

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4785183号
(P4785183)

(45) 発行日 平成23年10月5日(2011.10.5)

(24) 登録日 平成23年7月22日(2011.7.22)

(51) Int.Cl. F I
 H O 2 P 21/00 (2006.01) H O 2 P 5/408 C
 H O 2 P 27/04 (2006.01)

請求項の数 7 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2005-331821 (P2005-331821)	(73) 特許権者	591251636 現代自動車株式会社 大韓民国ソウル特別市瑞草区良才洞231
(22) 出願日	平成17年11月16日(2005.11.16)	(74) 代理人	110000051 特許業務法人共生国際特許事務所
(65) 公開番号	特開2006-180687 (P2006-180687A)	(72) 発明者	任 亭 彬 大韓民国 ソウル市 松坡区 文井洞 ファミリーアパート 101-201
(43) 公開日	平成18年7月6日(2006.7.6)	(72) 発明者	姜 求 培 大韓民国 京畿道 城南市 盆唐区 九美洞 ハヤンマウル 506-1303
審査請求日	平成20年10月31日(2008.10.31)	審査官	尾家 英樹
(31) 優先権主張番号	10-2004-0108864		
(32) 優先日	平成16年12月20日(2004.12.20)		
(33) 優先権主張国	韓国 (KR)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 永久磁石同期モータ制御システムおよび方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

永久磁石同期モータを制御する制御システムにおいて、
 回転速度指令と前記永久磁石同期モータの回転子絶対角度位置から算出される回転子回転速度との差に基づいてトルク指令を生成する速度制御器と、
 前記トルク指令に対応するq軸電流指令とd軸電流指令を算出する電流指令生成器と、
 前記永久磁石同期モータに印加される駆動電流と前記回転子絶対角度位置に基づいてd軸電流フィードバック信号とq軸電流フィードバック信号を算出する3相/d-q座標変換器と、
 d軸電流指令と前記d軸電流フィードバック信号との差に基づいて基本d軸電圧指令を算出し、前記q軸電流指令と前記q軸電流フィードバック信号との差に基づいて基本q軸電圧指令を算出し、前記電流フィードバック信号と前記電流指令との差によって算出される高調波電流成分に含まれた少なくとも一つ以上の高次の高調波電流成分を抑制するための高調波抑制d軸電圧指令と高調波抑制q軸電圧指令をそれぞれ算出し、前記基本d軸電圧指令と前記高調波抑制d軸電圧指令とを合算してd軸電圧指令を算出し、前記基本q軸電圧指令と前記高調波抑制q軸電圧指令とを合算してq軸電圧指令を算出する電流制御器と、
 前記q軸電圧指令と前記d軸電圧指令を3相電圧指令に変換するd-q/3相座標変換器と、
 前記3相電圧指令に基づいて前記永久磁石同期モータを駆動するための駆動電圧を出力

10

20

するインバータと、

を含むことを特徴とする永久磁石同期モータの制御システム。

【請求項 2】

前記電流制御器は、前記高調波抑制 d 軸電圧指令と前記高調波抑制 q 軸電圧指令を算出し、前記高調波電流成分の中の 5 次高調波電流成分を抑制するための 5 次高調波抑制 d 軸電圧指令と 5 次高調波抑制 q 軸電圧指令をそれぞれ算出し、前記高調波電流成分の中の 7 次高調波電流成分を抑制するための 7 次高調波抑制 d 軸電圧指令と 7 次高調波抑制 q 軸電圧指令をそれぞれ算出し、前記 5 次高調波抑制 d 軸電圧指令と前記 7 次高調波抑制 d 軸電圧指令とを合算して前記高調波抑制 d 軸電圧指令を算出し、前記 5 次高調波抑制 q 軸電圧指令と前記 7 次高調波抑制 q 軸電圧指令とを合算して前記高調波抑制 q 軸電圧指令を算出

10

【請求項 3】

前記電流制御器は、

前記高調波成分を 5 次座標系上の成分に変換し、前記 5 次座標系上の成分に変換された高調波成分を低域通過フィルタでフィルタリングして 5 次高調波成分の直流成分を抽出し、比例積分制御器を介して前記抽出された直流成分を零 (0) に制御する電圧指令を算出し、これを基本波座標系に変換して前記 5 次高調波抑制電圧指令を算出し、

前記高調波成分を 7 次座標系上の成分に変換し、前記 7 次座標系上の成分に変換された高調波成分を低域通過フィルタでフィルタリングして 7 次高調波成分の直流成分を抽出し、比例積分制御器を介して前記抽出された直流成分を零 (0) に制御する電圧指令を算出し、これを基本波座標系に変換して前記 7 次高調波抑制電圧指令を算出することを特徴とする請求項 2 に記載の永久磁石同期モータの制御システム。

20

【請求項 4】

永久磁石同期モータの電流制御方法であって、

回転速度指令と前記永久磁石同期モータの回転子絶対角度位置から算出される回転速度との差に基づいてトルク指令を生成する段階と、

前記永久磁石同期モータの駆動電流および前記永久磁石同期モータの回転子絶対角度位置に基づいて d 軸電流フィードバック信号と q 軸電流フィードバック信号をそれぞれ算出する段階と、

d 軸電流指令と前記 d 軸電流フィードバック信号との差に基づいて基本 d 軸電圧指令を算出し、前記トルク指令に基づいて算出された q 軸電流指令と前記 q 軸電流フィードバック信号との差に基づいて基本 q 軸電圧指令を算出する段階と、

