

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3679915号

(P3679915)

(45) 発行日 平成17年8月3日(2005.8.3)

(24) 登録日 平成17年5月20日(2005.5.20)

(51) Int.Cl.⁷

H02P 21/00

F I

H02P 5/408

A

請求項の数 6 (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願平10-62969	(73) 特許権者	000003078
(22) 出願日	平成10年3月13日(1998.3.13)		株式会社東芝
(65) 公開番号	特開平11-262300		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(43) 公開日	平成11年9月24日(1999.9.24)	(74) 代理人	100058479
審査請求日	平成13年2月6日(2001.2.6)		弁理士 鈴江 武彦
		(74) 代理人	100084618
			弁理士 村松 貞男
		(74) 代理人	100068814
			弁理士 坪井 淳
		(74) 代理人	100092196
			弁理士 橋本 良郎
		(74) 代理人	100091351
			弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

単相交流電源出力を整流してインバータの直流側に直流を入力するコンバータと、前記直流を任意の周波数の交流に変換するインバータと、当該インバータにより駆動される電動機とから主回路を構成し、

d軸に直交する軸をq軸とするdq軸回転座標上で前記インバータの制御を行なうベクトル制御手段を備えて構成される電力変換装置において、

前記ベクトル制御手段として、

磁束指令値に基づいて、d軸電流指令値を演算する手段と、

前記磁束指令値とトルク指令値とに基づいて、q軸電流指令値を演算する手段と、

10

前記d軸電流指令値とq軸電流指令値とに基づいて、当該電流を流すために必要なd軸出力電圧として与えるべき値を演算する手段と、

前記d軸電流指令値とq軸電流指令値とに基づいて、当該電流を流すために必要なq軸出力電圧として与えるべき値を演算する手段と、

前記d軸出力電圧として与えるべき値とq軸出力電圧として与えるべき値とに基づいて、dq軸座標系上での出力電圧の位相角を演算する手段と、

前記インバータの出力周波数に基づいて、ab軸固定座標系とdq軸回転座標系との位相角を演算する手段と、

前記dq軸座標系上での出力電圧の位相角と、前記ab軸固定座標系とdq軸回転座標系との位相角とに基づいて、前記インバータのゲートを制御する手段と、

20

前記 d 軸電流または q 軸電流の少なくとも一方の電流と、前記 d 軸電流指令値または q 軸電流指令値の少なくとも一方の指令値とに基づいて、前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算するものであって、前記 q 軸電流指令値と q 軸電流との偏差である q 軸電流偏差を演算する手段と、前記 q 軸電流偏差に基づいて、前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段を備えた前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段と、

前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段の入力側に付加し、前記 d 軸電流偏差または q 軸電流偏差をフィルタ処理するものであって、前記コンバータの整流に起因する直流リンク電圧の脈動と同一の周波数成分付近のみを抽出するフィルタ処理手段と、

10

前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を、前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角の基準値へ重畳する手段と、

を備えてなることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

前記請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記 q 軸電流偏差に基づいて d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段としては、

前記コンバータの整流に起因して発生する直流リンク電圧の脈動の周波数よりも前記インバータの出力周波数がある値以上低い場合には、前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を零とする手段から成ることを特徴とする電力変換装置。

20

【請求項 3】

前記請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記 q 軸電流偏差に基づいて d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段としては、

前記 q 軸電流偏差を入力とし、当該 q 軸電流偏差を比例ゲイン倍して前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量として演算する手段と、

前記コンバータの整流に起因して発生する直流リンク電圧の脈動の周波数と前記インバータの出力周波数とがほぼ一致する付近で、前記比例ゲインを正または負に変化させる手段と、

から成ることを特徴とする電力変換装置。

30

【請求項 4】

前記請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段の入力側に、前記 d 軸電流偏差または q 軸電流偏差をフィルタ処理するものであって、前記インバータの出力周波数付近の周波数成分のみを抽出するフィルタ処理手段を設けたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 5】

前記請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記コンバータの整流に起因する直流リンク電圧の脈動の周波数と同一の周波数成分を前記 d 軸電流指令値に重畳する手段を付加して成ることを特徴とする電力変換装置。

40

【請求項 6】

前記請求項 5 に記載の電力変換装置において、

前記 d 軸電流指令値に重畳する手段としては、
直流リンク電圧の脈動を抽出する手段と、

前記脈動の振幅を補償する手段と、

前記振幅を補償された脈動量に対し位相を補償する手段と、

前記振幅と位相が補償された値を前記 d 軸電流指令値へ重畳する手段と、

から成ることを特徴とする電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

50

【発明の属する技術分野】

本発明は、直流を任意の周波数の交流に変換するインバータと、このインバータにより駆動される電動機とから主回路が構成される電力変換装置に係り、特に電動機の発生する電流およびトルクを安定化できるようにした電力変換装置に関するものである。

【0002】**【従来の技術】**

一般に、誘導電動機等の電動機は、本来、電流が干渉するため、共振点が存在する。通常、出力電圧の大きさと位相とが自由に制御できるV V V F動作領域では、電流制御によって共振を抑制し、安定な動作を得ることができる。

【0003】

しかしながら、出力電圧の大きさを固定する、あるいは出力電圧を最大に利用するC V V F動作領域では、その出力電圧の大きさが一意に決まり、電流制御を施すことが不可能である。

【0004】

この場合、電動機の特性から、与えるべき電圧を計算して出力電圧を与える制御方式、すなわち電圧フィードフォワード制御が用いられている。

【0005】

このような電圧フィードフォワード制御においては、インバータの出力周波数付近に存在する電流の共振の影響が、電動機の発生するトルクに現われて、電流やトルクが不安定化する現象が見られる。

【0006】

例えば、トルク指令を急変した際に、電流やトルクに脈動が確認される。これは、トルク指令に含まれる共振周波数成分が、電流やトルクに現われるためである。

【0007】

そこで、このような問題を回避するために、トルク指令を緩やかに変化させることで、同共振周波数の成分を含まないトルク指令を与えるようにしている。逆に言えば、電流の共振のために、トルク応答が制限されている。

【0008】

図17は、C V V F動作の一例である、従来の1パルスベクトル制御を適用した電力変換装置の構成例を示すブロック図である。

【0009】

なお、1パルスモードは、正弦波半周期に1パルスの電圧を出力するため、その出力電圧の大きさは、直流リンク電圧 V_{dc} によって一意に決まる。

【0010】

図17において、単相電源1の単相交流を、単相コンバータ2により直流に変換し、直流コンデンサ3により平滑し、さらにインバータ4により交流に変換して、誘導電動機6を駆動する主回路構成となっている。

【0011】

この場合、単相コンバータ2から直流コンデンサ3への電流に、電源周波数の2倍周波数の高調波を含むため、直流リンク電圧 V_{dc} は電源周波数の2倍の周波数で脈動する。

【0012】

一方、インバータ4を動作させて誘導電動機6を駆動する制御方式の一つとしては、いわゆるベクトル制御方式がある。ベクトル制御は、電流・電圧・磁束をベクトル量として制御する方式であり、d q軸として定義される回転する座標系（以下、d q軸座標系と称する）上で制御を行なう。d軸は磁束軸と呼ばれ、q軸はトルク軸と呼ばれる。

【0013】

ベクトル制御は、例えば“「電機機器工学II」、電気学会”等により公知の技術であり、多くの方式が存在する。例えば、その一つとして、滑り角周波数 ω_s を適切に制御することで誘導電動機6の2次磁束をd軸に一致させる滑り周波数形ベクトル制御と呼ばれる構成のものがある。

10

20

30

40

50

【0014】

次に、かかるベクトル制御の構成について、具体的に説明する。

【0015】

図17において、トルク基準 T_m^{**} は1次遅れフィルタ27に入力されて、トルク指令値 T_m^* が得られる。また、2次磁束指令値 ϕ_{2d}^* とトルク指令値 T_m^* とを入力とする滑り角周波演算器10によって、滑り角周波数基準 ω_s^* が計算され、速度検出器7によって検出されたモータ速度 ω_r と加算されることにより、インバータ4の出力角周波数 ω_i が算出される。

【0016】

このインバータ4の出力角周波数 ω_i は、積分器11によって積分され、固定座標系a軸から回転座標系d軸までの位相角基準値 θ_i^* となる。 10

【0017】

一方、2次磁束指令値 ϕ_{2d}^* を入力とするd軸電流指令演算器12によって、d軸電流指令値 I_d^* が算出される。

【0018】

また、q軸電流指令演算器13では、2次磁束指令値 ϕ_{2d}^* とトルク指令 T_m^* とを入力として、q軸電流指令値 I_q^* が算出される。

【0019】

さらに、d軸電圧指令演算器14とq軸電圧指令演算器15では、d軸電流値 I_d^* とq軸電流指令値 I_q^* とを入力として、これらの電流を流すために必要なd軸出力電圧、q軸出力電圧としてそれぞれ与えるべき値（以下、d軸電圧指令値、q軸電圧指令値と称する） V_d^* 、 V_q^* が算出される。 20

【0020】

このd軸電圧指令値、q軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* は、例えば以下のような式に従って算出される。

