

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6422796号
(P6422796)

(45) 発行日 平成30年11月14日(2018.11.14)

(24) 登録日 平成30年10月26日(2018.10.26)

(51) Int.Cl. F 1
H02P 6/18 (2016.01) H02P 6/18

請求項の数 9 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2015-43484 (P2015-43484)	(73) 特許権者	000003078 株式会社東芝
(22) 出願日	平成27年3月5日(2015.3.5)		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(65) 公開番号	特開2016-163515 (P2016-163515A)	(73) 特許権者	598076591 東芝インフラシステムズ株式会社
(43) 公開日	平成28年9月5日(2016.9.5)		神奈川県川崎市幸区堀川町72番地34
審査請求日	平成29年11月10日(2017.11.10)	(74) 代理人	100091982 弁理士 永井 浩之
		(74) 代理人	100091487 弁理士 中村 行孝
		(74) 代理人	100082991 弁理士 佐藤 泰和
		(74) 代理人	100105153 弁理士 朝倉 悟

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 同期機制御装置及び駆動システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

同期機を駆動するインバータと、
電流指令及び前記インバータの出力電流に基づいて電圧指令を生成する電圧指令生成部と、

前記電流指令又は前記電圧指令に所定の高周波信号を重畳可能な高周波重畳部と、
前記同期機の推定回転位相角を算出する推定部と、
を備え、

前記高周波重畳部は、スロット高調波の周波数と、前記高周波信号の周波数と、のいずれが所定値以上のとき、前記高周波信号を重畳し、前記所定値未満のとき、前記高周波信号を重畳しない

同期機制御装置。

【請求項2】

前記推定部は、前記スロット高調波の周波数と、前記高周波信号の周波数と、のいずれが所定値以上のとき、前記インバータの前記出力電流の高周波成分に基づいて前記推定回転位相角を算出する

請求項1に記載の同期機制御装置。

【請求項3】

前記推定部は、スロット高調波の周波数と、前記高周波信号の周波数と、のいずれが所定値未満のとき、PWM高調波、磁石磁束、及びインダクタンスの少なくとも1つに基づい

て前記推定回転位相角を算出する
請求項 1 又は請求項 2 に記載の同期機制御装置。

【請求項 4】

同期機を駆動するインバータと、
電流指令及び前記インバータの出力電流に基づいて電圧指令を生成する電圧指令生成部と、
前記電流指令又は前記電圧指令に高周波信号を重畳する高周波重畳部と、
前記インバータの前記出力電流の高周波成分に基づいて前記同期機の推定回転位相角を算出する推定部と、
を備え、

10

前記高周波重畳部は、スロット高調波の周波数に応じて、前記高周波信号の周波数及び振幅の少なくとも一方を変化させる
同期機制御装置。

【請求項 5】

前記高周波重畳部は、前記スロット高調波の周波数と、前記高周波信号の周波数と、前記スロット高調波の周波数と、のずれが所定値以上となるように、前記高周波信号の周波数を変化させる
請求項 4 に記載の同期機制御装置。

【請求項 6】

前記高周波重畳部は、前記高周波信号の周波数と、前記スロット高調波の周波数と、のずれが小さいほど、前記高周波信号の振幅を大きくする
請求項 4 又は請求項 5 に記載の同期機制御装置。

20

【請求項 7】

前記同期機は、シンクロナスリラクタンスモータ又は永久磁石同期機である
請求項 1 乃至請求項 6 のいずれか 1 項に記載の同期機制御装置。

【請求項 8】

同期機と、
前記同期機を駆動するインバータと、
電流指令及び前記インバータの出力電流に基づいて電圧指令を生成する電圧指令生成部と、
前記電流指令又は前記電圧指令に所定の高周波信号を重畳可能な高周波重畳部と、
前記同期機の推定回転位相角を算出する推定部と、
を備え、

30

前記高周波重畳部は、スロット高調波の周波数と、前記高周波信号の周波数と、のずれが所定値以上のとき、前記高周波信号を重畳し、前記所定値未満のとき、前記高周波信号を重畳しない
同期機駆動システム。

【請求項 9】

同期機と、
前記同期機を駆動するインバータと、
電流指令及び前記インバータの出力電流に基づいて電圧指令を生成する電圧指令生成部と、
前記電流指令及び前記電圧指令に高周波信号を重畳する高周波重畳部と、
前記インバータの前記出力電流の高周波成分に基づいて前記同期機の推定回転位相角を算出する推定部と、
を備え、

40

前記高周波重畳部は、スロット高調波の周波数に応じて、前記高周波信号の周波数及び振幅の少なくとも一方を変化させる
同期機駆動システム。

【発明の詳細な説明】

50

【技術分野】

【0001】

本発明の実施形態は、同期機制御装置及び駆動システムに関する。

【背景技術】

【0002】

従来、同期機の制御方法として、小型軽量化、低コスト化、及び信頼性向上のために、レゾルバエンコーダ等の回転センサを用いないセンサレス制御が提案されている。一般に、センサレス制御では、低速域における制御精度の向上が困難であり、多様な開発が進められている。

【0003】

例えば、低速域における制御方法として、PWM高調波を利用した方法や、電圧指令に高周波電圧を重畳する方法や、電流指令に高周波電流を重畳する方法が利用されている。いずれの場合も、同期機に流れる電流や電圧の高周波成分に基づいて、同期機の回転位相角や角周波数を推定することができる。また、重畳する高周波信号を可変とすることで、騒音を低減する方法も提案されている。これらの方法を用いることにより、低速域における同期機のセンサレス制御が可能となる。

【0004】

しかしながら、指令に高周波信号を重畳する場合、同期機の角周波数に応じて発生するスロット高調波の影響により、出力高周波成分に誤差が発生し、同期機の回転位相角や角周波数を精度よく推定できない恐れがあった。回転位相角の推定精度が低下すると、制御の不安定化や脱調が生じるという問題があった。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2009-153347号公報

【特許文献2】特開2001-339999号公報

【特許文献3】特開2011-172324号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

スロット高調波の影響を抑制し、同期機の回転位相角を精度よく推定できる同期機制御装置及び駆動システムを提供する。

【課題を解決するための手段】

【0007】

一実施形態に係る同期機制御装置は、インバータと、電圧指令生成部と、高周波重畳部と、推定部と、を備える。インバータは、同期機を駆動する。電圧指令生成部は、電流指令及びインバータの出力電流に基づいて電圧指令を生成する。高周波重畳部は、電流指令又は電圧指令に所定の高周波信号を重畳可能である。推定部は、同期機の推定回転位相角を算出する。高周波重畳部は、スロット高調波の周波数と、高周波信号の周波数と、のずれが所定値以上のとき、高周波信号を重畳し、所定値未満のとき、高周波信号を重畳しない。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】第1実施形態に係る同期機駆動システムを示す図。

【図2】三相固定座標系及びd c q c軸回転座標系を説明する図。

【図3】図1の高周波重畳部の構成を示す図。

【図4】図1の速度・回転位相角推定部29の構成を示す図。

【図5】図4の第1誤差推定部の構成を示す図。

【図6】図5の振幅検出部の構成を示す図。

【図7】図6のバンドパスフィルタの機能を説明する図。

10

20

30

40

50

【図 8】図 6 の F F T 解析部による振幅の検出方法を説明する図。

【図 9】図 4 の第 2 誤差推定部の構成を示す図。

【図 10】スロット及びスロット高調波を説明する図。

【図 11】図 1 の制御方式切替部の構成を示す図。

【図 12】スロット高調波による影響を説明する図。

【図 13】スロット高調波による影響を説明する図。

【図 14】スロット高調波による影響を説明する図。

【図 15】スロット高調波による影響を説明する図。

【図 16】スロット高調波による影響を説明する図。

【図 17】スロット高調波による影響を説明する図。

【図 18】スロット高調波による影響を説明する図。

【図 19】スロット高調波による影響を説明する図。

【図 20】第 2 実施形態に係る同期機駆動システムを示す図。

【図 21】図 20 の高周波重畳部の構成を示す図。

【図 22】高周波電圧の周波数及び振幅の変更方法を説明する図。

【図 23】高周波電圧の周波数及び振幅の変更方法を説明する図。

【図 24】高周波電圧の周波数及び振幅の変更方法を説明する図。

【図 25】高周波電圧の周波数及び振幅の変更方法を説明する図。

【図 26】高周波電圧の周波数及び振幅の変更方法を説明する図。

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下、本発明の実施形態について図面を参照して説明する。

【0010】

(第 1 実施形態)

第 1 実施形態に係る同期機駆動システム(以下、「システム」という)について、図 1 ~ 図 19 を参照して説明する。図 1 は、本実施形態に係るシステムの構成を示す図である。図 1 に示すように、本実施形態に係るシステムは、同期機 1 と、同期機制御装置 2 と、を備える。

