

(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2012-143156

(P2012-143156A)

(43) 公開日 平成24年7月26日(2012.7.26)

(51) Int.Cl.
H02M 7/12 (2006.01)

F I
H02M 7/12

テーマコード(参考)
5H006

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2012-104127 (P2012-104127)
(22) 出願日 平成24年4月27日(2012.4.27)
(62) 分割の表示 特願2010-108390 (P2010-108390)
の分割
原出願日 平成16年8月24日(2004.8.24)

(71) 出願人 000003078
株式会社東芝
東京都港区芝浦一丁目1番1号
(74) 代理人 100149803
弁理士 藤原 康高
(74) 代理人 100136766
弁理士 丸山 亮司
(74) 代理人 100141911
弁理士 栗原 譲
(72) 発明者 林 敏
東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝
府中事業所内
(72) 発明者 結城 和明
東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝
府中事業所内

最終頁に続く

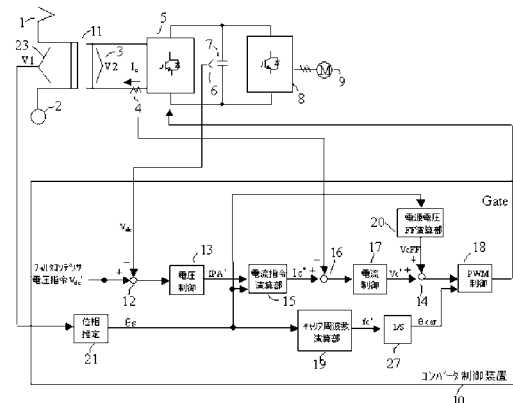
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】本発明の目的は、直流偏磁や損失増加を防止することが出来、低騒音化性能を向上することが出来る電力変換装置を提供することである。

【解決手段】交流を直流に変換するコンバータと、キャリア周波数を演算するキャリア周波数演算部と、キャリア周波数から演算された三角波キャリアと変調波の比較により前記コンバータをパルス幅変調制御を行うPWM制御部とを有し、前記キャリア周波数演算部は、電源電圧の絶対値に基づいて連続的に変化するキャリア周波数を演算すること特徴とする電力変換装置。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電気車に搭載され交流を直流に変換するコンバータと、
キャリア周波数を演算するキャリア周波数演算部と、
キャリア周波数から演算された三角波キャリアと変調波の比較により前記コンバータをパルス幅変調制御を行うPWM制御部とを有し、
前記キャリア周波数演算部は、前記コンバータの交流側の電圧の状態に応じて、キャリア周波数のパターンを変更する手段を有することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

交流を直流に変換するコンバータと、
キャリア周波数を演算するキャリア周波数演算部と、
キャリア周波数から演算された三角波キャリアと変調波の比較により前記コンバータをパルス幅変調制御を行うPWM制御部とを有し、
前記キャリア周波数演算部は、前記コンバータの交流入力側の電圧の周期毎にキャリア周波数のパターンを変化させることを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 3】

前記請求項 2 記載のコンバータ制御装置において、
前記キャリア周波数演算部が複数ある場合には、全ての前記キャリア周波数演算部は、同一のキャリア周波数のパターンを使用することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 4】

交流を直流に変換するコンバータと、
キャリア周波数を演算するキャリア周波数演算部と、
キャリア周波数から演算された三角波キャリアと変調波の比較により前記コンバータをパルス幅変調制御を行うPWM制御部とを有し、
前記キャリア周波数演算部は、前記コンバータの交流側の電圧に基づき、前記コンバータの交流側の電圧の絶対値が高い時に低いキャリア周波数を設定し、前記コンバータの交流側の電圧の絶対値が低い時に高いキャリア周波数を演算することを特徴とする電力変換装置。

20

【請求項 5】

交流を直流に変換するコンバータと、
キャリア周波数を演算するキャリア周波数演算部と、
キャリア周波数から演算された三角波キャリアと変調波の比較により前記コンバータをパルス幅変調制御を行うPWM制御部とを有し、
キャリア周波数演算部は、不規則に連続して変化するキャリア周波数を演算することを特徴とする電力変換装置。

30

【請求項 6】

前記請求項 5 記載の前記キャリア周波数演算部は、任意の時刻におけるキャリア位相と、
前記任意の時刻から電源電圧 1 周期経過した時刻におけるキャリア位相とが等しくなるように、キャリア周波数を演算することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 7】

電気車に搭載され交流を直流に変換するコンバータと、
キャリア周波数を演算するキャリア周波数演算部と、
キャリア周波数から演算された三角波キャリアと変調波の比較により前記コンバータをパルス幅変調制御を行うPWM制御部とを有し、
前記キャリア周波数演算部は、電気車の運転状態に応じて、キャリア周波数のパターンを変更する手段を有することを特徴とする電力変換装置。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電力変換装置に関する。

50

【背景技術】

【0002】

従来の交流電車システムでは、架線にかかる単相交流電力を、コンバータ5によって、直流電力に変換し、インバータおよびその負荷である主電動機に電力の供給を行っている。

【0003】

コンバータ5の制御法としては、一定周波数の三角波キャリアと変調波の比較により、パルス幅変調制御を行うPWM制御法が広く適用されている。特に、交流電車システムでは、コンバータ5から架線へと流出する電流高調波の制約上（信号系の制御を行う軌道回路があり、電源周波数の整数倍（同期）の成分は許容できるが、非整数倍（非同期）の成分は許容値が小さいという制約）、電源周波数に同期した（電源周波数の整数倍）周波数となるような一定のキャリア周波数が選択されてきた。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開平08-116674号公報

