

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B1)

(11) 特許番号

特許第4390010号
(P4390010)

(45) 発行日 平成21年12月24日(2009.12.24)

(24) 登録日 平成21年10月16日(2009.10.16)

(51) Int.Cl. F I
H02M 5/27 (2006.01) H02M 5/27 J

請求項の数 10 (全 35 頁)

(21) 出願番号	特願2008-172593 (P2008-172593)	(73) 特許権者	000002853
(22) 出願日	平成20年7月1日(2008.7.1)		ダイキン工業株式会社
審査請求日	平成21年6月19日(2009.6.19)		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
		審査官	櫻田 正紀
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直接形変換装置及びその制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

多相交流電圧 (V_r , V_s , V_t) を整流して一対の直流電源線 (L_1 , L_2) に出力するコンバータ (3) と、

前記一対の直流電源線の間で相互に並列に接続され、いずれも瞬時空間ベクトル制御に従ったパルス幅変調で動作する第1インバータ (4) 及び第2インバータ (5) と、
を備える直接形変換装置を制御する方法であって、

前記第1インバータが第1の零ベクトル (V_0) に基づいて動作し、かつ前記第2インバータが第2の零ベクトル (V_7) に基づいて動作しているときに、前記コンバータの転流が行われ、

前記第1の零ベクトルと前記第2の零ベクトルとが相互に異なる、直接形変換装置の制御方法。

【請求項2】

前記第1インバータ (4) 及び前記第2インバータ (5) はいずれも、

前記一対の直流電源線 (L_1 , L_2) 間で並列に接続された複数の電流経路を有し、

前記電流経路の各々は、前記一対の直流電源線間で直列に接続された一対のスイッチング素子 ($Sup1$, $Sun1$; $Svp1$, $Svn1$; $Swp1$, $Swn1$; $Sup2$, $Sun2$; $Svp2$, $Svn2$; $Swp2$, $Swn2$) を含み、当該一対のスイッチング素子同士の接続点から出力が採られ、

前記第1の零ベクトルに基づいて前記第1インバータが動作するときには、前記第1イ

10

20

ンバータのいずれの前記電流経路においても、前記一对の直流電源線的一方（L1）側の前記スイッチング素子（Sup1, Svp1, Swp1）が非導通し、前記一对の直流電源線の他方（L2）側の前記スイッチング素子（Sun1, Svn1, Swn1）が導通し、

前記第2の零ベクトルに基づいて前記第2インバータが動作するときには、前記第2インバータのいずれの前記電流経路においても、前記一对の直流電源線の前記一方（L1）側の前記スイッチング素子（Sup2, Svp2, Swp2）が導通し、前記一对の直流電源線の前記他方（L2）側の前記スイッチング素子（Sun2, Svn2, Swn2）が非導通する、請求項1に記載の直接形変換装置の制御方法。

【請求項3】

10

前記第1インバータ（4）の制御に採用される第1キャリア（C21）と、前記第2インバータ（5）の制御に採用される第2キャリア（C22）とは、相互に位相が逆相であり、相互に最大値（ $d_{st} + d_{rt} = 1$ ）が一致し、相互に最小値（0）が一致し、

前記コンバータ（3）はパルス幅変調で動作し、

前記コンバータの制御に採用されるキャリア（C1）は前記第1キャリア及び前記第2キャリアと同期し、その一周期（ t_s ）は前記転流が行われるタイミングで、第1値（ d_{st} ）及び第2値（ d_{rt} ）で内分されて第1期間（ $d_{st} \cdot t_s$ ）と第2期間（ $d_{st} \cdot t_s$ ）とに区分され、

前記第1期間において、

（i）前記第1インバータの前記出力についての指令値（ V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^* ）を1から引いた値に前記第1値を乗じた値（ $d_{st} \cdot (1 - V_{u1}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{v1}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ ）だけ、前記第1期間の始点において前記第1キャリアが採る値（ d_{rt} ）から離れた値（ $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{u1}^*)$, $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{v1}^*)$, $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ ）を前記第1キャリアが採る時点で、前記第1インバータの前記瞬時空間ベクトル制御に用いられるベクトル（ V_{01} , V_{41} , V_{61} ）は切り替わり、

20

（ii）前記第2インバータの前記出力についての指令値（ V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^* ）に前記第1値を乗じた値（ $d_{st} \cdot V_{u2}^*$, $d_{st} \cdot V_{v2}^*$, $d_{st} \cdot V_{w2}^*$ ）だけ、前記第1期間の始点において前記第2キャリアが採る値（ d_{st} ）から離れた値（ $d_{st} \cdot (1 - V_{u2}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{v2}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{w2}^*)$ ）を前記第2キャリアが採る時点で、前記第2インバータの前記瞬時空間ベクトル制御に用いられるベクトル（ V_{42} , V_{62} , V_{72} ）は切り替わり、

30

前記第2期間において、

（iii）前記第1インバータの前記出力についての前記指令値（ V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^* ）を1から引いた値に前記第2値を乗じた値（ $d_{rt} \cdot (1 - V_{u1}^*)$, $d_{rt} \cdot (1 - V_{v1}^*)$, $d_{rt} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ ）だけ、前記第2期間の始点において前記第1キャリアが採る値（ d_{rt} ）から離れた値（ $d_{rt} \cdot V_{u1}^*$, $d_{rt} \cdot V_{v1}^*$, $d_{rt} \cdot V_{w1}^*$ ）を前記第1キャリアが採る時点で、前記第1インバータの前記瞬時空間ベクトル制御に用いられる前記ベクトルは切り替わり、

（iv）前記第2インバータの前記出力についての指令値（ V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^* ）に前記第2値を乗じた値（ $d_{rt} \cdot V_{u2}^*$, $d_{rt} \cdot V_{v2}^*$, $d_{rt} \cdot V_{w2}^*$ ）だけ、前記第2期間の始点において前記第2キャリアが採る値（ d_{st} ）から離れた値（ $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{u2}^*$, $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{v2}^*$, $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{w2}^*$ ）を前記第2キャリアが採る時点で、前記第2インバータの前記瞬時空間ベクトル制御に用いられるベクトルは、切り替わる、

40

請求項1又は請求項2に記載の直接形変換装置の制御方法。

【請求項4】

前記第1インバータ（4）及び前記第2インバータ（5）のいずれの前記出力も三相を呈し、

前記第1インバータの前記出力についての前記指令値（ V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^* ）

50

は、その内のいずれか一つが前記第1キャリア(C21)の最小値を位相120度相当の期間に亘って連続して採る二相変調で決定され、

前記第2インバータの前記出力についての前記指令値(V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*)は、その内のいずれか一つが前記第2キャリア(C22)の最大値を位相120度相当の期間に亘って連続して採る二相変調で決定される、請求項3に記載の直接形変換装置の制御方法。

【請求項5】

前記第1インバータ(4)及び前記第2インバータ(5)のいずれの前記出力も三相を呈し、

前記第1インバータの前記出力についての前記指令値(V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*)及び前記第2インバータの前記出力についての前記指令値(V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*)は、三相変調で決定される、請求項3に記載の直接形変換装置の制御方法。 10

【請求項6】

多相交流電圧(V_r , V_s , V_t)を整流して一対の直流電源線(L1, L2)に出力するコンバータ(3)と、

前記一対の直流電源線の間で相互に並列に接続される第1インバータ(4)及び第2インバータ(5)と、

前記第1インバータを瞬時空間ベクトル制御に従ったパルス幅変調で動作させる第1制御信号(S_{up1}^* , S_{un1}^* ; S_{vp1}^* , S_{vn1}^* ; S_{wp1}^* , S_{wn1}^*)を出力する第1インバータ制御部(61)と、 20

前記第2インバータを瞬時空間ベクトル制御に従ったパルス幅変調で動作させる第2制御信号(S_{up2}^* , S_{un2}^* ; S_{vp2}^* , S_{vn2}^* ; S_{wp2}^* , S_{wn2}^*)を出力する第2インバータ制御部(62)と、

前記第1インバータが第1の零ベクトル(V_0)に基づいて動作し、かつ前記第2インバータが、前記第1の零ベクトルとは異なる第2の零ベクトル(V_7)に基づいて動作しているときに前記コンバータに転流を行わせる、第3制御信号(S_{rp}^* , S_{sp}^* , S_{tp}^* , S_{rn}^* , S_{sn}^* , S_{tn}^*)を出力するコンバータ制御部(60)と、
を備える直接形変換装置。

【請求項7】

前記第1インバータ(4)及び前記第2インバータ(5)はいずれも、 30

前記一対の直流電源線(L1, L2)間で並列に接続された複数の電流経路を有し、

前記電流経路の各々は、前記一対の直流電源線間で直列に接続されて前記第1制御信号若しくは前記第2制御信号(S_{up1}^* , S_{un1}^* ; S_{vp1}^* , S_{vn1}^* ; S_{wp1}^* , S_{wn1}^* ; S_{up2}^* , S_{un2}^* ; S_{vp2}^* , S_{vn2}^* ; S_{wp2}^* , S_{wn2}^*)によって導通が制御される一対のスイッチング素子(S_{up1} , S_{un1} ; S_{vp1} , S_{vn1} ; S_{wp1} , S_{wn1} ; S_{up2} , S_{un2} ; S_{vp2} , S_{vn2} ; S_{wp2} , S_{wn2})を含み、当該一対のスイッチング素子同士の接続点から出力が採られ、

前記第1の零ベクトルに基づいて前記第1インバータが動作するときには、前記第1インバータのいずれの前記電流経路においても、前記一対の直流電源線的一方(L1)側の前記スイッチング素子(S_{up1} , S_{vp1} , S_{wp1})が非導通し、前記一対の直流電源線の他方(L2)側の前記スイッチング素子(S_{un1} , S_{vn1} , S_{wn1})が導通し、 40

前記第2の零ベクトルに基づいて前記第2インバータが動作するときには、前記第2インバータのいずれの前記電流経路においても、前記一対の直流電源線の前記一方(L1)側の前記スイッチング素子(S_{up2} , S_{vp2} , S_{wp2})が導通し、前記一対の直流電源線の前記他方(L2)側の前記スイッチング素子(S_{un2} , S_{vn2} , S_{wn2})が非導通する、請求項6に記載の直接形変換装置。

【請求項8】

前記第1インバータ(4)の制御に採用される第1キャリア(C21)と、前記第2インバータ(5)の制御に採用される第2キャリア(C22)とは、相互に位相が逆相であ 50

り、相互に最大値 ($d_{st} + d_{rt} = 1$) が一致し、相互に最小値 (0) が一致し、
前記コンバータ (3) はパルス幅変調で動作し、

前記コンバータの制御に採用されるキャリア (C1) は前記第1キャリア及び前記第2キャリアと同期し、その一周期 (t_s) は前記転流が行われるタイミングで、第1値 (d_{st}) 及び第2値 (d_{rt}) で内分されて第1期間 ($d_{st} \cdot t_s$) と第2期間 ($d_{st} \cdot d_{rt}$) とに区分され、

前記第1期間において、

(i) 前記第1インバータの前記出力についての指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) を1から引いた値に前記第1値を乗じた値 ($d_{st} \cdot (1 - V_{u1}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{v1}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$) だけ、前記第1期間の始点において前記第1キャリアが採る値 (d_{rt}) から離れた値 ($d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{u1}^*)$, $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{v1}^*)$, $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$) を前記第1キャリアが採る時点で、前記第1制御信号 (S_{up1}^* , S_{un1}^* ; S_{vp1}^* , S_{vn1}^* ; S_{wp1}^* , S_{wn1}^*) は切り替わり、

(ii) 前記第2インバータの前記出力についての指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) に前記第1値を乗じた値 ($d_{st} \cdot V_{u2}^*$, $d_{st} \cdot V_{v2}^*$, $d_{st} \cdot V_{w2}^*$) だけ、前記第1期間の始点において前記第2キャリアが採る値 (d_{st}) から離れた値 ($d_{st} \cdot (1 - V_{u2}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{v2}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{w2}^*)$) を前記第2キャリアが採る時点で、前記第2制御信号 (S_{up2}^* , S_{un2}^* ; S_{vp2}^* , S_{vn2}^* ; S_{wp2}^* , S_{wn2}^*) は切り替わり、

前記第2期間において、

(iii) 前記第1インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) を1から引いた値に前記第2値を乗じた値 ($d_{rt} \cdot (1 - V_{u1}^*)$, $d_{rt} \cdot (1 - V_{v1}^*)$, $d_{rt} \cdot (1 - V_{w1}^*)$) だけ、前記第2期間の始点において前記第1キャリアが採る値 (d_{rt}) から離れた値 ($d_{rt} \cdot V_{u1}^*$, $d_{rt} \cdot V_{v1}^*$, $d_{rt} \cdot V_{w1}^*$) を前記第1キャリアが採る時点で、前記第1制御信号は切り替わり、

(iv) 前記第2インバータの前記出力についての指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) に前記第2値を乗じた値 ($d_{rt} \cdot V_{u2}^*$, $d_{rt} \cdot V_{v2}^*$, $d_{rt} \cdot V_{w2}^*$) だけ、前記第2期間の始点において前記第2キャリアが採る値 (d_{st}) から離れた値 ($d_{st} + d_{rt} \cdot V_{u2}^*$, $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{v2}^*$, $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{w2}^*$) を前記第2キャリアが採る時点で、前記第2制御信号は切り替わる、

請求項6又は請求項7に記載の直接形変換装置。

【請求項9】

前記第1インバータ (4) 及び前記第2インバータ (5) のいずれの前記出力も三相を呈し、

前記第1インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) は、その内のいずれか一つが前記第1キャリア (C21) の最小値を位相120度相当の期間に亘って連続して採る二相変調で決定され、

前記第2インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) は、その内のいずれか一つが前記第2キャリア (C22) の最大値を位相120度相当の期間に亘って連続して採る二相変調で決定される、請求項8に記載の直接形変換装置。

【請求項10】

前記第1インバータ (4) 及び前記第2インバータ (5) のいずれの前記出力も三相を呈し、

前記第1インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) 及び前記第2インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) は、三相変調で決定される、請求項8に記載の直接形変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

10

20

30

40

50

この発明は直接形変換装置に関し、特にコンバータと、複数のインバータとを備える直接形変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

いわゆる間接形交流電力変換装置では、コンバータとインバータとの間のいわゆる直流リンクにおいて、大型のコンデンサを設ける。当該コンデンサは商用周波数による電圧脈動を平滑する機能を担う。かかる技術は例えば後掲の特許文献1で開示されている。当該文献では、平滑コンデンサに対して圧縮機用のインバータ部とファン用のインバータ部とを並列に接続し、これによって両インバータ部の電源を共通化することが示されている。当該技術では、両インバータで直流電圧を共用するため、圧縮機の負荷に応じて変動する直流電圧に応じてファン制御が補正されている。

10

【0003】

他方、直接形交流電力変換装置では、大型のコンデンサやリアクトルが不要となる。このことから、当該変換装置はその小型化が期待でき、次世代の電力変換装置として近年注目されつつある。例えば特許文献2では、1つのコンバータに対し1つのインバータを接続し、当該インバータを零ベクトルに基づいて動作させて、いわゆる零電流の状態が得られているときにコンバータを転流させる技術（以下では単に「零電流におけるコンバータの転流」とも表現する）が紹介されている。またコンバータとインバータとでキャリアを共用できる技術も紹介されている。

【0004】

20

直接形交流電力変換装置に関しては更に、出力電力容量を増大させるため、1つのコンバータに対して複数のインバータを接続して運転する技術も提案されている。かかる技術は例えば後掲の非特許文献1で開示されている。当該文献では、電流形整流器をコンバータとして把握し、DC/DCコンバータをインバータとして把握することができる。そしてDC/DCコンバータと、電圧形インバータとは並列に接続されている。当該文献に示された技術では、電流形整流器をいわゆる零電流において転流させるため、電流形整流器の動作が基づくキャリアに同期した一つのキャリアで、複数のインバータをパルス幅変調にて制御させることが示されている。

【0005】

なお、出力電力の容量を高める観点から、1つのLCフィルタに対して複数のマトリックスコンバータを並列に接続し、更に一つの負荷に対しても並列に接続される技術が提案されている（特許文献3及び非特許文献2参照）。

30

【0006】

また非特許文献3は、パルス幅変調で制御されるインバータのコモンモード電圧について言及している。

【0007】

また特許文献4には後述する三相変調された波形を開示している。

【0008】

【特許文献1】特開平9-224393号公報

【特許文献2】特開2007-312589号公報

40

【特許文献3】特開2005-65356号公報

【特許文献4】特公平6-81514号公報

【非特許文献1】加藤、伊東、「昇圧形AC/DC/AC直接形電力変換器の波形改善」、平成19年電気学会全国大会、2007/3/15~17、第四分冊、4-098

【非特許文献2】綾野、稲葉、小笠原、「セット並列マトリックスコンバータによるEMI低減効果」、電気学会論文誌D、平成20年、Vol. 128, No. 3, P. 184~192

