

(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2010-98848

(P2010-98848A)

(43) 公開日 平成22年4月30日(2010.4.30)

(51) Int.Cl.

H02M 5/293 (2006.01)

F I

H02M 5/293

Z

テーマコード (参考)

5H750

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願2008-267601 (P2008-267601)
 (22) 出願日 平成20年10月16日 (2008.10.16)

(71) 出願人 000002853
 ダイキン工業株式会社
 大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号
 梅田センタービル
 (74) 代理人 100088672
 弁理士 吉竹 英俊
 (74) 代理人 100088845
 弁理士 有田 貴弘
 (74) 代理人 100103229
 弁理士 福市 朋弘
 (72) 発明者 榊原 憲一
 滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の
 2 ダイキン工業株式会社滋賀製作所内
 Fターム(参考) 5H750 BA01 BA05 CC06 DD14 DD18
 FF04 FF05

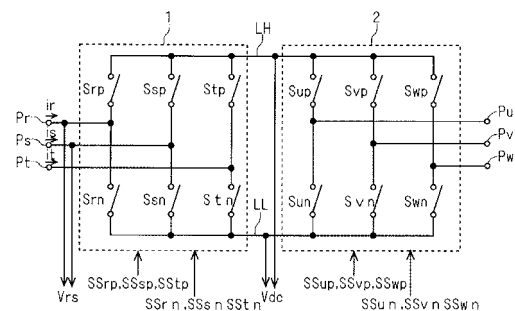
(54) 【発明の名称】 直接形交流電力変換装置の制御方法

(57) 【要約】

【課題】入力電流から直流電圧の脈流成分の影響を低減できる直接形交流電力変換装置の制御方法を提供する。

【解決手段】電流形コンバータ1は、入力端Pr, Ps, Ptに印加される3つの線間電圧のうち、2つの線間電圧を直流電源線LH, LLの間に出力する。電圧形インバータ2についての指令値は電圧制御率(変調率)に基づいて算出される。電圧制御率は、電圧形インバータ2が出力する電圧の大きさを、直流電圧Vdcの最大値で割ることによって算出される。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

相互間に三相交流電圧が印加される 3 つの入力端 (P_r , P_s , P_t) と、
3 つの出力端 (P_u , P_v , P_w) と、
第 1 及び第 2 の直流電源線 (L_H , L_L) と、

前記 3 つの入力端と前記第 1 の直流電源線との間に接続されるスイッチング素子 (S_{rp} , S_{sp} , S_{tp}) と、前記 3 つの入力端と前記第 2 の直流電源線との間に接続されるスイッチング素子 (S_{rn} , S_{sn} , S_{tn}) とを有し、前記第 1 及び前記第 2 の直流電源線の間に電流を出力する電流形コンバータと、

前記 3 つの出力端の各々と前記第 1 の直流電源線との間にそれぞれ接続される 3 つのスイッチング素子 (S_{up} , S_{vp} , S_{wp}) と、前記 3 つの出力端の各々と前記第 2 の直流電源線の間にそれぞれ接続されるスイッチング素子 (S_{un} , S_{vn} , S_{wn}) とを有する電圧形インバータと

を備える直接形交流電力変換装置を制御する方法であって、

(a) 前記電流形コンバータが有するスイッチング素子を、台形状波形を信号波とするパルス幅制御でスイッチングさせることにより、前記 3 つの入力端の相互間に印加される線間電圧のうち最大値をとる第 1 線間電圧 (E_1) と最大値及び最小値のいずれでもない第 2 線間電圧 (E_2) の内のいずれか 1 つを相補的に前記第 1 及び前記第 2 の直流電源線の間に印加するステップと、

(b) 前記第 1 及び前記第 2 の直流電源線の間の電圧 (V_{dc}) の最大値と所定値 ($\sqrt{3}/2$) とを積算した等価直流電圧 (V_{dc2}) に対する、前記電圧形インバータが出力すべき電圧の比 (K_s) を算出するステップと、

(c) 前記直流電圧の脈動成分を補正するための、前記三相交流の内で最も絶対値が大きい第 1 値 ($\cos \theta_{in}$) と、前記比とに基づいて、前記電圧形インバータが有するスイッチング素子の導通 / 非導通を制御するステップと

を実行し、

前記所定値は、前記第 1 線間電圧及び前記第 2 線間電圧を、それぞれが前記第 1 及び前記第 2 の直流電源線の間に印加される第 1 及び第 2 期間 (D_1 , D_2) で、それぞれ重み付けし、これらを加算して得られる第 2 値 ($V_{dc1} = \sqrt{3}/2 / \cos \theta_{in}$) と、前記第 1 値 ($\cos \theta_{in}$) の積である、直接形交流電力変換装置の制御方法。

【請求項 2】

前記ステップ (b) にて、前記三相交流電圧の一周期の $1/2$ の期間内に検出した前記直流電圧を平均して平均値を求め、予め算出された、前記平均値に対する前記最大値の比を、前記平均値に乗じて前記最大値を求める、請求項 1 に記載の直接形交流電力変換装置の制御方法。

【請求項 3】

前記ステップ (b) にて、前記キャリアの前記一周期内で前記直流電流を平均して第 2 平均値を求め、前記第 2 平均値を前記三相交流電圧の一周期の $6/1$ の期間内で更に平均、して前記平均値を求める、請求項 2 に記載の直接形交流電力変換装置の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は直接形交流電力変換装置の制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

特許文献 1 には、直流リンク付きの直接形交流電力変換装置が記載されている。当該直接形交流電力変換装置は、電流形コンバータと、電圧形インバータと、これらを相互に接続する直流リンクとを備えている。

【0003】

電流形コンバータは直流リンクに電流を出力する。より具体的には、電流形コンバータ

10

20

30

40

50

は、自身に入力される三相交流電圧のうち、最大相と最小相との間の第 1 線間電圧及び最大相（若しくは最小相）と中間相との間の第 2 線間電圧を、選択的に交互に直流リンクに出力して、直流リンクに直流電圧を出力する。よって、直流リンクに印加される直流電圧は第 1 線間電圧と第 2 線間電圧の何れかを交互に採る。そして当該直流リンクには平滑コンデンサが設けられないため、直流電圧は脈動する。

【 0 0 0 4 】

電圧形インバータは当該直流電圧を三相交流電圧に変換して出力する。このとき電圧形インバータは直流電圧の脈動成分が打ち消されるように制御される。より具体的には、インバータが出力する各出力ベクトルの期間、若しくは当該期間を決定する電圧指令を補正している。これによって、直流電圧に対するインバータの出力電圧の比（以下、変調率と呼ぶ）に対して、線形に出力電圧の振幅を制御することができる。

10

【 0 0 0 5 】

特許文献 2 には直流電圧を検出し、当該直流電圧に基づく変調率を用いて、インバータを制御する方法が記載されている。

【 0 0 0 6 】

また本発明に関連する技術として非特許文献 1 が挙げられる。

【 0 0 0 7 】

【特許文献 1】特開 2 0 0 7 - 3 1 2 5 8 9 号公報

【特許文献 2】特開 2 0 0 0 - 0 1 4 2 0 0 号公報

【非特許文献 1】竹下隆晴、外山浩司、松井信行、「電流形三相インバータ・コンバータの三角波比較方式 P W M 制御」、電気学会論文誌 D、vol.116、No.1、第 1 0 6 ~ 1 0 7 頁、1 9 9 6

20

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 8 】

特許文献 1 では変調率に対して線形に出力電圧の振幅を制御できる。よって、例えば V / F 一定制御へ適用する場合には、運転周波数指令（モータに対する周波数指令）に対する変調率の比率が一定となるように制御することで可変速運転を実現できる。

【 0 0 0 9 】

特許文献 1 で示された技術では直流電圧が脈動しているので、当該技術において特許文献 2 に記載のように、直流電圧を検出して変調率を求めた場合、変調率は脈動成分を含む。これに起因して入力電流が歪む。この点は後に詳述する。

30

【 0 0 1 0 】

そこで、本発明は、入力電流から直流電圧の脈流成分の影響を低減できる直接形交流電力変換装置の制御方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 1 】

本発明にかかる直接形交流電力変換装置の制御方法の第 1 の態様は、相互間に三相交流電圧が印加される 3 つの入力端（ P_r 、 P_s 、 P_t ）と、3 つの出力端（ P_u 、 P_v 、 P_w ）と、第 1 及び第 2 の直流電源線（ L_H 、 L_L ）と、前記 3 つの入力端と前記第 1 の直流電源線との間に接続されるスイッチング素子（ S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} ）と、前記 3 つの入力端と前記第 2 の直流電源線との間に接続されるスイッチング素子（ S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} ）とを有し、前記第 1 及び前記第 2 の直流電源線の間に電流を出力する電流形コンバータと、前記 3 つの出力端の各々と前記第 1 の直流電源線との間にそれぞれ接続される 3 つのスイッチング素子（ S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} ）と、前記 3 つの出力端の各々と前記第 2 の直流電源線との間にそれぞれ接続されるスイッチング素子（ S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} ）とを有する電圧形インバータとを備える直接形交流電力変換装置を制御する方法であって、（a）前記電流形コンバータが有するスイッチング素子を、台形状波形を信号波とするパルス幅制御でスイッチングさせることにより、前記 3 つの入力端の相互間に印加される線間電圧のうち最大値をとる第 1 線間電圧（ E_1 ）と最大値及び最小値のいずれでも

