

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4497235号  
(P4497235)

(45) 発行日 平成22年7月7日(2010.7.7)

(24) 登録日 平成22年4月23日(2010.4.23)

(51) Int.Cl. F I  
**HO2P 21/00 (2006.01)** HO2P 5/408 A  
**HO2P 27/04 (2006.01)** HO2P 7/63 3O2K  
**HO2P 27/08 (2006.01)**

請求項の数 20 (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2008-205855 (P2008-205855)  
 (22) 出願日 平成20年8月8日(2008.8.8)  
 (65) 公開番号 特開2010-41901 (P2010-41901A)  
 (43) 公開日 平成22年2月18日(2010.2.18)  
 審査請求日 平成21年6月1日(2009.6.1)

(73) 特許権者 000003207  
 トヨタ自動車株式会社  
 愛知県豊田市トヨタ町1番地  
 (74) 代理人 100064746  
 弁理士 深見 久郎  
 (74) 代理人 100085132  
 弁理士 森田 俊雄  
 (74) 代理人 100096781  
 弁理士 堀井 豊  
 (74) 代理人 100111246  
 弁理士 荒川 伸夫  
 (72) 発明者 山田 堅滋  
 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流電動機の制御装置および制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

インバータによって印加電圧が制御される交流電動機の制御装置であって、  
 前記交流電動機を動作指令に従って動作させるための正弦波状の電圧指令信号と搬送波信号との比較に基づくパルス幅変調制御によって、前記インバータの制御指令を発生するパルス幅変調制御部と、

前記パルス幅変調制御部による前記パルス幅変調制御を、前記搬送波信号の周波数が前記交流電動機の回転周波数の整数倍となるように前記搬送波信号の周波数を前記交流電動機の回転速度に応じて制御する過変調モードと、前記搬送波信号の周波数を前記交流電動機の回転速度とは無関係に設定する正弦波変調モードとのいずれによって実行するかを指示するモード切替判定部と、

前記過変調モードによる前記パルス幅変調制御の実行時に、前記インバータによる電力変換動作の状態に基づいて、前記過変調モードから前記正弦波変調モードへの切替を判定するための切替判定値を可変に設定する判定値設定部とを備え、

前記モード切替判定部は、前記電圧指令信号に関連する値と前記切替判定値との比較に基づいて、前記過変調モードから前記正弦波変調モードへの切替要否を判定する、交流電動機の制御装置。

【請求項2】

前記インバータは、前記パルス幅変調制御部からの前記制御指令に従ってオンオフされる電力用半導体スイッチング素子を含み、

前記判定値設定部は、前記過変調モードにおける一定期間内での前記電力用半導体スイッチング素子のオンオフ回数に応じて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 1 記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 3】

前記判定値設定部は、前記一定期間内での前記電力用半導体スイッチング素子のオンオフ回数についての、前記過変調モードにおける現在値と、前記正弦波変調モードへ移行したときの予測値との差に基づいて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 2 記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 4】

前記判定値設定部は、前記過変調モードにおける前記搬送波信号の周波数に応じて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 1 記載の交流電動機の制御装置。

10

【請求項 5】

前記判定値設定部は、前記搬送波信号の周波数についての、前記過変調モードにおける現在値と、前記正弦波変調モードへ移行したときの予測値との差に基づいて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 4 記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 6】

前記判定値設定部は、前記パルス幅変調制御部からの前記制御指令に従って前記インバータおよび前記交流電動機の間で授受される交流電力の前記過変調モードにおける力率に応じて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 1 記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 7】

20

前記判定値設定部は、前記交流電力の力率についての、前記過変調モードにおける現在値と、前記正弦波変調モードへ移行したときの予測値との差に基づいて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 6 記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 8】

前記判定値設定部は、所定の基準値を前記電力変換動作の状態に基づいて可変に設定される補正值により修正することによって、前記切替判定値を設定し、

前記補正值は、前記過変調モードから前記正弦波変調モードへの遷移を妨げる方向の極性に限定して設定される、請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 項に記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 9】

前記電圧指令信号に関連する値および前記切替判定値は、前記インバータへの入力直流電圧および前記電圧指令信号のもととなる電圧指令値によって定められる変調比によって示される、請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 項に記載の交流電動機の制御装置。

30

【請求項 10】

前記入力直流電圧は、直流電源の出力電圧を可変制御するコンバータによって生成される、請求項 9 記載の交流電動機の制御装置。

【請求項 11】

インバータによって印加電圧が制御される交流電動機の制御方法であって、

前記交流電動機を動作指令に従って動作させるための正弦波状の電圧指令信号と搬送波信号との比較に基づくパルス幅変調制御によって前記インバータを制御するステップと、

前記パルス幅変調制御について、前記搬送波信号の周波数が前記交流電動機の回転周波数の整数倍となるように前記搬送波信号の周波数を前記交流電動機の回転速度に応じて制御する過変調モードと、前記搬送波信号の周波数を前記交流電動機の回転速度とは無関係に設定する正弦波変調モードとのいずれを適用するかを選択するステップとを備え、

40

前記選択するステップは、

前記過変調モードによる前記パルス幅変調制御の実行時に、前記インバータによる電力変換動作の状態に基づいて、前記過変調モードから前記正弦波変調モードへの切替を判定するための切替判定値を可変に設定するステップと、

前記切替判定値と前記電圧指令信号に関連する値との比較に基づいて、前記過変調モードから前記正弦波変調モードへの切替要否を判定するステップとを含む、交流電動機の制御方法。

50

## 【請求項 1 2】

前記インバータは、前記パルス幅変調制御に従う制御指令に従ってオンオフされる電力用半導体スイッチング素子を含み、

前記設定するステップは、前記過変調モードにおける一定期間内での前記電力用半導体スイッチング素子のオンオフ回数に応じて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 1 1 記載の交流電動機の制御方法。

## 【請求項 1 3】

前記設定するステップは、前記一定期間内での前記電力用半導体スイッチング素子のオンオフ回数についての、前記過変調モードにおける現在値と、前記正弦波変調モードへ移行したときの予測値との差に基づいて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 1 2 記載の交流電動機の制御方法。

10

## 【請求項 1 4】

前記設定するステップは、前記過変調モードにおける前記搬送波信号の周波数に応じて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 1 1 記載の交流電動機の制御方法。

## 【請求項 1 5】

前記設定するステップは、前記搬送波信号の周波数についての、前記過変調モードにおける現在値と、前記正弦波変調モードへ移行したときの予測値との差に基づいて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 1 4 記載の交流電動機の制御方法。

## 【請求項 1 6】

前記設定するステップは、前記パルス幅変調制御に従う制御指令に従って前記インバータおよび前記交流電動機の間で授受される交流電力の前記過変調モードにおける力率に応じて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 1 1 記載の交流電動機の制御方法。

20

## 【請求項 1 7】

前記設定するステップは、前記交流電力の力率についての、前記過変調モードにおける現在値と、前記正弦波変調モードへ移行したときの予測値との差に基づいて、前記切替判定値を可変に設定する、請求項 1 6 記載の交流電動機の制御方法。

## 【請求項 1 8】

前記設定するステップは、所定の基準値を前記電力変換動作の状態に基づいて可変に設定される補正值により修正することによって、前記切替判定値を設定し、

前記補正值は、前記過変調モードから前記正弦波変調モードへの遷移を妨げる方向の極性に限定して設定される、請求項 1 1 ~ 1 7 のいずれか 1 項に記載の交流電動機の制御方法。

30

## 【請求項 1 9】

前記電圧指令信号に関連する値および前記切替判定値は、前記インバータへの入力直流電圧および前記電圧指令信号のもととなる電圧指令値によって定められる変調比によって示される、請求項 1 1 ~ 1 8 のいずれか 1 項に記載の交流電動機の制御方法。

## 【請求項 2 0】

前記入力直流電圧は、直流電源の出力電圧を可変制御するコンバータによって生成される、請求項 1 9 記載の交流電動機の制御方法。

## 【発明の詳細な説明】

40

## 【技術分野】

## 【0001】

この発明は、交流電動機の制御装置および制御方法に関し、より特定的には、正弦波変調モードおよび過変調モードを有するパルス幅変調 ( P W M ) 制御が適用される交流電動機の制御に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

直流電源を用いて交流電動機を駆動制御するために、インバータを用いた駆動方法が採用されている。インバータは、インバータ駆動回路によりスイッチング制御されており、たとえば P W M 制御に従ってスイッチングされた電圧が交流電動機に印加される。

50

## 【 0 0 0 3 】

さらに、特開 2 0 0 8 - 1 1 6 8 2 号公報（特許文献 1）には、交流電動機の駆動制御について、d 軸および q 軸の電流偏差を補償するための電流フィードバック制御において、電圧指令が基準三角波の振幅以下である正弦波 P W M 制御（特許文献 1 の図 2）と、電圧指令の振幅が基準三角波のピーク値を超える過変調 P W M 制御（特許文献 1 の図 3）とを使い分ける P W M 制御構成が開示されている。