【特許文献2】特開平09-140165号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、従来の交流電車システムにおいてコンバータ5は、電源周波数に同期した周波数となるような一定のキャリア周波数を選択する必要があったので、特定周波数の高調波成分が2次電流に重畳し、主変圧器から騒音が発生していた。特に、定周波数であるため、キーンというピュアトーンとして聞こえ、非常に耳障であり、不快な印象を与えている。

20

【0006】

特許文献1には、キャリア周波数を2つの値に設定し、低騒音化の効果もあるコンバータ5制御装置が記載されている（目的は低損失化である）。しかし、近年低騒音化への要望が強く、更に低騒音化することが出来るコンバータ制御装置が望まれている。

【0007】

また、特許文献2には、コンバータ5の低騒音化を図りながら、偏磁やビート電流等の問題を生じない技術について記載されている。しかしながら、騒音を低減し、交流電車システムに適合するキャリア周波数の設定について、具体的な記述はない。

30

【0008】

そこで、本発明の目的は、直流偏磁や損失増加を防止することが出来、低騒音化性能を向上することが出来る電力変換装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記課題は、電気車に搭載され交流を直流に変換するコンバータと、キャリア周波数を演算するキャリア周波数演算部と、キャリア周波数から演算された三角波キャリアと変調波の比較により前記コンバータをパルス幅変調制御を行うPWM制御部とを有し、前記キャリア周波数演算部は、前記コンバータの交流側の電圧の状態に応じて、キャリア周波数のパターンを変更する手段を有することによって達成することが出来る。

40

【0010】

上記課題は、交流を直流に変換するコンバータと、キャリア周波数を演算するキャリア周波数演算部と、キャリア周波数から演算された三角波キャリアと変調波の比較により前記コンバータをパルス幅変調制御を行うPWM制御部とを有し、前記キャリア周波数演算部は、前記コンバータの交流側の電圧に基づき、前記コンバータの交流側の電圧の絶対値が高い時に低いキャリア周波数を設定し、前記コンバータの交流側の電圧の絶対値が低い時に高いキャリア周波数を演算することによって達成することが出来る。

【0011】

50

上記課題は、交流を直流に変換するコンバータと、キャリア周波数を演算するキャリア周波数演算部と、キャリア周波数から演算された三角波キャリアと変調波の比較により前記コンバータをパルス幅変調制御を行うPWM制御部とを有し、キャリア周波数演算部は、不規則に連続して変化するキャリア周波数を演算することによって達成することが出来る。

【0012】

上記課題は、電気車に搭載され交流を直流に変換するコンバータと、キャリア周波数を演算するキャリア周波数演算部と、キャリア周波数から演算された三角波キャリアと変調波の比較により前記コンバータをパルス幅変調制御を行うPWM制御部とを有し、前記キャリア周波数演算部は、電気車の運転状態に応じて、キャリア周波数のパターンを変更する手段を有することによって達成することが出来る。

10

【発明の効果】

【0013】

本発明により、直流偏磁や損失増加を防止することが出来、低騒音化性能を向上することが出来る電力変換装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0014】

【図1】本発明に基づく第1の実施の形態の電力変換装置のブロック図である。

【図2】本発明に基づく第1の実施の形態の電力変換装置のキャリア周波数演算部19の構成図である。

20

【図3】本発明に基づく第1の実施の形態の電力変換装置のキャリア周波数演算部によるキャリア周波数の演算パターン図である。

【図4】従来の電力変換装置のシュミレーション結果である。

【図5】(a)本発明に基づく第1の実施の形態の電力変換装置のシュミレーション結果である。(b)特許文献1に記載の電力変換装置のシュミレーション結果である。

【図6】本発明に基づく第2の実施の形態の電力変換装置のキャリア周波数演算部によるキャリア周波数の演算パターン図である。

【図7】本発明に基づく第3の実施の形態の電力変換装置のキャリア周波数演算部によるキャリア周波数の演算パターン図である。

30

【図8】本発明に基づく第3の実施の形態の電力変換装置のシュミレーション結果である。

【図9】本発明に基づく第4の実施の形態の電力変換装置のキャリア周波数演算部のブロック図である。

【図10】電源電圧V1と周期カウンタNTとの一例を示した関係図である。

【図11】本発明に基づく第5の実施の形態の電力変換装置のブロック図である。

【図12】本発明に基づく第5の実施の形態の電力変換装置のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0015】

(第1の実施の形態)

本発明に基づく第1の実施の形態の電力変換装置について、図を参照し詳細に説明する。

40

【0016】

図1は、本発明に基づく第1の実施の形態のコンバータ制御装置のブロック図である。

【0017】

本発明に基づく第1の実施の形態の電力変換装置を搭載した電車システムにおいて、パンタグラフ1は、主変圧器11と接続される。主変圧器11は、コンバータ5の交流側と接続され、更に、コンバータ5の直流側には、平滑のためのフィルタコンデンサ7と主電動機9を駆動するVVVFインバータ8が接続されている。ここで、コンバータ5の負荷は、インバータ8および主電動機9である。コンバータ5を制御するコンバータ制御装置10は、電圧検出器6によって検出されたフィルタコンデンサ7の電圧Vdcが所定値となるように、交流出力電圧指令Vc*を演算し、コンバータ5を制御するものである。

50

【 0 0 1 8 】

コンバータ制御装置 10 への入力は、電流検出器 4 によって検出されたコンバータ 5 の交流側の電流である出力電流 I_c 、交流側の電圧である出力電圧 V_c と、フィルタコンデンサ 7 の電圧 V_{dc} である。