30

前記電流フィードバック信号と前記電流指令との差により算出される高調波電流成分に含まれた少なくとも一つ以上の高次の高調波電流成分を抑制するための高調波抑制 d 軸電圧指令と高調波抑制 q 軸電圧指令をそれぞれ算出する段階と、

前記基本 d 軸電圧指令と前記高調波抑制 d 軸電圧指令とを合算して d 軸電圧指令を算出し、前記基本 q 軸電圧指令と前記高調波抑制 q 軸電圧指令とを合算して q 軸電圧指令を算出する段階と、

前記 q 軸電圧指令と前記 d 軸電圧指令を 3 相電圧指令に変換し、前記変換された 3 相電圧指令に基づいて前記永久磁石同期モータを駆動する駆動電圧を出力する段階とを含むことを特徴とする永久磁石同期モータの制御方法。

40

【請求項 5】

前記高調波抑制 d 軸電圧指令と前記高調波抑制 q 軸電圧指令を算出する段階は、

前記高調波電流成分の中の 5 次高調波電流成分を抑制するための 5 次高調波抑制 d 軸電圧指令と 5 次高調波抑制 q 軸電圧指令をそれぞれ算出する 5 次高調波抑制電圧指令算出段階と、

前記高調波電流成分の中の 7 次高調波電流成分を抑制するための 7 次高調波抑制 d 軸電圧指令と 7 次高調波抑制 q 軸電圧指令をそれぞれ算出する 7 次高調波抑制電圧指令算出段階と、

前記 5 次高調波抑制 d 軸電圧指令と前記 7 次高調波抑制 d 軸電圧指令とを合算して前記

50

高調波抑制 d 軸電圧指令を算出し、前記 5 次高調波抑制 q 軸電圧指令と前記 7 次高調波抑制 q 軸電圧指令とを合算して前記高調波抑制 q 軸電圧指令を算出する段階と、
を含むことを特徴とする請求項 4 に記載の永久磁石同期モータの制御方法。

【請求項 6】

前記 5 次高調波抑制電圧指令算出段階は、
前記高調波成分を 5 次座標系上の成分に変換する段階と、
前記 5 次座標系上の成分に変換された高調波成分を低域通過フィルタでフィルタリングして 5 次高調波成分の直流成分を抽出する段階と、
比例積分制御器を介して前記抽出された直流成分を零 (0) に制御する電圧指令を算出し、これを基本波座標系に変換して前記 5 次高調波抑制電圧指令を算出する段階と、
を含むことを特徴とする請求項 5 に記載の永久磁石同期モータの制御方法。

10

【請求項 7】

前記 7 次高調波抑制電圧指令算出段階は、
前記高調波成分を 7 次座標系上の成分に変換する段階と、
前記 7 次座標系上の成分に変換された高調波成分を低域通過フィルタでフィルタリングして 7 次高調波成分の直流成分を抽出する段階と、
比例積分制御器を介して前記抽出された直流成分を零 (0) に制御する電圧指令を算出し、これを基本波座標系に変換して前記 7 次高調波抑制電圧指令を算出する段階と、
を含むことを特徴とする請求項 5 に記載の永久磁石同期モータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

20

【技術分野】

【0001】

本発明は、永久磁石同期モータ (permanent magnet synchronous motor ; PMSM) の電流制御システムおよび方法に関する。

【背景技術】

【0002】

永久磁石同期モータは、高出力および高効率特性を持つモータであって、産業用、ハイブリッド電気自動車 (hybrid electric vehicle) 用などとして広範囲に用いられている。

基本的に、永久磁石同期モータは、回転子 (rotor) に巻線 (winding) が
ないため、高効率を有し且つその回転子の構造が高速作動可能である。また、永久磁石同期モータは、その動力特性が回転子の集中巻線 (concentric winding)
によって向上できる。その上、製造作業性に優れて量産が容易な集中巻線方式 (concentrated winding method) の固定子の使用が拡大しつつある。
。

30

【0003】

しかし、集中巻線方式の固定子を使用する場合、電流の制御に不利な点が発生する。すなわち、集中巻線は、逆起電力電圧 (back electromotive force voltage) で高調波成分を誘発させる。永久磁石同期モータの逆起電力電圧は、基本波以外にも、5 次高調波成分 (fifth harmonic component) および 7 次高調波成分 (seventh harmonic component) など
を含有する。逆起電力電圧の高調波成分は、モータ電流制御の外乱 (disturbance) として作用し、電流の波形が歪む (高調波電流発生) 。高調波電流は、モータのトルクリプル (torque ripple) およびモータの固定子における熱損失 (heat loss) を引き起こすことにより、全体的な効率を低下させる。よって、全体的な効率を向上させるには、高調波電流の抑制が必要とされる。このような高調波電流の抑制のための制御アルゴリズムが紹介されたことがあるが、複雑な計算過程が必要という問題点があった。

40

【特許文献 1】特開 2001 - 69783 号公報

【特許文献 2】特開 2004 - 297966 号公報

50

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたもので、その目的は、永久磁石同期モータの永久磁石による空隙磁束のバラツキに起因する高調波電流成分を効果的に抑制して、トルクリップルの低減および全体的なモータの効率向上を図ることが可能な永久磁石同期モータの制御システムおよび制御方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0005】

