

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6583109号
(P6583109)

(45) 発行日 令和1年10月2日(2019.10.2)

(24) 登録日 令和1年9月13日(2019.9.13)

(51) Int. Cl.	F I	
HO2P 27/06 (2006.01)	HO2P 27/06	
HO2P 21/22 (2016.01)	HO2P 21/22	ZHV
HO2P 23/30 (2016.01)	HO2P 23/30	
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48	E
B6OL 3/00 (2019.01)	B6OL 3/00	J
請求項の数 10 (全 21 頁) 最終頁に続く		

(21) 出願番号 特願2016-79534 (P2016-79534)
 (22) 出願日 平成28年4月12日(2016.4.12)
 (65) 公開番号 特開2017-192197 (P2017-192197A)
 (43) 公開日 平成29年10月19日(2017.10.19)
 審査請求日 平成30年8月6日(2018.8.6)

(73) 特許権者 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 ▲高▼橋 秀和
 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
 社デンソー内
 (72) 発明者 入江 浩司
 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
 社デンソー内
 審査官 ▲桑▼原 恭雄

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流電動機の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電源(11)から入力される直流電力を複数のスイッチング素子(31-36)の動作により交流電力に変換し交流電動機(80)に供給するインバータ(30)と、
 前記インバータに指令する電圧ベクトルを演算する電圧指令演算部と、
 前記電圧ベクトルの振幅を制限する電圧振幅制限部(72)と、
 を備え、
 電圧指令演算部は、
 前記交流電動機を流れる電流をフィードバック制御するための操作量として前記電圧ベクトルを演算する電流フィードバック制御部(580)を含み、
 前記電圧振幅制限部は、
 少なくとも前記交流電動機の回転数、前記交流電動機を流れる電流の振幅、前記インバータを操作する電圧波形として用いられるPWM信号の生成において前記電流フィードバック制御部の出力に基づいて算出される相電圧と比較される搬送波の周波数、及び力率のうち一つ以上に基づいて、前記電圧ベクトルの振幅の制限値を変更する交流電動機の制御装置。

【請求項2】

電源(11)から入力される直流電力を複数のスイッチング素子(31-36)の動作により交流電力に変換し交流電動機(80)に供給するインバータ(30)と、
 前記インバータに指令する電圧ベクトルを演算する電圧指令演算部と、

前記電圧指令演算部が演算した前記電圧ベクトルに基づき前記インバータを操作する電圧波形として、予め記憶された複数の電圧波形から所定の条件に応じて選択されるパルスパターン、又は、相電圧と搬送波との比較により生成されるPWM信号の電圧波形を特定する電圧波形特定部(63)と、

前記インバータの母線電流(I_m)を取得し、当該母線電流が流れる回路の共振周波数に相当する特定周波数の振幅スペクトルを抽出する振幅スペクトル抽出部(71)と、

前記電圧波形に相関する前記特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるとき、当該特定周波数の振幅スペクトルが前記判定閾値未満となるように前記電圧ベクトルの振幅を制限する電圧振幅制限部(72)と、

を備える交流電動機の制御装置。

10

【請求項3】

前記電圧指令演算部は、

前記交流電動機を流れる電流をフィードバック制御するための操作量として前記電圧ベクトルを演算する電流フィードバック制御部(580)を含み、

前記電圧波形特定部は、

前記電流フィードバック制御部が出力した電圧振幅及びインバータ電圧から算出される変調率と前記交流電動機の回転数とに基づいて、予め記憶された複数のパルスパターンからいずれかのパルスパターンを選択するパルスパターン設定部(64)、又は、前記電流フィードバック制御部の出力に基づいて算出される相電圧と搬送波との比較によりPWM信号を生成するPWM信号生成部(66)の少なくとも一方を有する請求項2に記載の交流電動機の制御装置。

20

【請求項4】

前記電圧指令演算部は、

前記交流電動機のトルクをフィードバック制御するための操作量として前記電圧ベクトルの位相を演算するトルクフィードバック制御部(540)をさらに含み、

前記電圧波形特定部は、前記パルスパターン設定部(64)を有し、

前記トルクフィードバック制御部により電圧ベクトルを演算する場合、前記パルスパターン設定部は、電気1周期に1パルスの矩形波を出力するパターンを選択する請求項3に記載の交流電動機の制御装置。

【請求項5】

前記電圧振幅制限部により前記電圧ベクトルの振幅を制限するとき、

前記電圧指令演算部は、前記電流フィードバック制御部による制御を停止し、前記トルクフィードバック制御部により前記電圧ベクトルを演算する請求項4に記載の交流電動機の制御装置。

30

【請求項6】

前記電圧波形特定部が特定する電圧波形が矩形波となったとき、

前記電圧指令演算部は、前記電流フィードバック制御部による制御を停止し、前記トルクフィードバック制御部により前記電圧ベクトルを演算する請求項4または5に記載の交流電動機の制御装置。

【請求項7】

前記電源の電圧を昇圧して前記インバータに出力するコンバータ(20)を備えた交流電動機駆動システムに適用され、

前記電圧振幅制限部は、前記コンバータが非昇圧状態であるとき、前記電圧ベクトルを制限する請求項1～6のいずれか一項に記載の交流電動機の制御装置。

40

【請求項8】

電源(11)から入力される直流電力を複数のスイッチング素子(31-36)の動作により交流電力に変換し交流電動機(80)に供給するインバータ(30)と、

前記交流電動機を流れる電流をフィードバック制御するための操作量として、前記インバータに指令する電圧ベクトルを演算する電流フィードバック制御部(580)と、

前記電流フィードバック制御部が演算した前記電圧ベクトルに基づき前記インバータを

50

操作する電圧波形として、前記電流フィードバック制御部の出力に基づいて算出される相電圧と搬送波との比較により生成されるPWM信号の電圧波形を特定するPWM信号生成部(66)と、

前記PWM信号の生成に用いる搬送波周波数を変更する搬送波周波数変更部(67)と

を備え、

前記搬送波周波数変更部は、

前記交流電動機の回転数と、少なくとも前記交流電動機を流れる電流の振幅、前記搬送波周波数又は力率のうち一つ以上と、に基づいて、搬送波周波数を変更する交流電動機の制御装置。

10

【請求項9】

前記インバータの母線電流(I_m)を取得し、当該母線電流が流れる回路の共振周波数に相当する特定周波数の振幅スペクトルを抽出する振幅スペクトル抽出部(71)をさらに備え、

前記搬送波周波数変更部は、

前記電圧波形に相関する前記特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるとき、当該特定周波数の振幅スペクトルが前記判定閾値未満となるように、前記PWM信号の生成に用いる搬送波周波数を変更する請求項8に記載の交流電動機の制御装置。

【請求項10】

前記電源の電圧を昇圧して前記インバータに出力するコンバータ(20)を備えた交流電動機駆動システムに適用され、

20

前記搬送波周波数変更部は、前記コンバータが非昇圧状態であるとき、前記搬送波周波数を変更する請求項8または9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、インバータに指令する電圧ベクトルを演算し、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】

30

従来、交流電動機に対する要求トルクと回転速度とを入力としてインバータの出力電圧ベクトルの振幅(又はノルム)を設定する制御装置において、交流電動機の制御量を高精度に制御する技術が知られている。

例えば、特許文献1に開示された回転機の制御装置では、基本ノルム設定手段は、回転機のトルクに関するパラメータおよび回転機の回転速度を入力として電力変換回路の出力電圧ベクトルの基本ノルムを設定する。補正手段は、回転機を流れるd軸電流をフィードバック制御するための操作量として基本ノルムの補正量を算出し、該補正量によって基本ノルムを補正する。

また、特許文献2に開示された回転機の制御装置では、位相設定手段は、指令トルクと、実電流から算出した推定トルクとの偏差に基づき、電圧位相を設定する。振幅設定手段は、dq座標系において電圧位相の変化が非干渉化された座標軸を用いて振幅操作量Vを設定する。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特許第5779862号公報

【特許文献2】特開2015-220884号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

50

交流電動機駆動システムの電源、インバータ及び交流電動機を含む回路には、リレー、リアクトル、コンデンサ、交流電動機等のインダクタンス成分や容量成分により、共振が発生する。そして、インバータの出力電圧波形によって、インバータ母線電流が有する振幅スペクトルの特定周波数が回路の共振周波数と一致する場合、システムの騒音や振動が増大する。しかし特許文献 1、2 には、この問題について何ら言及されていない。