## 【 0 0 0 4 】

特に、特許文献 1 による交流電動機の制御では、トルク偏差に応じて電圧位相が制御される矩形波電圧を交流電動機に印加する矩形波制御をさらに適用するとともに、矩形波制御と過変調 P W M 制御との間の制御モード切替を安定化するための技術が記載されている。

10

【特許文献 1】特開 2 0 0 8 - 1 1 6 8 2 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

## 【 0 0 0 5 】

特許文献 1 では、P W M 制御における、正弦波 P W M 制御および、過変調 P W M 制御の間の切替判定については、交流電動機の必要電圧振幅としきい値電圧との比較に基づいて実行される。このしきい値は、代表的には、基準三角波電圧のピーク値の絶対値に相当することが記載されており、固定値であることが理解される。

## 【 0 0 0 6 】

しかしながら、特許文献 1 の図 3 から理解されるように、過変調 P W M 制御では、インバータでのスイッチング回数を減らすことによって、交流電動機の印加電圧の基本波成分を高めている。また、通常正弦波 P W M 制御が搬送波周波数を高周波数に固定する、いわゆる非同期 P W M で実行されるのに対して、過変調 P W M 制御では、スイッチング回数の低減に伴って、交流電動機への印加電圧の正負が非対称とならないように、いわゆる同期 P W M 方式を適用して、交流電動機の回転速度に応じて搬送波周波数が可変制御されることがある。

20

## 【 0 0 0 7 】

また、インバータでのスイッチング制御では、同一相の上下アーム素子間での短絡電流を防止するために、スイッチング素子のオン・オフ切替（スイッチング）時には、当該相の上下アームの両方をオフさせるデッドタイムを設けることが実用上不可欠である。このデッドタイムの存在により、制御モード切替時にインバータでのスイッチング回数が大幅に変化すると、インバータ出力電圧、すなわち、交流電動機の印加電圧へのデッドタイムの影響が大幅に変化するおそれがある。

30

## 【 0 0 0 8 】

このような現象が発生すると、電圧指令が同等であっても制御モードの切替をトリガに交流電動機の印加電圧が大きく変化することになり、その変化の方向によっては、一旦切替えた制御モードが再び逆方向に切替えられる可能性がある。この結果、過変調 P W M 制御と正弦波 P W M 制御との間での制御モード切替が短期間に頻繁に実行される、いわゆるチャタリングが発生して制御が不安定となるおそれがある。

40

## 【 0 0 0 9 】

この発明は、このような問題点を解決するためになされたものであって、この発明の目的は、過変調 P W M 制御（過変調モード）と正弦波 P W M 制御（正弦波変調モード）とを選択的に適用する交流電動機の P W M 制御において、制御モード切替が頻繁に繰返されるチャタリングの発生を防止して制御の安定化を図ることである。

【課題を解決するための手段】

## 【 0 0 1 0 】

本発明による交流電動機の制御装置は、インバータによって印加電圧が制御される交流電動機の制御装置であって、パルス幅変調制御部と、モード切替判定部と、判定値設定部とを備える。パルス幅変調制御部は、交流電動機を動作指令に従って動作させるための正

50

弦波状の電圧指令信号と搬送波信号との比較に基づくパルス幅変調制御によって、インバータの制御指令を発生するように構成される。モード切替判定部は、パルス幅変調制御によるパルス幅変調制御を、電圧指令信号の振幅が搬送波信号の振幅よりも大きい過変調モードと、電圧指令信号の振幅が搬送波信号の振幅以下である正弦波変調モードとのいずれによって実行するかを指示するように構成される。判定値設定部は、過変調モードによるパルス幅変調制御の実行時に、インバータによる電力変換動作の状態に基づいて、過変調モードから正弦波変調モードへの切替を判定するための切替判定値を可変に設定するように構成される。さらに、モード切替判定部は、電圧指令信号に関連する値と切替判定値との比較に基づいて、過変調モードから正弦波変調モードへの切替要否を判定する。

**【 0 0 1 1 】**

本発明による交流電動機の制御方法は、インバータによって印加電圧が制御される交流電動機の制御方法であって、交流電動機を動作指令に従って動作させるための正弦波状の電圧指令信号と搬送波信号との比較に基づくパルス幅変調制御によってインバータを制御するステップと、パルス幅変調制御について、電圧指令信号の振幅が搬送波信号の振幅よりも大きい過変調モードと、電圧指令信号の振幅が搬送波信号の振幅以下である正弦波変調モードとのいずれを適用するかを選択するステップとを備える。そして、選択するステップは、過変調モードによるパルス幅変調制御の実行時に、インバータによる電力変換動作の状態に基づいて、過変調モードから正弦波変調モードへの切替を判定するための切替判定値を可変に設定するステップと、切替判定値と電圧指令信号との比較に基づいて、過変調モードから正弦波変調モードへの切替要否を判定するステップとを含む。

**【 0 0 1 2 】**

上記交流電動機の制御装置および制御方法によれば、過変調モードでの制御実行時におけるインバータの電力変換動作状態に応じて、過変調モードから正弦波変調モードへの切替判定値を可変に設定することができる。この結果、正弦波変調モードへ切替えた際に、制御モード切替の影響によって再び過変調モードへの切替が発生することが懸念されるような電力変換動作状態であるか否かを反映して、切替判定値を適切に設定できる。この結果、過変調モードおよび正弦波変調モードの間で制御モード切替が頻繁に発生するハンチング現象を防止して、P W M制御を安定化することができる。

**【 0 0 1 3 】**

好ましくは、インバータは、パルス幅変調制御部からの制御指令に従ってオンオフされる電力用半導体スイッチング素子を含み、搬送波の周波数は、過変調モードでは、搬送波信号の周波数が交流電動機の回転周波数の整数倍となるように、交流電動機の回転速度に応じて制御される。そして、判定値設定部または設定するステップは、過変調モードにおける一定期間内での電力用半導体スイッチング素子のオンオフ回数に応じて、切替判定値を可変に設定する。さらに好ましくは、搬送波の周波数は、正弦波変調モードでは、インバータおよび交流電動機の動作状態に応じて、交流電動機の回転速度とは無関係に制御される。そして、判定値設定部または判定するステップは、一定期間内での電力用半導体スイッチング素子のオンオフ回数についての、過変調モードにおける現在値と、正弦波変調モードへ移行したときの予測値との差に基づいて、切替判定値を可変に設定する。

**【 0 0 1 4 】**

このようにすると、非同期P W M制御が適用される過変調モード時におけるインバータでのスイッチング回数に応じて切替判定値を可変に設定できる。これにより、過変調モードからの制御モード切替によって生じるスイッチング回数変化の度合いを反映して、切替判定値を適切に設定することができる。

**【 0 0 1 5 】**

また好ましくは、搬送波の周波数は、過変調モードでは、搬送波信号の周波数が交流電動機の回転周波数の整数倍となるように、交流電動機の回転速度に応じて制御される。そして、判定値設定部または設定するステップは、過変調モードにおける搬送波の周波数に応じて、切替判定値を可変に設定する。さらに好ましくは、搬送波の周波数は、正弦波変調モードでは、インバータおよび交流電動機の動作状態に応じて、交流電動機の回転速度

10

20

30

40

50

とは無関係に制御される。そして、判定値設定部または設定するステップは、搬送波の周波数についての、過変調モードにおける現在値と、正弦波変調モードへ移行したときの予測値との差に基づいて、切替判定値を可変に設定する。

【0016】

このようにすると、非同期PWM制御が適用される過変調モード時における搬送波周波数に応じて、切替判定値を可変に設定できる。これにより、簡易な構成により、過変調モードからの制御モード切替によって生じるスイッチング回数変化の度合いを反映して、切替判定値を適切に設定することができる。

【0017】

あるいは好ましくは、判定値設定部または設定するステップは、パルス幅変調制御に従う制御指令に従ってインバータおよび交流電動機の間で授受される交流電力の過変調モードにおける力率に応じて、切替判定値を可変に設定する。さらに好ましくは、判定値設定部または設定するステップは、交流電力の力率についての、過変調モードにおける現在値と、正弦波変調モードへ移行したときの予測値との差に基づいて、切替判定値を可変に設定する。

10

【0018】

このようにすると、デッドタイムの存在が交流電動機の印加電圧に与える影響が、交流電動機の電圧および電流の位相によって変化する現象を反映して、切替判定値を適切に設定できる。

【0019】

また好ましくは、判定値設定部または設定するステップは、所定の基準値と電力変換動作の状態に基づいて可変に設定される補正值との和に従って、切替判定値を設定し、この補正值は、過変調モードから正弦波変調モードへの遷移を妨げる方向の極性に限定して設定される。

20

【0020】

このようにすると、理論的な切替判定値に対応する基準値を、過変調モードから正弦波変調モードへの切替を妨げる方向に限定して補正する態様で、切替判定値を可変設定できる。したがって、ハンチング防止の面から効果的な状況に限定して切替判定値を理論値から補正することになるので、制御の安定性を高めることができる。