上記目的を達成するための本発明の実施例に係る永久磁石同期モータを制御する制御システムは、回転速度指令と前記永久磁石同期モータの回転子絶対角度位置から算出される回転子回転速度との差に基づいてトルク指令を生成する速度制御器と、前記トルク指令に対応するq軸電流指令とd軸電流指令を算出する電流指令生成器と、前記永久磁石同期モータに印加される駆動電流と前記回転子絶対角度位置に基づいてd軸電流フィードバック信号とq軸電流フィードバック信号を算出する3相/d-q座標変換器と、d軸電流指令と前記d軸電流フィードバック信号との差に基づいて基本d軸電圧指令を算出し、前記q軸電流指令と前記q軸電流フィードバック信号との差に基づいて基本q軸電圧指令を算出し、前記電流フィードバック信号と前記電流指令との差によって算出される高調波電流成分に含まれた少なくとも一つ以上の高次の高調波電流成分を抑制するための高調波抑制d軸電圧指令と高調波抑制q軸電圧指令をそれぞれ算出し、前記基本d軸電圧指令と前記高調波抑制d軸電圧指令とを合算してd軸電圧指令を算出し、前記基本q軸電圧指令と前記高調波抑制q軸電圧指令とを合算してq軸電圧指令を算出する電流制御器と、前記q軸電圧指令と前記d軸電圧指令を3相電圧指令に変換するd-q/3相座標変換器と、前記3相電圧指令に基づいて前記永久磁石同期モータを駆動するための駆動電圧を出力するインバータとを含むことを特徴とする。

【0006】

前記電流制御器は、前記高調波抑制d軸電圧指令と前記高調波抑制q軸電圧指令を算出し、前記高調波電流成分の中の5次高調波電流成分を抑制するための5次高調波抑制d軸電圧指令と5次高調波抑制q軸電圧指令をそれぞれ算出し、前記高調波電流成分の中の7次高調波電流成分を抑制するための7次高調波抑制d軸電圧指令と7次高調波抑制q軸電圧指令をそれぞれ算出し、前記5次高調波抑制d軸電圧指令と前記7次高調波抑制d軸電圧指令とを合算して前記高調波抑制d軸電圧指令を算出し、前記5次高調波抑制q軸電圧指令と前記7次高調波抑制q軸電圧指令とを合算して前記高調波抑制q軸電圧指令を算出することが好ましい。

【0007】

前記電流制御器は、前記高調波成分を5次座標系上の成分に変換し、前記5次座標系上の成分に変換された高調波成分を低域通過フィルタでフィルタリングして5次高調波成分の直流成分を抽出し、比例積分制御器を介して前記抽出された直流成分を零(0)に制御する電圧指令を算出し、これを基本波座標系に変換して前記5次高調波抑制電圧指令を算出する。また、前記電流制御器は、前記高調波成分を7次座標系上の成分に変換し、前記7次座標系上の成分に変換された高調波成分を低域通過フィルタでフィルタリングして7次高調波成分の直流成分を抽出し、比例積分制御器を介して前記抽出された直流成分を零(0)に制御する電圧指令を算出し、これを基本波座標系に変換して前記7次高調波抑制電圧指令を算出することを特徴とする。

【0008】

本発明の実施例に係る永久磁石同期モータの制御方法は、回転速度指令と前記永久磁石同期モータの回転子絶対角度位置から算出される回転速度との差に基づいてトルク指令を生成する段階と、前記永久磁石同期モータの駆動電流および前記永久磁石同期モータの回転子絶対角度位置に基づいてd軸電流フィードバック信号とq軸電流フィードバック信号をそれぞれ算出する段階と、d軸電流指令と前記d軸電流フィードバック信号との差に基

10

20

30

40

50

づいて基本 d 軸電圧指令を算出し、前記トルク指令に基づいて算出された q 軸電流指令と前記 q 軸電流フィードバック信号との差に基づいて基本 q 軸電圧指令を算出する段階と、前記電流フィードバック信号と前記電流指令との差により算出される高調波電流成分に含まれた少なくとも一つ以上の高次の高調波電流成分を抑制するための高調波抑制 d 軸電圧指令と高調波抑制 q 軸電圧指令をそれぞれ算出する段階と、前記基本 d 軸電圧指令と前記高調波抑制 d 軸電圧指令とを合算して d 軸電圧指令を算出し、前記基本 q 軸電圧指令と前記高調波抑制 q 軸電圧指令とを合算して q 軸電圧指令を算出する段階と、前記 q 軸電圧指令と前記 d 軸電圧指令を 3 相電圧指令に変換し、前記変換された 3 相電圧指令に基づいて前記永久磁石同期モータを駆動する駆動電圧を出力する段階とを含むことを特徴とする。

【0009】

10

前記高調波抑制 d 軸電圧指令と前記高調波抑制 q 軸電圧指令を算出する段階は、前記高調波電流成分の中の 5 次高調波電流成分を抑制するための 5 次高調波抑制 d 軸電圧指令と 5 次高調波抑制 q 軸電圧指令をそれぞれ算出する 5 次高調波抑制電圧指令算出段階と、前記高調波電流成分の中の 7 次高調波電流成分を抑制するための 7 次高調波抑制 d 軸電圧指令と 7 次高調波抑制 q 軸電圧指令をそれぞれ算出する 7 次高調波抑制電圧指令算出段階と、前記 5 次高調波抑制 d 軸電圧指令と前記 7 次高調波抑制 d 軸電圧指令とを合算して前記高調波抑制 d 軸電圧指令を算出し、前記 5 次高調波抑制 q 軸電圧指令と前記 7 次高調波抑制 q 軸電圧指令とを合算して前記高調波抑制 q 軸電圧指令を算出する段階とを含むことが好ましい。