【 0 0 1 9 】

コンバータ制御装置 10 に設けられた、電圧制御部 13 には、減算器 12 の出力であるフィルタコンデンサ 7 の電圧 V_{dc} とその目標値である直流電圧指令 V_{dc}^* との差電圧が入力され、その偏差が零になるように、コンバータ 5 の有効電流の振幅指令値 I_{PA}^* を、例えば、数 1 のように演算する。

【 数 1 】

10

$$I_{PA}^* = (K_{pdc} + K_{idc}/s) \times (V_{dc}^* - V_{dc})$$

【 0 0 2 0 】

ただし、 K_{pdc} 、 K_{idc} は直流電圧制御の比例ゲイン、積分ゲインである。 S はラプラス演算子である。

【 0 0 2 1 】

位相推定部 21 では、電圧検出器 23 によって検出された架線電圧 V_1 に基づき、周知である単相 PLL 技術により、電源電圧の位相 θ_s を算出する。本実施の形態のコンバータ制御装置では、 θ_s の零点は、電源電圧が負から正になるゼロクロス点であると定義する。

20

【 0 0 2 2 】

電流指令演算部 15 には、有効電流振幅指令 I_{PA}^* と、電源電圧位相 θ_s が入力され、数 2 のようにコンバータ出力電流指令 I_c^* を算出する。ただし、ここではパンタ点での力率=1 を仮定している。

【 数 2 】

$$I_c^* = I_{PA}^* \times \sin(\theta_s)$$

30

【 0 0 2 3 】

電流制御部 17 では、コンバータ 5 の出力電流指令 I_c^* に、電流検出器 4 によって検出された出力電流 I_c が一致するように、数 3 のように出力電圧指令 V_c^* を算出する。

【 数 3 】

$$V_c^* = K_p \times (I_c^* - I_c)$$

40

【 0 0 2 4 】

ただし、 K_p は比例ゲインである。

【 0 0 2 5 】

キャリア周波数演算部 19 は、電源電圧の位相 θ_s に基づき、キャリア周波数 f_c^* を演算する。積分器 27 は、キャリア周波数演算部 19 により演算されたキャリア周波数 f_c^* に基づき、キャリアの位相 θ_{car} を算出する。

【 0 0 2 6 】

PWM 制御 18 では、キャリア位相 θ_{car} に基づき、三角波キャリアを発生し、コンバータ 5 の出力電圧指令値 V_c に一致した出力電圧が得られるように、コンバータへのゲ

50

トを三角波比較PWM制御により生成する。この三角波比較PWM制御は、周知の技術であるため、詳細な説明は省略する。

【0027】

このように構成されたコンバータ制御装置は、直流電圧 V_{dc} がその目標値 V_{dc}^* となるように、コンバータ5の出力電流指令 I_{c}^* を制御するとともに、出力電流指令 I_{c}^* に、出力電流 I_c が一致するように、コンバータ5の出力電圧指令 V_{c}^* を制御する。

【0028】

次に、キャリア周波数演算部19について、図を参照し詳細に説明する。図2はキャリア周波数演算部19の構成図である。

【0029】

10

キャリア周波数演算部19は、キャリアカウント演算部25とキャリア周波数パターンテーブル24から構成されている。キャリアカウント演算部25は、位相推定部21により算出された電源電圧の位相 θ_s を所定の領域に分割し、その領域を識別するためのキャリアカウント N を生成し出力する。例えば、電源1周期を30個の領域に、電源位相が等分されるように分割するとすれば、数4のようにキャリアカウント N を算出できる。

【数4】

$$N_T = \text{floor}(\theta_s[\text{deg}] / (360[\text{deg}] / 30))$$

【0030】

20

ここに、 $\text{floor}()$ は、小数以下を切り捨て整数化する関数とする。また、電源電圧 θ_s は、 $0[\text{deg}]$ 以上 $360[\text{deg}]$ 未満の領域に存在するものとする。

【0031】

キャリア周波数パターンテーブル24には、キャリアカウント N に対応するキャリア周波数が格納されている。キャリアパターンテーブル24は、キャリアカウント演算部25で生成されたキャリアカウント N に対応するキャリア周波数データを、その時点でのキャリア周波数 f_{c}^* として出力するものである。

【0032】

このように構成されたコンバータ制御装置は、予め電源電圧の位相 θ_s およびそれに準ずる値（本実施例ではキャリアカウントと称している）に対するキャリア周波数 f_{c}^* を予め計算し、テーブルに格納しておき、実運転中はその都度参照するという形態をとっている。

30

【0033】

本発明に基づく第1の実施の形態の電力変換装置において、キャリア周波数は、図3に示すように、電源電圧絶対値の大きさに従って、連続的に変化することを特徴としている。

【0034】

本実施の形態のキャリア周波数演算部19は、電源電圧の絶対値の大きさに応じて、電源電圧絶対値が高いときに、キャリア周波数を高く、電源電圧の絶対値が低いときに、キャリア周波数を低く、連続的に変化するキャリア周波数が設定される。騒音は電流高調波が要因であるが、電流高調波が大きく生じるのは、電源電圧の絶対値が大きい領域であり、逆に電源電圧の絶対値が小さい領域では、電流高調波は比較的小さな値となる。よって、電源電圧の絶対値が大きい領域付近でキャリア周波数を高く、すなわち、スイッチング周波数を上げることにより、コンバータ出力電流の電流高調波の大きさを低減する効果が期待できる。また、特許文献1とは異なり、複数のキャリア周波数が混在するように、すなわち、連続的に変化するキャリア周波数を設定することにより、電流高調波の分散効果を更に高めることができる。この上記2つの相乗効果により、顕著な低騒音化の効果が期待できる。