【0011】

同期機 1 は、固定子及び回転子を備えるモータである。同期機 1 は、永久磁石を備える永久磁石同期機、シンクロナスリラクタンスモータ(SynRM)などの磁氣的突極性を利用するリラクタンス式同期機、又は界磁磁束を二次巻線により供給する巻線界磁式同期機であるが、これに限られない。以下では、同期機 1 は、永久磁石同期機であるものとする。

【0012】

同期機 1 の固定子は、3 つの励磁相(U相、V相、及びW相)を有し、各励磁相に流れる 3 相交流電流によって磁界を発生させる。固定子が発生させた磁界により、回転子が回転する。

【0013】

本実施形態に係る同期機制御装置 2 (以下、「制御装置 2」という)は、高周波信号を利用する制御方式と、高周波信号を利用しない制御方式と、の 2 種類の制御方式を用いて、同期機 1 をセンサレスで制御する。以下では、高周波信号として高周波電圧を利用する場合について説明するが、高周波信号として高周波電流を利用してもよい。

【0014】

図 1 に示すように、この制御装置 2 は、インバータ 21 と、電流検出器 22 と、座標変換部 23 と、電圧指令生成部 24 と、座標変換部 25 と、変調部 26 と、電圧検出器 27 と、高周波重畳部 28 と、速度・回転位相角推定部 29 と、制御方式切替部 30 と、を備える。

【0015】

インバータ 21 は、スイッチング素子を備える回路である。インバータ 21 は、スイッ

10

20

30

40

50

チング素子の ON / OFF を切替えることにより、電源（図示省略）からの電力を交流に変換して、同期機 1 に供給する。インバータ 2 1 は、各スイッチング素子の ON / OFF を制御する制御信号を変調部 2 6 から入力される。

【 0 0 1 6 】

電流検出器 2 2 は、同期機 1 の固定子に流れる 3 相交流電流のうち、2 相又は 3 相の電流を検出する。図 1 は、2 相（U 相及び W 相）の電流 i_u 、 i_w を検出する構成を示している。尚、同期機 1 の固定子に流れる 3 相交流電流は、インバータ 2 1 の直流側電流に基づき演算により求めてもよい。この場合、制御装置 2 は、電流検出器 2 2 を備えなくてもよい。

【 0 0 1 7 】

座標変換部 2 3 は、電流検出器 2 2 が検出した電流 i_u 、 i_w を、三相固定座標系から $d c q c$ 軸回転座標系に座標変換し、電流 i_{dc} 、 i_{qc} を算出する。電流 i_{dc} は、固定子に流れる電流（インバータ 2 1 の出力電流）の $d c$ 軸成分であり、電流 i_{qc} は、固定子に流れる電流（インバータ 2 1 の出力電流）の $q c$ 軸成分である。ここで、三相固定座標系及び $d c q c$ 軸回転座標系について、図 2 を参照して説明する。

【 0 0 1 8 】

図 2 に示すように、三相固定座標系は、 d 軸と c 軸とからなる固定座標系である。図 2 において、 d 軸は、U 相方向に設定され、 c 軸は、 d 軸と垂直な方向に設定されている。電流検出器 2 2 により検出された電流 i_u 、 i_w は、このような三相固定座標上で表される。

【 0 0 1 9 】

これに対して、 $d c q c$ 軸回転座標系は、 $d c$ 軸と $q c$ 軸とからなる回転座標系である。 $d c$ 軸は、制御装置 2 が d 軸方向（回転子のインダクタンスが最小の方向）と推定した方向に設定され、 $q c$ 軸は、制御装置 2 が q 軸方向（回転子のインダクタンスが最大の方向）と推定した方向に設定される。図 2 のインダクタンス楕円は、回転子のインダクタンスを示している。

【 0 0 2 0 】

図 2 に示すように、 $d c q c$ 軸と、 $d q$ 軸と、は必ずしも一致するとは限らない。回転子の実際の回転位相角 θ は、 d 軸から d 軸までの角度で表される。また、制御装置 2 が推定した回転子の推定回転位相角 $e s t$ は、 d 軸から $d c$ 軸までの角度で表される。以下では、回転位相角 θ と推定回転位相角 $e s t$ との誤差を、誤差 $\theta - e s t$ という。

【 0 0 2 1 】

座標変換部 2 3 は、速度・回転位相角推定部 2 9 が出力した推定回転位相角 $e s t$ を用いることにより、三相固定座標系を $d c q c$ 軸回転座標系に変換することができる。

【 0 0 2 2 】

電圧指令生成部 2 4（電流制御部）は、電流 i_{dc} 、 i_{qc} 、電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* 、及び推定速度 $e s t$ に基づいて、同期機 1 に流れる電流が電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* となるように、電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* を算出する。

【 0 0 2 3 】

電流指令 i_{dc}^* は、同期機 1 に流す電流の $d c$ 軸成分である。電流指令 i_{qc}^* は、同期機 1 に流す電流の $q c$ 軸成分である。推定速度 $e s t$ は、制御装置 2 が推定した回転子の速度（角周波数）である。電圧指令 v_{dc}^* は、同期機 1 の固定子に印加する電圧の $d c$ 軸成分である。電圧指令 v_{qc}^* は、同期機 1 の固定子に印加する電圧の $q c$ 軸成分である。

【 0 0 2 4 】

以下では、電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* は、外部装置から入力されるものとするが、制御装置 2 が、トルク指令などに基づいて電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* を生成する電流指令生成部を更に備える構成も可能である。

【 0 0 2 5 】

座標変換部 2 5 は、電圧指令生成部 2 4 が出力した電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* を、 d

10

20

30

40

50

c q c 軸回転座標系から三相固定座標系に座標変換する。座標変換部 25 は、座標変換部 23 と同様、推定回転位相角 $e s t$ を用いることにより、d c q c 軸回転座標系を三相固定座標系に変換する。

【0026】

以下では、座標変換部 25 が座標変換した電圧指令 $v d c^*$ 、 $v d c^*$ を、電圧指令 $v u^*$ 、 $v v^*$ 、 $v w^*$ という。電圧指令 $v u^*$ は、固定子の U 相に印加する電圧であり、電圧指令 $v v^*$ は、固定子の V 相に印加する電圧であり、電圧指令 $v w^*$ は、固定子の W 相に印加する電圧である。

【0027】

変調部 26 は、電圧指令 $v u^*$ 、 $v v^*$ 、 $v w^*$ に基づいて、インバータ 21 の各スイッチング素子の ON/OFF を制御する制御信号 $v u$ 、 $v v$ 、 $v w$ を生成する。制御信号 $v u$ は、U 相のスイッチング素子の ON/OFF に対応する 2 値の信号である。制御信号 $v v$ 、 $v w$ についても同様である。

10

【0028】

変調部 26 は、例えば、電圧指令 $v u^*$ 、 $v v^*$ 、 $v w^*$ を、三角波を用いた PWM (Pulse-Width Modulation) によって変調することにより、制御信号 $v u$ 、 $v v$ 、 $v w$ を生成することができる。変調部 26 は、生成した制御信号 $v u$ 、 $v v$ 、 $v w$ をインバータ 21 に入力する。

【0029】

電圧検出器 27 は、変調部 27 が出力した制御信号 $v u$ 、 $v v$ 、 $v w$ を検出し、速度・回転位相角推定部 29 に入力する。

20

【0030】

高周波重畳部 28 は、制御方式切替部 30 から入力される切替信号に応じて、電圧指令 $v d c^*$ に高周波電圧 $v d h$ を重畳する。高周波電圧 $v d h$ は、電圧指令 $v d c^*$ に重畳する電圧値である。

【0031】

ここで、図 3 は、高周波重畳部 28 を示す図である。図 3 に示すように、高周波重畳部 28 は、高周波電圧算出部 31 を備える。

【0032】

高周波電圧算出部 31 は、切替信号として 1 を入力された場合、 $v d h = V d h^* \times \sin(2 f d h \times t)$ を計算し、高周波電圧 $v d h$ を出力する。 $V d h^*$ は、高周波電圧の振幅の設定値である。 $f d h$ は、高周波電圧の周波数である。高周波電圧算出部 31 が出力した高周波電圧 $v d h$ は、電圧指令 $v d c^*$ に重畳され、座標変換部 25 に入力される。なお、切替信号については後述する。

30

【0033】

一方、高周波電圧算出部 31 は、切替信号として 0 を入力された場合、 $v d h = 0 \times \sin(2 f d h \times t)$ を計算し、0 を出力する。したがって、電圧指令 $v d c^*$ は、そのまま座標変換部 25 に入力される。

