

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-105393

(P2012-105393A)

(43) 公開日 平成24年5月31日(2012.5.31)

(51) Int.Cl.
H02M 7/48 (2007.01)F I
H02M 7/48テーマコード (参考)
5H007

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2010-249626 (P2010-249626)
(22) 出願日 平成22年11月8日 (2010.11.8)(71) 出願人 000006013
三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(74) 代理人 100073759
弁理士 大岩 増雄
(74) 代理人 100093562
弁理士 児玉 俊英
(74) 代理人 100088199
弁理士 竹中 孝生
(74) 代理人 100094916
弁理士 村上 啓吾
(72) 発明者 久野 雄也
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
菱電機株式会社内

最終頁に続く

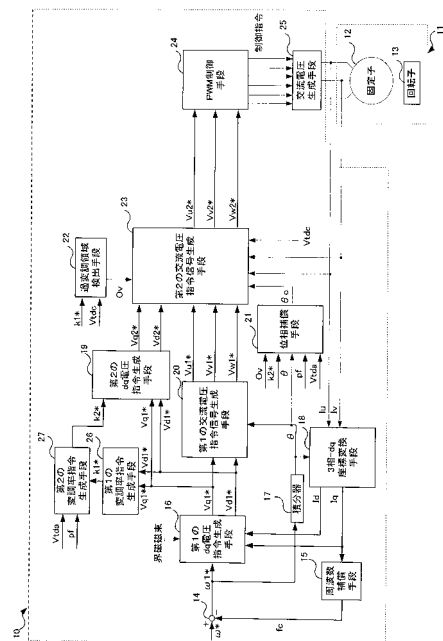
(54) 【発明の名称】 PWMインバータ装置

(57) 【要約】

【課題】 過変調領域でのパルス幅変調におけるデッドタイム誤差電圧の変動も加味してデッドタイム補償を行い、指令値通りの出力電圧を得るPWMインバータ装置を提供する。

【解決手段】 スwitchング素子の短絡防止用のデッドタイムによって発生するデッドタイム誤差電圧に基づいて第2の交流電圧指令信号を生成するデッドタイム補償手段を備え、上記デッドタイム補償手段は少なくとも、上記第2の交流電圧指令信号の振幅が上記搬送波信号の振幅よりも大きい過変調領域において、上記第2の交流電圧指令信号または上記第2の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさの割合を示す第2の変調率指令 k_2^* のうちの少なくとも1つと、上記第1の交流電圧指令信号の位相である第1の交流電圧位相とPWMインバータ装置10の出力電流の検出値または演算値の位相との間の差に応じて発生する上記デッドタイム誤差電圧に基づき上記第2の交流電圧指令信号を生成する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

制御指令に基づいてスイッチング素子をオンオフさせることにより、直流電圧を交流電圧に変換する P W M インバータ装置であって、

上記直流電圧で出力可能な上記交流電圧の基本波成分の大きさに対する第 1 の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさの割合を示す第 1 の変調率指令を生成する第 1 の変調率指令生成手段と、

上記第 1 の交流電圧指令信号の生成に用いる第 1 の位相を生成する第 1 の位相生成手段と、

上記第 1 の位相と上記スイッチング素子の短絡防止用のデッドタイムによって発生するデッドタイム誤差電圧に基づいて第 2 の交流電圧指令信号を生成するデッドタイム補償手段と、

上記第 2 の交流電圧指令信号と搬送波信号の比較に基づくパルス幅変調制御によって上記制御指令を生成する P W M 制御手段と、を備え、

上記デッドタイム補償手段は少なくとも、上記第 2 の交流電圧指令信号の振幅が上記搬送波信号の振幅よりも大きい過変調領域において、上記第 2 の交流電圧指令信号または上記第 2 の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさの割合を示す第 2 の変調率指令のうちの少なくとも 1 つと、上記第 2 の交流電圧指令信号の位相である第 2 の交流電圧位相と上記 P W M インバータ装置の出力電流の検出値または演算値の位相との間の差に応じて発生する上記デッドタイム誤差電圧に基づき上記第 2 の交流電圧指令信号を生成することを特徴とする P W M インバータ装置。

【請求項 2】

上記デッドタイム補償手段は、上記第 1 の変調率指令に対して上記デッドタイム誤差電圧を補償しない場合の上記 P W M インバータ装置の出力電圧の基本波成分の大きさと上記第 1 の変調率指令との関係を、上記デッドタイム誤差電圧に基づいて示す電圧応答特性から、上記 P W M インバータ装置の出力電圧の基本波成分の大きさが上記第 1 の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさに等しくなる第 2 の変調率指令を出力する第 2 の変調率指令生成手段を備え、

上記第 2 の変調率指令に基づき、上記第 2 の交流電圧指令信号を生成することを特徴とする請求項 1 に記載の P W M インバータ装置。

【請求項 3】

上記電圧応答特性において、上記 P W M インバータ装置の出力電圧の基本波成分の大きさが上記第 1 の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさと等しくなる上記第 2 の変調率指令が存在しない場合は、上記第 1 の変調率指令に応じて上記第 2 の変調率指令を選択することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の P W M インバータ装置。

【請求項 4】

上記デッドタイム補償手段は、デッドタイム補償量と該デッドタイム補償量を上記 P W M インバータ装置の上記出力電流の検出値または上記出力電流の演算値の何れかの極性に応じて上記第 1 の交流電圧指令信号に加算または減算したときの上記 P W M インバータ装置の出力電圧の基本波成分の大きさとの関係を、上記デッドタイム誤差電圧に基づいて示す補償量応答特性から、上記 P W M インバータ装置の出力電圧の基本波成分の大きさが上記第 1 の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさと等しくなる上記デッドタイム補償量を出力するデッドタイム補償量生成手段を備え、

上記第 2 の交流電圧指令信号生成手段は、上記 P W M インバータ装置の上記出力電流の検出値または上記出力電流の演算値の極性に応じて、上記デッドタイム補償量を上記第 1 の交流電圧指令信号に加算または減算したものにに基づき上記第 2 の交流電圧指令信号を生成することを特徴とする請求項 1 に記載の P W M インバータ装置。

【請求項 5】

上記デッドタイム補償量生成手段は、上記補償量応答特性において、上記 P W M インバータ装置の出力電圧の基本波成分の大きさが上記第 1 の交流電圧指令信号の基本波成分の

大きさと等しくなる上記デッドタイム補償量が存在しない場合は、上記第 1 の変調率指令に応じて上記デッドタイム補償量を選択して出力することを特徴とする請求項 4 に記載の PWM インバータ装置。

【請求項 6】

上記デッドタイム補償手段は、上記第 1 の位相に対して、上記デッドタイム誤差電圧によって生じる上記第 1 の交流電圧指令信号の位相に対する上記 PWM インバータ装置の出力電圧の位相のずれを補償したものを第 2 の位相として出力する位相補償手段を備え、

上記第 2 の位相に基づき、上記第 2 の交流電圧指令信号を生成することを特徴とする請求項 1 乃至 5 の何れか一項に記載の PWM インバータ装置。

【請求項 7】

上記デッドタイム補償手段は、上記第 2 の交流電圧指令信号の振幅が上記搬送波信号の振幅以下である正弦波変調領域と、上記第 2 の交流電圧指令信号の振幅が上記搬送波信号の振幅よりも大きい過変調領域とを判定する過変調領域検出手段を備え、