40

50

ない第 2 線間電圧 (E_2) の内のいずれか 1 つを相補的に前記第 1 及び前記第 2 の直流電源線の間に印加するステップと、(b) 前記第 1 及び前記第 2 の直流電源線の間の電圧 (V_{dc}) の最大値と所定値 ($\sqrt{3}/2$) とを積算した等価直流電圧 (V_{dc2}) に対する、前記電圧形インバータが出力すべき電圧の比 (K_s) を算出するステップと、(c) 前記直流電圧の脈動成分を補正するための、前記三相交流の中で最も絶対値が大きい第 1 値 ($\cos \theta_{in}$) と、前記比とに基づいて、前記電圧形インバータが有するスイッチング素子の導通 / 非導通を制御するステップとを実行し、前記所定値は、前記第 1 線間電圧及び前記第 2 線間電圧を、それぞれが前記第 1 及び前記第 2 の直流電源線の間に印加される第 1 及び第 2 期間 (D_1, D_2) で、それぞれ重み付けし、これらを加算して得られる第 2 値 ($V_{dc1} = \sqrt{3}/2 / \cos \theta_{in}$) と、前記第 1 値 ($\cos \theta_{in}$) の積である。

10

【0012】

本発明にかかる直接形交流電力変換装置の制御方法の第 2 の態様は、第 1 の態様にかかる直接形交流電力変換装置の制御方法であって、前記ステップ (b) にて、前記三相交流電圧の一周期の $1/2$ 分の 1 の期間内に検出した前記直流電圧を平均して平均値を求め、予め算出された、前記平均値に対する前記直流電圧の前記最大値の比を、前記平均値に掛けて前記最大値を求める。

【0013】

本発明にかかる直接形交流電力変換装置の第 3 の態様は、第 2 の態様にかかる直接形交流電力変換装置の第 2 の態様であって、前記ステップ (b) にて、前記キャリアの前記一周期内で前記直流電流を平均して第 2 平均値を求め、前記第 2 平均値を前記三相交流電圧の一周期の 6 分の 1 の期間内で更に平均、して前記平均値を求める。

20

【発明の効果】

【0014】

本発明にかかる直接形交流電力変換装置の第 1 の態様によれば、コンバータをステップ (a) に基づいて動作させることにより入力電流を正弦波に近づけつつ、これに伴って直流電圧が脈動 (PWM に起因するものも、台形状波形に起因するものも含め) するものの、インバータをステップ (b) (c) に基づいて動作させることにより、電圧の比 (変調率) を当該脈動にตอบสนองして修正する必要がない。また、ステップ (d) にて直流電圧の脈流成分を補正するための第 1 値と、直流電圧を一定値と見なせる等価直流電圧 (例えば直流電圧の最大値の $\sqrt{3}/2$ 倍) を因数に持つ電圧の比とに基づいて電圧形インバータの制御を実行しているので、電圧形インバータは脈流成分の影響を除去した適切な電圧を出力端を介して出力でき、同様に脈流成分の影響を除去した適切な電流が、入力端を介して電流形コンバータに入力される。

30

【0015】

本発明にかかる直接形交流電力変換装置の第 2 の態様によれば、直流電圧の最大値を瞬時的に検出するよりも、ノイズの影響を低減でき、以って精度よく最大値を求めることができる。

【0016】

本発明にかかる直接形交流電力変換装置の第 3 の態様によれば、キャリアの一周期内で直流電圧を平均した第 2 平均値を例えば三相交流電圧の供給が遮断されたか否かを検知するために用いることができる。また、キャリアの一周期は三相交流電圧の一周期に比べて十分に小さいので、三相交流電圧の供給が遮断されてから、これを検知するまでの期間を短縮できる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

第 1 の実施の形態 .

< 直接形交流電力変換装置の構成 >

図 1 は直接形交流電力変換装置の概念的な構成の一例を示している。直接形交流電力変換装置は、入力端 P_r, P_s, P_t と、電流形コンバータ 1 と、直流電源線 L_H, L_L と、電圧形インバータ 2 と、出力端 P_u, P_v, P_w とを備えている。

50

【 0 0 1 8 】

入力端 P_r , P_s , P_t は例えば三相交流電源に接続されて三相交流電圧が印加される。

【 0 0 1 9 】

電流形コンバータ 1 はスイッチング素子 S_{xp} , S_{xn} (但し、 x は r , v , w を代表する。以下同様) を備えている。スイッチング素子 S_{xp} は入力端 P_x と直流電源線 L_H との間に設けられている。スイッチング素子 S_{xn} は入力端 P_x と直流電源線 L_L との間にそれぞれ設けられている。

【 0 0 2 0 】

スイッチング素子 S_{xp} , S_{xn} はいずれも逆阻止能力を有している。図 2 はスイッチング素子 S_{xp} , S_{xn} の一例を示している。スイッチング素子 S_{xp} はトランジスタ T_{xp} (例えば絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) と、ダイオード D_{xp} とを備えている。ダイオード D_{xp} は直流電源線 L_L 側にアノードを、直流電源線 L_H 側にカソードをそれぞれ向けてトランジスタ T_{xp} と直列に接続されている。スイッチング素子 S_{xn} はトランジスタ T_{xn} (例えば絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) と、ダイオード D_{xn} とを備えている。ダイオード D_{xn} は直流電源線 L_L 側にアノードを、直流電源線 L_H 側にカソードをそれぞれ向けてトランジスタ T_{xn} と直列に接続されている。ダイオード D_{xp} , D_{xn} によって、スイッチング素子 S_{xp} , S_{xn} はそれぞれ逆阻止能力を有する。

【 0 0 2 1 】

スイッチング素子 S_{rp} , S_{rn} , S_{sp} , S_{sn} , S_{tp} , S_{tn} は台形状波形を信号波 (以下、指令値とも呼ぶ) とするパルス幅制御でスイッチングされる。具体的には該信号波とキャリアとの比較結果に基づくスイッチング信号 SS_{rp} , SS_{rn} , SS_{sp} , SS_{sn} , SS_{tp} , SS_{tn} が入力されてそれぞれその導通 / 非導通が制御される。

【 0 0 2 2 】

電圧形インバータ 2 はスイッチング素子 S_{yp} , S_{yn} (但し、 y は u , v , w を代表する。以下、同様) を備えている。スイッチング素子 S_{yp} は出力端 P_y と直流電源線 L_H との間に設けられている。スイッチング素子 S_{yn} は出力端 P_y と直流電源線 L_L との間にそれぞれ設けられている。

【 0 0 2 3 】

図 3 はスイッチング素子 S_{yp} , S_{yn} の一例を示している。スイッチング素子 S_{yp} はトランジスタ T_{yp} (例えば絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) と、ダイオード D_{yp} とを備えている。ダイオード D_{yp} は直流電源線 L_L 側にアノードを、直流電源線 L_H 側にカソードをそれぞれ向けてトランジスタ T_{yp} と並列に接続されている。スイッチング素子 S_{yn} はトランジスタ T_{yn} (例えば絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) と、ダイオード D_{yn} とを備えている。ダイオード D_{yn} は直流電源線 L_L 側にアノードを、直流電源線 L_H 側にカソードをそれぞれ向けてトランジスタ T_{yn} と並列に接続されている。

【 0 0 2 4 】

スイッチング素子 S_{up} , S_{un} , S_{vp} , S_{vn} , S_{wp} , S_{wn} は例えば正弦波を信号波 (以下、指令値とも呼ぶ) とするパルス幅制御でスイッチングされる。具体的には該信号波とキャリアとの比較結果に基づくスイッチング信号 SS_{rp} , SS_{rn} , SS_{sp} , SS_{sn} , SS_{tp} , SS_{tn} が入力されてそれぞれその導通 / 非導通が制御される。

【 0 0 2 5 】

出力端 P_u , P_v , P_w には負荷 (例えば三相モータ) が接続される。

【 0 0 2 6 】

< 直接形交流電力変換装置の制御方法 >

まず、電流形コンバータ 1 の制御方法について概説し、次に電圧形インバータ 2 の制御方法について概説し、次に電圧制御率 (特許文献 2 における変調率の大きさに相当) について述べる。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 7 】

電流形コンバータ 1 は、台形状波形を信号波とするパルス幅制御 (P M W) でスイッチングさせることにより、入力端 P_r , P_s , P_t の相互間に印加される線間電圧のうちいずれか 2 つを選択的に直流電源線 L_H , L_L に印加する。台形状波形を信号波とするパルス幅制御の一例については後に詳述する。

【 0 0 2 8 】

例えば電流形コンバータ 1 は入力端 P_r , P_s , P_t の相互間に印加される 3 つの線間電圧のうち、より大きい 2 つの線間電圧を選択的に交互に直流電源線 L_H , L_L の間に印加する。以下、具体的なスイッチング素子 S_{xp} , S_{xn} の制御方法の一例について概説する。なお、導通であると言及しない限り、スイッチング素子 S_{xp} , S_{xn} は非導通である。

10

【 0 0 2 9 】

図 4 は入力端 P_r , P_s , P_t のそれぞれに印加される相電圧 V_r , V_s , V_t を示している。これらのいずれもが入力端 P_r , P_s , P_t の相互間の線間電圧の最大値で規格化されている。図 4 を参照して、例えば位相角 θ が 30 度から 90 度の領域 1 では、線間電圧 V_{rt} , V_{st} のいずれもが線間電圧 V_{rs} 以上である。よって、領域 1 では電流形コンバータ 1 は線間電圧 V_{rt} と、線間電圧 V_{st} とを交互に選択的に直流電源線 L_H , L_L の間に印加する。より具体的には、電流形コンバータ 1 は、スイッチング素子 S_{rp} , S_{tn} が導通するスイッチングパターン (このとき線間電圧 V_{rt} を出力する) と、スイッチング素子 S_{sp} , S_{tn} が導通するスイッチングパターン (このとき線間電圧 V_{st} を出力する) とを交互に選択に採る。

