

(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2010-98941

(P2010-98941A)

(43) 公開日 平成22年4月30日(2010.4.30)

(51) Int.Cl.
H02M 7/48 (2007.01)F I
H02M 7/48テーマコード (参考)
5H007

審査請求 有 請求項の数 12 O L (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願2009-214881 (P2009-214881)
 (22) 出願日 平成21年9月16日 (2009.9.16)
 (31) 優先権主張番号 特願2008-242482 (P2008-242482)
 (32) 優先日 平成20年9月22日 (2008.9.22)
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

(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) 5H007 AA08 BB06 CA01 CB02 CB05
 CC12 DA06 DB02 EA15

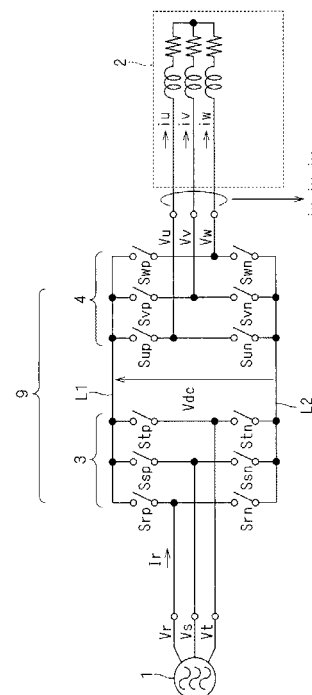
(54) 【発明の名称】 電力変換器及びその制御方法並びにダイレクトマトリックスコンバータ

(57) 【要約】

【課題】誘導性負荷に交流電圧を出力した場合に、当該負荷に流れる電流の奇数次調波成分に起因した有効電力の脈動を低減する。

【解決手段】インバータ4の電圧制御率 K_s は、直流成分 K_{s1} と、交流成分 $(-K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t))$ とを有している。当該交流成分はインバータ4が出力する交流電圧 V_u, V_v, V_w の基本周波数 $(\phi/2\pi t)$ の6倍の周波数 $(6\phi/2\pi t)$ を有する。負荷電流 i_u, i_v, i_w の5次調波成分のみならず、7次調波成分が存在しても、交流成分の大きさ K_{s6} と直流成分 K_{s1} の比を適宜に設定し、これらの高調波成分に起因した消費電力の脈動を低減することができる。当該脈動の低減は電源高調波の抑制に資する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 の交流電圧 (V_r , V_s , V_t) を入力し、整流電圧 (V_{dc}) を出力する整流回路 (3) と、

前記整流電圧を入力し、第 2 の交流電圧 (V_u , V_v , V_w) を出力する電圧形インバータ (4) と

を備える直接形交流電力変換器 (9) を制御する方法であって、

前記電圧形インバータの電圧制御率 (K_s) は、直流成分 (K_{s1}) と、前記第 2 の交流電圧の基本周波数 ($\phi/2\pi t$) の 6 倍の周波数 ($6\phi/2\pi t$) の交流成分 ($K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t)$) とを有することを特徴とする、電力変換器の制御方法。

10

【請求項 2】

前記電圧制御率の前記交流成分の絶対値 (K_{s6}) の前記電圧制御率の前記直流成分 (K_{s1}) に対する比 (K_{s6}/K_{s1}) は、前記電圧形インバータ (4) の出力側に流れる電流の基本波成分の絶対値 (I_L) に対する前記電流の 5 次調波成分の絶対値 (I_{L5}) の比と等しい、請求項 1 記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 3】

前記電圧制御率の前記交流成分の絶対値 (K_{s6}) の前記電圧制御率の前記直流成分 (K_{s1}) に対する比 (K_{s6}/K_{s1}) は、前記電圧形インバータ (4) の出力側に流れる電流の 5 次調波成分の絶対値 (I_{L5}) と 7 次調波成分の絶対値 (I_{L7}) との和の前記電流の基本波成分の絶対値 (I_L) に対する比と等しい、請求項 1 記載の電力変換器の制御方法。

20

【請求項 4】

前記第 2 の交流電圧 (V_u , V_v , V_w) は三相であり、

前記電圧制御率 (K_s) は前記第 2 の交流電圧の位相 (ϕ) の 60 度区間毎に更新される、請求項 1 乃至 3 のいずれか一つに記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 5】

前記電圧形インバータ (4) は、キャリア (C) と信号波 (V_u^* , V_v^* , V_w^*) との比較結果に基づいてパルス幅変調で制御され、

前記信号波は、前記第 2 の交流電圧の振幅、位相、周波数のそれぞれの指令値 (v^* , ϕ^* , f^*) と、前記電圧制御率 (K_s) とに基づく空間ベクトル変調に従って決定される、請求項 1 乃至 4 のいずれか一つに記載の電力変換器の制御方法。

30

【請求項 6】

第 1 の交流電圧 (V_r , V_s , V_t) を入力して第 2 の交流電圧 (V_u , V_v , V_w) を出力する直接形交流電力変換器たるダイレクトマトリックスコンバータ (MCV) を制御する方法であって、

前記第 1 の交流電圧を仮想的に整流して仮想的な整流電圧を得る仮想整流回路 (3) と、前記仮想的な整流電圧から前記第 2 の交流電圧を得る仮想電圧形インバータ (4) とが想定される仮想 AC/DC/AC 制御において、

前記仮想電圧形インバータの電圧制御率 (K_s) は、直流成分 (K_{s1}) と、前記第 2 の交流電圧の基本周波数 ($\phi/2\pi t$) の 6 倍の周波数 ($6\phi/2\pi t$) の交流成分 ($K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t)$) とを有することを特徴とする、電力変換器の制御方法。

40

【請求項 7】

前記電圧制御率の前記交流成分の絶対値 (K_{s6}) の前記電圧制御率の前記直流成分 (K_{s1}) に対する比 (K_{s6}/K_{s1}) は、前記仮想電圧形インバータ (4) の出力側に流れる電流の基本波成分の絶対値 (I_L) に対する前記電流の 5 次調波成分の絶対値 (I_{L5}) の比と等しい、請求項 6 記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 8】

前記電圧制御率の前記交流成分の絶対値 (K_{s6}) の前記電圧制御率の前記直流成分 (K_{s1}) に対する比 (K_{s6}/K_{s1}) は、前記仮想電圧形インバータ (4) の出力側に流れる電流の 5 次調波成分の絶対値 (I_{L5}) と 7 次調波成分の絶対値 (I_{L7}) との和の前

50

記電流の基本波成分の絶対値 (I_L) に対する比と等しい、請求項 6 記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 9】

前記第 2 の交流電圧 (V_u , V_v , V_w) は三相であり、

前記電圧制御率 (K_s) は前記第 2 の交流電圧の位相 (ϕ) の 60 度区間毎に更新される、請求項 6 乃至 8 のいずれか一つに記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 10】

前記仮想電圧形インバータ (4) は、キャリア (C) と信号波 (V_u^* , V_v^* , V_w^*) との比較結果に基づいてパルス幅変調で制御され、

前記信号波は、前記第 2 の交流電圧の振幅、位相、周波数のそれぞれの指令値 (v^* , ϕ^* , f^*) と、前記電圧制御率 (K_s) とに基づく空間ベクトル変調に従って決定される、請求項 6 乃至 9 のいずれか一つに記載の電力変換器の制御方法。

10

【請求項 11】

請求項 1 乃至 5 のいずれか一つに記載の電力変換器の制御方法によって制御され、

前記整流回路 (3) と電圧形インバータ (4) とを備える電力変換器 (9)。

【請求項 12】

請求項 6 乃至 10 のいずれか一つに記載の電力変換器の制御方法によって制御される、ダイレクトマトリックスコンバータ (MCV)。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

20

【0001】

この発明は、いわゆる交流電力変換器において、負荷電流の高調波を低減する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

交流-交流電力変換器の構成としては、間接形交流電力変換器が一般に用いられている。間接形交流電力変換器では、整流回路によって商用交流を直流に変換し、更に平滑回路を経て電圧形変換器に電力が供給され、当該電圧形変換器から交流出力が得られる。

【0003】

一方、マトリックスコンバータのように、平滑回路を用いずに交流-交流変換を行う、直接形交流電力変換器も知られている。マトリックスコンバータは、スイッチング素子群における転流を用いることにより、交流-交流変換を行う。

30

【0004】

但し、マトリックスコンバータは下掲の特許文献 5 及び非特許文献 3 に紹介されているとおり、実際には直流リンクは設けられないものの、平滑回路を伴わない仮想的な直流リンクを介して仮想的な交流-直流変換器と仮想的な直流-交流変換器とが結合された構成の動作に基づいて、上記スイッチング素子群の転流を制御することができる。かかるマトリックスコンバータはダイレクトマトリックスコンバータと称される。