【0021】

好ましくは、電圧指令信号に関連する値および切替判定値は、インバータへの入力直流電圧に対する電圧指令信号の振幅の比によって与えられる。さらに好ましくは、入力直流電圧は、直流電源の出力電圧を可変制御するコンバータによって生成される。

30

【0022】

このようにすると、インバータの直流リンク電圧の変動、あるいはコンバータによる可変電圧制御に対応させて、PWM制御における過変調モードと正弦波変調モードとの切替を適切に判定することができる。

【発明の効果】

【0023】

本発明によれば、過変調モードおよび正弦波変調モードを選択的に適用する交流電動機のPWM制御において、制御モード切替が頻繁に繰返されるチャタリングの発生を防止して制御の安定化を図ることができる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0024】

以下に、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。なお以下図中の同一または相当部分には同一符号を付してその説明は原則的に繰返さないものとする。

【0025】

(全体システム構成)

図1は、本発明の実施の形態に従う交流電動機の制御装置および制御方法が適用されるモータ駆動制御システムの全体構成図である。

50

## 【 0 0 2 6 】

図 1 を参照して、モータ駆動制御システム 1 0 0 は、直流電圧発生部 1 0 と、平滑コンデンサ C 0 と、インバータ 1 4 と、交流電動機 M 1 と、制御装置 3 0 とを備える。

## 【 0 0 2 7 】

交流電動機 M 1 は、たとえば、ハイブリッド自動車または電気自動車の駆動輪を駆動するためのトルクを発生するための駆動用電動機である。あるいは、この交流電動機 M 1 は、エンジンにて駆動される発電機の機能を持つように構成されてもよく、電動機および発電機の機能を併せ持つように構成されてもよい。さらに、交流電動機 M 1 は、エンジンに対して電動機として動作し、たとえば、エンジン始動を行ない得るようなものとしてハイブリッド自動車に組み込まれるようにしてもよい。すなわち、本実施の形態において、「交流電動機」は、交流駆動の電動機、発電機および電動発電機（モータジェネレータ）を含むものである。

10

## 【 0 0 2 8 】

直流電圧発生部 1 0 は、直流電源 B と、システムリレー S R 1 , S R 2 と、平滑コンデンサ C 1 と、昇降圧コンバータ 1 2 とを含む。

## 【 0 0 2 9 】

直流電源 B は、代表的には、ニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池や電気二重層キャパシタ等の蓄電装置により構成される。直流電源 B が出力する直流電圧 V b および入出力される直流電流 I b は、電圧センサ 1 0 および電流センサ 1 1 によってそれぞれ検知される。

20

## 【 0 0 3 0 】

システムリレー S R 1 は、直流電源 B の正極端子および電力線 6 の間に接続され、システムリレー S R 2 は、直流電源 B の負極端子およびアース線 5 の間に接続される。システムリレー S R 1 , S R 2 は、制御装置 3 0 からの信号 S E によりオン / オフされる。

## 【 0 0 3 1 】

昇降圧コンバータ 1 2 は、リアクトル L 1 と、電力用半導体スイッチング素子 Q 1 , Q 2 と、ダイオード D 1 , D 2 とを含む。電力用半導体スイッチング素子 Q 1 および Q 2 は、電力線 7 およびアース線 5 の間に直列に接続される。電力用半導体スイッチング素子 Q 1 および Q 2 のオン・オフは、制御装置 3 0 からのスイッチング制御信号 S 1 および S 2 によって制御される。

30

## 【 0 0 3 2 】

この発明の実施の形態において、電力用半導体スイッチング素子（以下、単に「スイッチング素子」と称する）としては、I G B T（Insulated Gate Bipolar Transistor）、電力用 M O S（Metal Oxide Semiconductor）トランジスタあるいは、電力用バイポーラトランジスタ等を用いることができる。スイッチング素子 Q 1 , Q 2 に対しては、逆並列ダイオード D 1 , D 2 が配置されている。リアクトル L 1 は、スイッチング素子 Q 1 および Q 2 の接続ノードと電力線 6 の間に接続される。また、平滑コンデンサ C 0 は、電力線 7 およびアース線 5 の間に接続される。

## 【 0 0 3 3 】

インバータ 1 4 は、電力線 7 およびアース線 5 の間に並列に設けられる、U 相上下アーム 1 5 と、V 相上下アーム 1 6 と、W 相上下アーム 1 7 とから成る。各相上下アームは、電力線 7 およびアース線 5 の間に直列接続されたスイッチング素子から構成される。たとえば、U 相上下アーム 1 5 は、スイッチング素子 Q 3 , Q 4 から成り、V 相上下アーム 1 6 は、スイッチング素子 Q 5 , Q 6 から成り、W 相上下アーム 1 7 は、スイッチング素子 Q 7 , Q 8 から成る。また、スイッチング素子 Q 3 ~ Q 8 に対して、逆並列ダイオード D 3 ~ D 8 がそれぞれ接続されている。スイッチング素子 Q 3 ~ Q 8 のオン・オフは、制御装置 3 0 からのスイッチング制御信号 S 3 ~ S 8 によって制御される。

40

## 【 0 0 3 4 】

代表的には、交流電動機 M 1 は、3 相の永久磁石型同期電動機であり、U , V , W 相の 3 つのコイルの一端が中性点に共通接続されて構成される。さらに、各相コイルの他端は

50

、各相上下アーム 15 ~ 17 のスイッチング素子の中間点と接続されている。

【 0 0 3 5 】

昇降圧コンバータ 12 は、昇圧動作時には、直流電源 B から供給された直流電圧  $V_b$  を昇圧した直流電圧  $V_H$  (インバータ 14 への入力電圧に相当するこの直流電圧を、以下「システム電圧」とも称する) をインバータ 14 へ供給する。より具体的には、制御装置 30 からのスイッチング制御信号  $S_1$  ,  $S_2$  に応答して、スイッチング素子  $Q_1$  のオン期間およびスイッチング素子の  $Q_2$  のオン期間 (または、スイッチング素子  $Q_1$  ,  $Q_2$  の両方がオフする期間) が交互に設けられ、昇圧比は、これらのオン期間の比に応じたものとなる。

【 0 0 3 6 】

また、昇降圧コンバータ 12 は、降圧動作時には、平滑コンデンサ  $C_0$  を介してインバータ 14 から供給された直流電圧  $V_H$  (システム電圧) を降圧して直流電源 B を充電する。より具体的には、制御装置 30 からのスイッチング制御信号  $S_1$  ,  $S_2$  に応答して、スイッチング素子  $Q_1$  のみがオンする期間と、スイッチング素子  $Q_1$  ,  $Q_2$  の両方がオフする期間 (または、スイッチング素子の  $Q_2$  のオン期間) とが交互に設けられ、降圧比は上記オン期間のデューティ比に応じたものとなる。

【 0 0 3 7 】

平滑コンデンサ  $C_0$  は、昇降圧コンバータ 12 からの直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ 14 へ供給する。電圧センサ 13 は、平滑コンデンサ  $C_0$  の両端の電圧、すなわち、システム電圧  $V_H$  を検出し、その検出値を制御装置 30 へ出力する。

【 0 0 3 8 】

インバータ 14 は、交流電動機  $M_1$  のトルク指令値が正 ( $T_{rqcom} > 0$ ) の場合には、平滑コンデンサ  $C_0$  から直流電圧が供給されると制御装置 30 からのスイッチング制御信号  $S_3 \sim S_8$  に応答した、スイッチング素子  $Q_3 \sim Q_8$  のスイッチング動作により直流電圧を交流電圧に変換して正のトルクを出力するように交流電動機  $M_1$  を駆動する。また、インバータ 14 は、交流電動機  $M_1$  のトルク指令値が零の場合 ( $T_{rqcom} = 0$ ) には、スイッチング制御信号  $S_3 \sim S_8$  に応答したスイッチング動作により、直流電圧を交流電圧に変換してトルクが零になるように交流電動機  $M_1$  を駆動する。これにより、交流電動機  $M_1$  は、トルク指令値  $T_{rqcom}$  によって指定された零または正のトルクを発生するように駆動される。

【 0 0 3 9 】

さらに、モータ駆動制御システム 100 が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時には、交流電動機  $M_1$  のトルク指令値  $T_{rqcom}$  は負に設定される ( $T_{rqcom} < 0$ )。この場合には、インバータ 14 は、スイッチング制御信号  $S_3 \sim S_8$  に応答したスイッチング動作により、交流電動機  $M_1$  が発電した交流電圧を直流電圧に変換し、その変換した直流電圧 (システム電圧) を平滑コンデンサ  $C_0$  を介して昇降圧コンバータ 12 へ供給する。なお、ここで言う回生制動とは、ハイブリッド自動車または電気自動車を運転するドライバーによるフットブレーキ操作があった場合の回生発電を伴う制動や、フットブレーキを操作しないものの、走行中にアクセルペダルをオフすることで回生発電をさせながら車両を減速 (または加速の中止) させることを含む。