【0010】

20

前記 5 次高調波抑制電圧指令算出段階は、前記高調波成分を 5 次座標系上の成分に変換する段階と、前記 5 次座標系上の成分に変換された高調波成分を低域通過フィルタでフィルタリングして 5 次高調波成分の直流成分を抽出する段階と、比例積分制御器を介して前記抽出された直流成分を零 (0) に制御する電圧指令を算出し、これを基本波座標系に変換して前記 5 次高調波抑制電圧指令を算出する段階とを含むことが好ましい。

また、前記 7 次高調波抑制電圧指令算出段階は、前記高調波成分を 7 次座標系上の成分に変換する段階と、前記 7 次座標系上の成分に変換された高調波成分を低域通過フィルタでフィルタリングして 7 次高調波成分の直流成分を抽出する段階と、比例積分制御器を介して前記抽出された直流成分を零 (0) に制御する電圧指令を算出し、これを基本波座標系に変換して前記 7 次高調波抑制電圧指令を算出する段階とを含むことが好ましい。

30

【発明の効果】

【0011】

本発明によれば、高調波成分を抽出し、各次数の高調波に同期した高次座標系上で複数の独立した電流制御を行うことにより、永久磁石の磁束バラツキに起因する高調波電流を効果的に抑制することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0012】

以下に添付図面を参照しながら、本発明の好適な実施例について詳細に説明する。

【実施例】

【0013】

40

図 1 において、図面符号 11 は、永久磁石同期モータを示す。例えば、永久磁石同期モータ 11 は、埋め込み型永久磁石同期モータ (interior permanent magnet synchronous motor、IPMSM) であってもよい。

位置検出部 13 は、永久磁石同期モータ 11 の回転子の絶対角度位置 (absolute angular position、) を検出する。絶対角位置は、永久磁石同期モータ 11 に陽の d 軸電流が印加される角度位置 (angular position) を意味する。絶対角度位置および絶対角度位置の算出は本発明の属する分野で自明なことなので、これについての詳細な説明は省略する。例えば、位置検出部 13 は、レゾルバ (resolver) にしてもよい。以下、図面番号 13 はレゾルバとも称する。

【0014】

50

電流検出器 (current detector) 15 は、PWMインバータ (PWM inverter) 17 の出力電圧 V_{u_s} 、 V_{v_s} 、 V_{w_s} によって永久磁石同期モータ 11 に印加される駆動電流 i_{u_s} 、 i_{v_s} 、 i_{w_s} を検出する。

3相/d-q座標変換器 (three-phase/d-q coordinate converter) 19 は、レゾルバ 13 から入力される絶対角度位置を用いて、電流検出器 15 から入力される電流をq軸電流フィードバック信号 (q-axis current feedback signal) i_q (すなわち、トルク分電流フィードバック信号 (torque split current feedback signal)) とd軸電流フィードバック信号 (magnetic flux split current feedback signal) i_d (すなわち、磁束分電流フィードバック信号 (magnetic flux split current feedback signal)) に変換する。

10

【0015】

回転速度算出器 (angular velocity calculator) 21 は、レゾルバ 13 から出力される絶対角度位置に基づいて回転速度 ω_r を算出する。例えば、回転速度算出器 21 は微分器 (differentiator) を含んでもよい。

減算器 (subtractor) 23 は、回転速度指令値 ω_r^* と前記算出された回転速度 ω_r との差を算出する。

速度制御器 (velocity controller) 25 は、減算器 23 によって算出された回転速度差の入力を受け、入力された回転速度差に該当するトルク指令 T_e^* を出力する。例えば、速度制御器 25 は、比例積分制御器 (Proportional Integration controller; PI controller) を含んでもよい。

20

【0016】

電流指令生成器 27 は、トルク指令 T_e^* に対応するq軸電流指令 (q-axis current command) i_q^* (トルク分電流指令 (torque split current command) ともいう) を生成する。例えば、q軸電流指令は、トルク指令にトルク定数 (torque constant) K_t の逆数を掛けた値から算出できる。一方、電流指令生成器 27 は、d軸電流指令 (d-axis current command) i_d^* (磁束分電流指令 (magnetic flux split current command) ともいう) を生成するが、d軸電流指令は「0」と設定することが好ましい。q軸電流指令およびd軸電流指令の算出は本発明の属する分野で自明なことなので、これについての詳細な説明は省略する。

30

【0017】

q軸電流指令とd軸電流指令は、電流制御器 29 に入力され、3相/d-q座標変換器 (three-phase/d-q coordinate converter) 19 によって生成されたq軸電流フィードバック信号 i_q とd軸電流フィードバック信号 i_d も電流制御器 29 に入力される。

電流制御器 29 は、q軸およびd軸電流指令 i_q^* 、 i_d^* 、q軸およびd軸電流フィードバック信号 i_q 、 i_d を用いてq軸電圧指令 $V_{s_q}^*$ とd軸電圧指令 $V_{s_d}^*$ を生成する。