【0005】

また、非特許文献 1 に紹介されているように、平滑回路を伴わない直流リンクを介して、交流-直流変換器と直流-交流変換器とが結合された構成も、マトリックスコンバータの一態様として提案されている。かかるマトリックスコンバータはインダイレクトマトリックスコンバータと称される。

40

【0006】

更に、特許文献 6 には、直流リンクにコンデンサが設けられていても、当該コンデンサの容量が平滑回路として機能するよりも小さく選定されたインバータも紹介されている。当該技術において直流リンクの電圧は脈動することが前提となっている。

【0007】

よって形式上で直流リンクを有しているか否か、あるいはコンデンサが設けられているか否かを問わず、実質的な平滑回路を介することなく交流電力変換を行う回路を、本願で

50

は直接形交流電力変換器と称する。

【0008】

そして直接形交流電力変換器では、商用周波数による電圧脈動を平滑する大型のコンデンサ、リアクトルが不要となることから、変換器の小型化が期待でき、次世代の電力変換器として近年注目されつつある。

【0009】

直接形交流電力変換器における脈動エネルギー処理の必要性については非特許文献2において言及されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

10

【0010】

【特許文献1】特開2005-27422号公報

【特許文献2】特開2007-110827号公報

【特許文献3】特開2007-312589号公報

【特許文献4】特公平6-81514号公報

【特許文献5】特開2004-222338号公報

【特許文献6】特許第4067021号公報

【非特許文献】

【0011】

【非特許文献1】Lixiang Wei, Thomas.A Lipo, "A Novel Matrix Converter Topology With Simple Commutation", IEEE IAS 2001, vol.3, 2001, pp1749-1754. 20

【非特許文献2】「直接形交流電力変換器とその関連技術の現状と課題」電気学会技術報告、第998号、pp24-25

【非特許文献3】「マトリクスコンバータにおける入出力無効電力の非干渉制御法」、伊藤理絵、高橋勲、電気学会半導体電力変換研究会SPC-01-121, IEA-01-64

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

ところで、直接形交流電力変換器の負荷としてモータが採用される場合、当該モータの電機子巻線の巻回方式として集中巻が採用されることが多い。これは銅損低減による効率向上、銅量削減が要求されているからである。 30

【0013】

しかしながら、集中巻が採用された電機子巻線に流れる電流（電機子電流）には、インバータから出力される電圧と回転電機の誘導起電力の差電圧に起因した高調波成分、特に5次成分、7次成分が含有されていることが、上記の特許文献1で指摘されている。

【0014】

図9は、集中巻で巻回された電機子巻線を有するあるモータをインバータで駆動する際に、電力変換器の出力電圧の周波数を90Hzから30Hz刻みで330Hzまで変化させた場合の、入力側電流の高調波含有率を示すグラフである。当該周波数によらず、高調波は5次と7次で顕著に発生していることが示されている。 40

【0015】

このような、高調波成分を含む負荷を直接形電力変換器で駆動すると、電源側に高調波電流が発生する問題があった。これは直接形電力変換器においては、たとえそれが直流リンクを有するタイプであったとしてもエネルギー蓄積要素を持たないために、有効電力に脈動が発生するからである。

【0016】

上記非特許文献2では、直接形電力変換器について電源側と負荷側の有効電力、無効電力の間の関係や、高調波電流が発生する場合における瞬時有効電力の変動について言及されており、直流リンクにおけるエネルギー蓄積要素の必要性を説いている。しかしながら（直流リンクを有している場合であっても平滑コンデンサを有しない）直接形電力変換器 50

においては、その具体的な対処方法について示唆されていない。

【0017】

特許文献2では単相交流電源を交流－交流変換する装置において、電圧指令値に対して補償信号を重畳する技術を提示する。しかしながら多相交流の変換については具体的な手法が示されていない。そして特許文献2で開示された技術を単純に多相交流に適用しても、後述されるように有効ではない。

【0018】

そこで、本願の目的は、モータで例示される誘導性負荷に交流電圧を出力した場合に、当該負荷に流れる電流の奇数次調波成分に起因した有効電力の脈動を低減することを目的とする。これは、直流リンクを有している場合であっても、平滑コンデンサを有しない直接形電力変換器において、直流リンクの有効電力の脈動を抑制することに繋がり、引いては電源高調波を抑制することができる。

【課題を解決するための手段】

【0019】

この発明にかかる電力変換器の制御方法は、第1の交流電圧 (V_r, V_s, V_t) を入力し、前記第1の交流電圧に基づいて第2の交流電圧 (V_u, V_v, V_w) を出力する直接形交流電力変換器 (9) を制御する方法である。

【0020】

そしてその第1の態様では、前記直接形電力変換器は、前記第1の交流電圧を入力して整流電圧 (V_{dc}) を出力する整流回路 (3) と、前記整流電圧を入力して前記第2の交流電圧 (V_u, V_v, V_w) を出力する電圧形インバータとを有する。前記電圧形インバータの電圧制御率 (K_s) が、直流成分 (K_{s1}) と、前記第2の交流電圧の基本周波数 ($\phi / 2\pi t$) の6倍の周波数 ($6\phi / 2\pi t$) の交流成分 ($K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t)$) とを有することを特徴とする。

【0021】

またその第2の態様では、第1の態様において、前記電圧制御率の前記交流成分の絶対値 (K_{s6}) の前記電圧制御率の前記直流成分 (K_{s1}) に対する比 (K_{s6} / K_{s1}) は、前記電圧形インバータ (4) の出力側に流れる電流の基本波成分の絶対値 (I_L) に対する前記電流の5次調波成分の絶対値 (I_{L5}) の比と等しい。

【0022】

またその第3の態様では、第1の態様において、前記電圧制御率の前記交流成分の絶対値 (K_{s6}) の前記電圧制御率の前記直流成分 (K_{s1}) に対する比 (K_{s6} / K_{s1}) は、前記電圧形インバータ (4) の出力側に流れる電流の5次調波成分の絶対値 (I_{L5}) と7次調波成分の絶対値 (I_{L7}) との和の前記電流の基本波成分の絶対値 (I_L) に対する比と等しい。

【0023】

またその第4の態様では、第1乃至第3の態様において、前記第2の交流電圧 (V_u, V_v, V_w) は三相であって、前記電圧制御率 (K_s) は前記第2の交流電圧の位相 (ϕ) の60度区間毎に更新される。

【0024】

またその第5の態様では、第1乃至第4の態様において、前記電圧形インバータ (4) は、キャリア (C) と信号波 (V_u^*, V_v^*, V_w^*) との比較結果に基づいてパルス幅変調で制御され、前記信号波は、前記第2の交流電圧の振幅、位相、周波数のそれぞれの指令値 (v^*, ϕ^*, f^*) と、前記電圧制御率 (K_s) とに基づく空間ベクトル変調に従って決定される。

【0025】

またその第6の態様では、前記直接形電力変換器は、ダイレクトマトリックスコンバータ (MCV) であって、その仮想AC/DC/AC制御において、前記第1の交流電圧を仮想的に整流して仮想的な整流電圧を得る仮想整流回路 (3) と、前記仮想的な整流電圧から前記第2の交流電圧を得る仮想電圧形インバータ (4) とが想定されるものである。

そして前記仮想電圧形インバータの電圧制御率 (K_s) が、直流成分 (K_{s1}) と、前記第 2 の交流電圧の基本周波数 ($\phi / 2\pi t$) の 6 倍の周波数 ($6\phi / 2\pi t$) の交流成分 ($K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t)$) とを有することを特徴とする。

【0026】

またその第 7 の態様では、第 6 の態様において、前記電圧制御率の前記交流成分の絶対値 (K_{s6}) の前記電圧制御率の前記直流成分 (K_{s1}) に対する比 (K_{s6} / K_{s1}) は、前記仮想電圧形インバータ (4) の出力側に流れる電流の基本波成分の絶対値 (I_L) に対する前記電流の 5 次調波成分の絶対値 (I_{L5}) の比と等しい。

【0027】

またその第 8 の態様では、第 6 の態様において、前記電圧制御率の前記交流成分の絶対値 (K_{s6}) の前記電圧制御率の前記直流成分 (K_{s1}) に対する比 (K_{s6} / K_{s1}) は、前記仮想電圧形インバータ (4) の出力側に流れる電流の 5 次調波成分の絶対値 (I_{L5}) と 7 次調波成分の絶対値 (I_{L7}) との和の前記電流の基本波成分の絶対値 (I_L) に対する比と等しい。

【0028】

またその第 9 の態様では、第 6 乃至第 8 の態様において、前記第 2 の交流電圧 (V_u , V_v , V_w) は三相であって、前記電圧制御率 (K_s) は前記第 2 の交流電圧の位相 (ϕ) の 60 度区間毎に更新される。