40

【0035】

このように構成された電力変換装置のキャリア周波数演算部19は、電源電圧が正の区

50

間 (0 d e g <= θ s < 1 8 0 d e g) と負の区間 (1 8 0 d e g <= θ s < 3 6 0 d e g) で、同一のキャリア周波数パターンを設定する。また、キャリア周波数演算部 1 9 は、電源電圧の 1 周期の区間に、キャリア周波数 f_c^* を積分したもの (厳密には、 $f_c^* \times 2 \pi$ [r a d / s] に換算したものの積分である) は 360 [d e g] の整数倍に等しいという条件 (式 5) を満たすように、キャリア周波数 f_c^* [H z] を設定している。

【数 5】

$$2\pi \cdot n = \int_{t_0}^{t_0+T} 2\pi \cdot f_c^* dt$$

10

【0036】

ただし、 n は正の整数、 T は電源電圧の周期 [s e c]、 t_0 は任意の時刻 [s e c] である。 t_0 は任意であるので、例えば、電源電圧がゼロクロスする時刻 [s e c] として考えてもよい。

20

【0037】

数 5 に基づき演算されたキャリア周波数の位相は、任意の一周期期間で初期値に戻る。

【0038】

例えば、電源電圧のゼロクロスでキャリア位相 α [d e g] であったものは、電源電圧が再度ゼロクロスする時点でもキャリア位相が α [d e g] であることを意味するものである。

【0039】

これは、すなわち、キャリア位相が電源電圧 1 周期間で不規則に変化するものの、1 周期間をみると、電源電圧に同期がとれていることになる。よって、コンバータ 5 の出力電流に含まれる電流高調波成分の非同期成分を増加させない効果がある。

【0040】

30

交流電車システムでは、信号系の制御のため、コンバータ 5 から架線へと流出する電流高調波の中で、電源電圧の非同期成分について許容値が小さく設定されている。電源電圧と同期しないキャリア周波数パターンを使用すると、電流高調波成分の非同期成分が増加し、信号系に悪影響を与える恐れがある。よって、キャリア周波数パターンを、電源電圧と同期したものに設定することにより、電流高調波の非同期成分の増加を抑制、信号制御系に影響を与えない効果がある。(尚、特許文献 1 では、電源電圧に同期してキャリア周波数を切り替えることは明記されているが、そのキャリア周波数を積分したキャリア位相がどのようにあるべきか、言及していない。本実施の形態のコンバータ制御装置は、キャリア位相が 1 周期毎に連続であるように、すなわち、同期するように、キャリア周波数を設定することで、電流高調波の非同期成分の増加を抑制できるという効果を奏するものである)

40

また本実施の形態の電力変換装置において、キャリア周波数は、電源電圧の正の半周期と負の半周期とで、同一のキャリア周波数パターンを用いているので、コンバータ 5 の出力電圧の正負非対称を抑制することが可能である。コンバータ 5 の U 相と V 相の回路特性 (半導体特性など含めて) には微小な個体差がある。電源電圧の正の半周期と負の半周期について、異なるキャリア周波数を使用すると、この個体差による非対称性から交流側に直流成分を生じる恐れがある。この直流電圧により主変圧器が偏磁し、騒音・振動を引き起こし、あるいは、過電流による保護停止することが懸念される。よって、キャリア周波数パターンを、電源電圧の正の半周期と負の半周期間を同一に設定することにより、出力電圧の非対称性を抑制し、主変圧器の偏磁を抑制する効果が期待できる。

50

【 0 0 4 1 】

シミュレーションによって、コンバータ 5 の出力電流の高調波が分散される様子を確認した。図 4 に従来の一一定キャリア周波数の場合の解析結果を示す。図 5 (a) は連続的に変化するキャリア周波数の場合のもので、図 5 (b) の公知技術である低いキャリア周波数と高いキャリア周波数との 2 周波切換方式のコンバータものである。図 5 (a) が最もよく、出力電流の高調波成分を分散していることが分かる。

【 0 0 4 2 】

このように構成することで、電源電圧の位相 θ_s に応じてキャリア周波数が変化する。

【 0 0 4 3 】

このため、コンバータ 5 の出力電流のリブルの周波数スペクトルが分散され、主変圧器より生じていた耳障りなピュアトーン（特定周波数成分をもつ音）を抑制し、低騒音化を図ることができる。

10

【 0 0 4 4 】

このように構成された電力変換装置は、直流偏磁や損失増加を防止することが出来、低騒音化性能を向上することが出来る。

【 0 0 4 5 】

尚、本実施の形態の電力変換装置では、キャリア周波数パターンテーブルに基づいて、キャリア周波数 f_{c*} を出力と記載されているが、キャリア周波数 f_{c*} は、本実施例のようにキャリア周波数パターンテーブルを参照しても、或は直接演算しても同様な作用効果が得られるのでどちらか一方に限定はしない。

20

【 0 0 4 6 】

（第 2 の実施の形態）

本発明に基づく第 2 の実施の形態の電力変換装置について、図を参照し詳細に説明する。図 6 は、本発明に基づく第 2 の実施の形態の電力変換装置のキャリア周波数演算部によるキャリア周波数の演算パターン図である。尚、図 1 乃至図 5 に記載したものと構造上同一のものについては、同符号を付して説明を省略する。

【 0 0 4 7 】

本発明に基づく第 2 の実施の形態の電力変換装置のキャリア周波数演算部 19 は、電源電圧の絶対値が大きいとき、すなわち、電源位相が 90 deg ,あるいは、 270 deg 付近にて、低いキャリア周波数を設定し、電源電圧の絶対値が小さい領域、すなわち、電源位相が 0 deg ,あるいは、 180 deg 付近にて、高いキャリア周波数を設定している。