【0034】

なお、高周波信号として高周波電流を重畳する場合には、高周波重畳部 28 は、切替信号に応じて、電流指令 $i d c^*$ 、 $i q c^*$ に高周波電流を重畳してもよい。例えば、電流指令 $i d c^*$ に、高周波電流 $i d h$ を重畳する場合、高周波電流 $i d h$ は、 $i d h = I d h^* \times \sin(2 f d h \times t)$ となる。 $I d h^*$ は、高周波電流 $i d h$ の振幅の設定値である。

40

【0035】

速度・回転位相角推定部 29 (以下、「推定部 29」という) は、同期機 1 の回転子の速度及び回転位相角を推定し、推定速度 $e s t$ 及び推定回転位相角 $e s t$ を算出する。推定部 29 が出力した推定速度 $e s t$ は、電圧指令生成部 24 及び制御方式切替部 30 に入力される。また、推定回転位相角 $e s t$ は、座標変換部 23、26 に入力され、座標変換に利用される。

50

【 0 0 3 6 】

図 4 は、推定部 2 9 の構成を示す図である。図 4 に示すように、推定部 2 9 は、第 1 誤差推定部 3 2 と、第 2 誤差推定部 3 3 と、PLL 制御部 3 4 と、積分器 3 5 と、を備える。

【 0 0 3 7 】

第 1 誤差推定部 3 2 は、高周波電圧 v_h を利用した任意の方法で、回転位相角 θ と推定回転位相角 e_{est} との誤差 e_1 を算出する。第 2 誤差推定部 3 3 は、高周波電圧 v_h を利用しない任意の方法で、回転位相角 θ と推定回転位相角 e_{est} との誤差 e_2 を算出する。

【 0 0 3 8 】

PLL 制御部 3 4 は、切替信号に応じて誤差 e_1 又は誤差 e_2 を入力される。PLL 制御部 3 4 は、切替信号が 1 の場合、誤差 e_1 を入力され、切替信号が 0 の場合、誤差 e_2 を入力される。PLL 制御部 3 4 は、入力された誤差 e が 0 になるように PLL 制御を行い、推定速度 e_{est} を算出する。PLL 制御部 3 4 が出力した推定速度 e_{est} は、積分器 3 5 に入力される。

10

【 0 0 3 9 】

積分器 3 5 は、推定速度 e_{est} を積分し、推定回転位相角 e_{est} を算出する。

【 0 0 4 0 】

すなわち、推定部 2 9 は、切替信号が 1 の場合、高周波電圧 v_h を利用して推定速度 e_{est} 及び推定回転位相角 e_{est} を算出し、切替信号が 0 の場合、高周波電圧 v_h を利用しない方法で推定速度 e_{est} 及び推定回転位相角 e_{est} を算出する。

20

【 0 0 4 1 】

ここで、第 1 誤差推定部 3 2 及び第 2 誤差推定部 3 3 について、それぞれ詳細に説明する。まず、第 1 誤差推定部 3 2 による誤差 e_1 の算出方法の一例について説明する。

【 0 0 4 2 】

一般に、誤差 e が 0 の場合、すなわち、実際の dq 軸と推定した $dc dq$ 軸が一致する場合、 dq 軸電圧方程式は以下の式で表される。

【 0 0 4 3 】

【 数 1 】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \psi \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdots (1)$$

30

【 0 0 4 4 】

式 (1) において、 ω_e は電気角回転周波数、 v_d は d 軸電圧、 v_q は q 軸電圧、 i_d は d 軸電流、 i_q は q 軸電流、 R は同期機 1 の巻線抵抗、 ψ は磁束、 ω_e は同期機 1 の速度 (角周波数)、 L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンス、 p は微分演算子 (d/dt) である。

【 0 0 4 5 】

これに対して、誤差 e が 0 ではない場合、すなわち、実際の dq 軸と推定した $dc dq$ 軸との間に誤差が生じている場合、 dq 軸電圧方程式は以下の式で表される。

40

【 0 0 4 6 】

【数2】

$$\begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - \omega_e L_{dq} & -\omega_e L_{qc} \\ \omega_e L_{dc} & R + \omega_e L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{dc} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \omega_e \psi \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \cdot \cdot \cdot (2)$$

$$L_{dc} = L_0 + L_1 \cos 2\Delta\theta \cdot \cdot \cdot (3)$$

$$L_{qc} = L_0 - L_1 \cos 2\Delta\theta \cdot \cdot \cdot (4)$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}, L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \cdot \cdot \cdot (5)$$

$$L_{dq} = L_1 \sin 2\Delta\theta \cdot \cdot \cdot (6)$$

【0047】

式(2)において、 v_{dc} はdc軸電圧(d軸電圧の推定値)、 v_{qc} はqc軸電圧(q軸電圧の推定値)、 i_{dc} はdc軸電流(d軸電流の推定値)、 i_{qc} はqc軸電流(q軸電流の推定値)である。

【0048】

本実施形態のように、dc軸電圧(電圧指令値 v_{dc}^*)に高周波電圧 v_{dh} を重畳した場合、式(2)の微分項は以下の式で表される。

【0049】

【数3】

$$p \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos 2\Delta\theta \\ -L_1 \sin 2\Delta\theta \end{bmatrix} v_{dh} \cdot \cdot \cdot (7)$$

【0050】

式(7)より、誤差が0の場合、dc軸電圧に高周波電圧 v_{dh} を重畳しても、 $\sin 2\Delta\theta = 0$ となり、qc軸には高周波電流が流れないことがわかる($i_{qc} = 0$)。これに対して、誤差が0でない場合、dc軸電圧に高周波電圧 v_{dh} を重畳すると、 $\sin 2\Delta\theta \neq 0$ となり、qc軸には高周波電流が流れることがわかる($i_{qc} \neq 0$)。

【0051】

そして、誤差が十分小さい場合、 $\cos 2\Delta\theta \approx 1$ 、 $\sin 2\Delta\theta \approx 2\Delta\theta$ と近似できる。したがって、式(7)は、以下のように変形することができる。

【0052】

【数4】

$$\Delta\theta = \frac{L_d L_q}{(L_q - L_d)} \frac{i_{qc}'_{p-p}}{dt} \frac{1}{v_{dh}} \cdot \cdot \cdot (8)$$

【0053】

式(8)において、 dt は電流のサンプリング間隔、 $i_{qc}'_{p-p}$ は、qc軸高周波電流(qc軸電流の高域成分)の振幅である。第1誤差推定部32は、上記の式(8)により、誤差 $\Delta\theta$ を算出することができる。

【0054】

10

20

30

40

50

ここで、図5は、上記の方法で誤差 1 を算出する第1誤差推定部32を示す図である。図5に示すように、第1誤差推定部32は、振幅検出部36を備える。

【0055】

振幅検出部36は、座標変換部23から入力された q 軸電流 i_{qc} から、高周波電流の振幅 $i_{qc} \text{ } _p - p$ を検出する。第1誤差推定部32は、振幅検出部36が出力した振幅 $i_{qc} \text{ } _p - p$ と、高周波重畳部28から入力された高周波電圧 v_{dh} と、を式(8)に代入し、誤差 1 を算出する。なお、インダクタンス L_d 、 L_q は、例えば、電流 i_{qc} と対応付けられたインダクタンステーブルを参照して取得すればよい。また、サンプリング間隔 d_t は、設定値である。

【0056】

ここで、図6は、振幅検出部36を示す図である。図6に示すように、振幅検出部36は、バンドパスフィルタ37と、FFT解析部38と、を備える。

【0057】

バンドパスフィルタ37は、図7に示すように、入力された電流 i_{qc} のうち、高周波電圧 v_{dh} の周波数 f_{dh} を含む所定の範囲の周波数成分を通過させ、範囲外の周波数成分を減衰させる。これにより、バンドパスフィルタ37は、電流 i_{qc} から、周波数 f_{dh} を有する高周波電流 i_{qc} を検出する。

【0058】

なお、バンドパスフィルタ37のカットオフ周波数は、高周波電流 i_{qc} を検出可能であれば、一定であってもよいし、可変であってもよい。バンドパスフィルタ37が出力した高周波電流 i_{qc} は、FFT解析部38に入力される。

【0059】

FFT解析部38は、バンドパスフィルタ37が検出した高周波電流 i_{qc} の振幅 $i_{qc} \text{ } _p - p$ を算出する。FFT解析部38は、例えば、図8に示すように、高周波電流 i_{qc} に対して、高周波電圧 v_{dh} の1周期($= 1 / f_{dh}$)中に4回サンプリングを行い、サンプリングされた4つの電流値から振幅 $i_{qc} \text{ } _p - p$ を算出する。

