

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)公開番号

特開2024-70365

(P2024-70365A)

(43)公開日 令和6年5月23日(2024.5.23)

(51)国際特許分類

H 0 2 P 27/08 (2006.01)

F I

H 0 2 P 27/08

テーマコード(参考)

5 H 5 0 5

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全13頁)

(21)出願番号 特願2022-180805(P2022-180805)

(22)出願日 令和4年11月11日(2022.11.11)

(71)出願人 509186579

日立Astemo株式会社
茨城県ひたちなか市高場2520番地

(74)代理人 110001829

弁理士法人開知

(72)発明者 初瀬 渉

東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
株式会社日立製作所内

(72)発明者 安島 俊幸

東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
株式会社日立製作所内

(72)発明者 青柳 滋久

茨城県ひたちなか市高場2520番地
日立Astemo株式会社内

(72)発明者 塚越 貴哉

最終頁に続く

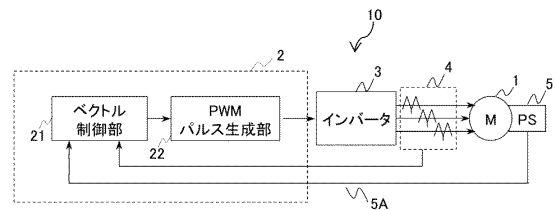
(54)【発明の名称】 交流電動機制御装置

(57)【要約】

【課題】交流電動機に流れる電流高調波成分を抑制し、交流電動機で発生する損失を低減することが可能な交流電動機制御装置を実現する。

【解決手段】交流電動機制御装置10は、直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器3と、交流電動機1を同期PWM制御する制御部2と、を備える。制御部2は、キャリア波を生成するキャリア波生成部221、231、232と、キャリア波と電圧指令値21Aとに基づき、PWMパルスを生成するPWMパルス生成部22、23と、を有する。キャリア波生成部221、231、232は、PWMパルスに含まれる交流電動機1のdq直交座標における高調波成分が、d軸またはq軸のうち、インダクタンスの大きい軸側に集中するようにキャリア波の周期を変更する。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器と、
交流電動機を同期 P W M 制御する制御部と、
を備え、
前記制御部は、

キャリア波を生成するキャリア波生成部と、前記キャリア波と電圧指令値とに基づき、
P W M パルスを生成する P W M パルス生成部と、を有し、

前記キャリア波生成部は、前記 P W M パルスに含まれる前記交流電動機の d q 直交座標
における高調波成分が、d 軸または q 軸のうち、インダクタンスの大きい軸側に集中する
ように前記キャリア波の周期を変更することを特徴とする交流電動機制御装置。 10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の交流電動機制御装置において、

前記キャリア波生成部は、前記キャリア波の周期を、6 次周期で変化させることを特徴
とする交流電動機制御装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の交流電動機制御装置において、

前記キャリア波生成部は、前記キャリア波の周期を 6 次周期で変化させる周期変更量を
、電流高調波成分が最小となる周期変更量に設定することを特徴とする交流電動機制御装
置。 20

【請求項 4】

請求項 2 に記載の交流電動機制御装置において、

前記キャリア波生成部は、前記キャリア波の周期を 6 次周期で変化させる周期変更量を
電流高調波成分により発生する前記交流電動機の損失が最小となる周期変更量に設定す
ることを特徴とする交流電動機制御装置。

【請求項 5】

請求項 3 に記載の交流電動機制御装置において、

前記キャリア波生成部は、高速な制御応答が要求される場合は、前記キャリア波の周期を
6 次周期で変化させる周期変更量を前記電流高調波成分または前記交流電動機の損失が最
小となる周期変更量より小さな変更量に設定し、制御応答の低下を抑制することを特徴と
する交流電動機制御装置。 30

【請求項 6】

請求項 1 に記載の交流電動機制御装置において、

前記キャリア波生成部は、前記 P W M パルスに含まれる前記交流電動機の d q 直交座標
における高調波成分が、d 軸側のインダクタンスよりインダクタンスが大きい q 軸側に集
中するように前記キャリア波の周期を変更することを特徴とする交流電動機制御装置。

