

(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2017-200344

(P2017-200344A)

(43) 公開日 平成29年11月2日(2017.11.2)

(51) Int.Cl.
H02P 27/06 (2006.01)F I
H02P 27/06テーマコード (参考)
5H505

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願2016-90199 (P2016-90199)
(22) 出願日 平成28年4月28日 (2016.4.28)(71) 出願人 000004260
株式会社デンソー
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(74) 代理人 100093779
弁理士 服部 雅紀
(72) 発明者 藤島 優也
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内
Fターム(参考) 5H505 AA16 BB04 CC04 DD03 DD05
DD08 EE41 EE49 EE55 GG04
HA10 HB01 JJ03 JJ04 JJ08
JJ17 JJ23 JJ24 LL01 LL22
LL24 LL38 LL39 LL41 LL58
MM17

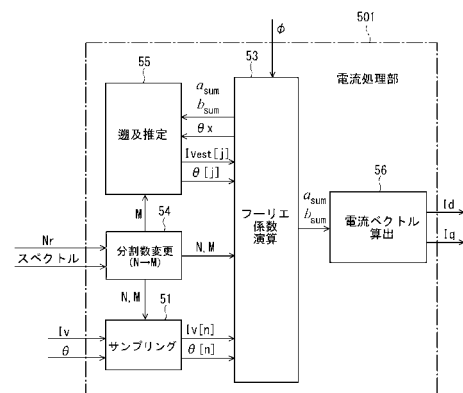
(54) 【発明の名称】 交流電動機の制御装置

(57) 【要約】

【課題】分割数を変更したとき、フーリエ級数展開による1次電流演算値が急変することを防止する交流電動機の制御装置を提供する。

【解決手段】フーリエ係数演算部53は、相電流を電気角の関数として当該相の1次電流を抽出しフィードバックするフーリエ級数展開において、相電流検出値又は相電流推定値に基づく算出値を電気1周期にわたって積算することによりフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} を演算する。分割数変更部54により分割数 M が変更されたとき、フーリエ係数演算部53が変更後分割数 M による演算に切り替える時点を演算切替時とする。遡及推定部55は、フーリエ係数演算部53が演算切替時から電気1周期の期間に演算に用いる電気角及び相電流値として、変更前分割数 N を用いて算出されたフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} に基づき、変更後分割数 M に対応する電気角 $\theta[j]$ 及び相電流推定値 $I_{vest}[j]$ を演算切替時から遡って逆演算する。

【選択図】図7



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数のスイッチング素子(21-26)の動作により直流電力を交流電力に変換し、交流電動機(80)に供給するインバータ(20)と、

フィードバックされた相電流に基づいて前記インバータを操作し、前記交流電動機の通電を制御するインバータ制御部(30)と、

を備え、

前記インバータ制御部は、

電気角 k 周期(k は自然数)を2以上の整数である分割数で分割したサンプリング間隔で相電流検出値をサンプリングするサンプリング部(51)と、

相電流を電気角の関数として当該相の1次電流を抽出しフィードバックするフーリエ級数展開において、相電流検出値又は相電流推定値に基づく算出値を電気角 k 周期にわたって積算することによりフーリエ係数を演算するフーリエ係数演算部(53)と、

任意のタイミングで前記分割数を変更前分割数(N)から変更後分割数(M)に変更可能な分割数変更部(54)と、

前記分割数変更部により前記分割数を変更されたとき、前記フーリエ係数演算部が前記変更後分割数による演算に切り替える時点を演算切替時(t_x)とすると、前記フーリエ係数演算部が前記演算切替時から電気角 k 周期の期間に演算に用いる電気角及び相電流値として、前記変更前分割数を用いて算出されたフーリエ係数(a_{sum} 、 b_{sum})に基づき、前記変更後分割数に対応する電気角及び相電流推定値を前記演算切替時から遡って逆演算する遡及推定部(55)と、

を有する交流電動機の制御装置。

【請求項 2】

前記遡及推定部は、前記変更前分割数を用いて算出されたフーリエ係数として、前記演算切替時の直前に算出された値を用いる請求項1に記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 3】

複数のスイッチング素子(21-26)の動作により直流電力を交流電力に変換し、交流電動機(80)に供給するインバータ(20)と、

フィードバックされた相電流に基づいて前記インバータを操作し、前記交流電動機の通電を制御するインバータ制御部(30)と、

を備え、

前記インバータ制御部は、

電気角 k 周期(k は自然数)を、2以上の整数である分割数で分割したサンプリング間隔で相電流検出値をサンプリングする複数のサンプリング部(51、52)と、

相電流を電気角の関数として当該相の1次電流を抽出しフィードバックするフーリエ級数展開において、相電流検出値に基づく算出値を電気角 k 周期にわたって積算することによりフーリエ係数を演算するフーリエ係数演算部(53)と、

任意のタイミングで前記分割数を変更前分割数(N)から変更後分割数(M)に変更可能な分割数変更部(54)と、

を有し、

前記複数のサンプリング部は、前記分割数の変更が通知された時から電気角 k 周期の期間である移行期間において、前記変更前分割数による相電流のサンプリングと、前記変更後分割数による相電流のサンプリングとを併行して実行し、

前記フーリエ係数演算部は、前記移行期間中は前記変更前分割数によりフーリエ係数を算出し、前記移行期間の終了時を演算切替時(t_x)として前記変更後分割数による演算に切り替える交流電動機の制御装置。

【請求項 4】

前記分割数変更部は、少なくとも前記交流電動機の回転数に応じて前記分割数を変更する請求項1~3のいずれか一項に記載の交流電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流電動機の通電を制御する交流電動機の制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、電流センサが検出した相電流検出値に基づいてフィードバック制御を行う交流電動機の制御装置において、相電流の1次成分に重畳する高次成分の影響を低減する技術が知られている。

例えば特許文献1に開示された交流電動機の制御装置は、相電流検出値をフーリエ級数展開して1次成分を抽出し、抽出した1次電流に基づいてフィードバック制御を行う。このとき、電気角 k 周期を分割数 N で分割したサンプリング間隔でサンプリングされた相電流検出値に基づく算出値を積算することにより、フーリエ係数を演算する。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特許第5741966号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

特許文献1には、交流電動機の回転数又は電気周波数によって、分割数 N を変更してもよいと記載されている。具体的には、回転数又は電気周波数が高くなるほど分割数 N を少なくすることにより、電気1周期の時間を分割数 N で分割した時間が処理時間を下回り、制御が破綻することを防止することができる。また、回転数又は電気周波数が低くなるほど分割数 N を多くすることにより、1次電流の検出精度を確保することができる。

20

【0005】

ところで特許文献1の従来技術によるフーリエ係数の演算では、現在から遡って電気角 k 周期における N 個の電気角及び相電流検出値を用いて積算値を算出する。したがって、分割数の変更時から電気角 k 周期の期間、変更前分割数による相電流検出値と、変更後分割数による相電流検出値との両方を用いたイレギュラーな演算が実行される。このとき、フーリエ級数展開による1次電流演算値が急変し、交流電動機のトルク変動やパワー変動が生じるおそれがある。

30

【0006】

本発明は、このような点に鑑みて創作されたものであり、その目的は、分割数を変更したとき、フーリエ級数展開による1次電流演算値が急変することを防止する交流電動機の制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明の交流電動機の制御装置は、複数のスイッチング素子(21-26)の動作により直流電力を交流電力に変換し、交流電動機(80)に供給するインバータ(20)と、フィードバックされた相電流に基づいてインバータを操作し、交流電動機の通電を制御するインバータ制御部(30)とを備える。

40

本明細書で「交流電動機」は、交流駆動のモータ、発電機、及びモータジェネレータを含むものであり、例えば、ハイブリッド自動車や電気自動車の主機として用いられ駆動輪を駆動するためのトルクを発生するモータジェネレータが該当する。また、例えば、モータジェネレータの通電を制御する制御装置が「交流電動機の制御装置」に該当する。

【0008】

本発明の第1の態様では、インバータ制御部は、サンプリング部(51)と、フーリエ係数演算部(53)と、分割数変更部(54)と、遡及推定部(55)とを有する。

サンプリング部は、電気角 k 周期(k は自然数)を「2以上の整数である分割数」で分割したサンプリング間隔で相電流検出値をサンプリングする。

50

フーリエ係数演算部は、相電流を電気角の関数として当該相の 1 次電流を抽出しフィードバックするフーリエ級数展開において、相電流検出値又は相電流推定値に基づく算出値を電気角 k 周期にわたって積算することによりフーリエ係数を演算する。

【 0 0 0 9 】

分割数変更部は、任意のタイミングで分割数を変更前分割数 (N) から変更後分割数 (M) に変更可能である。

分割数変更部により分割数が変更されたとき、フーリエ係数演算部が変更後分割数による演算に切り替える時点を演算切替時 (t_x) とする。遡及推定部は、フーリエ係数演算部が演算切替時から電気角 k 周期の期間に演算に用いる電気角及び相電流値として、変更前分割数を用いて算出されたフーリエ係数 (a_{sum} 、 b_{sum}) に基づき、変更後分割数に対応する電気角及び相電流推定値を演算切替時から遡って逆演算する。

10

【 0 0 1 0 】

このように、フーリエ係数演算部は、演算切替時から電気角 k 周期の期間、変更前分割数による電気角及び相電流検出値を用いるのではなく、変更後分割数に対応する電気角及び相電流推定値を用いてフーリエ係数を演算する。これにより、変更後の分割数のみを用いた規則的な演算を実行することができる。したがって、分割数変更時にフーリエ級数展開による 1 次電流演算値が急変し、交流電動機のトルク変動やパワー変動が生じることを防止することができる。