【0060】

高周波電流 i_{qc} は、バンドパスフィルタ37によって余計な周波数成分を除去されているため、FFT解析部38は、図8に示すように、振幅 $i_{qc} \text{ } _p - p$ を精度よく算出することができる。

【0061】

なお、第1誤差推定部32による誤差 1 の算出方法は、上記の方法に限られず、高周波電圧 v_h を利用した周知の方法の中から任意に選択可能である。

【0062】

次に、第2誤差推定部33について説明する。図9は、第2誤差推定部33の構成を示す図である。図9に示すように、座標変換部39と、高調波観測部40と、インダクタンス分布近似算出部41と、 2算出部42と、を備える。

【0063】

座標変換部39は、電流検出器22が検出した電流 i_u 、 i_w を、図2の 軸座標系に座標変換し、電流 I_u 、 I_w を算出する。同様に、座標変換部39は、電圧検出器27から入力された制御信号 v_u 、 v_v 、 v_w を、 軸座標系に座標変換し、電圧 V_u 、 V_w を算出する。

【0064】

高周波観測部40は、座標変換部39が算出した電流 I_u 、 I_w のPWM高調波成分 $d I_u / d t$ 、 $d I_w / d t$ を算出する。同様に、高周波観測部40は、座標変換部39が算出した電圧 V_u 、 V_w のPWM高調波成分 $V_u / d t$ 、 $V_w / d t$ を算出する。

【0065】

インダクタンス分布近似算出部41は、PWM高調波成分 $d I_u / d t$ 、 $d I_w / d t$ 、 $V_u / d t$ 、 $V_w / d t$ に基づいて、インダクタンス行列 L を算出する。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 6 】

2 算出部 4 2 は、インダクタンス行列 L に基づいて、誤差 2 を算出する。

【 0 0 6 7 】

なお、第 2 誤差推定部 3 3 による誤差 2 の算出方法は、上記の P W M 高調波を用いた方法に限られず、高周波電圧 v h を利用しない周知の方法の中から任意に選択可能である。

【 0 0 6 8 】

制御方式切替部 3 0 は、スロット高調波の周波数と、高周波電圧 v h f の周波数と、を比較し、比較結果に応じて、1 又は 0 の切替信号を出力する。

【 0 0 6 9 】

ここで、スロット及びスロット高調波について説明する。図 1 0 に示すように、同期機 1 は、固定子 1 0 1 と、回転子 1 0 2 と、を備える。固定子 1 0 1 は、複数の突極 1 0 3 を備える。突極 1 0 3 は、回転子 1 0 2 と対向するように、所定間隔で配列されている。また、隣接した突極 1 0 3 の間には、スロット 1 0 4 が形成されている。

【 0 0 7 0 】

磁束の通りやすさは、回転子 1 0 2 と、突極 1 0 3 及びスロット 1 0 4 と、の位置関係によって変化する。図 1 0 に示すように、突極 1 0 3 は、磁束が通りやすく（インダクタンスが大きく）、スロット 1 0 4 は、磁束が通り難い（インダクタンスが小さい）。このような同期機 1 では、回転子 1 0 2 が回転すると、固定子 1 0 1 との間のインダクタンスの変化に起因したスロット高調波が発生し、固定子 1 0 1 の電流や電圧に重畳される。一般に、d q 軸座標系において、スロット高調波の周波数 f s l o t は、以下の式で表される。

【 0 0 7 1 】

【数 5】

$$f_{slot} = SL \times \frac{f_e}{P_p} = SL \times f_{mech} \cdots (9)$$

【 0 0 7 2 】

式 (9) において、S L はスロット数、f e は電気角回転周波数、f m e c h は同期機 1 の回転周波数、P p は極対数である。式 (9) からわかるように、スロット高調波の周波数 f s l o t は、同期機 1 の周波数 f m e c h に応じて変化する。スロット高調波の周波数 f s l o t は、同期機 1 の周波数 f m e c h が大きくなるほど、大きくなり、高周波電圧 v d h の周波数 f d h に近くなる。

【 0 0 7 3 】

スロット高調波の周波数と、高周波電圧 v d h の周波数と、が近い場合、スロット高調波に応じた電流がバンドパスフィルタ 3 7 を通過し、F F T 解析部 3 8 が算出する振幅 i p c _ p - p に誤差が生じる。このため、高周波電圧 v h f を利用して推定した回転位相角 や速度 には誤差が生じ、同期機 1 の制御の不安定化や脱調の原因となる。なお、振幅 i p c _ p - p に対するスロット高調波の影響の詳細については後述する。

【 0 0 7 4 】

そこで、制御方式切替部 3 0 は、切替信号によって、スロット高調波の周波数及び高周波電圧 v d h の周波数が近い場合と、離れている場合と、で同期機 1 の制御方式を切替える。

【 0 0 7 5 】

より詳細には、制御方式切替部 3 0 は、スロット高調波の周波数と、高周波電圧 v d h の周波数と、のずれが所定値以上の場合、制御信号として 1 を出力する。ここでいうずれとは、スロット高調波の周波数と、高周波電圧 v d h の周波数と、の差や比などのことである。ずれは、スロット高調波の周波数と、高周波電圧 v d h の周波数と、が近づくほど小さくなり、離れるほどおおきくなる。以下では、ずれは差であるものとする。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 6 】

これにより、スロット高調波の周波数及び高周波電圧 v_{dh} の周波数が離れている場合、電圧指令 v_{dc}^* に高周波電圧 v_{hf} が重畳され、高周波電圧 v_{hf} を利用して算出された誤差 1 に基づいて、推定速度 e_{st} 及び推定回転位相角 e_{st} が算出される。

【 0 0 7 7 】

スロット高調波の周波数及び高周波電圧 v_{dh} の周波数が離れている場合には、スロット高調波に応じた電流がバンドパスフィルタ 37 を通過しないため、スロット高調波による影響は小さくなる。したがって、高周波電圧 v_{hf} を利用して速度 及び回転位相角 を精度よく推定することができる。

10

【 0 0 7 8 】

一方、制御方式切替部 30 は、スロット高調波の周波数と高周波電圧 v_{dh} の周波数との差が所定値未満の場合、制御信号として 0 を出力する。これにより、スロット高調波の周波数及び高周波電圧 v_{dh} の周波数が近い場合、電圧指令 v_{dc}^* に高周波電圧 v_{hf} が重畳されず、高周波電圧 v_{hf} を利用しない方法で算出された誤差 2 に基づいて、推定速度 e_{st} 及び推定回転位相角 e_{st} が算出される。

【 0 0 7 9 】

スロット高調波の周波数及び高周波電圧 v_{dh} の周波数が近い場合、上述の通り、誤差 1 に対するスロット高調波の影響が大きくなるが、高周波電圧 v_{hf} を利用しない方法で算出された誤差 2 には影響が小さい。したがって、誤差 2 に基づいて、速度 及び回転位相角 を精度よく推定することができる。

20

【 0 0 8 0 】

このように、スロット高調波の周波数及び高周波電圧 v_{dh} の周波数が近い場合と、離れている場合と、で同期機 1 の制御方式を切替えることにより、スロット高調波に起因する速度 及び回転位相角 の推定誤差を抑制し、同期機 1 の回転位相角 を精度よく推定することができる。これにより、同期機 1 の制御の不安定化や脱調を抑制することができる。

【 0 0 8 1 】

図 11 は、制御方式切替部 30 の構成を示す図である。制御方式切替部 30 は、まず、推定部 29 から入力された推定速度 e_{st} から、以下の式によりスロット高調波の周波数を算出する。

30

【 0 0 8 2 】

【数 6】

$$\omega_{slot_est} = SL \frac{\omega_{est}}{P_p} \cdot \cdot \cdot (10)$$

【 0 0 8 3 】

式 (10) において、 $slot_est$ は、スロット高調波の角周波数の推定値である。次に、制御方式切替部 30 は、高周波電圧 v_{hf} の角周波数 dh と、推定角周波数 $slot_est$ と、の比 を算出する。

40

【 0 0 8 4 】

【数 7】

$$\alpha = \frac{\omega_{slot_est}}{\omega_{dh}} \cdot \cdot \cdot (11)$$

$$\omega_{dh} = 2\pi f_{dh} \cdot \cdot \cdot (12)$$

【0085】

角周波数 ω_{dh} は、予め設定されていてもよいし、高周波重畳部 28 から入力されてもよいし、周波数 f_{dh} から式 (12) によって算出されてもよい。 10

【0086】

そして、制御方式切替部 30 は、比 α と所定の閾値 α_{th} とを比較し、比較結果に応じた切替信号を出力する。閾値 α_{th} は、予め設定してもよいし、同期機 1 の制御中に算出してもよい。