【請求項 7】

請求項 1 から請求項 6 のうちのいずれか一項に記載の交流電動機制御装置において、

電気自動車の交流電動機を制御する制御装置であることを特徴とする交流電動機制御装
置。 40

【請求項 8】

請求項 7 に記載の交流電動機制御装置において、

前記 P W M パルス生成部は、一定周期のキャリア波を生成するキャリア波生成部と周期的
に変更するキャリア波を生成する周期一定キャリア波生成部と、前記周期一定キャリア
波生成部と前記キャリア波生成部とを切り替えるキャリア波切り替え部と、をさらに備え
ることを特徴とする交流電動機制御装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、交流電動機を駆動する交流電動機制御装置に関する。

【背景技術】**【0002】**

近年、省エネルギー化の要求の高まりから、交流電動機を駆動する交流電動機制御装置が、家電、インフラ、車載機器など幅広い用途に適用されている。

【0003】

このような、交流電動機を駆動する交流電動機制御装置として、一般的にPWM制御が用いられている。PWM制御では、交流電動機へ印加する電圧指令信号を元に変調信号を作成し、変調信号とPWMキャリアとの比較により電力変換装置のスイッチング素子をオン・オフするPWMパルス信号を作成する。これにより、直流電力を、交流電動機を駆動する交流電力へ変換することを可能としている。

10

【0004】

このように、PWM制御を行うことで、直流電力を交流電力へ変換可能となるが、電力変換装置のスイッチング素子を高速にオン・オフする動作を繰り返すため、交流電動機に対して出力電圧はパルス状に印加される。

【0005】

このため、交流電動機に流れる電流に高調波成分が含まれ、ノイズや損失の原因となる。

【0006】

このような電力変換装置のスイッチング素子のオン・オフに起因するノイズや損失を低減するための技術が、例えば、特許文献1、特許文献2に開示されている。

20

【0007】

特許文献1に記載の方式では、PWMキャリアの周期を時間経過により変化させる構成である。また、特許文献2に記載の方式では、電流ゼロクロス付近のPWMキャリアの周期を短縮する構成である。

【0008】

このような方式により、交流電動機にパルス状に印加される電圧の高調波成分を分散することで、交流電動機に流れる電流の高調波成分を分散することができる。これにより、交流電動機に発生するノイズの低減や、直流電圧変動の抑制を行うことが提案されている。

【先行技術文献】

30

【特許文献】**【0009】**

【特許文献1】特開2010-41877号公報

【特許文献2】特開2019-47688号広報

【発明の概要】**【発明が解決しようとする課題】****【0010】**

前述の通り、PWM制御を行うことで、交流電動機に流れる電流に高調波成分が含まれ、ノイズや損失が増加する課題がある。

【0011】

40

しかしながら、特許文献1および特許文献2に記載の方式では、交流電動機にパルス状に印加される電圧の高調波成分を分散することは可能であるが、交流電動機に流れる電流の高調波成分を積極的に抑制する構成は開示されていない。

【0012】

交流電動機に流れる電流の高調波成分を抑制しなければ、高調波成分が原因となるノイズや損失の低減は困難である。

【0013】

本発明の目的は、交流電動機に流れる電流高調波成分を抑制し、交流電動機で発生する損失を低減することが可能な交流電動機制御装置を実現することである。

【課題を解決するための手段】

50

【 0 0 1 4 】

上記目的を達成するため、本発明は、次のように構成される。

【 0 0 1 5 】

交流電動機制御装置において、直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器と、交流電動機を同期 P W M 制御する制御部と、を備え、前記制御部は、キャリア波を生成するキャリア波生成部と、前記キャリア波と電圧指令値とに基づき、P W M パルスを生成する P W M パルス生成部と、を有し、前記キャリア波生成部は、前記 P W M パルスに含まれる前記交流電動機の d q 直交座標における高調波成分が、d 軸または q 軸のうち、インダクタンスの大きい軸側に集中するように前記キャリア波の周期を変更する。

【 発明の効果 】

10

【 0 0 1 6 】

本発明によれば、交流電動機に流れる電流高調波成分を抑制し、交流電動機で発生する損失を低減することが可能な交流電動機制御装置を実現することができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 7 】

