信号 c よりも大きい。このため、コンパレータ 14 は、位相が 262 度から 360 度の範囲では、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_u をハイレベルにする。

【0074】

次に、相電圧指令 V_{b^*} は、位相が 0 度から 8 度の範囲で、キャリア信号 c の最小値 -0.5 Vdc より小さな値となっている。このため、コンパレータ 15 はキャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_v をローレベルにする。位相が 8 度から 45 度の範囲では、相電圧指令 V_{b^*} は -0.5 Vdc と 0.5 Vdc との間の値となっているので、キャリア信号 c と相電圧指令 V_{b^*} との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、コンパレータ 15 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_v をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【0075】

位相が 45 度から 188 度の範囲では、相電圧指令 V_{b^*} はキャリア信号 c の最大値 0.5 Vdc より大きな値となっている。このため、位相が 45 度から 188 度の範囲では、コンパレータ 15 はキャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_v をハイレベルにする。また、位相が 188 度から 225 度の範囲では、相電圧指令 V_{b^*} は -0.5 Vdc と 0.5 Vdc の間の値となっているので、キャリア信号 c と相電圧指令 V_{b^*} との大小関係がキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、コンパレータ 15 は、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_v をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【0076】

位相が 225 度から 360 度の範囲では、相電圧指令 V_{b^*} はキャリア信号 c の最小値 -0.5 Vdc より小さな値となっている。このため、位相が 225 度から 360 度の範囲では、コンパレータ 15 は、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_v をローレベルにする。

【0077】

10

20

30

40

50

相電圧指令 V_{c^*} は、位相が 0 度から 105 度の範囲で、キャリア信号 c の最小値 $-0.5 V_{dc}$ より小さな値となっている。このため、位相が 0 度から 105 度の範囲では、コンパレータ 16 は、キャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_w をローレベルにする。また、位相が 105 度から 165 度の範囲では、相電圧指令 V_{c^*} は $-0.5 V_{dc}$ と $0.5 V_{dc}$ との間の値となっており、キャリア信号 c と相電圧指令 V_{c^*} との大小関係はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、コンパレータ 16 は、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_w をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

【0078】

また、位相が 165 度から 285 度の範囲では、相電圧指令 V_{c^*} はキャリア信号 c の最大値 $0.5 V_{dc}$ より大きな値となっているので、コンパレータ 16 はキャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_w をハイレベルにする。また、位相が 285 度から 345 度の範囲では、相電圧指令 V_{c^*} は $-0.5 V_{dc}$ と $0.5 V_{dc}$ との間の値となっているので、キャリア信号 c と相電圧指令 V_{c^*} との大小関係は T_{hc} の間に一度、入れ替わる。その結果、コンパレータ 16 はキャリア半周期 T_{hc} の間に一度、制御信号 S_w をハイレベルからローレベルへ、若しくはローレベルからハイレベルへ変更する。

10

【0079】

位相が 345 度から 360 度の範囲では、相電圧指令 V_{c^*} はキャリア信号 c の最小値 $-0.5 V_{dc}$ より小さな値となっているので、コンパレータ 16 はキャリア信号 c の瞬時値とは関係なく制御信号 S_w をローレベルにする。

20

【0080】

続いて、線間電圧指令 V_{ac^*} 、 V_{bc^*} 、 V_{ab^*} の波高値を変更した場合、相電圧指令演算器 12a が出力する相電圧指令 V_{a^*} 、 V_{b^*} 、 V_{c^*} それぞれとキャリア信号 c との関係、制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w がどのように変化するかについて説明する。

【0081】

図 19 は本発明の実施の形態 2 における相電圧指令 V_{a^*} 、 V_{b^*} 、 V_{c^*} とキャリア信号 c との関係及び制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w を示す波形図である。図 19(a) は、相電圧指令 V_{a^*} とキャリア信号 c との関係を示している。同様に、図 19(b) は、相電圧指令 V_{b^*} とキャリア信号 c との関係を示しており、図 19(c) は相電圧指令 V_{c^*} とキャリア信号 c との関係を示している。図 19(d) ~ (f) はそれぞれ、制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w を示している。なお、図 19 ~ 図 21 において、“H” は 2 値信号のハイレベルを、“L” は 2 値信号のローレベルを示している。

30

【0082】

図 19 は、線間電圧指令 V_{ac^*} 、 V_{bc^*} の波高値が 200 V、即ち、実効値が 141 V の場合に、相電圧指令演算器 12a が出力する相電圧指令 V_{a^*} 、 V_{b^*} 、 V_{c^*} とキャリア信号 c との関係及び制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w を示している。なお、図 19 において、線間電圧指令 V_{ac^*} 、 V_{bc^*} 、 V_{ab^*} の周波数は 100 Hz、即ち線間電圧指令 V_{ac^*} 、 V_{bc^*} 、 V_{ab^*} の基本波周期は 0.01 秒であり、キャリア半周期 T_{hc} は 250 μ 秒である。

【0083】

この場合、線間電圧指令 V_{ab^*} の波高値は 282 V で、直流電圧値 V_{dc} と等しい。換言すると、線間電圧指令 V_{ab^*} の実効値は 200 V であり、直流電圧値 V_{dc} に対して $1/\sqrt{2}$ 倍となっている。所定倍率 L は $0 < L < 1/\sqrt{2}$ を満たす値であるが、例えば、所定倍率 $L = 1/\sqrt{2}$ とすると、線間電圧指令 V_{ab^*} の実効値は直流電圧値 V_{dc} の所定倍率 L を超えていない。従って、制御信号 S_u 、 S_v の信号レベルが、ハイレベル固定またはローレベル固定となる期間は存在しない。制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w はそれぞれ、図 19(d) ~ (f) に示すように、キャリア半周期 T_{hc} の間に一度、信号レベルが反転する。

40

【0084】

図 20 は本発明の実施の形態 2 における相電圧指令 V_{a^*} 、 V_{b^*} 、 V_{c^*} とキャリア信号 c との関係及び制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w を示す波形図である。図 20(a) は、相電圧指令 V_{a^*} とキャリア信号 c との関係を示している。同様に、図 20(b) は、相電圧指令 V_{b^*}

50

とキャリア信号 c との関係を示しており、図 20(c)は相電圧指令 Vc^ とキャリア信号 c との関係を示している。図 20(d)~(f)はそれぞれ、制御信号 Su 、 Sv 、 Sw を示している。

【0085】

図 20は、線間電圧指令 Vac^* 、 Vbc^* の波高値が 282V、即ち、実効値が 200Vの場合に、相電圧指令演算器 12aが出力する相電圧指令 Va^* 、 Vb^* 、 Vc^* とキャリア信号 c との関係及び制御信号 Su 、 Sv 、 Sw を示している。なお、図 19と同様に、線間電圧指令 Vac^* 、 Vbc^* 、 Vab^* の基本波周期は 0.01秒で、キャリア半周期 Thc は 250 μ 秒である。この場合、線間電圧指令 Vab^* の波高値は 400Vで、直流電圧値 Vdc に対して 2倍となっている。換言すると、線間電圧指令 Vab^* の実効値は 282Vであり、直流電圧値 Vdc と等しい。例えば、所定倍率 $L = 1/\sqrt{2}$ とすると、線間電圧指令 Vab^* の実効値は直流電圧値 Vdc の所定倍率 L を超えている。従って、制御信号 Su 、 Sv の信号レベルが、ハイレベル固定またはローレベル固定となる期間が存在する。

10

【0086】

図 20(f)に示すとおり、制御信号 Sw はキャリア半周期 Thc の間に一度、信号レベルが反転する。一方、制御信号 Su は、図 20(d)に示すように、0.0025秒から 0.0055秒の区間、ローレベルの状態を継続する。即ち、制御信号 Su は、キャリア半周期 Thc の 2倍 (= キャリア周期 Tc)より長い間、ローレベルに固定された状態を継続する。また、0.0075秒から 0.01秒の区間、制御信号 Su はハイレベルの状態を継続する。即ち、制御信号 Su は、キャリア周期 Tc より長い間、ハイレベルに固定された状態を継続する。このように、線間電圧指令 Vac^* 、 Vbc^* 、 Vab^* の基本波周期の間に 2回、制御信号 Su がハイレベル固定若しくはローレベル固定となる状態がキャリア周期 Tc よりも長い間継続する。

20

【0087】

また、制御信号 Sv は、図 20(e)に示すように、0.0025秒から 0.0055秒の区間、ハイレベルの状態を継続する。即ち、制御信号 Sv は、キャリア周期 Tc より長い間、ハイレベルに固定された状態を継続する。また、0.0075秒から 0.01秒の区間、制御信号 Sv はローレベルの状態を継続する。即ち、制御信号 Sv は、キャリア周期 Tc より長い間、ローレベルに固定された状態を継続する。このように、線間電圧指令 Vac^* 、 Vbc^* 、 Vab^* の基本波周期の間に 2回、制御信号 Sv がハイレベル固定若しくはローレベル固定となる状態がキャリア周期 Tc よりも長い間継続する。

30

【0088】

図 21は、線間電圧指令 Vac^* 、 Vbc^* の波高値が 400V、即ち、実効値が 282Vの場合に、相電圧指令演算器 12aが出力する相電圧指令 Va^* 、 Vb^* 、 Vc^* とキャリア信号 c との関係及び制御信号 Su 、 Sv 、 Sw を示している。なお、図 19と同様に、線間電圧指令 Vac^* 、 Vbc^* 、 Vab^* の基本波周期は 0.01秒で、キャリア半周期 Thc は 250 μ 秒である。この場合、線間電圧指令 Vab^* の波高値は 564Vで、直流電圧値 Vdc に対して 2倍となっている。換言すると、線間電圧指令 Vab^* の実効値は 400Vであり、直流電圧値 Vdc に対して 2倍となっている。例えば、所定倍率 $L = 1/\sqrt{2}$ とすると、線間電圧指令 Vab^* の実効値は直流電圧値 Vdc の所定倍率 L を超えている。従って、制御信号 Su 、 Sv の信号レベルが、ハイレベル固定またはローレベル固定となる期間が存在する。更に、制御信号 Sw についても、信号レベルがハイレベル固定またはローレベル固定となる期間が存在する。

40

【0089】

制御信号 Su は、図 21(d)に示すように、0.002秒から 0.0065秒の区間、ローレベルの状態を継続する。即ち、制御信号 Su は、キャリア周期 Tc より長い間、ローレベルに固定された状態を継続する。また、0.007秒から 0.01秒の区間、制御信号 Su はハイレベルの状態を継続する。即ち、制御信号 Su は、キャリア周期 Tc より長い間、ハイレベルに固定された状態を継続する。このように、線間電圧指令 Vac^* 、 Vbc^* 、 Vab^* の基本波周期の間に 2回、制御信号 Su がハイレベル固定若しくはローレベル

50

固定となる状態がキャリア周期 T_c よりも長い間継続する。

【 0 0 9 0 】

また、制御信号 S_v は、0.001秒から0.005秒の区間、ハイレベルの状態を継続する。即ち、制御信号 S_v は、キャリア周期 T_c より長い間、ハイレベルに固定された状態を継続する。また、0.006秒から0.01秒の区間、制御信号 S_v はローレベルの状態を継続する。即ち、制御信号 S_v は、キャリア周期 T_c より長い間、ローレベルに固定された状態を継続する。

【 0 0 9 1 】

さらに、制御信号 S_w は、0.00秒から0.003秒の区間、ローレベルの状態を継続する。即ち、制御信号 S_w は、キャリア周期 T_c より長い間、ローレベルに固定された状態を継続する。また、0.0045秒から0.008秒の区間、制御信号 S_w はハイレベルの状態を継続する。即ち、制御信号 S_w は、キャリア周期 T_c より長い間、ハイレベルに固定された状態を継続する。

10

【 0 0 9 2 】

このように、線間電圧指令 V_{ab^*} の実効値が直流電圧値 V_{dc} に対して所定倍率 L を超える場合は、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} , V_{ab^*} の基本波周期の間に2回以上、U相アーム及びV相アームに設けられたスイッチング素子2~5はそれぞれ、キャリア周期 T_c よりも長い間継続してオン状態もしくはオフ状態になる。それとともに、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} , V_{ab^*} の基本波周期の間に2回以上、W相アームに設けられたスイッチング素子6,7はそれぞれ、キャリア周期 T_c よりも長い間継続してオン状態もしくはオフ状態になる。

20

【 0 0 9 3 】

図22は本実施の形態2における線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の実効値と二相交流回転機9に印加される線間電圧 V_{ac} , V_{bc} の実効値との関係を示す図である。二相交流回転機9の制御装置に対して、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の実効値をそれぞれ0~350Vとして与えた場合における、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の実効値と二相交流回転機9に印加される線間電圧 V_{ac} , V_{bc} の実効値との関係をプロットしたものである。

【 0 0 9 4 】

図22において、印は本実施の形態2における二相交流回転機9の制御装置を用いた場合を示している。また、比較のため、従来の二相交流回転機の制御装置を用いた場合を印で示している。なお、実施の形態1における二相交流回転機9の制御装置を用いた場合も、本実施の形態2における二相交流回転機9の制御装置を用いた場合と同一の結果が得られる。

30

【 0 0 9 5 】

従来の二相交流回転機の制御装置では、二相交流回転機の第1及び第2の巻線それぞれの一端を結んだ接合部に印加すべき電位を示す相電圧指令 V_c^* が周期的に一定レベルとなるようにしていた。このため、電力変換部が出力可能な線間電圧 V_{ac} , V_{bc} の実効値は最大でも141V、即ち直流電圧値 V_{dc} に対して1/2倍であった。これに対し、本実施の形態2における電力変換部1が出力可能な線間電圧 V_{ac} , V_{bc} の実効値は、最大200Vである。この値は、直流電圧値 V_{dc} の1/2倍であり、従来の電力変換部が出力可能な線間電圧 V_{ac} , V_{bc} の実効値を大きく上回る。

40

【 0 0 9 6 】

本実施の形態2における二相交流回転機9の制御装置は、相電圧指令演算器12aにおいて、数式1及び数式3を満たす相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を生成している。この相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* に基づき、制御信号 S_u , S_v , S_w が生成される。少なくとも制御信号 S_u または制御信号 S_v の一方は、信号レベルが同一レベルに固定される期間がキャリア周期 T_c より長くことが、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} , V_{ab^*} の基本波周期の間に2回以上あるという特徴を有する。

【 0 0 9 7 】

このような制御により、本実施の形態2における二相交流回転機9の制御装置は、実施

50

の形態 1 と同様の効果を得ることができる。即ち、従来より高い電圧を二相交流回転機 9 に印加でき、電圧利用率の向上という効果を得ることができる。また、U 相アームのスイッチング素子 2、3 及び V 相アームのスイッチング素子 4、5 のスイッチング回数が減るため、スイッチングに起因する消費電力の抑制効果を得ることができる。

【0098】

実施の形態 3 .