【0087】

制御方式切替部 30 は、 $\alpha < \alpha_{th}$ の場合、すなわち、スロット高調波の周波数と高周波電圧 v_{dh} の周波数との差 $(f_{dh} - f_{slot_est})$ が所定値 $(f_{dh} (1 - \alpha_{th}))$ 以上の場合、1 を出力する。 20

【0088】

一方、制御方式切替部 30 は、 $\alpha > \alpha_{th}$ の場合、すなわち、スロット高調波の周波数と高周波電圧 v_{dh} の周波数との差 $(f_{dh} - f_{slot_est})$ が所定値 $(f_{dh} (1 - \alpha_{th}))$ 未満の場合、0 を出力する。 20

【0089】

ここで、振幅 i_{pc_p-p} に対するスロット高調波の影響について、詳細に説明する。まず、スロット高調波の影響がない場合について、図 12 及び図 13 を参照して説明する。

【0090】

スロット高調波の影響がなく、誤差 α が 0 の場合、図 12 に示すように、高周波電圧 v_{dh} を重畳しても、高周波電流 i_{qc} は流れない。これに対して、誤差 α が 0 でない場合、図 13 に示すように、高周波電圧 v_{dh} を重畳すると、高周波電圧 v_{dh} の周波数と同じ周波数の高周波電流 i_{qc} が流れる。式 (7) を参照して説明した通り、この高周波電流 i_{qc} の振幅 i_{qc_p-p} から、誤差 α を算出することができる。 30

【0091】

次に、スロット高調波の影響がある場合について、図 14 ~ 図 19 を参照して説明する。

【0092】

スロット高調波の影響があり、誤差 α が 0 の場合、図 14 に示すように、高周波電圧 v_{dh} を重畳しても、高周波電流 i_{qc} は流れないが、スロット高調波に応じた電流 i_{qs} が q_c 軸電流として流れる。したがって、電流 i_{qc} には、電流 i_{qs} が含まれる。 40

【0093】

しかしながら、同期機 1 の回転周波数 f_{mech} が小さい場合、式 (9) よりスロット高調波の周波数 f_{slot} も小さくなる。スロット高調波の周波数 f_{slot} が高周波電圧 v_{dh} の周波数 f_{dh} より所定値以上小さい場合、図 15 に示すように、電流 i_{qc} が推定部 36 に入力されると、バンドパスフィルタ 37 によって電流 i_{qs} はカットされる。

【0094】

誤差 α が 0 でない場合、図 16 に示すように、高周波電圧 v_{dh} を重畳すると、高周波電圧 v_{dh} の周波数と同じ周波数の高周波電流 i_{qc} と、スロット高調波に応じた電流 i_{qs} と、 q_c 軸電流として流れる。したがって、電流 i_{qc} には、高周波電流 i_{q 50

c 及び電流 i_{qs} が含まれる。

【0095】

しかしながら、同期機 1 の回転周波数 f_{mech} が小さく、スロット高調波の周波数 f_{slot} が高周波電圧 v_{dh} の周波数 f_{dh} より所定値以上小さい場合、図 17 に示すように、電流 i_{qc} が推定部 36 に入力されると、バンドパスフィルタ 37 によって電流 i_{qs} はカットされる。これに対して、高周波電流 i_{qc} は、バンドパスフィルタ 37 を通過する。したがって、スロット高調波の影響がない場合と同様に、高周波電流 i_{qc} の振幅 i_{qc_p-p} から、誤差 を算出することができる。

【0096】

このように、スロット高調波の周波数が小さく、スロット高調波の周波数と高周波電圧 v_{dh} の周波数とが離れている場合、電流 i_{qs} がカットされるため、スロット高調波の影響は抑制される。したがって、高周波電圧 v_{dh} を利用して、速度 及び回転位相角 を精度よく推定することができる。これは、スロット高調波の周波数が高周波電圧 v_{dh} より大きい場合であっても同様である。

【0097】

これに対して、スロット高調波の周波数が大きく、スロット高調波の周波数と高周波電圧 v_{dh} の周波数とが近い場合、スロット高調波の影響が大きくなる。誤差 が 0 でない場合、図 18 に示すように、高周波電圧 v_{dh} を重畳すると、高周波電流 i_{qc} と、電流 i_{qs} と、が q 軸電流として流れる。これは、スロット高調波の周波数が小さい場合と同様である。

【0098】

しかしながら、スロット高調波の周波数が大きい場合、図 19 に示すように、電流 i_{qc} をバンドパスフィルタ 37 に入力しても、電流 i_{qs} を十分に低減できず、電流 i_{qs} が重畳された高周波電流 i_{qc} が出力される。このため、高周波電流 i_{qc} の振幅 i_{qc_p-p} に誤差が生じ、速度 及び回転位相角 の推定精度が低下する。

【0099】

このように、スロット高調波による影響は、スロット高調波の周波数が高周波電圧 v_{dh} の周波数に近いほど大きくなる。本実施形態に係る制御装置 2 は、スロット高調波の影響が大きい場合と小さい場合とで制御方式を切替えるため、速度 及び回転位相角 を精度よく推定することができる。

【0100】

なお、本実施形態では、2 種類の方法で速度 及び回転位相角 を推定したが、3 種類以上の方法で推定してもよい。この場合、例えば、比 と比較する閾値 を複数設定し、比較結果に応じて推定方法を選択すればよい。

【0101】

また、本実施形態では、PLL 制御によって推定速度 e_{st} 及び推定回転位相角 e_{st} を算出したが、直接的に推定速度 e_{st} 及び推定回転位相角 e_{st} を算出する方法を用いてもよい。

【0102】

さらに、本実施形態では、電圧指令 v_{dc}^* に高周波電圧 v_{dh} を重畳したが、電圧指令 v_{qc}^* や、電圧指令 v_{dc}^* , v_{qc}^* の両方に、高周波電圧を重畳してもよい。電圧指令 v_{qc}^* に高周波電圧 v_{qh} を重畳しても、高周波電圧 v_{qh} を利用した周知の方法で位相角の誤差を算出することができる。また、本実施形態では、電圧指令 v_{dc}^* に高周波電圧 v_{dh} を重畳したが、上述の通り、電流指令に高周波電流を重畳して、同期機 1 に印加される電圧（インバータ 21 の出力電圧）に基づいて位相角の誤差を算出してもよい。

【0103】

(第 2 実施形態)

第 2 実施形態に係るシステムについて、図 20 ~ 図 26 を参照して説明する。図 20 は、本実施形態に係るシステムの構成を示す図である。本実施形態に係る制御装置 2 は、制

10

20

30

40

50

御方式を切替えず、高周波電圧 v_{dh} を利用する制御方式を用いて、同期機 1 をセンサレスで制御する。このため、図 20 に示すように、この制御装置 2 は、電圧検出器 27 や制御方式切替部 30 を備えない。

【0104】

そして、この制御装置 2 は、制御方式を切替えるかわりに、高周波電圧 v_{dh} の振幅や周波数を変化させる。ここで、図 21 は、本実施形態に係る制御装置 2 の高周波重畳部 28 の構成を示す図である。図 21 に示すように、高周波重畳部 28 は、スロット高調波周波数算出部 43 と、高周波電圧周波数決定部 44 と、高周波電圧振幅決定部 45 と、高周波電圧算出部 31 と、を備える。

【0105】

スロット高調波周波数算出部 43 (以下、「算出部 43」という) は、スロット高調波の周波数を算出し、高周波電圧周波数決定部 44 及び高周波電圧振幅決定部 45 に入力する。算出部 43 は、スロット高調波の周波数として、推定角周波数 s_{slot_est} を算出してもよいし、周波数 $f_{slot} (= s_{slot_est} / 2)$ を算出してもよい。推定角周波数 s_{slot_est} は、推定速度 est から式 (10) により算出することができる。以下では、算出部 43 は、周波数 f_{slot} を算出するものとする。

【0106】

高周波電圧周波数決定部 44 (以下、「周波数決定部 44」という) は、算出部 43 から入力されたスロット高調波の周波数 f_{slot} に基づいて、高周波電圧 v_{dh} の周波数 f_{dh} を決定する。周波数決定部 44 は、周波数 f_{slot} に応じて周波数 f_{dh} を変化させ、周波数 f_{slot} と周波数 f_{dh} との差が所定値以上となるように、周波数 f_{dh} を決定する。周波数決定部 44 が決定した周波数 f_{dh} は、高周波電圧算出部 31 に入力される。

【0107】

なお、本実施形態において、推定部 29 のバンドパスフィルタ 37 は、周波数決定部 44 が決定した周波数 f_{dh} が通過可能なように、カットオフ周波数が可変であるのが好ましい。