20

【 0 0 3 0 】

なお、この内容は、領域 1 において、最小相たる t 相を基準相とし、当該基準相と、他の 2 つの相の何れか一方を選択して、これらの間の線間電圧を直流電源線 L_H , L_L の間に出力している、とも把握できる。

【 0 0 3 1 】

他の領域においても、3 つの線間電圧のうち、より大きい 2 つの線間電圧を直流電源線 L_H , L_L の間に交互に選択的に印加する。例えば位相角 θ が 200 度から 260 度までの領域 2 について説明する。領域 2 においては、線間電圧 V_{rt} , V_{st} の絶対値が線間電圧 V_{rs} の絶対値以上である。よって、領域 2 においては線間電圧 V_{rt} , V_{st} が交互に選択的に直流電源線 L_H , L_L に出力される。より具体的にはスイッチング素子 S_{rn} , S_{tp} が導通するスイッチングパターンと、スイッチング素子 S_{sn} , S_{tp} が導通するスイッチングパターンとを交互に選択的に採る。なお、この内容は、領域 2 において、最大相たる t 相を基準相とし、当該基準相と、他の 2 つの相の何れか一方を選択して、これらの間の線間電圧を直流電源線 L_H , L_L の間に出力している、とも把握できる。

30

【 0 0 3 2 】

電流形コンバータ 1 は上述した制御において、基準相に対して他の 2 つの相の何れか一方を選択する比率を適宜に設定することで、直流電圧 V_{dc} を直流電源線 L_H , L_L に出力する。図 5 はかかる直流電圧 V_{dc} を説明するためのグラフを示している。図 5 については後に詳述する。

40

【 0 0 3 3 】

なお、入力端 P_r , P_s , P_t に流れる線電流 i_r , i_s , i_t は正弦波に近いことが望ましく、この観点から上記比率が求められる。線電流 i_r , i_s , i_t が相電圧 V_r , V_s , V_t と同位相の電流波形を呈するために、正弦波形状を呈する比率で基準相に対する 2 つの相を導通させる。かかる比率 (以下、電流分配率と呼ぶ) が図 6 に示されている。電流分配率 D_1 , D_2 は、キャリアの一周期において、基準相以外で選択される二相の線電流が電流形コンバータ 1 を通流する期間の割合を示している。

【 0 0 3 4 】

電流分配率 D_1 は、キャリアの一周期において、基準相及び中間相のいずれでもない相が選択される期間の割合を示している。例えば領域 1 における位相角 60 度区間のうち始

50

めの位相角 30 度区間においては当該相は r 相であり、線電流 i_r が通流する期間の割合を示す。キャリアの一周期は相電圧の周期に対して非常に短いので、電流分配率 D_1 は、キャリアの一周期においてスイッチング素子 S_{rp} , S_{tn} が導通している期間の割合であるといえる。

【0035】

電流分配率 D_2 とは、キャリアの一周期において、中間相が選択される期間の割合を示す。例えば領域 1 の始めの位相角 30 度区間においては、中間相は s 相であり、線電流 i_s が通流する期間の割合を示す。言い換えれば、電流分配率 D_2 は、キャリアの一周期においてスイッチング素子 S_{sp} , S_{tn} が導通している期間の割合である。

【0036】

図 6 に示す電流分配率 D_1 , D_2 及びこれらの和たる電流分配率 D_{total} は、120 度の位相差を有して連続する正弦波の絶対値の波形を呈している。具体的には電流分配率 D_2 は中間相の相電圧波形の絶対値と同一の形状を呈している。電流分配率 D_1 は基準相が最大相であれば最小相の相電圧波形の絶対値と同一の形状を呈し、基準相が最小相であれば最大相の相電圧波形の絶対値と同一の形状を呈する。そして電流分配率 D_{total} は基準相の相電圧波形の絶対値と同一の形状を呈している。但しこれらの振幅についてはこの限りではない。以下、代表して領域 1 の始めの 30 度区間を例に採って説明する。当該 30 度区間の始まりを 0 度とし、終わりを 30 度とする位相角 θ を導入する。電流分配率 D_1 , D_2 、及び電流分配率 D_1 , D_2 の和たる電流分配率 D_{total} は次式で表される。

【0037】

【数 1】

$$D1 = \sin(\pi/3 - \theta) \quad \cdots (1)$$

【0038】

【数 2】

$$D2 = \sin \theta \quad \cdots (2)$$

【0039】

【数 3】

$$D_{total} = \sin(\pi/3 - \theta) + \sin \theta = \sin(\theta + \pi/3) \quad \cdots (3)$$

【0040】

なお、電流分配率 D_{total} は、キャリアの一周期において、基準相が導通する、より正確には基準相に対応する線電流が通流する期間の割合を示している。

【0041】

かかる電流分配率 D_1 , D_2 を採用することによって、各相が正弦波形状に従って通流し、以って線電流 i_r , i_s , i_t を正弦波形状にすることができる。

【0042】

しかしながら直流電圧 V_{dc} を得るためには、基準相は位相角 60 度区間において常に導通状態である必要がある。例えば領域 1 の始めの位相角 30 度区間では、基準相たる最小相 t 相が導通状態（スイッチング素子 S_{tn} が導通状態）とする必要がある。よって、電流分配率 D_1 , D_2 を、それぞれ基準相が導通する期間の割合たる電流分配率 D_{total} で除算した電流分配率を採用する必要がある。かかる電流分配率 D_1 , D_2 が次式で表されている。

【0043】

10

20

30

40

【数 4】

$$D1 = \sin(\pi/3 - \theta) / \cos \theta \text{ in} \quad \cdots (4)$$

【0044】

【数 5】

$$D2 = \sin \theta / \cos \theta \text{ in} \quad \cdots (5)$$

【0045】

10

但し、 $\cos \theta \text{ in} = \sqrt{3} \max(|V_r|, |V_s|, |V_t|)$ であり、基準相が t そうであれば $\cos \theta \text{ in} = \sqrt{3} |V_t|$ となる。上述のように電流分配率 D_{total} は基準相の相電圧波形の絶対値と同一の形状を呈しており、 $D_{\text{total}} = \cos \theta \text{ in}$ である。よって式(4)(5)から、電流分配率 D_{total} は図7において1である。

【0046】

20

かかる電流分配率 D_1, D_2 を採用することによって、直流電圧 V_{dc} を得ることができる。なお図5において、基準相でも中間相でもない相と基準相との間の線間電圧を直流電圧 E_1 で示し、基準相と中間相との間の線間電圧を直流電圧 E_2 で示している。直流電源線 L_H, L_L の間の直流電圧 V_{dc} はこの直流電圧 E_1, E_2 をキャリア一周期の各々において繰り返し交互に採る。なお図5においては、キャリア周期で変動する様子を図示すると繁雑となるので、直流電圧 V_{dc} は示されていない。なお、かかる電流分配率 D_1, D_2 による制御は、入力端 P_r, P_s, P_t の相互間に印加される線間電圧のうち最大値をとる第1線間電圧(E_1)と最大値及び最小値のいずれでもない第2線間電圧(E_2)の内のいずれか1つを相補的に前記第1及び前記第2の直流電源線の間に印加している、と把握できる。

【0047】

例えば領域1の始めの位相角30度区間において、直流電圧 E_2 は基準相 t 相に対する中間相 s 相の線間電圧である。かかる直流電圧 E_2 は線間電圧 V_{st} と同一であるので、次式で表される。

30

【0048】

【数 6】

$$E1 = \cos \theta \quad \cdots (6)$$

【0049】

例えば領域1の始めの位相角30度区間において、直流電圧 E_1 は基準相 t 相に対する最大相 r 相の電圧である。かかる直流電圧 E_1 は線間電圧 V_{rt} と同一であるので、次式で表される。

【0050】

40

【数 7】

$$E2 = \cos(\theta - \pi/3) \quad \cdots (7)$$

【0051】

図5においては、キャリアの一周期内で直流電圧 V_{dc} を平均した第1平均直流電圧 V_{dc1} が示されている。第1平均直流電圧 V_{dc1} は、キャリアの一周期内で出力される直流電圧 E_1, E_2 に対し、それぞれ対応する電流分配率 D_1, D_2 を乗算し、その結果を加算することで求められる。例えば領域1における始めの30度区間において、第1平均直流電圧 V_{dc1} は次式で表される。

50

【 0 0 5 2 】

【 数 8 】

$$\begin{aligned}
 V_{dc1} &= E1 \cdot D1 + E2 \cdot D2 \\
 &= \sin \theta \cos(\theta - \pi/3) / \cos \theta \sin + \sin(\pi/3 - \theta) \cos \theta / \cos \theta \sin \\
 &= \sqrt{3} / (2 \cos \theta \sin) \quad \dots (8)
 \end{aligned}$$

【 0 0 5 3 】

以上のように、上記コンバータ制御によって、基準相に対する中間相の直流電圧 2 と、基準相に対する他の相の直流電圧 E 1 のいずれか一方を採る直流電圧 V d c が直流電源線 L H , L L の間に印加される。なお、他の位相角においても同じ計算結果が得られる。よって、第 1 平均直流電圧 V d c 1 は式 (8) に示すように脈動する。かかる脈動は、電流分配率 D 1 , D 2 同士の比を保ちつつ、電流分配率 D t o t a l を 1 にしたことにより起因する (式 (3) ~ (5) 参照)。そしてその脈動は三相交流の相電圧 V r , V s , V t の絶対値の最も大きい値である c o s θ i n によってもたらされる。