【 0 0 1 1 】

本発明の第 2 の態様では、インバータ制御部は、複数のサンプリング部 (51 、 52) と、フーリエ係数演算部 (53) と、分割数変更部 (54) とを有する。

20

複数のサンプリング部は、分割数の変更が通知された時から電気角 k 周期の期間である移行期間において、変更前分割数による相電流のサンプリングと、変更後分割数による相電流のサンプリングとを併行して実行する。

フーリエ係数演算部は、移行期間中は変更前分割数を用いてフーリエ係数を算出し、移行期間の終了時を演算切替時 (t_x) として変更後分割数による演算に切り替える。

この態様でも、分割数変更時における 1 次電流演算値の急変を防止することができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 2 】

【図 1】各実施形態による交流電動機の制御装置が適用される MG 駆動システムの概略構成図。

30

【図 2】図 1 のインバータ制御部の制御ブロック図。

【図 3】従来技術によるフーリエ係数演算の積算手法 (1) を説明する図。

【図 4】積算手法 (1) での分割数変更時に生じる課題を説明する図。

【図 5】従来技術によるフーリエ係数演算の積算手法 (2) を説明する図。

【図 6】積算手法 (2) での分割数変更時に生じる課題を説明する図。

【図 7】第 1 実施形態による電流処理部の制御ブロック図。

【図 8】第 1 実施形態によるフーリエ係数演算の積算手法を説明する図。

【図 9】第 1 実施形態によるフーリエ係数演算処理のフローチャート。

【図 10】第 1 実施形態による (a) 通常演算処理、(b) 分割数変更時の処理を説明するタイムチャート。

40

【図 11】変更前分割数 $N = 6$ の場合の (a) 相電流検出値、(b) フーリエ係数の要素を示す図。

【図 12】変更後分割数 $M = 10$ の場合の (a) 相電流推定値、(b) フーリエ係数の要素を示す図。

【図 13】第 2 実施形態による電流処理部の制御ブロック図。

【図 14】第 3 実施形態による電流処理部の制御ブロック図。

【図 15】第 3 実施形態による分割数変更時の処理を説明するタイムチャート。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 3 】

50

以下、交流電動機の制御装置の複数の実施形態を図面に基づいて説明する。複数の実施形態において実質的に同一の構成には、同一の符号を付して説明を省略する。また、以下の第１～第３実施形態を包括して「本実施形態」という。

本実施形態の交流電動機の制御装置は、ハイブリッド自動車や電気自動車の動力源であるモータジェネレータ（以下「MG」）を駆動するシステムにおいて、三相交流モータであるMGの通電を制御する装置である。各実施形態の「MG」及び「MG制御装置」は、特許請求の範囲に記載の「交流電動機」及び「交流電動機の制御装置」に相当する。

【００１４】

〔システム構成〕

まず、各実施形態のMG制御装置が適用されるMG駆動システムの全体構成について図１を参照して説明する。図１には、一つのMGを備えるシステムを例示する。

MG駆動システム９０は、充放電可能な二次電池であるバッテリー１１の直流電力をインバータ２０で三相交流電力に変換してMG８０に供給するシステムである。MG駆動システム９０においてMG制御装置１０は、主にインバータ２０及びインバータ制御部３０を含む。なお、MG制御装置１０は、二つ以上のMGを備えたMG駆動システムにも同様に適用可能である。

なお、MG制御装置１０は、バッテリー１１の電圧を昇圧してインバータ２０に出力するコンバータを備えたMG駆動システムに適用されてもよい。また、MG制御装置１０は、二つ以上のMGを備えたMG駆動システムにも同様に適用可能である。

【００１５】

MG８０は、例えば永久磁石式同期型の三相交流モータである。本実施形態では、MG８０は、ハイブリッド自動車の駆動輪を駆動するトルクを発生する電動機としての機能、及び、エンジンや駆動輪から伝達されるトルクを発電によってエネルギー回収する発電機としての機能を兼ね備える。

【００１６】

MG８０の三相巻線８１、８２、８３のうち少なくとも一相の巻線に接続される電流経路には、相電流を検出する電流センサが設けられる。図１に実線で示す代表的な実施形態では、V相巻線８２に接続される電流経路に、V相電流 I_v を検出する電流センサ８７が設けられており、一相の電流としてV相電流 I_v がインバータ制御部３０に取得される。他の実施形態では、一相の電流としてU相電流 I_u 又はW相電流 I_w がインバータ制御部３０に取得されてもよい。また、図１に破線で示すように、V相電流 I_v を検出する電流センサ８７に加え、W相電流 I_w を検出する電流センサ８８がさらに設けられてもよい。或いは、三相の電流が検出されてもよい。

【００１７】

検出する電流の相数に応じた演算処理の構成は、特許文献１（特許第５７４１９６６号公報）や後述の特許文献２（特許第５８８８５６７号公報）に開示された各実施形態を応用して適宜設計可能である。

MG８０の電気角 θ は、例えばレゾルバ等の回転角センサ８５により検出される。

【００１８】

インバータ２０は、上下アームの６つのスイッチング素子２１～２６がブリッジ接続されている。詳しくは、スイッチング素子２１、２２、２３は、それぞれU相、V相、W相の上アームのスイッチング素子であり、スイッチング素子２４、２５、２６は、それぞれU相、V相、W相の下アームのスイッチング素子である。スイッチング素子２１～２６は、例えばIGBTで構成され、低電位側から高電位側へ向かう電流を許容する還流ダイオードが並列に接続されている。

【００１９】

インバータ２０は、インバータ制御部３０からのゲート信号UU、UL、VU、VL、WU、WLに従ってスイッチング素子２１～２６が動作することで直流電力を三相交流電力に変換する。そして、インバータ制御部３０が演算した電圧指令に応じた相電圧Vu、Vv、VwをMG８０の各相巻線８１、８２、８３に印加する。平滑コンデンサ１５は、

10

20

30

40

50

インバータ 20 に入力されるシステム電圧 V_{sys} を平滑化する。

電圧センサ 27 はシステム電圧 V_{sys} を検出する。

【0020】

インバータ制御部 30 は、マイコン等により構成され、図示しない CPU、ROM、I/O、及び、これらの構成を接続するバスライン等を内部に備えている。マイコンは、予め記憶されたプログラムを CPU で実行することによるソフトウェア処理や、専用の電子回路によるハードウェア処理による制御を実行する。

【0021】

インバータ制御部 30 は、各センサが検出したシステム電圧 V_{sys} 、二相の相電流 I_v 、 I_w 、電気角 θ を取得する。また、インバータ制御部 30 は、微分器 86 により電気角 θ が時間微分された電気角速度 ω [deg/s] を取得する。なお、インバータ制御部 30 の内部に微分器 86 を有してもよい。

電気角速度 ω は、比例定数を乗じることにより、回転数 N_r [rpm] に換算される。本明細書では「電気角速度 ω を換算した回転数」を省略して、適宜「回転数 ω 」といい、「回転数 ω 」と「回転数 N_r 」とを併用する。特に「回転数 N_r 」は、後述の電流処理部にて分割数変更部が取得する情報として用いる。それ以外のモータ制御の説明では、主に「回転数 ω 」を用いる。

【0022】

さらにインバータ制御部 30 は、上位制御回路からトルク指令 T_{rq}^* が入力される。

インバータ制御部 30 は、これらの情報に基づいて、インバータ 20 を操作するゲート信号 U_U 、 U_L 、 V_U 、 V_L 、 W_U 、 W_L を演算する。インバータ 20 は、ゲート信号 U_U 、 U_L 、 V_U 、 V_L 、 W_U 、 W_L に従ってスイッチング素子 21 - 26 が動作することにより、バッテリー 11 から入力される直流電力を交流電力に変換し MG 80 に供給する。

【0023】

[インバータ制御部の構成]

次に、インバータ制御部 30 の構成について、図 2 を参照して説明する。

インバータ制御部 30 は、一般的なフィードバック制御（図中、「FB 制御」）の構成として、トルク推定部 32、トルクフィードバック制御部 340、電流指令演算部 35、電流フィードバック制御部 380、変調器 60 及びゲート信号生成部 79 を含む。本実施形態では、ベクトル制御により固定座標系を回転座標系に変換する機能は、電流処理部 50 に含まれる。また、インバータ制御部 30 は、特徴構成である電流処理部 50 を含む他、破線で示すように、スペクトル演算部 40 を含んでもよい。

【0024】

まず、一般的なフィードバック制御の構成について説明する。本実施形態は、MG 80 の三相巻線 81、82、83 に流れる電流のうち少なくとも一相の電流がフィードバックされる構成において成立する。したがって、インバータ制御部 30 は、電流フィードバック制御部 380 のみを備え、トルクフィードバック制御部 340 を備えなくてもよい。或いは、図 2 に示すように、フィードバック電流に基づいてトルク推定値 T_{rq_est} を算出する構成のトルクフィードバック制御部 340 のみを備えてもよい。

【0025】

ただし、ハイブリッド自動車の MG 駆動システム 90 に現実に適用される構成として、トルクフィードバック制御部 340 と電流フィードバック制御部 380 との両方を備える構成が一般的であるため、ここでは、その構成を代表的な実施形態として説明する。

この構成では、演算した電圧ベクトルの振幅 V_r とシステム電圧 V_{sys} とから算出される変調率に応じて、電圧ベクトルを演算するフィードバック方式が切り替えられる。すなわち、トルクフィードバック制御部 340 と電流フィードバック制御部 380 とが協働して電圧ベクトルを演算する場合と、電流フィードバック制御部 380 が単独で電圧ベクトルを演算する場合とがある。