【0108】

高周波電圧振幅決定部 45 (以下、「振幅決定部 45」という) は、算出部 43 から入力されたスロット高調波の周波数 f_{slot} に基づいて、高周波電圧 v_{dh} の振幅 V_{dh} を決定する。振幅決定部 45 は、周波数 f_{slot} に応じて振幅 V_{dh} を変化させ、周波数 f_{slot} と周波数 f_{dh} との差が小さい程、振幅 V_{dh} を大きくする。振幅決定部 45 が決定した振幅 V_{dh} は、高周波電圧算出部 31 に入力される。

【0109】

高周波電圧算出部 31 は、 $v_{dh} = V_{dh} \times \sin(2f_{dh} \times t)$ を計算し、高周波電圧 v_{dh} を出力する。高周波電圧算出部 31 が出力した高周波電圧 v_{dh} は、電圧指令 v_{dc}^* に重畳され、座標変換部 25 に入力される。

【0110】

上述の通り、スロット高調波の周波数 f_{slot} と高周波電圧 v_{dh} の周波数 f_{dh} とが近い場合、スロット高調波の影響により、速度及び回転位相角の推定精度が低下する。しかしながら、本実施形態に係る制御装置 2 は、周波数 f_{slot} と周波数 f_{dh} との差が所定値以上となるように、高周波電圧 v_{dh} の周波数 f_{dh} を変化させる。これにより、スロット高調波の影響を抑制し、速度及び回転位相角を精度よく推定することができる。

【0111】

また、制御装置 2 は、周波数 f_{dh} と周波数 v_{dh} とが近いほど、高周波電圧 v_{dh} の振幅 V_{dh} を大きくする。式 (8) からわかるように、高周波電圧 v_{dh} が大きいほど、スロット高調波により誤差が生じる振幅 $i_{pc} - p$ の影響が、相対的に小さくなる。したがって、スロット高調波の影響を相対的に小さくし、速度及び回転位相角の推定精度を向上させることができる。

10

20

30

40

50

【 0 1 1 2 】

なお、本実施形態において、高周波重畳部 2 8 は、振幅 V_{dh} を一定とし、周波数 f_{dh} のみを変化させてもよい。周波数 f_{dh} は、例えば、図 2 2 に示すように、段階的に変化させてもよいし、図 2 3 に示すように、連続的に変化させてもよい。

【 0 1 1 3 】

また、高周波重畳部 2 8 は、周波数 f_{dh} を一定とし、振幅 V_{dh} のみを変化させてもよい。振幅 V_{dh} は、例えば、図 2 4 に示すように、段階的に変化させてもよいし、図 2 5 に示すように、連続的に変化させてもよい。

【 0 1 1 4 】

さらに、高周波重畳部 2 8 は、図 2 6 に示すように、周波数 f_{dh} 及び振幅 V_{dh} の両方を変化させてもよい。これにより、同期機 1 のトルクリプルを低減し、駆動効率を向上することができる。理由は、以下の通りである。

【 0 1 1 5 】

一般に、周波数 f_{dh} には、上限値（キャリア周波数）が存在する。このため、スロット高調波の周波数 f_{slot} が高い場合、周波数 f_{slot} より所定値以上大きい周波数 f_{dh} を設定できない可能性がある。十分に大きな周波数 f_{dh} を設定できない場合、バンドパスフィルタ 3 7 によりスロット高調波に応じた電流 i_{qs} をカットできなくなり、推定回転位相角 e_{st} にリップルが発生する。そして、同期機 1 には、トルクリプル（トルク変動）が発生する。同期機 1 のトルクリプル T は以下の式で表される。

【 0 1 1 6 】

【 数 8 】

$$T = P_p \begin{bmatrix} \phi_{dc} \\ \phi_{qc} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = P_p (\phi_{dc} i_{qc} - \phi_{qc} i_{dc})$$

$$= P_p \begin{bmatrix} \{L_d \cos^2 \Delta\theta + L_q \sin^2 \Delta\theta\} i_{dc} + (L_d \sin \Delta\theta \cos \Delta\theta - L_q \sin \Delta\theta \cos \Delta\theta) i_{qc} + \psi_d \cos \Delta\theta i_{qc} \\ -\{L_d \sin \Delta\theta \cos \Delta\theta - L_q \sin \Delta\theta \cos \Delta\theta\} i_{dc} + (L_d \sin^2 \Delta\theta + L_q \cos^2 \Delta\theta) i_{qc} + \psi_d \sin \Delta\theta i_{dc} \end{bmatrix} \cdot \dots (13)$$

【 0 1 1 7 】

式 (13) からわかるように、誤差 e_{st} が大きいほど、トルクリプル T は大きくなる。図 2 2 及び図 2 3 のように、周波数 f_{dh} だけを変化させる場合、上記の理由から、同期機 1 のトルクリプル T が増大する恐れがある。周波数 f_{dh} を大きくすると、バンドパスフィルタ 3 7 の設計が困難になるという問題もある。さらに、振幅 V_{dh} が大きいほど、鉄損や高周波電流 i_{qc} による銅損が増大し、同期機 1 の駆動効率が低下する。

【 0 1 1 8 】

これに対して、周波数 f_{dh} 及び振幅 V_{dh} の両方を変化させた場合、いずれか一方だけを変化させる場合と比べて、周波数 f_{dh} 及び振幅 V_{dh} のそれぞれの変化量を小さくできる。したがって、上記のようなトルクリプルの増大や駆動効率の低下を抑制することができる。

【 0 1 1 9 】

なお、周波数 f_{dh} 及び振幅 V_{dh} の決定方法は、任意である。周波数 f_{dh} 及び振幅 V_{dh} は、予めテーブルに設定されていてもよいし、トルクリプルや損失が最小となる値が計算されてもよいし、インダクタンスの飽和に応じて変更されてもよい。

【 符号の説明 】

【 0 1 2 0 】

1 : 同期機、2 : 同期機制御装置、2 1 : インバータ、2 2 : 電流検出器、2 3 : 座標変換部、2 4 : 電圧指令生成部、2 5 : 座標変換部、2 6 : 変調部、2 7 : 電圧検出器、2 8 : 高周波重畳部、2 9 : 速度・回転位相角推定部、3 0 : 制御方式切替部、3 1 : 高周波電圧算出部、3 2 : 第 1 誤差推定部、3 3 : 第 2 誤差推定部、3 4 : PLL 制御部、3

10

20

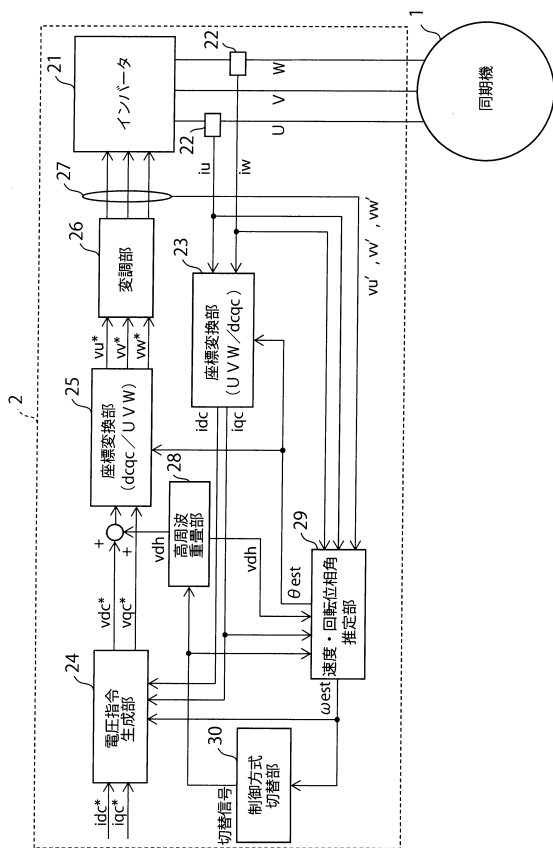
30

40

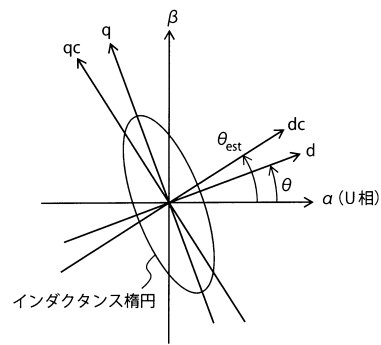
50

5 : 積分器、36 : 振幅検出部、37 : バンドパスフィルタ、38 : FFT解析部、39
 座標変換部、40 : 高調波観測部、41 : インダクタンス分布近似算出部、42 :
 算出部、43 : スロット高調波周波数算出部、44 : 高周波電圧周波数決定部、45 : 高
 周波電圧振幅決定部、101 : 固定子、102 : 回転子、103 : 突極、104 : スロッ
 ト