上記過変調領域検出手段において、上記正弦波変調領域と判定された場合は、上記デッドタイム補償量を上記搬送波信号の周期と上記デッドタイムの比により算出し、上記第 1 の交流電圧指令信号に、上記 PWM インバータ装置の出力電流の検出値または上記出力電流の演算値の何れかの極性に応じて上記デッドタイム補償量を加算または減算したものを上記第 2 の交流電圧指令信号とすることを特徴とする請求項 1 乃至 6 の何れか一項に記載の PWM インバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、パルス幅変調により直流電圧を交流電圧に変換する PWM インバータ装置に関し、より特定的には、交流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領域におけるパルス幅変調を行う PWM インバータ装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

スイッチング素子をオンオフさせることで直流電圧を交流電圧に変換する PWM インバータ装置では、スイッチング素子の短絡を防止するために、スイッチング素子のターンオフ時間を考慮してデッドタイムが挿入される。このデッドタイムによりインバータの電圧指令と出力電圧との間の誤差電圧（以下、デッドタイム誤差電圧という。）が発生するため、これを補償するデッドタイム補償を行うのが一般的である。

【0003】

ところで、交流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領域でパルス幅変調を行う場合、デッドタイム誤差電圧は搬送波周期に比例する振幅を持つ方形波状の電圧であるため、搬送波周期に比例してデッドタイム補償を行う PWM インバータ装置が特許文献 1 に開示されている。

【0004】

しかし、PWM インバータ装置の出力電圧の基本波成分の大きさを高める場合、例えば電動機を高速回転させる必要がある場合などには、交流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領域でパルス幅変調を行うことがある。過変調領域では、交流電圧指令信号の振幅が大きくなるにつれて平均的なスイッチング回数が減少していくため、デッドタイム誤差電圧の振幅の変動が生じる。このため、上記特許文献 1 のように単純に搬送波周期に比例したデッドタイム補償では適切な補償を行うことができない。

【0005】

特許文献 2 には、過変調領域でパルス幅変調を行う場合におけるインバータ出力電圧へのデッドタイム誤差電圧の影響の変化を抑制する技術が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

10

20

30

40

50

【特許文献1】特開2006-217776号公報

【特許文献2】特開2010-104151号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

上記特許文献2に開示された技術は、正弦波変調領域と過変調領域の切り替え、及び過変調領域におけるスイッチング回数減少によるデッドタイムの影響の変化を抑制するように交流電圧指令信号の振幅を補正し、インバータ出力電圧の変動を抑制している。

【0008】

しかし、上記特許文献2に開示された技術では、デッドタイム誤差電圧自体は補償されていないため、インバータ出力電圧はデッドタイム誤差電圧を含んだものとなり、適切なインバータ出力電圧が得られない。

【0009】

この発明の目的は、過変調領域でのパルス幅変調におけるデッドタイム誤差電圧の変動も加味してデッドタイム補償を行い、指令値通りの出力電圧を得るPWMインバータ装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

この発明に係るPWMインバータ装置は、制御指令に基づいてスイッチング素子をオンオフさせることにより、直流電圧を交流電圧に変換するPWMインバータ装置であって、上記直流電圧で出力可能な上記交流電圧の基本波成分の大きさに対する第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさの割合を示す第1の変調率指令を生成する第1の変調率指令生成手段と、上記第1の交流電圧指令信号の生成に用いる第1の位相を生成する第1の位相生成手段と、上記第1の位相と上記スイッチング素子の短絡防止用のデッドタイムによって発生するデッドタイム誤差電圧に基づいて第2の交流電圧指令信号を生成するデッドタイム補償手段と、上記第2の交流電圧指令信号と搬送波信号の比較に基づくパルス幅変調制御によって上記制御指令を生成するPWM制御手段と、を備え、

上記デッドタイム補償手段は少なくとも、上記第2の交流電圧指令信号の振幅が上記搬送波信号の振幅よりも大きい過変調領域において、上記第2の交流電圧指令信号または上記第2の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさの割合を示す第2の変調率指令のうちの少なくとも1つと、上記第2の交流電圧指令信号の位相である第2の交流電圧位相と上記PWMインバータ装置の出力電流の検出値または演算値の位相との間の差に応じて発生する上記デッドタイム誤差電圧に基づき上記第2の交流電圧指令信号を生成することを特徴とする。

【発明の効果】

【0011】

この発明に係るPWMインバータ装置は、過変調領域を使用する場合において生じるデッドタイム誤差電圧変化も加味して所望のPWMインバータ出力電圧が得られる交流電圧指令信号を生成する。これにより、過変調領域においても適切にデッドタイム補償を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】この発明の実施の形態1に係るPWMインバータ装置を含む同期電動機の制御系を示すブロック構成図である。

【図2】図1の交流電圧生成手段の内部を示す図である。

【図3】図1のPWM制御手段による制御指令の生成を示す図である。

【図4】この発明の実施の形態1に係るPWMインバータ装置の電圧応答特性を示す図である。

【図5】この発明の実施の形態1に係るPWMインバータ装置の位相補償手段の機能を説明する図である。

10

20

30

40

50

【図 6】この発明の実施の形態 1 に係る PWM インバータ装置により過変調領域で方形波型デッドタイム補償を行う際の同期電動機の制御系を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0013】

以下、添付の図面を参照して、この発明に係る PWM インバータ装置について好適な実施の形態を説明する。なお、各図において同一または相当する部分については、同一符号を付して説明し、指令を表す文字には＊を付することとする。また、以下の各実施の形態では、この PWM インバータ装置を同期電動機の磁極位置センサレス制御装置として使用した場合について説明する。

【0014】

実施の形態 1.

図 1 は、この発明の実施の形態 1 に係る PWM インバータ装置を同期電動機とともに示すブロック構成図である。

図 1 において、PWM インバータ装置 10 は、同期電動機 11 の駆動を制御する。同期電動機 11 は、固定子 12 および回転子 13 を有している。また、PWM インバータ装置 10 は、減算器 14、周波数補償手段 15、第 1 の d q 電圧指令生成手段 16、第 1 の位相生成手段である積分器 17、3 相－d q 座標変換手段 18、第 2 の d q 電圧指令生成手段 19、第 1 の交流電圧指令信号生成手段 20、位相補償手段 21、過変調領域検出手段 22、第 2 の交流電圧指令信号生成手段 23、PWM 制御手段 24、交流電圧生成手段 25、第 1 の変調率指令生成手段 26、第 2 の変調率指令生成手段 27 を備えている。なお、デッドタイム補償手段は、第 2 の d q 電圧指令生成手段 19、第 1 の交流電圧指令信号生成手段 20、位相補償手段 21、第 2 の交流電圧指令信号生成手段 23、第 2 の変調率指令生成手段 27 から構成される。

【0015】

PWM インバータ装置 10 は、上述したように、磁極位置センサレス制御装置であり、d－q 軸を知ることができない。そこで、制御側で設定した仮想 d－q 軸を用いて同期電動機 11 に通電し、回転子磁束と電機子反作用磁束との合計磁束を一定値に維持するとともに、この合計磁束を仮想 d 軸と合わせる磁束ベクトル制御を用いる。これにより、磁極位置を見失うことなく、電圧を制御することができる。

【0016】

減算器 14 は、周波数補償手段 15 から出力される周波数補償量 f_c を回転速度指令 ω^* から減算し、周波数補償後の回転速度指令 ω_1^* を出力する。