実施の形態 1 及び実施の形態 2 における相電圧指令演算器 12, 12a は、3 つの変数のうち最大となる値を出力する最大値演算器 20 と、3 つの変数のうち最小となる値を出力する最小値演算器 21 とを備えていた。この相電圧指令演算器 12, 12a を、最大値演算器 20 及び最小値演算器 21 を廃して加減算と増幅器とを有する構成の相電圧指令演算器 12b に置換しても良い。これにより、相電圧指令演算器 12b は演算が簡素になる。

10

【0099】

図 23 は本実施の形態 3 におけるスイッチング信号演算部 10b を示す構成図である。相電圧指令演算器 12b 以外は、実施の形態 2 と同一であるため、説明を省略する。

【0100】

線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* , V_{ab}^* の中で振幅が最大となるのは線間電圧指令 V_{ab}^* である。そこで、二相交流回転機 9 の電圧利用率を高めるためには、U 相アームが出力する電圧と V 相アームが出力する電圧とが逆位相になるようにすれば良い。即ち、相電圧指令 V_{a^*} と相電圧指令 V_{b^*} とが次式の関係になれば良い。

20

【0101】

【数 4】

$$V_{a^*} = -V_{b^*}$$

数式 1 及び数式 4 から、相電圧指令 V_{a^*} , V_{b^*} , V_{c^*} は次式を満たせば良い。

【0102】

【数 5】

$$V_{a^*} = \frac{V_{ac}^* - V_{bc}^*}{2}$$

$$V_{b^*} = \frac{V_{bc}^* - V_{ac}^*}{2}$$

$$V_{c^*} = -\frac{V_{ac}^* + V_{bc}^*}{2}$$

30

図 24 は本実施の形態 3 における相電圧指令演算器 12b を示す構成図である。減算器 30 は線間電圧指令 V_{ac}^* から線間電圧指令 V_{bc}^* を減算し、その結果を増幅器 31 へ出力する。増幅器 31 は減算器 30 の出力を 0.5 倍し、相電圧指令 V_{a^*} として出力する。減算器 32 は線間電圧指令 V_{bc}^* から線間電圧指令 V_{ac}^* を減算し、その結果を増幅器 33 へ出力する。増幅器 33 は減算器 32 の出力を 0.5 倍し、相電圧指令 V_{b^*} として出力する。加算器 34 は線間電圧指令 V_{ac}^* と線間電圧指令 V_{bc}^* とを加算し、その結果を増幅器 35 へ出力する。増幅器 35 は加算器 34 の出力を -0.5 倍し、相電圧指令 V_{c^*} として出力する。

40

【0103】

相電圧指令演算器 12b は、線間電圧指令 V_{ac}^* と線間電圧指令 V_{bc}^* との差 ($V_{ac}^* - V_{bc}^*$) に基づいて、第 1 の巻線の一端 a に接続した U 相アームが出力すべき相電圧指令 V_{a^*} を生成する。同様に、相電圧指令演算器 12b は、線間電圧指令 V_{bc}^* と線間電圧指令 V_{ac}^* との差 ($V_{bc}^* - V_{ac}^*$) に基づいて、第 2 の巻線の一端 b に接続した V 相アームが出力すべき相電圧指令 V_{b^*} を生成する。また、相電圧指令演算器 12b は、線間電圧指令 V_{ac}^* と線間電圧指令 V_{bc}^* との和 ($V_{ac}^* + V_{bc}^*$) に基づいて、第 1 の巻線の他端と第 2 の巻線の他端とを結んだ結合端 c に接続した W 相アームが出力すべき相電圧指令 V_{c^*} を

50

生成する。

【0104】

相電圧指令演算器12bは、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の和($V_{ac}^* + V_{bc}^*$)及び差($V_{ac}^* - V_{bc}^*$)に基づいて生成した相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を出力する。このため、相電圧指令演算器12bは、簡単な演算のみで、相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を生成することができる。第1の巻線の一端aに接続したU相アーム、及び第2の巻線の一端bに接続したV相アームの消費電力を抑制しつつ、高い電圧を二相交流回転機9に出力することができる。

【0105】

図25は本実施の形態3における線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の実効値と二相交流回転機9に印加される線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} の実効値との関係を示す図である。二相交流回転機9の制御装置に対して、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の実効値をそれぞれ0~350Vとして与えた場合における、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の実効値と二相交流回転機9に印加される線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} の実効値との関係をプロットしたものである。

10

【0106】

図25において、印は本実施の形態3における二相交流回転機9の制御装置を用いた場合を示している。また、比較のため、従来の二相交流回転機の制御装置を用いた場合を印で示している。

【0107】

従来の二相交流回転機の制御装置では、二相交流回転機の第1及び第2の巻線それぞれの他端を結んだ接合部に印加すべき電位を示す相電圧指令 V_c^* が周期的に一定レベルとなるようにしていた。このため、電力変換部が出力可能な線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} の実効値は最大でも141V、即ち直流電圧値 V_{dc} に対して1/2倍であった。これに対し、本実施の形態3における電力変換部1が出力可能な線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} の実効値は、最大175Vであり、従来技術よりも電圧利用率が向上している。

20

【0108】

本実施の形態3によれば、相電圧指令演算器12bにおける演算を簡素化できる。その結果、スイッチング信号演算部10bを、マイコンやゲートアレイ、アナログ回路などで実現する場合、その構成や回路規模を簡素化することが可能となり、安価な構成で実現することが可能である。

30

【0109】

また、本実施の形態3によれば、従来の二相交流回転機の制御装置を用いた場合より高い電圧を二相交流回転機9に印加でき、電圧利用率の向上という効果を得ることができる。

【0110】

実施の形態4

実施の形態1~3における相電圧指令演算器12、12a、12bは、線間電圧指令 V_{ac}^* と線間電圧指令 V_{bc}^* との位相関係を考慮せず、相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を算出していた。しかし、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の大小関係と線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の正負の符号とから、相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を算出する演算式を変更するようにしても良い。

40

【0111】

図26は本実施の形態4におけるスイッチング信号演算部10cを示す構成図である。相電圧指令演算器12c以外は実施の形態1と同一であるため、説明を省略する。相電圧指令演算器12cは線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* と記憶器11から得た直流電圧値 V_{dc} に基づいて相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を生成する。以下、相電圧指令演算器12cの内部演算について説明する。図27~29は本発明の実施の形態4における相電圧指令演算器12cを示すフローチャートである。図27において、STEP101より相電圧指令演算器12c内部の演算を開始する。STEP102では線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の大小関係及び正負の符号に関し、次式の関係が成立するか否かを判断する。

50

【 0 1 1 2 】

【 数 6 】

$$V_{ac}^* \geq V_{bc}^* \geq 0$$

線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、数式 6 が成立する場合 S T E P 1 0 3 を実行し、数式 6 が不成立の場合 S T E P 1 0 6 を実行する。S T E P 1 0 3 では、線間電圧指令 V_{ac}^* と直流電圧値 V_{dc} との間で次式の関係が成立するか否かを判定する。

【 0 1 1 3 】

【 数 7 】

$$V_{ac}^* < V_{dc}$$

線間電圧指令 V_{ac}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 7 の関係が成立する場合、S T E P 1 0 4 を実行する。S T E P 1 0 4 では相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【 0 1 1 4 】

【 数 8 】

$$V_a^* = V_{ac}^*$$

$$V_b^* = V_{bc}^*$$

$$V_c^* = 0$$

S T E P 1 0 4 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 S T E P 1 0 2 を実行する。一方、S T E P 1 0 3 において、線間電圧指令 V_{ac}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 7 の関係が不成立の場合、S T E P 1 0 5 を実行する。S T E P 1 0 5 では相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【 0 1 1 5 】

【 数 9 】

$$V_a^* = V_{dc}$$

$$V_b^* = \frac{V_{bc}^*}{V_{ac}^*} V_{dc}$$

$$V_c^* = 0$$

S T E P 1 0 5 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 S T E P 1 0 2 を実行する。

【 0 1 1 6 】

一方、S T E P 1 0 2 において、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、数式 6 の関係が不成立の場合、S T E P 1 0 6 を実行する。S T E P 1 0 6 では線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、次式の関係が成立するか否かを判断する。

【 0 1 1 7 】

【 数 1 0 】

$$V_{bc}^* \geq V_{ac}^* \geq 0$$

線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、数式 1 0 が成立する場合 S T E P 1 0 7 を実行し、数式 1 0 が不成立の場合、後述する分岐 B に進む。S T E P 1 0 7 では、線間電圧指令 V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間で次式の関係が成立するか否かを判定する。

【 0 1 1 8 】

【 数 1 1 】

$$V_{bc}^* < V_{dc}$$

10

20

30

40

50

線間電圧指令 V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に、数式 1 1 の関係が成立する場合、STEP 1 0 8 を実行する。STEP 1 0 8 では、相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【 0 1 1 9 】

【 数 1 2 】

$$V_a^* = V_{ac}^*$$

$$V_b^* = V_{bc}^*$$

$$V_c^* = 0$$

STEP 1 0 8 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 STEP 1 0 2 を実行する。一方、STEP 1 0 7 において、線間電圧指令 V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 1 1 の関係が不成立の場合、STEP 1 0 9 を実行する。STEP 1 0 9 では、相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【 0 1 2 0 】

【 数 1 3 】

$$V_a^* = \frac{V_{ac}^*}{V_{bc}^*} V_{dc}$$

$$V_b^* = V_{dc}$$

$$V_c^* = 0$$

STEP 1 0 9 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 STEP 1 0 2 を実行する。

【 0 1 2 1 】

図 2 8 は、STEP 1 0 6 において、数式 1 0 の関係が不成立であった場合に移行する分岐 B 以降の演算を示すフローチャートである。STEP 1 1 1 では、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、次式の関係が成立するか否かを判断する。

【 0 1 2 2 】

【 数 1 4 】

$$V_{bc}^* \geq 0 \geq V_{ac}^*$$

線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、数式 1 4 が成立する場合、STEP 1 1 2 を実行し、数式 1 4 が不成立の場合、後述する STEP 1 1 5 を実行する。STEP 1 1 2 では、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間で次式の関係が成立するか否かを判定する。

【 0 1 2 3 】

【 数 1 5 】

$$-V_{ac}^* + V_{bc}^* < V_{dc}$$

線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 1 5 の関係が成立する場合、STEP 1 1 3 を実行する。STEP 1 1 3 では相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【 0 1 2 4 】

【 数 1 6 】

$$V_a^* = 0$$

$$V_b^* = -V_{ac}^* + V_{bc}^*$$

$$V_c^* = -V_{ac}^*$$

STEP 1 1 3 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 STEP 1 0 2 を実行する。一方、STEP 1 1 2 において、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 1 5 の関係が不成立の場合、STEP 1 1 4 を実行する。STEP 1 1 4 では、相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【 0 1 2 5 】

【 数 1 7 】

$$V_a^* = 0$$

$$V_b^* = V_{dc}$$

$$V_c^* = \frac{V_{ac}^*}{V_{ac}^* - V_{bc}^*} V_{dc}$$

STEP 114 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 STEP 102 を実行する。

【 0 1 2 6 】

一方、前記 STEP 111 において、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、数式 14 の関係が不成立の場合、STEP 115 を実行する。STEP 115 では線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、次式の関係が成立するか否かを判断する。 10