30

【 0 0 4 8 】

このように構成された電力変換装置のキャリア周波数演算部 19 は、電源電圧が正の区間 ($0 \text{ deg} \leq \theta_s < 180 \text{ deg}$) と負の区間 ($180 \text{ deg} \leq \theta_s < 360 \text{ deg}$) で、同一のキャリア周波数パターンを設定する。また、キャリア周波数演算部 19 は、電源電圧の 1 周期の区間に、キャリア周波数 f_{c*} を積分したもの（厳密には、 $f_{c*} \times 2\pi [\text{rad/s}]$ に換算したものの積分である）は $360 [\text{deg}]$ の整数倍に等しいという条件を満たすように、キャリア周波数 $f_{c*} [\text{Hz}]$ を設定している（（式 5）参照）。

【 0 0 4 9 】

このように構成された電力変換装置は、電源電圧の絶対値が高いときに、キャリア周波数は低く設定され、電源電圧の絶対値が低いときに、キャリア周波数は高く設定される。

40

【 0 0 5 0 】

第 1 の実施の形態の電力変換装置のように、電源電圧の絶対値が高い領域で高いキャリア周波数を設定し、電源電圧の絶対値が低い領域で低いキャリア周波数を設定すると、電流が大きい（通常は力率 1 運転であるため電源電圧の絶対値が大きい領域では、電流の絶対値も大きい）領域でのスイッチング周波数が増加するため、変換器の損失が増大する。

【 0 0 5 1 】

この結果、冷却能力の増加が余儀なくされ、変換器の重量や体格の増加を引き起こすおそれがある。そこで、第 2 の実施の形態の電力変換装置は、電源電圧の絶対値が高いときにキャリア周波数を低く設定し、電源電圧の絶対値が低いときにキャリア周波数を高く設定

50

することで、損失の増加を抑制する。

【0052】

本実施の形態の電力変換装置は、第1の実施の形態の電力変換装置ほど、低騒音化効果は得られないまでも、現行システムで採用される一定キャリア周波数というシステムに比べ、変換器の体格・重量を引き起こすことがなく、低騒音化の効果がえられるため、システムとして利点がある。（キャリア周波数が一定である現行システムに対し、特許文献1のように、電源電圧の絶対値が低い領域だけ、スイッチング周波数を下げ、低騒音・低損失を図るということが期待できるが、これであると、平均周波数が既存システムより下がってしまい、結果的な電流高調波レベルは、逆に既存システム以上になってしまう。よって、既存システムに対し、平均スイッチング数を維持したまま、高い領域と低い領域とを設定することが実用上は有効である）

10

図7は、第2の実施の形態の電力変換装置を、電源電圧のゼロクロス付近ではキャリア周波数が1650Hz、電源電圧のピーク付近ではキャリア周波数が1250Hzに設定した場合の解析結果を示す。図4（従来のコンバータ制御装置）との比較により、高調波成分が分散されており、低騒音化の効果が期待できることが分かる。

【0053】

このように構成することで、電源電圧の位相 θ_s に応じてキャリア周波数が変化するため、コンバータ5の出力電流のリプルの周波数スペクトルが分散され、主変圧器より生じていた耳障りなピュアトーン（特定周波数成分をもつ音）を抑制し、低騒音化を図ることができる。

20

【0054】

また、本実施の形態の電力変換装置も、電源電圧の正の半周期と負の半周期とで、同一のキャリア周波数パターンを用いているので、出力電圧の非対称性を抑制し、主変圧器の偏磁を抑制する効果が期待できる。

【0055】

このように構成された電力変換装置は、直流偏磁や損失増加を防止することが出来、低騒音化性能を向上することが出来る。

【0056】

（第3の実施の形態）

本発明に基づく第3の実施の形態の電力変換装置について、図を参照し詳細に説明する。図8は、本発明に基づく第3の実施の形態の電力変換装置のキャリア周波数演算部によるキャリア周波数の演算パターン図である。

30

【0057】

本発明に基づく第2の実施の形態の電力変換装置のキャリア周波数演算部19は、隣あうキャリア周波数に規則性がないようにランダムにキャリア周波数を設定しているものである。

【0058】

このように構成された電力変換装置のキャリア周波数演算部19は、電源電圧が正の区間（ $0 \text{ deg} \leq \theta_s < 180 \text{ deg}$ ）と負の区間（ $180 \text{ deg} \leq \theta_s < 360 \text{ deg}$ ）で、同一のキャリア周波数パターンを設定する。また、キャリア周波数演算部19は、電源電圧の1周期の区間に、キャリア周波数 f_c^* を積分したもの（厳密には、 $f_c^* \times 2\pi [\text{rad/s}]$ に換算したものの積分である）は $360[\text{deg}]$ の整数倍に等しいという条件を満たすように、キャリア周波数 $f_c^*[\text{Hz}]$ を設定している（（式5）参照）。

40

【0059】

このように構成することで、電源電圧の位相 θ_s に応じてキャリア周波数が変化する。

【0060】

このため、コンバータ5の出力電流のリプルの周波数スペクトルが分散され、主変圧器より生じていた耳障りなピュアトーン（特定周波数成分をもつ音）を抑制し、低騒音化を図ることができる。

【0061】

50

このように構成された電力変換装置は、隣あうキャリア周波数を規則性なく、ランダムに変化させることで、一様に電流高調波を分散させることができる。第１の実施の形態若しくは第２の実施の形態のコンバータ制御装置のように、ある特定の周波数を持つようにキャリア周波数をふると、その周波数成分が新たに騒音として聞こえる懸念がある。