【0005】

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、インバータ母線電流が有する振幅スペクトルの特定周波数が回路の共振周波数と一致し共振することによる騒音や振動を抑制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】

【0006】

本発明の第一の態様による交流電動機の制御装置の一つの構成は、インバータ(30)と、インバータに指令する電圧指令ベクトルを演算する電圧指令演算部と、電圧ベクトルの振幅を制限する電圧振幅制限部(72)とを備える。

インバータは、電源(11)から入力される直流電力を複数のスイッチング素子(31-36)の動作により交流電力に変換し交流電動機(80)に供給する。

電圧指令演算部は、交流電動機を流れる電流をフィードバック制御するための操作量として電圧ベクトルを演算する電流フィードバック制御部(580)を含む。

電圧振幅制限部は、少なくとも交流電動機の回転数、交流電動機を流れる電流の振幅、インバータを操作する電圧波形として用いられるPWM信号の生成において電流フィードバック制御部の出力に基づいて算出される相電圧と比較される搬送波の周波数、及び力率のうち一つ以上に基づいて、電圧ベクトルの振幅の制限値を変更する。

本発明の第一の態様による交流電動機の制御装置の別の構成は、インバータ(30)と、インバータに指令する電圧指令ベクトルを演算する電圧指令演算部と、電圧波形特定部(63)と、振幅スペクトル抽出部(71)と、電圧振幅制限部(72)とを備える。

電圧波形特定部は、電圧指令演算部が演算した電圧ベクトルに基づきインバータを操作する電圧波形として、「予め記憶された複数の電圧波形から所定の条件に応じて選択されるパルスパターン」、又は、「相電圧と搬送波との比較により生成されるPWM信号」の電圧波形を特定する。

【0007】

振幅スペクトル抽出部は、インバータの母線電流(I_m)を取得し、当該母線電流が流れる回路の共振周波数に相当する特定周波数の振幅スペクトルを抽出する。

電圧振幅制限部は、電圧波形に相関する特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるとき、当該特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値未満となるように電圧ベクトルの振幅を制限する。

【0008】

具体的には、電圧指令演算部は、交流電動機を流れる電流をフィードバック制御するための操作量として電圧ベクトルの振幅を演算する電流フィードバック制御部(580)を含む。また、電圧指令演算部は、交流電動機のトルクをフィードバック制御するための操作量として電圧ベクトルの位相を演算するトルクフィードバック制御部(540)をさらに含んでもよい。

【0009】

本発明の第一の態様では、インバータの母線電流が有する振幅スペクトルの特定周波数が回路の共振周波数と一致し、特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるとき、電圧振幅制限部により電圧ベクトルの振幅を制限する。これにより、システムの騒音や振動を適切に抑制することができる。

【0010】

本発明の第二の態様による交流電動機の制御装置は、第一の態様と同様のインバータ(30)の他、電流フィードバック制御部(580)と、PWM信号生成部(66)と、PWM信号の生成に用いる搬送波周波数を変更する搬送波周波数変更部(67)とを備える

10

20

30

40

50

。電流フィードバック制御部、及びPWM信号生成部は、それぞれ、第一の態様における電圧指令演算部、及び電圧波形特定部に含まれる一部の構成と同様である。

電流フィードバック制御部は、交流電動機を流れる電流をフィードバック制御するための操作量として、インバータに指令する電圧ベクトルの振幅を演算する。

PWM信号生成部は、電流フィードバック制御部が演算した電圧ベクトルに基づきインバータを操作する電圧波形として、「電流フィードバック制御部の出力に基づいて算出される相電圧と搬送波との比較により生成されるPWM信号」の電圧波形を特定する。

搬送波周波数変更部は、交流電動機の回転数と、少なくとも交流電動機を流れる電流の振幅、搬送波周波数又は力率のうち一つ以上と、に基づいて、搬送波周波数を変更する。

【0011】

好ましくは、本発明の第二の態様による交流電動機の制御装置は、インバータの母線電流 (I_m) を取得し、当該母線電流が流れる回路の共振周波数に相当する特定周波数の振幅スペクトルを抽出する振幅スペクトル抽出部 (71) をさらに備える。この構成では、搬送波周波数変更部は、電圧波形に相関する特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるとき、当該特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値未満となるように、PWM信号の生成に用いる搬送波周波数を変更する。

本発明の第二の態様では、インバータの母線電流が有するスペクトルの特定周波数が回路の共振周波数と一致し、特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるとき、搬送波周波数変更部により搬送波周波数を変更する。これにより、第一の態様と同様にシステムの騒音や振動を適切に抑制することができる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】第1～第6実施形態の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。

【図2】(a)インバータ母線電流のスペクトル図、(b)リレーの共振周波数を示す図。

【図3】各実施形態のインバータ制御部の制御ブロック図。

【図4】第1～第4実施形態の変調器の制御ブロック図。

【図5】(a)相電圧の波形例を示す図、(b)相電圧をモータに印加したときのインバータ母線電流のスペクトル図。

【図6】振幅スペクトルの算出方法の例を説明する図。

【図7】振幅スペクトルの判定閾値の設定方法の例を説明する図。

【図8】第1実施形態による電圧振幅制限処理のフローチャート。

【図9】電圧振幅制限処理時における電圧ベクトル制御のフローチャート。

【図10】図9の電圧ベクトル制御を説明するdq軸ベクトル図。

【図11】第2、第3実施形態による電圧ベクトル(振幅/位相)の変化率制限/平滑化の構成を示す制御ブロック図。

【図12】電圧ベクトル変化率制限/平滑化処理を説明するdq軸ベクトル図。

【図13】電圧ベクトル変化率制限/平滑化処理を説明するタイムチャート。

【図14】第4実施形態によるPIゲイン選択の構成を示す制御ブロック図。

【図15】第5実施形態の変調器の制御ブロック図。

【図16】搬送波周波数の変更による電圧波形の変化を示す図。

【図17】第5実施形態による搬送波周波数変更処理のフローチャート。

【図18】第6実施形態による再制限/再変更禁止期間を示すタイムチャート。

【図19】第7実施形態の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。

【図20】第7実施形態の変調器の制御ブロック図。

【発明を実施するための形態】

【0013】

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

10

20

30

40

50

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7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】

（第1実施形態）

[システム構成]

まず、第1～第6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901は、充放電可能な二次電池である「電源」としてのバッテリー11の直流電力をインバータ30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901においてMG制御装置101は、主にインバータ30及びインバータ制御部50を含む。なお、MG制御装置101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のうち二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の例では、V相巻線82及びW相巻線83に接続される電流経路に、それぞれ相電流 I_v 、 I_w を検出する電流センサ87、88が設けられており、残るU相の電流 I_u をキルヒホッフの法則に基づいて推定している。他の実施形態では、どの二相の電流を検出してもよく、三相の電流を検出してもよい。或いは、一相の電流検出値に基づいて他の二相の電流を推定する技術を採用してもよい。

MG80の電気角 e 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。

【0017】

インバータ30は、上下アームの6つのスイッチング素子31-36がブリッジ接続されている。詳しくは、スイッチング素子31、32、33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34、35、36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31-36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。

【0018】

インバータ30は、インバータ制御部50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31-36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50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25は、インバータ30に入力されるシステム電圧Vsysを平滑化する。システム電圧Vsysは、特許請求の範囲に記載の「インバータ電圧」に相当する。

電圧センサ37はシステム電圧Vsysを検出する。電流センサ38はインバータ30の母線電流Imを検出する。なお、他の実施形態では、電流センサ38を備えず、後述する他の方法等により母線電流Imを算出してもよい。

【0019】

インバータ制御部50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

10

20

30

40

50

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。

【0020】

インバータ制御部50は、各センサが検出したシステム電圧 V_{sys} 、母線電流 I_m 、二相の相電流 I_v 、 I_w 、電気角 e を取得する。また、インバータ制御部50は、微分器86により電気角 e が時間微分された電気角速度 $[deg/s]$ を取得する。電気角速度は、比例定数を乗じることにより回転数 $N[rpm]$ に換算されるため、本明細書では「電気角速度を換算した回転数」を省略して「回転数」という。なお、インバータ制御部50の内部に微分器86を有してもよい。

【0021】

さらにインバータ制御部50は、上位制御回路からトルク指令 Trq^* が入力される。

インバータ制御部50は、これらの情報に基づいて、インバータ30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30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31-36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MG80に供給する。

【0022】

このような構成のMG制御装置101において、図2(a)に示すように、インバータ30の母線電流 I_m は、電圧波形に相関する振幅スペクトルの周波数分布を有している。