【0026】

トルクフィードバック制御部 340 は、トルク減算器 33 及び制御器 34 を有する。

電流フィードバック制御部 380 は、電流減算器 36、制御器 37、制御器 38、電圧振幅 / 位相演算部 39 を有する。このうち、制御器 37 と、制御器 38 及び電圧振幅 / 位相演算部 39 とは、上述の二つのフィードバック方式に応じて選択的に設けられる。

【0027】

最初に、両方のフィードバック方式に共通の構成を説明する。

電流処理部 50 は、相電流検出値に基づき算出した dq 軸電流 I_d 、 I_q を電流減算器 36 にフィードバックする。

電流指令演算部 35 は、トルク指令 T_{rq}^* に基づき、例えば電流当たり最大トルクが得られるように、マップや数式を用いて dq 軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* を演算する。

電流フィードバック制御部 380 の電流減算器 36 は、 dq 軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* と、電流処理部 50 からフィードバックされる dq 軸電流 I_d 、 I_q との電流偏差 ΔI_d 、 ΔI_q を算出する。

【0028】

続いて、トルクフィードバック制御部 340 と電流フィードバック制御部 380 とが協働して電圧ベクトルを演算する場合の構成を説明する。

トルク推定部 32 は、 dq 軸電流 I_d 、 I_q 、及び、MG80 のモータ定数に基づき、トルク推定値 T_{rq_est} を算出する。

【0029】

トルクフィードバック制御部 340 のトルク減算器 33 は、トルク指令 T_{rq}^* とトルク推定値 T_{rq_est} とのトルク偏差 ΔT_{rq} を算出する。制御器 34 は、トルク偏差 ΔT_{rq} を 0 に収束させるように、PI 演算により電圧位相 ϕ を演算し、変調器 60 に出力する。

また、電流フィードバック制御部 380 の制御器 37 は、電流偏差 ΔI_d 、 ΔI_q を 0 に収束させるように、PI 演算により電圧振幅 V_r を演算し、変調器 60 に出力する。

【0030】

次に、電流フィードバック制御部 380 が単独で電圧ベクトルを演算する場合の構成を説明する。

電流フィードバック制御部 380 の制御器 38 は、電流偏差 ΔI_d 、 ΔI_q を 0 に収束させるように、PI 演算により dq 軸電圧指令 V_d^* 、 V_q^* を演算する。電圧振幅 / 位相演算部 39 は、 dq 軸電圧指令 V_d^* 、 V_q^* を電圧振幅 V_r 及び電圧位相 ϕ に変換し、変調器 60 に出力する。なお、図 2 には、電圧位相 ϕ を d 軸基準で定義する例を参考に示しているが、 q 軸基準で電圧位相を定義してもよい。

【0031】

こうして変調器 60 は、いずれかのフィードバック方式で演算された電圧振幅 V_r 及び電圧位相 ϕ が入力される。また、変調器 60 は、システム電圧 V_{sys} 、電気角 θ 、回転数 ω 等の情報が入力される。変調器 60 は、これらの情報に基づき、インバータ 20 を操作する電圧信号をゲート信号生成部 79 に出力する。

変調器 60 は、電圧信号として、例えば予め記憶された複数のパルスパターンの中から適当なパターン信号を選択する。或いは、相電圧と搬送波との比較により、PWM 信号を生成する。また、変調率等に応じて、これらの信号を切り替えてもよい。

ゲート信号生成部 79 は、変調器 60 が出力したパルスパターン又は PWM 信号に基づいて、ゲート信号 U_U 、 U_L 、 V_U 、 V_L 、 W_U 、 W_L を生成し、インバータ 20 のスイッチング素子 21 - 26 に出力する。

【0032】

スペクトル演算部 40 は、MG80 に流れる一相以上の相電流のスペクトルを検出又は推定する。例えば、スペクトル演算部 40 は、 V 相電流 I_v を取得し、高速フーリエ変換 (FFT) 等の手段によって当該相電流のスペクトルを検出してもよく、或いは、変調器 60 が出力する電圧信号に基づいてスペクトルを推定してもよい。

【0033】

[電流処理部の構成、作用]

10

20

30

40

50

次に、電流処理部 50 の構成、作用について説明する。電流処理部 50 には、電流センサ 87 が検出した V 相電流 I_v に加え、電気角 θ 及び回転数 N_r が入力される。

ところで、従来技術である特許文献 1 に記載されている通り、MG 制御装置では、フィードバックされる相電流に高次成分が重畳したり、相電流がオフセットしたりする場合がある。そこで、相電流検出値をフーリエ級数展開して抽出した 1 次電流演算値を用いてフィードバック制御することで、高次成分による騒音を低減し、相電流のオフセットによるトルク変動やパワー変動を抑制可能となる。

【0034】

本実施形態の電流処理部 50 の主要な機能は、特許文献 1 に開示された「1 次電流演算部」及び「2 相 3 相変換部」を合わせたものに相当する。すなわち、電流処理部 50 は、電流センサ 87 が検出した相電流検出値をフーリエ級数展開して 1 次成分を抽出し、さらに、相電流の 1 次成分を d q 軸電流に変換してフィードバックする機能を備える。

特許文献 1 の従来技術では、このフーリエ級数展開において、電気角 k 周期を分割数 N で分割したサンプリング間隔でサンプリングした相電流検出値を電気角 k 周期にわたって積算することによりフーリエ係数を演算する。なお、特許文献 1 では、「電気角 k 周期を分割数 N で分割したサンプリング間隔」を「積算角の間隔」と表している。積算角の考え方やフーリエ係数の演算式、及び、フーリエ係数を用いた 1 次電流の演算式等については特許文献 1 の開示内容に準ずるものとし、本明細書では詳細な説明を省略する。

【0035】

従来技術の第 2 実施形態では、積算角の間隔は、電気角 k 周期を分割数 N で等分割した一定間隔 Δ に設定される。この構成において、フーリエ係数 a_1 、 b_1 、及び例えば V 相の 1 次電流 I_{v1s} は、式 (1.1) ~ (1.3) により算出される。式 (1.2)、(1.3) は、積算期間における積算演算を表している。

以下の式で変数「 n 」はサンプリング値について用いる。また、式中のフーリエ係数の記号「 a 」について、明細書及び一部の図面では便宜上「 a 」の字体で代替する。

【0036】

【数 1】

$$I_{v1s}(\theta[n]) = a_1 \cos \theta[n] + b_1 \sin \theta[n] \quad \dots (1.1)$$

$$a_1 = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_v(\theta[n]) \cos \theta[n] \quad \dots (1.2)$$

$$b_1 = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_v(\theta[n]) \sin \theta[n] \quad \dots (1.3)$$

【0037】

また、特許文献 1 の段落 [0084] には、次のように記載されている。

「分割数 N を固定した場合、回転数 N_r に応じて積算タイミングの周期が変動する。そこで、積算の精度を適正に確保できるよう、交流電動機の回転数 N_r 、又は電気周波数によって、分割数 N を変更してもよい。具体的には、回転数 N_r 又は電気周波数が高くなるほど分割数 N を少なくし、回転数 N_r 又は電気周波数が低くなるほど分割数 N を多くするとよい。」

【0038】

特許文献 1 には、分割数を変更した直後、詳しくは、フーリエ係数演算に用いる分割数を切り替えてから電気角 k 周期の期間における積算演算について何ら記載されていない。しかし、分割数変更時の演算において次に説明するような問題が発生する可能性がある。この問題について、図 3 ~ 図 6 を参照し、二通りの積算手法を想定して説明する。

ここでは、積算期間の周期を「 $k = 1$ 」として説明する。また、「 $k = 1$ 」の場合の積算期間を「電気 1 周期」と記載する。

【 0 0 3 9 】

図 3 に示す第 1 の積算手法は、前回の電気 1 周期分の積算値から最も古い値を減算すると共に、最新の値を加算することにより今回の積算値を算出する手法である。図 3 (a) には制御ブロックを示し、図 3 (b) には電気角 θ の関数である V 相電流 $I_v(\theta)$ の時間変化を示す。

< 1 > は「前回演算での N 個（すなわち 1 周期分）の積算値」である。< 2 > の「現在から N 個前の $I_v \cos \theta$ 及び $I_v \sin \theta$ 」は、図 3 (b) の「廃棄値」に相当する。同様に、< 3 > の「サンプリングされた $I_v \cos \theta$ 及び $I_v \sin \theta$ 」は、「現在値」に相当する。< 4 > は、「今回演算での N 個（すなわち 1 周期分）の積算値」である。

< 1 > から < 2 > が減算され、< 3 > が加算されることにより、< 4 > が算出される。

10

【 0 0 4 0 】

図 4 に、第 1 の積算手法において分割数を N（例えば 16）から M（例えば 12）に変更した場合の様子を示す。ここで、「 $I_v \sin \theta$ 」は、フーリエ係数演算において積算される「 $I_v \cos \theta$ 」及び「 $I_v \sin \theta$ 」を代表して示すものである。

分割数の変更タイミングと演算タイミングとが一致すると仮定すると、分割数を変更した瞬間に算出されるフーリエ係数 a_1 は、式 (2) に示す通り、同じ値となる。

【 数 2 】

$$a_1 = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_v(\theta[n]) \cos \theta[n] = \frac{2}{M} \sum_{n=0}^{M-1} I_v(\theta[n]) \cos \theta[n] \quad \cdots (2)$$