40

電流制御器 29 は、d軸およびq軸電流フィードバック信号からd軸およびq軸電流指令を減算して高調波電流成分を抽出し、抽出された高調波電流成分をそれぞれ5次および7次座標系上の成分に変換し、低域通過フィルタ (low pass filter) を用いて5次と7次高調波成分の直流成分を分離し、比例積分制御器を介して5次と7次電流成分をそれぞれ「零 (0)」に制御する高調波抑制電圧指令を生成し、5次および7次高調波相殺電圧指令を元々の基本波座標系に変換して出力する。

【0018】

本発明の実施例に係る電流制御器 29 は、永久磁石同期モータの高調波特性を用いて、高調波成分による影響を除去することが可能な高調波相殺電圧指令を生成する。したがっ

50

て、以下で永久磁石同期モータの高調波特性を簡単に考察した後、本発明の実施例に係る電流制御器 29 について具体的に説明する。

永久磁石同期モータの固定子電圧方程式は、電圧および電流空間ベクトルを用いて次の(数1)で表現できる。

【数1】

$$\vec{v}_s^{-s} = R_s \vec{i}_s^{-s} + \frac{d\Psi_s^s}{dt}$$

ここで、各物理量、電圧ベクトルおよび電流ベクトルの定義は、次のとおりである。

\vec{v}_s^s : モータ電圧ベクトル (motor voltage vector)

L_s : 相インダクタンス (phase inductance)

R_s : モータ相抵抗 (motor phase resistance)

i_u, i_v, i_w : モータ u、v、w 相電流 (motor u-, v-, and w-phase current)

\vec{i}_s^s : モータ電流ベクトル (motor current vector)

v_u, v_v, v_w : モータ u、v、w 相電圧 (motor u-, v- and w-phase voltage)

Ψ_s^s : コイルに鎖交する磁束ベクトル (magnetic flux linkage vector)

$$\vec{v}_s^{-s} = \frac{2}{3} (v_u + v_v e^{j\frac{2}{3}\pi} + v_w e^{-j\frac{2}{3}\pi})$$

$$\vec{i}_s^{-s} = \frac{2}{3} (i_u + i_v e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_w e^{-j\frac{2}{3}\pi})$$

そして、上付添字「s」は、停止座標系上の変数を示す。

【0019】

コイルに鎖交する磁束を固定子電流成分 (component caused by stator current) と永久磁石成分 (component caused by the permanent magnet) に分けると、(数1) は (数2) で表現できる。

【数2】

$$\vec{v}_s^{-s} = R_s \vec{i}_s^{-s} + \frac{d(L_s \vec{i}_s^{-s} + \Psi_F e^{j\theta})}{dt}$$

ここで、 Ψ_F は永久磁石の磁束 (magnetic flux of the permanent magnet) であり、 θ は回転子角度位置 (rotor angular position) である。

【0020】

永久磁石同期モータの逆起電力電圧 (back EMF voltage) の高調波は、永久磁石による空隙鎖交磁束 (magnetic linkage flux of air gap) の高調波にモデリングできるが、3次高調波は相殺して存在せず、5次

10

20

30

40

50

と 7 次高調波が主な成分なので、5 次と 7 次高調波のみを考慮（7 次以上の高調波は非常に小さい値なので無視）すれば、(数 2) は次の (数 3) で表示できる。

【数 3】

$$\bar{v}_s^s = R_s \bar{i}_s^s + \frac{d(L_s \bar{i}_s^s)}{dt} + \frac{d(\Psi_{F1} e^{j\theta} + \Psi_{F5} e^{-j5\theta} + \Psi_{F7} e^{j7\theta})}{dt}$$

ここで、下付添字「1」は基本波を示し、下付添字「5」と「7」はそれぞれ 5 次と 7 次成分を示す。

【0021】

(数 3) に示すように、5 次成分は基本波と逆の方向に回転し、7 次成分は基本波と同一の方向に回転する。 10

同様に、モータ電流にも次の (数 4) のように高調波成分を導入することができる。

【数 4】

$$\bar{i}_s^s = \bar{i}_1 e^{j\theta} + \bar{i}_5 e^{-j5\theta} + \bar{i}_7 e^{j7\theta}$$

(数 3) と (数 4) を結合し、次の (数 5) によって回転子に同期した基本波座標系 (synchronous reference frame fixed to the rotor) 上に座標変換してまとめると、次の (数 6) の高調波モデルを求めることができる。 20

【数 5】

$$\bar{i}_s = \bar{i}_s^s e^{-j\theta}$$

【数 6】

$$\begin{aligned} \bar{v}_s = & \left(R_s \bar{i}_1 + L_s \frac{d\bar{i}_1}{dt} + j\omega L_s \bar{i}_1 + j\omega \Psi_{F1} \right) \\ & + \left(R_s \bar{i}_5 + L_s \frac{d\bar{i}_5}{dt} - j5\omega L_s \bar{i}_5 - j5\omega \Psi_{F5} \right) e^{-j6\theta} \\ & + \left(R_s \bar{i}_7 + L_s \frac{d\bar{i}_7}{dt} + j7\omega L_s \bar{i}_7 + j7\omega \Psi_{F7} \right) e^{j6\theta} \end{aligned} \quad (6)$$

30

【0022】

(数 6) の一番目の項は基本波の動特性を示し、2 番目の項は 5 次成分の動特性、3 番目の項は 7 次成分の動特性をそれぞれ示す。また、(数 6) より、同期座標系 (synchronous coordinate) 上において、5 次高調波成分は逆方向の 6 次成分と観測され、7 次高調波成分は正方向の 6 次成分と観測されることが分かる。