また、インバータ30の入力部には、バッテリー11からの電力供給を遮断可能なリレー12が設けられている。ところで、MG駆動システム901において、「バッテリー11、インバータ30及びMG80を含む回路」には、リレー12、コンデンサ25、モータ巻線81-83等のインダクタンス成分や容量成分を有する要素が存在している。これらの要素は、インバータ30の駆動中に共振を発生する要素となる。そのため、図2(b)に示すように、回路の周波数特性は、例えばリレー12の共振周波数でピークとなる。

【0023】

したがって、インバータ30の母線電流 I_m が有する振幅スペクトルの特定周波数と、回路が有するリレー12等の共振周波数とが一致すると、共振による振動や騒音が増大するおそれがある。例えばハイブリッド自動車に適用されるMG制御装置101では、車両の振動や騒音は、商品性やドライバビリティに影響を及ぼす可能性がある。

本実施形態は、このような共振を抑制するためのインバータ制御部50の構成を特徴とする。以下、インバータ制御部50の構成について詳しく説明する。

【0024】

[インバータ制御部の構成、作用]

インバータ制御部50の構成及び作用について、図3～図10を参照して説明する。

図3に示すように、インバータ制御部50は、 dq 変換部51、トルク推定部52、トルク減算器53、制御器54、電流指令演算部55、電流減算器56、制御器57、制御器58、電圧振幅/位相演算部59、変調器60、ゲート信号生成部79等を含む。このうち、制御器57と、制御器58及び電圧振幅/位相演算部59とは、フィードバック制御部(図中「FB制御部」)の構成に応じて選択的に設けられてもよい。

ここで、トルクフィードバック制御部540及び電流フィードバック制御部580は、インバータ30に指令する電圧ベクトルを演算する「電圧指令演算部」として機能する。以下の説明における「電圧ベクトル」は、基本的に「電圧指令ベクトル」を意味する。

【0025】

dq 変換部51は、電気角 e に基づき、電流センサ87、88から取得した相電流を dq 軸電流 I_d 、 I_q に変換し、電流減算器56にフィードバックする。

トルク推定部52は、 dq 軸電流 I_d 、 I_q 、及び、MG80のモータ定数に基づき、式(1)を用いてトルク推定値 Trq_{est} を算出する。なお、MG80にトルクセンサを備えたシステムでは、トルク推定部52を設けず、トルク検出値を取得してもよい。

$$Trq_{est} = p \times \{ I_q \times \quad + (L_d - L_q) \times I_d \times I_q \} \cdots (1)$$

ただし、

10

20

30

40

50

p : MGの極対数
 : 逆起電圧定数

L_d 、 L_q : d軸インダクタンス、q軸インダクタンス

【0026】

トルクフィードバック制御部540は、トルク減算器53及び制御器54を含む。

トルク減算器53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 T_{rq} を算出する。制御器54は、トルク偏差 T_{rq} を0に収束させるように、PI演算により電圧位相 θ を演算し、変調器60に出力する。こうして、トルクフィードバック制御部540は、MG80のトルクをフィードバック制御するための操作量として、電圧ベクトルの位相 θ を演算する。

10

【0027】

電流指令演算部55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d q軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* を演算する。

インバータ制御部50がトルクフィードバック制御部540を備える構成では、電流フィードバック制御部580は、電流減算器56及び制御器57を含む。

【0028】

電流減算器56は、d q軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* と、d q変換部51からフィードバックされるd q軸電流 I_d 、 I_q との電流偏差 I_d 、 I_q を算出する。制御器57は、電流偏差 I_d 、 I_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。こうして、電流フィードバック制御部580は、MG80に流れる電流をフィードバック制御するための操作量として、電圧ベクトルの振幅 V_r を演算する。

20

【0029】

したがって、トルクフィードバック制御部540及び電流フィードバック制御部580が協働して「電圧指令演算部」を構成する場合、トルクフィードバック制御部540の制御器54が演算した電圧位相 θ 、及び、電流フィードバック制御部580の制御器57が演算した電圧振幅 V_r が変調器60に出力される。

【0030】

また、インバータ制御部50は、トルクフィードバック制御部540を備えず、電流フィードバック制御部580のみが「電圧指令演算部」を構成してもよい。この構成では、電流フィードバック制御部580は、電流減算器56、制御器58、及び電圧振幅/位相演算部59を含む。

30

制御器58は、電流偏差 I_d 、 I_q を0に収束させるように、PI演算によりd q軸電圧指令 V_d^* 、 V_q^* を演算する。電圧振幅/位相演算部59は、d q軸電圧指令 V_d^* 、 V_q^* を電圧振幅 V_r 及び電圧位相 θ に変換し、変調器60に出力する。なお、図3では電圧位相 θ をd軸基準で示しているが、q軸基準で電圧位相を定義してもよい。

【0031】

変調器60は、電圧振幅 V_r 及び電圧位相 θ に加え、システム電圧 V_{sys} 、電気角 e 、回転数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30を操作するパルス電圧の出力波形としてパルスパターン又はPWM信号を出力する。

40

以下、実施形態毎の変調器60の説明では、変調器の符号として、「60」に続く3桁目に実施形態の番号を付して区別する。

【0032】

図4に示すように、第1実施形態の変調器601は、変調率算出部61、方式切替部62、電圧波形特定部63、及び、第1実施形態の特徴構成である電圧振幅制限部72を有する。電圧波形特定部63には、パルスパターン設定部64、記憶部65、PWM信号生成部66が含まれる。なお、第5実施形態で説明する搬送波周波数変更部67は、第1実施形態には含まなくてもよい。破線で示す。

【0033】

変調率算出部61は、電流フィードバック制御部580が出力した電圧振幅 V_r 、及び

50

システム電圧 V_{sys} に基づいて、式 (2) により変調率 m を算出する。

$$m = 2 \cdot (2/3) \times (V_r / V_{sys}) \cdot \dots \cdot (2)$$

方式切替部 62 は、変調率 m 等に基づいて、電圧波形特定部 63 による電圧波形の特定方式を切り替える。

【0034】

ここで、電圧波形の例について、図 5 (a) を参照する。

パルスパターンは、記憶部 65 に予め記憶された複数の電圧波形から、変調率 m 、回転数 等に応じて、パルスパターン設定部 64 で選択される電圧波形である。

本明細書では、パルスパターンに、電気 1 周期に 1 パルスの矩形波を出力するパターンを含む。矩形波の変調率 m は 1.27 で固定されるため、矩形波制御では電圧振幅 V_r は一定であり、電圧位相のみが操作される。三相交流モータを矩形波制御すると、相電圧及び相電流に含まれる電気周期 6 次、及び 6 の倍数の次数成分の割合が大きくなる。

【0035】

矩形波以外のパルスパターンは、変調率 m 、回転数 等に応じて、電気 1 周期のパルス数、各パルスの位置及び幅により規定される。

PWM 信号は、PWM 信号生成部 66 において、電流フィードバック制御部 580 の出力に基づいて算出される相電圧と搬送波との比較により生成される。なお、詳しくは、相電圧が換算された $duty$ と搬送波とが比較される。

電圧波形特定部 63 は、パルスパターン設定部 64 又は PWM 信号生成部 66 の少なくとも一方を有する。

【0036】

方式切替部 62 は、変調率が 1.27 未満のとき、電圧波形の特定方式として、PWM 信号、又は、矩形波以外のパルスパターンを選択する。PWM 信号の場合、変調率が 0 ~ 1.15 の範囲では正弦波 PWM が用いられ、変調率が 1.15 ~ 1.27 の範囲では過変調 PWM が用いられる。

また、方式切替部 62 は、変調率が 1.27 のとき矩形波を選択する。これに応じて、インバータ制御部 50 は、電圧波形特定部 63 により特定する電圧波形が矩形波となったとき、電流フィードバック制御部 580 による制御を停止し、トルクフィードバック制御部 540 により電圧ベクトルを演算する。

【0037】

電圧振幅制限部 72 は、後述する所定の条件が成立したとき電圧振幅 V_r を制限する。パルスパターン設定部 64 は、制限された電圧振幅 V_{r_lim} に基づき、パルスパターンを再設定する。制限不要と判断された電圧振幅 V_r はゲート信号生成部 79 に出力される。また、電圧位相は、別途、ゲート信号生成部 79 に出力される。

ゲート信号生成部 79 は、変調器 60 が出力した電圧振幅 V_r 及び電圧位相に基づいて、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 30 のスイッチング素子 31 - 36 に出力する。