【非特許文献3】小笠原、藤田、赤木、「電圧形PWMインバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングと理論解析」、電気学会論文誌D、平成7年、Vol. 115, No. 1, P. 77~83

50

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

特許文献1に開示された技術では、二つのインバータが非同期であるため、コモンモード電流が集中して流れることは起こりにくい。これに対して非特許文献2に開示された技術では、複数のインバータを同期して制御している。従って複数のインバータの変調率が近ければ、零ベクトルに基づいて動作している期間においてコモンモード電流が発生するタイミングが集中することとなる。これは、特定の運転領域で漏れ電流を突出させやすいという問題があった。

【0010】

そこで、本発明は、コンバータと二つのインバータとを備えた直接形変換装置において、いずれのインバータもが零ベクトルに基づいて動作している時にコンバータを転流させつつも、コモンモード電流を低減して漏れ電流の突出を回避する技術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】

【0011】

この発明にかかる直接形変換装置の制御方法は、多相交流電圧 (V_r , V_s , V_t) を整流して一対の直流電源線 (L_1 , L_2) に出力するコンバータ (3) と、前記一対の直流電源線の間で相互に並列に接続され、いずれも瞬時空間ベクトル制御に従ったパルス幅変調で動作する第1インバータ (4) 及び第2インバータ (5) と、を備える直接形変換装置を制御する方法である。

【0012】

そしてその第1の態様は、前記第1インバータが第1の零ベクトル (V_0) に基づいて動作し、かつ前記第2インバータが第2の零ベクトル (V_7) に基づいて動作しているときに、前記コンバータの転流が行われ、前記第1の零ベクトルと前記第2の零ベクトルとが相互に異なる。

【0013】

この発明にかかる直接形変換装置の制御方法の第2の態様は、その第1の態様であって、前記第1インバータ (4) 及び前記第2インバータ (5) はいずれも、前記一対の直流電源線 (L_1 , L_2) 間で並列に接続された複数の電流経路を有し、前記電流経路の各々は、前記一対の直流電源線間で直列に接続された一対のスイッチング素子 (Sup_1 , Sun_1 ; Svp_1 , Svn_1 ; Swp_1 , Swn_1 ; Sup_2 , Sun_2 ; Svp_2 , Svn_2 ; Swp_2 , Swn_2) を含み、当該一対のスイッチング素子同士の接続点から出力が採られる。

【0014】

前記第1の零ベクトルに基づいて前記第1インバータが動作するときには、前記第1インバータのいずれの前記電流経路においても、前記一対の直流電源線的一方 (L_1) 側の前記スイッチング素子 (Sup_1 , Svp_1 , Swp_1) が非導通し、前記一対の直流電源線の他方 (L_2) 側の前記スイッチング素子 (Sun_1 , Svn_1 , Swn_1) が導通する。

【0015】

前記第2の零ベクトルに基づいて前記第2インバータが動作するときには、前記第2インバータのいずれの前記電流経路においても、前記一対の直流電源線の前記一方 (L_1) 側の前記スイッチング素子 (Sup_2 , Svp_2 , Swp_2) が導通し、前記一対の直流電源線の前記他方 (L_2) 側の前記スイッチング素子 (Sun_2 , Svn_2 , Swn_2) が非導通する。

【0016】

この発明にかかる直接形変換装置の制御方法の第3の態様は、その第1乃至第2の態様のいずれかであって、前記第1インバータ (4) の制御に採用される第1キャリア (C_1) と、前記第2インバータ (5) の制御に採用される第2キャリア (C_2) とは、相互に

10

20

30

40

50

位相が逆相であり、相互に最大値 ($d_{st} + d_{rt} = 1$) が一致し、相互に最小値 (0) が一致する。そして前記コンバータ (3) はパルス幅変調で動作し、前記コンバータの制御に採用されるキャリア (C_1) は前記第1キャリア及び前記第2キャリアと同期し、その一周期 (t_s) は前記転流が行われるタイミングで、第1値 (d_{st}) 及び第2値 (d_{rt}) で内分されて第1期間 ($d_{st} \cdot t_s$) と第2期間 ($d_{rt} \cdot t_s$) とに区分される。

【0017】

そして前記第1期間において、(i) 前記第1インバータの前記出力についての指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) を1から引いた値に前記第1値を乗じた値 ($d_{st} \cdot (1 - V_{u1}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{v1}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$) だけ、前記第1期間の始点において前記第1キャリアが採る値 (d_{rt}) から離れた値 ($d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{u1}^*)$, $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{v1}^*)$, $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$) を前記第1キャリアが採る時点で、前記第1インバータの前記瞬時空間ベクトル制御に用いられるベクトル (V_{01} , V_{41} , V_{61}) は切り替わり、(ii) 前記第2インバータの前記出力についての指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) に前記第1値を乗じた値 ($d_{st} \cdot V_{u2}^*$, $d_{st} \cdot V_{v2}^*$, $d_{st} \cdot V_{w2}^*$) だけ、前記第1期間の始点において前記第2キャリアが採る値 (d_{st}) から離れた値 ($d_{st} \cdot (1 - V_{u2}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{v2}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{w2}^*)$) を前記第2キャリアが採る時点で、前記第2インバータの前記瞬時空間ベクトル制御に用いられるベクトル (V_{42} , V_{62} , V_{72}) は切り替わる。

【0018】

そして前記第2期間において、(iii) 前記第1インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) を1から引いた値に前記第2値を乗じた値 ($d_{rt} \cdot (1 - V_{u1}^*)$, $d_{rt} \cdot (1 - V_{v1}^*)$, $d_{rt} \cdot (1 - V_{w1}^*)$) だけ、前記第2期間の始点において前記第1キャリアが採る値 (d_{rt}) から離れた値 ($d_{rt} \cdot V_{u1}^*$, $d_{rt} \cdot V_{v1}^*$, $d_{rt} \cdot V_{w1}^*$) を前記第1キャリアが採る時点で、前記第1インバータの前記瞬時空間ベクトル制御に用いられる前記ベクトルは切り替わり、(iv) 前記第2インバータの前記出力についての指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) に前記第2値を乗じた値 ($d_{rt} \cdot V_{u2}^*$, $d_{rt} \cdot V_{v2}^*$, $d_{rt} \cdot V_{w2}^*$) だけ、前記第2期間の始点において前記第2キャリアが採る値 (d_{st}) から離れた値 ($d_{st} + d_{rt} \cdot V_{u2}^*$, $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{v2}^*$, $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{w2}^*$) を前記第2キャリアが採る時点で、前記第2インバータの前記瞬時空間ベクトル制御に用いられるベクトルは、切り替わる。

【0019】

この発明にかかる直接形変換装置の制御方法の第4の態様は、その第3の態様であって、前記第1インバータ (4) 及び前記第2インバータ (5) のいずれの前記出力も三相を呈する。そして前記第1インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) は、その内のいずれか一つが前記第1キャリア (C_1) の最小値を位相120度相当の期間に亘って連続して採る二相変調で決定される。前記第2インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) は、その内のいずれか一つが前記第2キャリア (C_2) の最大値を位相120度相当の期間に亘って連続して採る二相変調で決定される。

【0020】

この発明にかかる直接形変換装置の制御方法の第5の態様は、その第3の態様であって、前記第1インバータ (4) 及び前記第2インバータ (5) のいずれの前記出力も三相を呈する。そして前記第1インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) 及び前記第2インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) は、三相変調で決定される。

【0021】

この発明にかかる直接形変換装置の第1の態様は、多相交流電圧 (V_r , V_s , V_t)

を整流して一対の直流電源線（ $L1$ ， $L2$ ）に出力するコンバータ（3）と、前記一対の直流電源線の間で相互に並列に接続される第1インバータ（4）及び第2インバータ（5）と、前記第1インバータを瞬時空間ベクトル制御に従ったパルス幅変調で動作させる第1制御信号（ $Sup1^*$ ， $Sun1^*$ ； $Svp1^*$ ， $Svn1^*$ ； $Swp1^*$ ， $Swn1^*$ ）を出力する第1インバータ制御部（61）と、前記第2インバータを瞬時空間ベクトル制御に従ったパルス幅変調で動作させる第2制御信号（ $Sup2^*$ ， $Sun2^*$ ； $Svp2^*$ ， $Svn2^*$ ； $Swp2^*$ ， $Swn2^*$ ）を出力する第2インバータ制御部（62）と、前記第1インバータが第1の零ベクトル（ $V0$ ）に基づいて動作し、かつ前記第2インバータが、前記第1の零ベクトルとは異なる第2の零ベクトル（ $V7$ ）に基づいて動作しているときに前記コンバータに転流を行わせる、第3制御信号（ Srp^* ， Ssp^* ， Stp^* ， Srn^* ， Ssn^* ， Stn^* ）を出力するコンバータ制御部（60）と、を備える。

【0022】

この発明にかかる直接形変換装置の第2の態様は、その第1の態様であって、前記第1インバータ（4）及び前記第2インバータ（5）はいずれも、前記一対の直流電源線（ $L1$ ， $L2$ ）間で並列に接続された複数の電流経路を有し、前記電流経路の各々は、前記一対の直流電源線間で直列に接続されて前記第1制御信号若しくは前記第2制御信号（ $Sup1^*$ ， $Sun1^*$ ； $Svp1^*$ ， $Svn1^*$ ； $Swp1^*$ ， $Swn1^*$ ； $Sup2^*$ ， $Sun2^*$ ； $Svp2^*$ ， $Svn2^*$ ； $Swp2^*$ ， $Swn2^*$ ）によって導通が制御される一対のスイッチング素子（ $Sup1$ ， $Sun1$ ； $Svp1$ ， $Svn1$ ； $Swp1$ ， $Swn1$ ； $Sup2$ ， $Sun2$ ； $Svp2$ ， $Svn2$ ； $Swp2$ ， $Swn2$ ）を含み、当該一対のスイッチング素子同士の接続点から出力が採られる。

【0023】

そして前記第1の零ベクトルに基づいて前記第1インバータが動作するときには、前記第1インバータのいずれの前記電流経路においても、前記一対の直流電源線の一方（ $L1$ ）側の前記スイッチング素子（ $Sup1$ ， $Svp1$ ， $Swp1$ ）が非導通し、前記一対の直流電源線の他方（ $L2$ ）側の前記スイッチング素子（ $Sun1$ ， $Svn1$ ， $Swn1$ ）が導通する。

【0024】

そして前記第2の零ベクトルに基づいて前記第2インバータが動作するときには、前記第2インバータのいずれの前記電流経路においても、前記一対の直流電源線の一方（ $L1$ ）側の前記スイッチング素子（ $Sup2$ ， $Svp2$ ， $Swp2$ ）が導通し、前記一対の直流電源線の前記他方（ $L2$ ）側の前記スイッチング素子（ $Sun2$ ， $Svn2$ ， $Swn2$ ）が非導通する。

【0025】

この発明にかかる直接形変換装置の第3の態様は、その第1乃至第2の態様のいずれかであって、前記第1インバータ（4）の制御に採用される第1キャリア（ $C1$ ）と、前記第2インバータ（5）の制御に採用される第2キャリア（ $C2$ ）とは、相互に位相が逆相であり、相互に最大値（ $d_{st} + d_{rt} = 1$ ）が一致し、相互に最小値（0）が一致する。そして前記コンバータ（3）はパルス幅変調で動作し、前記コンバータの制御に採用されるキャリア（ $C1$ ）は前記第1キャリア及び前記第2キャリアと同期し、その一周（ t_s ）は前記転流が行われるタイミングで、第1値（ d_{st} ）及び第2値（ d_{rt} ）で内分されて第1期間（ $d_{st} \cdot t_s$ ）と第2期間（ $d_{st} \cdot d_{rt}$ ）とに区分される。

【0026】

そして前記第1期間において、（i）前記第1インバータの前記出力についての指令値（ V_{u1}^* ， V_{v1}^* ， V_{w1}^* ）を1から引いた値に前記第1値を乗じた値（ $d_{st} \cdot (1 - V_{u1}^*)$ ， $d_{st} \cdot (1 - V_{v1}^*)$ ， $d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ ）だけ、前記第1期間の始点において前記第1キャリアが採る値（ d_{rt} ）から離れた値（ $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{u1}^*)$ ， $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{v1}^*)$ ， $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ ）を前記第1キャリアが採る時点で、前記第1制御信号（ $Sup1^*$ ， $Sun1^*$ ； $Svp1^*$ ， $Svn1^*$ ； $Swp1^*$ ， $Swn1^*$ ）は切り替わり、（ii）前記第2インバー

タの前記出力についての指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) に前記第1値を乗じた値 ($d_{st} \cdot V_{u2}^*$, $d_{st} \cdot V_{v2}^*$, $d_{st} \cdot V_{w2}^*$) だけ、前記第1期間の始点において前記第2キャリアが採る値 (d_{st}) から離れた値 ($d_{st} \cdot (1 - V_{u2}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{v2}^*)$, $d_{st} \cdot (1 - V_{w2}^*)$) を前記第2キャリアが採る時点で、前記第2制御信号 (S_{up2}^* , S_{un2}^* ; S_{vp2}^* , S_{vn2}^* ; S_{wp2}^* , S_{wn2}^*) は切り替わる。

【0027】

そして前記第2期間において、(i i i) 前記第1インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) を1から引いた値に前記第2値を乗じた値 ($d_{rt} \cdot (1 - V_{u1}^*)$, $d_{rt} \cdot (1 - V_{v1}^*)$, $d_{rt} \cdot (1 - V_{w1}^*)$) だけ、前記第2期間の始点において前記第1キャリアが採る値 (d_{rt}) から離れた値 ($d_{rt} \cdot V_{u1}^*$, $d_{rt} \cdot V_{v1}^*$, $d_{rt} \cdot V_{w1}^*$) を前記第1キャリアが採る時点で、前記第2制御信号は切り替わり、(i v) 前記第2インバータの前記出力についての指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) に前記第2値を乗じた値 ($d_{rt} \cdot V_{u2}^*$, $d_{rt} \cdot V_{v2}^*$, $d_{rt} \cdot V_{w2}^*$) だけ、前記第2期間の始点において前記第2キャリアが採る値 (d_{st}) から離れた値 ($d_{st} + d_{rt} \cdot V_{u2}^*$, $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{v2}^*$, $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{w2}^*$) を前記第2キャリアが採る時点で、前記第2制御信号は切り替わる。

【0028】

この発明にかかる直接形変換装置の第4の態様は、その第3の態様であって、前記第1インバータ(4)及び前記第2インバータ(5)のいずれの前記出力も三相を呈し、前記第1インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) は、その内のいずれかが前記第1キャリア(C1)の最小値を位相120度相当の期間に亘って連続して採る二相変調で決定され、前記第2インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) は、その内のいずれかが前記第2キャリア(C2)の最大値を位相120度相当の期間に亘って連続して採る二相変調で決定される。

【0029】

この発明にかかる直接形変換装置の第5の態様は、その第3の態様であって、前記第1インバータ(4)及び前記第2インバータ(5)のいずれの前記出力も三相を呈し、前記第1インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^*) 及び前記第2インバータの前記出力についての前記指令値 (V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^*) は、三相変調で決定される。

【発明の効果】

【0030】

この発明にかかる直接形変換装置の第1の態様及び直接形変換装置の制御方法の第1の態様によれば、第1の零ベクトルと前記第2の零ベクトルとが相互に異なるため、第1インバータが第1の零ベクトルを採る期間の終期と、第2インバータが第2の零ベクトルを採る期間の終期とが一致しても、第1インバータによるコモンモード電流と第2インバータによるコモンモード電流とが相殺し、コモンモード電流の総量が低減される。

【0031】

この発明にかかる直接形変換装置の第2の態様及び直接形変換装置の制御方法の第2の態様によれば、第1インバータのコモンモード電圧と第2インバータのコモンモード電圧とが相互に反対に遷移するので、第1の零ベクトルと前記第2の零ベクトルとが相互に異なるため、両者の終期が一致しても、第1インバータによるコモンモード電流と第2インバータによるコモンモード電流とが相殺される。

【0032】

この発明にかかる直接形変換装置の第3の態様及び直接形変換装置の制御方法の第3の態様によれば、第1の零ベクトルと第2の零ベクトルとが、コンバータが転流するタイミングを含む期間において設定される。