【0029】

またその第 10 の態様では、第 6 乃至第 9 の態様において、前記仮想電圧形インバータ (4) は、キャリア (C) と信号波 (V_u^* , V_v^* , V_w^*) との比較結果に基づいてパルス幅変調で制御され、前記信号波は、前記第 2 の交流電圧の振幅、位相、周波数のそれぞれの指令値 (v^* , ϕ^* , f^*) と、前記電圧制御率 (K_s) とに基づく空間ベクトル変調に従って決定される。

【0030】

またこの発明にかかる電力変換器 (9) の第 1 の態様は、上記の電力変換器の制御方法の第 1 乃至第 5 の態様のいずれかによって制御され、前記整流回路 (3) と電圧形インバータ (4) とを備える直接形交流電力変換器である。

【0031】

またこの発明にかかる電力変換器 (9) の第 2 の態様は、上記の電力変換器の制御方法の第 6 乃至第 10 の態様のいずれかによって制御されるダイレクトマトリックスコンバータ (MCV) である。

【発明の効果】

【0032】

この発明にかかる電力変換器の制御方法の第 1 の態様によれば、第 2 の交流電圧を誘導性負荷に印加した場合に、当該負荷に流れる電流の奇数次調波成分に起因した有効電力の脈動を低減できる。

【0033】

この発明にかかる電力変換器の制御方法の第 2 の態様によれば、負荷に流れる電流の 5 次調波成分に起因した有効電力の脈動を効果的に低減できる。

【0034】

この発明にかかる電力変換器の制御方法の第 3 の態様によれば、負荷に流れる電流の 5 次調波成分及び 7 次調波成分に起因した有効電力の脈動を効果的に低減できる。

【0035】

この発明にかかる電力変換器の制御方法の第 4 の態様によれば、電圧指令の振幅がキャリアの振幅を越えずに出力できる電圧の基本波成分の最大値を大きくできる。

【0036】

この発明にかかる電力変換器の制御方法の第 5 の態様によれば、空間ベクトル変調において第 1 乃至第 4 の態様の制御方法の効果が享受される。

【0037】

10

20

30

40

50

この発明にかかる電力変換器によれば、第 1 乃至第 5 の態様の制御方法の効果が享受される。

【図面の簡単な説明】

【0038】

【図 1】本発明が適用可能な直接形電力変換器の構成を示す回路図である。

【図 2】インバータ制御部の構成を示すブロック図である。

【図 3】電圧指令とゲート信号との関係を示すグラフである。

【図 4】電圧指令を示すグラフである。

【図 5】電圧、電流を示すグラフである。

【図 6】線電流のスペクトラムである。

10

【図 7】電圧、電流を示すグラフである。

【図 8】線電流のスペクトラムである。

【図 9】入力側電流の高調波含有率を示すグラフである。

【図 10】本発明が適用可能なダイレクトマトリックスコンバータの構成を示す回路図である。

【図 11】ダイレクトマトリックスコンバータを制御する信号を生成する回路のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0039】

A. 直接形電力変換器の構成.

20

図 1 は、本発明が適用可能な直接形電力変換器 9 の構成を示す回路図である。直接形電力変換器 9 は、コンバータ 3 とインバータ 4 と、両者を接続する一対の直流電源線 L 1, L 2 とを有している。

【0040】

コンバータ 3 は整流回路として機能し、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 L 1, L 2 に対して整流電圧 V_{dc} を出力する。

【0041】

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 L 1, L 2 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 L 1, L 2 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 L 1, L 2 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 L 1, L 2 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。

30

【0042】

スイッチング素子 S_{rp} , S_{sp} , S_{tp} は直流電源線 L 1 側に、スイッチング素子 S_{rn} , S_{sn} , S_{tn} は直流電源線 L 2 側に、それぞれ接続される。

40

【0043】

インバータ 4 は例えば電圧形インバータであり、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 は三相（ここでは U 相、V 相、W 相とする）交流電圧を出力する。

【0044】

インバータ 4 は、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する。

【0045】

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 L 1, L 2 間で直列

50

に接続された一対のスイッチング素子 S_{up} , S_{un} を含む。スイッチング素子 S_{up} , S_{un} 同士の接続点からは出力電圧 V_u 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 L 1, L 2 間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{vp} , S_{vn} を含む。スイッチング素子 S_{vp} , S_{vn} 同士の接続点からは出力電圧 V_v 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 L 1, L 2 間で直列に接続された一対のスイッチング素子 S_{wp} , S_{wn} を含む。スイッチング素子 S_{wp} , S_{wn} 同士の接続点からは出力電圧 V_w が得られる。

【0046】

スイッチング素子 S_{up} , S_{vp} , S_{wp} は直流電源線 L 1 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_{un} , S_{vn} , S_{wn} は直流電源線 L 2 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。つまり直流電源線 L 1 の電位は直流電源線 L 2 の電位よりも高い。

【0047】

上述のスイッチング素子 S_{rp} , S_{sp} , S_{tp} , S_{rn} , S_{sn} , S_{tn} , S_{up} , S_{vp} , S_{wp} , S_{un} , S_{vn} , S_{wn} 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。

【0048】

インバータ 4 はベクトル制御の下で動作する。スイッチング素子 S_{up} , S_{vp} , S_{wp} , S_{un} , S_{vn} , S_{wn} は制御信号たるゲート信号 S_{up}^* , S_{vp}^* , S_{wp}^* , S_{un}^* , S_{vn}^* , S_{wn}^* 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_{up}^* , S_{vp}^* , S_{wp}^* は、ゲート信号 S_{un}^* , S_{vn}^* , S_{wn}^* 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_{qp}^* , S_{qn}^* の排他的論理和は “1” である。

【0049】

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、 $4 \cdot S_{up}^* + 2 \cdot S_{vp}^* + S_{wp}^*$ で与えられる。例えば上アーム側のスイッチング素子 S_{up} , S_{vp} , S_{wp} 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_{un} , S_{vn} , S_{wn} 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。

【0050】

逆に上アーム側のスイッチング素子 S_{up} , S_{vp} , S_{wp} が全て導通すれば下アーム側のスイッチング素子 S_{un} , S_{vn} , S_{wn} 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。

【0051】

負荷 2 は誘導性負荷であってインバータ 4 に接続される。具体的には負荷 2 は、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。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。当該コイルの内、U 相、V 相、W 相に相当するものにはそれぞれ電流 i_u , i_v , i_w が流れる。これらの電流は電流センサ (図示省略) によってモニタリングされる。

【0052】

図 2 はインバータ制御部 6 の構成を示すブロック図である。インバータ制御部 6 は、ゲート信号 S_{up}^* , S_{vp}^* , S_{wp}^* , S_{un}^* , S_{vn}^* , S_{wn}^* を生成する。

【0053】

インバータ制御部 6 は電圧指令生成部 601 と、キャリア生成部 604 と、比較部 603 と、ゲート信号生成部 609 とを備えている。

【0054】

電圧指令生成部 601 は電圧 V_r の位相を示す角度 θ_r (これは電源同期信号として機

10

20

30

40

50

能する)と、インバータ4の運転周波数の指令値 f^* 、電圧指令値 v^* 、位相指令値 ϕ^* を入力し、これらに基づいて電圧 V_r の位相を基準とするインバータ4の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を生成する。

【0055】

比較部603は電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* とキャリア C とを比較する。通常はキャリア C として三角波が採用される。この比較結果に基づいて、ゲート信号生成部609がゲート信号 S_{up}^* 、 S_{vp}^* 、 S_{wp}^* 、 S_{un}^* 、 S_{vn}^* 、 S_{wn}^* を出力する。

【0056】

図3は電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* とゲート信号 S_{up}^* 、 S_{vp}^* 、 S_{wp}^* 、 S_{un}^* 、 S_{vn}^* 、 S_{wn}^* との関係を示すグラフである。ここではキャリア C には、最小値－1、最大値1をそれぞれ採る三角波が採用される。

10

【0057】

キャリア C の一周期は T_0 であり、期間 τ_0 、 τ_4 、 τ_6 、 τ_7 は、それぞれベクトル V_0 、 V_4 、 V_6 、 V_7 がインバータ4のスイッチング態様として採用される期間である。例えばインバータ4のスイッチング態様としてベクトル V_0 が採用されるときには、ゲート信号 S_{up}^* 、 S_{vp}^* 、 S_{wp}^* がいずれも非活性化される。つまりキャリア C が電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* のいずれよりも大きい期間が期間 τ_0 となる。

【0058】

具体的にはキャリア C が電圧指令 V_u^* 以下であればゲート信号 S_{up}^* は活性化し、電圧指令 V_v^* 以下であればゲート信号 S_{vp}^* は活性化し、電圧指令 V_w^* 以下であればゲート信号 S_{wp}^* は活性化する。このように電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* はキャリア C と比較されるので、信号波とも称される。