【 0 0 4 0 】

電流センサ 24 は、交流電動機  $M_1$  に流れるモータ電流  $M_{CRT}$  を検出し、その検出したモータ電流を制御装置 30 へ出力する。なお、三相電流  $i_u$  ,  $i_v$  ,  $i_w$  の瞬時値の和は零であるので、図 1 に示すように電流センサ 24 は 2 相分のモータ電流 (たとえば、V 相電流  $i_v$  および W 相電流  $i_w$ ) を検出するように配置すれば足りる。

【 0 0 4 1 】

回転角センサ (レゾルバ) 25 は、交流電動機  $M_1$  のロータ回転角  $\theta$  を検出し、その検出した回転角  $\theta$  を制御装置 30 へ送出する。制御装置 30 では、回転角  $\theta$  に基づき交流電動機  $M_1$  の回転数 (回転速度) および角速度  $\omega$  (rad/s) を算出できる。なお、回転

10

20

30

40

50



角センサ 25 については、回転角 を制御装置 30 にてモータ電圧や電流から直接演算することによって、配置を省略してもよい。

【0042】

本発明の実施の形態における駆動制御装置に対応する制御装置 30 は、電子制御ユニット (ECU) により構成され、予め記憶されたプログラムに従うソフトウェア処理および/または電子回路によるハードウェア処理により、モータ駆動制御システム 100 の動作を制御する。

【0043】

代表的な機能として、制御装置 30 は、入力されたトルク指令値  $T_{rqcom}$ 、電圧センサ 10 によって検出された直流電圧  $V_b$ 、電流センサ 11 によって検出された直流電流  $I_b$ 、電圧センサ 13 によって検出されたシステム電圧  $V_H$  および電流センサ 24 からのモータ電流  $i_v, i_w$ 、回転角センサ 25 からの回転角 等に基づいて、後述する制御方式により交流電動機 M1 がトルク指令値  $T_{rqcom}$  に従ったトルクを出力するように、昇降圧コンバータ 12 およびインバータ 14 の動作を制御する。すなわち、昇降圧コンバータ 12 およびインバータ 14 を上記のように制御するためのスイッチング制御信号  $S_1 \sim S_8$  を生成して、昇降圧コンバータ 12 およびインバータ 14 へ出力する。

10

【0044】

昇降圧コンバータ 12 の昇圧動作時には、制御装置 30 は、平滑コンデンサ  $C_0$  の出力電圧  $V_H$  をフィードバック制御し、出力電圧  $V_H$  が電圧指令値となるようにスイッチング制御信号  $S_1, S_2$  を生成する。

20

【0045】

また、制御装置 30 は、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号  $RGE$  を外部 ECU から受けると、交流電動機 M1 で発電された交流電圧を直流電圧に変換するようにスイッチング制御信号  $S_3 \sim S_8$  を生成してインバータ 14 へ出力する。これにより、インバータ 14 は、交流電動機 M1 で発電された交流電圧を直流電圧に変換して昇降圧コンバータ 12 へ供給する。

【0046】

さらに、制御装置 30 は、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号  $RGE$  を外部 ECU から受けると、インバータ 14 から供給された直流電圧を降圧するようにスイッチング制御信号  $S_1, S_2$  を生成し、昇降圧コンバータ 12 へ出力する。これにより、交流電動機 M1 が発電した交流電圧は、直流電圧に変換され、降圧されて直流電源 B に供給される。

30

【0047】

(制御モードの説明)

制御装置 30 による交流電動機 M1 の制御についてさらに詳細に説明する。

【0048】

図 2 は、本発明の実施の形態によるモータ駆動システムにおける交流電動機 M1 の制御モードを概略的に説明する図である。

制御装置 30 による交流電動機 M1 の制御についてさらに詳細に説明する。

【0049】

図 2 は、本発明の実施の形態によるモータ駆動制御システムにおける交流電動機 M1 の制御モードを概略的に説明する図である。

40

【0050】

図 2 に示すように、本発明の実施の形態によるモータ駆動制御システム 100 では、交流電動機 M1 の制御、すなわち、インバータ 14 における電力変換について、3つの制御モードを切替えて使用する。

【0051】

正弦波 PWM 制御は、一般的な PWM 制御として用いられるものであり、各相上下アーム素子のオン・オフを、正弦波状の電圧指令と搬送波 (代表的には三角波) との電圧比較に従って制御する。この結果、上アーム素子のオン期間に対応するハイレベル期間と、下

50

アーム素子のオン期間に対応するローレベル期間との集合について、一定期間内でその基本波成分が正弦波となるようにデューティが制御される。周知のように、電圧指令の振幅が搬送波振幅以下の範囲に制限される正弦波PWM制御では、この基本波成分振幅をインバータの直流リンク電圧の約0.61倍程度までしか高めることができない。以下、本明細書では、インバータ14の直流リンク電圧（すなわち、システム電圧VH）に対する交流電動機M1への印加電圧（以下、単に「モータ印加電圧」とも称する）の基本波成分の振幅の比を「変調率」と称することとする。

【0052】

一方、矩形波電圧制御では、上記一定期間内で、ハイレベル期間およびローレベル期間の比が1:1の矩形波1パルス分を交流電動機印加する。これにより、変調率は0.78まで高められる。

10

【0053】

過変調PWM制御は、電圧指令の振幅が搬送波振幅より大きい範囲で上記正弦波PWM制御と同様のPWM制御を行なうものである。特に、電圧指令を本来の正弦波波形から歪ませることによって基本波成分を高めることができ、変調率を正弦波PWM制御モードでの最高変調率から0.78の範囲まで高めることができる。

【0054】

交流電動機M1では、回転数や出力トルクが増加すると誘起電圧が高くなるため、必要となる駆動電圧（モータ必要電圧）が高くなる。コンバータ12による昇圧電圧すなわち、システム電圧VHはこのモータ必要電圧よりも高く設定する必要がある。その一方で、コンバータ12による昇圧電圧すなわち、システム電圧VHには限界値（VH最大電圧）が存在する。

20

【0055】

したがって、モータ必要電圧がVH最大電圧より低い領域では、正弦波PWM制御または過変調PWM制御によるPWM制御モードが適用されて、ベクトル制御に従ったモータ電流のフィードバック制御によって、出力トルクがトルク指令値 $T_{rq\_com}$ に制御される。その一方で、モータ必要電圧がVH最大電圧に達すると、システム電圧VHをVH最大電圧に設定した上で矩形波電圧制御モードが適用される。矩形波電圧制御では、基本波成分の振幅が固定されるため、トルク実績値とトルク指令値との偏差に基づく、矩形波電圧パルスの位相制御によってトルク制御が実行される。

30

【0056】

以下では、PWM制御モードのうち、過変調PWM制御が適用される制御モードを「過変調モード」と称し、正弦波PWM制御が適用される制御モードを「正弦波変調モード」と称することとする。

【0057】

図3には、交流電動機M1の動作状態と上述の制御モードとの対応関係が示される。

図3を参照して、概略的には、低回転数域A1ではトルク変動を小さくするために正弦波変調モードが用いられ、中回転数域A2では過変調モード、高回転数域A3では、矩形波電圧制御モードが適用される。特に、過変調モードおよび矩形波電圧制御モードの適用により、交流電動機M1の出力向上が実現される。このように、図2に示した制御モードのいずれを用いるかについては、基本的には、実現可能な変調率の範囲内で決定される。

40

【0058】

図4は、本発明の実施の形態による交流電動機の制御装置および制御方法によるモータ制御構成を説明するブロック図である。図4に示されたモータ制御のための各ブロックは、制御装置30によるハードウェア的あるいはソフトウェア的な処理によって実現される。

【0059】

図4を参照して、PWM制御部200は、PWM制御モードの選択時に、交流電動機M1がトルク指令値 $T_{rq\_com}$ に従ったトルクを出力するように、PWM制御に従ってインバータ14のスイッチング制御信号S3~S8を生成する。PWM制御部200は、電

50

流指令生成部 210 と、電圧指令生成部 220 と、PWM 回路 230 と、搬送波発生回路 250 と、周波数制御部 260 とを含む。

【0060】

矩形波電圧制御部 300 は、矩形波電圧制御モードの選択時に、交流電動機 M1 がトルク指令値  $T_{rqcom}$  に従ったトルクを出力するような電圧位相の矩形波電圧が発生されるように、インバータ 14 のスイッチング制御信号 S3 ~ S8 を生成する。矩形波電圧制御部 300 は、演算部 305 と、トルク検出部 310 と、電圧位相制御部 320 と、矩形波発生部 330 とを含む。

【0061】

モード切替判定部 400 は、図 3 に示した PWM 制御モードおよび矩形波電圧制御モード間のモード切替を判定する。さらに、上述のように、PWM 制御モードが正弦波変調モードおよび過変調モードを含むので、モード切替判定部 400 は、PWM 制御モード中での正弦波変調モードおよび過変調モードの切替を判定する機能を有する。過変調モード時には、制御信号 OM がオンされる。切替判定値設定部 450 は、過変調モード選択時におけるインバータ 14 の電力変換動作状態（スイッチング条件）に基づいて、過変調モードから正弦波変調モードへの切替判定値  $F_{jd}$  を可変に設定する。