【００６２】

よって、本実施の形態のコンバータ制御装置のように、特定周波数をもたないようにランダムにキャリア周波数を変化させることで、一様に分散した電流高調波の分布を得ることができる。この結果、キャリアを分散することの狙いである耳障りな特定周波数を出さないという特性をより顕著にすることが可能である。

【００６３】

また、本実施の形態の電力変換装置も、電源電圧の正の半周期と負の半周期とで、同一のキャリア周波数パターンを用いているので、出力電圧の非対称性を抑制し、主変圧器の偏磁を抑制する効果が期待できる。

【００６４】

このように構成された電力変換装置は、直流偏磁や損失増加を防止することが出来、低騒音化性能を向上することが出来る。

【００６５】

（第４の実施の形態）

本発明に基づく第４の実施の形態の電力変換装置について、図を参照し詳細に説明する。

【００６６】

図９は、本発明に基づく第４の実施の形態の電力変換装置のキャリア周波数演算部のブロック図である。第１の実施形態乃至第３の実施の形態の電力変換装置とは、キャリア周波数演算部３９の構成の一部が異なる。

【００６７】

第４の実施の形態の電力変換装置において、周期カウンタ演算部２６では、電源電圧位相 θ_s を元に、現在、何周期目かという周期カウンタNTを生成出力する。図９は、電源電圧V１と周期カウンタNTとの一例を示した関係図である。この例では、周期カウンタ２６は、電源１周期ごとに、０，１，２まで増加し、再度、０へと戻るように設定されている。

【００６８】

キャリア周波数演算部３９には、周期カウンタNTに対応するキャリア周波数パターンテーブル２４が３つ用意されている。切り替え器３１では、周期カウンタNTに基づき、３つのキャリア周波数パターンテーブル２４から該当する一つを選定し、出力するものである。このように構成された電力変換装置は、電源電圧の周期毎に、別なキャリア周波数パターンを設定することが可能になる。ある特定のキャリア周波数パターンを用いるより、周期毎にパターンを変えることで、より一層の電流高調波スペクトルを分散し、低騒音化の効果を顕著化することが期待できる。また、本実施の形態の電力変換装置のように、１周期毎に、新たなパターンを選択することで、出力電圧の非対称性、すなわち、直流偏磁などの現象を抑制し、制御的な不安定性などを極力抑制することが期待できるものである。

【００６９】

このように構成された電力変換装置は、直流偏磁や損失増加を防止することが出来、低騒音化性能を向上することが出来る。

【００７０】

（第５の実施の形態）

本発明に基づく第５の実施の形態の電力変換装置について、図を参照し詳細に説明する。

【００７１】

図１１は、本発明に基づく第５の実施の形態の電力変換装置のブロック図である。

【００７２】

本発明に基づく第５の実施の形態の電力変換装置は、交流電車の１編成に、複数n台のコ

10

20

30

40

50

ンバータを備える場合の構成について説明するものである。尚、図 1 乃至図 10 に示したものと同一のものについては、同符号を付して説明を省略する。

【0073】

本発明に基づく第 5 の実施の形態の電力変換装置において、第 1 のキャリア周波数演算部 49A は、電源電圧位相 θ_s に応じたキャリアカウンタ N を生成し、他のキャリア周波数演算部 49 へ出力する。他のキャリア周波数演算部 49 では、このキャリアカウンタ N によって、キャリア周波数パターンテーブル 24 を参照する。

【0074】

各キャリア周波数演算部 49 の出力は、キャリア周波数 f_{c*} であり、これを積分したものが三角波キャリアの位相 θ_{car} となる。本実施の形態のコンバータ制御装置のように、複数台のコンバータが 1 編成内に存在する場合、互いのキャリア位相をずらすことで架線に流れる電流高調波を相殺する位相差運転が交流電車システムにおいて、必須であるため、上記の三角波キャリア位相 θ_{car} の後段にて、各ユニットの位相差オフセット 28 を加算する。

【0075】

以上のような構成では、各ユニットのキャリアカウンタ N が共通化されている点が特徴である。これにより、各キャリア周波数演算部 49 にて設定されるキャリア周波数は、全ユニットが同時点で同一設定となる。すなわち、キャリア周波数を可変にする場合であっても、全ユニットが同時刻に同キャリア周波数を設定することが保証されるために、架線に流れる電流高調波の抑制効果を維持することが可能となる。架線に流れる電流高調波の増大は、信号回路に影響を及ぼす可能性があり、運転不能といった重大事故を引き起こす可能性がある。本発明により、システムの信頼性を維持することが可能である。

【0076】

なお、近年の制御はデジタル制御化されており、コントローラ毎の個体差は小さい。

【0077】

よって、本実施例のように、ある 1 台のキャリアカウンタ N を明確に共有するという構成でなく、デジタル制御によって個々を構成すれば、それはすなわち、キャリアカウンタ N を共有化していることと同等な作用効果が得られるものである。

【0078】

(第 6 の実施の形態)

本発明に基づく第 6 の実施の形態の電力変換装置について、図を参照し詳細に説明する。

【0079】

図 12 は、本発明に基づく第 5 の実施の形態の電力変換装置のブロック図である。

【0080】

本発明に基づく第 6 の実施の形態の電力変換装置において、スイッチングモード設定部 22 には、車両の速度やコンバータあるいはインバータあるいはその負荷である主電動機の出力電力などが入力され、入力された状況に応じて、キャリア周波数を可変にするか固定にするかの切り替え信号を出力する。