【0021】

【数1】

$$\begin{cases} V_d^* = R_1 \cdot I_d^* - \omega_1 \cdot \sigma \cdot L_1 \cdot I_q^* \\ V_q^* = R_1 \cdot I_q^* - \omega_1 \cdot L_1 \cdot I_d^* \end{cases} \quad (1) \quad 30$$

【0022】

一方、座標系変換器16では、d q軸回転座標系上での電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* から、電圧指令値の大きさ $|V|$ とd軸から出力電圧までの位相角の基準値（位相角基準） θ_v^* が算出される。

【0023】

そして、このd q軸座標系上での出力電圧の位相角基準 θ_v^* は、固定座標系a軸から回転座標系d軸までの位相角基準 θ_i^* と加算されて、固定座標系上での出力電圧位相角 θ_i となる。

【0024】

さらに、ゲート制御器17では、出力電圧位相角 θ_i によりゲート信号を発生する。 40

【0025】

なお、図17では、インバータ4が1パルスで動作する場合のベクトル制御系を構成している。そして、1パルス時のベクトル制御に関しては、例えば“「電圧固定モードでのベクトル制御」、H7電気学会産業応用部門全国大会、No. 196”により公知である。

【0026】

すなわち、インバータ4が1パルスモードであるとする、d q軸出力電圧の大きさ $|V|$ は、以下のような式により、直流リンク電圧 V_{dc} によって一意に決まる。

【0027】

【数2】

$$|V|_{FLX} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_{dc} \quad (2)$$

【0028】

一方、直流電圧検出器 8 により検出された直流リンク電圧 V_{dc} は、係数変換器 24 に入力される。

【0029】

係数変換器 24 では、上記 (2) 式に従って、直流リンク電圧 V_{dc} に係数をかけて、 $|V|_{FIX}$ が演算される。

【0030】

磁束指令補正器 9 では、 dq 軸座標系上での与えるべき出力電圧指令値の大きさ $|V|$ と、実際に出力する直流リンク電圧の大きさ $|V|_{FIX}$ とを比較し、両者が一致するように 2 次磁束基準 ϕ_d^{ref} を補正して、2 次磁束指令値 ϕ_{2d}^* が出力される。

【0031】

以上が、1 パルスモードにおけるベクトル制御の概要である。

【0032】

ところで、トルク T_m の応答は、トルク基準 T_m^{**} を入力とするフィルタ 27 の時定数により制限されている。そして、このフィルタ 27 の時定数を上げることで、電流の不安定化が現われる。このため、電流が安定化する範囲の時定数を設定することが必要である。

【0033】

以上のトルク指令急変における電流の不安定化は、電流共振の影響の一つである。そして、この電流共振の影響は、別なシステムにおいても確認することができる。

【0034】

すなわち、単相電源（交流電源）1 から単相コンバータ 2 によって直流を得るシステムでは、単相コンバータ 2 から直流コンデンサ 3 に流れる電流に高調波が重畳するため、直流リンク電圧が脈動する。そして、この直流リンク電圧の脈動が、誘導電動機 6 の制御に対する外乱として作用する。

【0035】

この場合、脈動の周波数は、電流が単相の場合、電源周波数 F_{s0} の 2 倍の周波数 $2F_{s0}$ である。そして、この周波数に、インバータ 4 の出力周波数、すなわち誘導電動機 6 の共振周波数が近くなる場合に、相電流のビート現象とトルクのリプルが発生して問題となる。この問題は、総じてビート現象と称されている。

【0036】

例えば、“「コンバータ・インバータシステムにおけるビート現象の抑制法」電気学会論文誌 D 部門 Vol. 109 No. 5 P. 363”では、相電流のビート現象に関して、その原因が相電圧に重畳する正負間のアンバランス電圧にあるとして、このアンバランスを除去する制御方式が提案されている。

【0037】

以下に、従来のビート現象を抑制するための具体的な構成について説明する。

【0038】

図 18 は、従来のビートレス制御を適用した電力変換装置の構成例を示すブロック図であり、図 17 と同一要素には同一符号を付して示している。

【0039】

図 18 において、単相電源 1 の単相交流を、単相コンバータ 2 により直流に変換し、さらにインバータ 4 により交流に変換して、誘導電動機 6 を駆動するシステムとなっている。

【0040】

一方、滑り周波数制御器 29 によって滑り角周波数基準 ω_s^* が計算され、速度検出器 7 により検出されたモータ角周波数 ω_r と加算されることにより、インバータ 4 の出力角周波数基準 ω_i^* が算出される。

【0041】

10

20

30

40

50

また、電圧検出器 8 によって検出された直流リンク電圧 V_{dc} は、平均値演算器 28 により平均値 V_{dc} が算出され、変動量演算器 19 によってその平均値からの変動量 ΔV_{dc} が演算される。そして、この変動量 ΔV_{dc} を平均値 V_{dc} で割った値が、振幅位相補償器 23 に入力される。

【0042】

振幅位相補償器 23 では、入力となる電源周波数 F_{so} の 2 倍周波数 $2F_{so}$ の正弦波の振幅と位相を補償した正弦波が出力される。この出力は、インバータ角周波数への補償値 $\Delta \omega_i$ であり、インバータ角周波数基準 ω_i^* に加算されて、インバータ出力角周波数 ω_i となる。そして、このインバータ出力角周波数 ω_i は積分器 11 により積分されて、a b 軸座標系上での出力電圧の位相角 θ_i となり、ゲート制御器 17 への入力となる。

10

【0043】

ところで、従来は、ビート現象は、出力電圧の正負間のアンバランスによって発生するものと考えられ、その抑制法としては、出力電圧の正負間アンバランスを除去する手段を提供するものである。

【0044】

しかしながら、ビート現象は、誘導電動機本来の電流共振周波数と、外乱として作用する直流リンク電圧の脈動の周波数とが一致するために発生するものと考えらるべきである。

【0045】

【発明が解決しようとする課題】

以上のように、従来の電力変換装置においては、誘導電動機の本質的な特性である電流共振の影響により、電流およびトルクが不安定化することで、トルクの速応性が制限されている。

20

【0046】

また、直流リンク電圧の脈動に起因するビート現象の抑制に関しても、現象の本質を見抜いておらず、電流の共振を抑制するという観点からの補償は行なわれていない。

【0047】

本発明の目的は、インバータの C V V F 動作における電流を安定化し、トルクリプルを抑制することが可能な電力変換装置を提供することにある。

【0048】

【課題を解決するための手段】

30

上記の目的を達成するため、請求項 1 に対応する発明では、単相交流電源出力を整流してインバータの直流側に直流を入力するコンバータと、前記直流を任意の周波数の交流に変換するインバータと、当該インバータにより駆動される電動機とから主回路を構成し、

d 軸に直交する軸を q 軸とする d q 軸回転座標上で前記インバータの制御を行なうベクトル制御手段を備えて構成される電力変換装置において、

前記ベクトル制御手段として、

磁束指令値に基づいて、d 軸電流指令値を演算する手段と、

前記磁束指令値とトルク指令値とに基づいて、q 軸電流指令値を演算する手段と、

前記 d 軸電流指令値と q 軸電流指令値とに基づいて、当該電流を流すために必要な d 軸出力電圧として与えるべき値を演算する手段と、

40

前記 d 軸電流指令値と q 軸電流指令値とに基づいて、当該電流を流すために必要な q 軸出力電圧として与えるべき値を演算する手段と、

前記 d 軸出力電圧として与えるべき値と q 軸出力電圧として与えるべき値とに基づいて、d q 軸座標系上での出力電圧の位相角を演算する手段と、

前記インバータの出力周波数に基づいて、a b 軸固定座標系と d q 軸回転座標系との位相角を演算する手段と、

前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角と、前記 a b 軸固定座標系と d q 軸回転座標系との位相角とに基づいて、前記インバータのゲートを制御する手段と、

前記 d 軸電流または q 軸電流の少なくとも一方の電流と、前記 d 軸電流指令値または q 軸電流指令値の少なくとも一方の指令値とに基づいて、前記 d q 軸座標系上での出力電圧

50

の位相角への補償量を演算するものであって、前記 q 軸電流指令値と q 軸電流との偏差である q 軸電流偏差を演算する手段と、前記 q 軸電流偏差に基づいて、前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段を備えた前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段と、

前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段の入力側に付加し、前記 d 軸電流偏差または q 軸電流偏差をフィルタ処理するものであって、前記コンバータの整流に起因する直流リンク電圧の脈動と同一の周波数成分付近のみを抽出するフィルタ処理手段と、

前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を、前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角の基準値へ重畳する手段とを備えている。

10

【0049】

請求項 1 の発明の電力変換装置においては、次のような作用効果が得られる。

1) d 軸電流または q 軸電流の少なくとも一方の電流と、d 軸電流指令値または q 軸電流指令値の少なくとも一方の指令値とを基に、d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算し、この補償量を d q 軸座標系上での出力電圧の位相角の基準値へ重畳することにより、電流およびトルクを安定化することができる。