20

【 0 0 4 1 】

その後の電気 1 周期の期間において、演算したい 1 次電流値は、本来、分割数とは関係ないため、分割数変更前後の積算値 a_1 、 b_1 は、同じ値でなければならない。そこで、図 4 (a) に示すように、分割数変更前の 16 点の値が減算され、分割数変更後の 12 点の値が加算される処理が理想である。しかし現実の処理では、分割数変更前の 16 点の値のうち、分割数変更後に加算される 12 点に対応する 12 点のみが減算され、4 点の値が残ることとなる。

このように、加算する値の数と減算する値の数との違いにより、図 4 (b) に示すように、分割数変更後の 1 次電流演算値にオフセットが発生し、振幅が増大する。

【 0 0 4 2 】

30

次に、図 5 に示す第 2 の積算手法では、N 回前のサンプリング時 $t[n - N]$ から今回のサンプリング時 $t[n - 1]$ まで、電気角 $\theta[n - N] \cdots \theta[n - 1]$ にサンプリングした N 個の相電流検出値 $I_v[n - N] \cdots I_v[n - 1]$ をホールドしておく。そして、毎回の演算時において、現在から遡って各 N 個の $I_v \cos \theta$ 、 $I_v \sin \theta$ の値を積算してフーリエ係数 a_1 、 b_1 を算出する。

【 0 0 4 3 】

図 6 に、第 2 の積算手法において分割数を N（例えば 16）から M（例えば 8）に変更した場合の様子を示す。図 6 (a) に示すように、この手法では、分割数に変更されてから電気 1 周期の期間、変更後分割数 M 個の積算周期が電気 1 周期ではなくなる。

これにより、図 4 (b) に示すように、分割数変更後の電気 1 周期の期間において 1 次電流演算値に変動が発生する。

40

【 0 0 4 4 】

以上のように、フーリエ係数の演算における従来の積算手法では、分割数の変更時から電気 1 周期の期間は、変更前分割数 N による相電流検出値と、変更後分割数 M による相電流検出値との両方を用いたイレギュラーな演算が実行される。このとき、フーリエ級数展開による 1 次電流演算値 I_{v1s} が急変し、MG80 のトルク変動やパワー変動が生じるおそれがある。

そこで本実施形態は、分割数を変更したとき、フーリエ級数展開による 1 次電流演算値が急変することを防止するための電流処理部の構成及び作用に特徴を有する。

【 0 0 4 5 】

50

以下、電流処理部 50 の詳細構成について実施形態毎に説明する。各実施形態の電流処理部の符号として、それぞれ「50」に続く 3 桁目を実施形態の番号を付して区別する。

(第 1 実施形態)

図 7 に示すように、第 1 実施形態の電流処理部 501 は、サンプリング部 51、フーリエ係数演算部 53、分割数変更部 54、遡及推定部 55 及び電流ベクトル演算部 56 を有する。

【0046】

フーリエ級数展開の積算期間を一般化して表すと、サンプリング部 51 は、電気角 k 周期 (k は自然数) を「2 以上の整数である分割数」で分割したサンプリング間隔で相電流検出値をサンプリングする。また、フーリエ係数演算部 53 は、「相電流を電気角の関数として当該相の 1 次電流を抽出しフィードバックするフーリエ級数展開」において、相電流検出値又は相電流推定値に基づく算出値を電気角 k 周期にわたって積算することによりフーリエ係数を演算する。

10

【0047】

ただし、第 1 ~ 第 3 実施形態では、積算期間の周期を「 $k = 1$ 」とし、「 $k = 1$ 」の場合の積算期間を「電気 1 周期」と記載する。また、第 1 ~ 第 3 実施形態では、一相の電流センサ 87 が検出した V 相電流 I_v がサンプリング部 51 に入力されるものとする。

したがって、第 1 ~ 第 3 実施形態のサンプリング部 51 は、電気角 θ 及び V 相電流 I_v を取得し、電気 1 周期を「2 以上の整数である分割数」で分割したサンプリング間隔で、すなわち電気角 $\theta[n]$ 毎に相電流検出値 $I_v[n]$ をサンプリングする。

20

【0048】

以下、分割数の記号は原則として「 N 」を用い、分割数の変更について言及するとき、変更前分割数を「 N 」、変更後分割数を「 M 」として区別する。また、図 9、図 10 及び数式では、分割数を一般的に表す変数として「 p 」を用いる。

なお、分割数は、概念上「2 以上の整数」と定義しているが、実用上の分割数は 3 以上に設定されることが好ましい。

【0049】

分割数変更部 54 は、MG 80 の回転数 N_r やスペクトル等に応じて、任意のタイミングで分割数を変更可能である。分割数変更部 54 は、例えば特許文献 1 の知見に従い、回転数 N_r が高くなるほど分割数を少なくし、回転数 N_r が低くなるほど分割数を多くするように変更してもよい。また、分割数変更部 54 は、特定周波数の相電流スペクトルの振幅が所定の閾値以上であるとき、特定の分割数の使用を禁止してもよい。例えば、相電流 1 1 次又は 1 3 次成分のスペクトルの振幅が閾値以上であるとき、分割数として「12」の使用を禁止すること等が考えられる。

30

分割数変更部 54 は、変更前分割数 N から変更後分割数 M への変更を決定すると、変更前後の分割数 N 、 M をサンプリング部 51 及びフーリエ係数演算部 53 に通知し、また、変更後分割数 M を遡及推定部 55 に通知する。

【0050】

遡及推定部 55 は、第 1、第 2 実施形態における最も特徴的な構成である。

以下、「分割数変更部 54 により分割数に変更されたとき、フーリエ係数演算部 53 が変更後分割数 M による演算に切り替える時点」を「演算切替時 t_x 」とする。第 1、第 2 実施形態では、制御の遅延時間を無視し、分割数の変更時と演算切替時 t_x とがほぼ同時であると仮定する。

40

遡及推定部 55 は、フーリエ係数演算部 53 が演算切替時 t_x から電気 1 周期の積算期間に演算に用いる電気角及び相電流値として、変更後分割数 M に対応する電気角及び相電流推定値を演算切替時 t_x から遡って推定演算する。

このとき遡及推定部 55 は、フーリエ係数演算部 53 から、演算切替時の電気角 θ_x 、及び「変更前分割数 N を用いて算出されたフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} 」を取得し、これに基づく「逆演算」を行う。この逆演算の詳細については後述する。

【0051】

50

フーリエ係数演算部 53 は、常時、サンプリング部 51 から電気角 $\theta[n]$ 及び相電流検出値 $I_v[n]$ を取得する。また、分割数に変更されたとき、演算切替時 t_x から電気 1 周期の期間、遡及推定部 55 から電気角 $\theta[j]$ 及び相電流推定値 $I_{vest}[j]$ を取得する。以下、変数「 j 」は推定値について用いる。

このように、相電流検出値 $I_v[n]$ 又は推定値 $I_{vest}[j]$ と、それに対応する電気角 $\theta[n]$ 、 $\theta[j]$ とは 1 セットの情報である。ただし、これらを常に併記すると冗長になるため、以下の明細書中の記載では、主に相電流検出値 $I_v[n]$ 又は推定値 $I_{vest}[j]$ について言及し、対応する電気角 $\theta[n]$ 、 $\theta[j]$ については適宜記載を省略する。例えば、相電流検出値 $I_v[n]$ 又は推定値 $I_{vest}[j]$ を取得したとき、対応する電気角の情報を同時に取得することは自明であると解釈する。

10

【0052】

分割数に変更されないとき、フーリエ係数演算部 53 は、サンプリング部 51 から取得した相電流検出値 $I_v[n]$ に基づく算出値を電気 1 周期にわたって積算することによりフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} を演算する。

一方、分割数に変更されたとき、フーリエ係数演算部 53 は、サンプリング部 51 から取得した相電流検出値 $I_v[n]$ に基づく算出値、及び、遡及推定部 55 から取得した相電流推定値 $I_{vest}[j]$ に基づく算出値を電気 1 周期にわたって積算することによりフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} を演算する。

ここで、「相電流検出値又は推定値に基づく算出値」とは、図 10 等におけるフーリエ係数の要素 $a[n]$ 、 $b[n]$ 又は $a[j]$ 、 $b[j]$ を意味する。

20

【0053】

電流ベクトル演算部 56 は、フーリエ係数演算部 53 が演算したフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} に基づいて、V 相電流の 1 次成分を演算することなく、 dq 軸電流 I_d 、 I_q を直接演算する。

この電流ベクトル演算部 56 の構成は、特許第 5888567 号公報に開示されたものと同じである。以下、この特許第 5888567 号公報を「特許文献 2」と称する。特許文献 2 は、本発明全体の課題に関連するものでないため「背景技術」の欄には記載せず、主に第 1 実施形態の説明で引用する。

【0054】

特許文献 2 の段落 [0064] には、V 相電流から算出されたフーリエ係数に基づいて dq 軸電流 I_d 、 I_q を算出する計算式が開示されている。第 1 実施形態の電流ベクトル演算部 56 は、この計算式を用いて dq 軸電流 I_d 、 I_q を算出する。つまり、第 1 実施形態では、「相電流の 1 次成分を座標変換した dq 軸電流演算値」が「発明が解決しようとする課題」に記載された「フーリエ級数展開による 1 次電流演算値」に相当する。

30

なお、V 相電流に代えて U 相電流又は W 相電流から算出されたフーリエ係数に基づいて dq 軸電流 I_d 、 I_q を算出する構成でも、特許文献 2 の対応する計算式を同様に用いることができる。