【0033】

この発明にかかる直接形変換装置の第4の態様及び直接形変換装置の制御方法の第4の

10

20

30

40

50

態様によれば、第1の零ベクトルと前記第2の零ベクトルの実現に寄与する。

【0034】

この発明にかかる直接形変換装置の第5の態様及び直接形変換装置の制御方法の第5の態様によれば、第1の零ベクトルと前記第2の零ベクトルの実現に寄与する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0035】

A. 直接形変換装置の構成.

図1は、本発明が適用可能な直接形変換装置の構成を示す回路図である。当該変換装置は、コンバータ3とインバータ4、5と、両者を接続する一対の直流電源線L1、L2とを有している。

【0036】

コンバータ3は、交流電源1から得られる三相（ここではR相、S相、T相とする）交流電圧 V_r 、 V_s 、 V_t を整流し、一対の直流電源線L1、L2に出力する。交流電源1とコンバータ3との間には入力コンデンサ群2が設けられてもよい。入力コンデンサ群2は例えば、多相交流電圧 V_r 、 V_s 、 V_t を受電するY結線された3つのコンデンサを含む。

【0037】

コンバータ3は例えば電流形整流器であって、パルス幅変調で動作する。コンバータ3は直流電源線L1、L2の間で相互に並列に接続された複数の電流経路を有する。コンバータ3の電流経路のうちR相に対応するものは、直流電源線L1、L2間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} を含む。スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{rn} 同士の接続点には電圧 V_r が印加される。コンバータ3の電流経路のうちS相に対応するものは、直流電源線L1、L2間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{sp} 、 S_{sn} を含む。スイッチング素子 S_{sp} 、 S_{sn} 同士の接続点には電圧 V_s が印加される。コンバータ3の電流経路のうちT相に対応するものは、直流電源線L1、L2間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{tp} 、 S_{tn} を含む。スイッチング素子 S_{tp} 、 S_{tn} 同士の接続点には電圧 V_t が印加される。

【0038】

スイッチング素子 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} は直流電源線L1側に、スイッチング素子 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} は直流電源線L2側に、それぞれ接続される。これらのスイッチング素子自体の構成は公知であって、例えば非特許文献1にも例示されている。

【0039】

インバータ4、5は例えば電圧形インバータであり、いずれも瞬時空間ベクトル制御（以下、単に「ベクトル制御」と称す）に従ったパルス幅変調で動作する。インバータ4、5は直流電源線L1、L2の間で相互に並列に接続され、それぞれ個別に三相（ここではU相、V相、W相とする）交流電圧を出力する。

【0040】

インバータ4、5はいずれも、直流電源線L1、L2間で並列に接続された複数の電流経路を有する。インバータ4の電流経路のうちU相に対応するものは、直流電源線L1、L2間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{up1} 、 S_{un1} を含む。スイッチング素子 S_{up1} 、 S_{un1} 同士の接続点からは出力電圧 V_{u1} が得られる。インバータ4の電流経路のうちV相に対応するものは、直流電源線L1、L2間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{vp1} 、 S_{vn1} を含む。スイッチング素子 S_{vp1} 、 S_{vn1} 同士の接続点からは出力電圧 V_{v1} が得られる。インバータ4の電流経路のうちW相に対応するものは、直流電源線L1、L2間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{wp1} 、 S_{wn1} を含む。スイッチング素子 S_{wp1} 、 S_{wn1} 同士の接続点からは出力電圧 V_{w1} が得られる。インバータ5の電流経路のうちU相に対応するものは、直流電源線L1、L2間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{up2} 、 S_{un2} を含む。スイッチング素子 S_{up2} 、 S_{un2} 同士の接続点からは出力電圧 V_{u2} が得られる。インバータ5の電流経路のうちV相に対応するものは、直流電源線L1、L2間で直列に接

10

20

30

40

50

続された一対のスイッチング素子 S_{vp2} , S_{vn2} を含む。スイッチング素子 S_{vp2} , S_{vn2} 同士の接続点からは出力電圧 V_{v2} が得られる。インバータ 5 の電流経路のうち W 相に対応するものは、直流電源線 $L1$, $L2$ 間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{wp2} , S_{wn2} を含む。スイッチング素子 S_{wp2} , S_{wn2} 同士の接続点からは出力電圧 V_{w2} が得られる。

【0041】

スイッチング素子 S_{up1} , S_{vp1} , S_{wp1} , S_{up2} , S_{vp2} , S_{wp2} は直流電源線 $L1$ 側に接続される。以下ではこれらのスイッチング素子を上アーム側のスイッチング素子として把握する。スイッチング素子 S_{un1} , S_{vn1} , S_{wn1} , S_{un2} , S_{vn2} , S_{wn2} は直流電源線 $L2$ 側に接続される。以下ではこれらのスイッチング素子を下アーム側のスイッチング素子として把握する。これらのスイッチング素子自体の構成は公知であって、例えば非特許文献 1 にも例示されている。

10

【0042】

インバータ 4, 5 はベクトル制御の下で動作する。まずインバータ 4 についてみれば、スイッチング素子 S_{up1} , S_{vp1} , S_{wp1} , S_{un1} , S_{vn1} , S_{wn1} は制御信号たるゲート信号 S_{up1}^* , S_{vp1}^* , S_{wp1}^* , S_{un1}^* , S_{vn1}^* , S_{wn1}^* によってその動作が制御され、これらのゲート信号が論理値 “1” / “0” を採るときに対応するスイッチング素子がそれぞれ導通／非導通するとして説明する。いわゆるデッドタイムを除いて考えれば、ゲート信号 S_{up1}^* , S_{vp1}^* , S_{wp1}^* は、ゲート信号 S_{un1}^* , S_{vn1}^* , S_{wn1}^* と相補的な値を採る。即ち添字 u , v , w を代表して添字 q を用いれば、信号 S_{qp1}^* , S_{qn1}^* の排他的論理和は “1” である。

20

【0043】

このようなベクトル制御において採用されるベクトル V_x ($x = 0 \sim 7$ の整数) の添字 x は、 $4 \cdot S_{up1}^* + 2 \cdot S_{vp1}^* + S_{wp1}^*$ で与えられる。例えば上アーム側のスイッチング素子 S_{up1} , S_{vp1} , S_{wp1} が全て非導通であれば下アーム側のスイッチング素子 S_{un1} , S_{vn1} , S_{wn1} の全てが導通する。この場合 $x = 0$ であり、インバータ 4 はベクトル V_0 という零ベクトルの一つの状態にあることになる。

【0044】

逆に上アーム側のスイッチング素子 S_{up1} , S_{vp1} , S_{wp1} が全て導通すれば下アーム側のスイッチング素子 S_{un1} , S_{vn1} , S_{wn1} の全てが非導通である。この場合 $x = 7$ であり、インバータ 4 はベクトル V_7 という、ベクトル V_0 とは異なる零ベクトルの状態にあることになる。

30

【0045】

インバータ 5 についても同様にして電圧ベクトルを標記する。但し、インバータ 4, 5 の動作状態を相互に区別するため、インバータ 4 の電圧ベクトルについてはベクトル V_{x1} として表記し、インバータ 5 の電圧ベクトルについてはベクトル V_{x2} として表記する。

【0046】

負荷 $M1$, $M2$ は誘導性負荷であって、それぞれインバータ 4, 5 に接続される。具体的には負荷 $M1$ は、Y 結線されて電圧 V_{u1} , V_{v1} , V_{w1} が印加される三相コイルを有するモータである。同様に負荷 $M2$ は、Y 結線されて電圧 V_{u2} , V_{v2} , V_{w2} が印加される三相コイルを有するモータである。回路図上は三相コイルの各々の抵抗成分が、当該コイルに直列接続される抵抗として記載されている。また負荷 $M1$, $M2$ のそれぞれについて、電流漏洩経路（例えばモータのケース）に対する寄生容量が、Y 結線された三個のコンデンサとして記載されている。

40

【0047】

B. ゲート信号の生成（従来技術の寄せ集め）.

本実施の形態の詳細な説明に入る前に、特許文献 2 の技術と非特許文献 1 の技術とを単に組み合わせただけでは、既述の問題点が発生することをより具体的に説明する。

【0048】

50

図2はゲート信号生成回路6の構成を示すブロック図である。ゲート信号生成回路6はコンバータ制御部60、第1インバータ制御部61及び第2インバータ制御部62を備えている。

【0049】

コンバータ制御部60は、電源同期信号として電圧 V_r の位相の角度を示す電源同期信号（以下単に「角度」という） θ_r を入力し、ゲート信号 S_{rp}^* 、 S_{sp}^* 、 S_{tp}^* 、 S_{rn}^* 、 S_{sn}^* 、 S_{tn}^* を出力する。これらのゲート信号はそれぞれ、コンバータ3のスイッチング素子 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} 、 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} の動作を制御する制御信号である。

【0050】

第1インバータ制御部61は、角度 θ_r と、インバータ4の運転周波数の指令値 f_1^* 、電圧指令値 v_1^* 、位相指令値 ϕ_1^* （これらを「第1指令値」と総称する）とを入力し、上述のゲート信号 S_{up1}^* 、 S_{vp1}^* 、 S_{wp1}^* 、 S_{un1}^* 、 S_{vn1}^* 、 S_{wn1}^* を出力する。

【0051】

第2インバータ制御部62は、角度 θ_r と、インバータ5の運転周波数の指令値 f_2^* 、電圧指令値 v_2^* 、位相指令値 ϕ_2^* （これらを「第2指令値」と総称する）を入力し、ゲート信号 S_{up2}^* 、 S_{vp2}^* 、 S_{wp2}^* 、 S_{un2}^* 、 S_{vn2}^* 、 S_{wn2}^* を出力する。これらのゲート信号はそれぞれ、インバータ5のスイッチング素子 S_{up2} 、 S_{vp2} 、 S_{wp2} 、 S_{un2} 、 S_{vn2} 、 S_{wn2} の動作を制御する。

【0052】

コンバータ制御部60及び第1インバータ制御部61の構成、またはコンバータ制御部60及び第2インバータ制御部62の構成には、特許文献2で「制御部3」として示された構成を採用することができる。以下での説明は特許文献2で示された技術とは、表現上で若干の相違があるため、簡単ではあるが説明を行う。

【0053】

コンバータ制御部60は台形状電圧指令生成部601と、中間相検出部602と、比較部603と、キャリア生成部604と、電流形ゲート論理変換部609とを備えている。これらはそれぞれ特許文献2にいう「台形状電圧指令信号生成部11」、「中間相検出部14」、「比較部12」、「キャリア信号生成部15」、「電流形ゲート論理変換部13」と同じ機能を果たす。

【0054】

台形状電圧指令生成部601は、角度 θ_r に基づき、電圧 V_r を基準としてコンバータ3の電圧指令 V_r^* 、 V_s^* 、 V_t^* を生成する。これらの電圧指令はいずれも360度周期で台形波状の波形を呈し、相互に120度の位相でずれる。当該台形波状の波形は、120度で連続する平坦区間の一对と、これら一对の平坦区間をつなぐ60度の傾斜領域の一对を有する台形波を呈する。傾斜領域は、例えばその中央を位相の基準に採り、当該波形の最小値、最大値（これらは平坦区間で現れる）をそれぞれ値0、1として、 $(1 - \sqrt{3} \tan \theta) / 2$ あるいは $(1 + \sqrt{3} \tan \theta) / 2$ として表される。かかる傾斜領域の求め方及びその利点は特許文献2に紹介されており、かつ本願とは直接の関連は無いため、詳細は省略する。

【0055】

中間相検出部602は電圧指令 V_r^* 、 V_s^* 、 V_t^* のうち、最大値を採る最大相でもなく、最小値を採る最小相でもない、換言すれば傾斜領域を呈するものを選択する。コンバータ3は電流形整流器であるので、原則的には最大相に対応する上アーム側スイッチング素子と中間相に対応する上アーム側スイッチング素子とが交互に導通し、最小相に対応する下アーム側スイッチング素子が導通して動作する。

【0056】

なお、全てのスイッチング素子にダイオード素子が内在している場合には、全てのスイッチング素子を導通させて当該ダイオード素子の機能によって整流を行う場合もあるが、

10

20

30

40

50

パルス幅変調の動作ではないため、かかる整流動作はここでは除外して考察する。

【0057】

例えば電圧指令 V_r^* 、 V_t^* がそれぞれ最大値及び最小値を呈する平坦区間を採り、電圧指令 V_s^* が傾斜領域を採る場合を想定する。なお、以下では特に断らない限り、直接形変換装置及びゲート信号生成回路 6 はかかる状況で動作している場合を想定する。電圧指令 V_r^* 、 V_s^* 、 V_t^* は位相のずれを除けば同一の波形を呈するので、このような想定を行っても、一般性を失わない。

【0058】

このような場合、中間相検出部 602 は電圧指令 V_s^* を選択する。そして値 $V_r^* - V_s^*$ ($= 1 - V_s^*$) と値 $V_s^* - V_t^*$ ($= V_s^*$) の比が、スイッチング素子 S_{rp} が導通する期間とスイッチング素子 S_{sp} が導通する期間の比となる。即ちコンバータ 3 の S 相についての通流比は、中間相検出部 602 が選択した電圧指令 V_s^* によって決定される。スイッチング素子 S_{rp} が導通する通流比及びスイッチング素子 S_{sp} が導通する通流比を、それぞれ値 d_{rt} 、 d_{st} ($d_{rt} + d_{st} = 1$) で表すことにする。中間相検出部 602 は値 d_{rt} 、 d_{st} を出力する。

10

【0059】

キャリア生成部 604 は電圧指令 V_r^* 、 V_s^* 、 V_t^* の最小値及び最大値（上述の例では、それぞれ 0、1）を採るキャリア C_1 を出力する。例えばキャリア C_1 は三角波である。

【0060】

20

比較器 603 は電圧指令 V_r^* 、 V_s^* 、 V_t^* とキャリア C_1 とを比較する。この比較結果に基づいて、電流形信号論理変換部 609 がゲート信号 S_{rp}^* 、 S_{sp}^* 、 S_{tp}^* 、 S_{rn}^* 、 S_{sn}^* 、 S_{tn}^* を出力する。

【0061】

第 1 インバータ制御部 61 は変調波形生成部 611、演算部 612、613、比較部 614、615、論理和演算部 619 を備える。これらはそれぞれ特許文献 2 にいう「出力電圧指令信号生成部 21」、「演算部 22、23」、「比較部 24」、「論理和演算部 25」と同じ機能を果たす。

【0062】

変調波形生成部 611 は第 1 指令値と角度 θ_r とに基づいて相電圧指令 V_{u1}^* 、 V_{v1}^* 、 V_{w1}^* を出力する。これらは出力電圧 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} の指令値である。特許文献 2 では詳細には説明されていないが、変調波形生成部 611 は二相変調又は三相変調を行う。これらの変調の詳細は後述する。

30

【0063】

演算部 612、613 は相電圧指令 V_{u1}^* 、 V_{v1}^* 、 V_{w1}^* に対して値 d_{rt} 、 d_{st} に基づいて、キャリア C_1 と比較されるべき信号波を生成する。図の繁雑を避けるため、演算部 613 への値 d_{rt} 、 d_{st} の入力は、単に図上で演算部 613 へと上方から入る矢印のみで示している。

【0064】

特許文献 2 では、値 d_{rt} 、 d_{st} と相電圧指令 V_{u1}^* 、 V_{v1}^* 、 V_{w1}^* とに基づいた演算を、 $d_{rt} + d_{st} \cdot V^*$ 、 $d_{rt} (1 - V^*)$ で代表的に示している。これは符号 V^* が電圧ベクトルを代表的に示しているからである。他方、本願では符号 V^* を相電圧指令 V_{u1}^* 、 V_{v1}^* 、 V_{w1}^* の代表として用いている。そのため、演算部 612、613 における演算は、それぞれ $d_{rt} + d_{st} (1 - V^*)$ 、 $d_{rt} \cdot V^*$ で代表的に示される。

40

【0065】

比較部 614 は演算部 612 の結果をキャリア C_1 と比較し、比較部 615 は演算部 613 の結果をキャリア C_1 と比較する。これらの比較結果に基づいて、論理和演算部 619 がゲート信号 S_{up1}^* 、 S_{vp1}^* 、 S_{wp1}^* 、 S_{un1}^* 、 S_{vn1}^* 、 S_{wn1}^* を出力する。

50

【0066】

このようにコンバータ3を制御するゲート信号を求めるに際して台形波状の電圧指令 V_r^* 、 V_s^* 、 V_t^* とキャリア C_1 とを比較し、インバータ4を制御するゲート信号とを生成するに際してコンバータ3の通流比とインバータ4の相電圧指令との演算結果をキャリア C_1 と比較することにより、コンバータ3の転流をインバータ4の零ベクトルの期間において行いつつ、直接変換を行うことが特許文献2に示されている。その動作の詳細は特許文献2に紹介されているため、詳細は省略する。