【 図 1 】本発明の実施例 1 の交流電動機制御装置の全体構成図を示すブロック図である。

【 図 2 】本発明の実施例 1 の P W M パルス生成部を示すブロック図である。

【 図 3 】本発明とは異なる比較例における同期 P W M 制御時のキャリア波の周期を一定とした場合の波形例を示す図である。

【 図 4 】本発明の実施例 1 における同期 P W M 制御時のキャリア波の周期を周期的に変更した場合の波形例を示す図である。 20

【 図 5 】ベクトル制御における直交 d q 軸座標系と電圧・電流の概略関係図である。

【 図 6 A 】キャリア波の周期が一定の場合の出力電圧の高調波成分を示す図である。

【 図 6 B 】キャリア波の周期を周期的に変更した場合の出力電圧の高調波成分を示す図である。

【 図 7 A 】埋め込み型永久磁石同期電動機に図 6 A に示した電圧高調波成分が印加された場合に発生する電流高調波成分を示す図である。

【 図 7 B 】埋め込み型永久磁石同期電動機に図 6 B に示した電圧高調波成分が印加された場合に発生する電流高調波成分を示す図である。

【 図 8 】周期変更量を変化させた場合の電流高調波成分の変化を示すグラフである。 30

【 図 9 】本発明の実施例 2 による交流電動機制御装置を電気自動車に適用した例を示す図である。

【 図 1 0 】実施例 2 における P W M パルス生成部の構成図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 1 8 】

以下、本発明の実施形態について、図面を用いて説明する。

【 実施例 】

【 0 0 1 9 】

(実施例 1)

本発明の実施例 1 を、図 1 から図 1 0 を用いて説明する。 40

【 0 0 2 0 】

本実施例 1 は、交流電動機 1 を本発明の交流電動機制御装置 1 0 で駆動する例を説明する。

【 0 0 2 1 】

図 1 は、実施例 1 による交流電動機制御装置 1 0 の概略構成図である。交流電動機制御装置 1 0 は、制御部 2 と、インバータ (電力変換器) 3 と、電流検出部 4 と、を備える。制御部 2 は、ベクトル制御部 2 1 と、P W M パルス生成部 2 2 と、を備える。図 2 は、制御部 2 が有する P W M パルス生成部 2 2 の説明図であり、P W M パルス生成部 2 2 は、キャリア波生成部 2 2 1 と、キャリア電圧指令比較部 2 2 2 と、を備える。

【 0 0 2 2 】

50

制御部 2 のベクトル制御部 2 1 は、交流電動機 1 に流れる電流を検出する電流検出部 4 からの情報と、交流電動機 1 の回転位置を検出する位置センサ 5 からの情報 5 A と、を元に変調率指令値（電圧指令値）2 1 A を演算する。

【0023】

演算された変調率指令値 2 1 A を元にして P W M パルス生成部 2 2 により P W M パルス 2 2 A を生成し、生成された P W M パルス 2 2 A を元に、インバータ 3 が直流電力から交流電力への電力変換を行い、交流電動機 1 に交流電力を供給する。

【0024】

P W M パルス生成部 2 2 では、図 2 に示す通り、キャリア波生成部 2 2 1 により三角波などのキャリア波が生成され、生成されたキャリア波と変調率指令値 2 1 A とが比較部 2 2 2 により比較され、P W M パルス 2 2 A が生成される。

10

【0025】

交流電動機 1 を P W M パルスにより制御する方式の一つとして同期 P W M 制御方式があげられる。制御部 2 は、交流電動機 1 を同期 P W M 制御する。

【0026】

図 3 は、本発明とは異なる比較例における同期 P W M 制御時のキャリア波と変調率指令値の概略図を示す。図 3 に示すように、同期 P W M 制御方式では、交流電動機の回転数に応じて P W M キャリア波の周期を変更することで、1 回転に含まれる P W M キャリア波の数を固定する方式となっている。

20

【0027】

例えば、図 3 に示した例では、交流変調率指令 1 回転の半周期（ $0^\circ \sim 180^\circ$ ）で、キャリア波の上り（山）と下り（谷）がそれぞれ 4 . 5 周期分含まれており、交流変調率指令 1 回転（ $0^\circ \sim 360^\circ$ ）ではキャリア波の上り（山）と下り（谷）がそれぞれ 9 周期分、計 18 周期分含まれる構成を示している。

【0028】

また、一般的に P W M キャリア波の周期は一定間隔に設定されており、図 3 に示した例の構成では同期 9 パルス制御と呼ばれている。

【0029】

このように、同期 P W M 制御方式とすることで、波形の対称性が保たれ、偶数次の高調波が発生しないなどの利点があげられる。一方、P W M キャリア波の数を固定するため、キャリア波の 1 次成分の側帯波（図 3 に示した例の構成では 6 次・12 次成分）や 2 次成分（図 3 に示した例の構成では 18 次成分）の電圧高調波成分が大きく発生する構成となる。