【 0 1 2 7 】

【 数 1 8 】

$$0 \geq V_{bc}^* \geq V_{ac}^*$$

線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、数式 18 が成立する場合、STEP 116 を実行し、数式 18 が不成立の場合、後述する分岐 C に進む。STEP 116 では線間電圧指令 V_{ac}^* と直流電圧値 V_{dc} との間で、次式の関係が成立するか否かを判定する。 20

【 0 1 2 8 】

【 数 1 9 】

$$-V_{ac}^* < V_{dc}$$

線間電圧指令 V_{ac}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 19 の関係が成立する場合、STEP 117 を実行する。STEP 117 では相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【 0 1 2 9 】

【 数 2 0 】

$$V_a^* = 0$$

$$V_b^* = -V_{ac}^* + V_{bc}^*$$

$$V_c^* = -V_{ac}^*$$

STEP 117 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 STEP 102 を実行する。一方、STEP 116 において、線間電圧指令 V_{ac}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 19 の関係が不成立の場合、STEP 118 を実行する。STEP 118 では相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。 30

【 0 1 3 0 】

【 数 2 1 】

$$V_a^* = 0$$

$$V_b^* = \left(1 - \frac{V_{bc}^*}{V_{ac}^*}\right) V_{dc}$$

$$V_c^* = V_{dc}$$

STEP 118 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 STEP 102 を実行する。

【 0 1 3 1 】

図 29 は、STEP 115 において、数式 18 の関係が不成立であった場合に移行する分岐 C 以降の演算を示すフローチャートである。STEP 121 では、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、次式の関係が成立するか否かを判断する。 40 50

【 0 1 3 2 】

【 数 2 2 】

$$0 \geq V_{ac}^* \geq V_{bc}^*$$

線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、数式 2 2 が成立する場合、STEP 1 2 2 を実行し、数式 2 2 が不成立の場合、後述する STEP 1 2 5 を実行する。STEP 1 2 2 では、線間電圧指令 V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間で次式の関係が成立するか否かを判定する。

【 0 1 3 3 】

【 数 2 3 】

$$-V_{bc}^* < V_{dc}$$

10

線間電圧指令 V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 2 3 の関係が成立する場合、STEP 1 2 3 を実行する。STEP 1 2 3 では、相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【 0 1 3 4 】

【 数 2 4 】

$$V_a^* = V_{ac}^* - V_{bc}^*$$

$$V_b^* = 0$$

$$V_c^* = -V_{bc}^*$$

20

STEP 1 2 3 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 STEP 1 0 2 を実行する。一方、STEP 1 2 2 において、線間電圧指令 V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 2 3 の関係が不成立の場合、STEP 1 2 4 を実行する。STEP 1 2 4 では、相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【 0 1 3 5 】

【 数 2 5 】

$$V_a^* = \left(1 - \frac{V_{ac}^*}{V_{bc}^*}\right) V_{dc}$$

$$V_b^* = 0$$

$$V_c^* = V_{dc}$$

30

STEP 1 2 4 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 STEP 1 0 2 を実行する。

【 0 1 3 6 】

一方、STEP 1 2 1 において、線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の大小関係と正負の符号に関し、数式 2 2 の関係が不成立の場合、STEP 1 2 5 を実行する。STEP 1 2 5 では線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間で次式の関係が成立するか否かを判定する。

【 0 1 3 7 】

【 数 2 6 】

$$V_{ac}^* - V_{bc}^* < V_{dc}$$

40

線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 2 6 の関係が成立する場合、STEP 1 2 6 を実行する。STEP 1 2 6 では、相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【 0 1 3 8 】

【数 2 7】

$$V_a^* = V_{ac}^* - V_{bc}^*$$

$$V_b^* = 0$$

$$V_c^* = -V_{bc}^*$$

STEP 126 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 STEP 102 を実行する。一方、STEP 125 において、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* と直流電圧値 V_{dc} との間に数式 26 の関係が不成立の場合、STEP 127 を実行する。STEP 127 では、相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を次式の演算を行うことにより決定する。

【0139】

【数 2 8】

$$V_a^* = V_{dc}$$

$$V_b^* = 0$$

$$V_c^* = \frac{-V_{bc}^*}{V_{ac}^* - V_{bc}^*} V_{dc}$$

STEP 127 を実行後、分岐 A へ戻り、再度 STEP 102 を実行する。

【0140】

以上の流れに従って、スイッチング信号演算部 10c 内部の相電圧指令演算器 12c は、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* と記憶器 11 から得た直流電圧値 V_{dc} とに基づいて、相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を生成する。

【0141】

続いて、本実施の形態 4 におけるスイッチング信号演算部 10c の演算方法の原理について説明する。図 30 は本発明の実施の形態 4 における電力変換部 1 が出力可能な線間電圧 V_{ac} と線間電圧 V_{bc} との関係を示すベクトル図である。図中の印は、線間電圧 V_{ac} と線間電圧 V_{bc} との関係を示す電圧ベクトルの終点を示している。

【0142】

電圧ベクトル V_N ($N = 0 \sim 6$) に添えられた括弧書きは (S_u , S_v , S_w) の組合せを示している。例えば、電圧ベクトル V_1 ($1, 0, 0$) は、制御信号 S_u をハイレベル、制御信号 S_v をローレベル、制御信号 S_w をローレベルにしたときに、電力変換部 1 が二相交流回転機 9 に対して出力する線間電圧 V_{ac} と線間電圧 V_{bc} との関係を示している。このとき、電力変換部 1 が出力する線間電圧は $V_{ac} = V_{dc}$ 、 $V_b = 0$ である。なお、括弧内の "1" はは 2 値信号のハイレベルを示しており、"0" は 2 値信号のローレベルを示している。

【0143】

また、例えば、電圧ベクトル V_5 ($0, 0, 1$) は、制御信号 S_u をローレベル、制御信号 S_v をローレベル、制御信号 S_w をハイレベルにしたときに、電力変換部 1 が二相交流回転機 9 に対して出力する線間電圧 V_{ac} と線間電圧 V_{bc} との関係を示している。このとき、電力変換部 1 が出力する線間電圧は $V_{ac} = -V_{dc}$ 、 $V_{bc} = -V_{dc}$ である。

【0144】

電力変換部 1 は、図 30 に示す六角形状の領域内 (即ち、網掛け部分) の線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} を出力可能である。電力変換部 1 が二相交流回転機 9 に対して出力可能な線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} の振幅は次式に示す制限があるためである。

【0145】

【数 2 9】

$$|V_{ac}^*| \leq V_{dc}$$

$$|V_{bc}^*| \leq V_{dc}$$

$$|V_{ac}^* - V_{bc}^*| \leq V_{dc}$$

10

20

30

40

50

二相交流回転機 9 に印加すべき線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* には位相と振幅が存在する。線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の位相及び振幅と図 30 のベクトル図とを勘案すれば、印加すべき相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を導出することが可能である。以下、二相交流回転機 9 に印加すべき線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の位相（以下、電圧ベクトルの位相と記す）が $0 \sim 45$ 度の場合と 90 度 ~ 180 度の場合を例に取り具体的に説明する。

【0146】

図 31、図 32 は電圧ベクトルの位相が $0 \sim 45$ 度の場合に、制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w それぞれの $Duty$ 比の導出手法を説明するためのベクトル図である。図 31 は $V_{ac}^* < V_{dc}$ の場合を示しており、図 32 は $V_{ac}^* = V_{dc}$ の場合を示している。

【0147】

電圧ベクトルの位相が $0 \sim 45$ 度の場合は、上述した数式 6 が成り立つ。この関係の下で、制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w それぞれの $Duty$ 比、 D_u 、 D_v 、 D_w の導出手法を説明する。図 31、図 32 において座標が $(V_{ac}, V_{bc}) = (V_{ac}^*, V_{bc}^*)$ となる点（図中の印）の電圧ベクトル V_8 、 V_9 の出力方法を説明する。まず、図 31 及び図 32 中の印の電圧ベクトル V_7 を出力する方法について説明する。原点と印の点とを結ぶ直線は次式で表現できる。

【0148】

【数 30】

$$V_{bc}^* \times V_{ac} - V_{ac}^* \times V_{bc} = 0$$

また、電圧ベクトル $V_1 (1, 0, 0)$ の終点と電圧ベクトル $V_2 (1, 1, 0)$ の終点とを結ぶ直線は次式で表現できる。

【0149】

【数 31】

$$V_{ac} = V_{dc}$$

数式 30 で表される直線と数式 31 で表される直線とが交差する点の座標は、 $(V_{ac}, V_{bc}) = (V_{dc}, V_{bc}^* \div V_{ac}^* \times V_{dc})$ である。電圧ベクトル V_7 の終点は、電圧ベクトル $V_1 (1, 0, 0)$ の終点と電圧ベクトル $V_2 (1, 1, 0)$ の終点とを $(V_{bc}^* \div V_{ac}^*)$ 対 $(1 - V_{bc}^* \div V_{ac}^*)$ に内分する点である。電圧ベクトル V_7 を出力するには、電圧ベクトル $V_1 (1, 0, 0)$ のときに出力する制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w の信号レベルと電圧ベクトル $V_2 (1, 1, 0)$ のときに出力する制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w の信号レベルとの出力時間の比を $(1 - V_{bc}^* \div V_{ac}^*)$ 対 $(V_{bc}^* \div V_{ac}^*)$ にすれば良い。即ち、制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w の $Duty$ 比 (D_u 、 D_v 、 D_w) が次式となれば良い。

【0150】

【数 32】

$$\begin{aligned} (D_u, D_v, D_w) &= \left(1 - \frac{V_{bc}^*}{V_{ac}^*}\right) \times (1, 0, 0) + \frac{V_{bc}^*}{V_{ac}^*} \times (1, 1, 0) \\ &= \left(1, \frac{V_{bc}^*}{V_{ac}^*}, 0\right) \end{aligned}$$

換言すると、電圧ベクトル V_7 を出力するには、電力変換部 1 の U 相アームのスイッチング素子 2、3 をオンオフ制御するための制御信号 S_u をハイレベルにし、V 相アームのスイッチング素子 4、5 をオンオフ制御するための制御信号 S_v の $Duty$ 比を $V_{bc}^* \div V_{ac}^*$ にし、W 相アームのスイッチング素子 6、7 をオンオフ制御するための制御信号 S_w をローレベルにすれば良い。

【0151】

続いて、 $V_{ac}^* < V_{dc}$ の場合に、電力変換部 1 が出力すべき印の電圧ベクトル V_8 の出力方法について説明する。図 31 の横軸に注目すると、電圧ベクトル V_8 は電圧ベクトル V_7 を $V_{ac}^* \div V_{dc}$ 倍したものであることが分かる。即ち、電圧ベクトル V_8 の終点は

10

20

30

40

50

、原点と電圧ベクトル V_7 の終点とを $(V_{ac}^* \div V_{dc})$ 対 $(1 - V_{ac}^* \div V_{dc})$ に内分する点である。

【 0 1 5 2 】

ここで、 $V_{ac} = V_{bc} = 0$ となる零ベクトルは $V_0(0, 0, 0)$ と $V_0(1, 1, 1)$ のいずれでも良く、また $V_0(0, 0, 0)$ と $V_0(1, 1, 1)$ を任意の割合で出力しても良い。本実施の形態 4 では、 $V_{ac} = V_{bc} = 0$ となる零ベクトルを $V_0(0, 0, 0)$ で出力させることとする。従って、 $V_{ac}^* < V_{dc}$ の場合、電圧ベクトル V_8 を出力するには、電圧ベクトル $V_0(0, 0, 0)$ のときに出力する制御信号 S_u, S_v, S_w の信号レベルと電圧ベクトル V_7 のときに出力する制御信号 S_u, S_v, S_w の信号レベルとの出力時間の比を $(1 - V_{ac}^* \div V_{dc})$ 対 $V_{ac}^* \div V_{dc}$ にすれば良い。即ち、制御信号 S_u, S_v, S_w の Duty 比 (D_u, D_v, D_w) が次式となれば良い。

10

【 0 1 5 3 】

【数 3 3】

$$\begin{aligned} (D_u, D_v, D_w) &= \left(1 - \frac{V_{ac}^*}{V_{dc}}\right) \times (0, 0, 0) + \frac{V_{ac}^*}{V_{dc}} \times \left(1, \frac{V_{bc}^*}{V_{ac}^*}, 0\right) \\ &= \left(\frac{V_{ac}^*}{V_{dc}}, \frac{V_{bc}^*}{V_{dc}}, 0\right) \end{aligned}$$

また、線間電圧 V_{ac} は V_{dc} より大きな電圧振幅を発生できない。図 3 2 に示すような $V_{ac}^* > V_{dc}$ の場合は、印の電圧ベクトル V_9 は出力できないため、印の電圧ベクトル V_7 を出力すれば良い。即ち、制御信号 S_u, S_v, S_w の Duty 比 (D_u, D_v, D_w) が次式となれば良い。