10

【 0 0 5 4 】

次に、電圧形インバータ 2 の制御について概説する。なお、実際は線電流 i r , i s , i t の波形を整える目的で、以下に述べる制御よりも複雑な制御を行うことが望ましい。この内容については後に概説する。

20

【 0 0 5 5 】

電圧形インバータ 2 は直流電源線 L H , L L の間の直流電圧 V d c を三相交流電圧に変換して出力端 P u , P v , P w の相互間に印加する。より具体的には、スイッチング素子 S y p , S y n を相補的に導通させ、 8 つのスイッチングパターンを選択して、その各々に対応した電圧ベクトル V 0 ~ V 7 を採用する。そして、各電圧ベクトル V 0 ~ V 7 を採用する順序及びその出力期間を制御して、直流電圧 V d c を三相交流電圧に変換して出力端 P u , P v , P w に印加している。

【 0 0 5 6 】

このときキャリアの一周期内で平均すると (1 / c o s θ i n) に比例する直流電圧 V d c の脈流を補正すべく、直流電圧 V d c が一定であると仮定して算出した各電圧ベクトルの出力期間に c o s θ i n を乗じる。例えば、直流電圧 V d c が一定と仮定した場合に、キャリアの一周期内で電圧ベクトル V 0 , V 4 , V 6 をそれぞれ期間 T - t 4 0 - t 6 0 , t 4 0 , t 6 0 (但し、T はキャリア周期) にわたって出力する場合について説明する。上記補正によって、電圧ベクトル V 0 , V 4 , V 6 の期間 t 0 , t 4 , t 6 は次式で表される。

30

【 0 0 5 7 】

【 数 9 】

$$\begin{aligned}
 t_0 &= T - t_4 - t_6 \\
 t_4 &= t_{40} \cdot \cos \theta \sin \\
 t_6 &= t_{60} \cdot \cos \theta \sin \quad \dots (9)
 \end{aligned}$$

40

【 0 0 5 8 】

式 (9) によって、キャリアの一周期で平均した直流電圧 V d c (第 1 平均直流電圧 V d c 1) の脈動分を補正している。これによって脈流成分の影響を除いて電圧ベクトルを出力できる。

【 0 0 5 9 】

次に、電圧制御率 K s を導入して電圧形インバータ 2 における指令値 (キャリアと比較される信号波) を求める場合に、当該電圧制御率 K s の算出方法について述べる。なお、実際には電圧制御率 K s と制御位相角 φ に基づいて指令値が算出される。当該算出の方法

50

は公知であるので、詳細な説明は省略する。

【 0 0 6 0 】

電圧形インバータ 2 が出力する線間電圧の実効値 V_i は次式で表される。

【 0 0 6 1 】

【 数 1 0 】

$$V_i = \sqrt{V_d^{*2} + V_q^{*2}} \quad \dots (10)$$

【 0 0 6 2 】

ここで、 V_d^* 、 V_q^* はそれぞれ d 軸、q 軸における電圧形インバータ 2 の出力電圧の指令値を示す。 10

【 0 0 6 3 】

電圧制御率 K_s は線間電圧の実効値 V_i を用いて次式で表される。

【 0 0 6 4 】

【 数 1 1 】

$$K_s = \sqrt{2} V_i / V_{dc2} \quad \dots (11)$$

【 0 0 6 5 】

ここで、 V_{dc2} は直流電圧 V_{dc} の最大値の $\sqrt{3}/2$ 倍（以下、等価直流電圧 V_{dc} 2 と呼ぶ）を示している。なお、図 6 を参照して、等価直流電圧 V_{dc2} は、直流電圧 E_1 の波高値の $\sqrt{3}/2$ と把握できる。 $\sqrt{3}/2$ という数値については後に述べる。 20

【 0 0 6 6 】

また制御位相角 ϕ は次式で表される。

【 0 0 6 7 】

【 数 1 2 】

$$\phi = \tan^{-1}(V_d^* / V_q^*) \quad \dots (12)$$

【 0 0 6 8 】

30

図 8 は式 (10) ~ 式 (12) で表された電圧制御率 K_s と制御位相角 ϕ とを用いて制御を行った場合の、電圧制御率 K_s 、相電圧 V_r 、線電流 i_r 、出力端 P_u を流れる線電流 i_u を示している。図 9 は線電流 i_r に含まれる高調波成分を示している。

【 0 0 6 9 】

比較のために、特許文献 2 で示される変調率を、本直接形電力変換装置に適用した場合についても説明する。特許文献 2 にかかる電圧制御率 K_s' は次式で表される。

【 0 0 7 0 】

【 数 1 3 】

$$K_s' = \sqrt{2} \sqrt{V_d^{*2} + V_q^{*2}} / V_{dc1} \quad \dots (13)$$

40

【 0 0 7 1 】

図 10 は式 (13) で示される電圧制御率 K_s' と制御位相角 ϕ を用いて制御を行った場合の、電圧制御率 K_s' 、相電圧 V_r 、線電流 i_r 、出力端 P_u を流れる線電流 i_u を示している。図 11 は線電流 i_r に含まれる高調波成分を示している。

【 0 0 7 2 】

$\cos \theta_{in} = \sqrt{3} \max(|V_r|, |V_s|, |V_t|)$ より、 $\cos \theta_{in}$ は入力端 P_r 、 P_s 、 P_t に印加される三相交流電圧の周期の 6 分の 1 の周期を有する。電圧制御率 K_s' は $\cos \theta_{in}$ を因数に有する（式 8、13 を参照）ことから、線電流 i_r には 6 次調波成分が含まれる。よって、キャリアの一周期で平均した線電流に含まれる高 50

調波成分 i_r' は次式で表される。

【 0 0 7 3 】

【 数 1 4 】

$$i_r' = I_L \cdot \cos 6\omega_{st} \cdot \cos \omega_{st} \quad \dots (14)$$

【 0 0 7 4 】

但し、 I_L は線電流 i_r の振幅、 ω_s は入力端 P_r , P_s , P_t に印加される三相交流電圧の角速度、 t は時間である。なお、ここでは直接形交流電力変換装置の入力電圧（入力端 P_r , P_s , P_t に印加される電圧）と、出力電圧（出力端 P_u , P_v , P_w に印加される電圧）は等しいと仮定している。

10

【 0 0 7 5 】

式 (1 4) を三角関数の公式に則って変形すると、次式が導かれる。

【 0 0 7 6 】

【 数 1 5 】

$$\begin{aligned} i_r' &= I_L \{ \cos(6\omega_{st} - \omega_{st}) + \cos(6\omega_{st} + \omega_{st}) \} \\ &= I_L (\cos 5\omega_{st} + \cos 7\omega_{st}) \quad \dots (15) \end{aligned}$$

【 0 0 7 7 】

20

式 (1 5) から分かるように、線電流に含まれる高調波成分 i_r' には 5 次と 7 次の高調波成分が含まれる。これが図 1 1 に示されている。

【 0 0 7 8 】

そして、図 9 と図 1 1 との比較から容易に理解できるように、本制御方法によれば、線電流 i_r に含まれる高調波成分（特に 5 次と 7 次の高調波成分）を低減することができる。言い換えれば、脈流成分の影響を除去した適切な電流が電流形コンバータ 1 に入力される。これは式 (1 0) 及び式 (1 1) から理解できるように、電圧制御率 K_s が $\cos \theta_{in}$ を含まないからである。

【 0 0 7 9 】

次に電圧形インバータ 3 の出力電圧について述べる。上述した制御方法に従えば、電圧形インバータ 2 が出力する電圧 V_o は、電圧制御率 K_s と、脈動成分 $\cos \theta_{in}$ と、第 1 平均直流電圧 V_{dc1} との積で示される ($V_o = K_s \cdot \cos \theta_{in} \cdot V_{dc1}$)。第 1 平均直流電圧 V_{dc1} は ($1 / \cos \theta_{in}$) の因子を有するものの、これと $\cos \theta_{in}$ が積算されるので、出力電圧 V_o は $\cos \theta_{in}$ の因子を有さない。具体的には、式 (8) を考慮して、出力電圧 $V_o = K_s \cdot \sqrt{3} / 2$ となる。但し、本実施の形態では入力端 P_r , P_s , P_t の相互間の線間電圧の最大値を 1 に規格化しているので、実際には出力電圧 V_o は、直流電圧 E_1 の波高値（最大値）の $\sqrt{3} / 2$ に相当する直流電圧と、電圧制御率の積算で導出される、と把握できる。また、従来の間接形インバータにおける出力電圧は $V_o' = K_s' \cdot V_{dc}'$ で表されることに鑑みると、上述した制御方法は、直流電圧 E_1 の波高値の $\sqrt{3} / 2$ に相当する一定の直流電圧を用いて電圧形インバータ 2 を制御していることと等価である。

30

【 0 0 8 0 】

なお、この所定値 $\sqrt{3} / 2$ は第 1 平均直流電圧 V_{dc1} に対し、三相交流の相電圧 V_r , V_s , V_t の絶対値の最も大きい値である $\cos \theta_{in}$ を乗じて得られる値である。