【0055】

第 1 実施形態によるフーリエ係数演算の積算手法について、図 8 を参照する。図 8 は、上述の二通りの積算手法による課題を示す図 4、図 6 に対応する。

40

例えば、分割数が「 $N = 16$ 」から「 $M = 8$ 」に変更されたとき、フーリエ係数演算部 53 は、演算切替時 t_x 後のフーリエ係数演算において、変更前分割数 N によるサンプリングで得られた検出値を使用しない。その代わりに、分割数変更前の電気 1 周期分の過去値として、「変更前分割数 N を用いて算出されたフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} 」に基づいて遡及推定部 55 が推定した「変更後分割数 M に対応する推定値」を用いる。

【0056】

要するに、遡及推定部 55 は、「分割数変更前の推定値」と「分割数変更後の検出値」とを電気 1 周期にわたって積算する。図 8 では、推定値を四角印で示し、検出値を丸印で示す。また、現在が時刻 t_4 である場合の値を実線で記す。破線四角の推定値は、演算切替時 t_x 以後の時刻 $t_0 \sim t_3$ で用いられた推定値を示す。

50

ここで、遡及推定部 55 は、「変更前分割数 N を用いて算出されたフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} 」として、演算切替時 t_x の直前に算出された値を用いることが好ましい。この「直前」には、実質的な「同時」が含まれる。

【0057】

次に、図 9、図 10 を参照し、第 1 実施形態によるフーリエ係数演算処理を説明する。図 9 のフローチャートには、フーリエ係数演算処理のルーチンを示す。以下のフローチャートの説明で、記号「S」はステップを意味する。フローチャートの S2 及び S5 では、それぞれ図 10 (a)、(b) のタイムチャートを参照する。

【0058】

S1 で、フーリエ係数演算部 53 は、サンプリング部 51 が新たにサンプリングした相電流検出値 $I_v[p-1]$ を現在値として取得する。現在から遡って電気 1 周期の期間において、前回までの相電流検出値 $I_v[0]$ 、 $\dots$ 、 $I_v[p-2]$ は、前回までのルーチンで取得されている。ここで、 p は分割数を示す。

S2 では、式 (3.1) ~ (3.5) による通常演算処理が実行される。以下の式で、電気角 θ の単位は [deg] とする。

【0059】

【数 3】

$$\theta[p-1] = \theta \quad \dots (3.1)$$

$$a[p-1] = \frac{2}{p} I_v[p-1] \cos \theta[p-1] \quad \dots (3.2)$$

$$b[p-1] = \frac{2}{p} I_v[p-1] \sin \theta[p-1] \quad \dots (3.3)$$

$$a_{sum} = \sum_{n=0}^{p-1} a[n] \quad \dots (3.4)$$

$$b_{sum} = \sum_{n=0}^{p-1} b[n] \quad \dots (3.5)$$

【0060】

まず式 (3.1) により、電気角 θ の現在値を $\theta[p-1]$ とする。

以下、式 (3.4)、(3.5) において積算される $a[n]$ 、 $b[n]$ を「フーリエ係数の要素」という。フーリエ係数演算部 53 は、式 (3.2)、(3.3) により、現在値の電気角 $\theta[p-1]$ 及び相電流検出値 $I_v[p-1]$ に基づき、要素 $a[p-1]$ 、 $b[p-1]$ を算出する。そして、フーリエ係数演算部 53 は、式 (3.4)、(3.5) により、前回までのルーチンで算出済の要素を含めた p 個の要素 $a[n]$ 、 $b[n]$ を積算し、フーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} を算出する。

【0061】

S3 で、分割数変更部 54 は、MG80 の回転数や相電流スペクトルに基づいて分割数 p の今回値を算出する。

S4 では分割数 p が前回値と同じであるか判定する。S4 で YES の場合、S6 に移行し、NO の場合、S5 の分割数変更時処理に移行する。

S5 では、式 (4.1) ~ (4.4) による分割数変更時処理が実行される。変更後の分割数 p について、変数 j は「 $j = 0, \dots, p-1$ 」の p 個の値を取る。

【0062】

【数 4】

$$\theta[j] = \theta_x - \frac{360}{p}(p-1-j) \quad \dots (4.1)$$

$$I_{\text{vest}}[j] = a_{\text{sum}} \cos \theta[j] + b_{\text{sum}} \sin \theta[j] \quad \dots (4.2)$$

$$a[j] = \frac{2}{p} I_{\text{vest}}[j] \cos \theta[j] \quad \dots (4.3)$$

$$b[j] = \frac{2}{p} I_{\text{vest}}[j] \sin \theta[j] \quad \dots (4.4)$$

10

【0063】

遡及推定部 55 は、演算切替時 t_x の電気角 θ_x を基準として、式 (4.1) により、変更後分割数 p に対応する電気角 $\theta[j]$ を算出する。

また、遡及推定部 55 は、S2 で算出されたフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} を用いて、式 (4.2) により、変更後分割数 p に対応する相電流推定値 $I_{\text{vest}}[j]$ を逆演算する。

【0064】

フーリエ係数演算部 53 は、式 (4.3)、(4.4) により、電気角 $\theta[j]$ 及び相電流推定値 $I_{\text{vest}}[j]$ を用いてフーリエ係数の要素 $a[j]$ 、 $b[j]$ を算出する。

20

図 10 (b) に示すように、分割数変更後のデータは、電気角 $\theta[p-2]$ 、 $\theta[p-1]$ 及び相電流検出値 $I_v[p-2]$ 、 $I_v[p-1]$ 等が用いられる。また、分割数変更前のデータは、電気角 $\theta[0]$ 及び相電流推定値 $I_{\text{vest}}[0]$ 等が用いられる。

【0065】

S6 は、値更新処理のステップである。式 (5.1) ~ (5.3) に示すように、今回処理での「 n 」番目の値は、次回処理での「 $n-1$ 」番目の値として更新される。

【数 5】

$$\theta[n-1] = \theta[n] \quad \dots (5.1)$$

30

$$a[n-1] = a[n] \quad \dots (5.2)$$

$$b[n-1] = b[n] \quad \dots (5.3)$$

【0066】

次に図 11、図 12 を参照し、フーリエ係数演算処理の具体例を説明する。ここでは、 dq 軸電流が「 $I_d = -1$ 、 $I_q = 1$ 」となるように逆算で求めた V 相電流に基づき、電気 1 周期の分割数 p を 6 から 10 に変更する場合を想定する。

図 11 (a) の V 相電流 I_v を「 $I_v = A \sin(\theta + \alpha)$ 」の形で表すと、 A 及び α は式 (6.1)、(6.2) で表される。なお、 U 相電流 I_u 、 W 相電流 I_w は参考として図示するに過ぎず、本例での演算には用いられない。

40

【数 6】

$$A = \frac{2}{\sqrt{3}} (\div 1.155) \quad \dots (6.1)$$

$$\alpha = 105[\text{deg}] \quad \dots (6.2)$$

【0067】

分割数 p が 6 のとき、図 11 (a) において、電気 1 周期を 6 分割したサンプリング間隔 60 [deg] 毎に 6 個の相電流検出値 $I_v[n]$ ($n = 0, \dots, 5$) がサンプリ

50

ングされる。

フーリエ係数演算部 53 は、電気角 $\theta[n]$ 及び相電流検出値 $I_v[n]$ に基づき、式 (7.1)、(7.2) によりフーリエ係数の要素 $a[n]$ 、 $b[n]$ を算出する。

【数 7】

$$a[n] = \frac{1}{3} I_v[n] \cos \theta[n] \quad \dots (7.1)$$

$$b[n] = \frac{1}{3} I_v[n] \sin \theta[n] \quad \dots (7.2)$$

10

【0068】

式 (7.1)、(7.2) に「 $I_v = A \sin(\theta + \alpha)$ 」を代入して整理すると、式 (8.1)、(8.2) が得られる。したがって、図 11 (b) に示すように、フーリエ係数の要素 $a[n]$ 、 $b[n]$ の軌跡は、相電流の 2 倍の周波数の正弦波となる。

【数 8】

$$a[n] = \frac{A}{6} [\sin(2\theta + \alpha) + \sin \alpha] \\ \div 0.192 \sin 2(\theta + 52.5) + 0.186 \quad \dots (8.1)$$

20

$$b[n] = -\frac{A}{6} [\cos(2\theta + \alpha) - \cos \alpha] \\ \div -0.192 \cos 2(\theta + 52.5) - 0.05 \quad \dots (8.2)$$

【0069】

フーリエ係数演算部 53 は、式 (9.1)、(9.2) により各 6 個の要素 $a[n]$ 、 $b[n]$ を積算し、フーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} を算出する。

【数 9】

$$a_{\text{sum}} = \sum_{n=0}^5 a[n] = \frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{1}{\sqrt{6}} \quad \dots (9.1)$$

30

$$b_{\text{sum}} = \sum_{n=0}^5 b[n] = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} (1 - \sqrt{3}) \quad \dots (9.2)$$

【0070】

電流ベクトル算出部 57 は、特許文献 2 の段落 [0064] に開示された計算式に基づく式 (10.1)、(10.2) により、 dq 軸電流 I_d 、 I_q を算出する。この例での計算結果は、「 $I_d = -1$ 、 $I_q = 1$ 」となる。

【数 10】

40

$$I_d = -\frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} a_{\text{sum}} + \frac{3}{2\sqrt{2}} b_{\text{sum}} = -1 \quad \dots (10.1)$$

$$I_q = \frac{3}{2\sqrt{2}} a_{\text{sum}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} b_{\text{sum}} = 1 \quad \dots (10.2)$$