【0067】

第2インバータ制御部62は変調波形生成部621、演算部622、623、比較部624、625、論理和演算部629を備える。これらはそれぞれ第1インバータ制御部61の変調波形生成部611、演算部612、613、比較部614、615、論理和演算部619と同じ機能を果たす。なお、変調波形生成部621が出力する相電圧指令 V_{u2}^* 、 V_{v2}^* 、 V_{w2}^* は、出力電圧 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} の指令値である。

10

【0068】

以上のように、図2で示されたゲート信号生成回路6は、特許文献2に示された「制御部3」のうち、「インバータ制御部」のみを単に一つ増やした構成を採っている。

【0069】

かかる構成において、非特許文献1で紹介されたように、インバータの下アーム側のスイッチング素子を全て導通させ（従って上アーム側のスイッチング素子を全て非導通とし）て零ベクトル V_0 を実現するために、変調波形生成部611、621が生成する相電圧指令について説明する。

20

【0070】

図3は相電圧指令 V_{u^*} 、 V_{v^*} 、 V_{w^*} の波形を示すグラフである。相電圧指令 V_{u^*} は相電圧指令 V_{u1}^* 、 V_{u2}^* を、相電圧指令 V_{v^*} は相電圧指令 V_{v1}^* 、 V_{v2}^* を、相電圧指令 V_{w^*} は相電圧指令 V_{w1}^* 、 V_{w2}^* を、それぞれ代表して表している。

【0071】

相電圧指令 V_{u^*} 、 V_{v^*} 、 V_{w^*} はいずれも360度周期であって相互に120度の位相でずれる波形を呈する。当該波形は、いずれか一相が120度の間で連続して最小値0を採り、他の二相が変動する、いわゆる二相変調の波形を呈している。当該最小値はキャリア C_1 の最小値と等しく設定される。

30

【0072】

例えば当該相電圧指令 V_{v^*} は位相角 ϕ を用いて、 $0^\circ \leq \phi \leq 120^\circ$ において値 $K \cdot \sin \phi$ を採り、 $120^\circ \leq \phi \leq 240^\circ$ で値 $K \cdot \sin(240 - \phi)$ を採り、 $240^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$ で値0を採る。係数 K は電圧指令値 v_{1^*} 、 v_{2^*} に依存して決定される。

【0073】

今、問題が典型的に生じる場合として、第1指令値と第2指令値とが同一である場合を想定する。この場合、相電圧指令 V_{u1}^* 、 V_{v1}^* 、 V_{w1}^* と相電圧指令 V_{u2}^* 、 V_{v2}^* 、 V_{w2}^* とは一致する。第1インバータ制御部61と第2インバータ制御部62とは値 d_{rt} 、 d_{st} が共用され、またキャリア C_1 も共用されるので、ゲート信号 S_{up1}^* 、 S_{vp1}^* 、 S_{wp1}^* 、 S_{un1}^* 、 S_{vn1}^* 、 S_{wn1}^* は、それぞれゲート信号 S_{up2}^* 、 S_{vp2}^* 、 S_{wp2}^* 、 S_{un2}^* 、 S_{vn2}^* 、 S_{wn2}^* と一致する。

40

【0074】

図4はこのような場合におけるキャリア C_1 、インバータ4、5用のゲート信号（図4では「インバータゲート信号」と記載：以下同様）、インバータ4、5の出力電圧（図4では「インバータ出力電圧」と記載：以下同様）、コモンモード電圧の波形を示すグラフである。但し、第1指令値と第2指令値とが同一であり、インバータ4、5同士の間では波形に相違がないため、各符号から添字1、2を削除して示している。

【0075】

キャリア C_1 はインバータ4、5の制御にも採用される。その一周期 t_s は転流比を示す値 d_{st} 、 d_{rt} で内分されて期間 $d_{st} \cdot t_s$ と期間 $d_{rt} \cdot t_s$ とに区分される。

50

その区分されるタイミングで転流が行われる。上述のようにキャリアC1の最小値及び最大値をそれぞれ0, 1とし、 $d_{st} + d_{rt} = 1$ としている。従ってコンバータ3の転流は具体的には、キャリアC1が値 d_{rt} を採るタイミングで行われる。

【0076】

このタイミングの近傍においてインバータ4, 5が零ベクトル V_0 を採るべく、信号波とキャリアC1との比較が行われる。なお、図4では、位相指令値 ϕ_1^* 、 ϕ_2^* が図3で示された位相角 ϕ_0 ($0 < \phi_0 < 60^\circ$)を採る場合が例示されており、 $V_w^* = 0 < V_v^* < V_u^*$ の関係が満足されている。

【0077】

演算部612, 622によって指令値 $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_w^*) = 1$, $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_v^*)$, $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_u^*)$ が、演算部613, 623によって指令値 $d_{rt} \cdot V_u^*$, $d_{rt} \cdot V_v^*$, $d_{rt} \cdot V_w^* = 0$ が、それぞれ生成される。これらの指令値とキャリアC1との比較により、ベクトル V_0 , V_4 , V_6 が切り替わるタイミングが決定される。そして零ベクトル V_0 が採用される期間はコンバータ3の転流するタイミングを含むため、いわゆる零電流におけるコンバータ3の転流が実現できる。

10

【0078】

期間 $d_{st} \cdot t_s$ においては、直流電源線L1, L2にはそれぞれ最大相の電圧と最小相の電圧とが印加される。インバータ出力電圧のピーク・トゥ・ピーク値を E_d とすると、負荷M1, M2のそれぞれにおけるコモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} (図1参照：寄生容量がY結線された中性点の電位)は、非特許文献3を参照して、 $V_{cm1} = V_{cm2} = V_{cm} = -E_d / 2$ となる。そして電圧ベクトルがベクトル V_4 を採用するときにはコモンモード電圧 V_{cm} は $-E_d / 6$ になり、電圧ベクトルがベクトル V_6 を採用するときにはコモンモード電圧 V_{cm} は $+E_d / 6$ になる。

20

【0079】

期間 $d_{rt} \cdot t_s$ においては、直流電源線L1, L2にはそれぞれ中間相の電圧と最小相の電圧とが印加される。よってインバータ出力電圧及びコモンモード電圧は、期間 $d_{st} \cdot t_s$ におけるそれらの値に対して、小さくなる。また非特許文献3で示された仮想中性点と同様に、直流電源線L1, L2間の仮想中性点を基準に図示しているので、コンバータ3の転流時には、インバータ出力電圧及びコモンモード電圧に段差が生じている。

30

【0080】

上述のような制御の下では、コモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} の変動は同時に起きるため、当該変動に起因して流れる漏れ電流 (以下「コモンモード電流」と称す) も大きくなる。上述のように第1指令値と第2指令値とが同じである場合ほどには顕著ではないにせよ、インバータ4, 5の変調率が近ければ、零ベクトル V_0 に基づいて動作している期間においてコモンモード電流が発生するタイミングが集中することとなる。

【0081】

このような問題は他の零ベクトルであるベクトル V_7 を採用しても生じる。図5は相電圧指令 V_u^* , V_v^* , V_w^* の他の波形を示すグラフである。これらはいずれも360度周期であって相互に120度の位相でずれる波形を呈する。当該波形は、いずれか一相が120度の間で連続して最大値1を採り、他の二相が変動する、いわゆる二相変調の波形を呈している。当該最大値はキャリアC1の最大値と等しく設定される。

40

【0082】

例えば当該相電圧指令 V_u^* は位相角 ϕ を用いて、 $0^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$ 及び $300^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$ において値1を採り、 $60^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ で値 $K \cdot \sin(\phi - 60^\circ) + 1$ を採り、 $180^\circ \leq \phi \leq 300^\circ$ で値 $K \cdot \sin(300^\circ - \phi) + 1$ を採る。係数Kは電圧指令値 v_1^* , v_2^* に依存して決定される。

【0083】

図5で示された相電圧指令において、いずれの相電圧指令がそれぞれ最大相、中間相、最小相を採るのかについては、図3で示された相電圧指令と異ならない。即ち、 $0^\circ < \phi$

50

$< 60^\circ$ において $V_w^* < V_v^* < V_u^*$ の関係があることは、図3で示された相電圧指令でも、図5で示された相電圧指令でも異ならない。

【0084】

図6はこのような場合におけるキャリアC1、インバータゲート信号、インバータ出力電圧、コモンモード電圧の波形を示すグラフである。なお図6では、位相指令値 $\phi 1^*$ 、 $\phi 2^*$ が図3で示された位相角 $\phi 7$ ($0^\circ < \phi 7 < 60^\circ$)を採る場合が例示されており、 $V_w^* < V_v^* < V_u^* = 1$ の関係が満足されている。

【0085】

この場合においても期間 $d_{st} \cdot t_s$ において電圧ベクトルがベクトルV4を採用するときにコモンモード電圧 V_{cm} は $-E_d/6$ になり、電圧ベクトルがベクトルV6を採用するときはコモンモード電圧 V_{cm} は $+E_d/6$ になる。但し図5に示された場合には零ベクトルとしてベクトルV7を採用しており、このときにはコモンモード電圧 V_{cm} は $+E_d/2$ になる。

【0086】

従って、零ベクトルとしてベクトルV7を採用しても、ベクトルV0を採用した場合と比較して、コモンモード電流が発生するタイミングを分散させることはできない。それどころか、インバータ4、5が零ベクトルV7をとる期間とコンバータ3が転流するタイミングとがずれてしまい、いわゆる零電流におけるコンバータ3の転流すら実現できなくなってしまう。

【0087】

そこで、更に、零ベクトルV0、V7の両方を採り得るベクトル制御を採用した場合について考察する。

【0088】

図7は相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の波形を示すグラフである。相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は値0.5を中心として増減し、このような相電圧指令は三相の正弦波に対していわゆる三相変調を行って得ることができる。かかる波形は例えば特許文献4の式(3)を用いて示された「新たな各相電圧指令」の中心値を0.5にシフトして得ることができる。

【0089】

図7で示された相電圧指令において、いずれの相電圧指令がそれぞれ最大相、中間相、最小相を採るのかについては、図3や図5で示された相電圧指令と異ならない。即ち、 $0^\circ < \phi < 60^\circ$ において $V_w^* < V_v^* < V_u^*$ の関係があることは、図3で示された相電圧指令でも、図5で示された相電圧指令でも異ならない。但し、最小値は0より大きく、最大値は1よりも小さい。

【0090】

図8はこのような場合におけるキャリアC1、インバータゲート信号、インバータ出力電圧、コモンモード電圧の波形を示すグラフである。なお図6では、位相指令値 $\phi 1^*$ 、 $\phi 2^*$ が図3で示された位相角 $\phi 3$ ($0^\circ < \phi 3 < 60^\circ$)を採る場合が例示されており、 $V_w^* < V_v^* < V_u^*$ の関係が満足されている。

【0091】

この場合、零ベクトルV0はコンバータ3が転流するタイミングを含む期間に設けることができる。しかし、期間 $d_{st} \cdot t_s$ において、電圧ベクトルがベクトルV0を採用するときにコモンモード電圧 V_{cm} は $-E_d/2$ になり、電圧ベクトルがベクトルV4を採用するときにコモンモード電圧 V_{cm} は $-E_d/6$ になり、電圧ベクトルがベクトルV6を採用するときはコモンモード電圧 V_{cm} は $+E_d/6$ になり、電圧ベクトルがベクトルV7を採用するときにコモンモード電圧 V_{cm} は $+E_d/2$ になることは相電圧指令の他の波形を用いた場合と同様である。

【0092】

結局、相電圧指令の波形を工夫しても、特許文献2の技術と非特許文献1の技術とを単に組み合わせただけでは、既述の問題点が解消されはしないことが判る。

【0093】

更に、特許文献3や非特許文献2に示されたように、相互に逆相である一対のキャリアを用い、同じ指令値でこれらと比較する手法を組み合わせても既述の問題点は解消されない。そのような組み合わせでコモンモード電圧が変動するタイミングをずらせることが、コンバータ3の転流時にインバータ4, 5が零ベクトルに基づいて動作しなければならないという制限を、満足できるとは限らないからである。

【0094】

C. 本実施の形態にかかるゲート信号の生成.

図9は本実施の形態にかかるゲート信号を生成するゲート信号生成回路6の構成を示すブロック図である。当該ゲート信号生成回路6は図1で示されたゲート信号生成回路6に対して、下記の点で特徴的に異なっている。

10

【0095】

第1に、演算部622, 623がそれぞれ演算部626, 627と置換された。演算部626によって指令値 $d_{st} \cdot (1 - V_{u^*}) = 1$, $d_{st} \cdot (1 - V_{v^*})$, $d_{st} \cdot (1 - V_{w^*})$ が生成され、演算部627によって指令値 $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{u^*}$, $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{v^*}$, $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{w^*} = 0$ が生成される。

【0096】

第2に、キャリア反転部605が設けられた。キャリア反転部605は、キャリア生成部604で生成されたキャリアC1を反転したキャリアC2を生成する。

20

【0097】

第3に、上記第1及び第2の特徴に伴い、比較部624, 625はキャリアC2と、演算部626, 627との比較を行う。

【0098】

図10は相電圧指令 V_{u1^*} , V_{v1^*} , V_{w1^*} の波形を示すグラフであり、ここでは波形自体は図3に示された相電圧指令 V_{u^*} , V_{v^*} , V_{w^*} と同一である。また図11は相電圧指令 V_{u2^*} , V_{v2^*} , V_{w2^*} の波形を示すグラフであり、ここでは波形自体は図5に示された相電圧指令 V_{u^*} , V_{v^*} , V_{w^*} と同一である。

【0099】

図12はコンバータ3の動作が依拠するキャリアC1、インバータ4, 5の動作がそれぞれ依拠するキャリアC21, C22、インバータ4, 5のそれぞれのインバータゲート信号、コモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} の波形を示すグラフである。なお図12では、位相指令値 $\phi 1^*$, $\phi 2^*$ がそれぞれ図10及び図11で示された位相角 $\phi 01$, $\phi 72$ （いずれも 0° より大きく 60° 未満）を採る場合が例示されており、 $0 = V_{w1^*} < V_{v1^*} < V_{u1^*}$, $V_{w2^*} < V_{v2^*} < V_{u2^*} = 1$ の関係が満足されている。

30

【0100】

キャリアC21, C22としてはそれぞれキャリアC1, C2を採用することができる。当然ながら、キャリアC21, C22はいずれもキャリアC1と同期すると把握できる。またキャリアC21, C22は相互に位相が逆相でありながら、最大値($d_{st} + d_{rt} = 1$)が一致し、最小値(0)が一致する。

【0101】

40

演算部612は、既述のようにして信号波 $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{u1^*})$, $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{v1^*})$, $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{w1^*})$ を生成する。また演算部613は、既述のようにして信号波 $d_{rt} \cdot V_{u1^*}$, $d_{rt} \cdot V_{v1^*}$, $d_{rt} \cdot V_{w1^*}$ を生成する。

【0102】

期間 $d_{st} \cdot t_s$ の始点においてキャリアC21が値 d_{rt} を採るので、この値を基準にすると、インバータ4では期間 $d_{st} \cdot t_s$ において、電圧ベクトルが下記のように切り替わって採用される。

【0103】

(i) 値 $d_{st} \cdot (1 - V_{u1^*})$ だけ値 d_{rt} から離れた値 $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{u1^*})$

50

1*) をキャリアC 2 1が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 0 1とベクトルV 4 1とを切り替えて採用する。値 $d_{st} \cdot (1 - V_{v1}^*)$ だけ値 d_{rt} から離れた値 $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{v1}^*)$ をキャリアC 2 1が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 4 1とベクトルV 6 1とを切り替えて採用する。値 $d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ だけ値 d_{rt} から離れた値 $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ をキャリアC 2 1が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 6 1とベクトルV 7 1（図示せず）とを切り替えて採用する。但し、今考えている位相 $\phi 0 1$ においては相電圧指令 V_{w1}^* は0であるので、実質的には値 $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*) = 1$ においては電圧ベクトルは切り替わらず、ベクトルV 6 1が維持される。

【0104】

10

またキャリアC 2 1, C 2 2は相互に上述の関係を有しているので、期間 $d_{st} \cdot t_s$ の始点においてキャリアC 2 2は値 $d_{st} (= 1 - d_{rt})$ を採る。よってこの値を基準にすると、インバータ5では期間 $d_{st} \cdot t_s$ において、電圧ベクトルが下記のように切り替わって採用される。