【 0 0 8 1 】

以上のようにして、電圧制御率 K_s として等価的に一定な直流電圧（上述した例では V_{dc2} ）を用い、電圧制御率 K_s と、第 1 平均直流電圧 V_{dc} の脈流補正を行うための、 $\cos \theta_{in}$ とに基づいて制御を行うことで、電圧形インバータ 2 は脈流成分の影響を除去した適切な電圧を出力できることが分かる。

【 0 0 8 2 】

50

また、特許文献 2 に示された制御方法を変更することなく、式 (1 1) にかかる電圧制御率 K_s を導入しているので、従来の制御構成をそのまま適用することができる。よって、製造コストや開発コストを低減できる。

【 0 0 8 3 】

続いて、上記制御方法を実現する制御部の一例を説明する。

【 0 0 8 4 】

< 制御部の構成の一例 >

図 1 2 は、上述した制御を行う制御部の具体的な内部構成の概念的な一例を示す。制御部 1 0 0 は、等価直流電圧検出部 1 0 と、コンバータ制御部 2 0 と、インバータ制御部 3 0 と、変調率算出部 4 0 と、センサレスベクトル制御部 5 0 とを備えている。

10

【 0 0 8 5 】

等価直流電圧検出部 1 0 は直流電圧検出部 1 1 を備えている。直流電圧検出部 1 1 は直流電圧 V_{dc} の最大値を検出し、これを $\sqrt{3}/2$ 倍した等価直流電圧 V_{dc2} を出力する。

【 0 0 8 6 】

コンバータ制御部 2 0 は、線間電圧 V_{rt} (特にその位相角 θ) を入力し、スイッチング信号 SS_{rp} , SS_{sp} , SS_{tp} , SS_{rn} , SS_{sn} , SS_{tn} を出力する。スイッチング信号 SS_{rp} , SS_{sp} , SS_{tp} , SS_{rn} , SS_{sn} , SS_{tn} の活性 / 非活性により、それぞれスイッチング素子 S_{rp} , S_{sp} , S_{tp} , S_{rn} , S_{sn} , S_{tn} の各々が導通 / 非導通する。

20

【 0 0 8 7 】

インバータ制御部 3 0 は、位相角 θ と、電圧制御率 K_s と、制御位相角 ϕ と、モータの回転位置を示す磁束位相角 ϕ' とを入力し、スイッチング信号 SS_{up} , SS_{vp} , SS_{wp} , SS_{un} , SS_{vn} , SS_{wn} を出力する。スイッチング信号 SS_{up} , SS_{vp} , SS_{wp} , SS_{un} , SS_{vn} , SS_{wn} の活性 / 非活性により、それぞれスイッチング素子 S_{up} , S_{vp} , S_{wp} , S_{un} , S_{vn} , S_{wn} の各々が導通 / 非導通する。

【 0 0 8 8 】

コンバータ制御部 2 0 は、電源位相検出部 2 1 と、台形状電圧指令生成部 2 2 と、比較器 2 3 と、電流形ゲート論理変換部 2 4 とを有する。これらの動作は特許文献 1 で公知な技術であるので詳細な説明は省略するが、概略は以下の通りである。

30

【 0 0 8 9 】

特許文献 1 において示されていたとおり、電流と電圧との双対性から、キャリアと比較されるべき電流形コンバータ 1 の指令値として、仮想的な電圧形コンバータの相電圧指令 V_r^* , V_s^* , V_t^* を採用する。ここでは相電圧指令 V_r^* , V_s^* , V_t^* とキャリアとの比較を行って仮想的な電圧形コンバータについてのスイッチング信号を求め、これを変換して電流形コンバータ 1 についてのスイッチング信号を得る。

【 0 0 9 0 】

電源位相検出部 2 1 は例えば線間電圧 V_{rs} を検出して、入力端 P_r , P_s , P_t に印加される三相交流電圧の位相角 θ を検出し、台形状電圧指令生成部 2 2 に出力する。

【 0 0 9 1 】

40

台形状電圧指令生成部 2 2 は受け取った位相角 θ と、例えば所定のテーブルとに基づいて、相電圧指令 V_r^* , V_s^* , V_t^* を生成する。相電圧指令 V_r^* , V_s^* , V_t^* は 3 6 0 度の周期を有し互いに 1 2 0 度ずれている。そしていずれもが例えば 1 2 0 度区間の平坦領域の一对と、平坦領域の一对を繋ぐ 6 0 度区間の傾斜領域からなる台形状の形状を有している。例えば傾斜領域はその振幅を正規化して $\pm \sqrt{3} \cdot \tan(\theta/2)$ で示される ($\theta/2$ は相電圧 V_r の位相を基準として相毎に定まる位相であって $-\pi/6 \leq \theta/2 \leq \pi/6$)。かかる相電圧指令 V_r^* , V_s^* , V_t^* が図 1 3 に示されている。

【 0 0 9 2 】

比較器 2 3 は、キャリア C と相電圧指令 V_r^* , V_s^* , V_t^* とを比較した結果を出力し、これに基づいて電流形ゲート論理変換部 2 4 がスイッチング信号 SS_{rp} , SS_{sp}

50

, $S S t p$, $S S r n$, $S S s n$, $S S t n$ を生成する。この生成について以下に述べる。

【0093】

前掲した非特許文献1は、電圧形インバータの相電圧と電流形インバータの相電流との双対性、及び電圧形インバータの線間電圧と電流形インバータの相電流との双対性に鑑みて、線電流指令値に基づくスイッチングと相電流指令値に基づくスイッチングとの対応関係について教示している。

【0094】

図14はここで検討する仮想的なインバータの構成を示す回路図である。当該インバータは、電流形コンバータ1のスイッチングについて検討するためのものであり、電圧形インバータ2とは直接には関係ないので、三相交流についてa相、b相、c相との名称を採用する。当該インバータはa相のハイアーム側にスイッチ素子 $Q a p$ を、ローアーム側にスイッチ素子 $Q a n$ を、それぞれ有している。同様にして、b相においてスイッチ素子 $Q b p$, $Q b n$ を、c相においてスイッチ素子 $Q c p$, $Q c n$ を、それぞれ有している。

【0095】

a相の線電流 $i a$ は、a相 - c相間の相電流 $i c a$ とb相 - a相間の相電流 $i b a$ との差で求まるため、これらの一対の相電流を流すスイッチングを行う場合のみ、a相電流が流れる。他の相の線電流についても同様である。そこで、相電流 $i j k$ が上アーム側のスイッチ素子に流れるか否かを記号 $S j k$ で、下アーム側のスイッチ素子に流れるか否かを記号 $S j k B$ で表すことにする。ここで記号 j , k は相互に異なりつつも記号 a , b , c を代表し、記号 $S j k$, $S j k B$ が二値論理“1”/“0”をとることで、相電流 $i j k$ が「流れる」/「流れない」を示すこととする。

【0096】

インバータが相電圧指令とキャリアとの比較に基づいて線電流を流すときに、ハイアーム側のスイッチ素子 $Q j p$ 、ローアーム側のスイッチ素子 $Q j n$ の導通/非導通を制御するスイッチ指令を、それぞれ記号 $S j^+$, $S j^-$ で示すと、非特許文献1に示す内容は次の変換式で示される： $S a^+ = S a c \cdot S b a B$, $S b^+ = S b a \cdot S c b B$, $S c^+ = S c b \cdot S a c B$, $S a^- = S b a \cdot S a c B$, $S b^- = S c b \cdot S b a B$, $S c^- = S a c \cdot S c b B$ 。

【0097】

ここで更に、電圧形インバータの相電圧と電流形インバータの相電流との双対性に鑑みれば、上記の各式の右辺の論理値は、電圧形インバータでの相電圧とキャリアとの比較結果として得られることが分かる。非特許文献1によれば、相電流 $i j k$ の指令値が相電圧 $V j$ の指令値と対応する。よって記号 $S j k$ は相電圧指令 $V j^*$ とキャリアとの比較によってスイッチ素子 $Q j p$ を導通させる論理と一致し、記号 $S j k B$ は相電圧指令 $V j^*$ とキャリアとの比較によってスイッチ素子 $Q j n$ を導通させる論理と一致する。

【0098】

記号 $S b a B$ は相電圧指令 $V b$ とキャリアとの比較によってスイッチ素子 $Q a p$, $Q b p$ をそれぞれ導通/非導通させる論理と一致し、記号 $S b a$ は相電圧指令 $V b$ とキャリアとの比較によってスイッチ素子 $Q b p$, $Q a p$ をそれぞれ導通/非導通させる論理と一致する。より具体的には、相電圧指令 $V b$ がキャリア以下の場合にはスイッチ素子 $S a p$ を導通させ、以上の場合にはスイッチ素子 $Q b p$ を導通させる。そして記号 $S a^+$, $S b^+$ は線電流を流すときにそれぞれスイッチ素子 $Q a p$, $Q b p$ を導通させる期間を示す。

【0099】

今、上記相電圧指令 $V r^*$, $V s^*$, $V t^*$ を電圧指令 $V a^*$, $V b^*$, $V c^*$ と読み替えて、これらが位相角 $0 \sim 60$ 度にある場合を説明する。電圧指令 $V a^*$, $V c^*$ はそれぞれ値1, -1を採るので、 $S a c = 1$, $S a c B = 0$, $S c b = 0$, $S c b B = 1$ となる。これにより、 $S a^+ = S b a B$, $S b^+ = S b a$, $S c^+ = S a^- = S b^- = 0$ となる。