【0062】

切替スイッチ 410 は、モード切替判定部 400 によって選択される制御モードに従って、I 側および II 側のいずれかに設定される。

【0063】

PWM 制御モードの選択時には、切替スイッチ 410 は I 側に設定されており、PWM 制御部 200 によって設定されたスイッチング制御信号 S3 ~ S8 に従い、擬似的な正弦波電圧が交流電動機 M1 に印加される。一方、矩形波電圧制御モードの選択時には、切替スイッチ 410 は II 側に設定されており、矩形波電圧制御部 300 によって設定されたスイッチング制御信号 S3 ~ S8 に従い、インバータ 14 により矩形波電圧が交流電動機 M1 に印加される。

【0064】

次に、各ブロックの機能の詳細を説明する。

PWM 制御部 200 において、電流指令生成部 210 は、交流電動機 M1 がトルク指令値  $T_{rqcom}$  を発生するための電流指令値を生成する。PWM 制御における電流指令は、d-q 軸の電流指令値  $I_{dcom}$  および  $I_{qcom}$  として設定されることが一般的である。電流指令値  $I_{dcom}$ 、 $I_{qcom}$  に基づき、電流振幅  $|I|$  および電流位相  $i$  を求めることができる。

【0065】

電圧指令生成部 220 は、電流センサ 24 によって検出されたモータ電流  $M_{CRT}$ （3 相電流）を、ロータ回転角  $\theta$  を用いて 3 相 - 2 相変換することによって d 軸電流および q 軸電流を求める。さらに、電圧指令生成部 220 は、電流指令値  $I_{dcom}$ 、 $I_{qcom}$  に対する電流偏差を補償するフィードバック制御を行なうように、たとえば比例積分（PI）制御に基づいて、電圧指令値  $V_{dcom}$ 、 $V_{qcom}$  を生成する。そして、電圧指令値  $V_{dcom}$ 、 $V_{qcom}$  を、2 相 - 3 相に逆変換することによって、インバータ 14 の各相電圧指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  を生成する。電圧指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  は、PWM 回路 230 へ送出される。

【0066】

PWM 回路 230 は、図 5 に示すように、搬送波発生回路 250 からの搬送波 270 と、電圧指令生成部 220 からの電圧指令 280（ $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  を包括的に示すもの）との比較に基づき、インバータ 14 の各相の上下アーム素子のオン・オフを制御することによって、交流電動機 M1 の各相に疑似正弦波電圧を生成する。

【0067】

なお、制御信号 OM がオンされる過変調モード時には、電圧指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  の振幅は、搬送波 270 の振幅よりも大きくなる。特に、電圧指令振幅については、フィード

10

20

30

40

50

バック制御による本来の電圧指令値  $V_{dc\ com}$  ,  $V_{qc\ com}$  に従う振幅を拡大するように設定することで、変調率が確保できるようにしている。

【0068】

搬送波発生回路250は、周波数制御部260からの制御信号  $V_{fc}$  に応じて、搬送波270の周波数を制御する。たとえば、搬送波発生回路250は、電圧制御発振器 (  $VCO$  ) を含んで構成される。

【0069】

周波数制御部260は、非同期PWMが適用される正弦波変調モードでは、交流電動機M1の回転速度 ( 以下、単に「モータ回転速度」 ) とは無関係に、搬送波周波数を指示する制御信号  $V_{fc}$  を設定する。正弦波変調モードにおける搬送波周波数は、可聴周波数帯より高く、かつ、スイッチング損失が過大とならない範囲 ( たとえば、5 ~ 10 kHz 程度 ) に設定される。また、スイッチング素子温度  $T_{sw}$  の上昇時や交流電動機M1のロック時 ( トルク発生かつ極低速時 ) には、スイッチング損失を低減するために搬送波周波数を低下させる制御が実行される。

【0070】

一方で、過変調モードでは同期PWMが適用されるので、周波数制御部260は、モータ回転速度に応じて搬送波周波数を制御する。すなわち、搬送波周波数が、モータ回転速度に従う電圧指令の周波数の整数倍 ( 好ましくは、 $3 \cdot (2n - 1)$  倍、 $n$  : 自然数 ) となるように、制御信号  $V_{fc}$  を設定する。そして、搬送波発生回路250は、電圧指令の位相と同期させて、制御信号  $V_{fc}$  に従う周波数の搬送波270を生成する。これにより、過変調モードでは、交流電動機M1の1回転 ( 電気角360度 ) 中のパルス数  $n$  が所定個数 ( 好ましくは、 $3 \cdot (2n - 1)$  個 ) に制御される。

【0071】

このようにして、PWM制御部200によって、交流電動機M1のモータ電流  $M_{CRT}$  を電流指令生成部210によって設定された電流指令と合致させるためのフィードバック制御が実行されることになる。

【0072】

一方、矩形波電圧制御部300において、トルク検出部310は、交流電動機M1の出力トルクを検出する。トルク検出部310は、公知のトルクセンサを用いて構成することもできるが、下記 ( 1 ) 式に示す演算に従って出力トルク  $T_q$  を検出するように構成することもできる。

【0073】

$$T_q = P_m / ( i_u \cdot v_u + i_v \cdot v_v + i_w \cdot v_w ) / \dots ( 1 )$$

ここで、 $P_m$  は交流電動機M1に供給される電力を表わし、 $\theta$  は交流電動機M1の角速度を表わす。また、 $i_u$  ,  $i_v$  ,  $i_w$  は交流電動機M1の各相電流値を示し、 $v_u$  ,  $v_v$  ,  $v_w$  は交流電動機M1に供給される各相電圧を表わす。 $v_u$  ,  $v_v$  ,  $v_w$  にはインバータ14に設定される電圧指令  $V_u$  ,  $V_v$  ,  $V_w$  を用いてもよいし、実際の印加電圧をセンサにより検出した値を用いてもよい。また、出力トルク  $T_q$  は、交流電動機M1の設計値で決まるものなので、電流の振幅および位相から推定してもよい。

【0074】

演算部305は、トルク指令値  $T_{rq\ com}$  に対する、トルク検出部310によって検出された出力トルク  $T_q$  の偏差であるトルク偏差  $T_q$  を演算する。演算部305により生成されたトルク偏差  $T_q$  は、電圧位相制御部320へ供給される。

【0075】

電圧位相制御部320では、トルク偏差  $T_q$  に応じて電圧位相  $v$  を生成する。この電圧位相  $v$  は交流電動機M1に印加されるべき矩形波電圧の位相を示す。具体的には、電圧位相制御部320は、電圧位相  $v$  を生成する際のパラメータとして、トルク偏差  $T_q$  とともにインバータ14の入力電圧  $V_H$  や交流電動機M1の角速度  $\omega$  を用い、それらを所定の演算式に代入して、あるいは等価の処理を施して、必要な電圧位相  $v$  を生成す

10

20

30

40

50

る。

【 0 0 7 6 】

矩形波発生部 3 3 0 は、電圧位相制御部 3 2 0 からの電圧位相  $v$  に従った矩形波電圧を発生するように、インバータ 1 4 のスイッチング制御信号  $S 3 \sim S 8$  を生成する。このようにして、矩形波電圧制御部 3 0 0 によって、交流電動機  $M 1$  のトルク偏差に応じて矩形波電圧の位相を調整するフィードバック制御が実行されることになる。

【 0 0 7 7 】

(制御モード切替処理)

次に、図 4 のモータ制御構成における制御モード切替判定処理を説明する。

【 0 0 7 8 】

図 4 に示すように、モード切替判定部 4 0 0 は、電流センサ 2 4 によって検出されたモータ電流  $M C R T ( i v , i w )$ 、電圧センサ 1 3 によって検出されたインバータ 1 4 の入力電圧  $V H$ 、電圧指令生成部 2 2 0 によって生成された電圧指令  $V d c o m , V q c o m$  に基づいて、モード切替判定を実行する。

【 0 0 7 9 】

たとえば、制御装置 3 0 が図 6 に示すフローチャートに従った制御処理を実行することにより、モード切替判定部 4 0 0 によるモード切替判定が実現される。

【 0 0 8 0 】

図 6 を参照して、まず制御装置 3 0 は、ステップ  $S 1 0 0$  により、現在の制御モードが PWM 制御モードであるかどうかを判定する。そして、制御装置 3 0 は、現在の制御モードが PWM 制御モードであるとき ( $S 1 0 0$  の  $Y E S$  判定時) には、ステップ  $S 1 1 0$  により、PWM 制御モードに従う電圧指令値  $V d c o m , V q c o m$  および、システム電圧  $V H$  に基づいて、インバータ 1 4 の入力電圧  $V H$  を、交流電動機  $M 1$  へのモータ印加電圧指令 (交流電圧) に変換する際の変調率を演算する。

【 0 0 8 1 】

たとえば、下記 ( 2 ) 式によって、変調率  $M F$  は算出される。

$$M F = ( V d c o m ^ 2 + V q c o m ^ 2 ) ^ { 1 / 2 } / V H \quad \cdot \cdot \cdot ( 2 )$$