これと同様に、(数 4) で表わされる測定されたモータ電流フィードバック信号を (数 5) を用いて同期座標系に変換すると、変換された電流式は 5 次高調波成分と 7 次高調波成分を含み、5 次高調波成分は逆方向の 6 次成分と観測され、7 次高調波成分は正方向の 6 次成分と観測される。 40

本発明の実施例に係る永久磁石同期モータ電流制御の目的は、5 次および 7 次高調波電流を独立に「0」にすることであり、これは、各高次座標系で当該次数の電流を零 (0) に制御して達成できる。

【0023】

図 2 には本発明の実施例に係る電流制御器 29 のブロック図を示す。以下、図 2 を参照しながら、本発明の実施例に係る電流制御器 29 を具体的に説明する。

d 軸電流信号減算器 (subtractor) 31 は、d 軸電流指令 i_d^* と 3 相 / d 50

- q 座標変換器 19 からの d 軸電流フィードバック信号 i_d との差を算出し、q 軸電流信号減算器 33 は、電流指令生成器 27 から入力される q 軸電流指令 i_q^* と 3 相 / d - q 座標変換器 19 から入力される q 軸電流フィードバック信号 i_q との差を算出する。

【0024】

基本 d 軸電流制御器 35 は、d 軸電流信号減算器 31 によって算出された、d 軸電流指令 i_d^* と d 軸電流フィードバック信号 i_d との差に基づいて、基本 d 軸電圧指令 V_{sd} を算出し、基本 q 軸電流制御器 37 は、q 軸電流信号減算器 33 によって算出された、q 軸電流指令 i_q^* と q 軸電流フィードバック信号 i_q との差に基づいて、基本 q 軸電圧指令 V_{sq} を算出する。基本 d 軸電流制御器 35 と基本 q 軸電流制御器 37 は、それぞれ比例積分制御器 (Proportional Integration Controller: PI controller) を含むことが好ましく、基本 d 軸電圧指令および基本 q 軸電圧指令は、従来の d 軸および q 軸電圧指令の生成と同様の方式によって生成できる。

10

【0025】

本発明の実施例に係る高調波抑制制御では、電流フィードバック信号から電流指令を差し引いた値 (以下、「電流フィードバック信号と電流指令との差」という) を用いて、高調波を抑制する電圧指令を生成するので、d 軸電流信号減算器 31 によって算出された値はネガティブゲイン 39 を経由し、q 軸電流信号減算器 33 によって算出された値はネガティブゲイン 41 を経由する。

したがって、d 軸成分と q 軸成分に対して電流フィードバック信号と電流指令との差がそれぞれ算出され、算出された電流フィードバック信号と電流指令との差はそれぞれ 5 次高調波制御器 43 と 7 次高調波制御器 45 に入力される。

20

【0026】

この際、上述したように、電流フィードバック信号のベクトル方程式である (数 4) を同期座標系に変換すると、(数 6) に示すように、逆方向の 6 次成分と観測される 5 次高調波電流成分および正方向の 6 次成分と観測される 7 次高調波電流成分を含むので、同期座標系上の変数である電流フィードバック信号と電流指令との差も、逆方向の 6 次成分と観測される 5 次高調波電流成分および正方向の 6 次成分と観測される 7 次高調波電流成分を含む。すなわち、5 次高調波制御器 43 と 7 次高調波制御器 45 に入力される電流フィードバック信号と電流指令との差は、逆方向の 6 次成分と観測される 5 次高調波電流成分および正方向の 6 次成分と観測される 7 次高調波電流成分を含む。

30

【0027】

(数 4) で表現される測定モータ電流方程式を (数 5) を用いて同期座標系に変換した後、これをさらに次の (数 7) および (数 8) によって 5 次座標系と 7 次座標系にそれぞれ変換すると、次の (数 9) および (数 10) に示すように、当該次数の高調波以外の基本波および他の高調波成分がそれぞれ 7 次の交流成分、12 次の交流成分と観測される。

【数 7】

$$\bar{i}_s^{-5} = \bar{i}_s e^{j6\theta}$$

【数 8】

$$\bar{i}_s^{-7} = \bar{i}_s e^{-j6\theta}$$

40

【数 9】

$$\bar{i}_s^{-5} = \bar{i}_5 e^{j6\theta} + \bar{i}_7 e^{j12\theta}$$

【数 10】

$$\bar{i}_s^{-7} = \bar{i}_5 e^{-j6\theta} + \bar{i}_7 e^{-j12\theta}$$

【0028】

ここで、上付添字 s、5、7 はそれぞれ停止座標系、5 次座標系、7 次座標系上の変換

50

数を示す。

(数9)に示すように、5次座標系では、5次高調波成分は直流成分と観測され、基本波成分は7次の交流成分、7次高調波成分は12次の交流成分とそれぞれ観測される。そして、(数10)に示すように、7次座標系では、7次高調波成分は直流成分と観測され、基本波成分は6次の交流成分、5次高調波成分は12次の交流成分とそれぞれ観測される。

【0029】

したがって、同期座標系上の変数である電流フィードバック信号と電流指令との差を(数7)および(数8)をそれぞれ用いて5次および7次座標系に座標変換すると、(数9)および(数10)と類似に、5次座標系では、5次成分は直流成分と観測され、基本波成分は6次の交流成分、7次成分は12次の交流成分とそれぞれ観測され、7次座標系では、7次成分は直流成分と観測され、基本波成分は6次の交流成分、5次成分は12次の交流成分とそれぞれ観測される。