【0100】

換言すれば、a相, b相, c相をそれぞれr相、s相、t相と読み替えて、相電圧指令

10

20

30

40

50

V_s^* がキャリア C 以下の場合にはスイッチング素子 S_{rp} が導通し、キャリア C 以上の場合にはスイッチング素子 S_{sp} が導通する。キャリア C の最小値が 0 であることに鑑みれば、電圧指令信号 V_s の値がスイッチ素子 S_{rp} を導通させる期間に相当する。

【0101】

電流ベクトルと電圧ベクトルとの間には 30 度の位相差が生じることに鑑みると、相電圧指令 V_s^* の値は、位相角 θ が 30 度から 60 度の領域で電流分配率 D_2 に相当する。これは電流形コンバータ 1 においてスイッチング素子 S_{rp} , S_{tn} が導通するスイッチングパターンと、スイッチング素子 S_{sp} , S_{tn} が導通するスイッチングパターンとを値 D_1 , D_2 の比に比例する期間で交互に切り替えるタイミングを規定する。他の位相角においても同様に、電圧指令 V_r^* , V_t^* の値についても上記の説明が妥当する。

10

【0102】

図 12 に戻り、上述のようにして決定される相電圧指令 V_r^* , V_s^* , V_t^* とキャリア C との比較によって得られた結果は、比較器 23 から電流形ゲート論理変換部 24 へと与えられる。そして上の変換式で示された変換式に則った変換が行われることにより、スイッチング信号 SS_{rp} , SS_{sp} , SS_{tp} , SS_{rn} , SS_{sn} , SS_{tn} が求められる。

【0103】

キャリア C を生成するキャリア生成部 25 はコンバータ制御部 20 に設けられてもよいし、次に説明するインバータ制御部 30 に設けられてもよいし、両者のいずれに属すると把握してもよい。

20

【0104】

インバータ制御部 30 は、脈流算出部 31 と、出力電圧指令生成部 32 と、中間相検出部 33 と、指令値補正部 34, 35 と、比較器 36, 37 と、論理演算部 38 とを有する。インバータ制御部 30 の動作も特許文献 1 で公知であるので、簡単な説明に留める。

【0105】

特許文献 1 に示されたとおり、線電流 i_r , i_s , i_t の波形を正弦波に近づけるべく、電圧形インバータ 2 は、電流形コンバータ 1 側で出力される 2 つの線間電圧の期間の各々において、その電流分配率 D_1 , D_2 に応じて各電圧ベクトルを採用する。例えば図 4 に示す領域 1 においてキャリアの一周内に、電圧形インバータ 2 が電圧ベクトル V_0 , V_4 , V_6 をそれぞれ期間 t_0 , t_4 , t_6 にわたって採用する場合について説明する。電流形コンバータ 1 が線間電圧 V_{rt} を出力している期間に、電圧形インバータ 2 は電圧ベクトル V_0 , V_4 , V_6 をそれぞれ期間 $D_1 \cdot t_0$, $D_1 \cdot t_4$, $D_1 \cdot t_6$ に渡って出力する。そして電流形コンバータ 1 が線間電圧 V_{st} を出力している期間に、電圧形インバータ 2 は電圧ベクトル V_0 , V_4 , V_6 をそれぞれ期間 $D_2 \cdot t_0$, $D_2 \cdot t_4$, $D_2 \cdot t_6$ に渡って採用する。

30

【0106】

中間相検出部 33 は、相電圧指令 V_r^* , V_s^* , V_t^* のうち、いずれがいわゆる中間相に相当するかを判断する。例えば位相角 θ が 30 度から 60 度の領域においては相電圧指令 V_s^* が相当する。そして相電圧指令 V_s^* の値に鑑み、比 $D_1 : D_2$ ($= D_{total} - D_1 = 1 - D_1$) が決定され、値 D_1 , D_2 が指令値補正部 34, 35 に与えられる。

40

【0107】

中間相検出部 33 はインバータ制御部 30 に設けられてもよいし、先に説明したコンバータ制御部 20 に設けられてもよいし、両者のいずれに属すると把握してもよい。

【0108】

脈流算出部 31 は電源位相検出部 21 から位相角 θ を受け取って $\cos \theta \sin$ を出力する。

【0109】

出力電圧指令生成部 32 は、脈流算出部 31 から受け取った $\cos \theta \sin$ と、変調率算出部 40 から受け取った電圧制御率 K_s と、制御位相角 ϕ と、センサレスベクトル制御部

50

50から受け取った磁束位相角 φ' とに基づいて、電圧形インバータ2の相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を生成する。具体的には、電圧制御率 K_s と、制御位相角 φ と、磁束位相角 φ' とに基づいて公知の技術によって生成した相電圧指令値に $\cos\theta$ を乗じて電圧指令 V_u^* , V_v^* , V_w^* を生成する。なお、各電圧ベクトルの出力期間は相電圧指令 V_r^* , V_s^* , V_t^* とキャリア C との比較によって決定されるので、相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に $\cos\theta$ を乗じることによって、間接的に式(9)に表現された補正を行うことができる。

【0110】

指令値補正部34, 35は、電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* と、電流分配率(以下、補正值とも呼ぶ) D_1 , D_2 とに基づいて、電圧形インバータ2の転流のためにキャリア C と比較すべき値を生成する。相電圧指令 V_s^* が中間相である場合を例に採れば、電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に基づいて値 d_0 , d_4 , $d_6 (=1 - d_0 - d_4)$ を計算し、これと補正值 D_1 , D_2 とに基づいて、値 $D_1(1 - d_0 - d_4)$, $D_2(1 - d_0)$, $D_1 + D_2 \cdot d_0$, $D_1 + D_2(d_0 + d_4)$ を生成する。また値0, $D_1 + D_2$ も出力する。これらの値は比較器36, 37において比較され、その結果が論理演算部によって演算される。そして論理演算部38は比較器36, 37における比較結果に基づいてスイッチング信号 SS_{up} , SS_{vp} , SS_{wp} , SS_{un} , SS_{vn} , SS_{wn} を生成する。

10

【0111】

変調率算出部40は、等価直流電圧 V_{dc2} と、d軸電圧指令 V_d^* とq軸電圧指令 V_q^* とを受け取って、式(10)~式(12)に基づいて電圧制御率 K_s と、制御位相角 φ とを算出し、これらを出し出力電圧指令生成部32に出力する。

20

【0112】

センサレスベクトル制御部50は、出力端 P_u , P_v , P_w を流れる線電流 i_u , i_v , i_w からモータの回転数 ω や磁束位相角 φ' を算出し、これと外部から入力される回転数指令 ω^* とデューティとに基づいてd軸電圧指令 V_d^* とq軸電圧指令 V_q^* とを生成する。

【0113】

第2の実施の形態。

第1の実施の形態においては、直流電圧 V_{dc} の最大値を検出し、これを $\sqrt{3}/2$ 倍した等価直流電圧 V_{dc2} を用いて電圧制御率 K_s を演算していた。直流電圧 V_{dc} はキャリア C の一周期という短い期間に直流電圧 E_1 , E_2 を交互に採るため、その最大値を精度よく検出することはノイズの観点から困難であった。本第2の実施の形態にかかる制御方法は精度よく直流電圧 V_{dc} の最大値を得て、精度のよい等価直流電圧 V_{dc2} を得ることを目的とする。

30

【0114】

キャリア周期内で平均した第1平均直流電圧 V_{dc1} は式(18)で表される。第1平均直流電圧 V_{dc1} を位相角30度の区間(例えば位相角 θ が0度から30度)で積分すると、その結果たる第2平均直流電圧 V_{dc3} は次式で表される。

【0115】

【数16】

$$V_{dc3} = \int_0^{\pi/6} V_{dc1} d\theta = \frac{6}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{1}{2} \ln \frac{1+\sin\theta}{1-\sin\theta} \right) = 0.90855 \quad \dots (16)$$

40

【0116】

直流電圧 V_{dc} の最大値は直流電圧 E_1 の最大値、即ち線間電圧の最大値と等しい。上述した式はいずれも線間電圧の最大値で規格化しているので、直流電圧 V_{dc} の最大値は1である。よって、直流電圧 V_{dc} の最大値 V_{dc_max} は次式で表すことができる。

50

【 0 1 1 7 】

【 数 1 7 】

$$V_{dc_max} = V_{dc3} / 0.90885 \quad \cdots (17)$$

【 0 1 1 8 】

従って、位相角 30 度の区間（例えば位相角 θ_1 が 0 度から 30 度）に渡って直流電圧 V_{dc} を平均した第 2 平均直流電圧 V_{dc3} を検出し、式 (17) から直流電圧 V_{dc} の最大値 V_{dc_max} を求めることができる。

【 0 1 1 9 】

10

よって、直流電圧 V_{dc} の最大値 V_{dc_max} が直流電圧 V_{dc} を平均した第 2 平均直流電圧 V_{dc3} を用いて算出されているので、ノイズの影響を低減して直流電圧 V_{dc} の最大値 V_{dc_max} を得ることができる。ひいては精度よく等価直流電圧 V_{dc2} を得ることができる。

【 0 1 2 0 】

図 15 はかかる制御を行う制御部の具体的な内部構成の一例を示している。図 12 に示す制御部と比較して、等価直流電圧検出部 10 が相違している。等価直流電圧検出部 10 はフィルタ 12 と、振幅補正部 13 とを備えている。

【 0 1 2 1 】

フィルタ 12 には直流電圧 V_{dc} が入力される。フィルタ 12 は直流電圧 V_{dc} をフィルタリングして例えば 30 度の区間に渡って直流電圧 V_{dc} を平均化し、これを第 2 平均直流電圧 V_{dc2} として出力する。かかるフィルタ 12 は例えば一次フィルタによって実現することができる。

20

【 0 1 2 2 】

振幅補正部 13 は第 2 平均直流電圧 V_{dc3} を受け取って、式 (17) より直流電圧 V_{dc} の最大値 V_{dc_max} を算出し、これを $\sqrt{3}/2$ 倍して等価直流電圧 V_{dc2} を変調率算出部 40 に出力する。

【 0 1 2 3 】

第 3 の実施の形態 .