【0071】

続いて、分割数 p が 10 に変更されたときの遡及推定演算について図 12 を参照する。分割数 10 では、サンプリング間隔は、 $(360 / 10) = 36 [\text{deg}]$ となる。

50

遡及推定部 55 は、変更前の分割数 6 による相電流検出値 $I_v[n]$ に基づいて算出されたフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} を用いて、式 (11) により、相電流推定値 $I_{vest}[j]$ を推定する。なお、図 12 (a) 中の各電流値は、 $I_{vest}[j]$ を省略して $I_v[j]$ と記す。

【数 11】

$$I_{vest}[j] = a_{sum} \cos \theta[j] + b_{sum} \sin \theta[j] \quad \cdots (11)$$

$$\{\theta[j] = 36, 72, \cdots, 360\}$$

【0072】

10

フーリエ係数演算部 53 は、分割数 10 での電気角 $\theta[j]$ 及び相電流推定値 $I_{vest}[j]$ に基づき、式 (12.1)、(12.2) によりフーリエ係数の要素 $a[j]$ 、 $b[j]$ を過去データとして算出する。

【数 12】

$$a[j] = \frac{1}{5} I_{vest}[j] \cos \theta[j] \quad \cdots (12.1)$$

$$b[j] = \frac{1}{5} I_{vest}[j] \sin \theta[j] \quad \cdots (12.2)$$

20

こうしてフーリエ係数演算部 53 は、遡及推定演算により求めた過去データと、演算切替時 t_x 以後にサンプリングされたデータとを電気 1 周期にわたって積算し、フーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} を算出する。以上で、フーリエ係数演算処理の具体例の説明を終わる。

【0073】

(第 2 実施形態)

第 2 実施形態について、図 13 を参照して説明する。

第 2 実施形態の電流処理部 502 は、分割数の変更時、遡及推定部 55 が推定した相電流検出値を用いてフーリエ係数演算部 53 がフーリエ係数を演算するまでの構成について第 1 実施形態の電流処理部 501 と共通である。また、第 2 実施形態によるフーリエ係数演算処理のルーチンは、図 9 と共通である。

30

【0074】

一方、第 2 実施形態の電流処理部 502 は、第 1 実施形態の電流ベクトル算出部 56 に代えて、1 次電流算出部 57、3 相 2 相変換部 59 等を有する。そして、特許文献 2 ではなく特許文献 1 の構成に準じ、フーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} から一旦、相電流の 1 次成分を演算してから dq 軸電流に変換する点異なる。

1 次電流算出部 57 は、例えば V 相の 1 次電流 I_{v1s} を式 (13) により算出する。

【数 13】

$$I_{v1s}[n] = a_{sum} \cos \theta[n] + b_{sum} \sin \theta[n] \quad \cdots (13)$$

【0075】

40

また破線で示すように、特許文献 1 の第 7、第 8 実施形態に準じ、他相 1 次電流推定部 58 により、例えば W 相の 1 次電流推定値 I_{w1s_est} を推定してもよい。

3 相 2 相変換部 59 は、 V 相の 1 次電流 I_{v1s} 、及び W 相の I_{w1s_est} を 3 相 2 相変換し、 dq 軸電流 I_d 、 I_q を算出する。

このように、フーリエ係数演算後のフィードバック電流の演算処理は、制御装置の処理能力や他の制御演算との関連等により、どのような方法を採用してもよい。

【0076】

(効果)

第 1 実施形態及び第 2 実施形態に共通する効果について説明する。

(1) フーリエ係数演算部 53 は、演算切替時 t_x から電気 1 周期の期間、変更前分割数

50

Nによる電気角 $\theta[n]$ 及び相電流検出値 $I_v[n]$ を用いるのではなく、変更後分割数Mに対応する電気角 $\theta[j]$ 、及び相電流推定値 $I_{vest}[j]$ を用いてフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} を演算する。これにより、変更後の分割数Mのみを用いた規則的な演算を実行することができる。したがって、分割数変更時にフーリエ級数展開による1次電流演算値が急変し、MG80のトルク変動やパワー変動が生じることを防止することができる。

【0077】

(2) 遡及推定部55は、相電流推定値の演算において、演算切替時 t_x の直前に算出されたフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} の値を用いることにより、演算精度を向上させることができる。特に分割数変更前の電流が不安定である場合には、効果が顕著となる。

(3) 分割数変更部54は、少なくともMG80の回転数 N_r に応じて分割数を変更する。好ましくは、回転数 N_r が高くなるほど分割数を少なくし、回転数 N_r が低くなるほど分割数を多くする。これにより、高回転領域で制御が破綻することを防止すると共に、低回転領域での1次電流の検出精度を確保することができる。

【0078】

(第3実施形態)

第3実施形態について図14、図15を参照して説明する。図14に示すように、第3実施形態の電流処理部503は、二つのサンプリング部51、52を有している。二つのサンプリング部51、52は、分割数の変更が通知された時から電気1周期の移行期間において、変更前分割数による相電流のサンプリングと、変更後分割数による相電流のサンプリングとを併行して実行する。

なお、図14に示す例では、電流処理部503は、第1実施形態と同様の電流ベクトル算出部56を有しているが、これに代えて第2実施形態と同様の1次電流算出部57及び3相2相変換部59を有するようにしてもよい。

【0079】

分割数をNからMに変更する場合、分割数変更部54は、第1サンプリング部51には変更前分割数Nを通知し、第2サンプリング部52には変更後分割数Mを通知する。

第1サンプリング部51は、変更前分割数Nにより、電気角 $\theta[n]$ での相電流検出値 $I_v[n]$ をサンプリングしてフーリエ係数演算部53に出力する。第2サンプリング部52は、変更後分割数Mにより、電気角 $\theta[m]$ での相電流検出値 $I_v[m]$ をサンプリングしてフーリエ係数演算部53に出力する。

【0080】

図15に示すように、第3実施形態では、分割数変更部54からの分割数変更通知時 t_{com} と、フーリエ係数演算部53が演算を切り替える演算切替時 t_x とは同時でない。フーリエ係数演算部53は、変更通知時 t_{com} から「電気1周期の期間に相当する移行期間」の終了時を演算切替時 t_x として、変更後分割数による演算に切り替える。

【0081】

例えば第1サンプリング部51は、分割数変更通知時 t_{com1} まで、変更前分割数Nにより相電流検出値 $I_v[n]$ をサンプリングしている。分割数変更通知時 t_{com1} に分割数をMに変更することが通知されると、第1サンプリング部51が引き続きサンプリングを継続すると共に、第2サンプリング部52は、変更後分割数Mにより相電流検出値 $I_v[m]$ のサンプリングを開始する。こうして、二つのサンプリング部51、52が併行して相電流をサンプリングする移行期間が開始される。

移行期間中、フーリエ係数演算部53は、変更前分割数Nを用い、第1サンプリング部51から取得した電気角 $\theta[n]$ 及び相電流検出値 $I_v[n]$ に基づいてフーリエ係数を算出する。

【0082】

そして、移行期間が終了する演算切替時 t_{x1} から、フーリエ係数演算部53は、変更後分割数Mを用い、第2サンプリング部52から取得した電気角 $\theta[m]$ 及び相電流検出値 $I_v[m]$ に基づいてフーリエ係数を算出する。また、第1サンプリング部51は、演算切替時 t_{x1} にサンプリングを終了する。

【 0 0 8 3 】

その後、次の分割数変更通知時 t_{com2} に分割数を L に変更することが通知される。すると、次の移行期間では、第 2 サンプリグ部 5 2 による変更前分割数 M での相電流サンプリグと、第 1 サンプリグ部 5 1 による変更後分割数 L での相電流サンプリグとが併行して実行される。次の移行期間中、フーリエ係数演算部 5 3 は、変更前分割数 M を用いてフーリエ係数を算出する。そして、次の移行期間が終了する演算切替時 t_{x2} に、フーリエ係数演算部 5 3 は、変更後分割数 L による演算に切り替える。

【 0 0 8 4 】

こうして二つのサンプリグ部 5 1、5 2 は、変更前分割数による相電流のサンプリグと、変更後分割数による相電流のサンプリグとを、移行期間において併行しつつ交互に実行する。これにより第 3 実施形態では、第 1、第 2 実施形態と同様に、分割数変更に伴う 1 次電流演算値の急変を防止することができる。

なお、「複数のサンプリグ部」は二つに限らず、三つ以上のサンプリグ部が交替で変更前後の分割数による相電流のサンプリグを実行するようにしてもよい。

【 0 0 8 5 】

(その他の実施形態)

(a) 上記では、一相の相電流検出値に基づいて 1 次電流を算出する実施形態について主に説明しているが、特許文献 1 や特許文献 2 にも開示されているように、二相又は三相の相電流検出値に基づいて 1 次電流を算出してもよい。例えば、フーリエ係数から直接 d q 軸電流を算出する第 1 実施形態において、特許文献 2 の第 2 実施形態の思想を応用し、二相の電流からそれぞれ算出された d q 軸電流の平均値を算出してもよい。

【 0 0 8 6 】

(b) フーリエ係数を演算する積算期間である「電気角 k 周期 (k は自然数)」について、「 $k = 1$ 」に限らず、「 $k = 2$ 」としてもよい。分割数の変更は、例えば「3 周期で 16 分割」から「3 周期で 8 分割」というように、 k の値を一定として変更してもよい。或いは、例えば「2 周期で 5 分割」から「3 周期で 7 分割」というように、 k の値と、電気角 k 周期での分割数とを共に変更してもよい。