10

【0030】

本発明の実施例では、座標変換器47、49を用いて、電流フィードバック信号と電流指令との差を5次および7次座標系上の値にそれぞれ変換する。

すなわち、5次座標系に変換された電流フィードバック信号と電流指令との差では、5次高調波成分は直流成分と観測され、基本波成分および7次高調波成分は交流成分と観測される。一方、7次座標系に変換された電流フィードバック信号と電流指令との差では、7次高調波成分は直流成分と観測され、基本波成分と5次高調波成分は交流成分と観測される。

20

5次座標系および7次座標系に変換された電流フィードバック信号と電流指令との差を低域通過フィルタを用いてフィルタリングすることにより、交流成分は消去され、直流成分のみが抽出される。

【0031】

すなわち、5次座標系に変換された電流フィードバック信号と電流指令との差は、5次d軸低域通過フィルタ(fifth d-axis low pass filter)51と5次q軸低域通過フィルタ(fifth q-axis low pass filter)53によってフィルタリングされる。したがって、5次d軸低域通過フィルタ51および5次q軸低域通過フィルタ53によるフィルタリングにより、5次高調波d軸電流直流成分 i_{d5} と5次高調波q軸電流直流成分 i_{q5} がそれぞれ抽出される。

30

これと同様に、7次座標系に変換された電流フィードバック信号と電流指令との差は、7次d軸低域通過フィルタ(seventh d-axis low pass filter)55と7次q軸低域通過フィルタ(seventh q-axis low pass filter)57によってフィルタリングされる。7次d軸低域通過フィルタ55および7次q軸低域通過フィルタ57によるフィルタリングにより、7次高調波d軸電流直流成分 i_{d7} と7次高調波q軸電流直流成分 i_{q7} がそれぞれ抽出される。

【0032】

その後、このように抽出された5次と7次電流成分のd軸およびq軸直流成分は、制御指令を「0」とする4つの独立的な比例積分制御器59、61、63、65によって補償することにより、5次および7次の高調波電流成分をゼロ(zero)化させる5次および7次座標系上の高調波抑制電圧指令が得られる。

40

次いで、5次座標系上の高調波抑制電圧指令および7次座標系上の高調波抑制電圧指令は、(数8)と(数7)それぞれによって同期座標系上の信号に逆変換される。すなわち、(数8)に該当する座標変換器67を介して5次座標系上の高調波抑制電圧指令が同期座標系に座標変換され、(数7)に該当する座標変換器69を介して7次座標系上の高調波抑制電圧指令が同期座標系に座標変換される。

【0033】

そして、5次高調波制御器43の座標変換器67から得られた5次高調波抑制d軸電圧指令と7次高調波制御器45の座標変換器69から得られた7次高調波抑制d軸電圧指令

50

とを合算することにより、高調波抑制 d 軸電圧指令 $V_{s_d_c}^*$ が生成される。同様に、5 次高調波制御器 4 3 の座標変換器 6 7 から得られた 5 次高調波抑制 q 軸電圧指令と 7 次高調波制御器 4 5 の座標変換器 6 9 から得られた 7 次高調波抑制 q 軸電圧指令とを合算することにより、高調波抑制 q 軸電圧指令 $V_{s_q_c}^*$ が生成される。

その後、基本 d 軸電流制御器 3 5 によって算出された基本 d 軸電圧指令 $V_{s_d_B}^*$ と高調波抑制 d 軸電圧指令 $V_{s_d_c}^*$ とを合算することにより、最終的な d 軸電圧指令 $V_{s_d}^*$ が生成される。同様に、基本 q 軸電流制御器 3 7 によって算出された基本 q 軸電圧指令 $V_{s_q_B}^*$ と高調波抑制 q 軸電圧指令 $V_{s_q_c}^*$ とを合算することにより、最終的な q 軸電圧指令 $V_{s_q}^*$ が生成される。

【0034】

結果的に、最終的な d 軸電圧指令および q 軸電圧指令は、永久磁石同期モータの永久磁石の磁束バラツキに起因する逆起電力による高調波抑制のための指令を含むことにより、固定子電流には高調波成分が大幅減少する。したがって、高調波成分によるトルクリップルが低減し、永久磁石同期モータの全体的な効率が上昇する。

電流制御器 2 9 によって前記のような方式で算出された d 軸電圧指令 $V_{s_d}^*$ と q 軸電圧指令 $V_{s_q}^*$ は d - q / 3 相座標変換器 (d - q / t h r e e p h a s e c o o r d i n a t e c o n v e r t e r) 7 1 に入力される。

d - q / 3 相座標変換器 7 1 は、絶対角度位置 () を用いて q 軸電圧指令 $V_{s_q}^*$ と d 軸電圧指令 $V_{s_d}^*$ を 3 相電圧指令 $V_{u_s}^*$ 、 $V_{v_s}^*$ 、 $V_{w_s}^*$ に変換する。