【0017】

周波数補償手段 15 は、3 相－d q 座標変換手段 18 からの q 軸電流 I_q に基づいて、回転速度指令 ω^* の周波数を補償する周波数補償量 f_c を算出して出力する。周波数補償量 f_c は、次式 (1) で表される。

【0018】

$$f_c = (k_{hp} f \times \omega_{hp} f) \times s / (s + \omega_{hp} f) \times I_q \cdots (1)$$

【0019】

なお、式 (1) で $k_{hp} f$ は周波数補償ゲイン、 $\omega_{hp} f$ はハイパスフィルタ通過周波数、 s はラプラス演算子を示している。

【0020】

第 1 の d q 電圧指令生成手段 16 は、入力される界磁磁束と、減算器 14 からの周波数補償後の回転速度指令 ω_1^* と、3 相－d q 座標変換手段 18 からの d 軸電流 I_d および q 軸電流 I_q とに基づいて、第 1 の d 軸電圧指令 V_{d1}^* および第 1 の q 軸電圧指令 V_{q1}^* を生成して出力する。なお、この実施の形態では、磁極位置センサレス制御アルゴリズムの 1 つである磁束ベクトル制御のアルゴリズムに基づいて第 1 の d q 電圧指令値 (第 1 の d 軸電圧指令 V_{d1}^* および第 1 の q 軸電圧指令 V_{q1}^*) を生成するが、他のアルゴリズムに基づいて第 1 の d q 電圧指令を算出してもよい。

【0021】

10

20

30

40

50

積分器 17 は、減算器 14 からの周波数補償後の回転速度指令 $\omega 1^*$ に基づいて、回転子 13 の位相（第 1 の位相） θ を算出し、この回転子 13 の位相 θ を出力する。具体的には、積分器 17 は、前回の回転子 13 の位相に、演算周期分の位相進みを加算して回転子 13 の位相 θ を算出する。なお、この位相進みは、演算周期に周波数補償後の回転速度指令 $\omega 1^*$ を乗算することによって得られる。

【0022】

3 相-d q 座標変換手段 18 は、積分器 17 からの回転子 13 の位相 θ に基づいて、同期電動機 11 の固定子 12 に流れる 3 相電流から d q 電流値（d 軸電流 I_d および q 軸電流 I_q ）を算出して出力する。なお、この実施の形態では、3 相電流のうち、U 相電流 I_u および V 相電流 I_v を検出し、これらの検出電流に基づいて d q 電流値を算出しているが、これに限定されず、検出する相電流は、3 相のうちどの 2 相であってもよい。3 相-d q 座標変換手段 18 で算出された d 軸電流 I_d および q 軸電流 I_q は、第 1 の d q 電圧指令生成手段 16 に用いられる。

【0023】

第 1 の変調率指令生成手段 26 は、第 1 の d q 電圧指令生成手段 16 から出力される第 1 の d q 電圧指令値から第 1 の変調率指令 $k 1^*$ を生成する。第 1 の変調率指令 $k 1^*$ は、 $V_d 1^*$ 、 $V_q 1^*$ の二乗和の平方根を PWM インバータ装置 10 の出力可能な交流電圧の基本波成分の大きさ、例えば PWM インバータの入力直流電圧で除算して算出する。

【0024】

第 2 の変調率指令生成手段 27 は、デッドタイム誤差電圧の振幅 V_{tda} 、力率（PWM インバータ装置 10 及び PWM インバータ装置 10 に接続される同期電動機 11 の間で授受される交流電力の力率） p_f 、第 1 の変調率指令 $k 1^*$ に基づいてデッドタイム誤差電圧を算出するデッドタイム誤差電圧算出手段を有する。

【0025】

力率 p_f は、上記第 2 の交流電圧指令信号の位相である第 2 の交流電圧位相と PWM インバータ装置 10 の出力電流の位相との間の差を表わすものの例であり、上記第 2 の交流電圧指令信号の位相である第 2 の交流電圧位相と PWM インバータ装置 10 の出力電流の位相との間の差の余弦で定義される。第 2 の変調率指令生成手段 27 は、デッドタイム誤差電圧算出手段により算出されるデッドタイム誤差電圧に基づき、第 1 の d q 電圧指令に等しい PWM インバータ装置 10 の出力電圧が得られる第 2 の変調率指令 $k 2^*$ を生成する。なお、第 2 の変調率指令生成手段 27 の詳細な機能については後述する。

【0026】

第 2 の d q 電圧指令生成手段 19 は、第 2 の変調率指令生成手段 27 から出力される第 2 の変調率指令 $k 2^*$ を第 1 の変調率指令 $k 1^*$ で除算した値を、 $V_d 1^*$ 、 $V_q 1^*$ にそれぞれ乗算し、その値を $V_d 2^*$ 、 $V_q 2^*$ とする。すなわち、 $V_d 2^*$ 、 $V_q 2^*$ は、第 1 の変調率指令の値を $k 1^*$ 、第 2 の変調率指令の値を $k 2^*$ として、それぞれ次式（2）、（3）で表せる。

【0027】

$$V_d 2^* = (k 2^* / k 1^*) \cdot V_d 1^* \cdots (2)$$

【0028】

$$V_q 2^* = (k 2^* / k 1^*) \cdot V_q 1^* \cdots (3)$$

【0029】

第 1 の交流電圧指令信号生成手段 20 は、第 1 の d q 電圧指令生成手段 16 からの第 1 の d 軸電圧指令 V_d^* および第 1 の q 軸電圧指令 V_q^* と、積分器 17 から出力される回転子位相 θ とに基づいて、第 1 の U 相電圧指令 $V_u 1^*$ 、第 1 の V 相電圧指令 $V_v 1^*$ および第 1 の W 相電圧指令 $V_w 1^*$ を生成して出力する。第 1 の U 相電圧指令 $V_u 1^*$ 、第 1 の V 相電圧指令 $V_v 1^*$ および第 1 の W 相電圧指令 $V_w 1^*$ は、それぞれ次式（4）～（6）で表される。

【0030】

$$V_u 1^* = (\sqrt{2} / \sqrt{3}) V_d 1^* \cdot \cos \theta - (\sqrt{2} / \sqrt{3}) V_q 1^* \cdot \sin \theta$$

・・・ (4)

【0031】

$$V_{v1}^* = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{d1}^* \cdot \cos(\theta + 240^\circ) - (\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{q1}^* \cdot \sin(\theta + 240^\circ) \quad \dots (5)$$

【0032】

$$V_{w1}^* = - (V_{u1}^* + V_{v1}^*) \quad \dots (6)$$

【0033】

位相補償手段21は、力率 p_f 、デッドタイム誤差電圧の振幅 V_{tda} 、第2の変調率指令生成手段27から出力される第2の変調率指令 k_2^* 、積分器17から出力される第1の位相 θ に基づき、デッドタイム誤差電圧の発生により生じる位相ずれを補償した第2の位相 θ_c を出力する。なお、位相補償手段21の詳細な機能については後述する。

10

【0034】

過変調領域検出手段22は、第1の交流電圧指令信号の振幅 V_{amp} と、正弦波変調領域で用いるデッドタイム補償量 V_{tdc} の和が、PWM制御手段24における搬送波信号の振幅以下の場合を正弦波変調領域、搬送波信号の振幅よりも大きい場合を過変調領域として検出し、過変調領域検出信号 O_v を生成して出力する。第1の交流電圧指令信号の振幅 V_{amp} は、第1の変調率指令 k_1^* にPWMインバータ装置10の出力可能な交流電圧の基本波成分の大きさ、例えばPWMインバータ装置10の入力直流電圧を乗算することで算出する。