30

【0030】

また、このような高調波成分が含まれる電圧が交流電動機に印加されることで、電流にもこれらの高調波成分の影響で電流高調波成分が発生する。

【0031】

本願の実施例 1 では、図 3 に示した例のような同期 P W M 制御時に、交流電動機に発生する電流の高調波成分を抑制するため、同期 P W M 制御時のキャリア波の周期を周期的に変更する。

40

【0032】

図 4 は、本発明の実施例 1 の構成である同期 P W M 制御のキャリア波の周期を周期的に変更した同期 9 パルス時の概略図を示す図である。図 4 に示すように、キャリア波の周期を、短い周期 S と長い周期 L とを 2 回分を繰り返す構成としている。

具体的には、同期 P W M の山谷の数を P（図 4 の場合は $P = 9$ ）、キャリア波の周期の順序を n として、キャリア波の周期を下記の式（1）に示すような 6 次周期で変化するように設定する。

【0033】

【数 1】

50

$$\Delta\theta_{PWM}(n) = \frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot P} + C \cdot \sin\left(6 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot P} \cdot (n-1) - \frac{\pi}{2}\right) \quad \dots(1)$$

【 0 0 3 4 】

上記式(1)において、正弦波関数に積算されているCは、周期変更量に相当する値である。また、nは次数である。

【 0 0 3 5 】

例えば、同期9パルスでC=0として各周期間の変化を0とすると、図3に示した比較例のように、キャリア波の周期は(2 / 18) = 20 [deg]固定となる。また、同期9パルスでC>0とすると、下記の式(2)、(3)、(4)の通りとなり、図4に示す本発明のように、n=1、2、3の繰返しとなる。

【 0 0 3 6 】

【数2】

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{PWM}(1) &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(6 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{18} \cdot 0 - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot 0 - \frac{\pi}{2}\right) \quad \dots(2) \end{aligned}$$

20

【 0 0 3 7 】

【数3】

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{PWM}(2) &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(6 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{18} \cdot 1 - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot 1 - \frac{\pi}{2}\right) \quad \dots(3) \end{aligned}$$

30

【 0 0 3 8 】

【数4】

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{PWM}(3) &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(6 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{18} \cdot 2 - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot 2 - \frac{\pi}{2}\right) \quad \dots(4) \end{aligned}$$

40

【 0 0 3 9 】

上記式(1)を用いて、同期PWMの山谷の数Pを変更することで、例えば同期15パルス時の周期変化も同様に設定することが可能である。

【 0 0 4 0 】

図5は、ベクトル制御時のdq直交座標と電圧・電流の概略を示す図である。

【 0 0 4 1 】

図5において、交流電動機では、dq直交座標はd軸を磁石軸方向、q軸を磁石軸方向に直交する座標として設定する。ベクトル制御では、このようなdq直交座標を用いて電圧・電流の制御を行っている。

【 0 0 4 2 】

50

図 6 A および図 6 B は、キャリア波の周期が一定の場合と、本願の周期を周期的に変更した場合の出力電圧の高調波成分を示す図である。図 6 A が周期一定の場合の図であり、図 6 B が一実施例のキャリア波の周期を周期的に変更した場合の図である。

【 0 0 4 3 】

図 6 A 及び図 6 B の横軸は次数、縦軸は振幅である。図 6 A および図 6 B の実線の成分が前述した d 軸（磁石軸方向）成分であり、点線が前述した q 軸（磁石軸直交方向）成分を示している。

【 0 0 4 4 】

図 6 A の周期一定の同期 P W M 制御の場合では、振幅が最大の成分は q 軸成分（点線）の 2 次成分である。また、d 軸成分（実線）成分が 1 次成分・3 次成分の側帯波成分として 2 次成分の左右に発生している。

10

【 0 0 4 5 】

ここで、図 6 B に示すように、周期を周期的に変更することで、高調波成分が変化する結果を得られる。図 6 B では、d 軸成分（実線）成分の 1 次成分・3 次成分の側帯波成分が減少していることが確認できる。また、q 軸成分（点線）の 2 次成分の前後の成分が増加していることが確認できる。言い換えると、キャリア波の周期を周期的に変更することで、d 軸高調波成分を q 軸高調波成分へシフトする電圧高調波成分構成となる。

【 0 0 4 6 】

ここで、交流電動機では図 6 A または図 6 B に示した高調波成分を含む電圧が印加され、電圧高調波成分に起因した電流高調波成分が発生する。高調波成分に関する電圧と電流は、d 軸成分（磁石軸方向）と q 軸（磁石軸直交成分）について下記式（5）および式（6）のような関係となる。