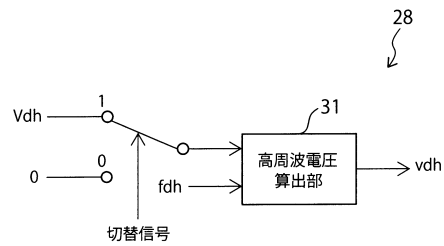
【図1】



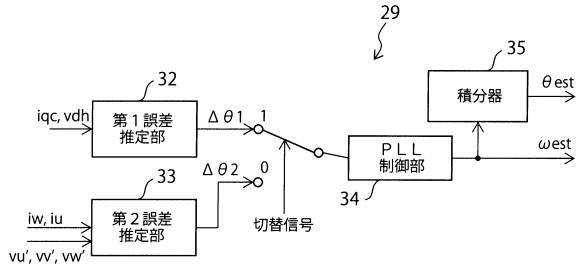
【図2】



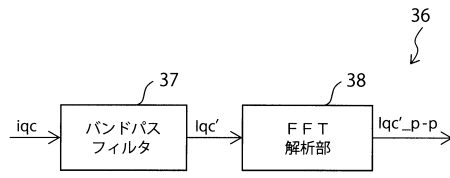
【図3】



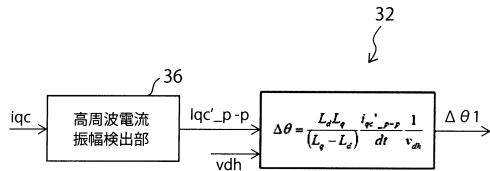
【図4】



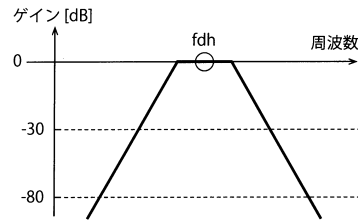
【図6】



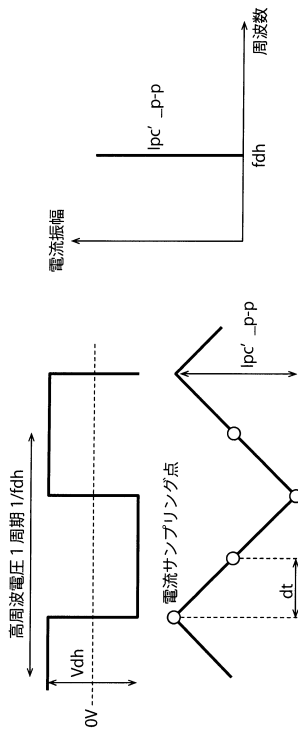
【図5】



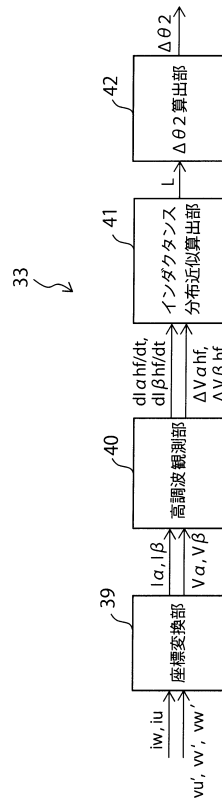
【図7】



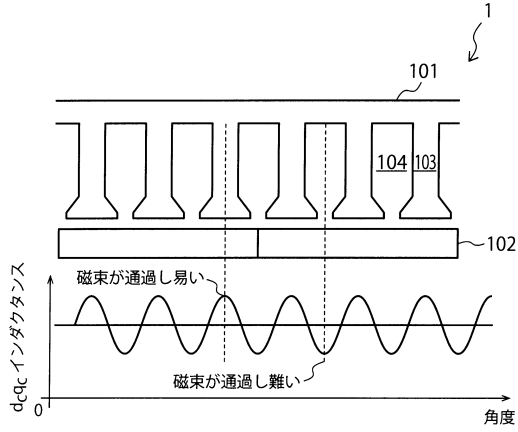
【図8】



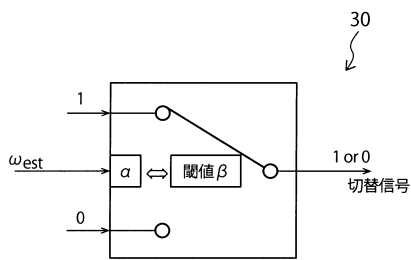
【図9】



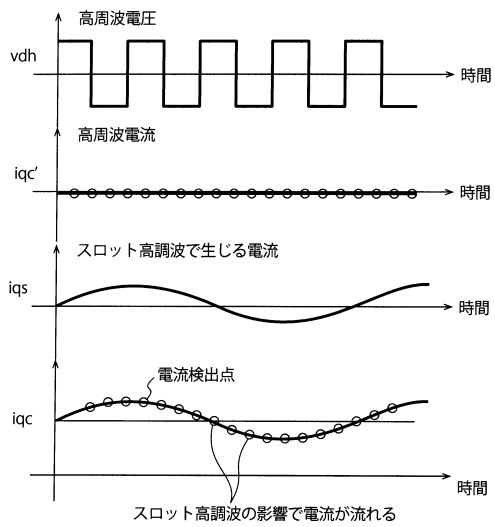
【図10】



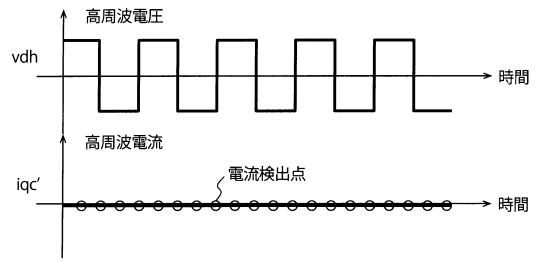
【図11】



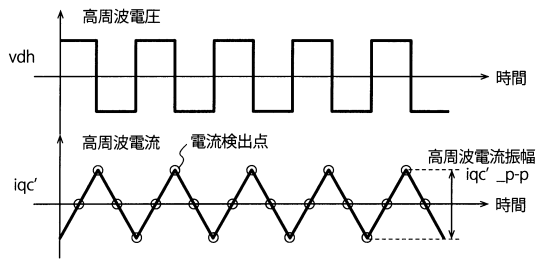
【図14】



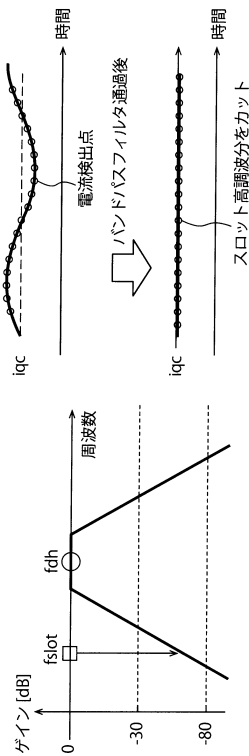
【図12】



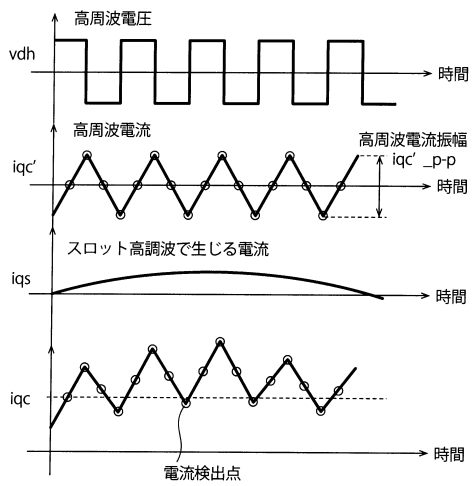
【図13】



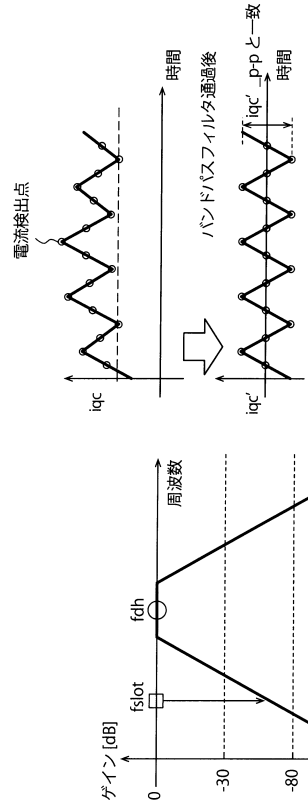
【図15】



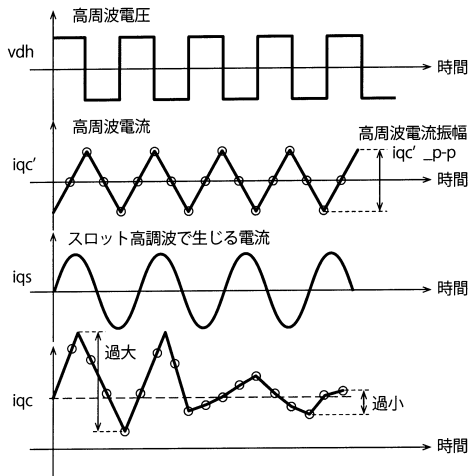
【図16】



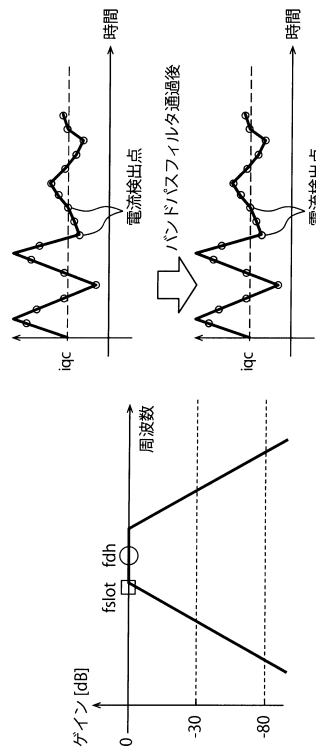
【図17】



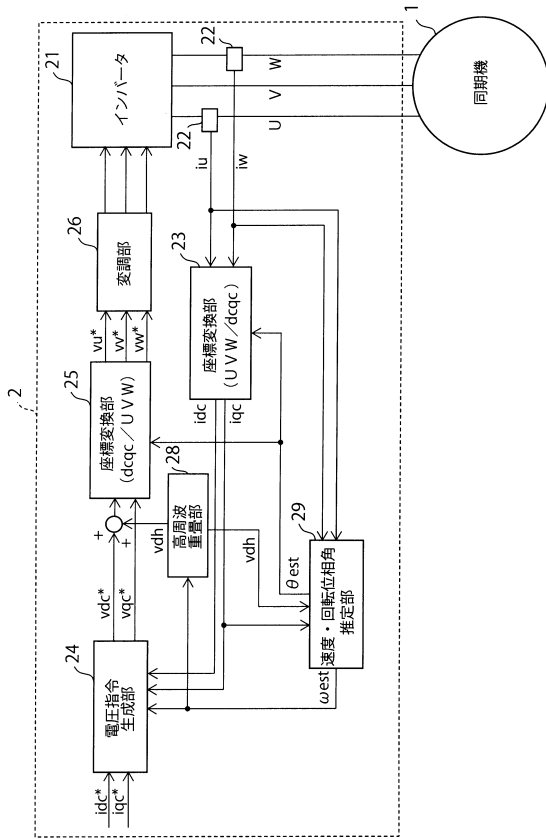