20

【 0 1 5 4 】

【数 3 4】

$$(D_u, D_v, D_w) = \left(1, \frac{V_{bc}^*}{V_{ac}^*}, 0\right)$$

以下では、数式 3 3, 数式 3 4 と、スイッチング信号演算部 10 c との関係について説明する。制御信号 S_u, S_v, S_w の Duty 比を数式 3 3 で示す値とするためには、相電圧指令 V_a^*, V_b^*, V_c^* をどのような値にすれば良いかについて説明する。

30

【 0 1 5 5 】

D_u は制御信号 S_u の Duty 比である。 D_u が数式 3 3 で表される場合、制御信号 S_u が $V_{ac}^* \div V_{dc}$ の割合でハイレベルになれば良い。キャリア信号発生器 1 3 が出力するキャリア信号 c は最小値が 0、最大値が V_{dc} となる三角波である。このため、コンパレータ 1 4 が制御信号 S_u をデューティ比が $V_{ac}^* \div V_{dc}$ となるように出力するには、相電圧指令演算器 1 2 c は相電圧指令 V_a^* として $(V_{ac}^* \div V_{dc})$ を V_{dc} 倍した値、即ち V_{ac}^* を出力すれば良い。

【 0 1 5 6 】

同様に、 D_v は制御信号 S_v の Duty 比であり、 D_u が数式 3 3 で表される場合、制御信号 S_v が $V_{bc}^* \div V_{dc}$ の割合でハイレベルになれば良い。コンパレータ 1 5 が制御信号 S_v をデューティ比が $V_{bc}^* \div V_{dc}$ となるように出力するには、相電圧指令演算器 1 2 c は相電圧指令 V_b^* として $(V_{bc}^* \div V_{dc})$ を V_{dc} 倍した値、即ち V_{bc}^* を出力すれば良い。

40

【 0 1 5 7 】

同様に、 D_w は制御信号 S_w の Duty 比であり、 D_w が数式 3 3 で表される場合、制御信号 S_w が 0 の割合でハイレベルになれば良い。コンパレータ 1 6 が制御信号 S_w をデューティ比が 0 となるように出力するには、相電圧指令演算器 1 2 c は相電圧指令 V_c^* として 0 を出力すれば良い。これらの関係を勘案すれば、数式 6 及び数式 7 の関係が成立する場合に電圧ベクトル V_8 を出力するには、相電圧指令演算器 1 2 c は相電圧指令 V_a^*, V_b^*, V_c^* を上述した数式 8 で与えれば良い。

50

【 0 1 5 8 】

次に、制御信号 S_u , S_v , S_w の $Duty$ 比を数式 34 で示す値とする方法も同様に考えれば良い。 D_u は制御信号 S_u の $Duty$ 比である。 D_u が数式 34 で表される場合、制御信号 S_u が 1 の割合でハイレベルになれば良い。キャリア信号発生器 13 が出力するキャリア信号 c は最小値が 0、最大値が V_{dc} となる三角波である。このため、コンパレータ 14 が制御信号 S_u をデューティ比が 1 となるように出力するには、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 V_a^* として 1 を V_{dc} 倍した値、即ち V_{dc} を出力すれば良い。

【 0 1 5 9 】

同様に、 D_v は制御信号 S_v の $Duty$ 比であり、 D_u が数式 34 で表される場合、制御信号 S_v が $V_{bc}^* \div V_{ac}^*$ の割合でハイレベルになれば良い。コンパレータ 15 が制御信号 S_v をデューティ比が $V_{bc}^* \div V_{ac}^*$ となるように出力するには、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 V_b^* として $(V_{bc}^* \div V_{ac}^*)$ を V_{dc} 倍した値、即ち $(V_{bc}^* \div V_{ac}^*) \times V_{dc}$ を出力すれば良い。

10

【 0 1 6 0 】

同様に、 D_w は制御信号 S_w の $Duty$ 比であり、 D_w が数式 34 で表される場合、制御信号 S_w が 0 の割合でハイレベルになれば良い。コンパレータ 16 が制御信号 S_w をデューティ比が 0 となるように出力するには、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 V_c^* として 0 を出力すれば良い。これらの関係を勘案すれば、数式 6 の関係が成立し、且つ数式 7 の関係が成立しないときに、電圧ベクトル V_9 を出力しようとする場合は、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* を上述した数式 9 で与えれば良い。

20

【 0 1 6 1 】

以上の説明から、電圧ベクトルの位相 θ が $0 \sim 45$ 度の場合について、相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* の導出が可能となった。図 33 は本発明の実施の形態 4 における相電圧演算器 12c が演算する相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* の演算式を示す表である。上記説明の電圧ベクトルの位相 θ が $0 \sim 45$ 度の場合と同様に考えれば、電圧ベクトルの位相 θ が 45 度 ~ 90 度、 $180 \sim 225$ 度、 $225 \sim 270$ 度の場合も相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* の導出が可能である。

【 0 1 6 2 】

続いて、電圧ベクトルの位相 θ が 90 度 ~ 180 度の場合について説明する。図 34、図 35 は電圧ベクトルの位相 θ が $90 \sim 180$ 度の場合に、制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれの $Duty$ 比の導出手法を説明するためのベクトル図である。図 34 は $-V_{ac}^* + V_{bc}^* < V_{dc}$ の場合を示しており、図 35 は $-V_{ac}^* + V_{bc}^* > V_{dc}$ の場合を示している。電圧ベクトルの位相 θ が $90 \sim 180$ 度の場合は上述した数式 14 が成り立つ。

30

【 0 1 6 3 】

この関係の下で、制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれの $Duty$ 比、 D_u , D_v , D_w の導出手法を説明する。図 34、図 35 において座標が $(V_{ac}, V_{bc}) = (V_{ac}^*, V_{bc}^*)$ となる点 (図中の 印) の電圧ベクトル V_{11} , V_{12} の出力方法を説明する。まず、図 34 及び図 35 中の 印の電圧ベクトル V_{10} を出力する方法について説明する。原点と 印の点とを結ぶ直線は数式 30 で表現できる。また、電圧ベクトル $V_3 (0, 1, 0)$ の終点と電圧ベクトル $V_4 (0, 1, 1)$ の終点とを結ぶ直線は次式で表現できる。

40

【 0 1 6 4 】

【 数 3 5 】

$$V_{ac} - V_{bc} = -V_{dc}$$

数式 30 で表される直線と数式 35 で表される直線とが交差する点の座標は、 $(V_{ac}, V_{bc}) = (V_{ac}^* \div (-V_{ac}^* + V_{bc}^*) \times V_{dc}, V_{bc}^* \div (-V_{ac}^* + V_{bc}^*) \times V_{dc})$ である。電圧ベクトル V_{10} の終点は、電圧ベクトル $V_3 (0, 1, 0)$ の終点と電圧ベクトル $V_4 (0, 1, 1)$ の終点とを $-V_{ac}^*$ 対 V_{bc}^* に内分する点である。電圧ベクトル V_{10} を出力するには、電圧ベクトル $V_3 (0, 1, 0)$ のときに出力する制御信号 S_u , S_v , S_w の信号レベルと電圧ベクトル $V_4 (0, 1, 1)$ のときに出力する制御信号 S_u ,

50

S_v , S_w の信号レベルとの出力時間の比を $(V_{bc}^* \div (-V_{ac}^* + V_{bc}^*))$ 対 $(-V_{ac}^* \div (-V_{ac}^* + V_{bc}^*))$ にすれば良い。即ち、制御信号 S_u , S_v , S_w の $Duty$ 比 (D_u, D_v, D_w) が次式となれば良い。

【0165】

【数36】

$$(D_u, D_v, D_w) = \frac{V_{bc}^*}{-V_{ac}^* + V_{bc}^*} \times (0, 1, 0) + \frac{-V_{ac}^*}{-V_{ac}^* + V_{bc}^*} \times (0, 1, 1) \\ = \left(0, 1, \frac{V_{ac}^*}{V_{ac}^* - V_{bc}^*} \right)$$

10

換言すると、電圧ベクトル V_{10} を出力するには、電力変換部1のU相アームのスイッチング素子2、3をオンオフ制御するための制御信号 S_u をローレベルにし、V相アームのスイッチング素子4、5をオンオフ制御するための制御信号 S_v をハイレベルにし、W相アームのスイッチング素子6、7をオンオフ制御するための制御信号 S_w の $Duty$ 比を $V_{ac}^* \div (V_{ac}^* - V_{bc}^*)$ にすれば良い。

【0166】

続いて、 $-V_{ac}^* + V_{bc}^* < V_{dc}$ の場合に、電力変換部1が出力すべき印の電圧ベクトル V_{11} の出力方法について説明する。図34の横軸に注目すると、電圧ベクトル V_{11} は電圧ベクトル V_{10} を $(-V_{ac}^* + V_{bc}^*) \div V_{dc}$ 倍したものであることが分かる。即ち、電圧ベクトル V_{11} の終点は、原点と電圧ベクトル V_{10} の終点とを $((-V_{ac}^* + V_{bc}^*) \div V_{dc})$ 対 $(1 - ((-V_{ac}^* + V_{bc}^*) \div V_{dc}))$ に内分する点である。

20

【0167】

従って、 $-V_{ac}^* + V_{bc}^* < V_{dc}$ の場合、電圧ベクトル V_{11} を出力するには、電圧ベクトル $V_0 (0, 0, 0)$ のときに出力する制御信号 S_u , S_v , S_w の信号レベルと電圧ベクトル V_{10} のときに出力する制御信号 S_u , S_v , S_w の信号レベルとの出力時間の比を $(1 - ((-V_{ac}^* + V_{bc}^*) \div V_{dc}))$ 対 $((-V_{ac}^* + V_{bc}^*) \div V_{dc})$ にすれば良い。即ち、制御信号 S_u , S_v , S_w の $Duty$ 比 (D_u, D_v, D_w) が次式となれば良い。

【0168】

【数37】

$$(D_u, D_v, D_w) = \left(1 - \frac{-V_{ac}^* + V_{bc}^*}{V_{dc}} \right) \times (0, 0, 0) + \frac{-V_{ac}^* + V_{bc}^*}{V_{dc}} \times \left(0, 1, \frac{V_{ac}^*}{V_{ac}^* - V_{bc}^*} \right) \\ = \left(0, \frac{-V_{ac}^* + V_{bc}^*}{V_{dc}}, \frac{-V_{ac}^*}{V_{dc}} \right)$$

30

また、線間電圧 V_{ab} は V_{dc} より大きな電圧振幅を発生できない。図35に示すような $-V_{ac}^* + V_{bc}^* > V_{dc}$ の場合は、印の電圧ベクトル V_{12} は出力できないため、印の電圧ベクトル V_{10} を出力すれば良い。即ち、制御信号 S_u , S_v , S_w の $Duty$ 比 (D_u, D_v, D_w) が次式となれば良い。

40

【0169】

【数38】

$$(D_u, D_v, D_w) = \left(0, 1, \frac{V_{ac}^*}{V_{ac}^* - V_{bc}^*} \right)$$

以下では、数式37、数式38と、スイッチング信号演算部10cとの関係について説明する。制御信号 S_u , S_v , S_w の $Duty$ 比を数式37で示す値とするためには、相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* をどのような値にすれば良いかについて説明する。

【0170】

D_u は制御信号 S_u の $Duty$ 比である。 D_u が数式37で表される場合、制御信号 S

50

u が 0 の割合でハイレベルになれば良い。キャリア信号発生器 13 が出力するキャリア信号 c は最小値が 0、最大値が Vdc となる三角波である。このため、コンパレータ 14 が制御信号 Su をデューティ比が 0 となるように出力するには、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 Va* としてデューティ比 Du を Vdc 倍した値、即ち 0 を出力すれば良い。

【0171】

同様に、Dv は制御信号 Sv の Duty 比であり、Dv が数式 37 で表される場合、制御信号 Sv が $(-V_{ac}^* + V_{bc}^*) \div V_{dc}$ の割合でハイレベルになれば良い。コンパレータ 15 が、制御信号 Sv をデューティ比が $(-V_{ac}^* + V_{bc}^*) \div V_{dc}$ となるように出力するには、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 Vb* として $(-V_{ac}^* + V_{bc}^*) \div V_{dc}$ を Vdc 倍した値、即ち $-V_{ac}^* + V_{bc}^*$ を出力すれば良い。

10

【0172】

同様に、Dw は制御信号 Sw の Duty 比であり、Dw が数式 37 で表される場合、制御信号 Sw が $-V_{ac}^* \div V_{dc}$ の割合でハイレベルになれば良い。コンパレータ 16 が制御信号 Sw をデューティ比が $-V_{ac}^* \div V_{dc}$ となるように出力するには、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 Vc* として $-V_{ac}^* \div V_{dc}$ を Vdc 倍した値、即ち $-V_{ac}^*$ を出力すれば良い。これらの関係を勘案すれば、数式 14 及び数式 15 の関係が成立する場合に電圧ベクトル V_{11} を出力するには、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 Va*, Vb*, Vc* を上述した数式 16 で与えれば良い。