20

【 0 0 4 7 】

式（5）において、 $i_{dh}(n)$ は d 軸電流、 $v_{dh}(n)$ は d 軸電圧、 L_{dh} は d 軸インダクタンスである。また、式（6）において、 $i_{qh}(n)$ は q 軸電流、 $v_{qh}(n)$ は q 軸電圧、 L_{qh} は q 軸インダクタンスである。

【 0 0 4 8 】

【数 5】

$$i_{dh}(n) = \frac{v_{dh}(n)}{n \cdot \omega \cdot L_{dh}} \quad \dots (5)$$

30

【 0 0 4 9 】

【数 6】

$$i_{qh}(n) = \frac{v_{qh}(n)}{n \cdot \omega \cdot L_{qh}} \quad \dots (6)$$

【 0 0 5 0 】

上記式（5）および（6）は、電動機に発生する高調波電流は、高調波電圧の次数に対応した周波数とインダクタンスで割った値となることを示している。

40

【 0 0 5 1 】

ここで、車載機器の動力源となる主機モータでは、埋め込み型永久磁石同期電動機が使用されることが多い。このような埋め込み型永久磁石同期電動機では、上記式（5）に示した d 軸インダクタンスより、上記式（6）に示した q 軸インダクタンスが大きい突極比が大きいモータとなる（ $L_{dh} < L_{qh}$ ）。言い換えると、同一の振幅の電圧高調波が印可された場合、q 軸電流高調波成分の方が d 軸電流高調波成分よりも小さくなる特性の電動機となっている。

【 0 0 5 2 】

50

ここで、図 7 A および図 7 B に、このような埋め込み型永久磁石同期電動機に図 6 A および図 6 B に示した電圧高調波成分が印加された場合に発生する電流高調波成分を示す。

【 0 0 5 3 】

図 7 A が周期一定の場合、図 7 B が一実施例のキャリア波の周期を周期的に変更した場合の図である。図 7 A および図 7 B において、横軸は次数、縦軸は振幅である。実線の成分が d 軸（磁石軸方向）成分であり、点線が q 軸（磁石軸直交方向）成分を示している。

【 0 0 5 4 】

周期一定の図 7 A の場合、図 6 A の電圧高調波成分では q 軸成分の 2 次成分が最大の電圧振幅となっているが、埋め込み型永久磁石同期電動機では q 軸インダクタンスが大きい
ため、図 7 A の電流高調波成分では q 軸 2 次成分の電流振幅は小さな値となっており、d
軸の 1 次成分の側帯波の電流高調波振幅が最大値となっている。

10

【 0 0 5 5 】

ここで、実施例 1 の構成であるキャリア波の周期を周期的に変更する構成では、図 6 B
に示す通り、電圧高調波成分を d 軸成分から q 軸成分へシフトする構成となっている。こ
のため、埋め込み型永久磁石同期電動機に一実施例による電圧が印加されると、図 7 B に
示す電流高調波成分のように、d 軸電流高調波成分が減少する。

【 0 0 5 6 】

また、q 軸電流高調波成分については、q 軸インダクタンスが大きい
ため、増加幅は小さく、電流高調波成分としては微増する結果となる。言い換えると、d q 軸を総合すると
、全体の電流高調波成分を抑制することが可能となる。

20

【 0 0 5 7 】

以上のように、P W M パルスに含まれる交流電動機の d q 直交座標における高調波成分
をインダクタンスの大きい軸側に集中するように P W M キャリア波を周期的に変更するこ
とで、交流電動機に流れる電流高調波成分を抑制することが可能となる。

【 0 0 5 8 】

また、電流高調波成分が抑制されることで、交流電動機で発生する損失を低減すること
が可能となる。

【 0 0 5 9 】

ここで、図 8 に、横軸に上記式 (1) の周期変更量 C、縦軸に電流高調波成分の二乗平
均平方根 (R M S 値) をプロットした概略図を示す。

30

【 0 0 6 0 】

上記式 (1) の周期変更量 C を大きくすることで、前述の通り d 軸電圧高調波成分を q
軸電圧高調波成分へシフトすることができ、埋め込み型永久磁石同期電動機では電流高調
波成分を抑制することが可能となる。