【図18】



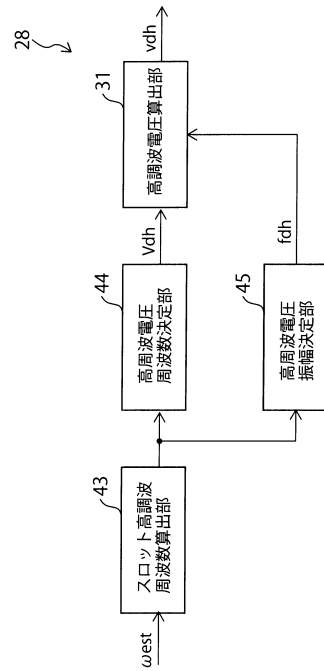
【図19】



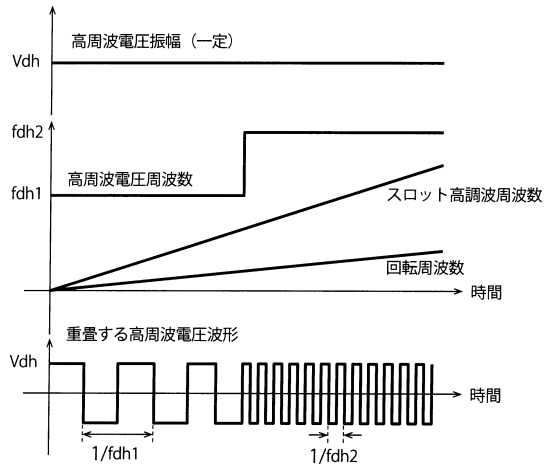
【図20】



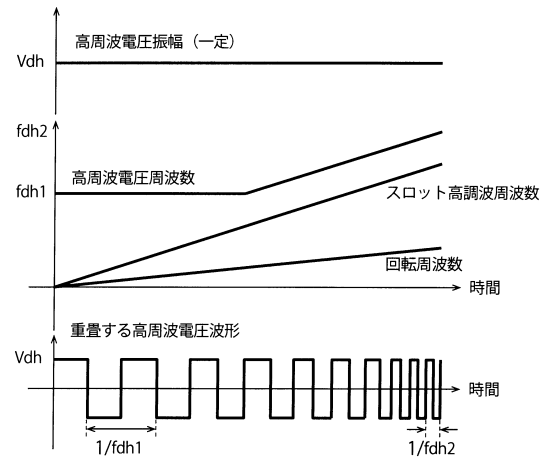
【図21】



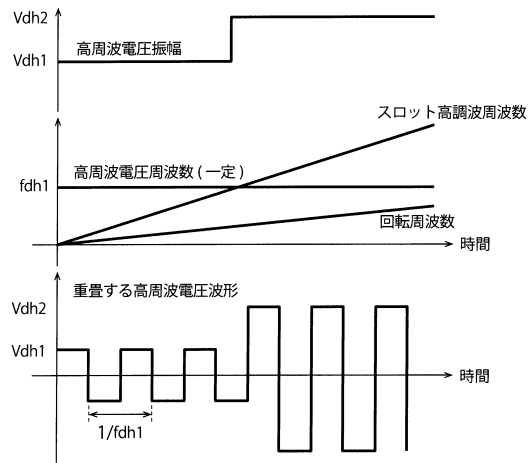
【図22】



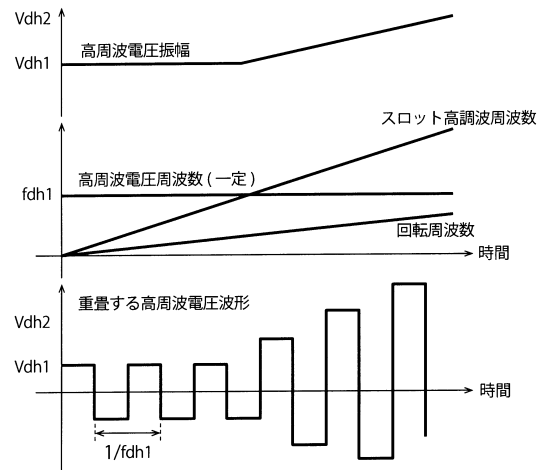
【図23】



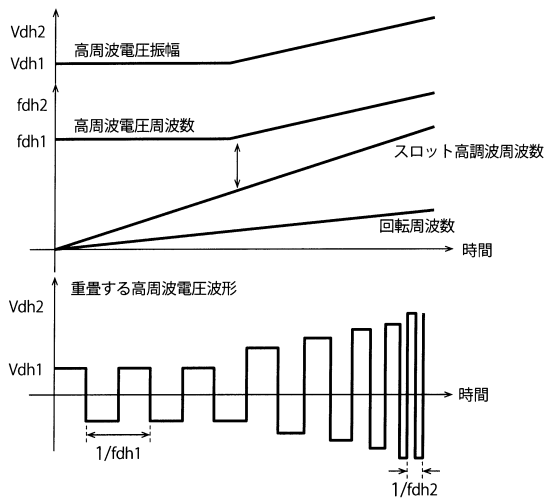
【図 2 4】



【図 2 5】



【図 2 6】



フロントページの続き

- (74)代理人 100107582
弁理士 関根 毅
- (74)代理人 100118843
弁理士 赤岡 明
- (72)発明者 茂田 智秋
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 谷口 峻
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 鈴木 健太郎
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 結城 和明
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内

審査官 桑原 恭雄

- (56)参考文献 特開2015-008560(JP,A)
特開2006-129574(JP,A)
米国特許出願公開第2004/0257030(US,A1)
特開2004-343833(JP,A)
特開2009-153347(JP,A)
特開2001-339999(JP,A)
特開2011-172324(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 6/18