【0081】

例えば、第 1 の設定例として、速度の絶対値が所定値より低い場合には、キャリア周波数を可変にし、速度の絶対値が所定値より高い場合には、キャリア周波数を固定にする。

【0082】

また、例えば、第 2 の設定として、出力電流の R M S の絶対値が所定値より低い場合には、キャリア周波数を可変にし、出力電流の R M S の絶対値が所定値より高い場合には、キャリア周波数を固定するといった運転状況に応じた設定が可能である。

【0083】

キャリア周波数パターンテーブル 24 は、2 つ用意されている。1 つはキャリア周波数を可変とするものであり、例えば、第 1 の実施の形態で示したものとすることができる。

【0084】

もう 1 つは、キャリア周波数を固定するものである。すなわち、キャリアカウンタ N に依

10

20

30

40

50

らず、キャリア周波数が一定の値が書き込まれたパターンである。

【 0 0 8 5 】

切り替え器 3 2 は、切り替え信号に応じて、対応するテーブルから参照した値を、キャリア周波数設定値 f_{c*} として出力するものである。

【 0 0 8 6 】

このように構成された電力変換装置は、所定の運転条件だけ、キャリア周波数を可変にして、低騒音化の効果を得ることができる。キャリア周波数を可変にして、低騒音化を図るための一手段として、第 1 の実施の形態のコンバータ制御装置のように、電源電圧の絶対値が大きいところでキャリア周波数を高く設定する方法があるが、しかしながら、通常コンバータ 5 は力率 1 で運転するため、上記の設定によって、全体としては大きな電流値を遮断、すなわち、損失が増加する恐れがある。低騒音化を最優先すれば、コンバータ 5 の冷却能力を向上して対処することも可能だが、機器の大型化・重量化になるため好ましくはない。

10

【 0 0 8 7 】

それに対し、低速領域やあるいは直接に低出力領域は、コンバータ 5 の出力電流が小さいため、コンバータ 5 の冷却能力には余力のある運転条件である。よって、この場合に限りキャリア周波数を可変にして、低騒音化を図ることで、機器の大型化・重量化を引き起さない範囲で、一部の運転条件に限定して低騒音化の効果も期待できる。

【 0 0 8 8 】

ここで、駅への停止および出発を想定すれば、駅で待つ乗客に対する騒音が問題である。また、このような低速走行では、走行に伴う他の騒音も小さく、主変圧器からの電磁騒音が目立つ運転条件である。よって、上記のように、低速、あるいは、低出力での領域に限って、低騒音化を図るものであったとしても、交流電車システムとしては、非常に有益な効果が得られるものである。

20

【 符号の説明 】

【 0 0 8 9 】

- 1 パンタグラフ
- 2 車輪
- 3 コンバータ入力電圧検出器
- 4 コンバータ入力電流検出器
- 5 コンバータ
- 6 フィルタコンデンサ 7 の電圧検出器
- 7 フィルタコンデンサ
- 8 インバータ
- 9 電動機
- 10 コンバータ制御装置
- 11 主変圧器
- 12 減算器
- 13 電圧制御部
- 14 加算器
- 15 電流指令演算部
- 16 減算器
- 17 電流制御部
- 18 P W M 制御部
- 19 キャリア周波数演算部
- 20 電源電圧 F F 演算部
- 21 位相推定部
- 22 スイッチングモード設定部
- 23 架線電圧検出器
- 24 キャリア周波数パターン

30

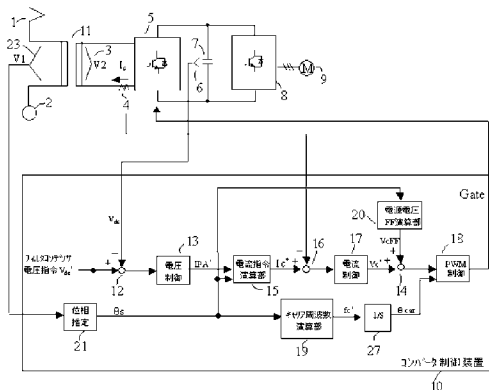
40

50

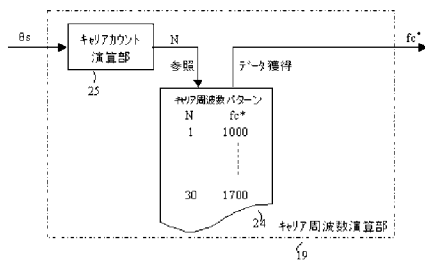
- 2 5 キャリアカウント演算部
- 2 6 周期カウント演算部
- 2 7 積分器
- 2 8 加算器
- 2 9 除算器
- 3 1 切り替え器
- 3 2 運転モード切換スイッチ
- 3 9 キャリア周波数演算部
- 4 9 キャリア周波数演算部
- 5 9 キャリア周波数演算部