【0038】

次に振幅スペクトル抽出部 71 は、インバータ 30 の母線電流 I_m を取得し、母線電流 I_m の特定周波数の振幅スペクトルを、高速フーリエ変換 (図中「FFT」) やマップ等により抽出する。

上述の通り、インバータ 30 の母線電流 I_m が有する振幅スペクトルの分布は、電圧波形特定部 63 が特定する出力電圧波形によって異なる。図 5 (b) を参照すると、例えばトルクフィードバック制御により矩形波を出力する場合、矩形波以外のパルスパターンや PWM 信号を出力する場合に比べ、電気周期 6 次の振幅スペクトルが大きくなる。

【0039】

この場合、回転数により換算した電気周期 6 次の周波数を「特定周波数」とすると、回路が有するリレー 12 等の共振周波数に特定周波数が一致したとき、共振による振動や騒音が増大するおそれがある。

そこで、特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるとき、電圧振幅制限部 72

10

20

30

40

50

は、特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値未満となるように電圧振幅 V_r を制限する。

【0040】

ここで、母線電流 I_m の振幅スペクトルは、以下の方法等により算出可能である。

[1] 母線電流 I_m を逐次、高速フーリエ変換することにより算出する。母線電流 I_m は電流センサ 38 で検出する以外に、相電流検出値又は指令値と相電圧との積をインバータ電圧で除することにより算出してよい。

【0041】

[2] 図 6 に示すように、予めスペクトル解析した母線電流 I_m の振幅スペクトルを力率、変調率毎に記憶しておき、電圧波形、力率、変調率 m 、回転数、搬送波周波数 F_c に応じて適当なスペクトルを選択し、相電流振幅で振幅を補正する。

10

[3] 母線電流 I_m の振幅スペクトルの周波数は、電圧波形、MG80 の回転数、及び搬送波周波数 F_c に基づいて特定することができる。また、スペクトルの振幅は、電流振幅で正規化した場合、変調率 m 及び力率で特定可能である。よって、スペクトル周波数が共振周波数近傍であるか否かにより、回転数 毎にスペクトル振幅を変更してもよい。

【0042】

また、特定周波数の振幅スペクトルについての判定閾値は、共振周波数との一致により生じる騒音や振動が所定レベルを下回るように、次のように設定することが好ましい。

[1] システム電圧 V_{sys} の変動が所定の制限値以下に抑制されるように設定する。

例えば図 7 に示すように、耐圧上限値 V_{res} と最大システム電圧 V_{sys} との差分から、スイッチング素子 31 - 36 のスイッチング動作に伴う電圧サージ量、及び、電圧センサ 37 の検出誤差を差し引いた値を、電圧変動制限値とする。

20

【0043】

[2] 電源電流変動が所定値以下に抑制されるように設定する。この所定値は、電流変動周波数及び電流変動振幅により、バッテリー 11 の劣化特性で規定される。

[3] 矩形波の電気 6 次成分の振幅スペクトルを基準値として、例えば、基準値自体、又は基準値の 50% 相当値等を判定閾値としてもよい。

【0044】

次に、電圧振幅制限処理のフローチャートを図 8 に示す。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。なお、ステップ番号の 2 桁目を後述の図 17 と対応させるため、S12 を欠番とする。また、フローチャートの各ステップの制御主体は、インバータ制御部 50 である。

30

【0045】

S11 では、電流フィードバック制御部 580 で電圧振幅 V_r を演算し、トルクフィードバック制御部 540 で電圧位相 を演算することにより電圧ベクトルを演算する。

S13 では、回転数 を取得する。

【0046】

S14 では、電圧波形特定部 63 で電圧波形を特定する。

S15 では、振幅スペクトル抽出部 71 は、母線電流 I_m を取得する。

【0047】

S16 では、振幅スペクトル抽出部 71 が抽出した特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるか判断する。S16 にて NO の場合、ルーチンを終了する。

40

S16 で YES の場合、S17 では、電圧振幅制限部 72 は電圧振幅 V_r を制限する。そして S13 に戻り、あらためて電圧波形を特定し、S14 - S16 を繰り返す。

その結果、S16 で NO と判断されると、電圧振幅制限を解除する。

【0048】

以上のように第 1 実施形態の MG 制御装置 101 は、インバータ 30 の母線電流 I_m が有する振幅スペクトルの特定周波数が回路の共振周波数と一致し、特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるとき、電圧振幅制限部 72 により電圧振幅 V_r を制限する。これにより、システムの騒音や振動を適切に抑制することができる。特にハイブリッド自動車に適用される場合、商品性やドライバビリティへの影響を回避することができる。

50

【 0 0 4 9 】

続いて、電圧振幅制限処理を実施するときの電圧ベクトル制御について、図 9 のフローチャート、及び、図 1 0 の d q 軸ベクトル図を参照する。

図 9 の S 1 7 で電圧振幅制限処理を実施することが決定すると、インバータ制御部 5 0 は、S 1 8 にて電流フィードバック制御部 5 8 0 による制御を停止し、S 1 9 にてトルクフィードバック制御部 5 4 0 により電圧ベクトルを演算する。つまり、振幅 V_r を固定し位相 θ を操作する。

【 0 0 5 0 】

図 1 0 には、目標トルクが相対的に低い第 1 状態での電流ベクトル I_1 及び電圧ベクトル V_1 を実線矢印で示し、目標トルクが相対的に高い第 2 状態での電流ベクトル I_2 、及び、電流ベクトル I_2 に対応する電圧振幅制限時の電圧ベクトル V_{2_lim} を実線矢印で示す。また、電流ベクトル I_2 に対応する電圧振幅非制限時の電圧ベクトル V_{2_nlim} を一点鎖線矢印で示す。ここで、電圧振幅の制限値は、電圧ベクトル V_1 の振幅に等しいとする。長破線で示す M T P A 線は、電流当たり最大トルク制御の特性線である。

10

【 0 0 5 1 】

目標トルクが第 1 状態から第 2 状態に移ったとき、電流ベクトルは、M T P A 線に沿って振幅が増加すると共に位相が進角する ($I_1 \rightarrow I_2$)。また、電圧振幅非制限時、電流フィードバック制御により電圧振幅が増加する。したがって、電圧ベクトルは、振幅 V_r が増加すると共に位相 θ が進角する ($V_1 \rightarrow V_{2_nlim}$)。

これに対し、電圧振幅を電圧ベクトル V_1 の振幅以下に制限する場合、電流フィードバック制御部 5 8 0 による制御を停止し、トルクフィードバック制御部 5 4 0 により電圧ベクトルを演算する。これにより、電圧ベクトルは、振幅 V_r が一定のまま位相 θ のみが進角する ($V_1 \rightarrow V_{2_lim}$)。

20

【 0 0 5 2 】

仮に電圧振幅非制限時に電流フィードバック制御を継続すると、制限解除時に電流フィードバック制御で演算された電圧振幅が実際の電圧振幅と大きく乖離し、制御が不安定になるおそれがある。そこで、電圧振幅を制限するとき、電流フィードバック制御部 5 8 0 による制御を停止することにより、制限解除時に制御が不安定になることを防止することができる。

【 0 0 5 3 】

(第 2、第 3 実施形態)

第 2、第 3 実施形態について、図 1 1 ~ 図 1 3 を参照して説明する。第 2 実施形態及び第 3 実施形態は、いずれも、第 1 実施形態による電圧振幅の制限時、又は制限解除時における過渡特性を制御するものである。二つの実施形態は技術的思想が関連しており、説明に用いる図もほぼ共通するため一緒に説明する。また、ここでは、制限解除時の制御を例として説明するが、制限時の制御に関しても同様に実施可能である。

30

【 0 0 5 4 】

第 2、第 3 実施形態の変調器 6 0 2、6 0 3 の構成を図 1 1 (a)、(b) に示す。図示を省略した部分は、第 1 実施形態の図 4 と同様である。

第 2 実施形態の変調器 6 0 2 は、電圧振幅制限部 7 2 の後に、制限解除時における電圧振幅 V_r の時間変化率を制限する電圧振幅変化率制限部 7 3 を有する。また、電圧位相 θ の時間変化率を制限する電圧位相変化率制限部 7 4 を有する。変調器 6 0 2 は、電圧振幅変化率制限部 7 3 又は電圧位相変化率制限部 7 4 のいずれか一方を有してもよいし、両方を有してもよい。両方を有する場合、破線で示すように、これらをまとめて電圧ベクトル変化率制限部と考えるもよい。