2) q 軸電流指令値と q 軸電流との偏差を演算し、この q 軸電流偏差を基に d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算することにより、電流共振の周波数を可変に制御できるため、外乱が特定の周波数を持つ場合に、その周波数を避けることで、電流およびトルクを安定化することができる。

20

3) コンバータの整流に起因する直流リンク電圧の脈動と同一の周波数成分付近のみを抽出するフィルタ処理手段とすることにより、上記請求項 3、請求項 6 の発明の電力変換装置と同様に、電流およびトルクを安定化することができる。

4) 直流リンク電圧が脈動する場合、その脈動周波数域のみをフィードバックすることにより、他の周波数帯の特性に何ら変化を与えずに、直流リンク電圧の脈動に起因したビート現象を抑制することができる。

【0050】

また、請求項 2 の発明では、前記請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記 q 軸電流偏差に基づいて d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段としては、

30

前記コンバータの整流に起因して発生する直流リンク電圧の脈動の周波数よりも前記インバータの出力周波数がある値以上低い場合には、前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を零とする手段から構成する。

【0051】

従って、請求項 2 の発明の電力変換装置においては、直流リンク電圧の脈動の周波数よりもインバータの出力周波数がある値以上低い場合には、d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を零とすることにより、電流共振の周波数を可変に制御できるため、外乱が特定の周波数を持つ場合にはその周波数を避けることで、電流およびトルクを安定化することができる。

【0052】

40

さらに、請求項 3 の発明では、前記請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記 q 軸電流偏差に基づいて d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段としては、

前記 q 軸電流偏差を入力とし、当該 q 軸電流偏差を比例ゲイン倍して前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量として演算する手段と、

前記コンバータの整流に起因して発生する直流リンク電圧の脈動の周波数と前記インバータの出力周波数とがほぼ一致する付近で、前記比例ゲインを正または負に変化させる手段と、

から構成する。

【0053】

50

従って、請求項 3 の発明の電力変換装置においては、q 軸電流偏差を比例ゲイン倍して d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量として演算し、コンバータの整流に起因して発生する直流リンク電圧の脈動の周波数とインバータの出力周波数とがほぼ一致する付近で、比例ゲインを正または負に変化させることにより、電流共振の周波数を可変に制御できるため、外乱が特定の周波数を持つ場合に、その周波数を避けることで、電流およびトルクを安定化することができる。

【0054】

一方、請求項 4 の発明では、前記請求項 1 に記載の電力変換装置において、前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する手段の入力側に、前記 d 軸電流偏差または q 軸電流偏差をフィルタ処理するものであって、前記インバータの出力周波数付近の周波数成分のみを抽出するフィルタ処理手段を設けた。

10

【0055】

従って、請求項 4 の発明の電力変換装置においては、フィルタ処理する手段を、インバータの出力周波数付近の周波数成分のみを抽出するフィルタ処理手段とすることにより、電流およびトルクを安定化することができる。さらに、電流不安定化の根元たるインバータの出力周波数域のみをフィードバックすることにより、他の周波数帯の特性に何ら変化を与えずに、電流を安定化することができる。

【0056】

また、請求項 5 の発明では、前記請求項 1 に記載の電力変換装置において、前記コンバータの整流に起因する直流リンク電圧の脈動の周波数と同一の周波数成分を前記 d 軸電流指令値に重畳する手段を付加して成る。

20

【0057】

従って、請求項 5 の発明の電力変換装置においては、交流電源出力を整流してインバータの直流側に直流を入力するコンバータの整流に起因する直流リンク電圧の脈動の周波数と同一の周波数成分を d 軸電流指令値に重畳することにより、電流共振を抑制することが可能となるため、電流およびトルクを安定化することができる。また、直流リンク電圧が脈動する条件下で、故意に d 軸電流を脈動させることにより、トルク電流やトルクの脈動を完全に抑制することができる。

【0058】

一方、請求項 6 の発明では、前記請求項 5 に記載の電力変換装置において、前記 d 軸電流指令値に重畳する手段としては、
直流リンク電圧の脈動を抽出する手段と、
前記脈動の振幅を補償する手段と、
前記振幅を補償された脈動量に対し位相を補償する手段と、
前記振幅と位相が補償された値を前記 d 軸電流指令値へ重畳する手段と、
から構成する。

30

【0059】

従って、請求項 6 の発明の電力変換装置においては、直流リンク電圧の脈動を抽出し、この脈動の振幅を補償し、さらに位相を補償し、この振幅と位相が補償された値を d 軸電流指令値へ重畳することにより、電流共振を抑制することが可能となるため、電流およびトルクを安定化することができる。また、直流リンク電圧が脈動する条件下で、故意に d 軸電流を脈動することにより、トルク電流やトルクの脈動を完全に抑制することができる。

40

【0072】

【発明の実施の形態】

以下、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。

【0073】

(第 1 の実施の形態：請求項 1 乃至請求項 3 に対応)

図 1 は、本実施の形態による電力変換装置の構成例を示すブロック図であり、図 17 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる

50

。

【0074】

図1において、電流検出器5により、誘導電動機6に流れる相電流 I_u , I_w を検出する

。

【0075】

また、座標系変換器20により、電流検出器5によって検出された相電流 I_u , I_w を、 dq 軸座標系上での d 軸電流値 I_d , q 軸電流値 I_q に変換する。

【0076】

一方、座標系変換器20からの d 軸電流値 I_d と、前記 d 軸電流指令値 I_d^* との偏差をとり、この偏差を d 軸電流制御器21へ入力する。

10

【0077】

d 軸電流制御器21では、以下の(3)式に示すような比例制御や、(4)式に示すような比例積分制御を行なう。

【0078】

【数3】

$$\Delta\theta_v = K_p(I_d^* - I_d) \quad (3)$$

【0079】

【数4】

20

$$\Delta\theta_v = \frac{K_p s + K_i}{s} (I_d^* - I_d) \quad (4)$$

【0080】

以上により、 d 軸電流制御器21からの出力は、 dq 軸座標系上における出力電圧の位相角の補償量 $\Delta\theta_v$ となる。

【0081】

この d 軸電流制御器21からの出力である dq 軸座標系上での出力電圧の位相角補償量 $\Delta\theta_v$ を、前記 dq 軸座標系上での出力電圧の位相角の基準値(位相角基準) θ_v^* と加算して、 dq 軸座標系上における出力電圧の位相角 θ_v を得る。

30

【0082】

そして、この位相角 θ_v を、前記固定座標系 a 軸に対する回転座標系 d 軸までの位相角基準 θ_i^* と加算して、固定座標系上での出力電圧の位相角 θ_i を得る。

【0083】

さらに、ゲート制御器17は、この出力電圧の位相角 θ_i により、インバータ4のゲート信号を発生する。

【0084】

次に、以上のように構成した本実施の形態の電力変換装置の作用(dq 軸電流と誘導電動機6の発生トルクが安定化できる原理)について、図2乃至図6を用いて説明する。

【0085】

40

まず、はじめに誘導電動機6の特性について述べる。

【0086】

誘導電動機6の特性方程式は、以下のような式で表わされる。

【0087】

【数5】

$$s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} = \frac{-A}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

【 0 0 8 8 】

【数 6】

$$A = \left[\begin{array}{cc|cc} R_{12} & -\omega_1 \sigma L_1 & -MR_2/L_2^2 & -\omega_R M/L_2 \\ \omega_1 \sigma L_1 & R_{12} & \omega_R M/L_2 & -MR_2/L_2^2 \\ \hline -R_2 M \sigma L_1 / L_2 & 0 & R_2 \sigma L_1 / L_2 & -\omega_s \sigma L_1 \\ 0 & -R_2 M \sigma L_1 / L_2 & \omega_s \sigma L_1 & R_2 \sigma L_1 / L_2 \end{array} \right] \quad (6) \quad 10$$

【 0 0 8 9 】

簡単のため、電流に関する特性方程式を抜き出す。

【 0 0 9 0 】

【数 7】

$$s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{-1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} R_{12} & -\omega \sigma L_1 \\ \omega_1 \sigma L_1 & R_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (7) \quad 20$$

【 0 0 9 1 】

この系は 2 次系であり、固有周波数 ω_n 、減衰率 ζ は、以下のように表わされる。

【 0 0 9 2 】

【数 8】

$$\omega_n = \sqrt{\left(\frac{R_{12}}{\sigma L_1} \right)^2 + \omega_i^2} \quad (8)$$

30

【 0 0 9 3 】

【数 9】

$$\zeta = \frac{\frac{R_{12}}{\sigma L_1}}{\sqrt{\left(\frac{R_{12}}{\sigma L_1} \right)^2 + \omega_i^2}} \quad (9)$$

【 0 0 9 4 】

ある誘導電動機を例にとると、 $R_{12} / \sigma L_1 = 55$ [rad/s] 程度であり、オーダー 40
として $\omega_i = 8.8$ [Hz] 程度に相当する。