20

【0059】

つまり電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は上記の各指令値 v^* 、 ϕ^* 、 f^* に基づく空間ベクトル変調に従って決定される。但し電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は更に、後述する電圧制御率 K_s にも基づいて決定される。

【0060】

B. 高調波の低減。

まず、負荷2の消費電力における高調波について説明する。負荷2に印加される電圧 V_u 、 V_v 、 V_w 及び流れる電流(以下「負荷電流」と称す) i_u 、 i_v 、 i_w を、それぞれ下記の式(1)及び式(2)のように数式化しても一般性を失わない。負荷2は誘導性負荷であり、ここにおいて発生する電力の脈動は負荷電流 i_u 、 i_v 、 i_w の高調波が原因であるからである。図9を用いて示したように、5次調波が高調波成分の主たる成分であるので、ここではまず、5次調波のみを考慮する。

30

【0061】

【数1】

$$\left. \begin{aligned} V_u &= \sqrt{2}E_u \cos \omega_L t \\ V_v &= \sqrt{2}E_v \cos(\omega_L t - 2\pi/3) \\ V_w &= \sqrt{2}E_w \cos(\omega_L t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots (1)$$

40

【0062】

【数 2】

$$\left. \begin{aligned} i_u &= \sqrt{2}I_u \cos \omega_L t + \sqrt{2}I_{u5} \cos 5\omega_L t \\ i_v &= \sqrt{2}I_v \cos(\omega_L t - 2\pi/3) + \sqrt{2}I_{v5} \cos 5(\omega_L t - 2\pi/3) \\ i_w &= \sqrt{2}I_w \cos(\omega_L t + 2\pi/3) + \sqrt{2}I_{w5} \cos 5(\omega_L t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots (2)$$

【0063】

但し、インバータ4の出力周波数 $\omega_L/2\pi$ 、電圧 V_u 、 V_v 、 V_w のそれぞれの実効値 E_u 、 E_v 、 E_w 、電流 i_u 、 i_v 、 i_w のそれぞれの基本波成分の実効値 I_u 、 I_v 、 I_w 、電流 i_u 、 i_v 、 i_w のそれぞれの5次調波成分の実効値 I_{u5} 、 I_{v5} 、 I_{w5} 、時間 t を導入した。またここでは簡単のため、電流位相には遅れがないものとしている。

【0064】

従って相毎の電力 P_u 、 P_v 、 P_w は式(3)で表される。

【0065】

【数 3】

$$\left. \begin{aligned} P_u &= E_u I_u (1 + \cos 2\omega_L t) + E_u I_{u5} \cos 6\omega_L t + E_u I_{u5} \cos 4\omega_L t \\ P_v &= E_v I_v (1 + \cos 2(\omega_L t - 2\pi/3)) + E_v I_{v5} \cos 6(\omega_L t - 2\pi/3) + E_v I_{v5} \cos 4(\omega_L t - 2\pi/3) \\ P_w &= E_w I_w (1 + \cos 2(\omega_L t + 2\pi/3)) + E_w I_{w5} \cos 6(\omega_L t + 2\pi/3) + E_w I_{w5} \cos 4(\omega_L t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

【0066】

定常状態においては実効値 E_u 、 E_v 、 E_w は相互に等しい値を採ると考えられるので、その値を E_L とする。同様にして実効値 I_u 、 I_v 、 I_w はいずれも値 I_L を採り、実効値 I_{u5} 、 I_{v5} 、 I_{w5} はいずれも値 I_{L5} を採るとする。これにより、電力 P_u 、 P_v 、 P_w の総和たる電力 P_L は式(4)で表される。

【0067】

【数 4】

$$\begin{aligned} P_L &= 3E_L I_L + 3E_L I_{L5} \cos 6\omega_L t + E_L I_{L5} \cos 4\omega_L t \\ &\quad + E_L I_{L5} \cos 4(\omega_L t - 2\pi/3) + E_L I_{L5} \cos 4(\omega_L t + 2\pi/3) \\ &= 3E_L I_L + 3E_L I_{L5} \cos 6\omega_L t \end{aligned} \dots (4)$$

【0068】

式(4)の第1項は電流 i_u 、 i_v 、 i_w の基本波成分による電力であり、第2項は電流 i_u 、 i_v 、 i_w の5次調波成分による電力である。式(4)からわかるように、第2項が負荷2の消費電力 P_L の脈動成分となる。よって本願発明の目的を達成するためには、第2項の $3E_L I_{L5} \cdot \cos 6\omega_L t$ を低減すればよいことになる。

【0069】

さて、特許文献2に開示された技術では、電動機の極対数と電動機回転数の積を整数倍した周波数の補償信号を、インバータの電圧指令に重畳させることにより、負荷電流の高調波補償を行う方式が示されている。しかしながら、当該高調波と、特許文献1で指摘された5次調波成分、7次調波成分との関係については示されていない。

【0070】

もし特許文献2で低減の対象とされた高調波と、特許文献1で指摘された5次調波成分、7次調波成分とを同視したと仮定し、更に上述のように特許文献2で開示された技術を

単純に多相交流に適用したと仮定すれば、電圧 V_u , V_v , V_w のそれぞれに対して個別に 5 次調波の補正を行い、式 (5) で表される値に設定することになろう。

【0071】

【数5】

$$\left. \begin{aligned} V_u &= \sqrt{2}E_u \cos \omega_L t - \sqrt{2}E_{u5} \cos 5\omega_L t \\ V_v &= \sqrt{2}E_v \cos(\omega_L t - 2\pi/3) - \sqrt{2}E_{v5} \cos 5(\omega_L t - 2\pi/3) \\ V_w &= \sqrt{2}E_w \cos(\omega_L t + 2\pi/3) - \sqrt{2}E_{w5} \cos 5(\omega_L t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots (5)$$

10

【0072】

但し、電圧 V_u , V_v , V_w のそれぞれの 5 次調波の補正值の実効値 E_{u5} , E_{v5} , E_{w5} を導入した。

【0073】

式 (5) 及び式 (2) から、相毎の電力 P_u , P_v , P_w のうち、基本波成分以外を求めると式 (6) で表される。

【0074】

$$\left. \begin{aligned} P_{u5} &= -E_{u5} I_{u5} (1 + \cos 10 \omega_L t) - E_{u5} I_u \cos 6 \omega_L t - E_{u5} I_u \cos 4 \omega_L t + E_{u5} I_{u5} \cos 6 \omega_L t + E_{u5} I_{u5} \cos 4 \omega_L t \\ P_{v5} &= -E_{v5} I_{v5} (1 + \cos 10 (\omega_L t - 2\pi/3)) - E_{v5} I_v \cos 6 (\omega_L t - 2\pi/3) - E_{v5} I_v \cos 4 (\omega_L t - 2\pi/3) + E_{v5} I_{v5} \cos 6 (\omega_L t - 2\pi/3) + E_{v5} I_{v5} \cos 4 (\omega_L t - 2\pi/3) \\ P_{w5} &= -E_{w5} I_{w5} (1 + \cos 10 (\omega_L t + 2\pi/3)) - E_{w5} I_w \cos 6 (\omega_L t + 2\pi/3) - E_{w5} I_w \cos 4 (\omega_L t + 2\pi/3) + E_{w5} I_{w5} \cos 6 (\omega_L t + 2\pi/3) + E_{w5} I_{w5} \cos 4 (\omega_L t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots (6)$$

よって、実効値 E_u , E_v , E_w はいずれも値 E_L を、実効値 I_u , I_v , I_w はいずれも値 I_L を、実効値 I_{u5} , I_{v5} , I_{w5} はいずれも値 I_{L5} を採るとすると、電力 P_u , P_v , P_w の総和たる電力 P_L は式 (7) で表される。

【0076】

【数7】

$$P_L = 3E_L I_L + P_{u5} + P_{v5} + P_{w5} = 3E_L I_L - 3E_{L5} I_{L5} \quad \dots(7)$$

【0077】

これにより電力 P_L の脈動はなくなる。しかし電圧 V_u , V_v , V_w のそれぞれに対して相毎に位相のずれをも考慮して補正を行わなければならない。更に7次調波をも低減するためには、更に7次調波の補正をも行わなければならないであろう。このような電圧 V_u , V_v , V_w の補正は繁雑である。

10

【0078】

そこで本実施の形態では、相毎の位相のずれを考慮する必要がなく電力の脈動を低減する技術を提供する。また脈動の補正が5次調波に関する場合のみならず、更に7次調波に関する場合であっても、その手法が殆ど変わらない処理を提案する。これはまず、下記の知見を得たことに基づく。即ち、負荷電流 i_u , i_v , i_w の7次調波成分のみを考慮した場合の電力 P_L の脈動項は、負荷電流 i_u , i_v , i_w の5次調波成分のみを考慮した場合の電力 P_L の脈動項 (式 (4) の第2項) と同じ形で示されるということである。