【0035】

20

第2の交流電圧指令信号生成手段23は、過変調領域検出手段22からの過変調領域検出信号 O_v によって、正弦波変調領域であると判定されたときは、デッドタイム誤差電圧 V_{td} に基づくデッドタイム補償量 V_{tdc} をPWMインバータ装置10の出力電流（固定子12に流れる相電流）の極性に応じて、第1の交流電圧指令信号に加算または減算したものを第2の交流電圧指令信号（第2のU相電圧指令 V_{u2}^* 、第2のV相電圧指令 V_{v2}^* および第2のW相電圧指令 V_{w2}^* ）として出力する。なお、本実施の形態では固定子12に流れる相電流のうちW相電流 I_w は、U相電流 I_u 、V相電流 I_v 、W相電流 I_w の総和が0になる関係を利用して、U相電流 I_u 、V相電流 I_v から算出する。

【0036】

30

正弦波変調領域におけるデッドタイム誤差電圧は、PWMインバータ装置10の出力電流を I_p 、デッドタイム誤差電圧の振幅を V_{tda} とすると、次の式(7)～(9)のように表せる。この式(7)～(9)からわかるように、デッドタイム誤差電圧 V_{td} は、PWMインバータ装置10の出力電流 I_p の極性に依存する方形波電圧である。出力電流 I_p の位相 θ_{ip} は、例えば交流電圧信号の位相 θ_p と力率 p_f により次の式(10)のように定められる。

【0037】

$$V_{td} = V_{tda} \quad (I_p < 0) \quad \dots (7)$$

【0038】

$$V_{td} = 0 \quad (I_p = 0) \quad \dots (8)$$

【0039】

$$V_{td} = -V_{tda} \quad (I_p > 0) \quad \dots (9)$$

40

【0040】

$$\theta_{ip} = \theta_p - \arccos(p_f) \quad \dots (10)$$

【0041】

なお、デッドタイム誤差電圧の振幅 V_{tda} は、次の式(11)の通り、PWMインバータ装置10の入力直流電圧 E とPWM制御装置24で生成される搬送波周期 f 、デッドタイム t_d を用いて表せる。

【0042】

$$V_{tda} = E \cdot f \cdot t_d \quad \dots (11)$$

【0043】

50

デッドタイム補償量 V_{tdc} は式 (7) ~ (11) で表されるデッドタイム誤差電圧 V_{td} を打ち消すように第1の交流電圧指令信号に加算、または減算する。具体的には、 $V_{tdc} = V_{tda}$ として、 $I_p < 0$ のとき、第1の交流電圧指令信号に V_{tdc} を減算、 $I_p > 0$ のとき、第1の交流電圧指令信号に V_{tdc} を加算する。 $I_p = 0$ のときは第1の交流電圧指令信号に加算も減算も行わない。このようにデッドタイム補償量 V_{tdc} を第1の交流電圧指令信号に加算、または減算したものを第2の交流電圧指令信号として出力する。

【0044】

第2の交流電圧指令信号生成手段23は、過変調領域検出手段22からの過変調領域検出信号 O_v によって、過変調領域であると判定されたときは、第2の dq 電圧指令から第2の交流電圧指令信号を生成して出力する。具体的には、上述の式 (2) ~ (4) の V_{d1}^* 、 V_{q1}^* をそれぞれ V_{d2}^* 、 V_{q2}^* に、 θ を θ_c に置き換えた式で第2の交流電圧指令信号を生成して出力する。

【0045】

交流電圧生成手段25は、直流電圧とPWM制御手段24から出力される制御指令に基づいてスイッチング素子をオンオフさせることで3相交流電圧を出力し、同期電動機11の固定子12に通電する。

【0046】

図2は、交流電圧生成手段25の内部を示す図である。交流電圧生成手段25は、U相上下アーム（U相上側アーム、U相下側アーム）、V相上下アーム（V相上側アーム、V相下側アーム）、W相上下アーム（W相上側アーム、W相下側アーム）を有している。

【0047】

U相上側アームはスイッチング素子 Q_1 、ダイオード D_1 から成り、U相下側アームはスイッチング素子 Q_2 、ダイオード D_2 から成っている。また、V相上側アームはスイッチング素子 Q_3 、ダイオード D_3 から成り、V相下側アームはスイッチング素子 Q_4 、ダイオード D_4 から成っている。更に、W相上側アームはスイッチング素子 Q_5 、ダイオード D_5 から成り、W相下側アームはスイッチング素子 Q_6 、ダイオード D_6 から成っている。PWM制御手段24から生成される制御指令はスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ に入力され、スイッチング素子がオンオフされる。

【0048】

PWM制御手段24は、第2の交流電圧指令信号生成手段23から出力される第2の交流電圧指令信号と、PWM制御手段24の内部で生成される三角波状の搬送波との比較に基づくパルス幅変調制御により、制御指令を生成する。

【0049】

図3は、PWM制御手段24による一相分の制御指令の生成を示す図である。第2の交流電圧指令信号と搬送波信号を比較し、第2の交流電圧指令信号 $\geq$ 搬送波信号となる場合は、上側アームのスイッチング素子、例えばU相の場合は Q_1 をON、下側アームのスイッチング素子、例えばU相の場合は Q_2 をOFFする。また、第2の交流電圧指令信号 $<$ 搬送波信号の場合は、上側アームのスイッチング素子、例えばU相の場合は Q_1 をOFF、下側アームのスイッチング素子、例えばU相の場合は Q_2 をONする。

【0050】

なお、上下アーム（上側アーム、下側アーム）のスイッチング素子は直列接続されているため、スイッチングによる短絡を防止する必要がある。このため、上側アーム、下側アームともスイッチング素子がONとなるタイミングを所定の時間 t_d だけ遅らせる。この時間 t_d がデッドタイムである。

【0051】

続いて、第2の変調率指令生成手段27の詳細な機能処理の流れに沿って説明する。

第2の変調率指令生成手段27は、第1の変調率指令 k_1^* に対してデッドタイム誤差電圧 V_{td} を補償しない場合のPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさとの関係を示す電圧応答特性から、PWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分

10

20

30

40

50

の大きさが、第 1 の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさと等しくなる第 2 の変調率指令 k_2^* を生成する。

【0052】

第 1 の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさは、第 1 の変調率指令 k_1^* に、PWM インバータ装置 10 の出力可能な交流電圧の基本波成分の大きさ、例えば PWM インバータ装置 10 の入力直流電圧を乗算することで算出できる。

【0053】

次に、第 1 の変調率指令 k_1^* から第 2 の変調率指令 k_2^* を生成するために用いる電圧応答特性について説明する。図 4 は、電圧応答特性の図示例であり、あわせて第 1 の変調率指令 k_1^* と第 1 の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさの関係も図示している。

10

【0054】

第 1 の変調率指令 k_1^* と第 1 の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさは線形関係にあるが、PWM 制御手段 24 によってパルス幅変調を行うと、ある第 1 の変調率指令 k_1^* の値以上から過変調領域に入る。過変調領域では、第 1 の変調率指令 k_1^* と第 1 の交流電圧指令信号を PWM 制御手段 24 に入力したときの PWM インバータ装置 10 の基本波成分の大きさの関係が非線形となる。これに加え、過変調領域においては第 1 の変調率指令 k_1^* が大きくなるにつれて PWM のスイッチング回数が減少するため、デッドタイム誤差電圧の影響が小さくなる。そのため電圧応答特性も非線形となる。