【 0 0 9 5 】

中高速では、 $R_{12} / \sigma L_1$ 項を ω_i に対して無視すると、以下のような近似式が得られる。

【 0 0 9 6 】

【数 10】

$$\omega_n = \omega_i \quad (10)$$

【 0 0 9 7 】

【数 11】

50

$$\zeta = \frac{\frac{R_{12}}{\sigma L_1}}{\omega_i} \quad (11)$$

【0098】

減衰率 ζ は、0.1付近と非常に小さくなるため、共振系となる。共振周波数は、およそインバータ周波数付近である。

【0099】

図2は、ある誘導電動機のq軸出力電圧からq軸電流までのボード線図の一例を示す図である。

10

【0100】

なお、q軸電流までのボード線図を示すのは、q軸電流がトルク電流とも呼ばれ、トルクの過渡応答に大きく影響するためである。また、図2は、インバータ4の出力周波数 F_i が100Hzの場合を示している。

【0101】

図2から、インバータ4の出力周波数 F_i が100Hzであるため、100Hz付近に共振が存在し、100Hz付近のゲインが局所的に大きいことが確認できる。

【0102】

ここで、d軸電流の偏差を、dq軸座標系上での出力電圧の位相角へ補償する場合について考える。

20

【0103】

d軸電流制御器21は、(3)式のように比例制御であるとする。また、説明の簡単のため、dq軸座標系上での出力電圧の位相角 θ_v^* が90度であると仮定すると、dq軸座標系上での出力電圧の位相角の補償量 $\Delta\theta_v$ とdq軸出力電圧との関係は、次のようになる。

【0104】

【数12】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} \Delta\theta_v \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

30

【0105】

上記(7)式と(12)式とより、特性方程式は、次式のように書き換えられる。

【0106】

【数13】

$$s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{-1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} R_{12} - \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} K_p & -\omega_1 \sigma L_1 \\ \omega_1 \sigma L_1 & R_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (13)$$

40

【0107】

この状態における固有周波数 ω_n と減衰率 ζ が、次のように求められる。

【0108】

【数14】

$$\omega_n = \sqrt{\left(\frac{R_{12}}{\sigma L_1} \right) \cdot \left(\frac{R_{12}}{\sigma L_1} - \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{V_{dc}}{\sigma L_1} K_p \right) + \omega_i^2} \quad (14)$$

【0109】

50

【数 1 5】

$$\zeta = \frac{2 \cdot \frac{R_{12}}{\sigma L_1} - \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_{dc}}{\sigma L_1} \cdot K_p}{2 \sqrt{\left(\frac{R_{12}}{\sigma L_1} \right) \cdot \left(\frac{R_{12}}{\sigma L_1} - \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_{dc}}{\sigma L_1} \cdot K_p \right) + \omega_i^2}} \quad (15)$$

【0 1 1 0】

前述と同様に、 $R_{12} / \sigma L_1 \ll \omega_i$ を仮定し、固有周波数 ω_n と減衰率 ζ を近似すると、次のような式が得られる。

10

【0 1 1 1】

【数 1 6】

$$\omega_n = \omega_i \quad (16)$$

【0 1 1 2】

【数 1 7】

$$\zeta = \frac{\frac{R_{12}}{\sigma L_1} - \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_{dc}}{\sigma L_1} \cdot K_p}{\omega_i} \quad (17)$$

20

【0 1 1 3】

以上から、比例ゲイン K_p によって、減衰率 ζ を操作することができることがわかる。

【0 1 1 4】

図 3 は、比例ゲイン K_p を 0 とした場合と、負の値をとった場合の q 軸出力電圧 V_q から q 軸電流 I_q までのボード線図の一例を示す図である。

【0 1 1 5】

図 3 から、比例ゲイン K_p を零から負として与えることにより、共振のピークが低く抑制されていく様子が確認できる。

【0 1 1 6】

30

以上は、誘導電動機 6 の特性の中で、1 次電流の抑制のみについて考慮している。実際には、2 次磁束の特性が干渉するのであるが、2 次磁束の応答は非常に遅いため、極低周波の領域のみが干渉される。よって、電流の共振点付近が干渉されることは実用上ないと言える。

【0 1 1 7】

実際、図 2 および図 3 に示すボード線図は、磁束の特性を考慮した完全な誘導電動機を想定するものである。

【0 1 1 8】

図 4 および図 5 は、本実施の形態の有効性を示すシミュレーションの一例を示す図である。

40

【0 1 1 9】

図 4 は、 d 軸電流の偏差を d q 軸座標系上での出力電圧の位相角へフィードバック補償しない場合のトルク指令値ステップ応答である。

【0 1 2 0】

図 4 に示すように、トルク指令値 T_m^* が急変するため、そこに含まれる電流共振周波数成分が、トルク電流やトルクの脈動となって現われている。

【0 1 2 1】

図 5 は、 d 軸電流の偏差を d q 軸出力電圧の位相角へフィードバック補償する場合のトルク指令値ステップ応答である。

【0 1 2 2】

50

図 5 に示すように、トルク電流やトルクの脈動が抑制されていることが確認できる。

【0123】

図 6 は、交流電車システムにおけるシミュレーションの一例を示す図である。

【0124】

交流電車では、単相コンバータ 2 の整流に起因して、直流リンク電圧 V_{dc} が電源周波数の 2 倍の周波数で脈動する。図 6 の例は、60 Hz 電源を想定したものであるため、直流リンク電圧 V_{dc} は 120 Hz で脈動している。この例では、インバータ 4 の出力周波数も 120 Hz 付近にある。電流の共振点は、通常インバータ 4 の出力周波数付近に存在する。

【0125】

よって、直流リンク電圧 V_{dc} の 120 Hz の脈動と電流の共振周波数とがほぼ一致するため、大きなトルク電流リップルやトルクリプルが発生している。また、誘導電動機 6 の相電流 I_u にも大きなビートが生じていることが確認できる。

10

【0126】

これらが、いわゆるビート現象である。 $t = 0.2$ [s] までは、 $K_p = 0$ として、フィードバック補償を無効化している。 $K_p = 0$ の領域に対し、 $K_p < 0$ とすることにより、トルク電流やトルクの脈動が抑制されていることが確認できる。

【0127】

以上により、電流の共振を抑制し、電流の安定化を図ることができる。また、トルクは、2 次磁束と 1 次電流との外積により決まる。そして、2 次磁束の応答は遅いため、電流を安定化することによって、トルクの安定化を図ることができる。

20

【0128】

上述したように、本実施の形態の電力変換装置では、d 軸電流指令値 I_d^* と d 軸電流値 I_d との偏差を演算し、この d 軸電流偏差を基に、d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量 $\Delta \theta_v$ を演算するようにしているので、電流の安定化を図ることが可能となり、トルク応答の高速化を期待することができる。

【0129】

その波及効果として、例えば電車への応用とする場合には、トルク応答が高速化されることで、車輪がレールに対して滑らずに制御を行なう空転抑制制御において、より小さな空転状態において補償を行なうことが可能となり、速度の向上や高加減速運転を実現することができる。

30

【0130】

また、交流電車においては、ビート現象であるトルク脈動を抑制することが可能となる。これにより、騒音の低減、機械系および電気系の故障率の低下を期待することができる。

【0131】

その結果、電車の乗客にとっては、乗り心地の改善効果が得られることになる。

【0132】

(第 2 の実施の形態：請求項 4、請求項 5 に対応)

図 7 は、本実施の形態による電力変換装置の構成例を示すブロック図であり、図 1 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0133】

なお、本実施の形態において、単相コンバータ 2 により制御される直流リンク電圧 V_{dc} が脈動をしているものとする。単相電源 1 であり、単相コンバータ 2 を用いて交直変換する場合には、電源周波数 F_{so} の 2 倍の周波数 $2F_{so}$ により直流リンク電圧 V_{dc} が脈動する。そして、前述したように、この直流リンク電圧 V_{dc} の脈動は、誘導電動機 6 の相電流 I_u 、 I_v のビートやトルク T_m の脈動となって現われる。

40

【0134】

図 2 において、直流電圧検出器 8 によって検出された直流リンク電圧 V_{dc} を、脈動正弦波抽出器 25 に入力する。

【0135】

脈動正弦波抽出器 25 では、直流リンク電圧 V_{dc} の脈動分の正弦波 ΔV_{dc} を抽出して出力

50

する。

【0136】

そして、この出力された正弦波 ΔV_{dc} を、振幅位相補償器 23 に入力してその振幅を K 倍し、さらに位相を P だけ補償する。この振幅および位相が補償された正弦波は、d 軸電流指令値 I_d^* への重畳量 ΔI_d^* となる。

【0137】

図 8 は、直流リンク電圧の脈動量 ΔV_{dc} と d 軸電流指令値への重畳量 ΔI_d^* との関係の一例を示す概念図である。

【0138】

図 8 では、脈動正弦波抽出器 25 により抽出された脈動の正弦波 ΔV_{dc} に対して、振幅が K 倍され、位相が P だけ遅れた補償の様子を示している。 10

【0139】

次に、以上のように構成した本実施の形態の電力変換装置の作用（電流あるいはトルクが安定化すること）について、図 9 およびを用いて説明する。

【0140】

直流リンク電圧 V_{dc} が脈動する条件下では、トルク T_m の脈動を抑制するためには、d q 軸座標系上での q 軸電流、すなわちトルク電流 I_q を一定に制御することが必要である。トルクは、1 次電流と 2 次磁束との外積で表わされる。