40

【 0 0 5 5 】

第 3 実施形態の変調器 6 0 3 は、電圧振幅制限部 7 2 の後に、制限解除時における電圧振幅 V_r の変化を平滑化する電圧振幅平滑化部 7 5 を有する。また、電圧位相 θ の変化を平滑化する電圧位相平滑化部 7 6 を有する。変調器 6 0 3 は、電圧振幅平滑化部 7 5 又は電圧位相平滑化部 7 6 のいずれか一方を有してもよいし、両方を有

50

する場合、破線で示すように、これらをまとめて電圧ベクトル平滑化部と考えてもよい。

【 0 0 5 6 】

図 1 2 に、制限解除時における電圧ベクトルの変化の例を示す。

電圧振幅制限部 7 2 による電圧振幅制限が解除されると、電圧ベクトルの (a) 振幅については、制限時における電圧振幅 V_{r_lim} から V_r だけ変化し、(b) 位相については θ だけ変化する。このとき電圧ベクトルが急変し制御が不安定になることを防止するため、第 2 実施形態では変化率を制限し、第 3 実施形態では変化を平滑化する。

【 0 0 5 7 】

図 1 3 に、第 2、第 3 実施形態による電圧振幅 V_r 又は位相 θ の過渡特性を示す。時刻 t_c に電圧振幅制限が解除されると、第 2、第 3 実施形態の制御を行わない場合、二点鎖線で示すように、電圧振幅 V_r 又は位相 θ はステップ状に変化する。

これに対し、(c) に示すように、第 2 実施形態では振幅変化率 (dV_r/dt) 又は位相変化率 $(d\theta/dt)$ を制限する。また (d) に示すように、第 3 実施形態では指令に対する応答を平滑化する。例えば、所定の時定数の一次遅れフィルタにより、いわゆる「なまし処理」を行う。

【 0 0 5 8 】

変化率制限処理や平滑化処理の実行期間は、(a)、(b) に示すように、例えば制限解除後の電流指令と実電流との差 I が所定値を超えている時刻 t_c から時刻 t_e までの期間に実行フラグをオンにすること等により設定することができる。

このように、第 2、第 3 実施形態では、電圧振幅制限時、又は制限解除時に電圧ベクトルが急変し、制御が不安定になることを防止することができる。

【 0 0 5 9 】

(第 4 実施形態)

第 4 実施形態について、図 1 4 を参照して説明する。第 4 実施形態は、第 1 実施形態による電圧振幅の制限時、又は制限解除時におけるフィードバック制御のゲインを変更するものである。その構成として、トルクフィードバック制御部 5 4 0 において制御器 5 4 のゲインを変更するゲイン変更部 5 4 5、及び、電流フィードバック制御部 5 8 0 において制御器 5 7、5 8 のゲインを変更するゲイン変更部 5 8 5 が設けられる。このゲインは、典型的には P I 制御における比例ゲイン及び積分ゲインを意味する。

【 0 0 6 0 】

ゲイン変更部 5 4 5、5 8 5 は、電圧振幅制限部 7 2 から制限又は制限解除判定の信号が入力されると、所定期間にわたって、トルクフィードバック又は電流フィードバックの少なくとも一方のゲインを通常よりも低下させるように変更する。これにより、第 4 実施形態では、電圧振幅制限時、又は制限解除時に電圧ベクトルが急変し、制御が不安定になることを防止することができる。

【 0 0 6 1 】

(第 5 実施形態)

第 5 実施形態について、図 1 5 ~ 図 1 7 を参照して説明する。図 1 5 は、図 4 に対応する変調器のブロック図である。図 1 7 は、図 1 0 に対応するフローチャートである。

第 5 実施形態の M G 制御装置は、電流フィードバック制御部 5 8 0 が P W M 制御により電圧ベクトルを生成する構成を前提とする。例えば、図 3 に示すトルクフィードバック制御部 5 4 0 をそもそも備えない構成としてもよい。或いは、トルクフィードバック制御部 5 4 0 及び電流フィードバック制御部 5 8 0 を備える構成において、電流フィードバック制御部 5 8 0 による P W M 制御での動作時のみに着目した制御を第 5 実施形態として規定してもよい。

【 0 0 6 2 】

図 1 5 に示すように、第 5 実施形態の変調器 6 0 5 では、母線電流 I_m の特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるという情報が振幅スペクトル抽出部 7 1 から搬送波周波数変更部 6 7 に通知される。搬送波周波数変更部 6 7 は、回転数 n 及び振幅スペクトルの情報に基づいて、P W M 制御の搬送波周波数 F_c を変更する。

図15では、電圧振幅制限部72のブロック、及び、振幅スペクトル抽出部71から電圧振幅制限部72への信号線を破線で示す。これは、電圧振幅制限部72による電圧振幅制限処理を併用してもよいことを意味する。

【0063】

搬送波周波数を変更する意義について、図16を参照する。図16には、電気1周期の搬送波周期の数 n が(a) $n=7$ 、(b) $n=9$ の場合のPWM信号の電圧波形を示す。このように搬送波周波数 F_c を変更すると、電圧波形のパルス数やパルスエッジの位相が変わるため、それに応じて母線電流 I_m の振幅スペクトルが変わる。したがって、電圧振幅 V_r を制限することにより電圧波形を変更する第1実施形態と同様に、特定周波数の振幅スペクトルを判定閾値未満に低下させる効果を生ずる。この場合、搬送波周波数 F_c を高く変更してもよいし、低く変更してもよい。

10

【0064】

第5実施形態による搬送波周波数変更処理のフローチャートを図17に示す。

S21では、電流フィードバック制御で電圧振幅 V_r を演算することにより、電圧ベクトルを算出する。S22では、搬送波周波数 F_c を特定する。

S23-S26は、図10のS13-S16と実質的に同一である。S27では、搬送波周波数変更部67は搬送波周波数 F_c を変更する。そしてS23に戻り、PWM制御によりあらためて電圧波形を特定し、S24-S26を繰り返す。

【0065】

以上のように第5実施形態のMG制御装置は、インバータ30の母線電流 I_m が有する振幅スペクトルの特定周波数が回路の共振周波数と一致し、特定周波数の振幅スペクトルが判定閾値以上であるとき、搬送波周波数変更部67により搬送波周波数 F_c を変更する。これにより、第1実施形態と同様に、システムの騒音や振動を適切に抑制することができる。

20

【0066】

(第6実施形態)

第6実施形態について、図18を参照して説明する。第6実施形態は、電圧振幅を制限する第1-第4実施形態、及び、搬送波周波数を変更する第5実施形態のいずれにも組み合わせ可能であり、電圧振幅の制限又は搬送波周波数の変更を実行した後、所定の期間、再制限又は再変更を禁止するものである。

30

【0067】

図18に示す時刻 t_a にて電圧振幅制限又は搬送波周波数変更が開始され、時刻 t_c に解除される。このとき、時刻 t_c から所定の再制限/再変更禁止期間が経過する時刻 t_f まで、電圧振幅の再制限、及び搬送波周波数の再変更を禁止する。これにより、電圧波形の頻繁な変更を制限し、制御が不安定になることを防止することができる。

【0068】

(第7実施形態)

次に、第7実施形態のMG制御装置について、図19、図20を参照して説明する。

図19に示すように、MG制御装置107は、コンバータ20を備えたMG駆動システム907に適用され、インバータ30及びインバータ制御部50に加え、コンバータ20及びコンバータ制御部40を含む。コンバータ制御部40とインバータ制御部50とを合わせて、電力変換器制御部400と記す。

40

以下の説明では、MG80の力行動作時におけるコンバータ20の昇圧動作について言及する。

【0069】

コンバータ20は、フィルタコンデンサ21、リアクトル22、高電位側スイッチング素子23及び低電位側スイッチング素子24等を備える。

フィルタコンデンサ21は、コンバータ20の入力部に設けられ、バッテリー11からの電源ノイズを除去する。リアクトル22は、一端がバッテリー11に接続され、他端が高電位側スイッチング素子23と低電位側スイッチング素子24との接続点に接続される。リ

50

リアクトル 22 は、電流の変化に伴って誘起電圧が発生し、電気エネルギーが蓄積される。

【0070】

高電位側スイッチング素子 23 及び低電位側スイッチング素子 24 は、インバータ 30 の母線とバッテリー 11 の低電位電極との間に直列に接続されている。高電位側スイッチング素子 23 及び低電位側スイッチング素子 24 は、コンバータ制御部 40 から指令されるゲート信号 CU、CL により相補的にオンオフする。