【 0 0 6 1 】

これにより、図 8 に示すように、電流高調波成分を抑制することが可能である。しかし
ながら、図 8 に示すように、周期変更量を大きくしていくとパルス波形のひずみが大き
くなり、電流高調波が増加する傾向が確認できる。言い換えると、周期変更量に対して電流
高調波の R M S 値は最小点 (図 8 の丸印で示す) を持った下に凸な関数となる。

【 0 0 6 2 】

このため、キャリア波の周期を周期的に変更する場合は、キャリア波生成部 2 2 1 が、
6 次周期で変化させる周期変更量 C を電流高調波の R M S 値が最小となる点に設定するこ
とで、電流高調波成分を抑制した状態で交流電動機を駆動することが可能となる。

40

【 0 0 6 3 】

また、図 8 の縦軸を電流高調波成分により発生する交流電動機の損失とすることで、損
失が最小となる周期変更量 C を設定することが可能となる。つまり、キャリア波生成部 2
2 1 が、6 次周期で変化させる周期変更量を電流高調波成分により発生する交流電動機の
損失が最小となる周期変更量に設定する。

【 0 0 6 4 】

これにより、電流高調波成分により交流電動機に発生する損失を抑制した状態で駆動す

50

ることが可能となる。

同期 P W M 制御では、キャリア波の周期以下ではパルスを変化させることが出来ないため、キャリア波の周期を制御周期として設定することが一般的に行われている。

【 0 0 6 5 】

ここで、周期変更量 C を大きく設定すると、キャリア波の周期の変化量が大きくなり、周期が長い区間が発生する。言い換えると、制御周期が長い領域が発生するため、制御応答を低くする必要が発生する。

このため、高速な制御応答が要求される場合などは、キャリア波生成部 2 2 1 は、電流高調波成分や交流電動機 1 の損失を最小化する周期変更量 C より小さい値を設定して駆動することで、周期間の変化・制御応答の低下の抑制と電流高調波成分や損失の抑制をバラン

10

【 0 0 6 6 】

以上のように、本発明の実施例 1 によれば、P W M パルスに含まれる交流電動機の d q 直交座標における高調波成分がインダクタンスの大きい軸側に集中するようにキャリア波の周期を所定の間隔で変更するように構成したので、交流電動機で発生する損失を低減することが可能な交流電動機制御装置 1 0 を実現することができる。

【 0 0 6 7 】

(実施例 2)

次に、本発明の実施例 2 について説明する。

【 0 0 6 8 】

実施例 2 は、本発明を電気自動車の交流電動機を制御する交流電動機制御装置に適用した場合の例である。

20

実施例 2 に説明においては、実施例 1 と共通する部分は、図示および説明を省略する。

【 0 0 6 9 】

図 9 に示すように、電気自動車 1 0 0 に前述した制御部 2 を適用した交流電動機 1 を車載電動機主機 1 0 1 として適用することで、電流高調波成分および交流電動機を低減した高効率な電気自動車 1 0 0 を提供することが可能となる。

【 0 0 7 0 】

電気自動車向けに適用した車載電動機主機 1 0 1 では、極低温で起動すると電動機の回転部などが凍結するため暖機運転等を行う場合がある。このような暖機運転時は電動機から発生する損失は大きい方が望ましい。

30

【 0 0 7 1 】

このため、図 1 0 に示すように、P W M パルス生成部 2 3 (P W M パルス生成部 2 の変形例) において、キャリア波生成部 2 3 1 (一定周期のキャリア波を生成する) と、キャリア波生成部 2 3 2 (キャリア波の周期を変更する) と、から生成されるキャリア波をキャリア波切り替え部 2 3 3 により、交流電動機温度情報 1 A を元に切り替える構成とする。交流電動機温度情報 1 A は、交流電動機 1 の温度を検出する温度センサ (図示せず) からキャリア波切り替え部 2 3 3 に出力することができる。

【 0 0 7 2 】

このような構成とすることで、交流電動機温度情報 1 A が一定以下の場合には一定周期のキャリア波生成部 2 3 1 側のキャリア波を選択し、交流電動機温度情報 1 A が一定以上の場合には、周期的変更の 2 3 3 側のキャリア波を選択することができ、暖機運転時に交流電動機 1 から発生する損失を大きくすることが可能となる。キャリア波生成部 2 3 1 は、周期一定キャリア波生成部と定義することができる。

40

【 0 0 7 3 】

交流電動機 1 の温度を上昇させるためのヒータが別個設けられている場合にも、P W M パルス生成部 2 3 を上記のような構成とすることにより、暖機運転をより早期に開始することができる。