【0105】

(ii) 値 $d_{st} \cdot V_{w2}^*$ だけ値 d_{st} から離れた値 $d_{st} \cdot (1 - V_{w2}^*)$ をキャリアC 2 2が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 7 2とV 6 2とを切り替えて採用する。値 $d_{st} \cdot V_{v2}^*$ だけ値 d_{st} から離れた値 $d_{st} \cdot (1 - V_{v2}^*)$ をキャリアC 2 2が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 6 2とV 4 2とを切り替えて採用する。値 $d_{st} \cdot V_{u2}^*$ だけ値 d_{st} から離れた値 $d_{st} \cdot (1 - V_{u2}^*)$ をキャリアC 2 2が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 4 2とV 0 2（図示せず）とを切り替えて採用する。但し、今考えている位相 $\phi 7 2$ においては相電圧指令 V_{u2}^* は1であるので、実質的には値 $d_{st} \cdot (1 - V_{u2}^*) = 0$ においては電圧ベクトルは切り替わらず、ベクトルV 4 2が維持される。

20

【0106】

期間 $d_{rt} \cdot t_s$ の始点においてもキャリアC 2 1は値 d_{rt} を採るので、この値を基準にすると、インバータ4では期間 $d_{rt} \cdot t_s$ において、電圧ベクトルが下記のように切り替わって採用される（図の繁雑を避けるため、電圧ベクトルの表示は省略した）。

【0107】

(iii) 値 $d_{rt} \cdot (1 - V_{u1}^*)$ だけ値 d_{rt} から離れた値 $d_{rt} \cdot V_{u1}^*$ をキャリアC 2 1が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 0 1とベクトルV 4 1とを切り替えて採用する。値 $d_{rt} \cdot (1 - V_{v1}^*)$ だけ値 d_{rt} から離れた値 $d_{rt} \cdot V_{v1}^*$ をキャリアC 2 1が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 4 1とベクトルV 6 1とを切り替えて採用する。値 $d_{rt} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ だけ値 d_{rt} から離れた値 $d_{rt} \cdot V_{w1}^*$ をキャリアC 2 1が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 6 1とベクトルV 7 1とを切り替えて採用する。但し、今考えている位相 $\phi 0 1$ においては相電圧指令 V_{w1}^* は0であるので、実質的には値 $d_{rt} \cdot V_{w1}^* = 0$ においては電圧ベクトルは切り替わらず、ベクトルV 6 1が維持される。

30

【0108】

(iv) 値 $d_{rt} \cdot V_{w2}^*$ だけ値 d_{st} から離れた値 $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{w2}^*$ をキャリアC 2 2が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 7 2とV 6 2とを切り替えて採用する。値 $d_{rt} \cdot V_{v2}^*$ だけ値 d_{st} から離れた値 $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{v2}^*$ をキャリアC 2 2が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 6 2とV 4 2とを切り替えて採用する。値 $d_{rt} \cdot V_{u2}^*$ だけ値 d_{st} から離れた値 $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{u2}^*$ をキャリアC 2 2が採る時点で、電圧ベクトルはベクトルV 4 2とV 0 2とを切り替えて採用する。但し、今考えている位相 $\phi 7 2$ においては相電圧指令 V_{u2}^* は1であるので、実質的には値 $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{u2}^* = 1$ においては電圧ベクトルは切り替わらず、ベクトルV 4 2が維持される。

40

【0109】

このような電圧ベクトルの切り替わりは、具体的にはインバータゲート信号の切り替わ

50

りによって実現される。例えば電圧ベクトルがベクトル V_{01} からベクトル V_{41} に切り替わる場合、インバータゲート信号 S_{up1}^* 、 S_{un1}^* は、それぞれオフ、オンの状態から、それぞれオン、オフの状態へと切り替わる。インバータゲート信号 S_{vp1}^* 、 S_{vn1}^* 、 S_{wp1}^* 、 S_{wn1}^* はそれぞれオフ、オン、オフ、オンの状態を維持するが、インバータ4に対するインバータゲート信号全体としてみれば、ベクトル V_{01} からベクトル V_{41} への切り替わりは、当該インバータゲート信号の切り替わりによって実現される。インバータ5における電圧ベクトルの切り替わりも同様にして、インバータゲート信号 S_{up2}^* 、 S_{un2}^* 、 S_{vp2}^* 、 S_{vn2}^* 、 S_{wp2}^* 、 S_{wn2}^* の切り替わりによって実現される。

【0110】

図4を用いて説明したようにして、期間 $d_{st} \cdot t_s$ においてコモンモード電圧 V_{cm1} （実線のグラフ）は、ベクトル V_{01} 、 V_{41} 、 V_{61} に対応してそれぞれ値 $-E_d/2$ 、 $-E_d/6$ 、 $+E_d/6$ を採る。図6を用いて説明したようにして、期間 $d_{st} \cdot t_s$ においてコモンモード電圧 V_{cm2} （破線のグラフ）は、ベクトル V_{72} 、 V_{62} 、 V_{42} に対応してそれぞれ値 $+E_d/2$ 、 $+E_d/6$ 、 $-E_d/6$ を採る。

【0111】

図12で示されたインバータゲート信号 S_{up2}^* 、 S_{vp2}^* 、 S_{wp2}^* の導通パターンは、図6で示されたインバータゲート信号 S_{up}^* 、 S_{vp}^* 、 S_{wp}^* の導通パターンとは異なる。これはインバータゲート信号 S_{up2}^* 、 S_{vp2}^* 、 S_{wp2}^* を生成する処理において用いられるキャリア C_{22} がキャリア C_1 と逆相であることに起因する。

【0112】

そしてこのことにより、インバータ5において電圧ベクトルが零ベクトル V_{72} を採用する期間が、コンバータ3が転流するタイミング（キャリア C_1 が値 d_{rt} を採るタイミング）を含むこととなる。前節「B」で既述のように、キャリア C_1 に基づいてインバータ4を動作させると、電圧ベクトルが零ベクトル V_0 を採用する期間はコンバータ3が転流するタイミングを含む。そして上述のようにキャリア C_{21} はキャリア C_1 と同期している（更に具体的には、ここでは両者が一致するので）、インバータ4において電圧ベクトルが零ベクトル V_{01} を採用する期間が、コンバータ3が転流するタイミングを含むこととなる。つまり本節で説明された動作では、零ベクトル V_{01} 、 V_{72} が、コンバータ3が転流するタイミングを含む期間において設定されることとなり、いわゆる零電流におけるコンバータ3の転流が実現される。

【0113】

さらに、図12から明白なように、コモンモード電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} はその増減傾向が反対になる。具体的には、コンバータ3が転流するタイミングを含む期間に設定される零ベクトル V_{01} 、 V_{72} から、それぞれ次のベクトル V_{41} 、 V_{62} へと電圧ベクトルが切り替わるとき、期間 $d_{st} \cdot t_s$ においてはコモンモード電圧 V_{cm1} は値 $-E_d/2$ から値 $-E_d/6$ へと上昇し、コモンモード電圧 V_{cm2} は値 $+E_d/2$ から値 $+E_d/6$ へと下降する。よって、インバータ4が零ベクトル V_{01} を採る期間の終期と、インバータ5が零ベクトル V_{72} を採る期間の終期（あるいは始期）とが一致しても、両者のコモンモード電流は相互に相殺し、コモンモード電流の総量が低減される。期間 $d_{rt} \cdot t_s$ においても同様である。

【0114】

このような零ベクトル V_{01} 、 V_{72} の終期が一致するという、コモンモード電流の発生について最も望ましくない場合がどのような状況で生じるかについて説明する。負荷 M_1 、 M_2 が同仕様であり、同じ条件下で運転される場合、第1指令値及び第2指令値は一致する。更に、相電圧指令を二相変調で生成するとき、図10及び図11で示された波形を用いれば、インバータゲート信号 S_{up1}^* 、 S_{vp1}^* 、 S_{wp1}^* とインバータゲート信号 S_{up2}^* 、 S_{vp2}^* 、 S_{wp2}^* も相互に一致する。より詳細には次の通りである。

【0115】

上述のように第1指令値及び第2指令値が一致すれば、位相指令値 $\phi 1$ 、 $\phi 2$ も一致する。以下、この一致した位相指令値を位相 ϕ と表現する。波形の対称性から、一般性を失うことなく $0^\circ < \phi < 60^\circ$ の範囲で考察できる。当該範囲においては図3及び図5の説明を参考にして、下式(1)が成立する。

【0116】

$$Vu1^* = K \cdot \sin(\phi + 60^\circ), \quad Vw2^* = 1 - K \cdot \sin(\phi + 60^\circ) \cdots (1)$$

【0117】

また図12を参照して、またキャリア $C21$ 、 $C22$ が互いに逆相であり、かつ最大値及び最小値がそれぞれ1、0であることも互いに同じであることから、下式(2)が成立する場合には、零ベクトル $V01$ 、 $V72$ の終期が一致する。

【0118】

$$dst(1 - Vu1^*) = dst \cdot Vw2^* \cdots (2)$$

【0119】

式(1)から値 $1 - Vu1^*$ 、 $Vw2^*$ は相互に等しいことが明白であることから、式(2)が成立することもまた、明白である。よって負荷 $M1$ 、 $M2$ が同仕様であり、同じ条件下で運転され、図10及び図11で示された二相変調波形を用いれば、零ベクトル $V01$ 、 $V72$ の終期が一致する。零ベクトル $V01$ 、 $V72$ の始期についても同様である。

【0120】

なお、図12ではインバータ4で採用される電圧ベクトルがベクトル $V41$ とベクトル $V61$ との間で切り替わるタイミングと、インバータ5で採用される電圧ベクトルがベクトル $V62$ とベクトル $V42$ との間で切り替わるタイミングもほぼ一致し、このタイミングにおいてコモンモード電流が相互に相殺される如く描かれているが、一般にはかかる相殺が生じるとは言えない。かかる相殺が生じるためには、図12を参照して下式(3)が成立しなければならない(式(3)は $Vv1^* = Vv2^*$ を意味する)。

【0121】

$$dst(1 - Vv1^*) = dst(1 - Vv2^*) \cdots (3)$$

【0122】

しかし、例えば $0^\circ < \phi < 60^\circ$ の範囲では図3及び図5の説明を参考にして、下式(4)が成立する。

【0123】

$$Vv1^* = K \cdot \sin \phi, \quad Vv2^* = 1 + K \cdot \sin(\phi + 300^\circ) \cdots (4)$$

【0124】

よって式(3)が成立するか否かは位相 ϕ に依存するため、零ベクトル $V01$ 、 $V72$ の始期、終期以外でコモンモード電流が相殺されるとは限らない。

【0125】

このように相電圧指令の波形は、インバータ4を駆動するために用いられる波形の最大相(上述の例では相電圧指令 $Vu1^*$)と、インバータ5を駆動するために用いられる波形の最小相(上述の例では相電圧指令 $Vw2^*$)との和が、キャリア $C21$ 、 $C22$ の最大振幅と等しいことが望ましい。

【0126】

図13及び図14は、インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。インバータ電流として、インバータ4、5のそれぞれのU相に流れる電流 $Iu1$ 、 $Iu2$ を代表的に示した。交流電圧 Vr 、 Vs 、 Vt の電圧値を200Vとし、変調率を1とし、キャリアの周波数を5kHzとした。またインバータの出力周波数を100Hzとした。図13及び図14ではインバータの出力波形の一周分(10ms)を示している。

【0127】

図13は前節「B」で説明された技術であって二相変調を用いた場合を示す。即ちインバータ4、5のインバータゲート信号の生成にキャリア $C1$ が共用され、かつ相電圧指令も図3に示された波形が共用された場合である。図14は本節で説明された技術であって二相変調を用いた場合を示す。即ちインバータ4、5のインバータゲート信号の生成には

10

20

30

40

50

それぞれキャリア C_{21} , C_{22} が用いられ、かつ相電圧指令はそれぞれ図 10 及び図 11 に示された波形が用いられた場合である。いずれもコモンモード電流が最も流れやすくなるように零ベクトルの始期・終期が一致した場合が示されている。

【0128】

図 13 を参照して、インバータ 4, 5 が等しい動作を行うため、インバータ電流は一致する。またコモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} も一致し、よってコモンモード電流 I_{cm1} , I_{cm2} も一致する。コモンモード電流 I_{cm1} , I_{cm2} はそれぞれ 0.122 A (実効値) であり、両者は同波形となるので、コモンモード電流の総和 (図中「 $I_{cm1} + I_{cm2}$ 」と表示した: 以下同様) もコモンモード電流 I_{cm1} の二倍となる (0.244 A (実効値))。

10

【0129】

これに対して図 14 を参照すると、キャリアの周波数に従って見てインバータ 4, 5 は相補的に動作するため、インバータ電流 I_{u1} , I_{u2} (それぞれ淡線、濃線で示す) の細かな山谷は逆相になっている。またコモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} は反対に遷移するので、コモンモード電流 I_{cm1} , I_{cm2} も逆相となる。これによりコモンモード電流の総和の実効値は、コモンモード電流 I_{cm1} , I_{cm2} の実効値が 0.120 A であるのに対して、 0.121 A となっている。この結果は図 13 に示された結果と比較して、コモンモード電流の総和の実効値がほぼ半分に低減されていることを示している。これは零ベクトルの始期・終期におけるコモンモード電流が相殺されたものの、他のベクトル V_6 , V_4 が採用された期間における漏れ電流が増加したために、インバータ 1 つ分の漏れ電流と等しくなったものと考えられる。

20

【0130】

なお、図 10 及び図 11 で示された波形では、インバータ 4 を駆動するために用いられる波形の最小相 (上述の例では相電圧指令 $V_{w1}^* = 0$) と、インバータ 5 を駆動するために用いられる波形の最大相 (上述の例では相電圧指令 $V_{u2}^* = 1$) との和も、キャリア C_{21} , C_{22} の最大振幅と等しい。但し図 12 を用いて説明したように、ここでは、零ベクトル V_{71} , V_{02} が現れないため、これらの始期、終期における、コモンモード電流の相殺も現れない。しかし、図 7 で示されたような三相変調の波形を相電圧指令に用いた場合には、零ベクトル V_{71} , V_{02} が現れ、これらの始期、終期におけるコモンモード電流の相殺も発生する。

30

【0131】

図 15 は図 7 と同じく三相変調された波形の相電圧指令を示すグラフである。変調波形生成部 611, 621 は、それぞれ相電圧指令 V_{u1}^* , V_{v1}^* , V_{w1}^* と相電圧指令 V_{u2}^* , V_{v2}^* , V_{w2}^* として、図 15 に示された相電圧指令 V_u^* , V_v^* , V_w^* の波形を採用する。

【0132】

図 16 はキャリア C_1 , C_{21} , C_{22} 、インバータゲート信号 S_{up1}^* , S_{vp1}^* , S_{wp1}^* , S_{up2}^* , S_{vp2}^* , S_{wp2}^* 、コモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} の波形を示すグラフである。この場合には、上記の(i)の説明を参照して、期間 $d_{st} \cdot t_s$ においては、値 $d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ だけ値 d_{rt} から離れた値 $d_{rt} + d_{st} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ をキャリア C_{21} が採る時点で、電圧ベクトルはベクトル V_{61} とベクトル V_{71} とを切り替えて採用する。また上記の(ii)の説明を参照して、期間 $d_{st} \cdot t_s$ においては値 $d_{st} \cdot V_{w2}^*$ だけ値 d_{st} から離れた値 $d_{st} \cdot (1 - V_{u2}^*)$ をキャリア C_{22} が採る時点で、電圧ベクトルはベクトル V_{42} と V_{02} とを切り替えて採用する。また上記の(iii)の説明を参照して、期間 $d_{rt} \cdot t_s$ においては値 $d_{rt} \cdot (1 - V_{w1}^*)$ だけ値 d_{rt} から離れた値 $d_{rt} \cdot V_{w1}^*$ をキャリア C_{21} が採る時点で、電圧ベクトルはベクトル V_{61} とベクトル V_{71} とを切り替えて採用する (ベクトルは図示省略)。また上記の(iv)の説明を参照して、期間 $d_{rt} \cdot t_s$ においては値 $d_{rt} \cdot V_{u2}^*$ だけ値 d_{st} から離れた値 $d_{st} + d_{rt} \cdot V_{u2}^*$ をキャリア C_{22} が採る時点で、電圧ベクトルはベクトル V_{42} と V_{02} とを切り替えて採用する (ベクトルは図示省