【0071】

高電位側スイッチング素子 23 がオフで低電位側スイッチング素子 24 がオンのとき、リアクトル 22 にリアクトル電流 I_L が流れることにより、エネルギーが蓄積される。

高電位側スイッチング素子 23 がオンで低電位側スイッチング素子 24 がオフのとき、リアクトル 22 に蓄積されたエネルギーが放出されることにより、バッテリー電圧 V_b が昇圧されたシステム電圧 V_{sys} が平滑コンデンサ 25 に充電される。

電圧センサ 27 はバッテリー電圧 V_b を検出する。電流センサ 28 はリアクトル電流 I_L を検出する。

【0072】

また、コンバータ 20 の入力部には、バッテリー 11 からの電力供給を遮断可能なリレー 12 が設けられている。このリレー 12 は、バッテリー 11、インバータ 30 及び MG 80 を含む回路において共振を発生する要素となる。そのため、第 1 実施形態と同様に、インバータ 30 の母線電流 I_m が有する振幅スペクトルの特定周波数と、回路が有するリレー 12 等の共振周波数とが一致すると、共振による振動や騒音が増大するおそれがある。

【0073】

コンバータ制御部 40 は、電圧センサ 27 が検出したバッテリー電圧 V_b 、電流センサ 28 が検出したリアクトル電流 I_L 、インバータ 30 に入力されるシステム電圧 V_{sys} 等の情報を取得する。そして、コンバータ制御部 40 は、MG 80 のトルク指令 T_{rq} 及び回転数に基づいて、システム電圧 V_{sys} についての電圧指令値を算出する。

【0074】

システム要求に基づきコンバータ制御部 40 が算出した電圧指令値がバッテリー電圧 V_b よりも高い場合、バッテリー電圧 V_b の昇圧が要求される「昇圧状態」となる。このとき、コンバータ制御部 40 は、バッテリー電圧 V_b を所望の電圧指令値にまで昇圧させるようにゲート信号 CU、CL を生成し、高電位側スイッチング素子 23 及び低電位側スイッチング素子 24 を交互にオン動作させる。

一方、システム要求に基づきコンバータ制御部 40 が算出した電圧指令値がバッテリー電圧 V_b 以下の場合、昇圧が要求されない「非昇圧状態」となる。このとき、コンバータ制御部 40 は、バッテリー電圧 V_b を昇圧せずインバータ 30 に出力する。非昇圧状態では、高電位側スイッチング素子 23 がオンで低電位側スイッチング素子 24 がオフの状態が継続する。

【0075】

ここで、コンバータ 20 の昇圧制御に関し、例えば特開 2014 - 158328 号公報には、リアクトル電流 I_L の検出値に基づいて昇圧電圧を制御する電流モード制御の技術が開示されている。コンバータ制御部 40 は、この電流モード制御方式等を採用することにより、昇圧時、インバータ 30 に出力するシステム電圧 V_{sys} を安定化させることができる。

MG 制御装置 107 は、昇圧状態では、コンバータ制御部 40 が電流モード制御等を用いて安定化させたシステム電圧 V_{sys} をインバータ 30 に出力する。これにより、たとえば、母線電流 I_m が有する振幅スペクトルの特定周波数と回路の共振周波数とが一致する場合でも、共振による振動や騒音を抑制することができる。

【0076】

一方、この効果が得られない非昇圧状態では、インバータ制御部 50 において、第 1 実施形態による電圧振幅低減処理や、第 5 実施形態による搬送波周波数変更処理を実施し、インバータ 30 の出力電圧波形を変更することで共振を抑制しなければならない。

そこで図20に示すように、第7実施形態の変調器607は、第1、第5実施形態の変調器601、605の構成に加え、コンバータ20が非昇圧状態であることを示す信号がコンバータ制御部40から入力される。電圧振幅制限部72及び搬送波周波数変更部67は、非昇圧状態信号が入力されたときのみ、電圧振幅低減処理及び搬送波周波数変更処理を実施する。

このように第7実施形態では、コンバータ制御部40とインバータ制御部50とが協働し、状況に応じて、共振抑制の制御を適切に切り替えることができる。

【0077】

(その他の実施形態)

(a) 上記実施形態では、「バッテリー11、インバータ30及びMG80を含む回路」の共振周波数として、リレー12の共振周波数に注目しているが、リレー12以外にも、コンデンサ25、モータ巻線81-83等による共振周波数に注目してもよい。

例えば、コンバータ20を含む第7実施形態では、リアクトル22及び平滑コンデンサ25によるLC共振の共振周波数に注目して、母線電流Imの振幅スペクトルの特定周波数を設定してもよい。

【0078】

(b) 三相交流モータの制御装置を想定した上記実施形態では、母線電流Imの振幅スペクトルとして、電気6次成分や12次、18次等の成分のスペクトルが大きく現れる傾向がある。

ただし、本発明が適用されるシステムにおいて駆動される多相交流モータの相の数は、四相以上であってもよい。また、永久磁石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。このような電動機の実用上の特性等に応じて、母線電流Imの振幅スペクトルに大きく現れる次数成分は、随時異なる。

【0079】

(c) インバータ制御部は、フィードバック制御に限らず、フィードフォワード制御により電圧ベクトルを演算してもよい。

(d) 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】

【0080】

- 101、107・・・MG制御装置(交流電動機の制御装置)、
- 11・・・バッテリー(電源)、
- 30・・・インバータ、31-36・・・スイッチング素子、
- 540・・・トルクフィードバック制御部(電圧指令演算部)、
- 580・・・電流フィードバック制御部(電圧指令演算部)、
- 63・・・電圧波形特定部、
- 64・・・パルスパターン設定部、66・・・PWM信号生成部、
- 67・・・搬送波周波数変更部、
- 71・・・振幅スペクトル抽出部、
- 72・・・電圧振幅制限部、
- 80・・・MG(交流電動機)。