【0173】

次に、制御信号 Su, Sv, Sw の Duty 比を数式 38 で示す値とする方法も同様に考えれば良い。Du は制御信号 Su の Duty 比である。Du が数式 38 で表される場合、制御信号 Su が 0 の割合でハイレベルになれば良い。キャリア信号発生器 13 が出力するキャリア信号 c は最小値が 0、最大値が Vdc となる三角波である。このため、コンパレータ 14 が制御信号 Su をデューティ比が 0 となるように出力するには、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 Va* として 0 を Vdc 倍した値、即ち 0 を出力すれば良い。

20

【0174】

同様に、Dv は制御信号 Sv の Duty 比であり、Dv が数式 38 で表される場合、制御信号 Sv が 1 の割合でハイレベルになれば良い。コンパレータ 15 が制御信号 Sv をデューティ比が 1 となるように出力するには、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 Vb* として 1 を Vdc 倍した値、即ち Vdc を出力すれば良い。

30

【0175】

同様に、Dw は制御信号 Sw の Duty 比であり、Dw が数式 38 で表される場合、制御信号 Sw が $V_{ac}^* \div (V_{ac}^* - V_{bc}^*)$ の割合でハイレベルになれば良い。コンパレータ 16 が制御信号 Sw をデューティ比が $V_{ac}^* \div (V_{ac}^* - V_{bc}^*)$ となるように出力するには、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 Vc* として $V_{ac}^* \div (V_{ac}^* - V_{bc}^*)$ を Vdc 倍した値、即ち $V_{ac}^* \div (V_{ac}^* - V_{bc}^*) \times V_{dc}$ を出力すれば良い。これらの関係を勘案すれば、数式 14 の関係が成立し、且つ数式 15 の関係が成立しないときに、電圧ベクトル V_{12} を出力しようとする場合は、相電圧指令演算器 12c は相電圧指令 Va*, Vb*, Vc* を上述した数式 17 で与えれば良い。

【0176】

以上の説明から、図 33 に記した表の電圧ベクトルの位相 θ が 90 ~ 180 度の場合の相電圧指令 Va*, Vb*, Vc* について導くことが可能である。同様に考えれば、電圧ベクトルの位相 θ が 270 ~ 360 度の場合の相電圧指令 Va*, Vb*, Vc* も導出することが可能である。図 27 ~ 29 に記したフローチャートは、図 33 の表に示す相電圧指令 Va*, Vb*, Vc* を具体的に算出する手法を示したものである。

40

【0177】

続いて、線間電圧指令 Vac*, Vbc* の波高値を変化させた場合、相電圧指令演算器 12c が出力する相電圧指令 Va*, Vb*, Vc* とキャリア信号 c との関係、及びスイッチング信号演算部 10c が出力する制御信号 Su, Sv, Sw がどのように変化するかについて説明する。

50

【 0 1 7 8 】

図 3 6 ~ 図 3 9 は本発明の実施の形態 4 における相電圧指令演算器 1 2 c が出力する相電圧指令 V_{a^*} , V_{b^*} , V_{c^*} とキャリア信号 c との関係、及び制御信号 S_u , S_v , S_w を示す波形図である。図 3 6 ~ 図 3 9 において、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の周波数は 1 0 0 H z、 V_{dc} は 2 8 2 V、キャリア半周期 T_{hc} は 2 5 0 μ 秒である。即ち、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の基本波周期は 0 . 0 1 秒である。また、図中の " H " は 2 値信号のハイレベルを示し、" L " は 2 値信号のローレベルを示している。

【 0 1 7 9 】

図 3 6 は、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の波高値が 1 4 1 V、即ち、実効値が 1 0 0 V の場合を示している。図 3 6 (a) ~ (c) は相電圧指令 V_{a^*} , V_{b^*} , V_{c^*} それぞれとキャリア信号 c との関係を示しており、図 3 6 (d) ~ (f) は制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれを示している。

10

【 0 1 8 0 】

相電圧指令演算器 1 2 c が出力する相電圧指令 V_{a^*} が 0 と V_{dc} との間の値である場合は、制御信号 S_u はキャリア信号 c の半周期 T_{hc} の間に一度、ハイレベルからローレベル、若しくはローレベルからハイレベルに変化する。相電圧指令 V_{a^*} が 0 に等しい場合は、制御信号 S_u はローレベルに固定される。従って、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の基本波周期の間に必ず一度は、制御信号 S_u の信号レベルがキャリア周期 T_c より長い間固定されることがある。制御信号 S_v , S_w についても同様であり、制御信号 S_u , S_v , S_w のそれぞれについて、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の基本波周期の間に必ず一度は、信号レベルがキャリア周期 T_c より長い間固定されることがある。

20

【 0 1 8 1 】

図 3 7 は、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の波高値が 2 0 0 V、即ち、実効値が 1 4 1 V の場合を示している。図 3 7 (a) ~ (c) は相電圧指令 V_{a^*} , V_{b^*} , V_{c^*} それぞれとキャリア信号 c との関係を示しており、図 3 7 (d) ~ (f) は制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれを示している。この場合も、図 3 6 の説明と同様に、制御信号 S_u , S_v , S_w のそれぞれについて、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の基本波周期の間に必ず一度は、信号レベルがキャリア周期 T_c より長い間固定されることがある。

【 0 1 8 2 】

図 3 8 は、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の波高値が 2 8 2 V、即ち、実効値が 2 0 0 V の場合を示している。図 3 8 (a) ~ (c) は相電圧指令 V_{a^*} , V_{b^*} , V_{c^*} それぞれとキャリア信号 c との関係を示しており、図 3 8 (d) ~ (f) は制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれを示している。この場合も、制御信号 S_u , S_v , S_w のそれぞれについて、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の基本波周期の間に必ず一度は、信号レベルがキャリア周期 T_c より長い間固定されることがある。特に、制御信号 S_u , S_v については、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の基本波周期の間に 2 回、信号レベルがキャリア周期 T_c より長い間固定されることがある。

30

【 0 1 8 3 】

図 3 9 は、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の波高値が 4 0 0 V、即ち、実効値が 2 8 2 V の場合を示している。図 3 9 (a) ~ (c) は相電圧指令 V_{a^*} , V_{b^*} , V_{c^*} それぞれとキャリア信号 c との関係を示しており、図 3 9 (d) ~ (f) は制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれを示している。この場合は、制御信号 S_u , S_v , S_w のそれぞれについて、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} の基本波周期の間に 2 回、信号レベルがキャリア周期 T_c より長い間固定されることがある。

40

【 0 1 8 4 】

以上のように、相電圧指令演算器 1 2 c は、線間電圧指令 V_{ac^*} , V_{bc^*} と零との 3 つの値の大小関係を S T E P 1 0 2, S T E P 1 0 6, S T E P 1 1 1, S T E P 1 1 5, S T E P 1 2 1 において場合分けし、その結果に基づいて、相電圧指令 V_{a^*} , V_{b^*} , V_{c^*} を出力する。図 3 3 の表に示したように、電圧ベクトルの位相に応じて、適切な相電圧指令 V_{a^*} , V_{b^*} , V_{c^*} を出力することが可能である。その結果、第 1 の巻線の一端 a に接続

50

したU相アーム、及び第2の巻線の一端bに接続したV相アームの消費電力を抑制しつつ、高い電圧を二相交流回転機9に出力することができる。

【0185】

また、本実施の形態4の場合、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の実効値の大きさに係わらず（即ち、線間電圧指令 V_{ab}^* の実効値の大きさに関わらず）、制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w のそれぞれについて、線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の基本波周期の間に少なくとも一度は、信号レベルがキャリア周期 T_c より長い間固定されるようにしている。

【0186】

本実施の形態4における二相交流回転機9の制御装置は、従来より高い電圧を二相交流回転機9に印加でき、電圧利用率の向上という効果を得ることができる。また、U相アームのスイッチング素子2、3及びV相アームのスイッチング素子4、5のスイッチング回数が減るため、スイッチングに起因する消費電力の抑制効果を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0187】

【図1】本発明の実施の形態1による二相交流回転機9の制御装置を示す構成図である。

【図2】本発明の実施の形態1における二相交流回転機9の線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} を示す波形図である。

【図3】図2に示す線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} の振幅を示す波形図である。

【図4】本発明の実施の形態1における二相交流回転機9の線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} を示す波形図である。

【図5】図4に示す線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} の振幅を示す波形図である。

【図6】本発明の実施の形態1におけるスイッチング信号演算部10を示す構成図である。

【図7】本発明の実施の形態1における相電圧指令演算器12を示す構成図である。

【図8】本発明の実施の形態1におけるキャリア信号 c を示す波形図である。

【図9】本発明の実施の形態1における相電圧指令演算器12が出力する相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を示す波形図である。

【図10】本発明の実施の形態1における相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* とキャリア信号 c との関係を示す波形図である。

【図11】本発明の実施の形態1における制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w を示す波形図である。

【図12】本発明の実施の形態1における電力変換部1が出力する線間電圧 V_{ac} 、 V_{bc} 、 V_{ab} を示す波形図である。

【図13】本発明の実施の形態2におけるスイッチング信号演算部10aを示す構成図である。

【図14】本発明の実施の形態2におけるキャリア信号 c を示す波形図である。

【図15】本発明の実施の形態2における相電圧指令演算器12aを示す構成図である。

【図16】本発明の実施の形態2における相電圧指令演算器12aが出力する相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を示す波形図である。

【図17】本発明の実施の形態2における相電圧指令演算器12aが出力する相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を示す波形図である。

【図18】本発明の実施の形態2における相電圧指令演算器12aが出力する相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* を示す波形図である。

【図19】本発明の実施の形態2における相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* とキャリア信号 c との関係及び制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w を示す波形図である。

【図20】本発明の実施の形態2における相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* とキャリア信号 c との関係及び制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w を示す波形図である。

【図21】本発明の実施の形態2における相電圧指令 V_a^* 、 V_b^* 、 V_c^* とキャリア信号 c との関係及び制御信号 S_u 、 S_v 、 S_w を示す波形図である。

【図22】本実施の形態2における線間電圧指令 V_{ac}^* 、 V_{bc}^* の実効値と二相交流回転機

10

20

30

40

50

9 に印加される線間電圧 V_{ac} , V_{bc} の実効値との関係を示す図である。

【図 2 3】本実施の形態 3 におけるスイッチング信号演算部 10 b を示す構成図である。

【図 2 4】本実施の形態 3 における相電圧指令演算器 12 b を示す構成図である。

【図 2 5】本実施の形態 3 における線間電圧指令 V_{ac}^* , V_{bc}^* の実効値と二相交流回転機 9 に印加される線間電圧 V_{ac} , V_{bc} の実効値との関係を示す図である。

【図 2 6】本実施の形態 4 におけるスイッチング信号演算部 10 c を示す構成図である。

【図 2 7】本発明の実施の形態 4 における相電圧指令演算器 12 c を示すフローチャートである。

【図 2 8】本発明の実施の形態 4 における相電圧指令演算器 12 c を示すフローチャートである。

10

【図 2 9】本発明の実施の形態 4 における相電圧指令演算器 12 c を示すフローチャートである。

【図 3 0】本発明の実施の形態 4 における電力変換部 1 が出力可能な線間電圧 V_{ac} と線間電圧 V_{bc} との関係を示すベクトル図である。

【図 3 1】本発明の実施の形態 4 における電圧ベクトルの位相 θ が $0 \sim 45$ 度の場合に、制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれの $D_u t y$ 比の導出手法を説明するためのベクトル図である。

【図 3 2】本発明の実施の形態 4 における電圧ベクトルの位相 θ が $0 \sim 45$ 度の場合に、制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれの $D_u t y$ 比の導出手法を説明するためのベクトル図である。

20

【図 3 3】本発明の実施の形態 4 における相電圧演算器 12 c が演算する相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* の演算式を示す表である。

【図 3 4】本発明の実施の形態 4 における電圧ベクトルの位相 θ が $90 \sim 180$ 度の場合に、制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれの $D_u t y$ 比の導出手法を説明するためのベクトル図である。

【図 3 5】本発明の実施の形態 4 における電圧ベクトルの位相 θ が $90 \sim 180$ 度の場合に、制御信号 S_u , S_v , S_w それぞれの $D_u t y$ 比の導出手法を説明するためのベクトル図である。

【図 3 6】本発明の実施の形態 4 における相電圧指令演算器 12 c が出力する相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* とキャリア信号 c との関係、及び制御信号 S_u , S_v , S_w を示す波形図である。

30

【図 3 7】本発明の実施の形態 4 における相電圧指令演算器 12 c が出力する相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* とキャリア信号 c との関係、及び制御信号 S_u , S_v , S_w を示す波形図である。

【図 3 8】本発明の実施の形態 4 における相電圧指令演算器 12 c が出力する相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* とキャリア信号 c との関係、及び制御信号 S_u , S_v , S_w を示す波形図である。