20

【0079】

負荷電流 i_u , i_v , i_w の7次調波成分の実効値 I_{L7} を導入すると、電流 i_u , i_v , i_w の7次調波成分のみを考慮した場合の電力 P_L は、式 (8) で表される。

【0080】

【数8】

$$\begin{aligned} P_L &= 3E_L I_L + 3E_L I_{L7} \cos 6\omega_L t + E_L I_{L7} \cos 8\omega_L t \\ &\quad + E_L I_{L7} \cos 8(\omega_L t - 2\pi/3) + E_L I_{L7} \cos 8(\omega_L t + 2\pi/3) \\ &= 3E_L I_L + 3E_L I_{L7} \cos 6\omega_L t \quad \dots(8) \end{aligned}$$

30

【0081】

式 (8) は式 (4) と比較して、実効値 I_{L5} を実効値 I_{L7} で置換した形を呈している。つまり、負荷電流の高調波成分が5次であっても、7次であっても、電力 P_L の脈動項はインバータ4の出力周波数の6次成分として変動することが明らかとなった。

【0082】

かかる知見に鑑み、発明者は6次調波を以て電圧 V_u , V_v , V_w を補正するという全く新たな技術的思想に想到した。以下、具体的に説明する。

【0083】

電圧 V_u , V_v , V_w のそれぞれに対して個別に6次調波の補正を行い、式 (9) で表される値に設定する。

40

【0084】

【数 9】

$$\left. \begin{aligned} V_u &= \sqrt{2} [E_u - E_{u6} \cos 6\omega_L t] \cos \omega_L t \\ V_v &= \sqrt{2} [E_v - E_{v6} \cos 6\omega_L t] \cos(\omega_L t - 2\pi/3) \\ V_w &= \sqrt{2} [E_w - E_{w6} \cos 6\omega_L t] \cos(\omega_L t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots (9)$$

【0085】

10

式(5)の補正項は単に逆相の補正項を追加しているのに対し、式(9)では基本周波数の実効値を、6次調波成分を有する補正值で補正している。電圧 V_u を例に採れば、基本波成分の実効値 E_u に対して補正することにより、当該実効値は $(E_u - E_{u6} \cdot \cos 6\omega_L t)$ に修正されている。

【0086】

式(2)で表されたように、負荷電流 i_u , i_v , i_w の5次調波成分のみを考慮すると、電力 P_u は式(10)で表される。

【0087】

【数10】

20

$$P_u = E_u I_u (1 + \cos 2\omega_L t) - E_{u6} I_u (2 \cos 6\omega_L t + \cos 4\omega_L t + \cos 8\omega_L t) / 2 + E_u I_{u5} (\cos 6\omega_L t + \cos 4\omega_L t) - E_{u6} I_{u5} (1 + \cos 2\omega_L t + \cos 10\omega_L t + \cos 12\omega_L t) / 2 \dots (10)$$

【0088】

基本波成分の実効値 E_u は電圧指令生成部601で電圧指令 V_u^* を設定するときに決定され、負荷電流 i_u は電流センサでモニタリングすることが可能であるので、値 I_u , I_{u5} を知ることができる。そこで、電圧指令生成部601において、式(11)を満足させるように補正值の係数 E_{u6} を設定する。

【0089】

【数11】

30

$$E_{u6} I_u = E_u I_{u5} \dots (11)$$

【0090】

これにより式(10)の脈動項は $E_{u6} I_{u5} \cdot (1/2) \cdot (1 + \cos 12\omega_L t)$ となる。定常状態において実効値 I_{u5} , I_{v5} , I_{w5} はいずれも値 I_{L5} を採るので、係数 E_{u6} , E_{v6} , E_{w6} がいずれも値 E_{L6} を採る。よって消費電力の総和たる電力 P_L は、式(12)で表される。

【0091】

【数12】

40

$$P_L = 3E_L I_L - 3E_{L6} I_{L5} \cos^2 6\omega_L t \dots (12)$$

【0092】

式(12)における電力 P_L の脈動項の係数 E_{L6} , I_{L5} は、それぞれ6次調波成分、5次調波成分の大きさを示し、これらは基本波成分の実効値 E_L , I_L と比較して小さくなる。よって電圧に補償を行わない場合を示す式(4)の脈動項と比較すると、式(12)の脈動項は低減される。例えば負荷2に集中巻が採用されたモータを採用した場合、 I_{L5}/I_L は5%程度である。このとき、式(12)から E_{L6}/E_L も5%程度であり、脈動項は $3 \times 0.05 \times 0.05 = 0.075\%$ となり、その影響を無視することができる。

50

【0093】

このように、交流電圧 V_u , V_v , V_w を誘導性の負荷 2 に印加した場合に、負荷電流の奇数次調波成分に起因した有効電力の脈動を低減できる。

【0094】

しかも、式 (9) で示された補償を行うことにより、負荷電流に 5 次調波成分のみならず、7 次調波成分が含まれる場合であっても、脈動項を低減することができる。この利点について以下に説明する。

【0095】

負荷電流 i_u , i_v , i_w が 5 次調波成分と 7 次調波成分の両方を含むとき、負荷電流 i_u , i_v , i_w は、式 (13) で表される。

【0096】

【数 1 3】

$$\left. \begin{aligned} iu &= \sqrt{2}I_u \cos \omega_L t + \sqrt{2}I_{u5} \cos 5\omega_L t + \sqrt{2}I_{u7} \cos 7\omega_L t \\ iv &= \sqrt{2}I_v \cos(\omega_L t - 2\pi/3) + \sqrt{2}I_{v5} \cos 5(\omega_L t - 2\pi/3) + \sqrt{2}I_{v7} \cos 7(\omega_L t - 2\pi/3) \\ iw &= \sqrt{2}I_w \cos(\omega_L t + 2\pi/3) + \sqrt{2}I_{w5} \cos 5(\omega_L t + 2\pi/3) + \sqrt{2}I_{w7} \cos 7(\omega_L t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots (13)$$

10

20

30

40

【0097】

よって、式（9）で示された電圧 V_u を用いれば、電力 P_u は式（14）で表される。

【0098】

【数 1 4】

$$\begin{aligned} P_u &= E_u I_u (1 + \cos 2\omega_L t) - E_{u6} I_u (2\cos 6\omega_L t + \cos 4\omega_L t + \cos 8\omega_L t)/2 \\ &\quad + E_u I_{u5} (\cos 6\omega_L t + \cos 4\omega_L t) - E_{u6} I_{u5} (1 + \cos 2\omega_L t + \cos 10\omega_L t + \cos 12\omega_L t)/2 \quad \dots (14) \\ &\quad + E_u I_{u7} (\cos 6\omega_L t + \cos 8\omega_L t) - E_{u6} I_{u7} (1 + \cos 2\omega_L t + \cos 12\omega_L t + \cos 14\omega_L t)/2 \end{aligned}$$

50

【0099】

負荷電流 i_u は電流センサでモニタリングすることが可能であるので、値 I_u 、 I_{u5} 、 I_{u7} を知ることができる。そこで、電圧指令生成部601において、式(15)を満足させるように補正值の係数 E_{u6} を設定する。

【0100】

【数15】

$$E_{u6}I_u = E_u(I_{u5} + I_{u7}) \quad \dots (15)$$

【0101】

10

これにより式(14)の脈動項は $E_{u6}(I_{u5} + I_{u7}) \cdot (1/2) \cdot (1 + \cos 12\omega_L t)$ となる。定常状態において実効値 I_{u5} 、 I_{v5} 、 I_{w5} はいずれも値 I_{L5} を採り、実効値 I_{u7} 、 I_{v7} 、 I_{w7} はいずれも値 I_{L7} を採るので、係数 E_{u6} 、 E_{v6} 、 E_{w6} はいずれも値 E_{L6} を採る。よって消費電力の総和たる電力 P_L は、式(16)で表される。

【0102】

【数16】

$$P_L = 3E_L I_L - 3E_{L6}(I_{u5} + I_{u7}) \cos^2 6\omega_L t \quad \dots (16)$$

【0103】

20

式(16)における電力 P_L の脈動項の係数 E_{L6} 、 $(I_{L5} + I_{L7})$ は、それぞれ6次調波成分、5次成分高調波成分と7次調波成分の和の大きさを示し、これらは基本波成分の実効値 E_L 、 I_L と比較して小さくなる。よって式(12)と同様に、式(16)の脈動項も低減される。