【0055】

図 4 の V_{max} は、デッドタイム誤差電圧がない場合の PWM インバータ装置 10 の出力電圧の基本波成分の最大値を示している。 V_{com1} は、第 1 の変調率指令 k_1^* がある値 k_{com1} のときの第 1 の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさを示す。電圧応答特性から PWM インバータ装置 10 の出力電圧の基本波成分の大きさが V_{com1} となる第 2 の変調率指令 k_2^* を図 4 のように求めることができる。

20

【0056】

以上、図 4 を用いて電圧応答特性から第 2 の変調率指令 k_2^* が求められることを説明したが、第 2 の変調率指令 k_2^* を求める方法について数式等を用いて説明する。

【0057】

第 2 の変調率指令 k_2^* を求めるために設定する未知数 V_{pa} を用いて、次の式 (12) のように第 2 の交流電圧指令信号を仮定した交流電圧信号 V_p の式を立てる。 θ_p は、交流電圧信号 V_p の位相を示す。

30

【0058】

$$V_p = -(\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{pa} \cdot \sin \theta_p \cdots (12)$$

【0059】

なお、交流電圧信号 V_p が搬送波の取りうる値の範囲を逸脱する場合は、次のように交流電圧指令信号 V_p の値を定める。

【0060】

搬送波振幅の値を V_c とすると、交流電圧信号 V_p の値が V_c よりも大きい場合は、交流電圧信号 V_p の値を V_c とする。交流電圧信号 V_p の値が $-V_c$ よりも小さい場合は、交流電圧信号 V_p の値を $-V_c$ とする。

40

【0061】

以上のように設定される交流電圧信号 V_p に対して、デッドタイム誤差電圧 V_{td} を重畳したデッドタイム誤差電圧重畳後交流電圧を算出する。交流電圧信号 V_p の値が V_c 以下、かつ $-V_c$ 以上の場合、デッドタイム誤差電圧 V_{td} は、その振幅を V_{tda} とすると正弦波変調領域のときと同様に、式 (7) ~ (11) のように PWM インバータ装置 10 の各相の出力電流 I_p の極性に応じて場合分けして表せる。

【0062】

なお、過変調領域でパルス幅変調を行う場合に生じる、交流電圧信号 V_p が V_c または $-V_c$ に保持される区間については、パルス幅変調によるスイッチングが発生しないため、デッドタイムも生成されない。このため、この区間についてはデッドタイム誤差電圧 V

50

t_d が発生せず、式(7)～(11)に依らず $V_{td} = 0$ である。

【0063】

交流電圧信号 V_p が V_c または $-V_c$ に保持される区間は、式(12)中の未知数 V_{pa} の値に依存するため、 V_{td} も未知数である。

【0064】

デッドタイム誤差電圧重畳後交流電圧は、交流電圧信号 V_p に V_{td} を加算することで得られる。このデッドタイム誤差電圧重畳後交流電圧の基本波成分の大きさを抽出したものが、PWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさに相当する。基本波成分の大きさは、例えばフーリエ級数展開によって基本波成分の大きさに相当するフーリエ係数を求めることで抽出できる。

10

【0065】

以上のステップから、式(12)中の未知数 V_{pa} とPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさとの関係が求まる。この関係から、デッドタイム誤差電圧重畳後交流電圧の基本波成分の大きさが、図4の V_{com1} に等しくなる V_{pa} が求まる。

【0066】

この V_{pa} から第2の変調率指令 k_2^* を求めるには、 V_{pa} をPWMインバータ装置10の出力可能な交流電圧の基本波成分の大きさ、例えばPWMインバータ装置10の入力直流電圧で除算すればよい。以上のステップで第1の変調率指令 k_1^* から第2の変調率指令 k_2^* を演算によって求めることができる。

【0067】

演算負荷低減の観点からは、使用する範囲の第1の変調率指令 k_1^* と力率 p_f を引数として第2の変調率指令 k_2^* を求めることができるマップを演算装置内に用意することが考えられる。

20

【0068】

なお、第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさとPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさが等しくなる第2の変調率指令 k_2^* が存在しない場合には、例えば第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさに最も近くなる第2の変調率指令 k_2^* を選択することとする。

【0069】

続いて位相補償手段21の詳細な機能について説明する。この実施の形態において、正弦波変調領域におけるデッドタイム補償量を用いたデッドタイム補償は、デッドタイム誤差電圧による影響を位相も含めて補償できるため、正弦波変調領域においては、位相補償手段21は第1の位相 θ をそのまま第2の位相 θ_c として出力する。過変調領域におけるデッドタイム補償は、第1の変調率指令 k_1^* から第2の変調率指令 k_2^* を求めることで、PWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさのみを補償するため、デッドタイム誤差電圧による位相のずれが生じる。デッドタイム誤差電圧による位相のずれを補償するためには、位相補償手段21が必要となる。

30

【0070】

位相補償手段21は、過変調領域検出手段22で過変調領域と検出された場合は、第2の変調率指令生成手段27から出力される第2の変調率指令 k_2^* に基づいて生成される第2の dq 電圧指令と、デッドタイム誤差電圧の振幅 V_{tda} 、同期電動機11の力率 p_f を用いて、第2の変調率指令 k_2^* に基づいて第2の交流電圧指令信号が出力されたときのPWMインバータ装置10の出力電圧の位相と、第1の交流電圧指令信号の位相とのずれを補償する。

40

【0071】

PWMインバータ装置10のデッドタイム誤差電圧を含まないU相出力電圧 V_u は、 V_u が V_c 以下かつ $-V_c$ 以上の場合、次の式(13)のように表せる。

【0072】

$$V_u = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{d2}^* \cdot \cos \theta - (\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{q2}^* \cdot \sin \theta \quad \dots (13)$$

50

【0073】

V_u が V_c より大きい場合は $V_u = V_c$ 、 V_u が $-V_c$ より小さい場合は $V_u = -V_c$ とする。

【0074】

以上のように表されるU相出力電圧 V_u に対して、フーリエ級数展開などの手法により、その基本波成分の大きさを抽出したものを V_u_1 とする。

【0075】

次に、デッドタイム誤差電圧 V_{td} を、式(7)～(11)に基づき算出する。ただし、上述したように交流電圧信号 V_p が V_c または $-V_c$ に保持される区間については、パルス幅変調によるスイッチングが発生しないため、デッドタイムも生成されない。このため、この区間についてはデッドタイム誤差電圧 V_{td} が発生せず、式(7)～(11)に依らず $V_{td} = 0$ である。

10

【0076】

以上のように算出される V_{td} に対して、フーリエ級数展開などの手法により、その基本波成分の大きさを抽出したものを V_{td_1} とする。

【0077】

図5は、第1の交流電圧指令信号、デッドタイム誤差電圧を含まないPWMインバータ装置10の出力電圧、デッドタイム誤差電圧、デッドタイム誤差電圧を含むPWMインバータ装置10の出力電圧、PWMインバータ装置10の出力電流のそれぞれの基本波成分のベクトルの一例を示す図であり、それぞれの基本波成分のベクトルに対して符号51、52、53、54、55を付与している。図5中の円は、ベクトル51の大きさを半径とする。

20

【0078】

第2の変調率指令生成手段27により、第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさ(図5ではベクトル51の大きさに相当)と等しい大きさをもつベクトル54が得られているが、ベクトル54の向きは、図5のようにベクトル51に対して α だけずれていることがわかる。位相補償手段21では、このベクトルのずれを補償し、54のベクトルの向きを51のベクトルの向きに一致させる位相補償を行う。