【0141】

ベクトル制御は、d 軸と 2 次磁束軸とを一致させて制御を行なうため、トルクは以下のよう 20
に表わすことができる。

【0142】

【数 18】

$$T_m = I_q \cdot \phi_{2d} \quad (18)$$

【0143】

このうち、2 次磁束の応答は比較的遅く、数百 ms 程度の時定数である。直流リンク電圧 V_{dc} の脈動が 100 Hz あるいは 120 Hz であるため、その 2 次磁束への影響は極く小さい。このため、トルク電流 I_q を一定に制御することにより、トルク脈動を抑制することができる。 30

【0144】

ここでは、直流リンク電圧 V_{dc} が脈動する条件下で、トルク電流 I_q を一定に制御する原理について示す。

【0145】

ベクトル制御と同様に、d q 軸回転座標系を導入する。ベクトル制御が施されるため、d 軸は、2 次磁束軸に一致するものとする。

【0146】

【数 19】

はじめに、直流リンク電圧 V_{dc} の脈動と d_q 軸出力電圧との関係を示す。図 9 は、d_q 軸座標系上における出力電圧ベクトル $\vec{V}$ と出力電圧基準ベクトル $\vec{V}^*$ 、出力電圧脈動ベクトル $\Delta \vec{V}$ との関係を示している。 40

$$\vec{V} = \vec{V}^* + \Delta \vec{V} \quad (19)$$

【0147】

【数 20】

1 パルスモードの場合、 d_q 軸座標系上での出力電圧の大きさ $|\vec{V}|$ は、直流リンク電圧 V_{dc} により一意に決まる。

$$\vec{V} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} e^{j\theta_v^*} \quad (20)$$

【0148】

【数21】

10

直流リンク電圧 V_{dc} が脈動しているものとし、その平均値を $\bar{V}_{dc}$ 、脈動量を ΔV_{dc} とすれば、出力電圧ベクトル $\vec{V}$ は、以下に表される。

$$\vec{V} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} (\bar{V}_{dc} + \Delta V_{dc}) e^{j\theta_v^*} \quad (21)$$

上式は、直流リンク電圧 V_{dc} の脈動により、 d_q 軸座標系上の出力電圧 $\vec{V} = (V_d, V_q)$ は、直流リンク電圧 V_{dc} に応じて、その大きさ $|\vec{V}|$ のみが変わることを示している。

20

【0149】

ここで、 d 軸から出力電圧までの位相角基準 θ_v^* は、トルク指令 T_m^* の大きさやロータ周波数 F_r 等に依存し、 $80 [deg]$ から $110 [deg]$ 付近の値をとる。

【0150】

$\theta_v^* = 90 [deg]$ の場合を例外として、直流リンク電圧の脈動 ΔV_{dc} は、 d 軸出力電圧 V_d 、 q 軸出力電圧 V_q の脈動 ΔV_d 、 ΔV_q となって現われる。

30

【0151】

ただし、その影響の度合いは、 d 軸から出力電圧までの位相角基準 θ_v^* 、すなわちトルク指令 T_m^* やロータ周波数 F_r といった状況に依存して変化することになる。

【0152】

以上により、直流リンク電圧 V_{dc} の脈動によって、 d 軸出力電圧 V_d と q 軸出力電圧 V_q が脈動することがわかる。

【0153】

次に、これら d 軸出力電圧 V_d 、 q 軸出力電圧 V_q の脈動の影響が、 d 軸電流 I_d 、 q 軸電流 I_q に与える影響について示す。

【0154】

40

図10は、2次磁束の特性を省いた d 軸電流 I_d 、 q 軸電流 I_q に関する特性の一例を示すブロック図である。

【0155】

前述のように、トルク T_m を一定に制御するためには、トルク電流 I_q を一定に制御することが不可欠である。

【0156】

図10から、 q 軸出力電圧 V_q 、 d 軸電流 I_d 、 q 軸電流 I_q との関係は、仮想的な q 軸電流基準を I_{q2} とすることにより、以下のように表わすことが可能である。

【0157】

【数22】

50

$$I_q = \frac{1}{s + \frac{R_{12}}{\sigma L_1}} I_{q2} \quad (22)$$

【0158】

【数23】

$$I_{q2} = \frac{1}{\sigma L_1} V_q - \omega I_d \quad (23)$$

10

【0159】

トルク電流 I_q は、仮想的なトルク電流基準 I_{q2} に対して、1次遅れの関係にある。これより、トルク電流 I_q を一定にするためには、仮想的なトルク電流基準 I_{q2} を一定にすることが不可欠である。一方、仮想的なトルク電流基準 I_{q2} は、q軸出力電圧 V_q とd軸電流 I_d との差により表わされる。

【0160】

前述のように、q軸出力電圧 V_q は、直流リンク電圧 V_{dc} の脈動によって、その脈動と同一の周波数により脈動する。このため、仮想的なトルク電流基準 I_{q2} を一定にするためには、d軸電流 I_d を直流リンク電圧 V_{dc} の脈動の周波数と同一の周波数により脈動させることが必要となる。

20

【0161】

以上により、直流リンク電圧 V_{dc} が脈動する条件下で、トルク T_m を一定に制御するためには、d軸電流 I_d を直流リンク電圧 V_{dc} の脈動周波数により脈動させることが不可欠であることになる。

【0162】

従って、d軸電流指令値 I_d^* は、直流リンク電圧 V_{dc} の脈動と同一の周波数の脈動分を重畳することによって、トルク T_m の脈動を抑制することが可能となる。

【0163】

上述したように、本実施の形態の電力変換装置では、前記第1の実施の形態の場合と同様の効果が得られるのに加えて、単相電源1出力を整流してインバータ4の直流側に直流を入力する単相コンバータ2の整流に起因する直流リンク電圧 V_{dc} の脈動の周波数と同一の周波数成分をd軸電流指令値 I_d^* に重畳するようにしているので、電流共振を抑制することができるため、電流およびトルクを安定化することが可能となる。

30

【0164】

また、直流リンク電圧 V_{dc} が脈動する条件下で、故意にd軸電流を脈動させるようにしているので、トルク電流およびトルクの脈動を完全に抑制することが可能となる。

【0165】

(第3の実施の形態：請求項6に対応)

図11は、本実施の形態による電力変換装置の構成例を示すブロック図であり、図1および図17と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

40

【0166】

図11において、電流検出器5により、誘導電動機6に流れる相電流 I_u , I_w を検出する。

【0167】

また、座標系変換器20により、電流検出器5によって検出された相電流 I_u , I_w を、dq軸座標系上でのd軸電流値 I_d , q軸電流値 I_q に変換する。

【0168】

一方、座標系変換器20からのq軸電流値 I_q と、前記q軸電流指令値 I_q^* との偏差であるq軸電流偏差をとり、このq軸電流偏差をq軸電流制御器22へ入力する。

50

【0169】

q 軸電流制御器 22 では、以下の (24) 式に示すような比例制御や、(25) 式に示すような比例積分制御を行なう。

【0170】

【数24】

$$\Delta\theta_v = K_p(I_q^* - I_q) \quad (24)$$

【0171】

【数25】

$$\Delta\theta_v = \frac{K_p s + K_i}{s}(I_q^* - I_q) \quad (25)$$

10

【0172】

以上により、q 軸電流制御器 22 からの出力は、d q 軸座標系上における出力電圧の位相角の補償量 $\Delta\theta_v$ となる。

【0173】

この q 軸電流制御器 22 からの出力である d q 軸座標系上での出力電圧の位相角補償量 $\Delta\theta_v$ を、前記 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角の基準値（位相角基準） θ_v^* と加算して、d q 軸座標系上における出力電圧の位相角 θ_v を得る。

20

【0174】

そして、この位相角 θ_v を、前記固定座標系 a 軸に対する回転座標系 d 軸までの位相角基準 θ_i^* と加算して、固定座標系上での出力電圧の位相角 θ_i を得る。

【0175】

さらに、ゲート制御器 17 は、この出力電圧の位相角 θ_i により、インバータ 4 のゲート信号を発生する。

【0176】

次に、以上のように構成した本実施の形態の電力変換装置の作用（d q 軸電流と誘導電動機 6 の発生トルクが安定化できる原理）について説明する。

【0177】

30

前記第 1 の実施の形態の場合と同様に、q 軸電流 I_q を d q 軸座標系上での出力電圧の位相角へフィードバックした場合の 1 次電流に関する特性方程式は、以下のような式で表わすことができる。

【0178】

【数26】

$$s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{-1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} R_{12} & -\omega_1 \sigma L_1 - \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} K_p \\ \omega_1 \sigma L_1 & R_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (26)$$

【0179】

40

系の固有周波数 ω_n と減衰率 ζ は、以下のように表わされる。

【0180】

【数27】

$$\omega_n = \sqrt{\left(\frac{R_{12}}{\sigma L_1}\right)^2 + \omega_1 \cdot \left(\omega_1 + \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_{dc}}{\sigma L_1} \cdot K_p\right)} \quad (27)$$