第 3 の実施の形態にかかる制御方法では、式 (16) に示す第 1 平均直流電圧 V_{dc1} を検出し、式 (17) から、これを位相角において 30 度の区間で平均して第 2 平均直流電圧 V_{dc3} を検出する。

30

【 0 1 2 4 】

第 1 平均直流電圧 V_{dc1} を求める期間の基準であるキャリアは例えば数 kHz ~ 数十 kHz である。第 2 平均直流電圧 V_{dc3} を求める期間の基準である三相交流電圧の周波数の 12 倍は、例えば日本では 600 Hz (= 50 Hz $\times$ 12) あるいは 720 Hz (60 Hz $\times$ 12) である。よって、第 2 平均直流電圧 V_{dc3} に比べて第 1 平均直流電圧 V_{dc1} は 10 倍以上短い期間で検出できる。

【 0 1 2 5 】

第 3 の実施の形態にかかる制御方法では、一旦、第 1 平均直流電圧 V_{dc1} を検出しているのを、これを例えば瞬停の判断基準として用いることができる。第 1 平均直流電圧 V_{dc1} と基準値 V_{ref} よりも低ければ、入力端 P_r , P_s , P_t への三相交流電圧の供給が遮断されたと判断する。

40

【 0 1 2 6 】

よって、例えば第 2 平均直流電圧 V_{dc3} を用いて瞬停を判断する場合に比べて、実際に瞬停が生じてから瞬停を検出するまでの時間を短縮できる。

【 0 1 2 7 】

図 16 はかかる制御を実行する制御部の内部構成の概念的な一例を示している。図 12 , 15 に示す制御部と比較して、等価直流電圧検出部 10 が相違している。等価直流電圧検出部 10 は、キャリアフィルタ 14 と、比較器 15 と、脈流フィルタ 16 と、振幅補正

50

部 1 3 とを備えている。

【 0 1 2 8 】

キャリアフィルタ 1 4 には直流電圧 V_{dc} が入力される。キャリアフィルタ 1 4 は直流電圧 V_{dc} をフィルタリングしてキャリアの一周期内で直流電圧 V_{dc} を平均し、これを第 1 平均直流電圧 V_{dc1} として出力する。かかるキャリアフィルタ 1 4 は例えば公知の一次フィルタで構成することができる。なお、位相遅れなくキャリア成分（キャリアの一周期で直流電圧 E_1 , E_2 を採ることに起因する成分）をノイズなく除去して、電源周波数の 6 倍の高調波成分を含む第 1 平均直流電圧 V_{dc1} を得ることは困難である。しかしながら、瞬停を検出するために第 1 平均直流電圧 V_{dc1} を用いる場合であれば、第 1 平均直流電圧 V_{dc1} の検出精度の要求を高める必要がない。

10

【 0 1 2 9 】

脈流フィルタ 1 6 には第 1 平均直流電圧 V_{dc1} が入力される。脈流フィルタ 1 6 は第 1 平均直流電圧 V_{dc1} をフィルタリングして、三相交流電圧の周期の $1/2$ の期間内で第 1 平均直流電圧 V_{dc} を平均し、これを第 2 平均直流電圧 V_{dc3} として出力する。

【 0 1 3 0 】

振幅補正部 1 3 は第 2 平均直流電圧 V_{dc3} を受け取って、式 (1 7) より直流電圧 V_{dc} の最大値 V_{dc_max} を算出して、これを $\sqrt{3}/2$ 倍して等価直流電圧 V_{dc2} を変調率算出部 4 0 に出力する。

【 0 1 3 1 】

比較器 1 5 には第 1 平均直流電圧 V_{dc1} と、例えば予め設定された基準値 V_{ref} とが入力される。比較器 1 5 は第 1 平均直流電圧 V_{dc1} が基準値 V_{ref} よりも小さければ、例えば瞬停が生じたと判断する。

20

【 0 1 3 2 】

変形例 .

第 1 乃至第 3 の実施の形態では、電圧形インバータ 2 において、直流電圧 V_{dc} が一定であると仮定して算出された各電圧ベクトルの出力期間に対して、 $\cos \theta_{in}$ を乗じて直流電圧 V_{dc} の脈動分を補正していた。変形例にかかる制御方法では電圧形インバータ 2 において当該補正を行わない。そして、電圧制御率として電圧制御率 K_s を採用する。

【 0 1 3 3 】

以下、第 1 の実施の形態にかかる制御方法における出力電圧と、変形例にかかる制御方法における出力電圧とについて、例えば電圧制御率 K_s を 1 に指定し、電圧形インバータ 2 が電圧ベクトル V_4 を出力する場合を例に挙げて述べる。

30

【 0 1 3 4 】

まず、第 1 の実施の形態にかかる制御方法について考える。キャリアの一周期に対する電圧ベクトル V_4 を出力する期間の割合（時比率） d は式 (9) に鑑みて次式で表される。

【 0 1 3 5 】

【 数 1 8 】

$$d = K_s \cdot t_4 / T = t_4 / T = t_{40} \cdot \cos \theta_{in} / T \quad \cdots (1 8)$$

40

【 0 1 3 6 】

よって、電圧ベクトル V_4 の大きさ V は次式で表される。

【 0 1 3 7 】

【 数 1 9 】

$$V = V_{dc1} \times d = (\sqrt{3}/2) \times t_{40} / T \quad \cdots (1 9)$$

【 0 1 3 8 】

50

次に変形例にかかる制御方法について考える。式(18)において電圧制御率 K_s を電圧制御率 K_s' に置き換え、電圧ベクトル V_4 の出力期間 t_4 を t_{40} に置き換えると、時比率 d' は次式で表される。

【0139】

【数20】

$$d' = K_s' \cdot t_{40}/T = \sqrt{2} \sqrt{V_d'^2 + V_q'^2} / V_{dc1} \times t_{40}/T \quad \dots (20)$$

【0140】

式(11)および $K_s = 1$ に相当するように $\sqrt{(V_d'^2 + V_q'^2)} = \sqrt{3} / (2\sqrt{2})$ とすると、

【0141】

【数21】

$$d' = t_{40} \cdot \cos \theta_{in} / T \quad \dots (21)$$

【0142】

よって、電圧ベクトル V_4 の大きさ V' は次式で表される。

【0143】

【数22】

$$V' = V_{dc1} \times d' = (\sqrt{3}/2) \times t_{40}/T \quad \dots (22)$$

【0144】

以上のように、変形例にかかる制御による電圧形インバータ2の電圧ベクトルの大きさと、第1の実施の形態にかかる制御による電圧形インバータ2の電圧ベクトルの大きさが等しい。よって、変形例にかかる制御によっても適切に出力電圧を出力することができる。

【0145】

但し、電圧制御率 K_s' は第1平均直流電圧 V_{dc1} を含んでいる。直流電圧 V_{dc} から電源周波数の6倍の高調波を含む第1平均直流電圧 V_{dc1} を位相遅れなく精度よく検出するためには、2桁以上のキャリア周波数が必要である。5～10kHz程度のキャリア周波数では精度よく第1平均直流電圧を検出することは困難である。少なくとも一次フィルタを用いて検出することは難しい。

【0146】

一方、第2及び第3の実施の形態にかかる制御方法であれば、キャリア周波数の10分の一程度の電源周波数の12分の1の周波数で直流電圧 V_{dc} を平均した第2平均直流電圧 V_{dc_max} を用いて電圧制御率 K_s を得ている。よって、例えば一次フィルタ程度を用いて電圧制御率 K_s を得ることができるので、製造コストを低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【0147】

【図1】第1の実施の形態に係る直接形交流電力変換装置の概念的な構成を示す図である。

【図2】電流形コンバータが有するスイッチング素子の概念的な構成を示す図である。

【図3】電圧形インバータが有するスイッチング素子の概念的な構成を示す図である。

【図4】入力端に印加される三相交流電圧を示すグラフである。

【図5】直流電源線の間直流電圧に関するグラフである。

【図6】電流分配率を示すグラフである。

【図7】電流分配率を示すグラフである。

【図8】本願にかかる電圧制御率を用いて制御を行ったときの、電圧制御率、入力端に印

10

20

30

40

50

加される相電圧、入力端を流れる線電流、出力端を流れる線電流を示すグラフである。

【図 9】本願にかかる電圧制御率を用いて制御を行ったときの、入力端を流れる線電流に含まれる高調波成分である。

【図 10】従来技術にかかる電圧制御率を適用して制御を行ったときの、電圧制御率、入力端に印加される相電圧、入力端を流れる線電流、出力端を流れる線電流を示すグラフである。