【0104】

以上のことから、式(9)を採用して電圧指令を設定することにより、負荷電流が5次成分高調波を有する場合のみならず、さらに7次成分高調波をも有する場合にも電力の脈動項を低減することができる。

【0105】

式(9)の形から明白なように、電圧 V_u は、実効値を $(E_u - E_{u6} \cdot \cos 6\omega_L t)$ とし、 $\cos \omega_L t$ で変調した値を採用している。よって電圧指令生成部601における電圧制御率 K_s として $(K_{s1} - K_{s6} \cdot \cos 6\phi)$ を採用すれば、上記の電圧 V_u に対応する電圧指令 V_u^* が得られる。ここで $K_{s6}/K_{s1} = E_{u6}/E_u$ である。

30

【0106】

つまり式(9)に則っていえば、電圧制御率の交流成分の絶対値の直流成分に対する比 (K_{s6}/K_{s1}) は、負荷電流の基本波成分の絶対値に対する負荷電流の5次調波成分の絶対値の比 (I_{L5}/I_L) に等しい。また式(12)に則っていえば、電圧制御率の交流成分の絶対値の直流成分に対する比 (K_{s6}/K_{s1}) は、負荷電流の5次調波成分の絶対値と7次調波成分の絶対値との和の負荷電流の基本波成分の絶対値に対する比 $((I_{L5} + I_{L7})/I_L)$ と等しい。ただし、電圧制御率 K_s の最大値が1以下となるように、 $K_{s1} + K_{s6}$ は1以下に設定することが望ましい。

40

【0107】

つまり、インバータ4の電圧制御率 K_s は、直流成分 K_{s1} と、交流成分 $(-K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t))$ とを有しており、当該交流成分はインバータ4が出力する交流電圧 V_u 、 V_v 、 V_w の基本周波数 $(\phi/2\pi t)$ の6倍の周波数 $(6\phi/2\pi t)$ を有する。

【0108】

例えば、交流成分を有しない場合のインバータ4の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* としては、特許文献3や特許文献4に例示されるように、 60° 増加する毎に $\sqrt{3} \cdot K_s \cdot \sin(\theta - \pi/6) \rightarrow K_s \cdot \sin(\theta) \rightarrow K_s \cdot \sin(\theta - \pi/3) \rightarrow \sqrt{3} K_s \cdot \sin(\theta - \pi/6) \rightarrow K_s \cdot \sin(\theta) \rightarrow K_s \cdot \sin(\theta - \pi/3) \rightarrow \dots$ を繰り返して呈する波形(以下

50

「疑似台形波形」と称す)を採用することができる(但し位相 θ は各相同士で $2\pi/3$ ずれる)。特許文献4で説明されているように、かかる疑似台形波形を採用することにより、電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 、 Vw^* の振幅がキャリアCの振幅を越えずに出力できる電圧の基本波成分の最大値を大きくできる。

【0109】

また、これによりインバータ4で採用されるベクトルは下記のいずれかを繰り返して遷移する。即ち、(i) $V0 \rightarrow V4 \rightarrow V6 \rightarrow V7 \rightarrow V6 \rightarrow V4 \rightarrow \dots$ 、(ii) $V0 \rightarrow V2 \rightarrow V6 \rightarrow V7 \rightarrow V6 \rightarrow V2 \rightarrow \dots$ 、(iii) $V0 \rightarrow V2 \rightarrow V3 \rightarrow V7 \rightarrow V3 \rightarrow V2 \rightarrow \dots$ 、(iv) $V0 \rightarrow V1 \rightarrow V3 \rightarrow V7 \rightarrow V3 \rightarrow V1 \rightarrow \dots$ 、(v) $V0 \rightarrow V1 \rightarrow V5 \rightarrow V7 \rightarrow V5 \rightarrow V1 \rightarrow \dots$ 、(vi) $V0 \rightarrow V4 \rightarrow V5 \rightarrow V7 \rightarrow V5 \rightarrow V4 \rightarrow \dots$ である。

10

【0110】

上述のように、疑似台形波形を有する電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 、 Vw^* 同士の(つまり相間での)位相ずれは120度であるが、これは60度の整数倍である。よって電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 、 Vw^* としては、位相が60度増加する毎に異なる式で表される波形を呈することになる。換言すれば電圧制御率 Ks を、インバータ4が出力する電圧 Vu 、 Vv 、 Vw の位相 ϕ の60度区間毎に(つまり6つの遷移パターンが更新される毎に)、更新すればよい。しかも高調波成分の三相分を一括して補償することができる。通常、位相 ϕ は位相の指令値 ϕ^* と一致するように制御されるので、電圧指令生成部601は指令値 ϕ^* に基づいて電圧制御率 Ks を更新することができる。

【0111】

20

さらに、電圧制御率 Ks の交流成分は、交流電圧 Vu 、 Vv 、 Vw の6($=3 \times 2$)倍の周波数で変動する。よって相互に120度($=2\pi/3$)ずれた三相の疑似台形波形についても位相がずれることなく、電圧制御率 Ks の交流成分として同じ値を採用することができる($\cos 6(\phi \pm 2\pi/3) = \cos 6\phi$ であるため)。

【0112】

もちろん、交流電圧 Vu 、 Vv 、 Vw の振幅、位相、周波数のそれぞれの指令値 v^* 、 ϕ^* 、 f^* に基づいて、電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 、 Vw^* が生成される。上記の電圧制御率 Ks が交流成分を含む以外は公知の方法によって電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 、 Vw^* が生成される。

【0113】

30

図4は、 $Ks1 = 0.45$ 、 $Ks = 0.65$ とした場合の電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 、 Vw^* を示すグラフである。位相 ϕ が0~60度の区間において、 $Vu^* = Ks \cdot \sin(\phi + \pi/3)$ 、 $Vv^* = \sqrt{3} \cdot Ks \cdot \sin(\phi - \pi/6)$ 、 $Vw^* = -Ks \cdot \sin(\phi + \pi/3)$ を採用している。

【0114】

図4において、図3で示されたグラフに対応する位相角における期間 τ_0 、 τ_4 、 τ_6 、 τ_7 を、キャリアCの周期 T_0 に対する比で示した。図3をも参照して、キャリアCは-1~1の間を遷移する三角波であって時間経過と電圧変化とは線形の関係にあるので、信号波同士の大きさの差、若しくはキャリアCの最大値1、最小値-1との差は、ベクトルが発生する期間に比例する。

40

【0115】

ここではベクトルが遷移するパターンは上述の(i)のパターンであるので、キャリアCの一周期中にはベクトル V_4 、 V_6 が二回発生し、図4ではこれらのベクトルが発生する期間はそれぞれ $2\tau_4/T_0$ 、 $2\tau_6/T_0$ として示されている。

【0116】

キャリアCが信号波の最大相の値乃至キャリアC自身の最大値1を採る場合、ベクトル V_0 が採用される。またキャリアCが信号波の最小相の値乃至キャリアC自身の最小値-1を採る場合、ベクトル V_7 が採用される。またキャリアCが信号波の最大相と中間相の間の値、あるいは信号波の最小相と中間相の間の値を採る場合、ベクトルが遷移するパターン(i)~(vi)に応じて異なるベクトルが採用される。図4にはこのようにして採

50

用されるベクトルを記号 S_x （添字 x はベクトル V_x の添字と一致）として追記している。

【0117】

図5及び図7はいずれも、整流電圧 V_{dc} 、R相電圧 V_r 、R相の線電流 I_r 、U相の負荷電流 i_u を示すグラフである。図6及び図8はいずれも、線電流 I_r のスペクトラムを示す。図5及び図6は電圧制御率 K_s が直流成分 K_{s1} のみを有する場合を、図7及び図8は電圧制御率 K_s が直流成分 K_{s1} のみならず交流成分（ $-K_{s6} \cdot \cos 6\phi$ ）をも有する場合を、それぞれ示している。

【0118】

スペクトラムで低次側にピークを呈する周波数 f_0 は入力側の電圧 V_r の周波数を示す。ここでは $f_0 = 50$ (Hz)を採用した。スペクトラムで $1 \sim 1.2$ kHzにおいてピークを呈する周波数 f_2 、 f_3 は、後述する理由により、出力側の電圧 V_u の周波数 f_1 を導入してそれぞれ周波数 $6 \cdot f_1 - f_0$ 、 $6 \cdot f_1 + f_0$ に等しい。ここでは、 $f_1 = 180$ (Hz)であり、 $f_2 = 1030$ (Hz)、 $f_3 = 1130$ Hzとなる。