そして、制御装置 3 0 は、ステップ  $S 1 2 0$  により、ステップ  $S 1 1 0$  で求めた変調率が  $0 . 7 8$  以上であるかどうかを判定する。変調率  $0 . 7 8$  のとき ( $S 1 2 0$  の  $Y E S$  判定時) には、PWM 制御モードでは適切な交流電圧を発生することができないため、制御装置 3 0 は、処理をステップ  $S 1 5 0$  に進めて、矩形波電圧制御モードを選択するように制御モードを切替える。

【 0 0 8 2 】

一方、ステップ  $S 1 2 0$  の  $N O$  判定時、すなわち、ステップ  $S 1 1 0$  で求めた変調率が  $0 . 7 8$  未満であるときには、制御装置 3 0 は、ステップ  $S 1 4 0$  により、PWM 制御モードを継続的に選択する。

【 0 0 8 3 】

一方、制御装置 3 0 は、現在の制御モードが矩形波電圧制御モードであるとき ( $S 1 0 0$  の  $N O$  判定時) には、ステップ  $S 1 3 0$  により、インバータ 1 4 から交流電動機  $M 1$  に供給される交流電流位相 (実電流位相)  $i$  の絶対値が、所定の切替電流位相  $i_0$  の絶対値よりも小さくなるか否かを監視する。なお、切替電流位相  $i_0$  は、交流電動機  $M 1$  の力行時および回生時で異なる値に設定されてもよい。

【 0 0 8 4 】

制御装置 3 0 は、実電流位相  $i$  の絶対値が切替電流位相  $i_0$  の絶対値よりも小さくなると ( $S 1 3 0$  の  $Y E S$  判定時)、制御モードを矩形波電圧制御モードから PWM 制御への切替を判定する。この際には、制御装置 3 0 は、ステップ  $S 1 4 0$  により、PWM 制御モードを選択する。

【 0 0 8 5 】

一方、制御装置 3 0 は、ステップ  $S 1 3 0$  が  $N O$  判定のとき、すなわち実電流位相  $i$  の絶対値が切替電流位相  $i_0$  の絶対値以上であるときには、ステップ  $S 1 5 0$  により、制

10

20

30

40

50

御モードを矩形波電圧制御モードに維持する。

【0086】

PWM制御モードの選択時(S140)には、制御装置30は、さらにステップS145により、正弦波変調モード(正弦波PWM制御)および過変調モード(過変調PWM制御)のいずれを適用するかを判定する。この判定の詳細は、後程説明する。

【0087】

図7に示すように、図6のフローチャートに従う制御モード切替判定処理は、所定周期毎に制御装置30によって予め格納されたプログラムに従って、時刻 $t_0$ 、 $t_1$ 、 $t_2$ ・・・に実行される。この切替判定処理については、正弦波変調モード、過変調モード、あるいは、矩形波電圧制御モードの実行時において、それぞれの制御処理周期と合致させることができる。あるいは、各制御モードでの制御処理とは別に、これらを統合するメインルーチンの処理として、各制御モードによる制御処理よりも長い周期で切替判定処理を実行してもよい。

10

【0088】

上述のように、図4に示した切替判定値設定部450は、各切替判定処理の実行時に合わせて、過変調モードから正弦波変調モードへの切替判定処理に用いられる切替判定値 $F_{jd}$ を可変に設定する。たとえば、切替判定値設定部450は、時刻 $t_1$ での切替判定処理では、前回の切替判定処理タイミングである時刻 $t_0$ から $t_1$ の期間 $T_a$ の間におけるインバータ14での電力変換状態(スイッチング状態)に基づいて、切替判定値 $F_{jd}$ を設定する。同様に、時刻 $t_2$ における切替判定処理では、時刻 $t_1 \sim t_2$ 間の期間 $T_b$ での電力変換状態に基づいて、切替判定値 $F_{jd}$ が設定される。

20

【0089】

次に、図8を用いて本発明の実施の形態による交流電動機の制御装置および制御方法における、過変調モードから正弦波変調モードへの切替判定処理について詳細に説明する。

【0090】

図8は、図6中のステップS145における正弦波変調モード/過変調モードの判定のうちの、過変調モード実行時における処理ルーチンを説明するフローチャートである。

【0091】

図8を参照して、制御装置30は、ステップS200では、過変調モード実行時、すなわち過変調PWM制御を実行している現在のスイッチング状態に基づき切替判定値 $F_{jd}$ を設定する。

30

【0092】

さらに、制御装置30は、ステップS210により、ステップS200で設定された切替判定値と、上記(2)式により求められる変調率とを比較する。そして、変調率が切替判定値よりも低い場合(S210のYES判定時)には、制御装置30は、ステップS220へ処理を進めて、現在の過変調モードから正弦波変調モードへの切替を指示する。一方、変調率が切替判定値以上であるとき(S210のNO判定時)には、制御装置30はステップS230に処理を進めて、現在の過変調モードを維持する。

【0093】

ここで、ステップS200による切替判定値 $F_{jd}$ の設定について詳細に説明する。

40

切替判定値 $F_{jd}$ は、上述した、インバータ14での各スイッチング素子のオン・オフ回数がモータ印加電圧に与える影響を反映するように、過変調PWM制御時における一定期間中(たとえば、交流電動機M1の電氣的な1回転:電気角360度)でのインバータ14の各スイッチング素子のオン・オフ回数(以下、「インバータスイッチング回数」と称する)に基づいて決定される。たとえば、スイッチング制御信号S3~S8に基づいて、インバータスイッチング回数の実績値を検知することができる。

【0094】

非同期PWMである正弦波変調モードではインバータスイッチング回数が略一定であるのに対して、同期PWMである過変調モードでは、搬送波周波数が変化するためスイッチング回数が増減し易い。このため、過変調モードから正弦波変調モードへの移行時にお

50

るインバータスイッチング回数の変化量は、過変調モードでの状態に応じて異なってくる。

【 0 0 9 5 】

特に、過変調モードでのインバータスイッチング回数が少ない場合には、正弦波変調モードへの切替に伴ってスイッチング回数が増大することによって、同一の電圧指令に対してもモータ印加電圧が低下する可能性がある。この現象が発生すると、モータ印加電圧の低下に伴って電流偏差（電流不足方向）が増大することによって、再び過変調モードが適用される変調率の領域まで、電圧指令値が上昇する可能性が高くなる。この結果、一旦、過変調モードから正弦波変調モードへ切替えた制御モードが、再び過変調モードへ切替えられることとなり、これをトリガにハンチングが発生するおそれがある。

10

【 0 0 9 6 】

このため、切替判定値  $F_{jd}$  は、過変調モード時のインバータスイッチング回数が相対的に少ない場合には、過変調モードから正弦波変調モードへの切替を妨げるように設定される。

【 0 0 9 7 】

具体的には、過変調モードでのインバータスイッチング回数に対する補正值  $F$  のマップ（図示せず）を予め作成しておき、当該マップの参照により、ステップ  $S200$  において、下記（3）に従って、切替判定値  $F_{jd}$  を設定することができる。

【 0 0 9 8 】

$$F_{jd} = F_{std} - F \quad \dots (3)$$

20

ここで（3）式中において、 $F_{std}$  は、電圧指令と搬送波との等しいときの PWM 制御における、基本波成分の理論値  $0.61$  とすることができる。そして、 $F$  は、インバータスイッチング回数が少なくなる程、正方向に増加するように設定される。

【 0 0 9 9 】

あるいは、補正值  $F$  をより精密に設定するためには、下記（4）式を用いてもよい。

$$F = K \cdot (SN_{sn} - SN_{om}) \quad \dots (4)$$

（4）式において、 $SN_{om}$  は、過変調モードにおけるインバータスイッチング回数の実績値である。また  $SN_{sn}$  は、正弦波変調モード適用時におけるインバータスイッチング回数の予測値である。 $SN_{sn}$  については、現在の状態で正弦波変調モードを適用したときに周波数制御部  $260$  によって設定される搬送波周波数、および、モータ回転速度に基づいて予測することができる。なお、 $K$  は、インバータ  $14$  の特性に応じて適宜設定される調整係数である。

30

【 0 1 0 0 】

あるいは、より簡易にインバータ  $14$  でのスイッチング状態を反映するために、インバータスイッチング回数に代えて、搬送波周波数に基づいて切替判定値の補正值  $F$  を算出してもよい。この場合には、過変調モードでの搬送波周波数が低くなる程、 $F$  が正方向に増加するように構成されたマップの参照により、補正值  $F$  を算出することができる。

【 0 1 0 1 】

あるいは、上記（4）式に代えて、下記（5）式を用いて補正值  $F$  を求めることもできる。

40

【 0 1 0 2 】

$$F = K \cdot (CF_{sn} - CF_{om}) \quad \dots (5)$$

（5）式において、 $CF_{om}$  は、過変調モードでの現在の搬送波周波数を示し、 $CF_{sn}$  は、制御モードが正弦波変調モードに切替えられたときに、周波数制御部  $260$  により適用される搬送波周波数の予測値を示す。