40

50

略)。

【0133】

このように三相変調された相電圧指令を用いた場合に、零ベクトル V_{01} 、 V_{72} の終期が一致するという、コモンモード電流の発生について最も望ましくない場合がどのような状況で生じるかについて説明する。負荷 $M1$ 、 $M2$ が同仕様であり、同じ条件下で運転される場合、第1指令値及び第2指令値は一致する。更に、位相指令値 ϕ_1 、 ϕ_2 がいずれも位相 ϕ_{312} を採るものとすれば(図15参照)インバータゲート信号 S_{up1}^* 、 S_{vp1}^* 、 S_{wp1}^* とインバータゲート信号 S_{up2}^* 、 S_{vp2}^* 、 S_{wp2}^* も相互に一致する。より詳細には次の通りである。

【0134】

波形の対称性から、一般性を失うことなく $0^\circ < \phi < 60^\circ$ の範囲で考察できる。当該範囲においては図15及び特許文献4を参考にして、式(5)が成立する。

【0135】

$$V_{u1}^* = K \cdot \sin(\phi + 60^\circ), \quad V_{w2}^* = 1 - K \cdot \sin(\phi + 60^\circ) \cdots (5)$$

【0136】

図16を参照すると、図12で示された場合と同様にして、上式(2)が成立する場合には、零ベクトル V_{01} 、 V_{72} の終期が一致する。そして式(5)が成立すると式(2)も成立する。よって二相変調を用いた場合と同様に、三相変調を用いても、零ベクトル V_{01} 、 V_{72} の終期が一致する。零ベクトル V_{01} 、 V_{72} の始期についても同様である。

【0137】

但し、三相変調を用いた場合には、第1指令値及び第2指令値が一致すれば相電圧指令 V_{v1}^* 、 V_{v2}^* は一致するので、インバータ4で採用される電圧ベクトルがベクトル V_{41} とベクトル V_{61} との間を切り替わるタイミングと、インバータ5で採用される電圧ベクトルがベクトル V_{62} とベクトル V_{42} との間で切り替わるタイミングもほぼ一致し、このタイミングにおいてコモンモード電流が相殺される。

【0138】

また同様にして、インバータ4で採用される電圧ベクトルがベクトル V_{61} とベクトル V_{71} との間で切り替わるタイミングと、インバータ5で採用される電圧ベクトルがベクトル V_{42} とベクトル V_{02} との間で切り替わるタイミングもほぼ一致し、このタイミングにおいてもコモンモード電流が相殺される。

【0139】

図17及び図18は、インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。相電圧指令として図7や図15に示された波形を採用した以外は、図13及び図14で説明した諸元を用いた。

【0140】

図17は前節「B」で説明された技術であって三相変調を用いた場合を示す。即ちインバータ4、5のインバータゲート信号の生成にキャリア $C1$ が共用され、かつ相電圧指令も図7に示された波形が共用された場合である。図18は本節で説明された技術であって三相変調を用いた場合を示す。即ちインバータ4、5のインバータゲート信号の生成にはそれぞれキャリア $C21$ 、 $C22$ が用いられ、かつ相電圧指令はいずれも図15に示された波形が用いられた場合である。いずれもコモンモード電流が最も流れやすくなるように零ベクトルの始期・終期が一致した場合が示されている。

【0141】

図17を参照して、図13と同様に、インバータ電流 I_{u1} 、 I_{u2} やコモンモード電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} 、コモンモード電流 I_{cm1} 、 I_{cm2} はそれぞれ相互に一致する。コモンモード電流 I_{cm1} 、 I_{cm2} はそれぞれ 0.140 A (実効値)となる。この値が図13で説明した値 0.122 A よりも大きいのは、コンバータ3の転流しないタイミングでの零ベクトルの始期・終期(ベクトル V_{61} 、 V_{71} 間の切り替わり、ベクトル V_{02} 、 V_{42} 間の切り替わり)におけるコモンモード電流が増加したためと考えられる

。コモンモード電流の総和の実効値は、 0.280 A （実効値）となる。

【0142】

これに対して図18を参照すると、図14と同様に、インバータ電流 I_{u1} 、 I_{u2} の細かな山谷は逆相になっている。またコモンモード電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} は反対に遷移するので、コモンモード電流 I_{cm1} 、 I_{cm2} も逆相となる。これによりコモンモード電流の総和の実効値は、コモンモード電流 I_{cm1} 、 I_{cm2} の実効値が 0.137 A であるのに対して、 0.118 A となっている。この結果は図17に示された結果と比較して、コモンモード電流の総和の実効値の半分よりも小さい値にまで低減されていることを示している。これは零ベクトル以外でも電圧ベクトルが切り替わるときに、コモンモード電流が相殺されたことによると考えられる。

10

【0143】

D. 負荷が一つの場合.

前節「C」では図1に鑑みて、インバータ4、5に対して負荷 $M1$ 、 $M2$ がそれぞれ個別に設けられながらも、コモンモード電流が集中する条件を考えて説明された。ここではインバータ4、5に対して一つの負荷が設けられる場合について説明する。この場合、インバータ4、5が同じ負荷を駆動するので、コモンモード電流が集中する運転が行われやすい。

【0144】

図19は本発明が適用可能な直接形変換装置の他の構成を示す回路図である。図1に示された構成と比較して、インバータ4、5に対して出力リアクトル群7を介して三相の負荷 $M3$ が一つ接続されている点で特徴的に異なっている。

20

【0145】

出力リアクトル群7は各相毎にインバータ4、5の出力側同士を接続する三個のリアクトルからなっている。当該リアクトルの各々の中点から三相の電圧 V_u 、 V_v 、 V_w が得られ、これらが負荷 $M3$ に与えられる。負荷 $M3$ は誘導性負荷であって、例えばY結線されて電圧 V_u 、 V_v 、 V_w が印加される三相コイルを有するモータである。寄生容量が、Y結線された三個のコンデンサとして記載されている。

【0146】

負荷 $M3$ におけるコモンモード電圧 V_{cm} は、負荷 $M3$ の寄生容量のY結線された中性点の電位として把握される。但し、解析の都合上、インバータ4、5に対する負荷 $M3$ の接続の対称性から、図19に示されるコモンモード電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} の合成としてコモンモード電圧 V_{cm} を把握することもできる。

30

【0147】

即ち、出力リアクトル群7を構成する三つのリアクトルの両端にはそれぞれY結線された寄生容量が想定される。コモンモード電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} は、これらの二つのY結線のそれぞれの中性点の電位として把握され、コモンモード電流 I_{cm1} 、 I_{cm2} は、それぞれの中性点から流れ出す漏洩電流として把握される。

【0148】

図20及び図21は、インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。図20は前々節「B」で説明された技術であって二相変調を用いた場合を示す。即ちインバータ4、5のインバータゲート信号の生成にキャリア $C1$ が共用され、かつ相電圧指令も図3に示された波形が共用された場合である。図21は前節「C.」で説明された技術であって二相変調を用いた場合を示す。即ちインバータ4、5のインバータゲート信号の生成にはそれぞれキャリア $C21$ 、 $C22$ が用いられ、かつ相電圧指令はそれぞれ図10及び図11に示された波形が用いられた場合である。いずれもコモンモード電流が最も流れやすくなるように零ベクトルの始期・終期が一致した場合が示されている。

40

【0149】

図20を参照して、図13と同様に、インバータ電流 I_{u1} 、 I_{u2} やコモンモード電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} はそれぞれ相互に一致する。コモンモード電圧 V_{cm1} 、 V_{cm2} は相互に並列に接続された位置に印加されるので、両者が合成されたコモンモード電圧 V

50

I_{cm} もコモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} と等しい。コモンモード電流 I_{cm1} , I_{cm2} の合成値 I_{cm} は0.122 A (実効値)となる。この値が図13で説明した合成値 I_{cm} の値0.244の半分となっているのは、負荷M3を負荷M1, M2のそれぞれと等しく設定し、かつ一つだけ設けたためと考えられる。

【0150】

図21を参照して、図14と同様に、インバータ電流 I_{u1} , I_{u2} はキャリア周波数の周期で見て相互に逆相であり、コモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} はそれぞれ相互に逆相となる。コモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} は相互に並列に接続された位置に印加されるので、両者が合成されたコモンモード電圧 V_{cm} はコモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} よりも低減されている。コモンモード電流 I_{cm1} , I_{cm2} の合成値 I_{cm} は0.06 A (実効値)となる。この値が図14で説明した合成値 I_{cm} の値0.121の約半分となっているのは、負荷M3を負荷M1, M2のそれぞれと等しく設定し、かつ一つだけ設けたためと考えられる。

10

【0151】

図22及び図23は、インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。図22は前々節「B」で説明された技術であって三相変調を用いた場合を示す。即ちインバータ4, 5のインバータゲート信号の生成にキャリアC1が共用され、かつ相電圧指令も図7に示された波形が共用された場合である。図23は前節「C」で説明された技術であって三相変調を用いた場合を示す。即ちインバータ4, 5のインバータゲート信号の生成にはそれぞれキャリアC21, C22が用いられ、かつ相電圧指令はいずれも図15に示された波形が用いられた場合である。いずれもコモンモード電流が最も流れやすくなるように零ベクトルの始期・終期が一致した場合が示されている。

20

【0152】

図22を参照して、図17と同様に、インバータ電流 I_{u1} , I_{u2} やコモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} はそれぞれ相互に一致する。コモンモード電流 I_{cm1} , I_{cm2} の合成値 I_{cm} は0.140 A (実効値)となる。この値が図17で説明した合成値 I_{cm} の値0.280 Aの半分となっているのは、負荷M3を負荷M1, M2のそれぞれと等しく設定し、かつ一つだけ設けたためと考えられる。

【0153】

図23を参照して、図18と同様に、インバータ電流 I_{u1} , I_{u2} はキャリア周波数の周期で見て相互に逆相であり、コモンモード電圧 V_{cm1} , V_{cm2} はそれぞれ相互に逆相となる。コモンモード電流 I_{cm1} , I_{cm2} の合成値 I_{cm} は0.06 A (実効値)となる。この値が図18で説明した合成値 I_{cm} の値0.118の約半分となっているのは、負荷M3を負荷M1, M2のそれぞれと等しく設定し、かつ一つだけ設けたためと考えられる。

30

【図面の簡単な説明】

【0154】

【図1】本発明が適用可能な直接形変換装置の構成を示す回路図である。

【図2】ゲート信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図3】相電圧指令の波形を示すグラフである。

40

【図4】種々の信号、電圧の波形を示すグラフである。

【図5】相電圧指令の波形を示すグラフである。

【図6】種々の信号、電圧の波形を示すグラフである。

【図7】相電圧指令の波形を示すグラフである。

【図8】種々の信号、電圧の波形を示すグラフである。

【図9】本実施の形態にかかるゲート信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図10】相電圧指令の波形を示すグラフである。

【図11】相電圧指令の波形を示すグラフである。

【図12】種々の信号、電圧の波形を示すグラフである。

【図13】インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。

50

【図 1 4】インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。

【図 1 5】相電圧指令の波形を示すグラフである。

【図 1 6】種々の信号、電圧の波形を示すグラフである。

【図 1 7】インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。

【図 1 8】インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。

【図 1 9】本発明が適用可能な直接形変換装置の他の構成を示す回路図である。

【図 2 0】インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。

【図 2 1】インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。

【図 2 2】インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。

【図 2 3】インバータ電流とコモンモード電流を示すグラフである。

10

【符号の説明】

【0 1 5 5】

3 コンバータ

4, 5 インバータ

6 0 コンバータ制御部

6 1 第 1 インバータ制御部

6 2 第 2 インバータ制御部

C 1, C 2 1, C 2 2 キャリア

L 1, L 2 直流電源線

V r, V s, V t 交流電圧

20

V u 1 *, V v 1 *, V w 1 *, V u 2 *, V v 2 *, V w 2 * 相電圧指令

S r p *, S s p *, S t p *, S r n *, S s n *, S t n * 制御信号

S u p 1, S u n 1, S v p 1, S v n 1, S w p 1, S w n 1, S u p 2, S u n 2, S v p 2, S v n 2, S w p 2, S w n 2 スイッチング素子

S u p 1 *, S u n 1 *, S v p 1 *, S v n 1 *, S w p 1 *, S w n 1 *, S u p 2 *, S u n 2 *, S v p 2 *, S v n 2 *, S w p 2 *, S w n 2 * インバータゲート信号

【要約】

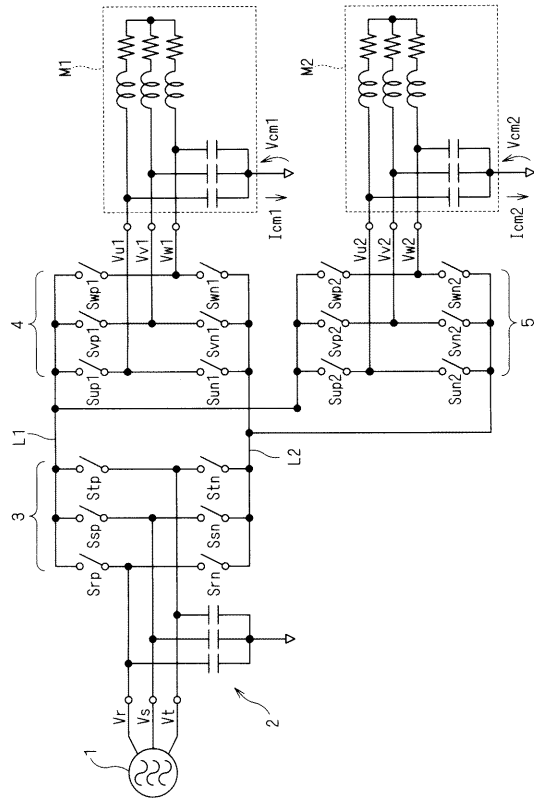
【課題】コンバータと二つのインバータとを備えた直接形変換装置において、コモンモード電流を低減する。

【解決手段】コンバータ 3 の出力電圧は一对の直流電源線 L 1, L 2 に与えられる。インバータ 4, 5 は直流電源線 L 1, L 2 の間で並列に接続される。インバータ 4 が第 1 の零ベクトルに基づいて動作し、かつインバータ 5 が第 2 の零ベクトルに基づいて動作しているときに、コンバータ 3 の転流が行われる。第 1 の零ベクトルと第 2 の零ベクトルとは相互に異なる。例えばインバータ 4 の上アーム側スイッチング素子 S u p 1, S v p 1, S w p 1 とインバータ 5 の下アーム側スイッチング素子 S u n 2, S v n 2, S w n 2 が全て非導通となり、インバータ 4 の下アーム側スイッチング素子 S u n 1, S v n 1, S w n 1 とインバータ 5 の上アーム側スイッチング素子 S u p 2, S v p 2, S w p 2 が全て導通する。