【0119】

式(4)、(8)を用いて説明したように、発明者の知見により、電力 P_L の脈動項は、負荷電流の5次調波成分及び7次調波成分のいずれに起因する場合であっても、出力周波数 $\omega_L / 2\pi$ の6倍の周波数で脈動する。よって整流電圧 V_{dc} を一定に制御したときですら直流リンクを流れる電流は $\cos 6\omega_L t$ で変動する。ところで、コンバータ3として電流形変換器を用いるときには各相の通流比を考慮して、直流リンクを流れる電流を正弦波で変調することにより、入力電流を正弦波にすることができる（例えば非特許文献1や特許文献3参照）。具体的には電圧 V_r 、 V_s 、 V_t の角周波数 ω_s を導入して $\cos \omega_s t$ で変調する。このために入力電流 I_r は $\cos \omega_s t \cdot \cos 6\omega_L t$ で脈動することになる。この脈動成分については、 $\cos \omega_s t \cdot \cos 6\omega_L t = \cos \omega_s t \cdot \cos 6\omega_L t = (1/2) (\cos(6\omega_L t - \omega_s t) + \cos(6\omega_L t + \omega_s t))$ と表される。よって上述のように、周波数 $6 \cdot f_1 - f_0$ 、 $6 \cdot f_1 + f_0$ においてスペクトラムにピークが発生するのである。

【0120】

整流電圧 V_{dc} の脈動があるとしても、図8に示された場合の方が、図6に示された場合と比較して負荷電流の5次調波成分及び／又は7次調波成分に起因したスペクトラムのピークは低減している。よって電力 P_L の脈動項を低減することにより、電源高調波が抑制されることが視認される。

【0121】

もちろん本実施の形態は、コンバータ3として電流形変換器を用いるときに直流リンクを流れる電流を正弦波で変調する場合には限られない。式(1)(2)で示すように、本実施の形態は負荷電流の高調波に基づいた電力の脈動について考察しており、負荷側での電圧 V_u 、 V_v 、 V_w や電流 i_u 、 i_v 、 i_w に基づいて、望ましい制御方法を提案しているからである。換言すればコンバータ3の転流の影響は電圧 V_u 、 V_v 、 V_w や電流 i_u 、 i_v 、 i_w に組み込まれていると言える。

【0122】

また、電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が疑似台形波形を有する場合に限定されない。電圧制御率 K_s が直流成分 K_{s1} と交流成分（ $K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t)$ ）とを有するのであれば、他の波形を有していても、既に数式を用いて説明した効果を得ることができる。

【0123】

また、本実施の形態を適用する主回路方式は図1に例示された直流リンクが設けられた場合限定されない。即ち、特許文献5や非特許文献3で紹介された仮想直流リンク方式の直接形交流電力変換器に適用されてもよい。

【0124】

図10は本実施の形態が適用される他の直接形電力変換器の構成を示す回路図である。ここでは直接形電力変換器としてダイレクトマトリックスコンバータMCVが例示される。

10

20

30

40

50

【0125】

ダイレクトマトリックスコンバータMCVは、入力端Pr, Ps, Ptと、出力端Pu, Pv, Pwとを備えている。入力端Pr, Ps, Ptにはそれぞれ交流電圧Vr, Vs, Vtが入力され、出力端Pu, Pv, Pwからはそれぞれ三相交流出力電圧Vu, Vv, Vwが出力される。

【0126】

ダイレクトマトリックスコンバータMCVは、スイッチング素子Sur, Sus, Sut, Svr, Svs, Svt, Swr, Sws, Swtを備えている。3つのスイッチング素子Sur, Sus, Sutは、入力端Pr, Ps, Ptの各々と出力端Puとの間に接続されている。3つのスイッチング素子Svr, Svs, Svtは、入力端Pr, Ps, Ptの各々と出力端Pvとの間に接続されている。3つのスイッチング素子Swr, Sws, Swtは、入力端Pr, Ps, Ptの各々と出力端Pwとの間に接続されている。

【0127】

ダイレクトマトリックスコンバータMCVに対して本実施の形態の形態にかかる制御方法を適用する場合、仮想AC/DC/AC制御が採用される。この仮想AC/DC/AC制御では、例えば、図1に示すコンバータ3、インバータ4を仮想する。両者を繋ぐ仮想的な直流リンクとして一対の直流電源線L1, L2が想定できる。つまり、ダイレクトマトリックスコンバータMCVに対して採用される仮想AC/DC/AC制御では、交流電圧Vr, Vs, Vtを仮想的に整流して仮想的な整流電圧Vdcを得る仮想整流回路としてコンバータ3が、仮想的な整流電圧Vdcから交流電圧Vu, Vv, Vwを得る仮想電圧形インバータとしてインバータ4が、それぞれ想定される。そして既に説明された事項と同様にして、仮想電圧形インバータの電圧制御率Ksに、直流成分Ks1と、交流電圧Vu, Vv, Vwの基本周波数 $\phi/2\pi t$ の6倍の周波数 $6\phi/2\pi t$ の交流成分 $Ks6 \cdot \cos(6\omega_L t)$ を含ませるべく、ゲート信号Sup*, Svp*, Swp*, Sun*, Svn*, Swn*を生成する。これらのゲート信号の生成方法は記述の通りであり、仮想電圧インバータとしてのインバータ4の動作を制御する。

【0128】

仮想整流回路としてのコンバータ3のスイッチングについても、実際のコンバータ3のスイッチングと同様に、例えば非特許文献1や特許文献3を参照して、スイッチング素子Srp, Ssp, Stp, Srn, Ssn, Stnの導通/非導通を制御するゲート信号Srp*, Ssp*, Stp*, Srn*, Ssn*, Stn*を得る。

【0129】

図11はダイレクトマトリックスコンバータを制御する信号を生成する回路のブロック図である。当該回路は、図2で示されたインバータ制御6に対して、コンバータ制御部5を追加した構成を有している。コンバータ制御部5は台形波状電圧指令信号生成部51と、比較部52と、キャリア発生部55と、電流形ゲート論理変換部53とを有している。

【0130】

台形波状電圧指令信号生成部51は電源同期信号 θ_r に基づいて台形波状電圧指令信号Vr*, Vs*, Vt*を生成し、キャリア発生部55はキャリアC1を生成する。比較部52において台形波状電圧指令信号Vr*, Vs*, Vt*とキャリアC1とが比較される。この比較結果が電流形ゲート論理変換部53によって変換され、ゲート信号Srp*, Ssp*, Stp*, Srn*, Ssn*, Stn*が得られる。

【0131】

電流形ゲート論理変換部53による変換が必要となるのは、コンバータ3が電流形であるところ、比較器52に与えられる指令信号は電圧指令信号であることに依る。しかしその詳細は、本実施の形態の制御方法に直接は関係せず、また非特許文献1や特許文献3等によって周知の技法であるので、ここでは割愛する。

【0132】

ゲート論理合成部56は、ゲート信号Srp*, Ssp*, Stp*, Srn*, Ssn*, Stn*, Sup*, Svp*, Swp*, Sun*, Svn*, Swn*から次の式により

行列変換して、直接形変換部MCVのスイッチ信号として出力する。

【0133】

【数17】

$$\begin{bmatrix} S13 & S23 & S33 \\ S12 & S22 & S32 \\ S11 & S21 & S31 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Sup^* & Sun^* \\ Svp^* & Svn^* \\ Swp^* & Swn^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Srp^* & Ssp^* & Stp^* \\ Srn^* & Ssn^* & Stn^* \end{bmatrix} \quad \dots(17)$$

10

【0134】

スイッチ信号S11, S12, S13, S21, S22, S23, S31, S32, S33は、それぞれスイッチ素子Sur, Sus, Sut, Svr, Svs, Svt, Swr, Sws, Swtについてのスイッチ信号である。かかる行列変換が妥当であることは、既に特許文献5や非特許文献3から周知である。

【0135】

また特許文献6で紹介されたように、非常に小さなコンデンサが用いられる変換回路に適用してもよい。あるいは直流リンクへ出力するコンバータ3の入力側が単相入力であっても多相入力であってもかまわない。