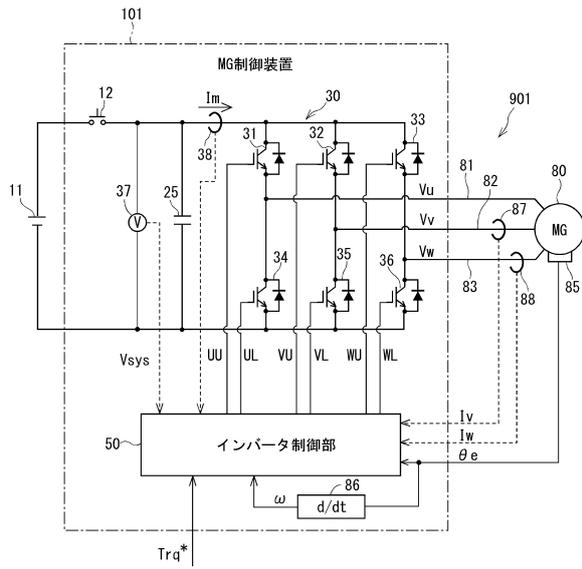
10

20

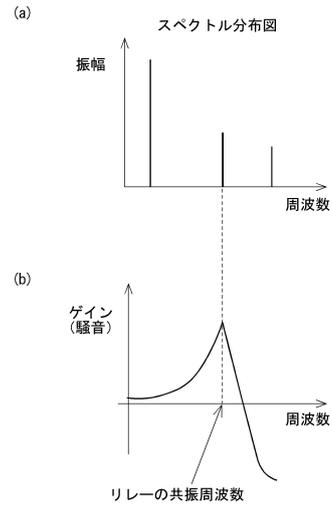
30

40

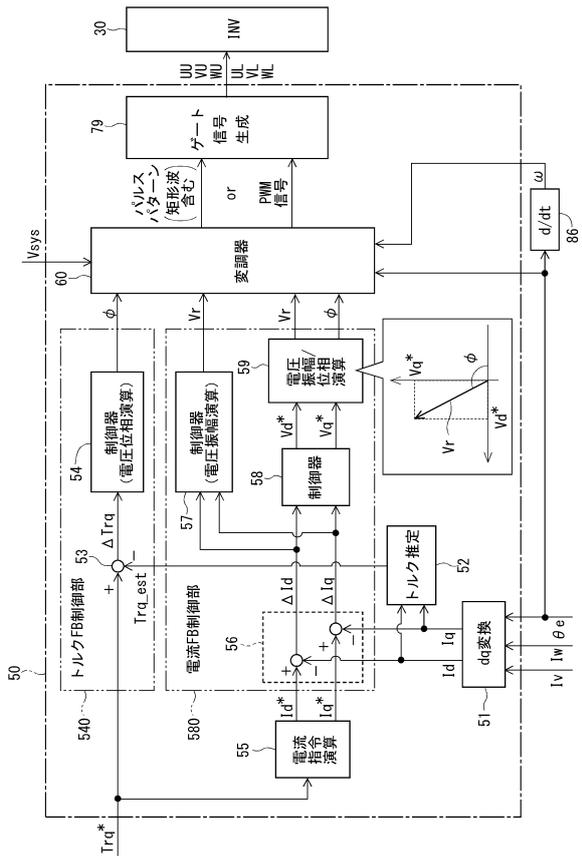
【図1】



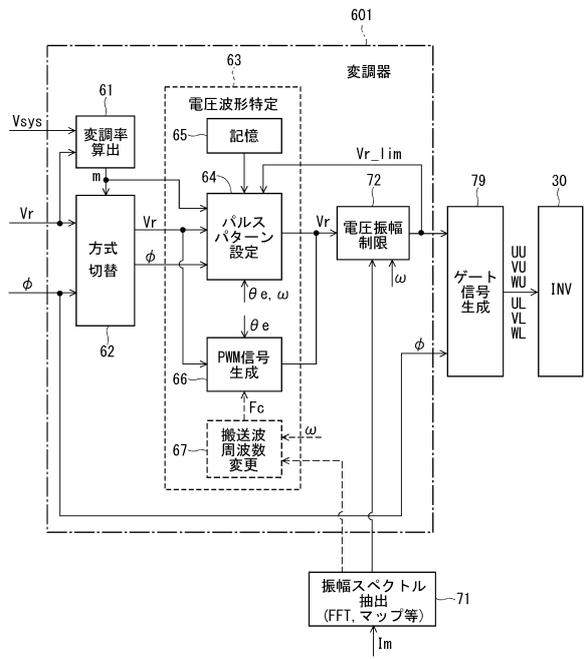
【図2】



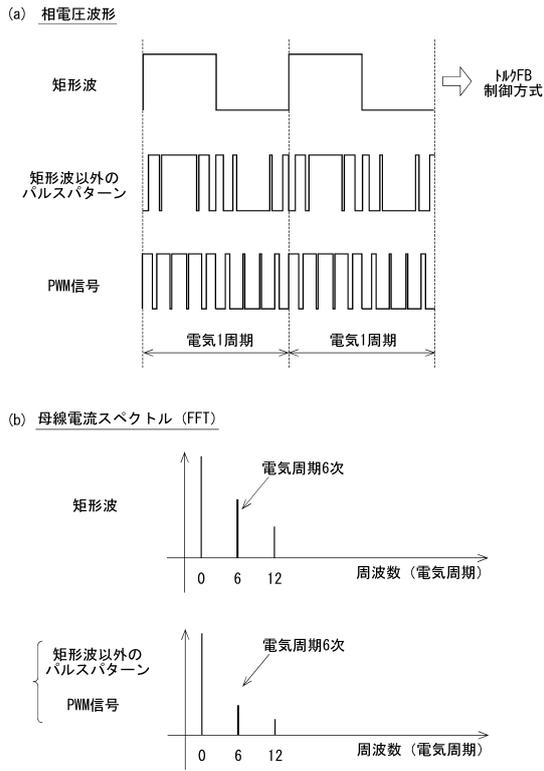
【図3】



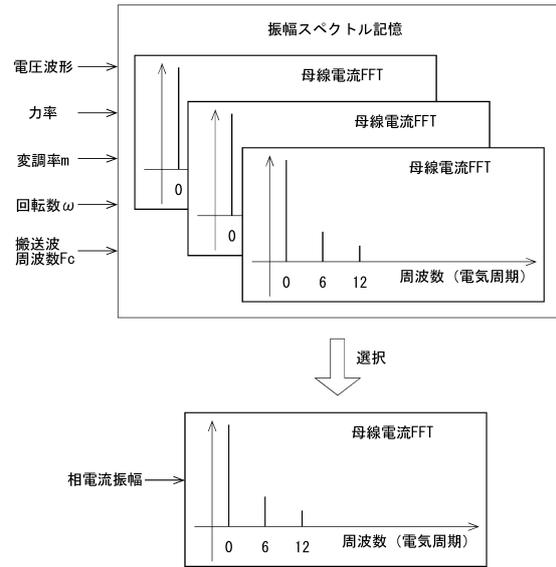
【図4】



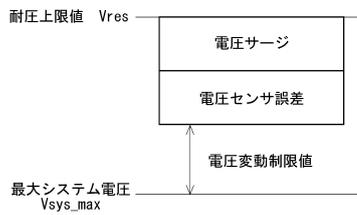
【図5】



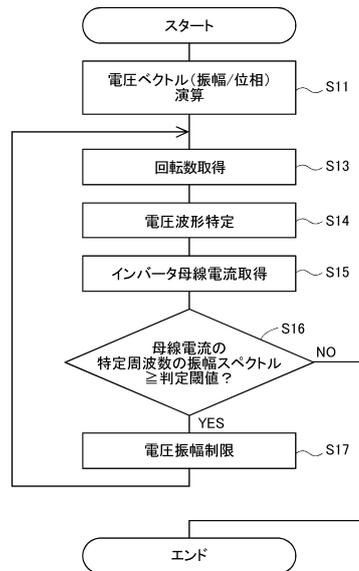
【図6】



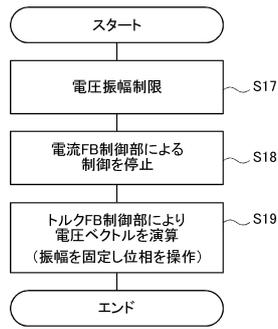
【図7】



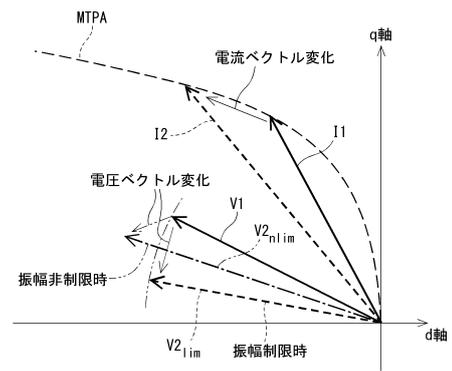
【図8】



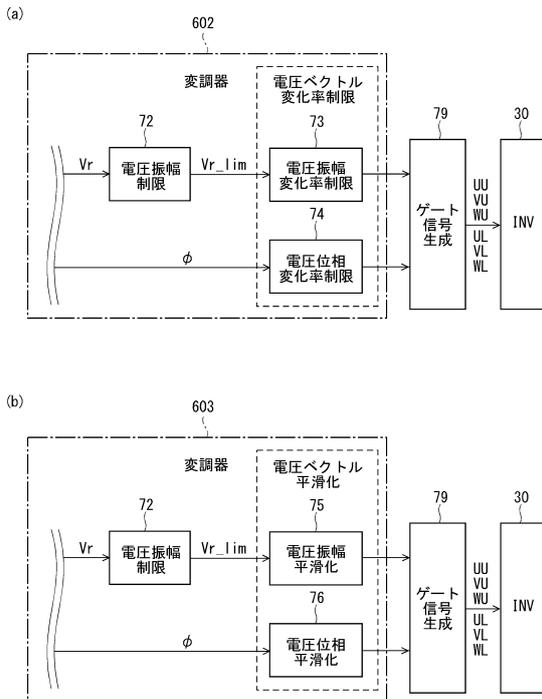
【図9】



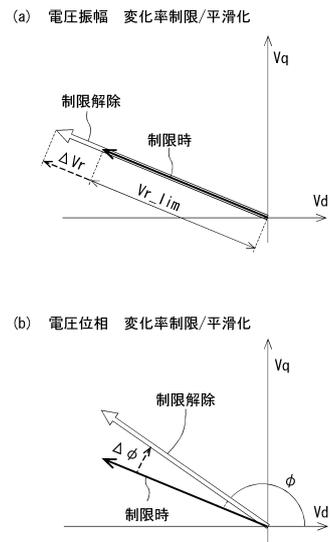
【図10】



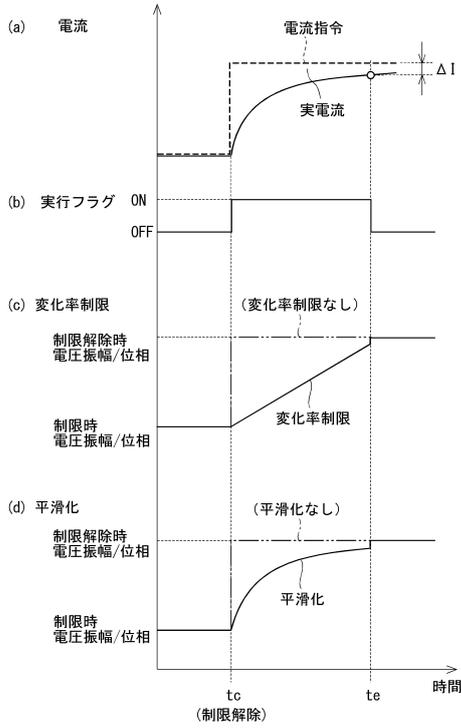
【図11】



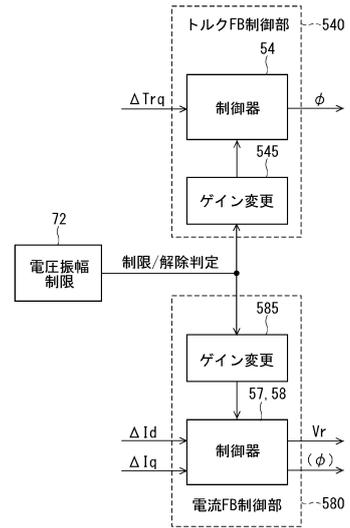
【図12】



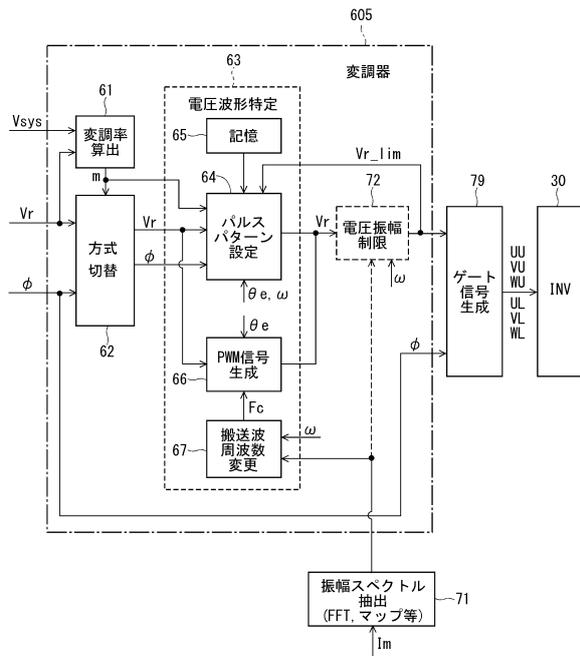