【 0 1 0 3 】

以上説明したように、本実施の形態によるモータ駆動制御システム  $100$  では、過変調モード適用下でのインバータ  $14$  のスイッチング状態（電力変換動作状態）に基づいて、過変調モードから正弦波変調モードへの切替時にインバータスイッチング回数の変化によってモータ印加電圧が変化する影響を盛り込んで、切替判定値を可変に設定することがで

50

きる。

【 0 1 0 4 】

この結果、正弦波変調モードへの切替によってスイッチング回数の増加が顕著となり、デッドタイム変化の影響により、即座に過変調モードへの切替が必要な電圧指令が生成されそうな状態であるときには、過変調モードから正弦波変調モードへの変更を妨げるように切替判定値を可変に設定できる。その結果、過変調モードから正弦波変調モードへの切替判定を適切に行なって、両制御モード間でのハンチング発生を防止して、制御を安定化することができる。

【 0 1 0 5 】

(変形例 1)

上述のように、インバータスイッチング回数が増加すると、デッドタイムの影響により、モータ印加電圧が変化する。ここで、モータ印加電圧が、振幅増大方向あるいは振幅減少方向のいずれに変化するかについては、モータ印加電圧およびモータ電流の位相が関連してくる。

【 0 1 0 6 】

図 9 ( a ) には、交流電動機 M 1 の力行時における典型的な電圧電流波形が示される。図 9 ( a ) に示されるように、力行動作時には、電圧 V の位相に対して、電流 I の位相が遅れる状態となる。そして、インバータスイッチング回数の増大に起因するデッドタイムの変化によるモータ印加電圧の変動分 ( オフセット V o f f ) は、電流の極性によって変化する。すなわち、電流 I が正の期間では、V o f f は負となり、その反対に電流 I が負のときには V o f f は正となる。このため、力行時には、インバータスイッチング回数の増大によるオフセット V o f f は、モータ印加電圧の振幅を減少させる方向に作用する。

【 0 1 0 7 】

一方、図 9 ( b ) には、交流電動機 M 1 の力行時における典型的な電圧電流波形が示される。図 9 ( b ) に示されるように、回生時には、電圧 V と電流 I の位相差が大きくなり、両者はほぼ逆位相となる。このため、回生時には、モータ印加電圧の振幅を増大させる方向にオフセット V o f f が作用する。

【 0 1 0 8 】

このように、交流電動機 M 1 の電圧 V および電流 I の位相差、すなわち力率に応じて電圧指令の変化特性が変化することになる。制御モード切替に伴うモータ印加電圧変化の特性が異なることが理解される。したがって、変形例 1 では、図 8 のステップ S 2 0 0 による切替判定値 F j d の可変設定において、過変調 P W M 制御時の力率に応じて、補正值 F を決定する。

【 0 1 0 9 】

すなわち、力率が大きい ( すなわち、電圧と電流の位相差が小さい ) 場合には、図 9 ( a ) に示したように、モータ印加電圧の振幅が減少する方向にデッドタイムの影響が発生するので、過変調モードから正弦波変調モードへの切替直後に、再び過変調モードへの切替判定がなされる可能性が高い。したがって、このような場合に、補正值 F が相対的に大きく設定されることによって、過変調モードから正弦波変調モードへの切替が妨げられるように切替判定値を低く設定することが好ましい。

【 0 1 1 0 】

反対に、図 9 ( b ) に示したような場合には、上記のような現象は発生しにくくなるため、基準値となる変調率 = 0 . 6 1 に合わせて切替判定を行なっても支障はないと予想される。この結果、過変調モードによる現在の P W M 制御における電圧・電流位相、すなわち力率に応じて補正值 F を設定するマップ ( 図示せず ) を構成することができる。あるいは、下記 ( 6 ) に示すように、力率についての、過変調モードでの実績値と、正弦波変調モードへの切替時の予測値との差に基づいて、補正值 F を決定することもできる。

【 0 1 1 1 】

$$F = K \cdot ( P F s n - P F o m ) \quad \dots ( 6 )$$

( 6 ) 式中において、P F o m は過変調モードによる現在の P W M 制御による力率を示

10

20

30

40

50



す。P F o mは、電圧および電流の検出値から求めることも可能であるが、P W M制御に用いるd軸およびq軸の電圧指令値V d c o m, V q c o mおよび電流指令値I d c o m, I q c o mからも求めることができる。たとえば、電圧指令値に従う電圧位相 $\tan^{-1}(V q c o m / V d c o m)$ および電流指令に従う電流位相 $\tan^{-1}(I q c o m / I d c o m)$ の位相差によって、力率(c o s )電圧および電流の位相差を求めることができる。

#### 【0112】

一方、(6)式中のP F s nは、正弦波変調モードに移行した場合の力率の予測値を示す。この力率は、たとえば、そのときのモータ状態(トルク、回転数)や直前の電圧・電流指令に基づいて予測することが可能である。

10

#### 【0113】

以上説明した変形例1によれば、インバータ14から交流電動機M1へ供給される電圧および電流の位相差に応じて、デッドタイムがモータ印加電圧振幅に与える影響が変化する点を反映して、過変調モードから正弦波変調モードへの切替判定値F j dを適切に設定することができる。

#### 【0114】

なお、本実施の形態およびその変形例1で説明したように、過変調モードから正弦波変調モードへの切替判定値F j dの設定については、インバータ14によるスイッチング状態(電力変換動作状態)として、(i)スイッチング回数、(ii)キャリア周波数、あるいは(iii)力率(電圧電流位相差)が反映される。また、(i)~(iii)のそれぞれに応じて補正值Fを算出するとともに、これらの少なくとも一部を組み合わせることによって、(3)式中の補正值Fを決定してもよい。その際の組合せについては、最小値の採用、最大値の採用あるいは平均値の採用等を適宜実行することができる。このように複数の要因を組み合わせることにより、インバータ14によるスイッチング状態(電力変換動作状態)をより適切に反映して、過変調モードから正弦波変調モードへの切替判定を実行できる。

20

#### 【0115】

##### (変形例2)

過変調モードから正弦波変調モードへの切替判定時にハンチングが問題となるのは、過変調モードから正弦波変調モードへの切替後、即座に過変調モードへの切替が判定されるケースである。このようなケースを避けるためには、過変調モードから正弦波変調モードへの切替を適切に妨げることが要求されることになる。

30

#### 【0116】

図10に示されるように、切替判定値F j dは、所定の基準値F s t d(代表的には0.61)を、インバータ14によるスイッチング状態(電力変換動作状態)に応じて設定された補正值Fで補正することによって設定される。そして、変調率が切替判定値F j dより低くなると、過変調モードから正弦波変調モードへ切替られる一方で、変調率が切替判定値F j d以上のときは、過変調モードが維持される。

#### 【0117】

したがって、(4)~(6)式やマップ参照による補正值Fの設定を、F<sub>0</sub>に限定することによって、切替判定値F j dが基準値F s t dより低く補正される方向、すなわち、過変調モードから正弦波変調モードへの切替を妨げる方向に限定して、切替判定値F j dを可変に設定することができる。

40

#### 【0118】

このようにすると、ハンチング発生が懸念される状態のときには過変調モードから正弦波変調モードへの切替を妨げるようにした上で、それ以外のときには、理論値(基準値F s t d)に従って、制御モードを決定できるので、制御の安定性をさらに高めることができる。

#### 【0119】

なお、本実施の形態およびその変形例1, 2では、制御モード切替判定が「変調率」を

50

判定値と比較することにより実行される例を示したが、本発明の適用は、このような場合に限定されるものではない。すなわち、電圧指令に関連する変調率以外のパラメータを定義してその判定値を設定することによって、あるいは、印加電圧の振幅・位相等について直接判定値を設定することによって、制御モード切替判定を実行する制御構成においても、上述のように、過変調モードでの状態に応じて当該判定値を可変に設定することで、同様の効果を得ることが可能である。

【0120】

また、本実施の形態では図示を省略した、正弦波変調モードから過変調モードへの切替判定については、ハンチングを防止するために、直前の正弦波変調モードへの切替時における切替判定値  $F_{jd}$  に対してヒステリシスを設けるように設定した判定値と、電圧指令に基づく変調率とを逐次比較して、変調率が判定値より高くなったときに過変調モードへの切替えるようにすればよい。