【図 11】従来技術にかかる電圧制御率を適用して制御を行ったときの、入力端を流れる線電流に含まれる高調波成分を示すグラフである。

【図 12】第 1 の実施の形態にかかる制御部の概念的な一例を示す図である。

【図 13】台形状波形の電圧指令値を示すグラフである。

【図 14】電圧形インバータの概念的な構成を示す図である。

【図 15】第 2 の実施の形態にかかる制御部の概念的な一例を示す図である。

【図 16】第 3 の実施の形態にかかる制御部の概念的な一例を示す図である。

【符号の説明】

【0148】

1 電流形コンバータ

2 電圧形インバータ

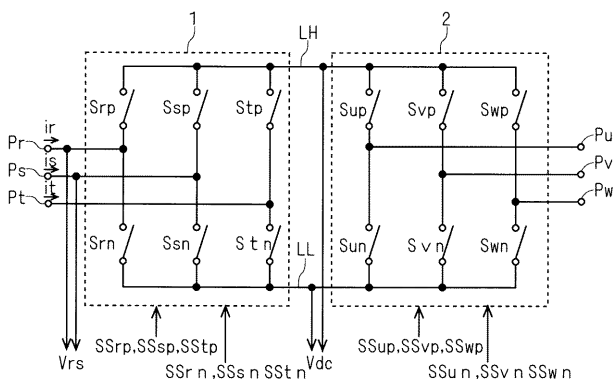
LH, LL 直流電源線

Srp, Srn, Ssp, Ssn, Stp, Stn, Sup, Sun, Svp, Svn, Swp, Swn スwitchング素子

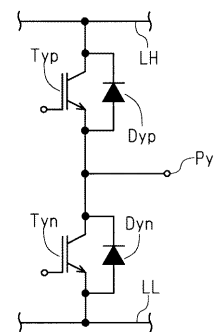
10

20

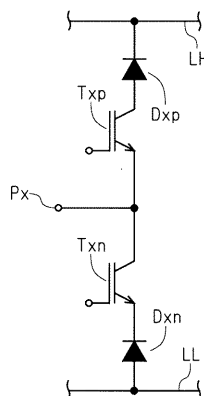
【図 1】



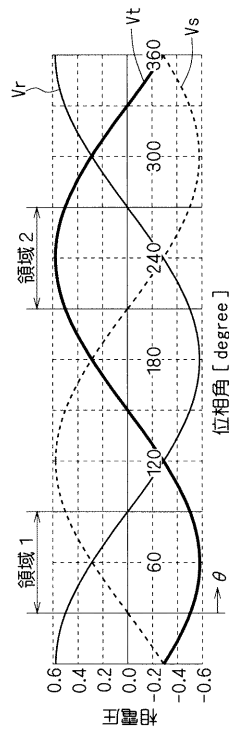
【図 3】



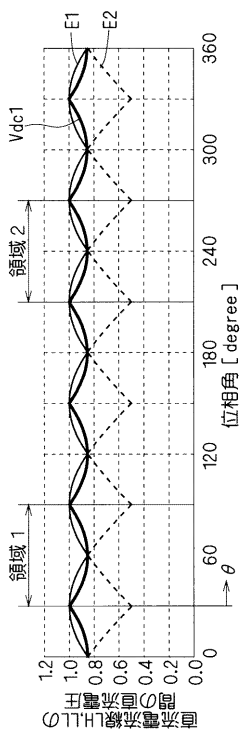
【図 2】



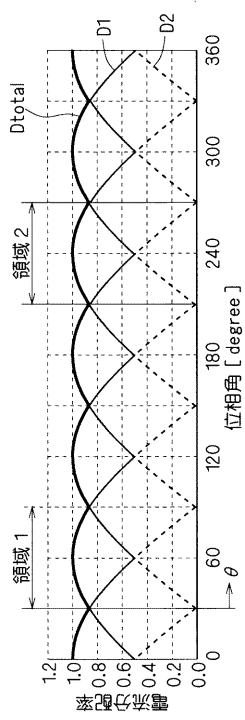
【 図 4 】



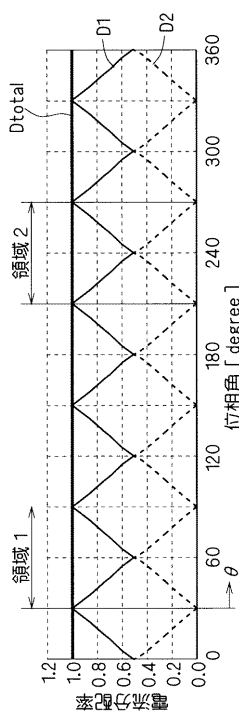
【 図 5 】



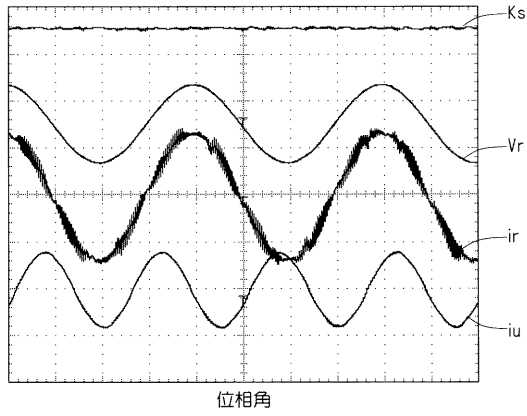
【 図 6 】



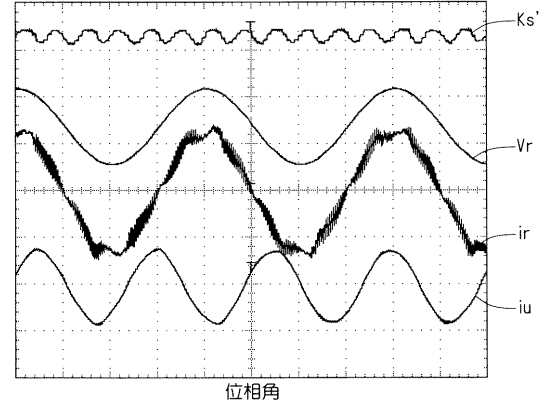
【 図 7 】



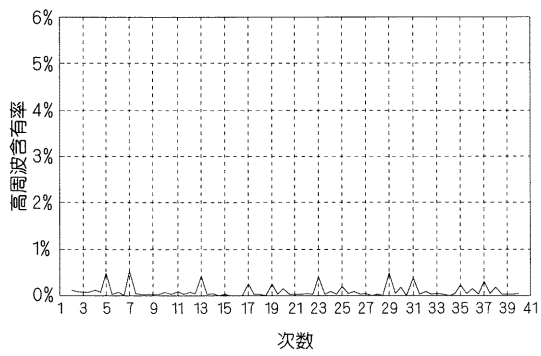
【図 8】



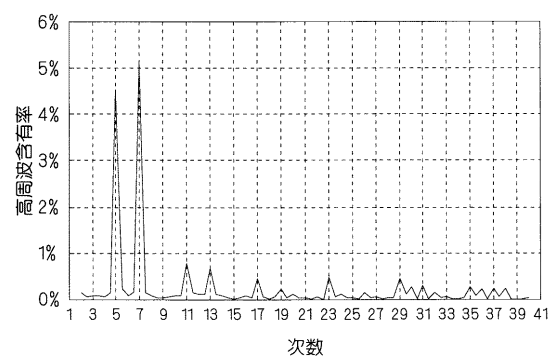
【図 10】



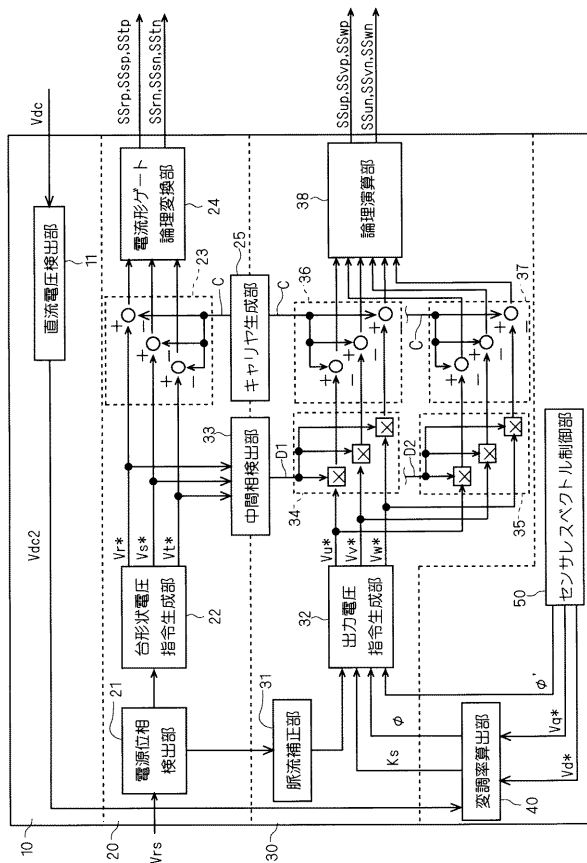
【図 9】



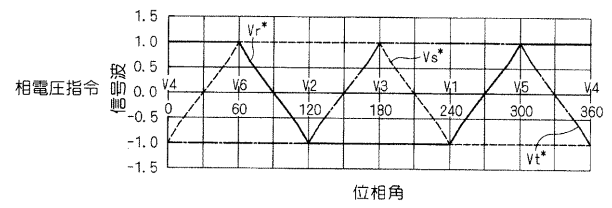
【図 11】



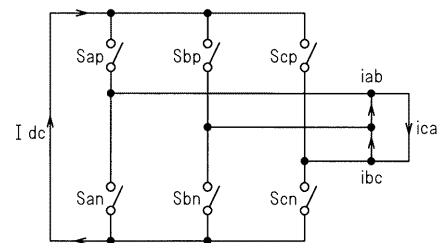
【図 12】



【図 13】



【図 14】



【 図 1 6 】