【 0 0 7 4 】

実施例 2 によれば、実施例 1 と同様な効果を得ることができる他、上述したように、暖

50

機運転をより早期に開始することができるという効果がある。

【0075】

なお、上述した例は、d軸インダクタンスよりq軸インダクタンスの方が大きい例について説明したが、q軸インダクタンスよりd軸インダクタンスの方が大きい例にも適用可能である。この場合は、高調波成分をインダクタンスの大きいd軸側に集中するように、PWMキャリア波の周期を所定の間隔で変更するように構成する。

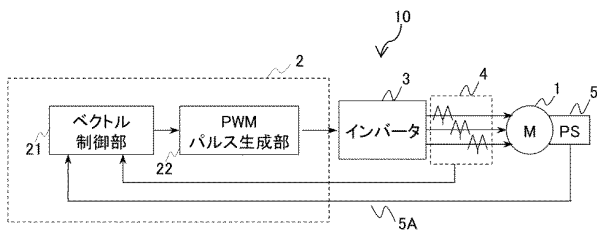
【符号の説明】

【0076】

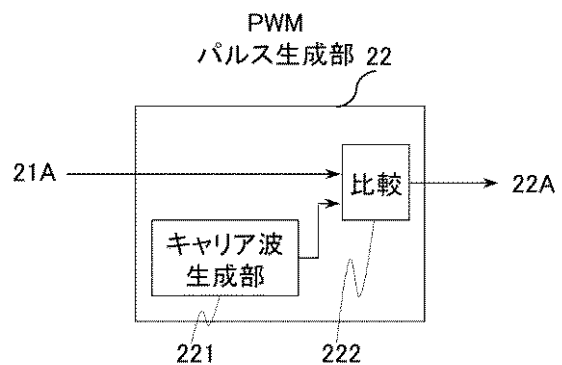
1・・・交流電動機、2・・・制御部、3・・・インバータ、4・・・電流検出部、5・・・位置センサ、10・・・交流電動機制御装置、21・・・ベクトル制御部、21A・・・変調率指令値（電圧指令値）、22・・・PWMパルス生成部、23・・・PWMパルス生成部の変形例、100・・・電気自動車、101・・・車載電動機主機、221・・・キャリア波生成部、222・・・キャリア・電圧指令比較部、231・・・キャリア波生成部（周期一定キャリア波生成部）、232・・・キャリア波生成部（周期）