10

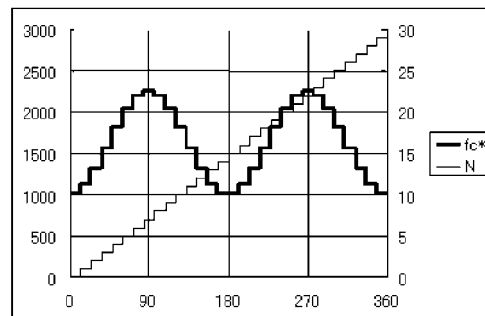
【図 1】



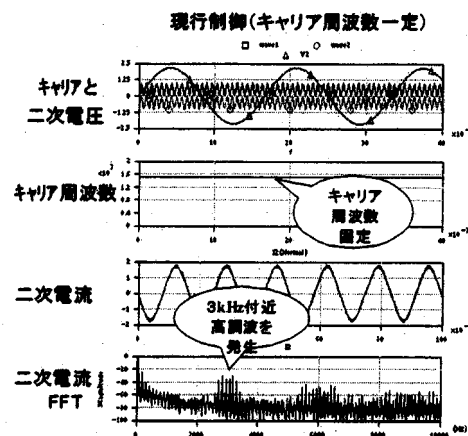
【図 2】



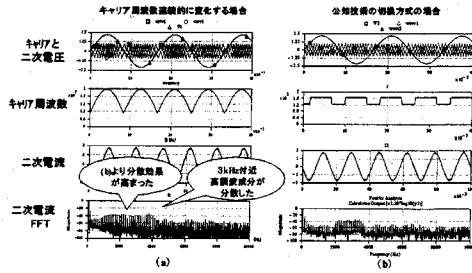
【図 3】



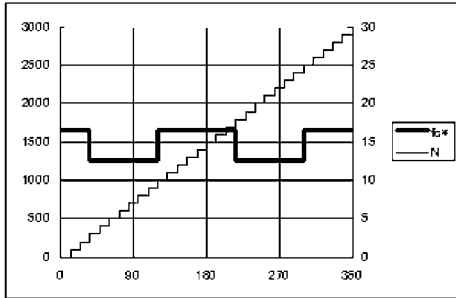
【図 4】



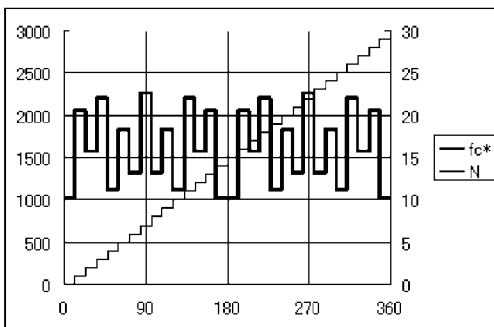
【図 5】



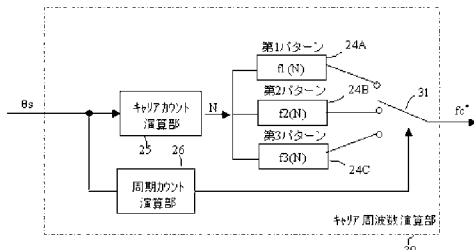
【図 6】



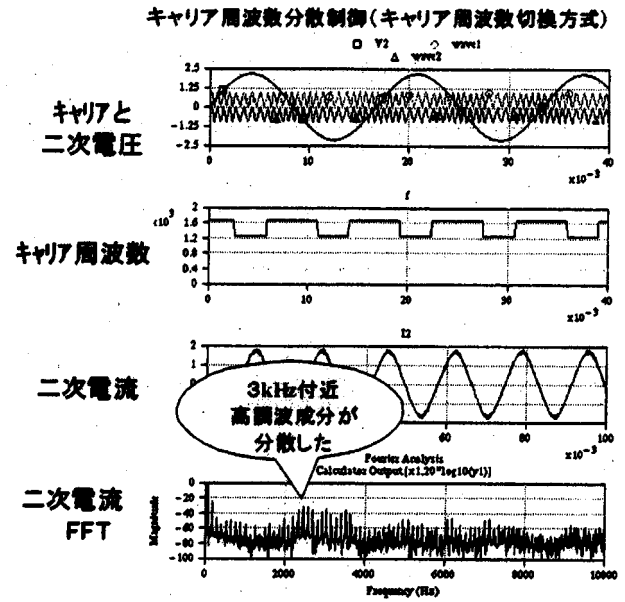
【図 8】



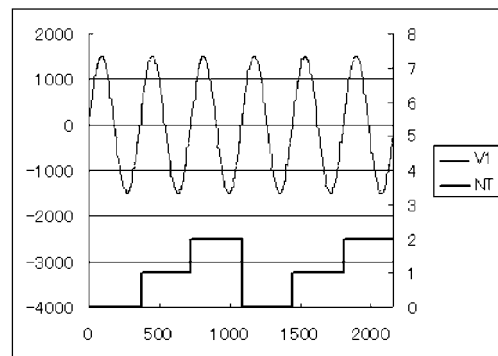
【図 9】



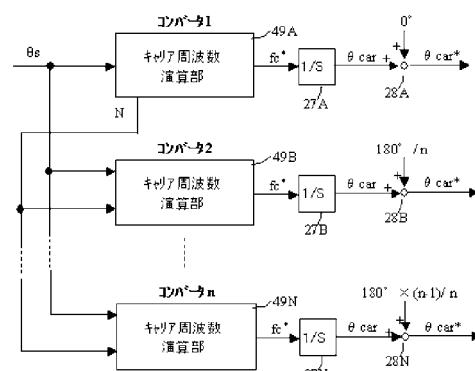
【図 7】



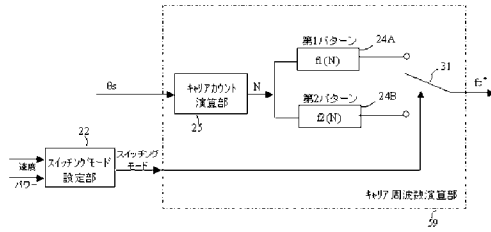
【図 10】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

(72)発明者 中沢 洋介

東京都府中市東芝町 1 番地 株式会社東芝府中事業所内

F ターム(参考) 5H006 BB05 CA01 CB01 CB08 DA02 DB01 DC02 DC05