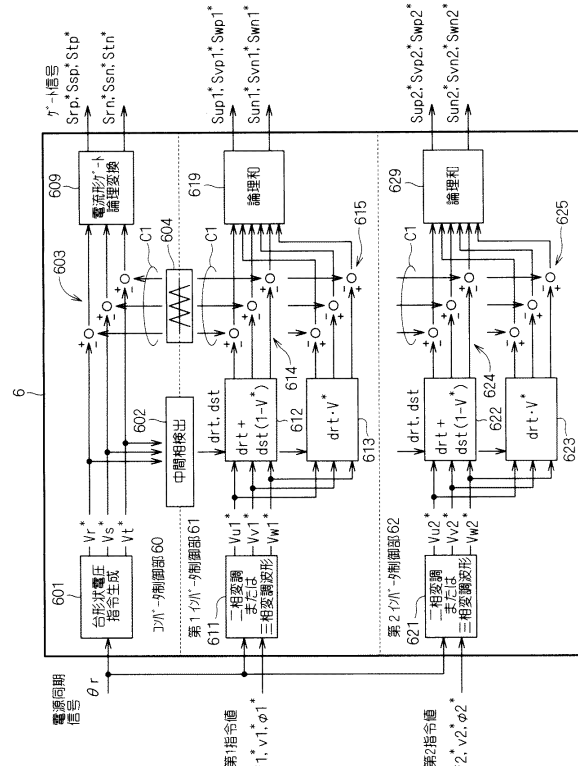
30

【選択図】図 1

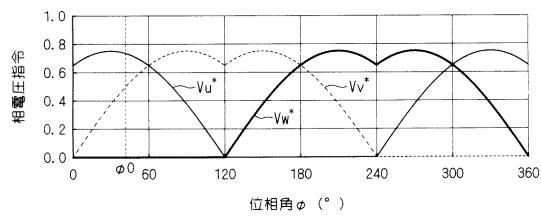
【図 1】



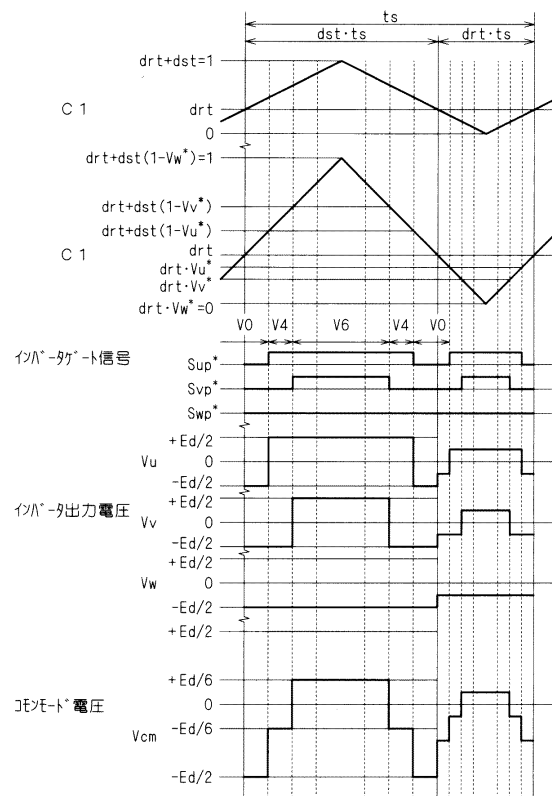
【図 2】



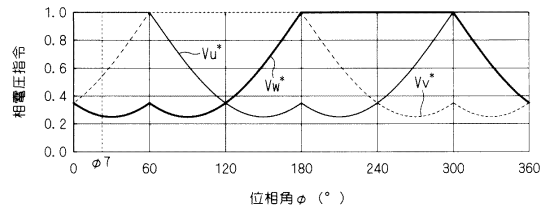
【図 3】



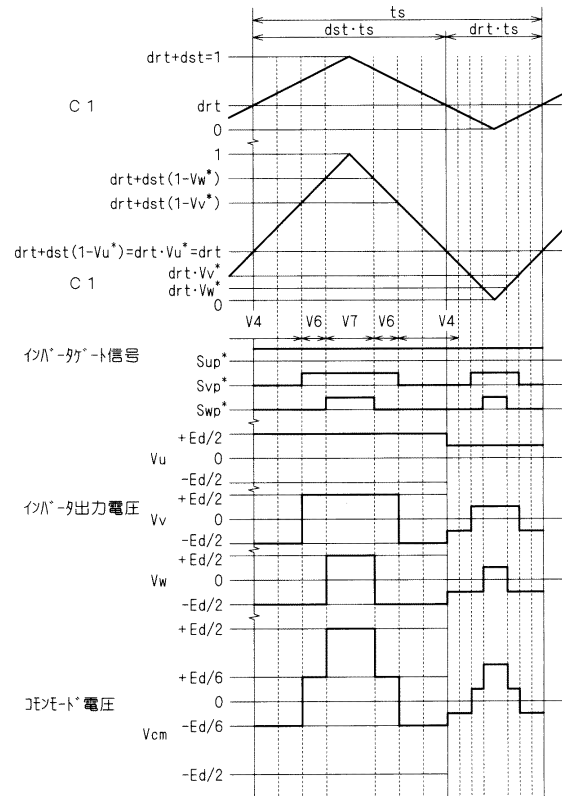
【図 4】



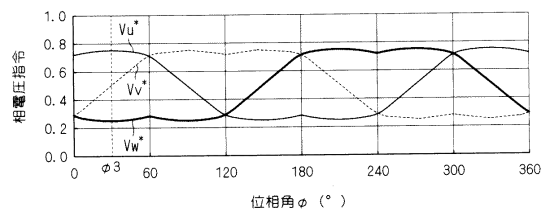
【図 5】



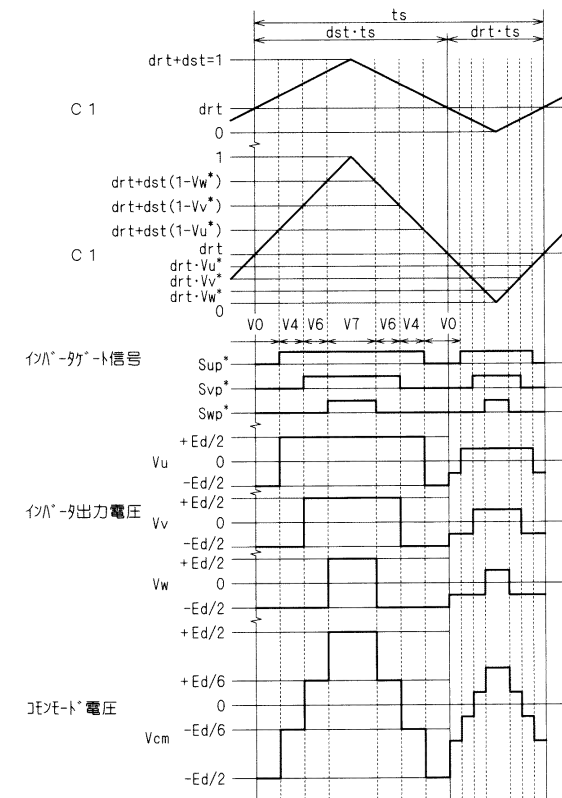
【図 6】



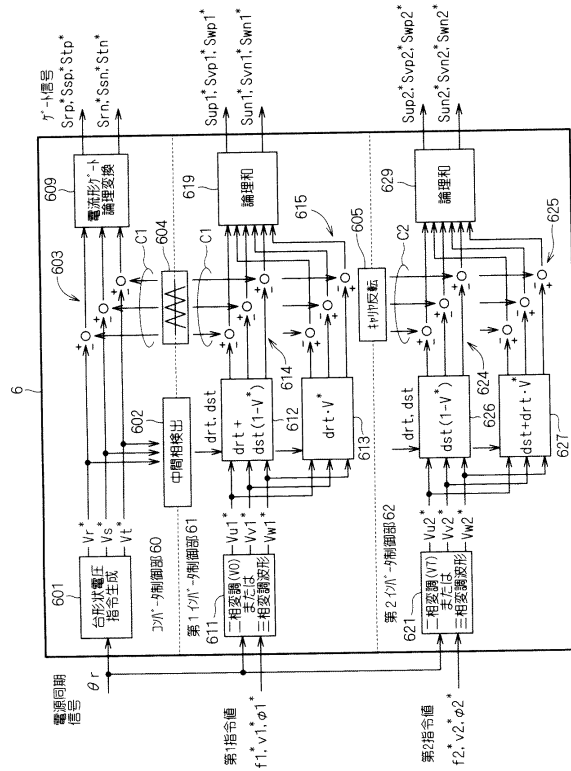
【図 7】



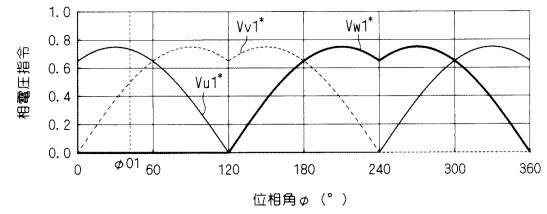
【図 8】



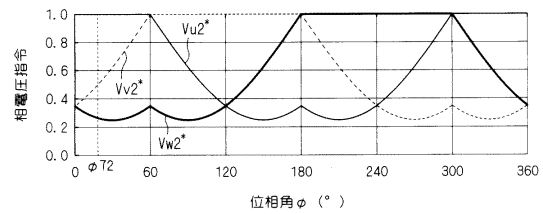
【図 9】



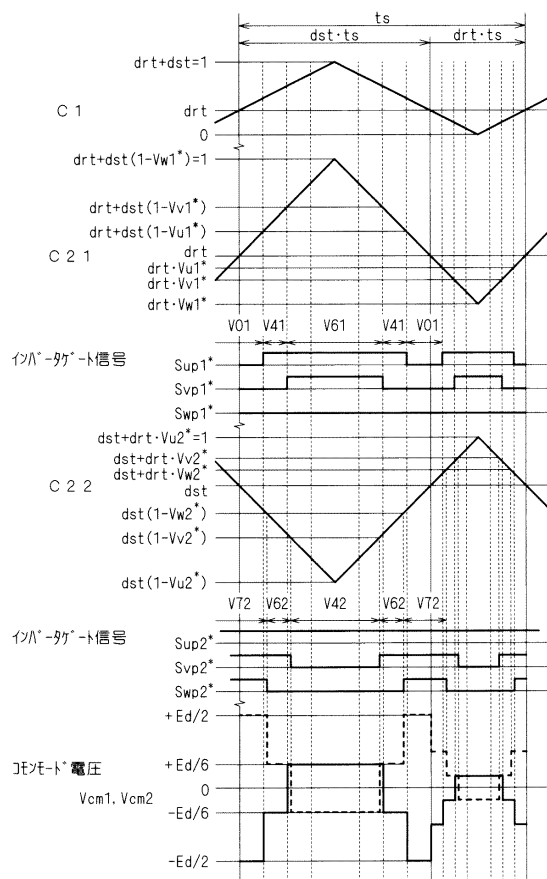
【図 10】



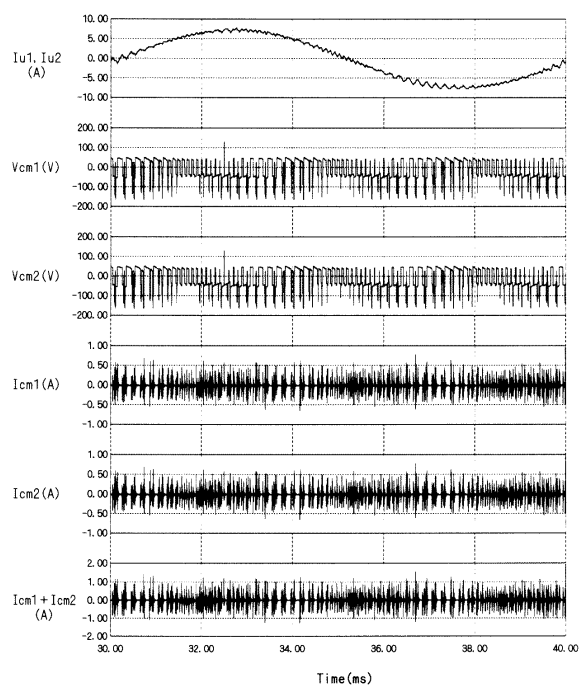
【図 11】



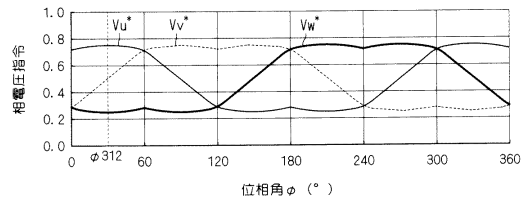
【図 12】



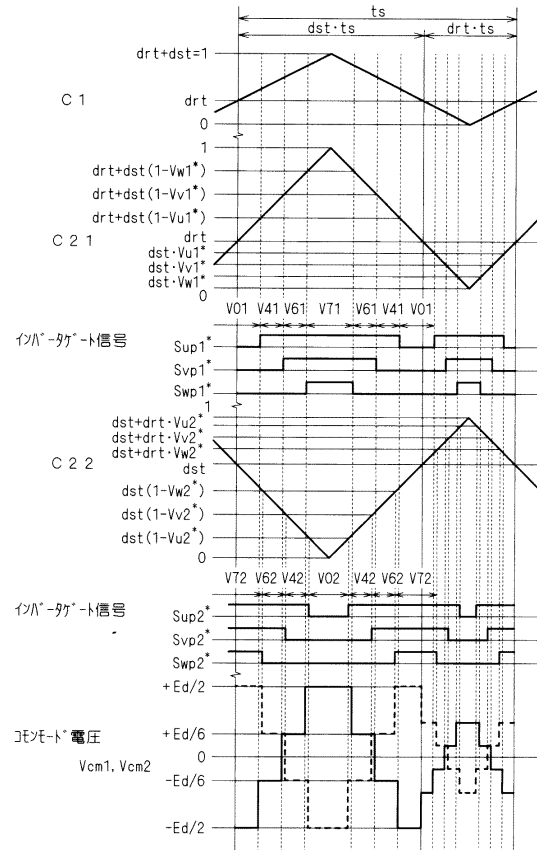
【図 13】