【0181】

【数28】

$$\zeta = \frac{2 \cdot \frac{R_{12}}{\sigma L_1}}{2 \sqrt{\left(\frac{R_{12}}{\sigma L_1}\right)^2 + \omega_i \cdot \left(\omega_i + \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_{dc}}{\sigma L_1} \cdot K_p\right)}} \quad (28)$$

【0182】

前述と同様に、 $R_{12} / \sigma L_1 \ll \omega_i$ を仮定し、固有周波数 ω_n と減衰率 ζ を近似すると、次のような式が得られる。

【0183】

10

【数29】

$$\omega_n = \sqrt{\omega_i \cdot \left(\omega_i + \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_{dc}}{\sigma L_1} \cdot K_p\right)} \quad (29)$$

【0184】

【数30】

$$\zeta = \frac{2 \cdot \frac{R_{12}}{\sigma L_1}}{2 \sqrt{\omega_i \cdot \left(\omega_i + \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_{dc}}{\sigma L_1} \cdot K_p\right)}} \quad (30)$$

20

【0185】

以上から、比例ゲイン K_p によって、固有周波数 ω_n を操作することができることがわかる。

【0186】

図12は、比例ゲイン K_p を0とした場合と、正の値と負の値をとった場合の q 軸出力電圧 V_q から q 軸電流 I_q までのボード線図の一例を示す図である。

【0187】

30

図12から、比例ゲイン K_p を正とすることによって共振周波数を上昇させ、比例ゲイン K_p を負とすることによって共振周波数を下降させることが可能であることがわかる。

【0188】

以上により、外乱が特定の周波数を持つ場合に、電流の共振周波数が外乱の周波数を避けるように制御することができる。このため、外乱の影響によって電流が不安定化する影響を抑制することができ、電流、すなわちトルクを安定化することができる。

【0189】

図13は、交流電車システムにおけるシミュレーションの一例を示す図である。

【0190】

交流電車では、単相コンバータ2の整流に起因して、直流リンク電圧 V_{dc} が電源周波数の2倍の周波数で脈動する。図13の例は、60Hz電源を想定したものであるため、直流リンク電圧 V_{dc} は120Hzで脈動している。この例では、インバータ4の出力周波数も120Hz付近にある。電流の共振点は、通常インバータ4の出力周波数付近に存在する。

40

【0191】

よって、直流リンク電圧 V_{dc} の120Hzの脈動と電流の共振周波数とがほぼ一致するため、大きなトルク電流リップルやトルクリプルが発生している。また、誘導電動機6の相電流 I_u にも大きなビートが生じていることが確認できる。

【0192】

これらが、いわゆるビート現象である。 $t = 0.2$ [s] 以上では、 q 軸電流フィードバ

50

ックの比例ゲイン K_p を正として与えている。これは、前述のように、共振周波数を上昇させる効果がある。

【0193】

これにより、直流リンク電圧 V_{dc} の 120 Hz の脈動と電流共振周波数とが離れるために、トルク電流リップルやトルクリプルが抑制されていることが確認できる。また、誘導電動機 6 の相電流のビートも抑制されていることが確認できる。

【0194】

上述したように、本実施の形態の電力変換装置では、 q 軸電流指令値 I_q^* と q 軸電流値 I_q との偏差を演算し、この q 軸電流偏差を基に d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量 $\Delta \theta_v$ を演算するようにしているので、電流共振の周波数を可変に制御できるため、外乱が特定の周波数を持つ場合に、その周波数を避けることで、電流およびトルクを安定化することが可能となる。

10

【0195】

その波及効果として、例えば電車への応用とする場合には、トルク応答が高速化されることで、車輪がレールに対して滑らずに制御を行なう空転抑制制御において、より小さな空転状態において補償を行なうことが可能となり、速度の向上や高加減速運転を実現することができる。

【0196】

また、交流電車においては、ビート現象であるトルク脈動を抑制することが可能となる。これにより、騒音の低減、機械系および電気系の故障率の低下を期待することができる。

20

【0197】

その結果、電車の乗客にとっては、乗り心地の改善効果が得られることになる。

【0198】

(第4の実施の形態：請求項7に対応)

本実施の形態による電力変換装置は、前記 q 軸電流値 I_q と q 軸電流指令値 I_q^* との偏差である q 軸電流偏差を q 軸電流制御器 22 へ入力し、 d q 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する部分に関しては、前記第3の実施の形態の場合と同様であり、 q 軸電流制御器 22 の補償法に関する部分のみが異なるものである。

【0199】

すなわち、前記第3の実施の形態においては、 q 軸電流偏差を d q 軸座標系上での出力電圧の位相角へフィードバックすることにより、電流の共振周波数を変化させることができる点について示したが、本実施の形態の電力変換装置においては、 q 軸電流制御器 22 中の比例ゲイン K_p に関して、例えば図 14 に示すような値を設定するものとする。

30

【0200】

図 14 は、例えば直流リンク電圧 V_{dc} が 100 Hz で脈動していると仮定した場合の図を示している。

【0201】

図 14 では、インバータ 4 の出力周波数 F_i が 100 [Hz] のやや手前 $100 - \alpha$ [Hz] ($\alpha > 0$) まで比例ゲイン K_p を 0 とし、インバータ 4 の出力周波数 F_i が $100 - \alpha$ [Hz] を超えた時点から比例ゲイン K_p を正とすることを示している。

40

【0202】

ここで、比例ゲイン $K_p = 0$ とすることは、何ら補償を行なわないことと等価である。

【0203】

【数 31】

$$\begin{cases} f_i < 100 - \alpha [\text{Hz}] & K_p = 0 \\ f_i > 100 - \alpha [\text{Hz}] & K_p > 0 \end{cases} \quad (31)$$

【0204】

以上により、インバータ 4 の出力周波数 F_i が $100 - \alpha$ [Hz] よりも低い領域では、

50

電流の共振周波数を操作せず、インバータ 4 の出力周波数が $100 - \alpha$ [Hz] よりも高い領域では、電流の共振周波数をより高くすることができる。

【0205】

電流の共振周波数は、前述のようにインバータ 4 の出力周波数 F_i とほぼ一致する。よって、直流リンク電圧 V_{dc} が 100 Hz で脈動するような条件下では、インバータ 4 の出力周波数 F_i が 100 Hz から離れるに従って、電流の不安定化は抑制される。

【0206】

従って、インバータ 4 の出力周波数 F_i が $100 - \alpha$ [Hz] まで何ら制御を行わず、電流の共振が問題となる領域において、比例ゲイン K_p を正に与えることにより、電流共振周波数と直流リンク電圧 V_{dc} の脈動周波数とが一致することを避け、電流を安定化することができる。

10

【0207】

上述したように、本実施の形態の電力変換装置では、直流リンク電圧 V_{dc} の脈動の周波数よりもインバータ 4 の出力周波数がある値以上低い場合には、 dq 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を零とするようにしているので、電流共振の周波数を可変に制御できるため、外乱が特定の周波数を持つ場合にはその周波数を避けることで、電流およびトルクを安定化することが可能となる。

【0208】

(第 5 の実施の形態：請求項 8 に対応)

本実施の形態による電力変換装置は、前記 q 軸電流値 I_q と q 軸電流指令値 I_q^* との偏差である q 軸電流偏差を q 軸電流制御器 22 へ入力し、 dq 軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量を演算する部分に関しては、前記第 3 の実施の形態の場合と同様であり、 q 軸電流制御器 22 の補償法に関する部分のみが異なるものである。

20

【0209】

すなわち、前記第 3 の実施の形態においては、 q 軸電流偏差を dq 軸座標系上での出力電圧の位相角へフィードバックすることにより、電流の共振周波数を変化させることができる点について示したが、本実施の形態の電力変換装置においては、 q 軸電流制御器 22 中の比例ゲイン K_p に関して、例えば図 15 に示すような値を設定するものとする。

【0210】

図 15 は、例えば直流リンク電圧 V_{dc} が 100 Hz で脈動していると仮定した場合の図を示している。

30

【0211】

図 15 では、インバータ 4 の出力周波数 F_i が 100 Hz まで比例ゲイン K_p を負とし、インバータ 4 の出力周波数 F_i が 100 Hz を超えた時点から比例ゲイン K_p を正とすることを示している。

【0212】

【数 32】

$$\begin{aligned} f_i < 100[\text{Hz}] \quad K_p < 0 \\ f_i \geq 100[\text{Hz}] \quad K_p > 0 \end{aligned} \quad (32)$$

40

【0213】

以上により、インバータ 4 の出力周波数 F_i が 100 Hz よりも低い領域では、電流の共振周波数をより低くし、インバータ 4 の出力周波数 F_i が 100 Hz よりも高い領域では、電流の共振周波数をより高くすることができる。

【0214】

電流の共振周波数は、前述のようにインバータ 4 の出力周波数 F_i とほぼ一致する。よって、直流リンク電圧 V_{dc} が 100 Hz で脈動するような条件下では、電流の共振周波数が 100 Hz から離れるに従って、電流の不安定化は抑制される。