【図 3 9】本発明の実施の形態 4 における相電圧指令演算器 12 c が出力する相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* とキャリア信号 c との関係、及び制御信号 S_u , S_v , S_w を示す波形図である。

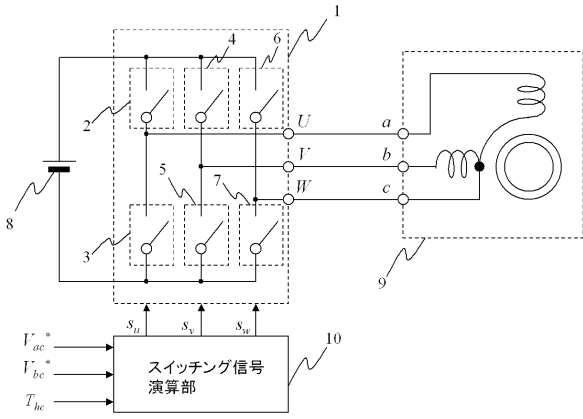
40

【符号の説明】

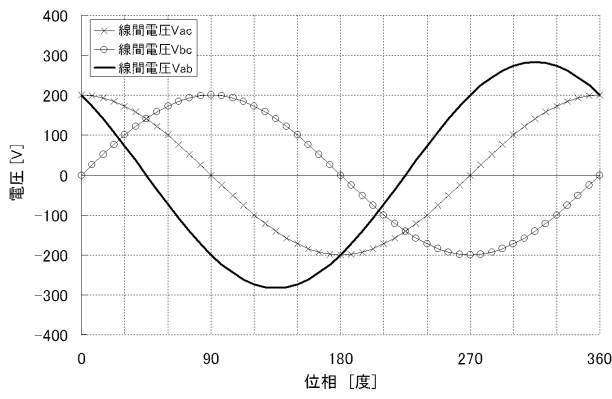
【0188】

- 1 電力変換部、2 ~ 7 スイッチング素子、8 直流電圧源、
- 9 二相交流回転機、10 , 10 a , 10 b , 10 c スイッチング信号演算部、
- 12 , 12 a , 12 b , 12 c 相電圧指令演算器、
- 13 , 13 a キャリア信号発生器、14 ~ 16 コンパレータ。

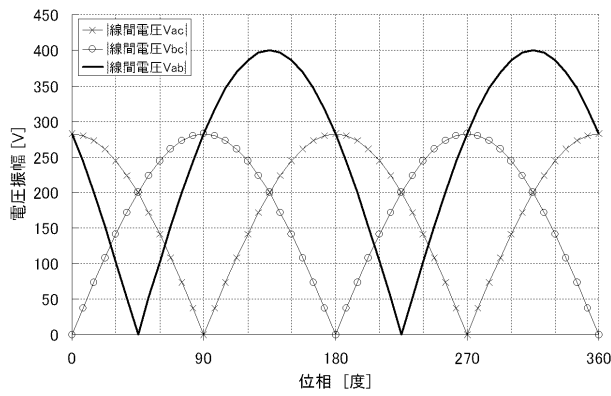
【図1】



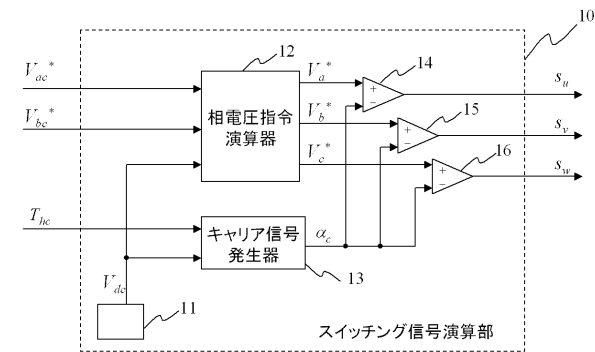
【図2】



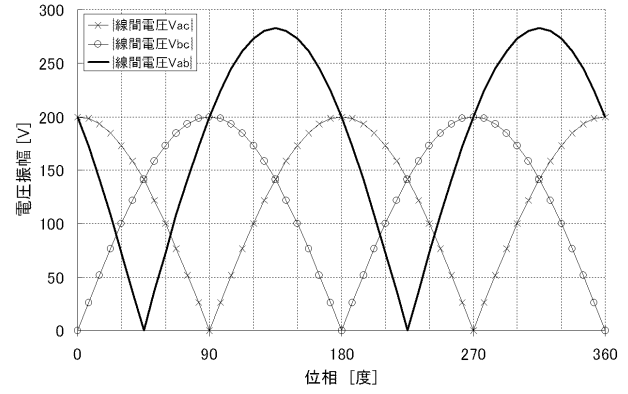
【図5】



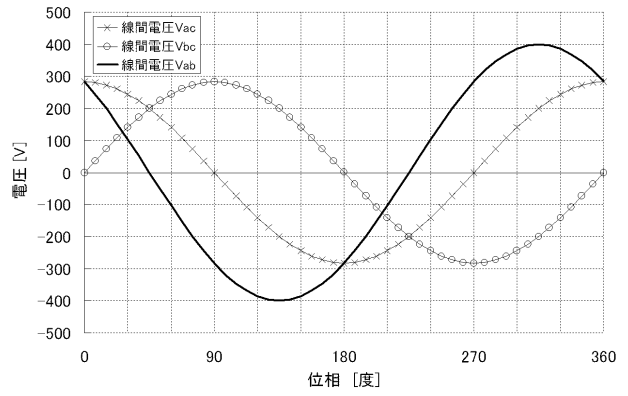
【図6】



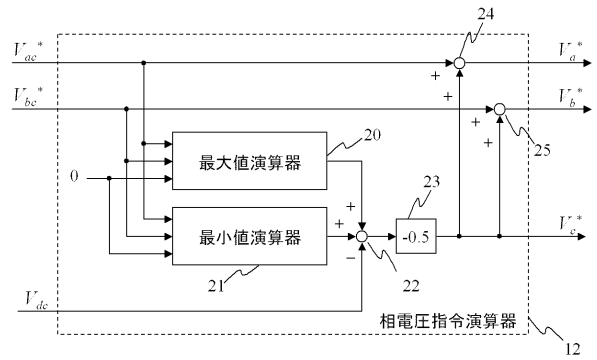
【図3】



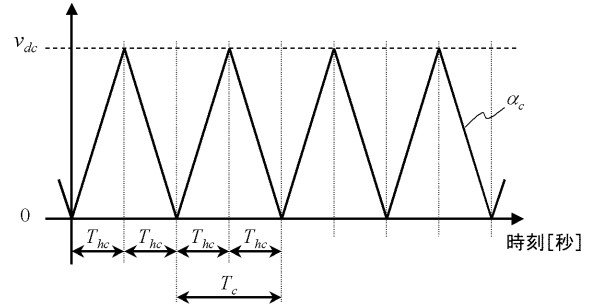
【図4】



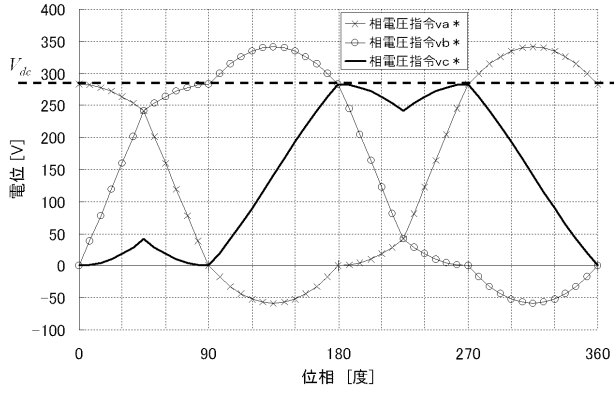
【図7】



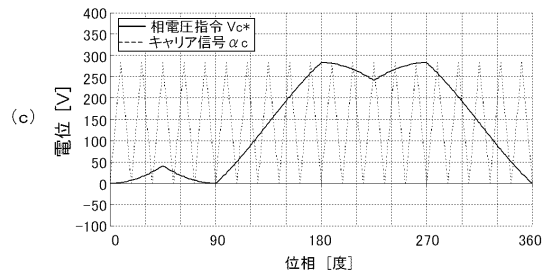
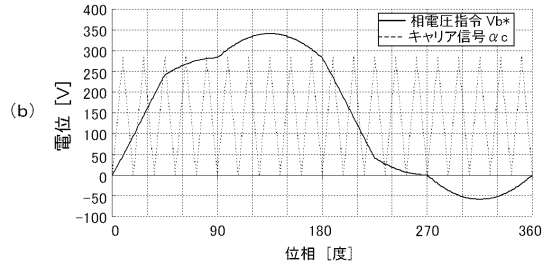
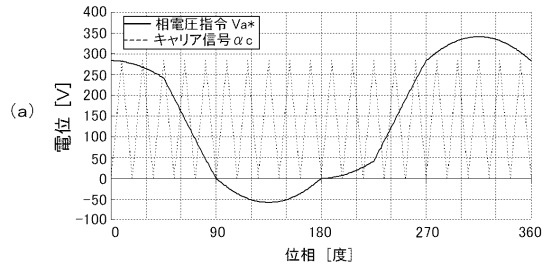
【図8】



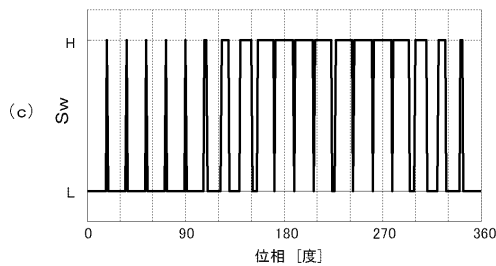
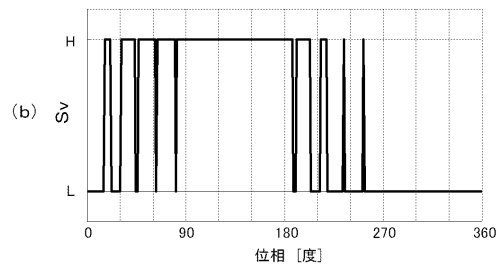
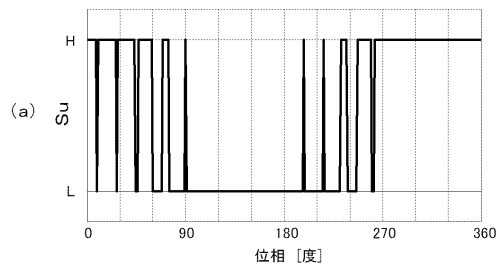
【図9】