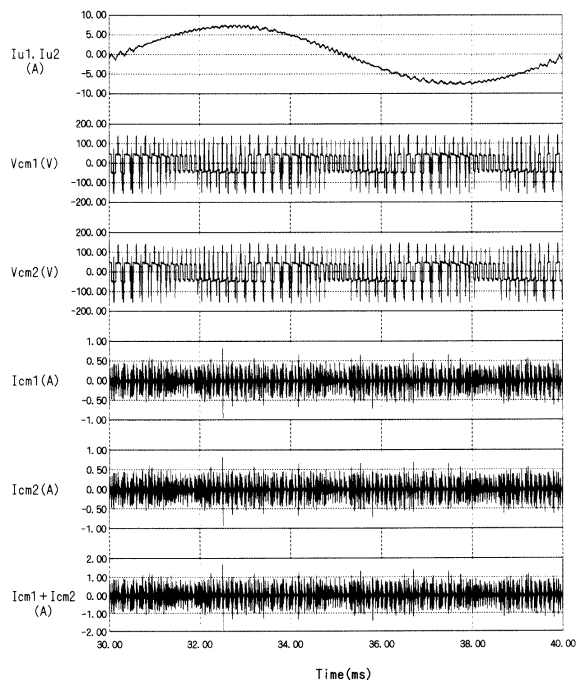
【図 15】



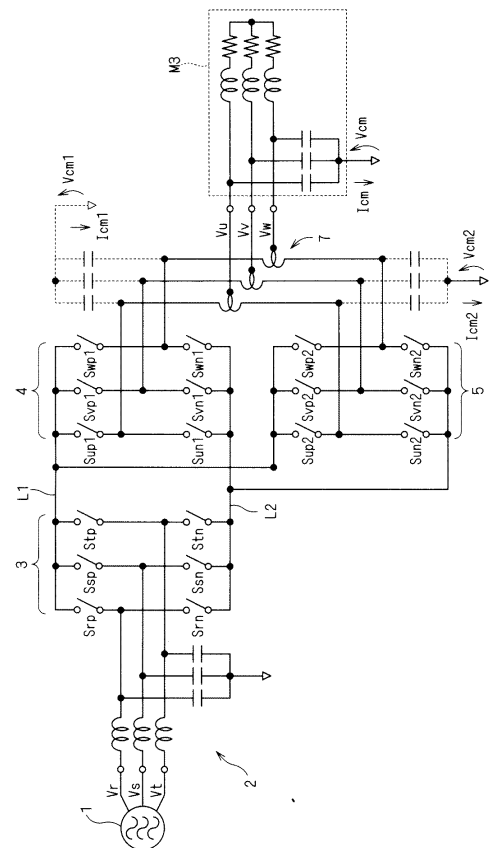
【図 16】



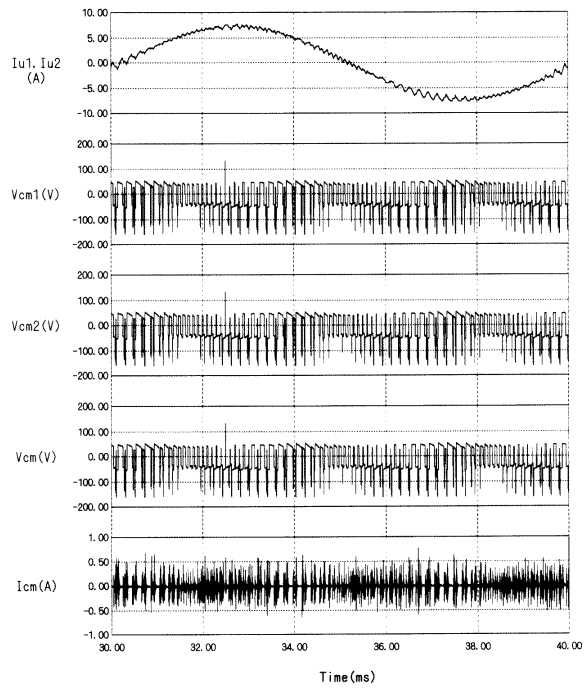
【図 17】



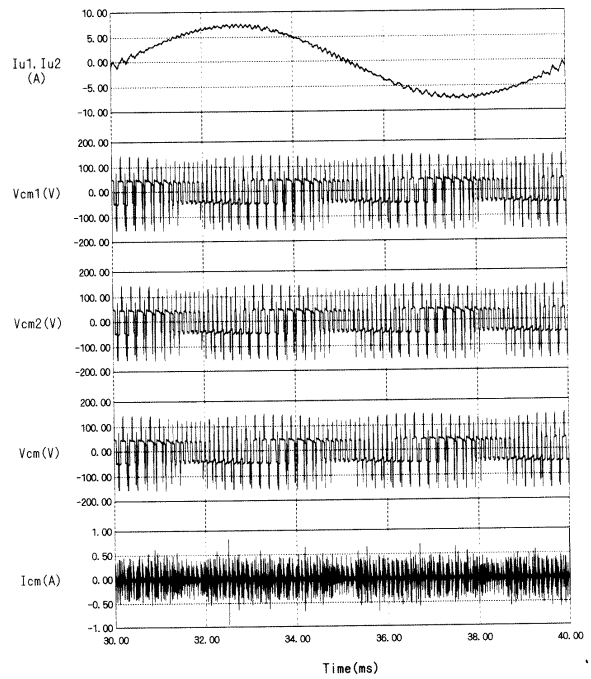
【図 19】



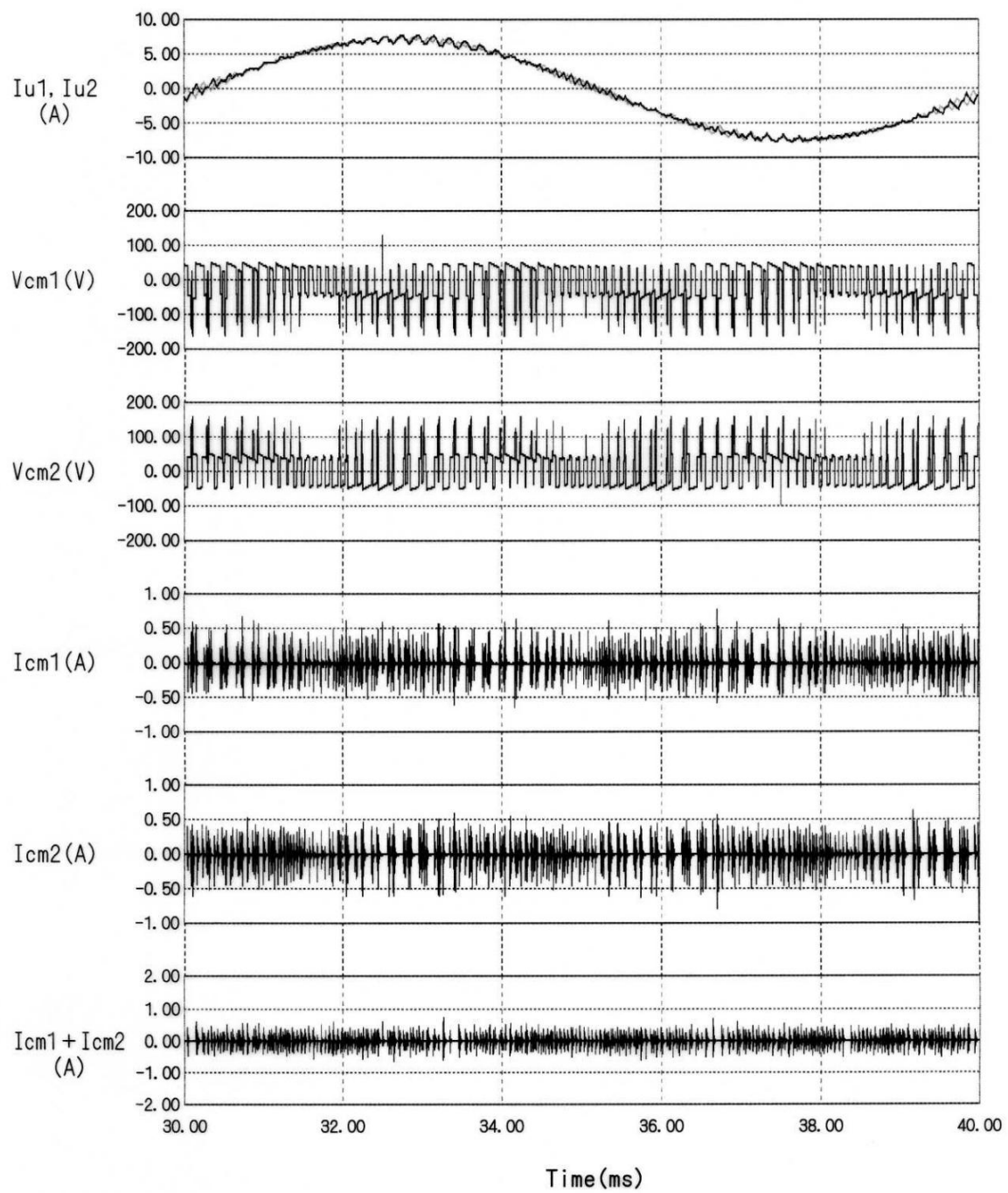
【図 20】



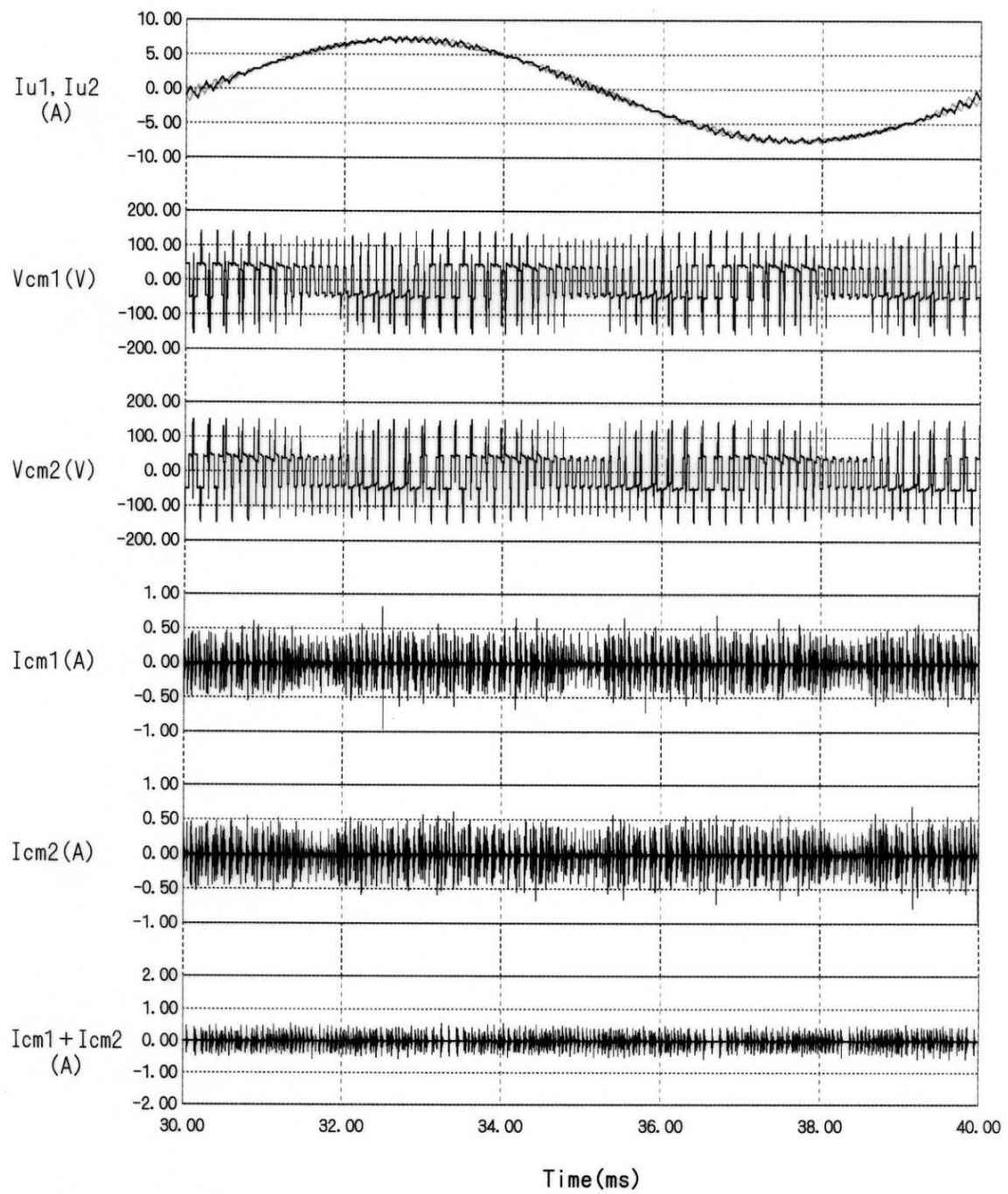
【図 22】



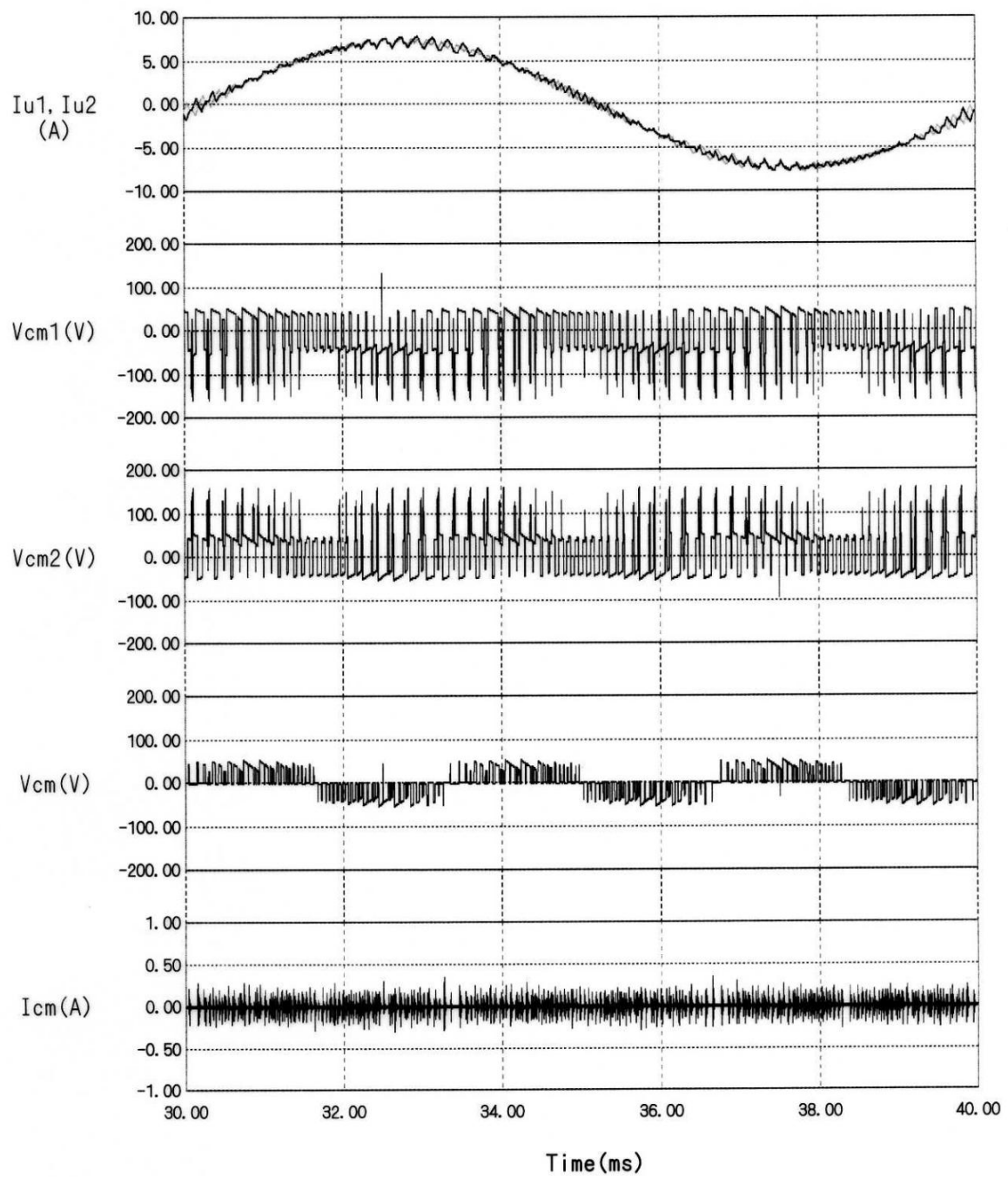
【図 14】



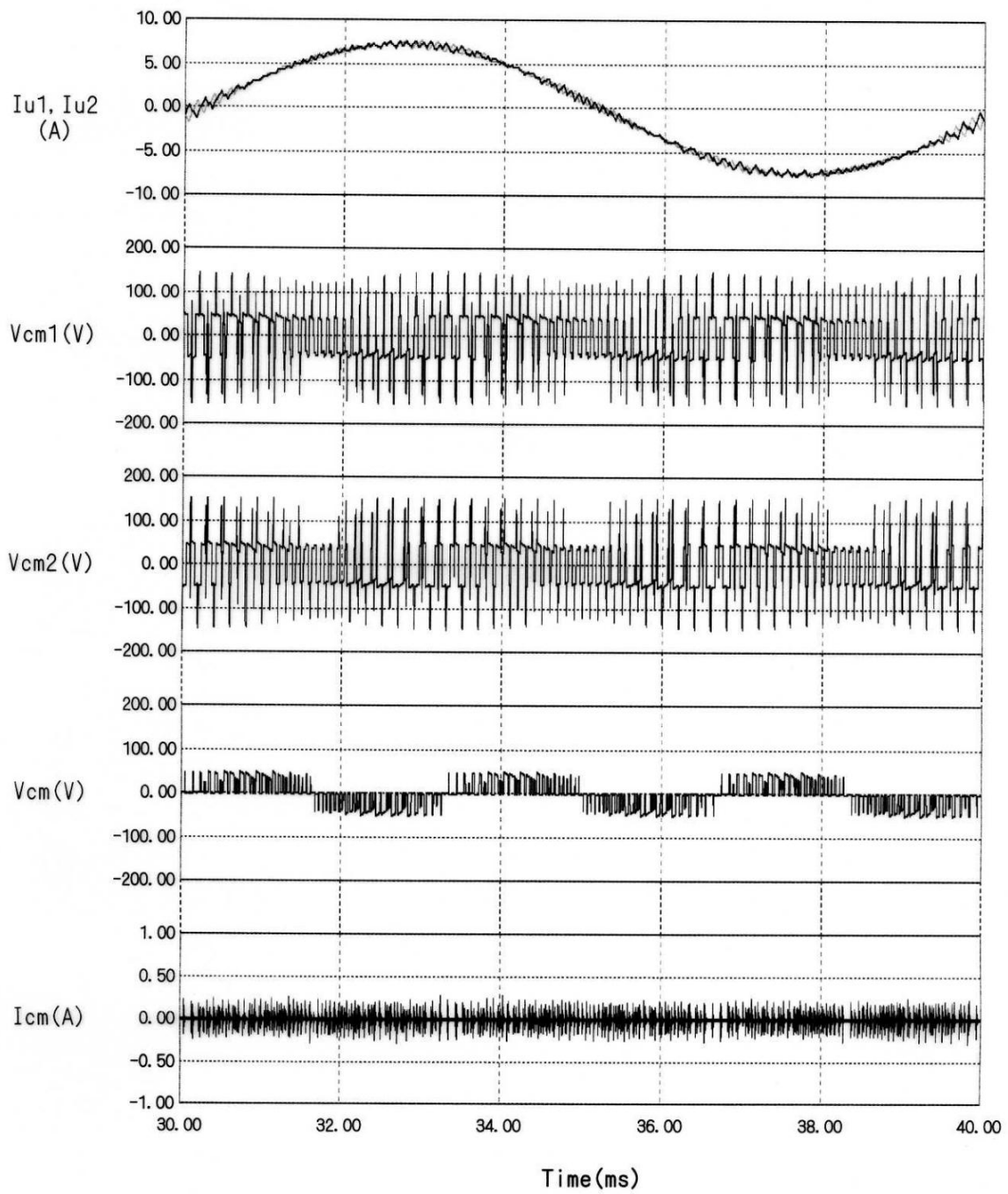
【図 18】



【図 2 1】



【図 23】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2007-312589 (JP, A)
特開平9-224393 (JP, A)
国際公開第95/24069 (WO, A1)
特開2003-102131 (JP, A)
加藤康司 他, 昇圧形AC/DC/AC直接形電力変換器の波形改善, 電気学会全国大会講演論文集, 2007年 3月15日, Vol.2007, No.4, Page.153-154
- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 5/00-5/48