【0215】

50

従って、インバータ4の出力周波数 F_i が100Hzとなる点を境にして、比例ゲイン K_p の正負を入れ替えることにより、電流共振周波数と直流リンク電圧 V_{dc} の脈動周波数とが一致することを避け、電流を安定化することができる。

【0216】

上述したように、本実施の形態の電力変換装置では、q軸電流偏差を比例ゲイン K_p 倍してdq軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量として演算し、単相コンバータ2の整流に起因して発生する直流リンク電圧 V_{dc} の脈動の周波数とインバータ4の出力周波数とがほぼ一致する付近で、比例ゲイン K_p を正または負に変化させるようにしているので、電流共振の周波数を可変に制御できるため、外乱が特定の周波数を持つ場合に、その周波数を避けることで、電流およびトルクを安定化することが可能となる。

10

【0217】

(第6の実施の形態：請求項9乃至請求項12に対応)

図16は、本実施の形態による電力変換装置の主要部の構成例を示すブロック図であり、図1と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0218】

図1の第1の実施の形態では、d軸電流値 I_d とd軸電流指令値 I_d^* との偏差であるd軸電流偏差をd軸電流制御器21へ直接に入力しているのに対して、本実施の形態では、図16に示すように、d軸電流値 I_d とd軸電流指令値 I_d^* との偏差であるd軸電流偏差を、フィルタ26によりフィルタ処理してd軸電流制御器21へ入力している点が異なる。

20

【0219】

すなわち、d軸電流指令値 I_d^* からd軸電流 I_d を差し引いてd軸電流偏差 dI_d を演算し、このd軸電流偏差 dI_d をフィルタ26へ入力する。

【0220】

そして、フィルタ26の出力 $dIdF$ をd軸電流制御器21へ入力し、その出力がdq軸座標系上での出力電圧の位相角への補償量 $\Delta\theta_v$ となる。

【0221】

ここで、フィルタ26は、直流分をカットするハイパス特性を有するものとしている。このハイパス特性を有するフィルタ26としては、例えば以下のような伝達関数を持つものとする。

30

【0222】

【数33】

$$dIdF = \frac{s}{s+g} dId \quad (33)$$

【0223】

ただし、 g はカットオフ周波数である。

【0224】

以上により、dq軸電流のフィードバックの影響が角電流値、磁束量、トルクといった状態量の直流分に対して影響を与えず、特定の脈動成分や過渡的な振動にのみ作用する。

40

【0225】

よって、定常特性に影響を与えずに、電流あるいはトルクの安定化を図ることができる。

【0226】

上述したように、本実施の形態の電力変換装置では、安定化したい周波数帯のみをフィードバックするようにしているので、他の周波数域の特性を変化させずに、電流を安定化することが可能となる。

【0227】

特に、この場合、直流分をカットしてフィードバックするようにしているので、定常状態での特性に何ら変化を与えずに、電流を安定化することが可能となる。

50

【0228】

(変形例1)

上記においては、フィルタ16として、直流分をカットするハイパス特性を有するものとしているのに対して、本例では、フィルタ16として、単相コンバータ2の整流に起因する直流リンク電圧 V_{dc} の脈動と同一の周波数成分付近のみを抽出するバンドパス特性を有するものとしている。

【0229】

バンドパス特性を有するフィルタ26としては、例えば以下のような伝達関数を持つものとする。

【0230】

10

【数34】

$$dIdF = \frac{F/Q^s}{s^2 + F/Q^s + F^2} dId \quad (34)$$

【0231】

ただし、 F は特性周波数、 Q はいわゆるバンドパスフィルタの Q 値である。

【0232】

ここで、例えば直流リンク電圧 V_{dc} が100Hzで脈動しているとする、以下のような設定を行なうものとする。

20

【0233】

【数35】

$$F = 100[\text{Hz}] \quad (35)$$

【0234】

以上により、 dq 軸電流のフィードバックは、直流リンク電圧 V_{dc} の脈動周波数成分のみに作用する。

【0235】

30

よって、他の特性に何ら影響を与えずに、直流リンク電圧 V_{dc} の脈動の影響のみを dq 軸電流フィードバックによって抑制することができる。

【0236】

上述したように、本電力変換装置でも、安定化したい周波数帯のみをフィードバックするようにしているので、他の周波数域の特性を変化させずに、電流を安定化することが可能となる。

【0237】

特に、この場合、直流リンク電圧 V_{dc} が脈動する場合に、その脈動と同一周波数域のみをフィードバックするようにしているので、他の周波数帯の特性に何ら変化を与えずに、直流リンク電圧 V_{dc} の脈動に起因したビート現象を抑制することが可能となる。

40

【0238】

(変形例2)

前述の(35)式では、バンドパスフィルタの特性周波数を、直流リンク電圧 V_{dc} 等の特定な外乱の周波数に設定することにより、特定外乱の影響を抑制しているのに対して、本例では、バンドパスフィルタの特性周波数をインバータ4の出力周波数付近の周波数に設定するものとしている。

【0239】

【数36】

$$F = F_i[\text{Hz}] \quad (36)$$

50

【0240】

以上により、バンドパスフィルタは、インバータ4の出力周波数 F_i [Hz] 付近の信号のみを抽出する。前述のように、電流共振数はインバータ4の出力周波数 F_i 付近であるため、特にこのインバータ4の出力周波数 F_i [Hz] が問題となる。

【0241】

よって、 dq 軸電流のフィードバックは電流共振周波数付近の周波数成分のみに作用するため、他の基本特性に影響を与えずに電流の安定化を図ることができる。

【0242】

上述したように、本電力変換装置でも、安定化したい周波数帯のみをフィードバックするようにしているので、他の周波数域の特性を変化させずに、電流を安定化することが可能となる。

10

【0243】

特に、この場合、電流不安定化の根元たるインバータ4の出力周波数帯のみをフィードバックするようにしているので、他の周波数帯の特性に何ら変化を与えずに、電流を安定化することが可能となる。

【0244】

(その他の実施の形態)

(a) 前記第1の実施の形態では、電動機の一例として、誘導電動機を駆動するシステムに本発明を適用する場合について説明したが、これに限らず、永久磁石電動機、同期電動機、リラクランス電動機等、他の電動機を駆動するシステムについても、本発明を同様に適用して前述の場合と同様な作用効果を得ることが可能であることは言うまでもない。

20

【0245】

(b) 前記第6の実施の形態では、本発明を d 軸電流偏差に対してフィルタ処理を行なう場合について説明したが、これに限らず、前記図11に示すような q 軸電流偏差に対してフィルタ処理を行なう場合についても、本発明を同様に適用して前述の場合と同様な作用効果を得ることが可能であることは言うまでもない。

【0246】

(c) 前記第1の実施の形態、または第3の実施の形態では、 d 軸電流と d 軸電流指令値とに基づいて、または q 軸電流と q 軸電流指令値とに基づいて、 dq 軸座標系上での出力電圧を制御する場合について説明したが、これに限らず、 d 軸電流および q 軸電流と、 d 軸電流指令値および q 軸電流指令値とに基づいて、 dq 軸座標系上での出力電圧を制御することも可能であることは言うまでもない。

30

【0247】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明の電力変換装置によれば、インバータのC V V F動作における電流を安定化し、トルクリプルを抑制することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明による電力変換装置の第1の実施の形態を示すブロック図。

【図2】 インバータ周波数100 [Hz] 時の q 軸出力電圧から q 軸電流までのボード線図。

40

【図3】 d 軸出力電圧の偏差を dq 軸出力電圧の位相角へフィードバックする場合の q 軸出力電圧から q 軸電流までのボード線図。

【図4】 d 軸電流偏差を dq 軸出力電圧の位相角へフィードバック補償しない場合のトルク指令値のステップ応答の一例を示す図。

【図5】 d 軸電流偏差を dq 軸座標系上での出力電圧の位相角へフィードバック補償する場合のトルク指令値のステップ応答の一例を示す図。

【図6】 直流リンク電圧が脈動する条件下で、 d 軸電流偏差を dq 軸出力電圧の位相角へフィードバック補償する場合の応答の一例を示す図。

【図7】 本発明による電力変換装置の第2の実施の形態を示すブロック図。

【図8】 直流リンク電圧の脈動量と、 d 軸電流指令値への重畳量との関係の一例を示す図

50

。

【図 9】 d q 軸座標系上における出力電圧と出力電圧基準、出力電圧脈動との関係を示す図。

【図 10】 誘導電動機の d q 軸電流に関する特性の一例を示すブロック図。

【図 11】 本発明による電力変換装置の第 3 の実施の形態を示すブロック図。

【図 12】 q 軸電流の偏差を d q 軸出力電圧の位相角へフィードバックする場合の q 軸出力電圧から q 軸電流までのボード線図。

【図 13】 直流リンク電圧が脈動する条件下で、 q 軸電流偏差を d q 軸出力電圧の位相角へフィードバック補償する場合の応答の一例を示す図。

【図 14】 本発明の第 4 の実施形態の電力変換装置を説明するための図。

10

【図 15】 本発明の第 5 の実施形態の電力変換装置を説明するための図。

【図 16】 本発明による電力変換装置の第 6 の実施の形態を示すブロック図。

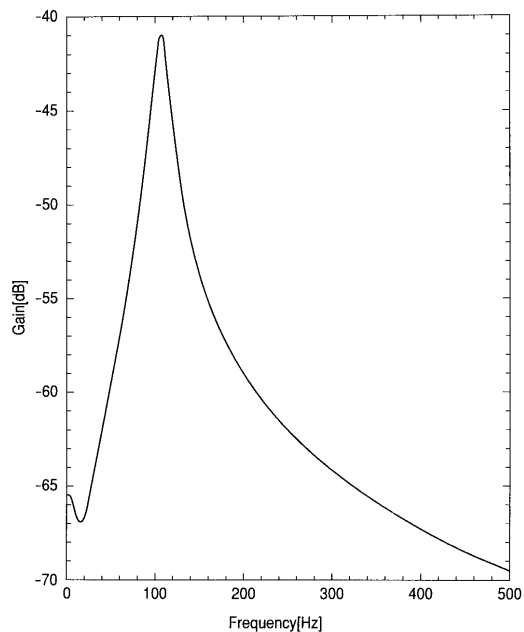
【図 17】 従来の 1 パルスベクトル制御を適用した電力変換装置の構成例を示すブロック図。