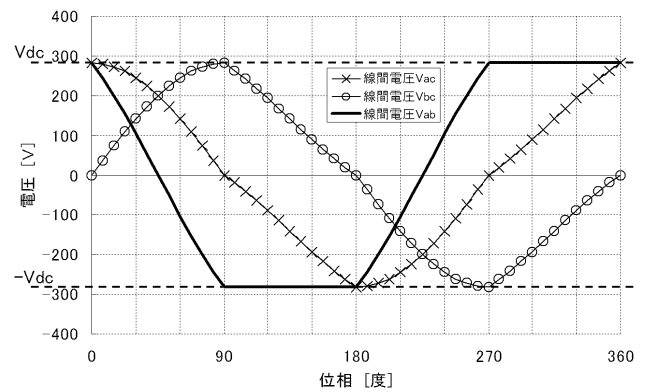
【図10】



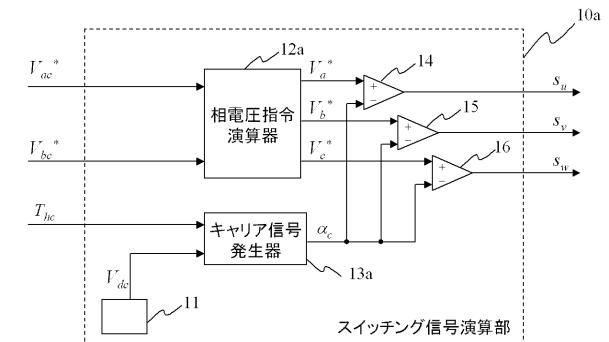
【図11】



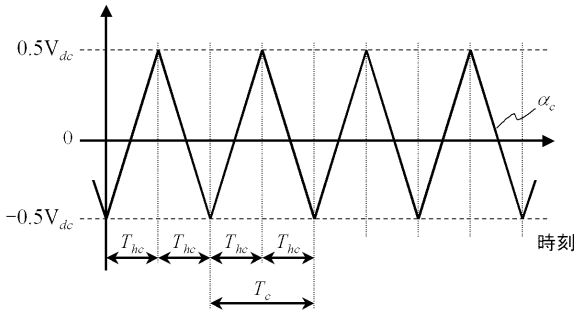
【図12】



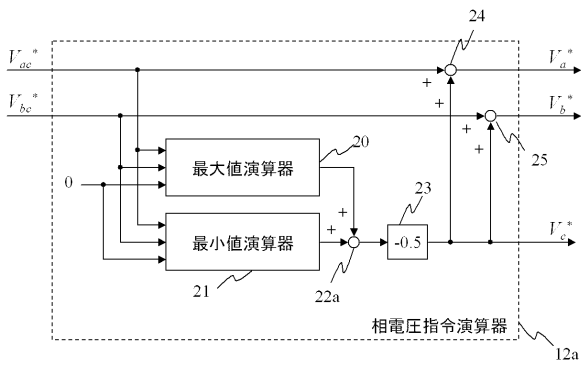
【図13】



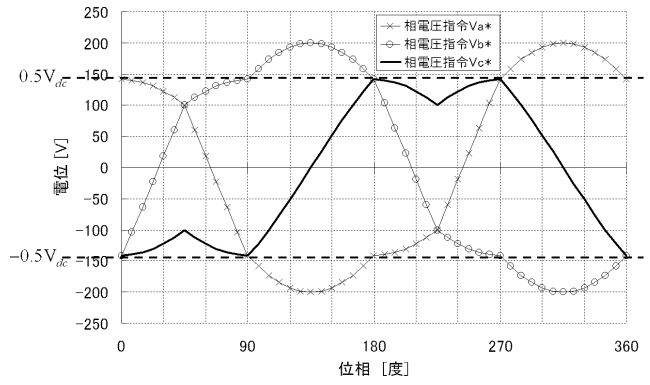
【 図 1 4 】



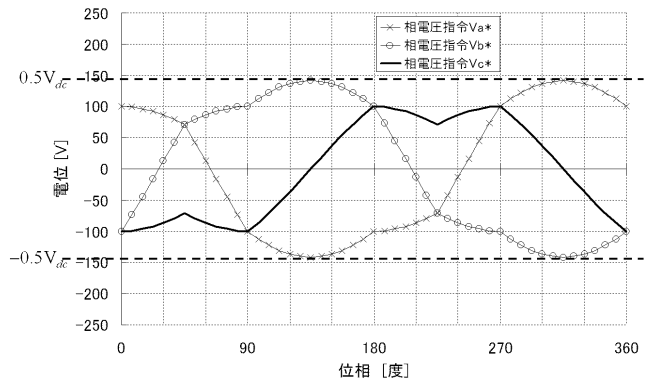
【 図 1 5 】



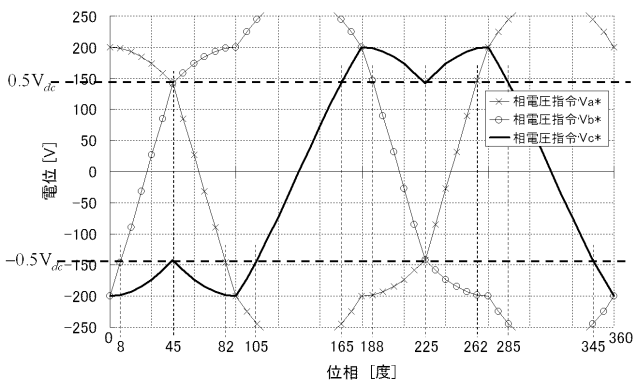
【 図 1 6 】



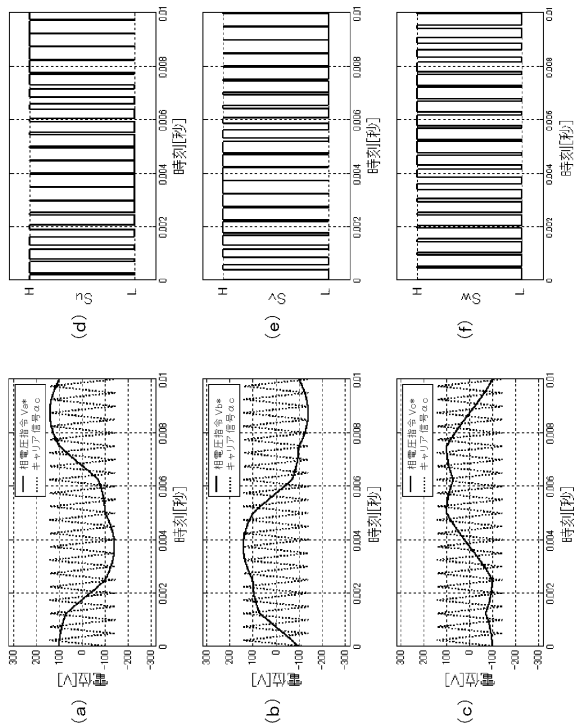
【 図 1 7 】



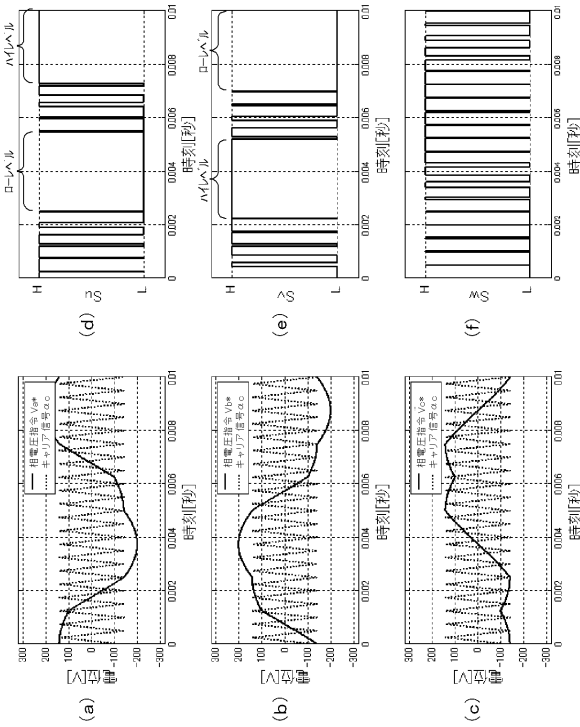
【 図 1 8 】



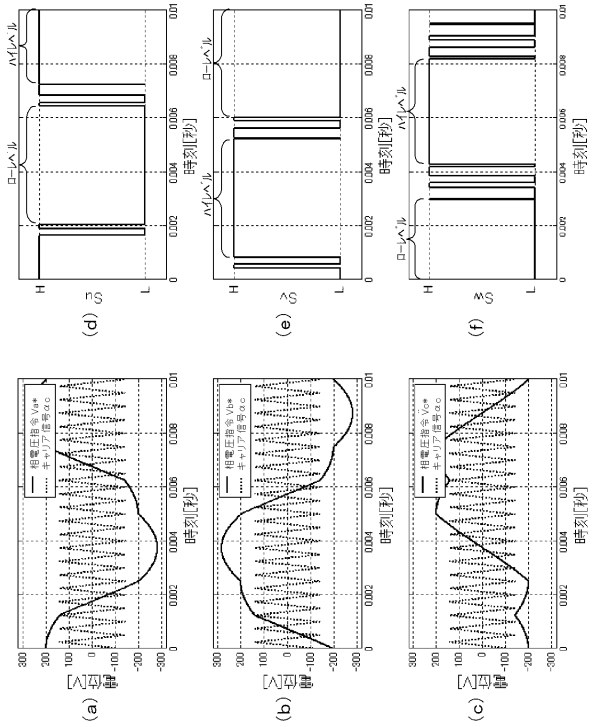
【 図 1 9 】



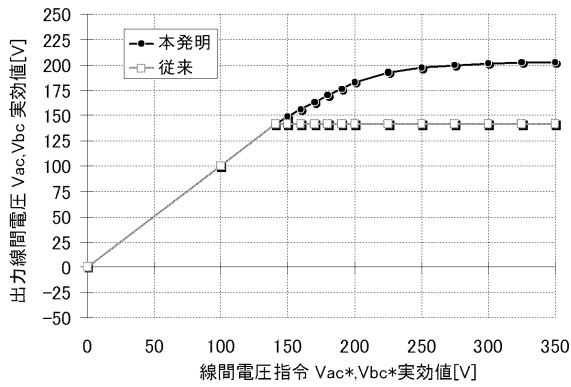
【図 20】



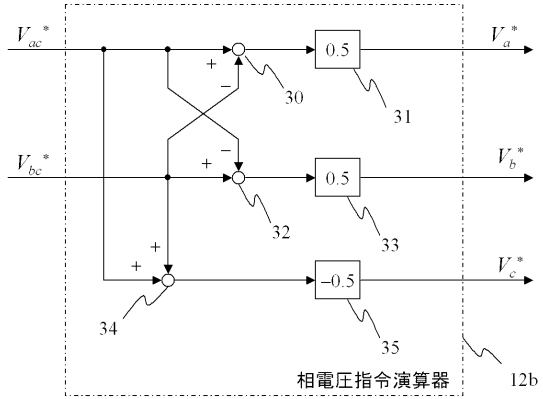
【図 21】



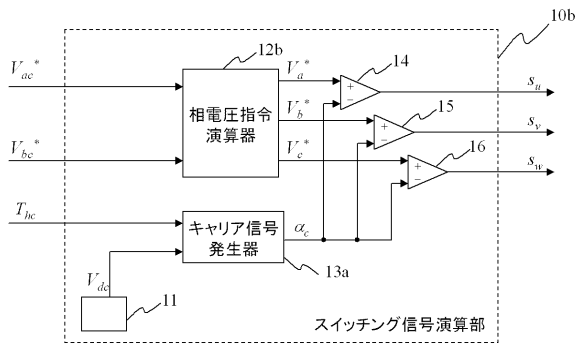
【図 22】



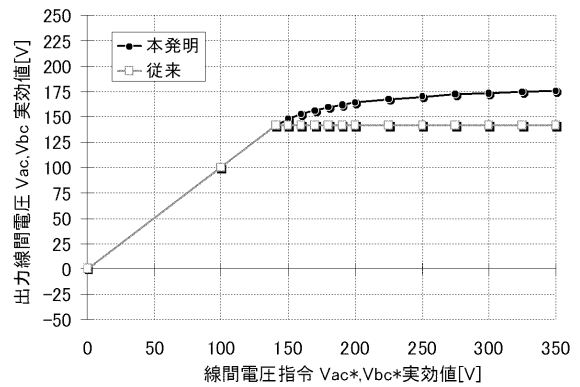
【図 24】



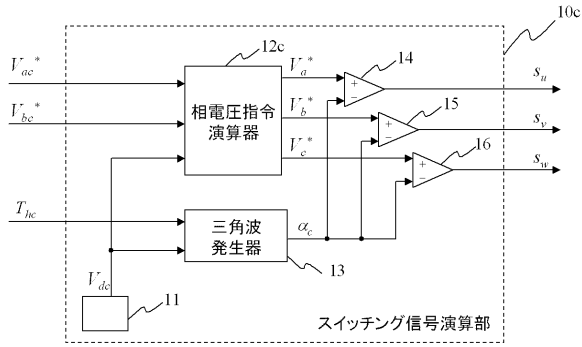
【図 23】



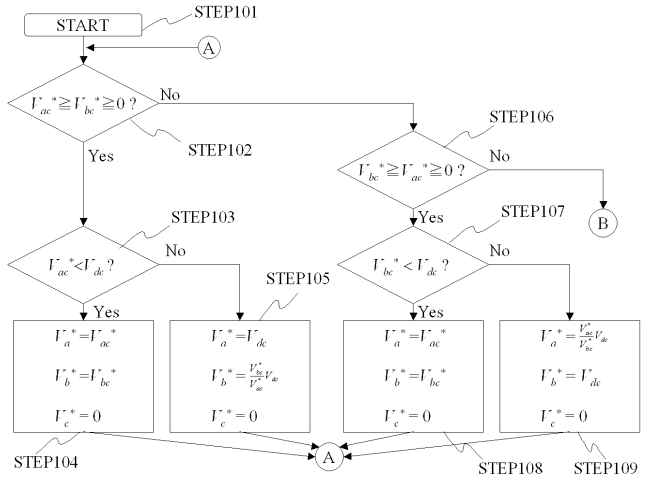
【図 25】



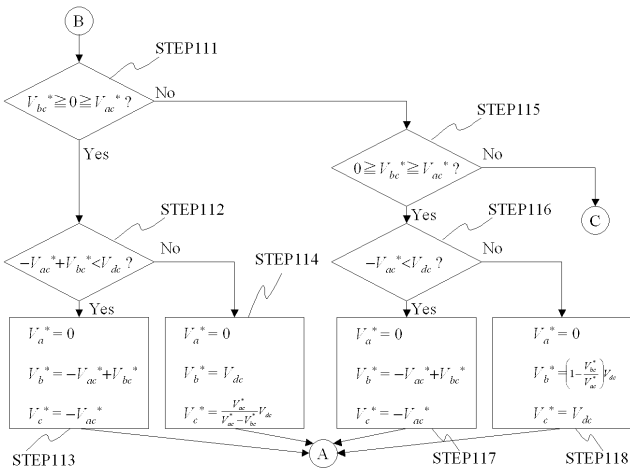
【図 26】



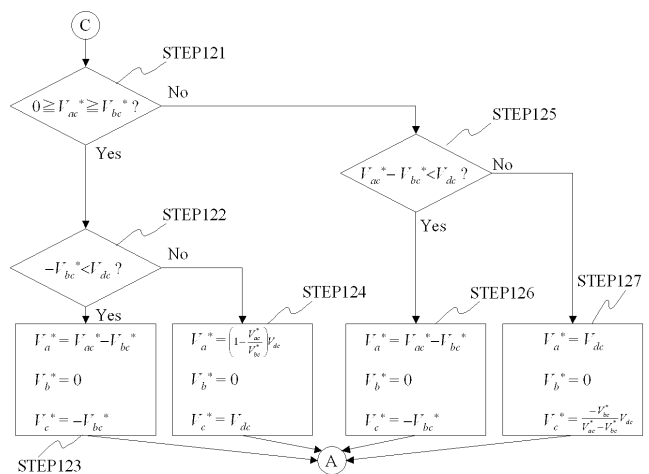
【図 27】



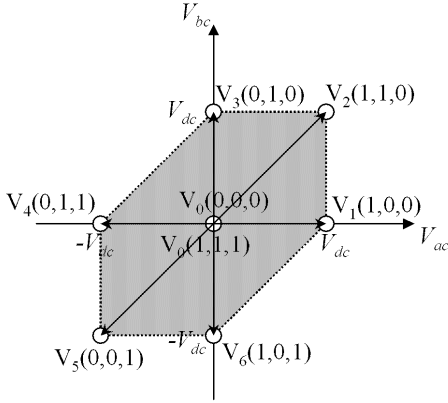
【図 28】



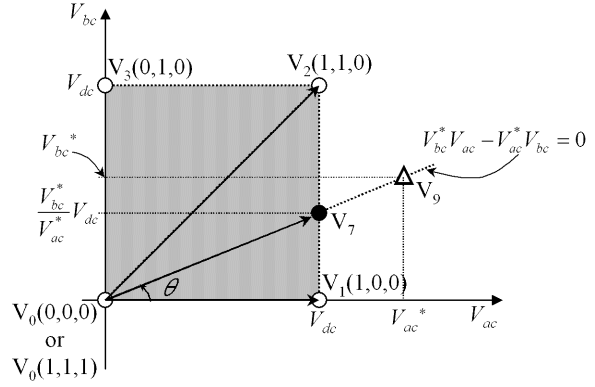
【図 29】



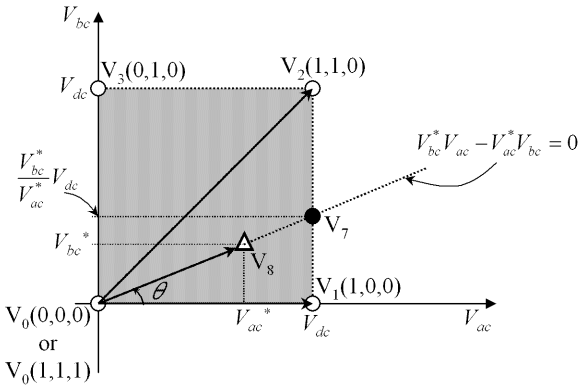
【 図 3 0 】



【 図 3 2 】



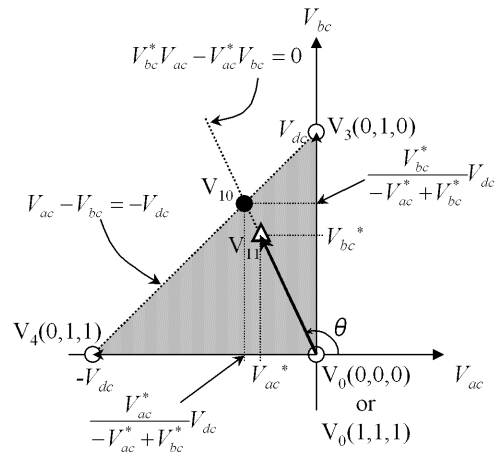
【 図 3 1 】



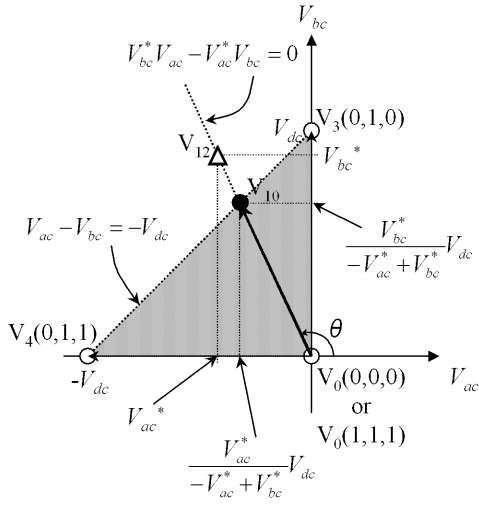
【 図 3 3 】

判定条件 1	位相	判定条件 2	相電圧指令 V_{ac}^*	相電圧指令 V_{bc}^*	相電圧指令 V_{dc}^*
$V_{ac}^* \geq V_{bc}^* \geq 0$	0~45 度	$V_{ac}^* < V_{dc}$	V_{ac}^*	V_{bc}^*	0
		$V_{ac}^* \geq V_{dc}$	V_{dc}	$\frac{V_{bc}^*}{V_{ac}^*} V_{dc}$	0