【 0 0 8 7 】

(c) 第 1、第 2 実施形態の遡及推定部 5 5 は、処理時間の制約等により、「変更前分割数 N を用いて算出されたフーリエ係数 a_{sum} 、 b_{sum} 」として、演算切替時 t_x よりも数回前に演算された値を用いてもよい。分割数変更前の電流が安定している場合、直前の算出値と数回前の算出値との差は小さいと考えられる。

【 0 0 8 8 】

(d) 本発明において分割数を変更する要因は、MG 8 0 の回転数や相電流スペクトルに限らず、車両の運転状態や他の制御との関連等、どのような要因によるものでもよい。

(e) 本発明が適用されるシステムにおいて駆動される交流電動機の相の数は、三相に限らず何相でもよい。また、交流電動機は、永久磁石式同期型モータに限らず、誘導電動機やその他の同期モータであってもよい。

【 0 0 8 9 】

(f) 本発明による交流電動機の制御装置は、ハイブリッド自動車や電気自動車の MG 駆動システムに限らず、一般機械用等、どのような用途の交流電動機の駆動システムに適用されてもよい。

以上、本発明は、上記実施形態になんら限定されるものではなく、発明の趣旨を逸脱しない範囲において種々の形態で実施可能である。

【 符号の説明 】

【 0 0 9 0 】

- 1 0 . . . MG 制御装置 (交流電動機の制御装置)、
- 2 0 . . . インバータ、 2 1 - 2 6 . . . スイッチング素子、
- 3 0 . . . インバータ制御部、
- 5 1、5 2 . . . サンプリグ部、

10

20

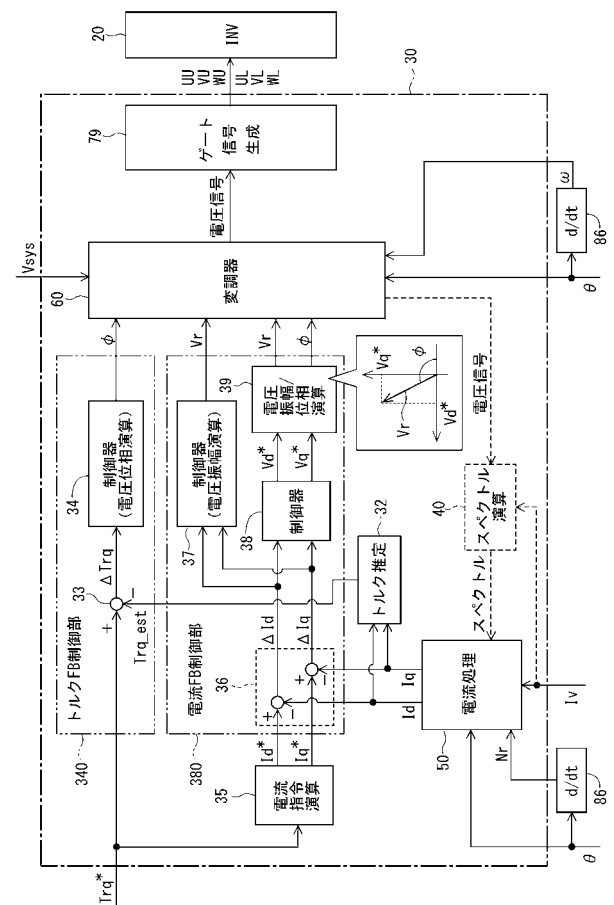
30

40

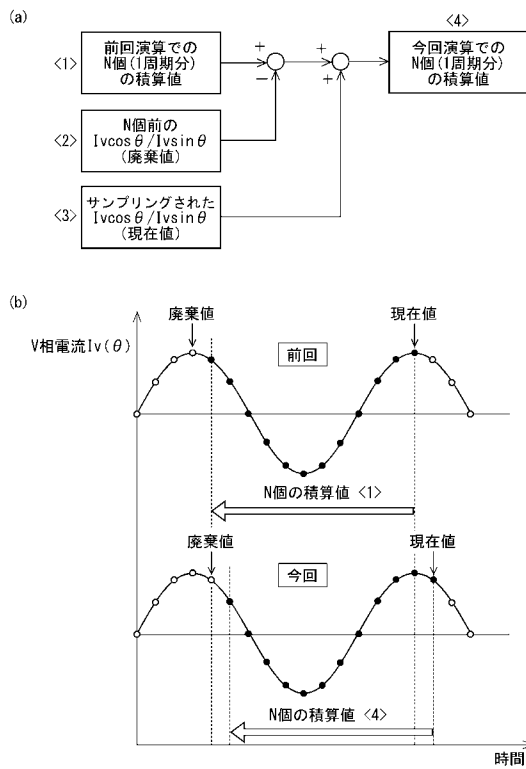
50

- 5 3 . . . フーリエ係数演算部、
5 4 . . . 分割数変更部、
5 5 . . . 遡及推定部、
8 0 . . . M G (交流電動機) 。