【図 18】 従来のビートレス制御を適用した電力変換装置の構成例を示すブロック図システム構成図。

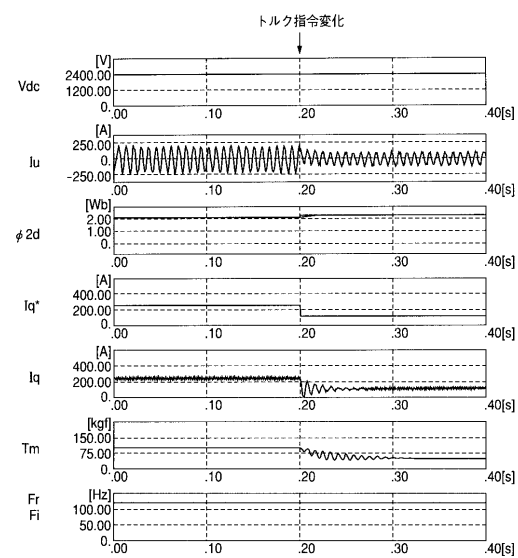
【符号の説明】

- | | |
|--------------------|----|
| 1 … 単相電源、 | |
| 2 … 単相コンバータ、 | |
| 3 … 直流コンデンサ、 | 20 |
| 4 … インバータ、 | |
| 5 … 電流検出器、 | |
| 6 … 誘導電動機、 | |
| 7 … 速度検出器、 | |
| 8 … 電圧検出器、 | |
| 9 … 磁束指令補正器、 | |
| 10 … 滑り周波数演算器、 | |
| 11 … 積分器、 | |
| 12 … d 軸電流指令演算部、 | |
| 13 … q 軸電流指令演算器、 | 30 |
| 14 … d 軸電圧指令演算器、 | |
| 15 … q 軸電圧指令演算器、 | |
| 16 … 座標系変換器、 | |
| 17 … ゲート制御器、 | |
| 19 … 変動量演算器、 | |
| 20 … 座標系変換器、 | |
| 21 … d 軸電流制御器、 | |
| 22 … q 軸電流制御器、 | |
| 23 … 振幅位相補償器、 | |
| 24 … 係数変換器、 | 40 |
| 25 … 脈動正弦波抽出器、 | |
| 26 … フィルタ、 | |
| 27 … フィルタ、 | |
| 28 … 平均値演算器、 | |
| 29 … 滑り周波数制御器。 | |

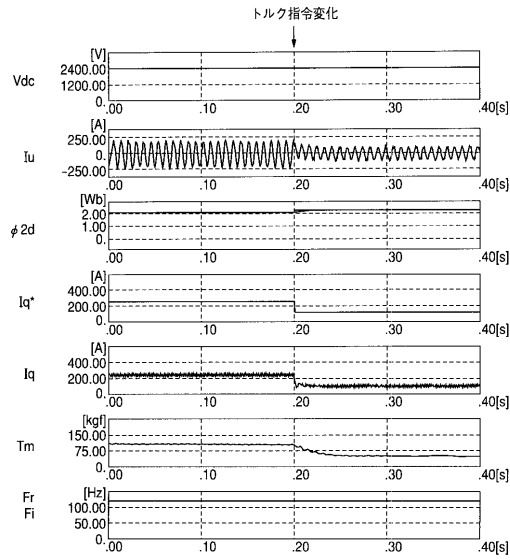
【図 2】



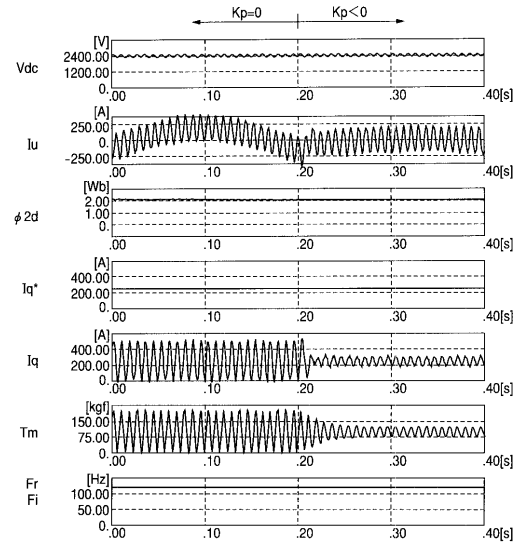
【図 4】



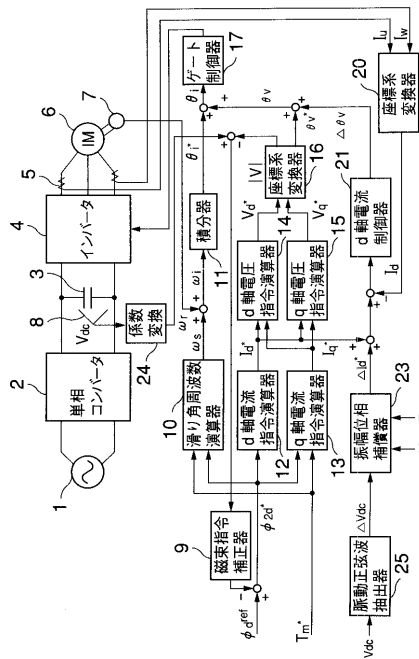
【図 5】



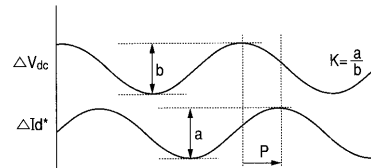
【図 6】



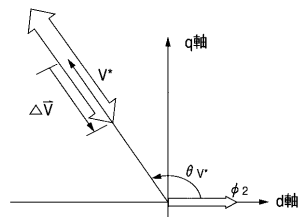
【図 7】



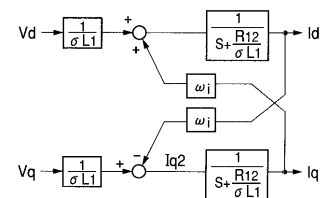
【図 8】



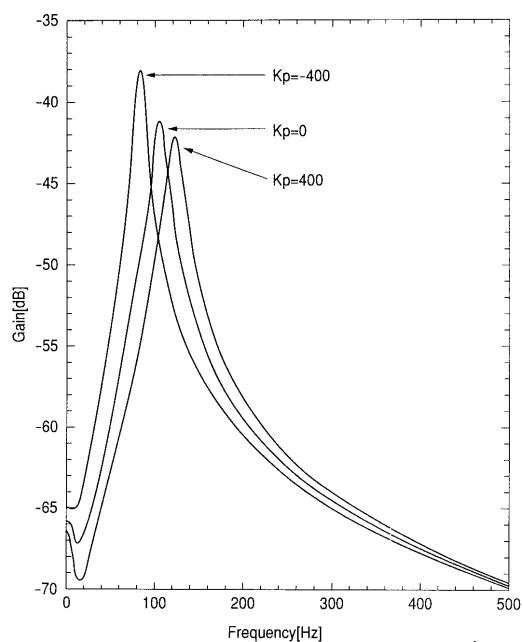
【図 9】



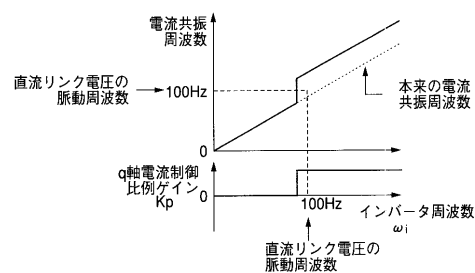
【図 10】



【图 1 2】



【 図 1 4 】



フロントページの続き

(74)代理人 100070437

弁理士 河井 将次

(72)発明者 結城 和明

東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝府中工場内

審査官 川端 修

(56)参考文献 特開平09-191697 (JP, A)

特開平09-182498 (JP, A)

特開平06-209579 (JP, A)

特開平05-292777 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H02P 21/00