$V_{bc}^* \geq V_{ac}^* \geq 0$	45~90 度	$V_{bc}^* < V_{dc}$	V_{ac}^*	V_{bc}^*	0
		$V_{bc}^* \geq V_{dc}$	$\frac{V_{ac}^*}{V_{bc}^*} V_{dc}$	V_{dc}	0
$V_{bc}^* \geq 0 \geq V_{ac}^*$	90~180 度	$-V_{ac}^* + V_{bc}^* < V_{dc}$	0	$-V_{ac}^* + V_{bc}^*$	$-V_{ac}^*$
		$-V_{ac}^* + V_{bc}^* \geq V_{dc}$	0	V_{dc}	$\frac{V_{ac}^*}{V_{bc}^* - V_{ac}^*} V_{dc}$
$0 \geq V_{bc}^* \geq V_{ac}^*$	180~225 度	$-V_{ac}^* < V_{dc}$	0	$-V_{ac}^* + V_{bc}^*$	$-V_{ac}^*$
		$-V_{ac}^* \geq V_{dc}$	0	$\left(1 - \frac{V_{bc}^*}{V_{ac}^*}\right) V_{dc}$	V_{dc}
$0 \geq V_{ac}^* \geq V_{bc}^*$	225~270 度	$-V_{bc}^* < V_{dc}$	$V_{ac}^* - V_{bc}^*$	0	$-V_{bc}^*$
		$-V_{bc}^* \geq V_{dc}$	$\left(1 - \frac{V_{ac}^*}{V_{bc}^*}\right) V_{dc}$	0	V_{dc}
$V_{ac}^* \geq 0 \geq V_{bc}^*$	270~360 度	$V_{ac}^* - V_{bc}^* < V_{dc}$	$V_{ac}^* - V_{bc}^*$	0	$-V_{bc}^*$
		$V_{ac}^* - V_{bc}^* \geq V_{dc}$	V_{dc}	0	$\frac{-V_{bc}^*}{V_{ac}^* - V_{bc}^*} V_{dc}$

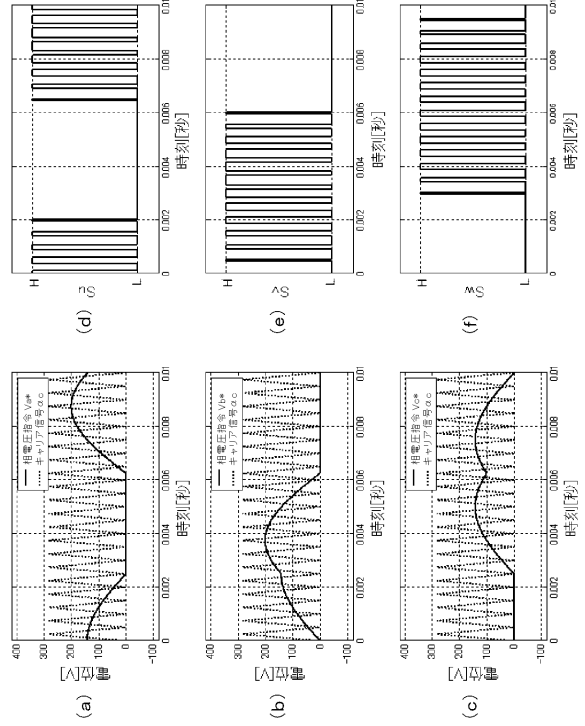
【 図 3 4 】



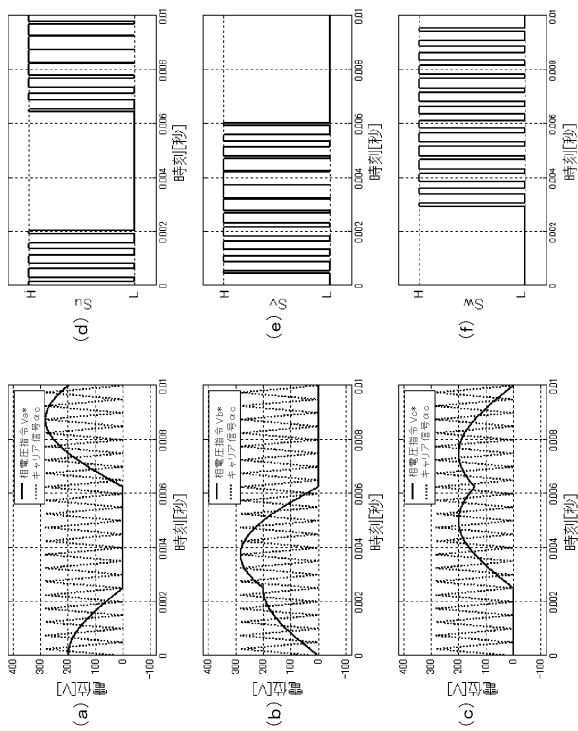
【 図 3 5 】



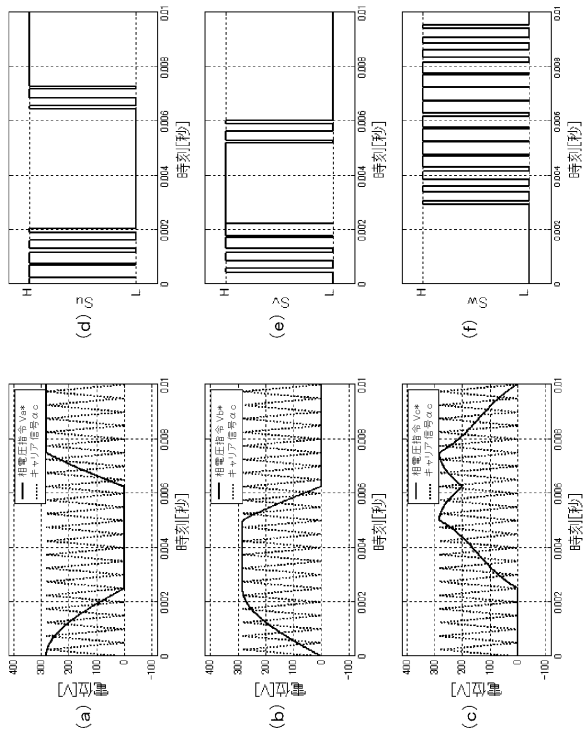
【 図 3 6 】



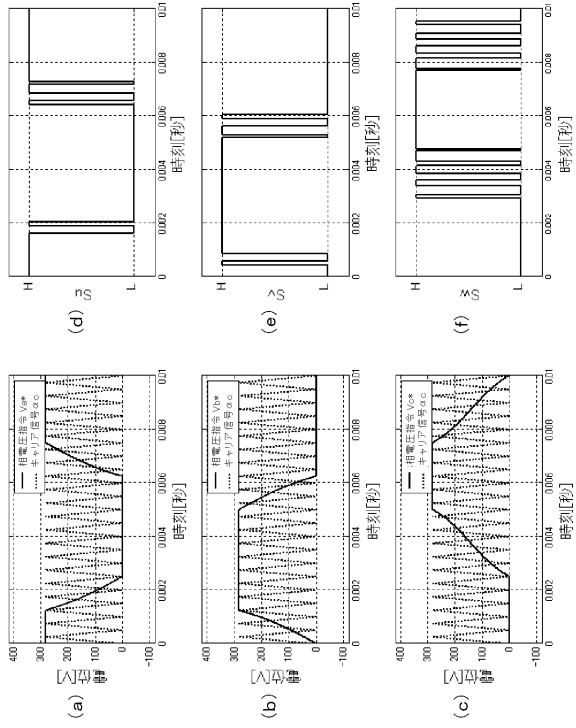
【 図 3 7 】



【 図 3 8 】



【図 39】



フロントページの続き

(72)発明者 山本 勉

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 下斐 卓也

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

Fターム(参考) 5H505 CC01 DD01 DD03 DD05 EE49 HB01