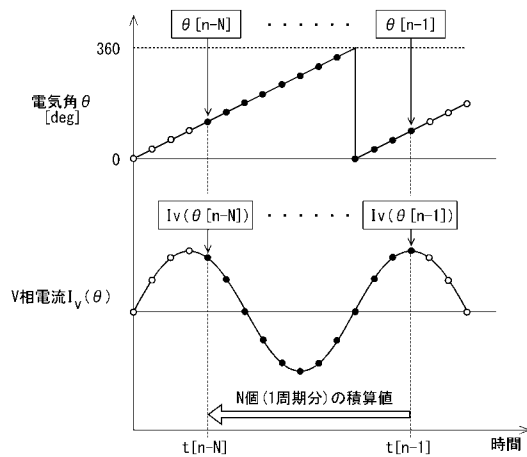
【 図 2 】



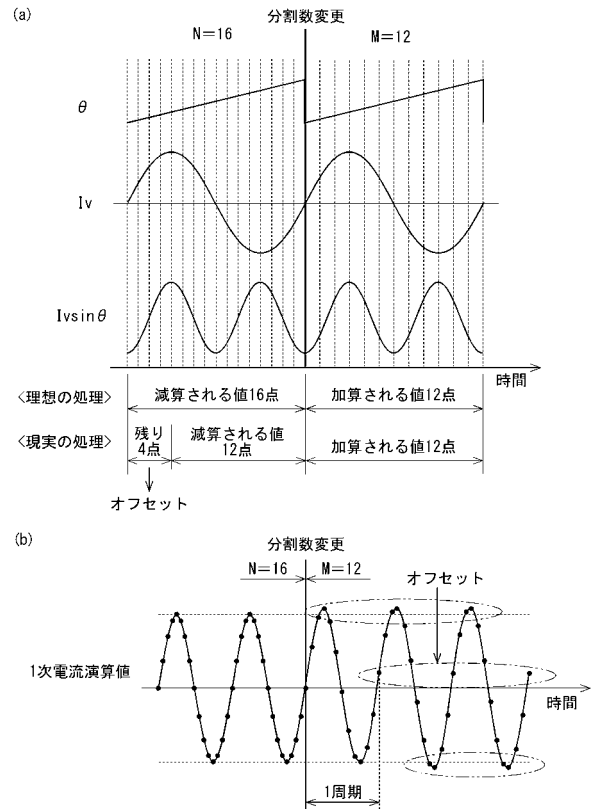
【図 3】



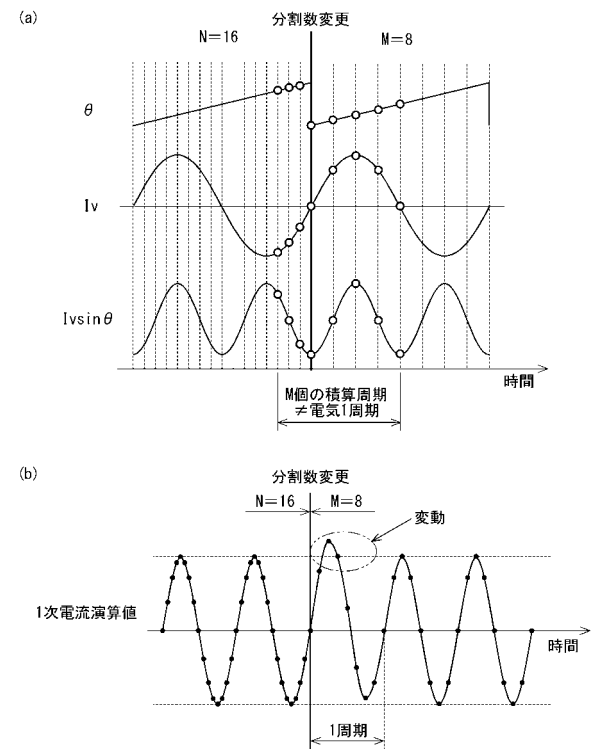
【図 5】



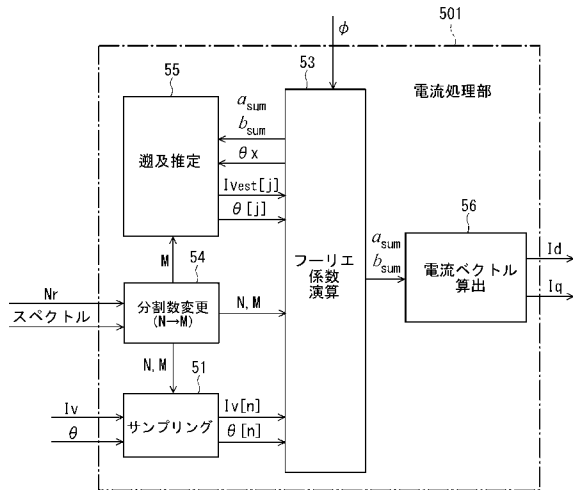
【図 4】



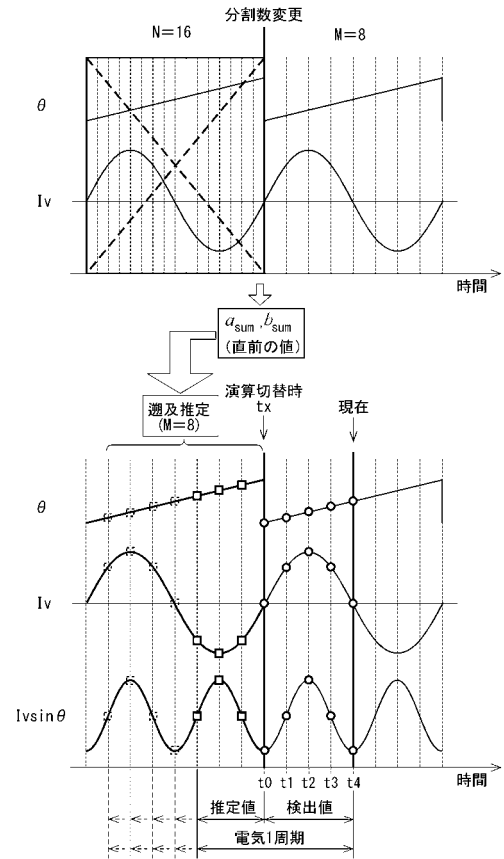
【図 6】



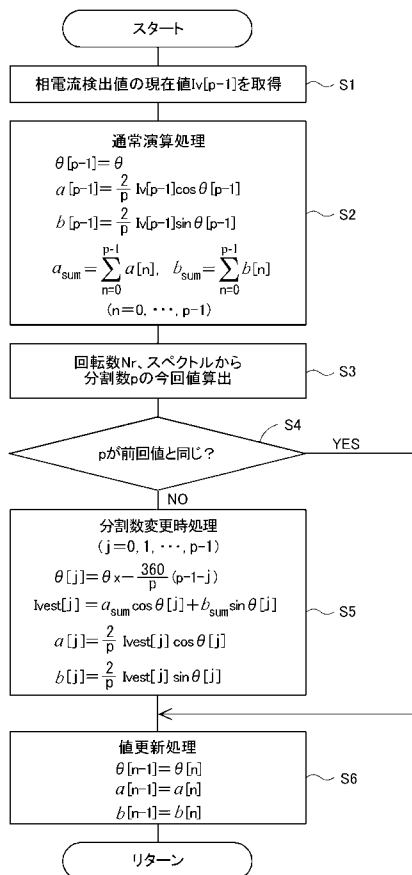
【図 7】



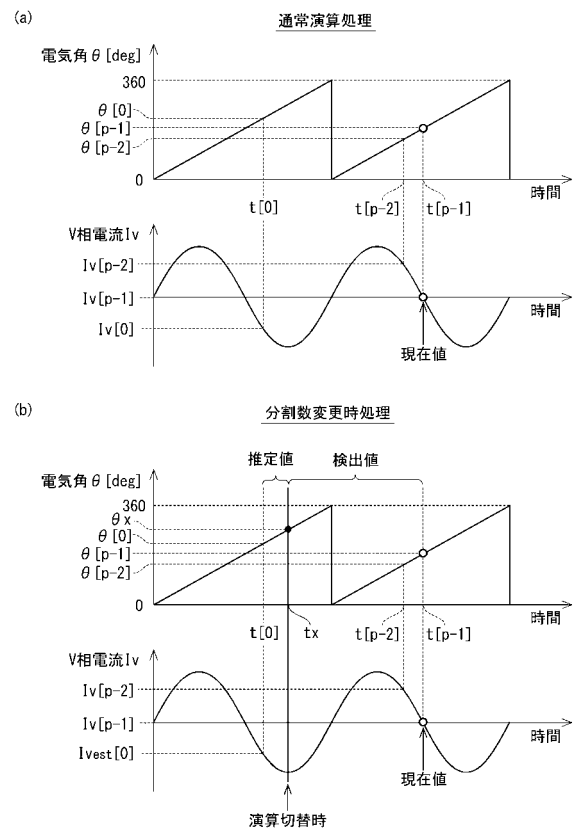
【図 8】



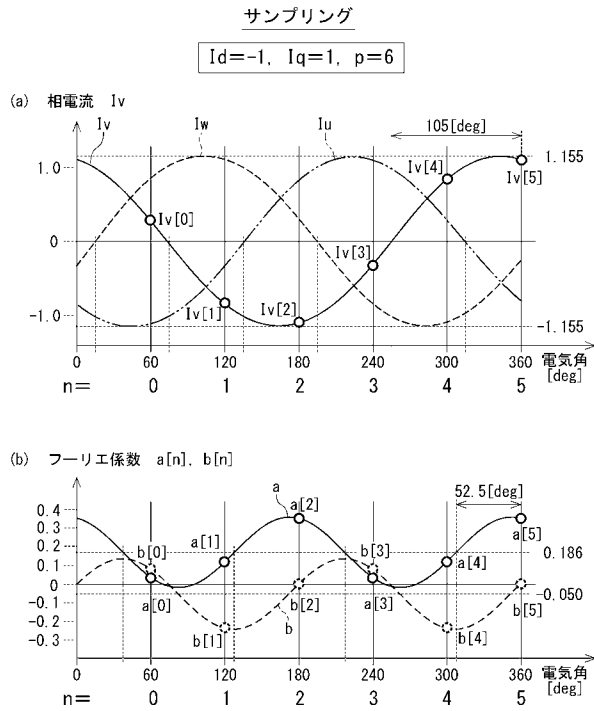
【図 9】



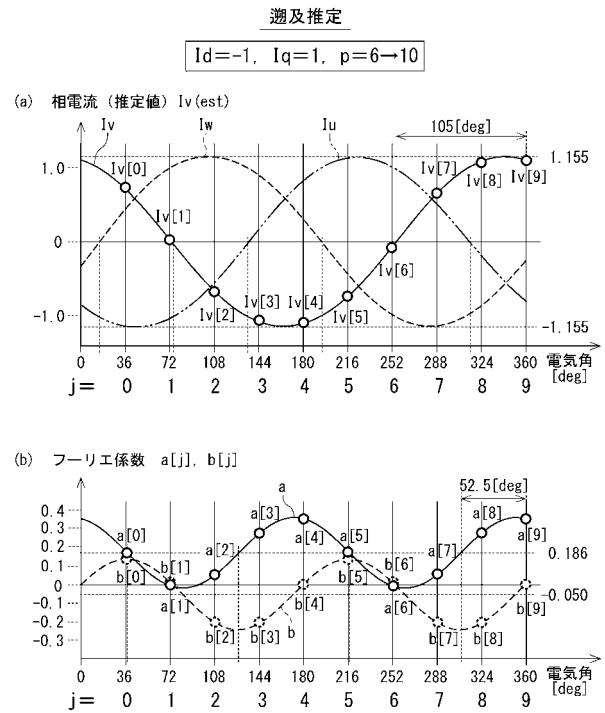
【図 10】



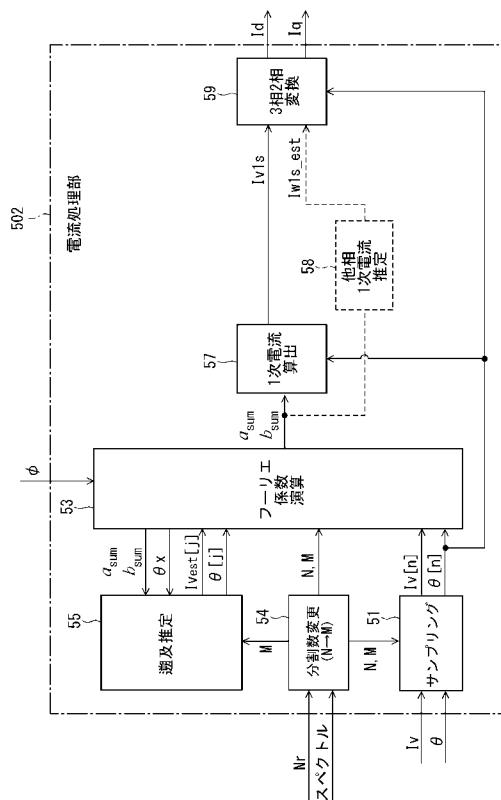
【図 1 1】



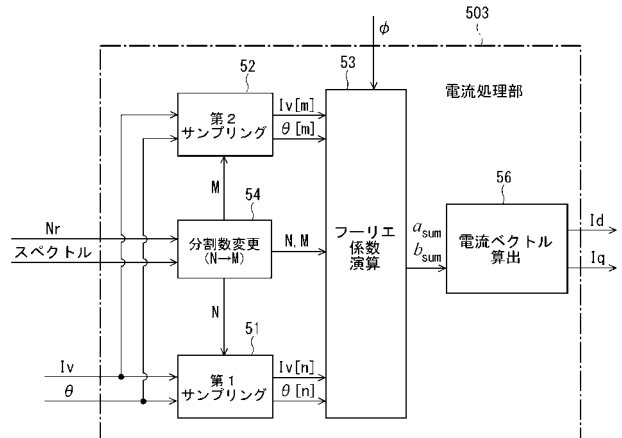
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



【図 15】