【0121】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

【図面の簡単な説明】

【0122】

【図1】本発明の実施の形態に従う交流電動機の制御装置および制御方法が適用されるモータ駆動制御システムの全体構成図である。

【図2】本発明の実施の形態によるモータ駆動システムにおける交流電動機の制御モードを概略的に説明する図である。

【図3】交流電動機の動作状態と図2示した制御モードとの対応関係を説明する図である。

【図4】本発明の実施の形態による交流電動機の制御装置および制御方法によるモータ制御構成を説明するブロック図である。

【図5】PWM回路の動作を説明する波形図である。

【図6】図4に示したモータ制御構成における制御モード切替判定処理を説明するフローチャートである。

【図7】モード切替判定処理の実行タイミングを説明する概念図である。

【図8】過変調モードから正弦波変調モードへの切替判定処理の詳細を説明するフローチャートである。

【図9】交流電動機における力行時および回生時の典型的な電圧および電流波形を示す概念図である。

【図10】判定切替値の補正值設定の制限を説明する概念図である。

【符号の説明】

【0123】

5 アース線、6, 7 電力線、10, 13 電圧センサ、10 直流電圧発生部、11, 24 電流センサ、12 昇降圧コンバータ、14 インバータ、15 U相上下アーム、16 V相上下アーム、17 W相上下アーム、25 回転角センサ、30 制御装置(ECU)、100 モータ駆動制御システム、200 PWM制御部、210 電流指令生成部、220 電圧指令生成部、230 PWM回路、250 搬送波発生回路、260 周波数制御部、270 搬送波、280 電圧指令、300 矩形波電圧制御部、305 演算部、310 トルク検出部、320 電圧位相制御部、330 矩形波発生部、400 モード切替判定部、410 切替スイッチ、450 切替判定値設定部、B 直流電源、C0, C1 平滑コンデンサ、D1~D8 逆並列ダイオード、 $F_{jd}$  切替判定値、 $I_{dcom}$ ,  $I_{qcom}$  電流指令値、 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ , MCR T モータ電流、L1 リアクトル、M1 交流電動機、MCR T モータ電流、OM 制御信号(過変調モード)、Q1~Q8 電力用半導体スイッチング素子、S1~S8 スイ

10

20

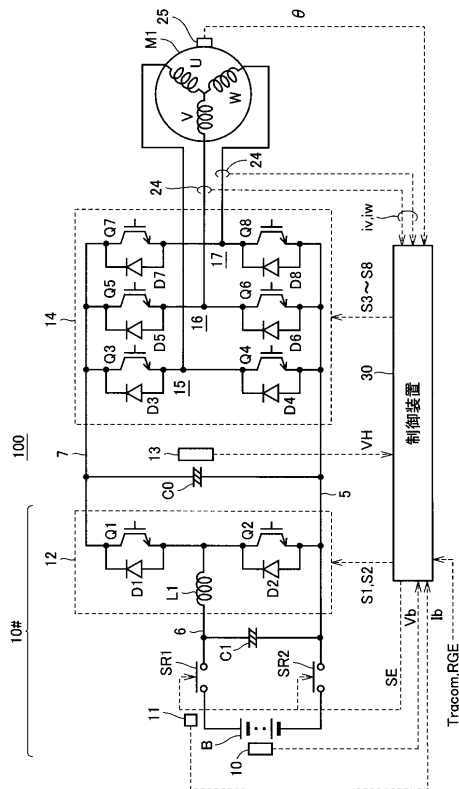
30

40

50

ツチング制御信号、SR1, SR2 システムリレー、Trqcom トルク指令値、Tsw スwitchング素子温度、Vdcom, Vqcom 電圧指令値(d-q軸)、Vfc 制御信号(搬送波周波数)、VH システム電圧(インバータDCリンク電圧)、Voff オフセット、Vu, Vv, Vw 各相電圧指令、F 補正值(切替判定値)、ロータ回転角、角速度。

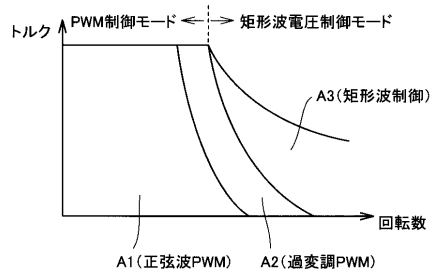
【図1】



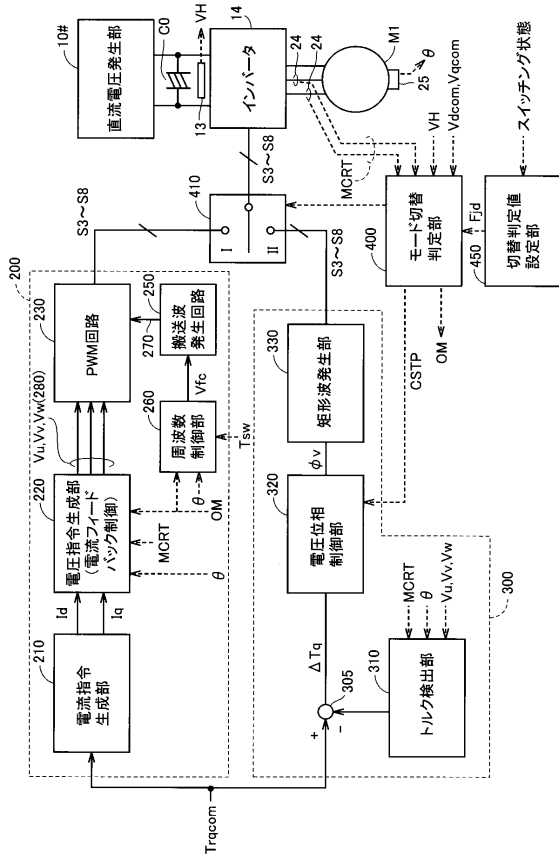
【図2】

制御方式	PWM制御モード		矩形波電圧制御モード
	正弦波PWM	過変調PWM	矩形波(1パルス)
インバータの出力電圧波形	基本波成分	基本波成分	基本波成分
変調率	0~約0.61	正弦波PWMでの最高値~0.78	0.78
特徴	トルク変動小	中速域の出力向上	高速域の出力向上

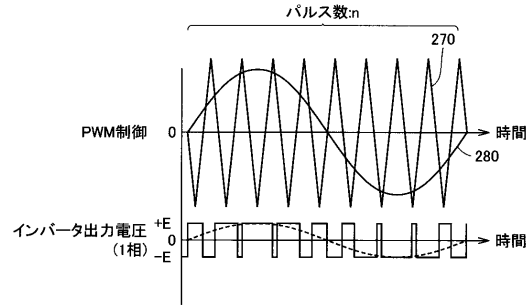
【図3】



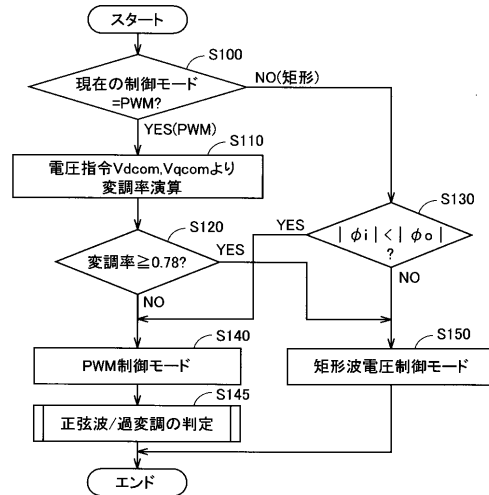
【図4】



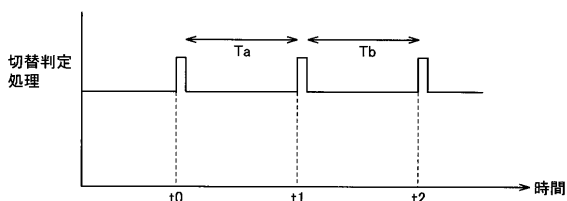
【図5】



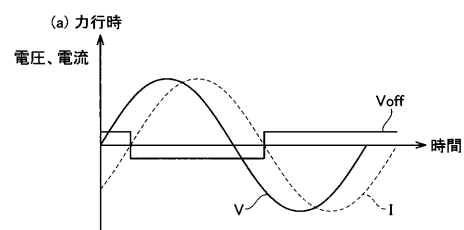
【図6】



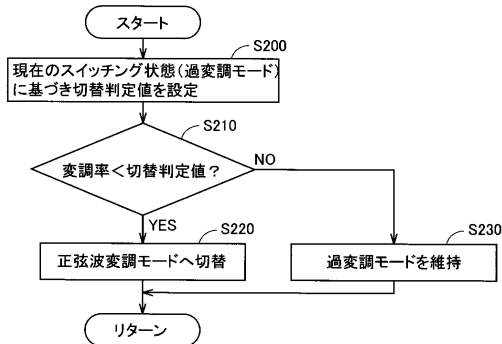
【図7】



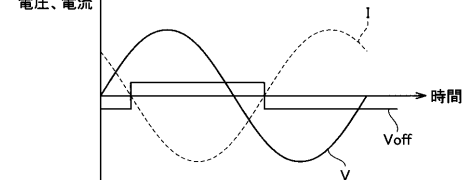
【図9】



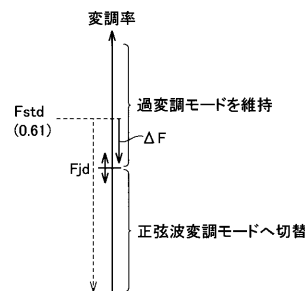
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

審査官 森山 拓哉

(56)参考文献 特開2008-17660(JP,A)  
特開2008-11682(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02P 21/00 - 27/18