【図面】

【図1】

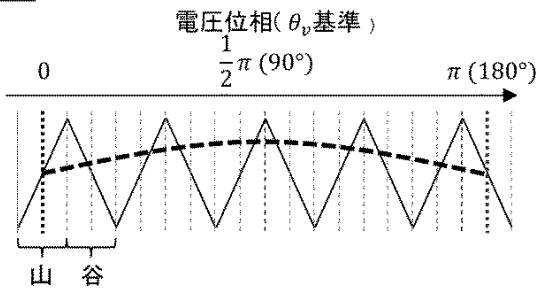


【図2】



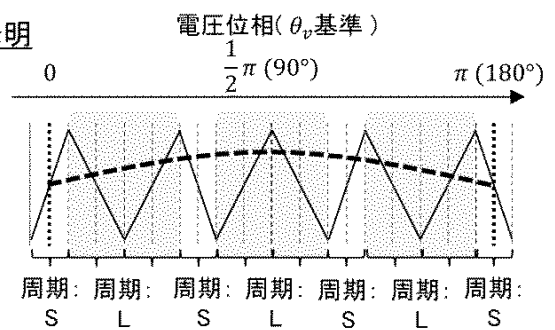
【図3】

比較例

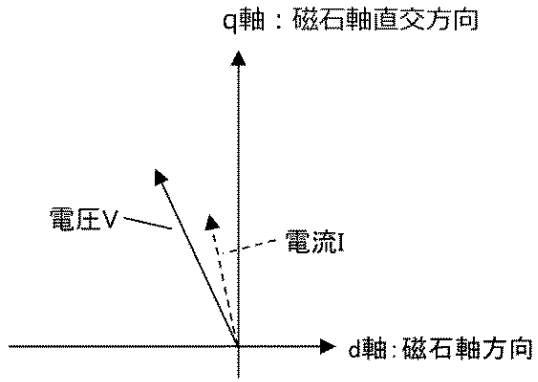


【図4】

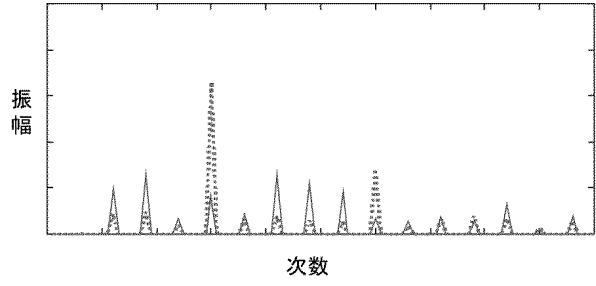
本発明



【 図 5 】

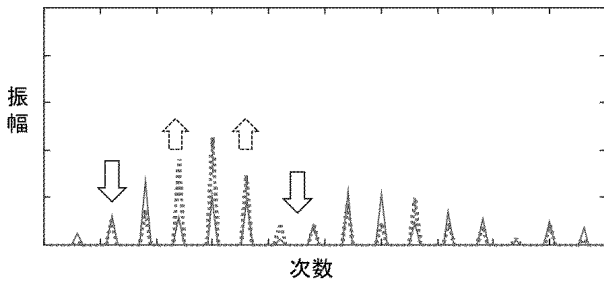


【 図 6 A 】

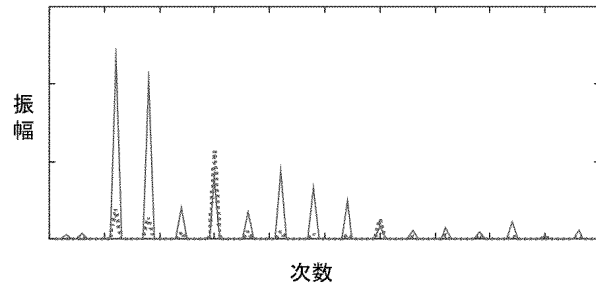


10

【 図 6 B 】

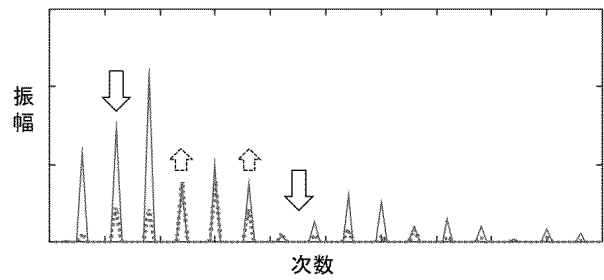


【 図 7 A 】

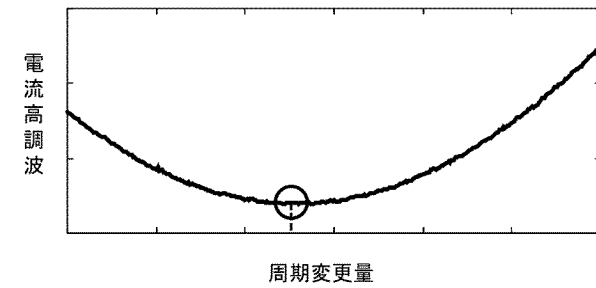


20

【 図 7 B 】



【 図 8 】

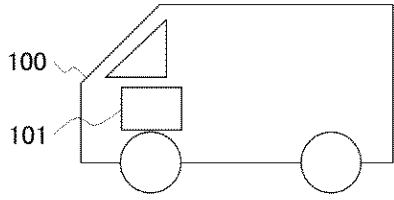


30

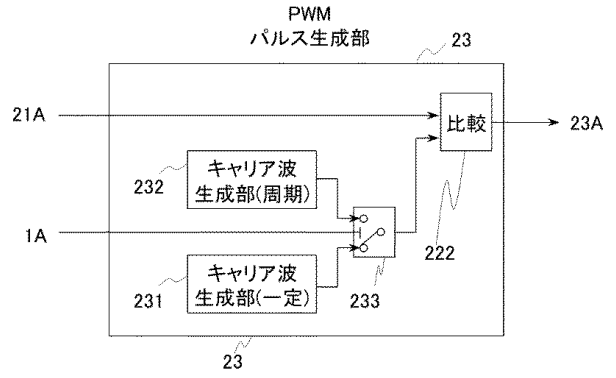
40

50

【 図 9 】



【 図 10 】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

茨城県ひたちなか市高場 2 5 2 0 番地

日立 A s t e m o 株式会社内

F ターム (参考) 5H505 AA16 BB02 BB05 DD03 DD08 EE41 EE50 GG01 GG04 HA07
HB01 LL22 LL41 LL45