【0079】

図5から、52、53、54の3つのベクトルは三角形を構成することがわかる。52、53、54のベクトルの大きさは既知であるため、 α を余弦定理により求めることができる。ベクトル52、53、54の大きさをそれぞれ a 、 b 、 c とすると、 α は次の式(14)のように算出できる。

30

【0080】

$$\alpha = \arccos \{ (a^2 + c^2 - b^2) / (2 \cdot a \cdot c) \} \cdots (14)$$

【0081】

この位相補償量 α を第1の位相 θ から減算することで、図5中でベクトル54の向きをベクトル51の向きに合わせることができる。位相補償手段21は、入力される第1の位相 θ に対して位相補償量 α を減算して第2の位相 θ_c を出力する。

【0082】

40

以上、代表的にPWMインバータ装置10のU相出力電圧 V_u を用いて位相補償手段21の機能の詳細について説明したが、各相(U相、V相、W相)の違いはPWMインバータ装置10の出力電圧の位相が異なるのみであり、各相でデッドタイム誤差電圧、PWMインバータ装置10の出力電圧の大きさの違いはないため、各相で三角形の形が変わることはない。そのため、どの相についても図5を用いて説明できる。従って、位相補償量 α は各相の違いを考慮する必要はない。

【0083】

なお、演算負荷低減の観点からは、PWMインバータ装置10のデッドタイム誤差電圧を含まない出力電圧の基本波成分の大きさの抽出は、式(13)が第2の変調率 k_2^* によって定められること、各相の違いは考慮する必要がないことから、第2の変調率指令 k

50

2 * を引数とするマップを演算装置内に用意して行うことが考えられる。

【0084】

同じく演算負荷低減の観点からは、デッドタイム誤差電圧 V_{td} の基本波成分の大きさの抽出は、デッドタイム誤差電圧 V_{td} がデッドタイム誤差電圧の振幅 V_{tda} と第2の変調率指令 k_2^* によって定められることから、デッドタイム誤差電圧の振幅 V_{tda} と第2の変調率指令 k_2^* を引数とするマップを演算装置内に用意して行うことが考えられる。

【0085】

同じく演算負荷低減の観点からは、位相補償量 α は、ベクトル 52、53、54 の大きさを引数とするマップ、あるいは式 (14) 右辺の $\arccos$ 内の値を引数とするマップを演算装置内に用意して求めることが考えられる。

10

【0086】

以上説明したように、この実施の形態1に係るPWMインバータ装置10では、過変調領域でパルス幅変調を行う際にもPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分を第1の交流電圧指令信号の基本波成分と等しくすることができる。

【0087】

なお、この実施の形態では第1の変調率指令 k_1^* から、第2の変調率指令生成手段27によりPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさに着目してデッドタイム補償を行えることを説明した。

【0088】

20

ところで、デッドタイム誤差電圧 V_{td} は上述したように正弦波変調領域では振幅 V_{tda} の方形波であるため、デッドタイム誤差電圧 V_{td} には高調波成分も含まれている。この実施の形態では、上述したように正弦波変調領域ではPWMインバータ装置10の出力電流の極性に依じて、デッドタイム補償量 V_{tdc} を加算または減算することでデッドタイム補償を行う。PWMインバータ装置10の出力電流の極性に依じて、デッドタイム補償量 V_{tdc} を加算または減算することでデッドタイム補償を行うことを、以下方形波型デッドタイム補償という。正弦波変調領域で方形波型デッドタイム補償を行う場合、方形波状のデッドタイム誤差電圧 V_{td} を打ち消すようにデッドタイム補償量 V_{tdc} を加算または減算するため、デッドタイム誤差電圧 V_{td} によるPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分への影響のみならず、デッドタイム誤差電圧 V_{td} の高調波成分の影響も除去することができる。

30

【0089】

この実施の形態においては、過変調領域ではデッドタイム補償量 V_{tdc} を用いたデッドタイム補償は行わず、デッドタイム誤差電圧 V_{td} によるPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさに着目してデッドタイム補償を行っているが、過変調領域においても方形波型デッドタイム補償を行うことにより、デッドタイム誤差電圧 V_{td} の高調波成分の影響も低減することができる。

【0090】

過変調領域では、第2の交流電圧指令信号が V_c より大きい、または $-V_c$ より小さくなる区間においては、パルス幅変調によるスイッチングが発生しないため、デッドタイムも発生しない。従って、この区間においてデッドタイム誤差電圧 V_{td} は0となる。

40

【0091】

また、過変調領域において第1の交流電圧指令信号に対してデッドタイム補償量 V_{tdc} を加算または減算した結果、第2の交流電圧指令信号が V_c より大きい、または $-V_c$ より小さくなることがある。この場合に発生する第2の交流電圧指令信号が V_c より大きい、または $-V_c$ より小さくなる区間においても、デッドタイム誤差電圧 V_{td} は0となる。

【0092】

正弦波変調領域においては、デッドタイム誤差電圧が一定であるため、一定のデッドタイム補償量を用いて方形波型デッドタイム補償を行えるが、過変調領域ではデッドタイム

50

誤差電圧が変化するため、一定のデッドタイム補償量を用いた方形波型デッドタイム補償が行えない。

【0093】

過変調領域で方形波型デッドタイム補償を行うために、この実施の形態を図1から図6のように変更する。図6では図1における第2の変調率指令生成手段27と第2のdq電圧指令生成手段19の代わりに、デッドタイム補償量生成手段60を備えている。デッドタイム補償量算出手段60は、デッドタイム誤差電圧の振幅 V_{tda} と力率 p_f から、PWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさが第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさに等しくなるデッドタイム補償量を算出する。

【0094】

次に、デッドタイム補償量生成手段60の詳細な機能について説明する。第2の交流電圧指令信号を仮定した交流電圧信号 V_p は、次の式(15)～(17)のように表せる。式(15)～(17)では代表的にU相の場合について表している。 V_{tdc} は求めるべきデッドタイム補償量であり、未知数である。

【0095】

$$V_p = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{d1}^* \cdot \cos \theta - (\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{q1}^* \cdot \sin \theta - V_{tdc} \quad (I_p < 0) \dots (15)$$

【0096】

$$V_p = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{d1}^* \cdot \cos \theta - (\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{q1}^* \cdot \sin \theta + V_{tdc} \quad (I_p > 0) \dots (16)$$

【0097】

$$V_p = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{d1}^* \cdot \cos \theta - (\sqrt{2}/\sqrt{3}) V_{q1}^* \cdot \sin \theta \quad (I_p = 0) \dots (17)$$

【0098】

なお、 V_p が V_c よりも大きい、または $-V_c$ よりも小さい場合はそれぞれ $V_p = V_c$ 、 $V_p = -V_c$ とする。

【0099】

上記のように設定される交流電圧信号 V_p に対して、デッドタイム誤差電圧 V_{td} を加算することにより、デッドタイム誤差電圧重畳後交流電圧を算出する。デッドタイム誤差電圧 V_{td} は式(7)～(11)に基づき算出されるが、上記のように設定される交流電圧 V_p が V_c よりも大きい、または $-V_c$ よりも小さい区間では0とする。