【0035】

PWM インバータ 1 7 が 3 相電圧指令 $V_{u_s}^*$ 、 $V_{v_s}^*$ 、 $V_{w_s}^*$ をパルス幅変調 (p u l s e w i d t h m o d u l a t i o n、PWM) によって変調することにより、出力電圧 V_{u_s} 、 V_{v_s} 、 V_{w_s} が永久磁石同期モータ 1 1 に印加される。したがって、駆動電流 i_{u_s} 、 i_{v_s} 、 i_{w_s} が永久磁石同期モータ 1 1 に印加されて永久磁石同期モータ 1 1 が駆動される。

d - q / 3 相座標変換器 7 1 および PWM インバータ 1 7 の作動は、本発明の属する分野で通常の知識を有する者には自明なことなので、これについての詳細な説明は省略する。

【0036】

以上で、本発明に関する好ましい実施例を説明したが、本発明は前記実施例に限定されず、本発明の属する技術範囲を逸脱しない範囲での全ての変更が含まれる。

【図面の簡単な説明】

【0037】

【図 1】本発明の実施例に係る永久磁石同期モータの制御システムを示す概略構成図である。

【図 2】図 1 の電流制御器を示す概略構成図である。

【符号の説明】

【0038】

- 1 1 永久磁石同期モータ
- 1 3 位置検出部 (レゾルバ)
- 1 5 電流検出器
- 1 7 PWM インバータ
- 1 9 3 相 / d - q 座標変換器
- 2 1 回転速度算出器
- 2 3 減算器
- 2 5 速度制御器
- 2 7 電流指令生成器
- 2 9 電流制御器
- 3 1 d 軸電流信号減算器
- 3 3 q 軸電流信号減算器

10

20

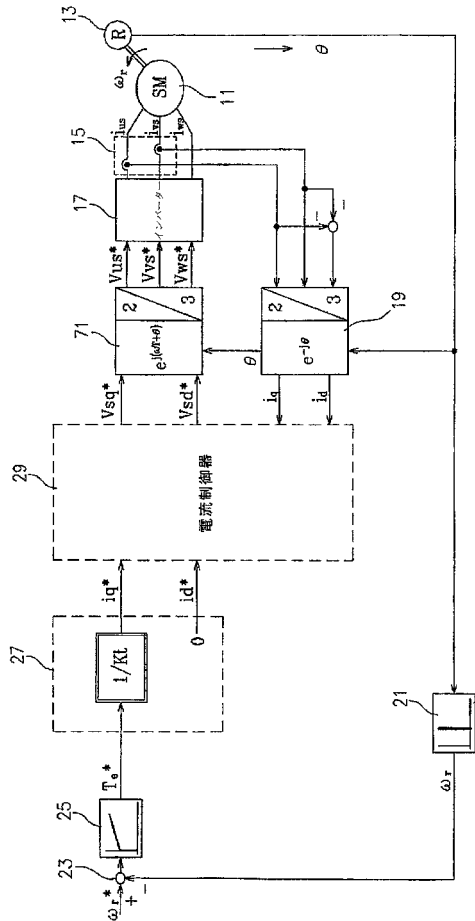
30

40

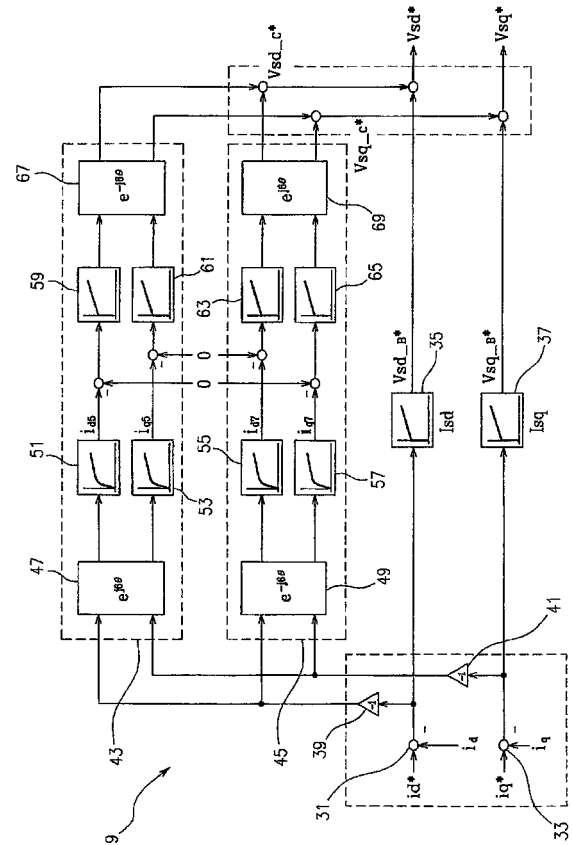
50

- 3 5 基本 d 軸電流制御器
- 3 7 基本 q 軸電流制御器
- 3 9 ネガティブゲイン
- 4 1 ネガティブゲイン
- 4 3 5 次高調波制御器
- 4 5 7 次高調波制御器
- 4 7 座標変換器
- 4 9 座標変換器
- 5 1 5 次 d 軸低域通過フィルタ
- 5 3 5 次 q 軸低域通過フィルタ
- 5 5 7 次 d 軸低域通過フィルタ
- 5 7 7 次 q 軸低域通過フィルタ
- 5 9、6 1、6 3、6 5 比例積分制御器
- 6 7、6 9 座標変換器
- 7 1 d - q / 3 相座標変換器

【 図 1 】



【 図 2 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2002-223600(JP,A)
特開2003-18900(JP,A)
特開2003-235286(JP,A)
特開2003-244992(JP,A)
特開2004-312864(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 21/00