【図13】



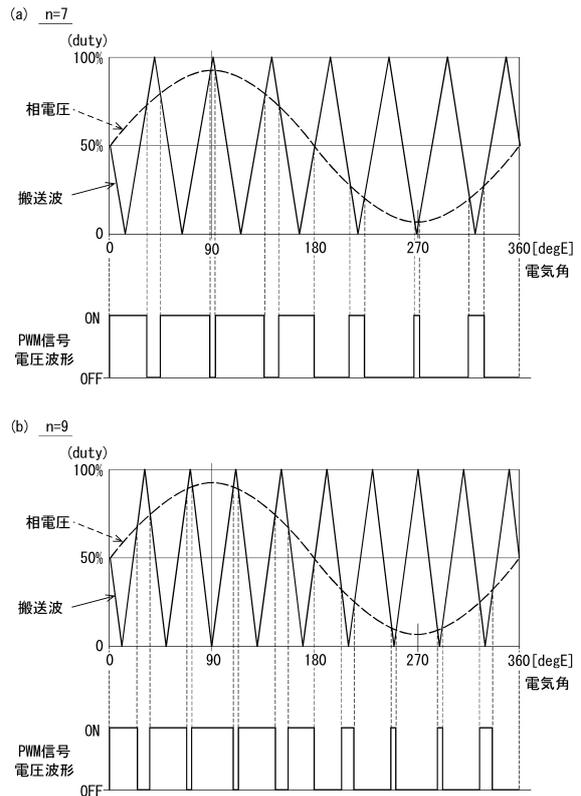
【図14】



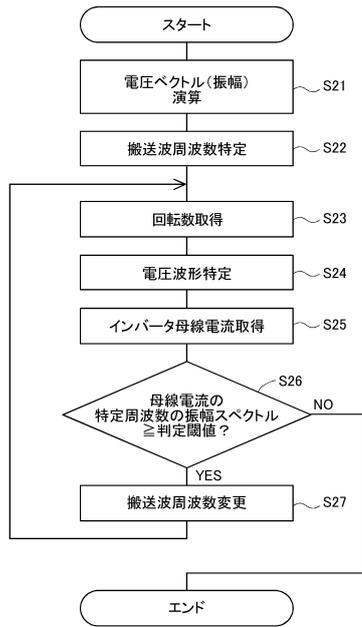
【図15】



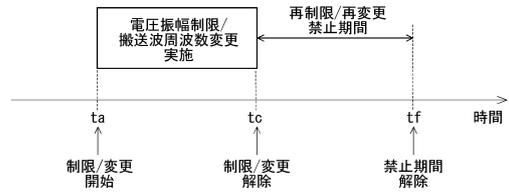
【図16】



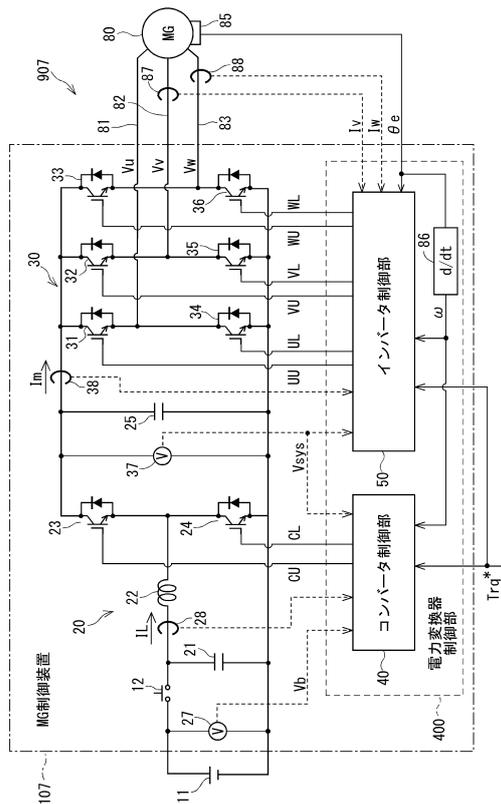
【図17】



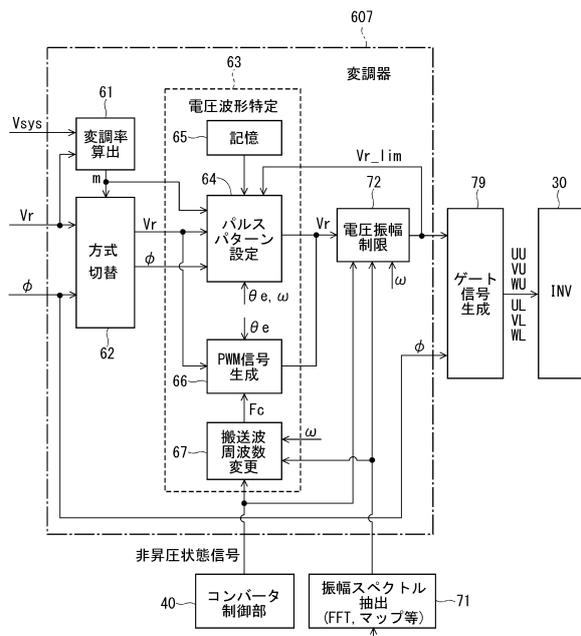
【図18】



【図19】



【図20】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
B 6 0 L 9/18 (2006.01) B 6 0 L 9/18 J

(56)参考文献 特開2013-090400(JP,A)
特開2013-106375(JP,A)
特開2009-273193(JP,A)
特開2005-102455(JP,A)
特開2013-090401(JP,A)
特開2015-177696(JP,A)
国際公開第2014/157629(WO,A1)
米国特許出願公開第2009/0251096(US,A1)
韓国公開特許第10-2009-0018663(KR,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H 0 2 P 2 7 / 0 6
H 0 2 M 7 / 4 8
H 0 2 P 2 1 / 2 2
H 0 2 P 2 3 / 3 0
B 6 0 L 3 / 0 0
B 6 0 L 9 / 1 8