【0100】

上記のように設定されるデッドタイム誤差電圧重畳後交流電圧に対して、その基本波成分を抽出する。基本波成分は、例えばフーリエ級数展開によって基本波成分に相当するフーリエ係数を求めることで抽出できる。これにより、デッドタイム誤差電圧重畳後交流電圧の基本波成分を抽出後、デッドタイム誤差電圧重畳後の基本波成分の大きさが、第1の交流電圧指令信号の基本波成分と等しくなるようなデッドタイム補償量 V_{tdc} を求めることができる。このデッドタイム補償量とPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさとの関係が補償量応答特性である。

【0101】

なお、演算負荷低減の観点からは、デッドタイム補償量 V_{tdc} の生成を、第1の変調率指令 k_1^* と力率 p_f を引数とするマップを演算装置内に用意することにより行うことが考えられる。

【0102】

以上、デッドタイム補償量生成手段60の詳細な機能について、U相の場合を考えて説明したが、各相の違いは位相の違いのみであり、他の相で考える場合も同様の方法でデッドタイム補償量が生成できる。

【0103】

第2の交流電圧指令信号生成手段23は、過変調領域検出手段22によって過変調領域であると検出された場合は、デッドタイム補償量生成手段60によって生成されたデッド

10

20

30

40

50

タイム補償量を、正弦波変調領域であると検出された場合は、式(10)により定められるデッドタイム補償量を、PWMインバータ装置10の出力電流の極性に応じて、第1の交流電圧指令信号に加算または減算することにより第2の交流電圧指令信号を生成する。

【0104】

次に、過変調領域で方形波型デッドタイム補償を行う際の、位相補償手段21の詳細な機能について説明する。デッドタイム誤差電圧を含まないPWMインバータ装置10の出力電圧は、式(15)～(17)にデッドタイム補償量生成手段60から出力されるデッドタイム補償量 V_{tdc} を代入することで算出できる。ただし、 V_p が V_c よりも大きい場合は $V_p = V_c$ 、 $-V_c$ よりも小さい場合は $V_p = -V_c$ として V_p を算出する。このようにして得られたデッドタイム誤差電圧を含まないPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分を抽出する。基本波成分の抽出には、例えばフーリエ級数展開を用いる。

10

【0105】

次に、デッドタイム誤差電圧 V_{td} を算出する。デッドタイム誤差電圧 V_{td} は、式(7)～(11)に基づき算出されるが、上記のように設定される交流電圧 V_p が V_c よりも大きい、または $-V_c$ よりも小さい区間では0とする。このようにして得られたデッドタイム誤差電圧 V_{td} の基本波成分を抽出する。基本波成分の抽出には、例えばフーリエ級数展開を用いる。

【0106】

以上のステップで得られたデッドタイム誤差電圧を含まないPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさと、デッドタイム誤差電圧の基本波成分の大きさを利用して、位相補償量 α を求める。位相補償量 α は式(14)に基づいて算出し、第1の位相 θ から位相補償量 α を減算したものを第2の位相 θ_c として出力する。

20

【0107】

なお、演算負荷低減の観点からは、式(15)～(17)が第1の変調率指令 k_1^* とデッドタイム補償量 V_{tdc} 、力率 p_f によって定められること、各相の違いは考慮する必要がないことから、PWMインバータ装置10のデッドタイム誤差電圧を含まない出力電圧の基本波成分の大きさの抽出は、第1の変調率指令 k_1^* 、デッドタイム補償量 V_{tdc} 、力率 p_f を引数とするマップを演算装置内に用意して行うことが考えられる。

【0108】

同じく演算負荷低減の観点からは、デッドタイム誤差電圧 V_{td} がデッドタイム誤差電圧の振幅 V_{tda} 、第1の変調率指令 k_1^* 、力率 p_f によって定められることから、デッドタイム誤差電圧 V_{td} の基本波成分の大きさの抽出は、デッドタイム誤差電圧の振幅 V_{tda} 、第1の変調率指令 k_1^* 、力率 p_f を引数とするマップを演算装置内に用意して行うことが考えられる。

30

【0109】

同じく演算負荷低減の観点からは、位相補償量 α は、ベクトル52、53、54の大きさを引数とするマップ、あるいは式(14)右辺の $\arccos$ 内の値を引数とするマップを演算装置内に用意して求めることが考えられる。

【0110】

なお、PWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさが、第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさに等しくなるデッドタイム補償量 V_{tdc} が存在しない場合は、例えばPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさが、第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさに最も近くなるデッドタイム補償量 V_{tdc} を選択して出力することとする。

40

【0111】

以上のように、実施の形態1に係るPWMインバータ装置10によれば、デッドタイム補償手段は、過変調領域でパルス幅変調を行う際に、第2の交流電圧指令信号とデッドタイム誤差電圧を仮定し、第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさとPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさが等しくなる第2の交流電圧指令信号を生成する。あるいは、第2の交流電圧指令信号とデッドタイム誤差電圧、デッドタイム補償量

50

を仮定し、PWMインバータ装置10の出力電圧の大きさが第1の交流電圧指令信号の基本波成分と等しくなるデッドタイム補償量を生成し、このデッドタイム補償量に基づいて第2の交流電圧指令信号を生成する。そのため、過変調領域において第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさとPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさの関係が非線形になること、及びスイッチング素子の短絡を防止するためのデッドタイムによる誤差電圧の大きさが変化することにより、第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさとPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさのずれが第2の交流電圧指令信号によって変化する場合であっても、第1の交流電圧指令信号の基本波成分の大きさに等しいPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさを得ることができる。

10

【0112】

さらに、実施の形態1に係るPWMインバータ装置10によれば、位相補償手段21は、PWMインバータ装置10のデッドタイム誤差電圧を含まない出力電圧と、デッドタイム誤差電圧のそれぞれの基本波成分の大きさを用いて、位相補償量を算出し、これを第1の位相から減算することで第2の位相を生成する。そのため、デッドタイム誤差電圧によって生じるPWMインバータ装置10の出力電圧の位相と第1の交流電圧指令信号の位相とのずれを補償することができる。

【0113】

なお、上記実施の形態では、PWMインバータ装置10が、磁極位置センサレス制御装置である場合について説明したが、磁極位置検出センサを用いる制御装置であってもよい。磁極位置を検出する磁極位置検出センサを用いることにより、図1に示した積分器17が不要となり、微分器を用いることにより、同期電動機11の実回転速度を算出することができる。また、この実回転速度をフィードバックさせることにより、電動機回転速度の閉ループ制御を実行することができる。

20

【0114】

また、上記実施の形態では、d-q座標系によるベクトル制御を実行する構成を示したが、d-q座標系を用いずに、交流電圧そのものを制御する構成であってもよい。この場合には、第1のd-q電圧指令生成手段16、第2のd-q電圧指令生成手段19が不要となる。

【0115】

また、上記実施の形態では、交流の相数を3としたが、交流の相数はこれに限定されない。

30

【0116】

また、上記実施の形態では、第2の交流電圧指令信号の位相と、PWMインバータ装置10の出力電流の位相との差を表すものとして力率を用いたが、力率は演算により算出して用いてもよいし、あらかじめ測定しておいた値を用いても良い。また、より直接的には第2の交流電圧指令信号の位相とPWMインバータ出力電流の位相との差を算出してもよい。

【0117】

また、上記実施の形態では、各相の交流電圧指令を正弦波で表していたが、正弦波に3次高調波を重畳した波形など、正弦波でない交流電圧指令を用いてもよい。

40

【0118】

また、上記実施の形態では、電圧応答特性を演算により得ていたが、あらかじめ第1の変調率指令とデッドタイム誤差電圧を補償しない場合のPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさととの関係を測定などにより求めておくことによっても電圧応答特性を得ることができる。