【符号の説明】

20

【0136】

2 負荷

3 コンバータ

4 インバータ

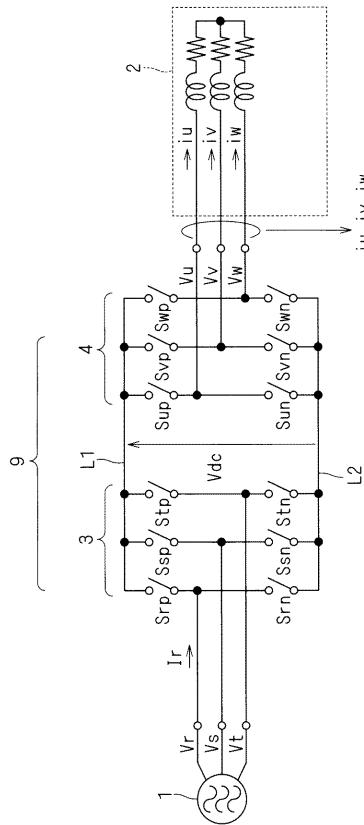
9 直接形交流電力変換器

Vr, Vs, Vt, Vu, Vv, Vw 交流電圧

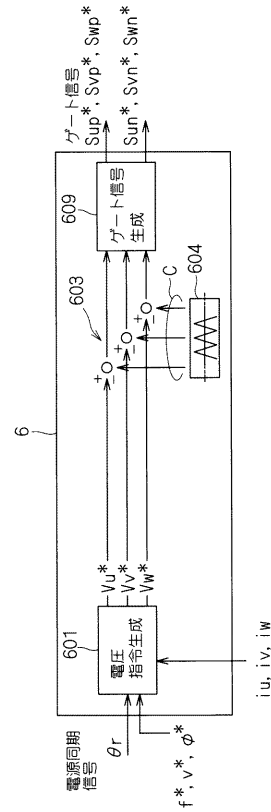
C キャリア

Vu*, Vv*, Vw* 電圧指令

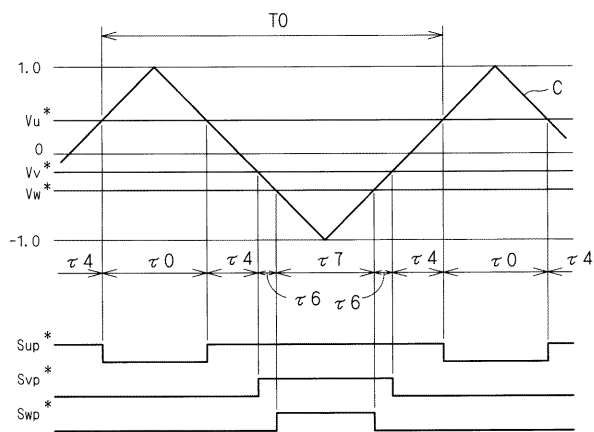
【図 1】



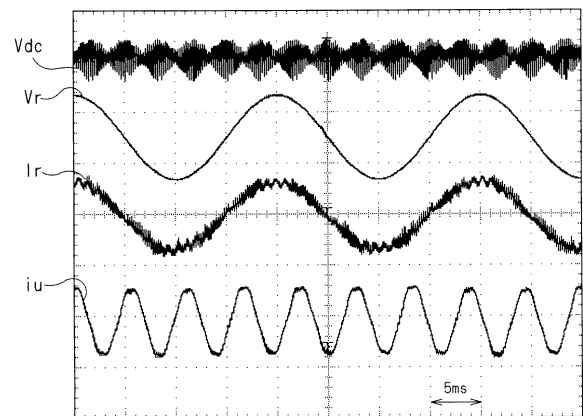
【図 2】



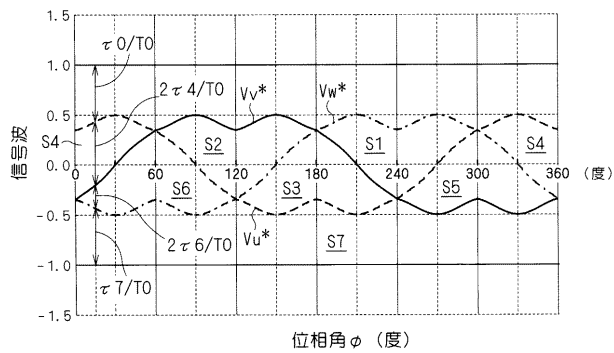
【図 3】



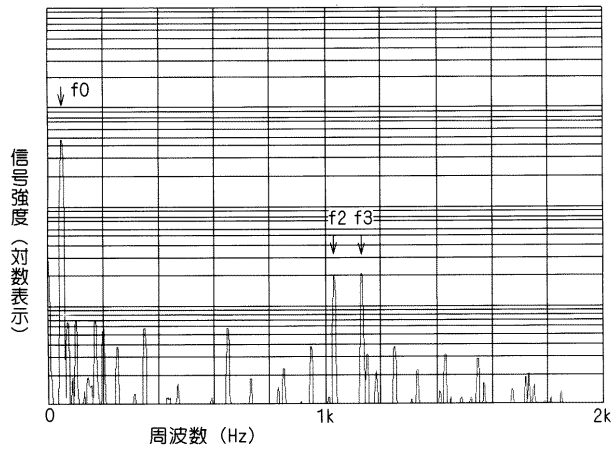
【図 5】



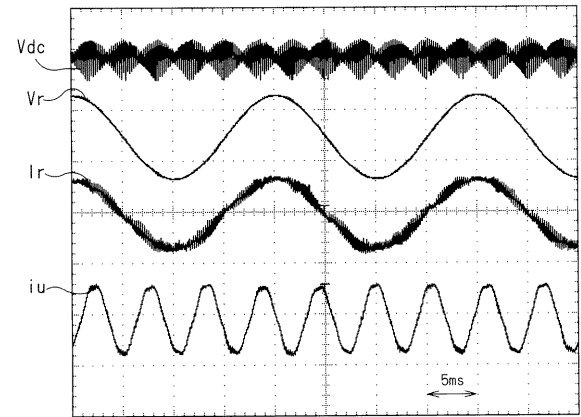
【図 4】



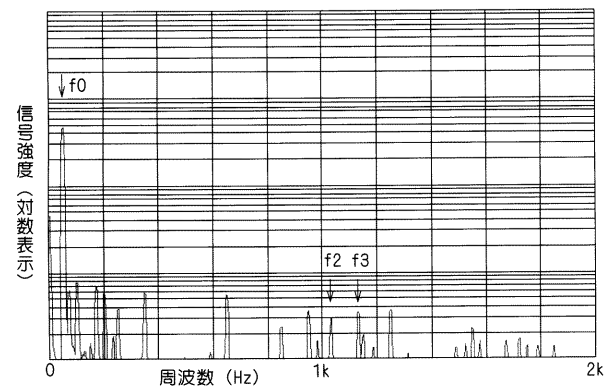
【図 6】



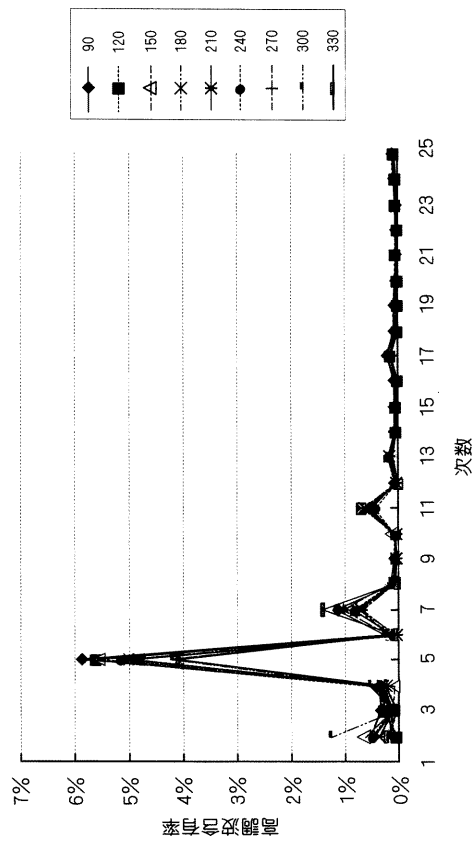
【図 7】



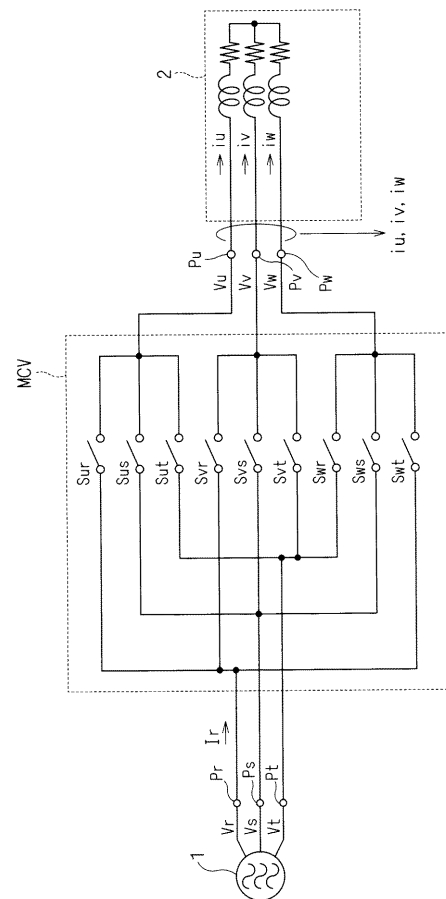
【図 8】



【図 9】



【図 10】



【図 11】