【0119】

また、上記実施の形態では、デッドタイム補償量応答特性を演算により得ていたが、あらかじめ、デッドタイム補償量と、デッドタイム補償量をPWMインバータ装置10の上記出力電流の検出値または上記出力電流の演算値の何れかの極性に応じて上記第1の交流

50

電圧指令信号に加算または減算したときの上記PWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分の大きさとの関係を、測定などにより求めておくことによってもデッドタイム補償量応答特性を得ることができる。

【0120】

また、上記実施の形態では過変調領域検出手段22により、正弦波変調領域と過変調領域とでデッドタイム補償の方法を切り替えていたが、過変調領域検出手段22を用いずに、正弦波変調領域でも上記実施の形態で示した、過変調領域におけるデッドタイム補償の方法を実施可能である。なお、上記実施の形態で示した過変調領域における方形波型デッドタイム補償を、正弦波領域でも実施する場合、生成されるデッドタイム補償量は上記実施の形態で示した正弦波変調領域におけるデッドタイム補償に用いるデッドタイム補償量と等しくなるため、等価なデッドタイム補償が行われる。

10

【0121】

この発明の範囲は、上記で説明した実施の形態に限定されず、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及び範囲内での全ての変更が含まれることが意図される。

【符号の説明】

【0122】

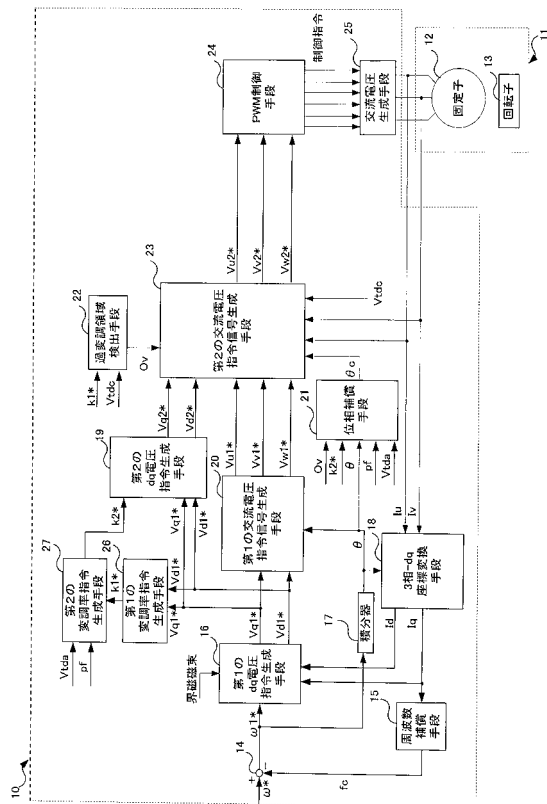
- 10 PWMインバータ装置
- 11 同期電動機
- 12 同期電動機固定子
- 13 同期電動機回転子
- 14 減算器
- 15 周波数補償手段
- 16 第1のdq電圧指令生成手段
- 17 積分器
- 18 3相-dq座標変換手段
- 19 第2のdq電圧指令生成手段
- 20 第1の交流電圧指令信号生成手段
- 21 位相補償手段
- 22 過変調領域検出手段
- 23 第2の交流電圧指令信号生成手段
- 24 PWM制御手段
- 25 交流電圧生成手段
- 26 第1の変調率指令生成手段
- 27 第2の変調率指令生成手段
- 51 第1の交流電圧指令信号の基本波成分を表すベクトル
- 52 デッドタイム誤差電圧を含まないPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分を表すベクトル
- 53 デッドタイム誤差電圧の基本波成分を表すベクトル
- 54 デッドタイム誤差電圧を含むPWMインバータ装置10の出力電圧の基本波成分を表すベクトル
- 55 PWMインバータ装置10の出力電流の基本波成分を表すベクトル
- 60 デッドタイム補償量生成手段

20

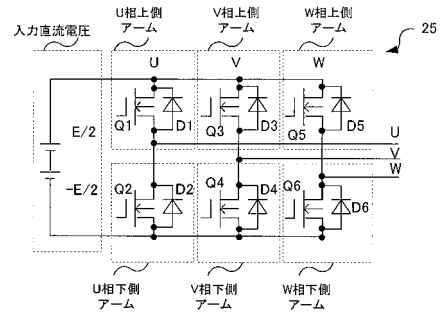
30

40

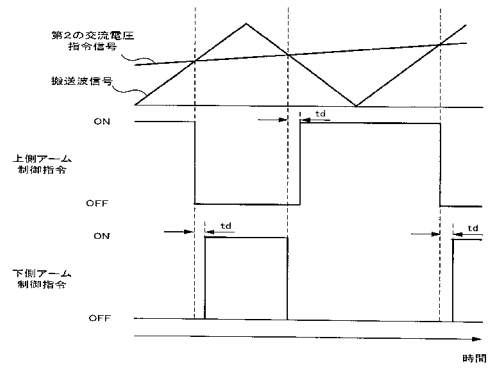
【図 1】



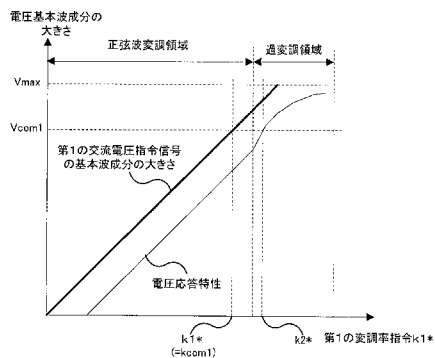
【図 2】



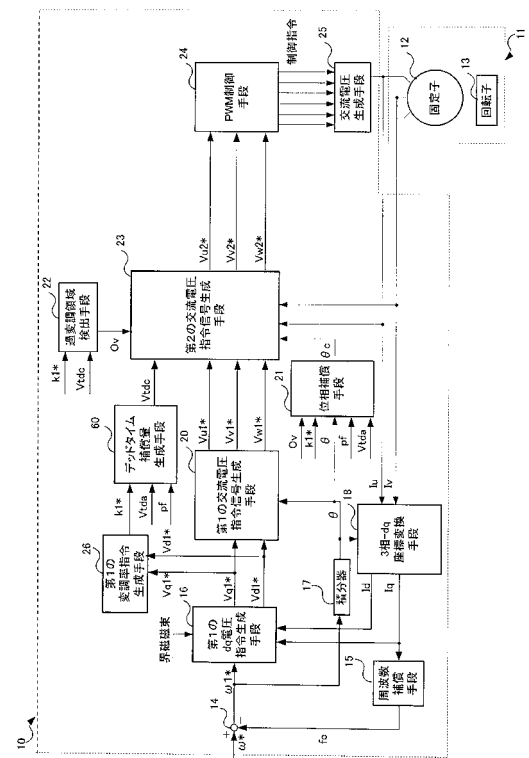
【図 3】



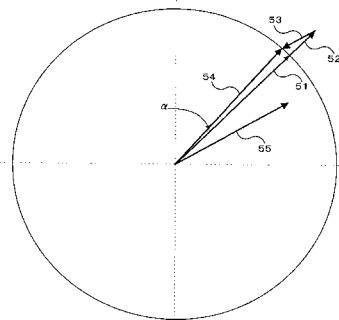
【図 4】



【図 6】



【図 5】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H007 AA07 BB06 CA02 CB02 CB05 CC23 DA06 DB02 DC02 DC04
DC05 EA02