

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

三相交流電源に接続される複数のダイオード、これらダイオードに並列接続される複数のスイッチ素子を有し、前記交流電源をスイッチングにより直流変換および昇圧するコンバータと、

前記コンバータの直流電圧が目標値となるよう、かつ前記コンバータへの入力電流がそれぞれ正弦波となるよう、前記コンバータのスイッチングを正弦波変調するとともに、この正弦波変調が過変調の状態となる前記コンバータの運転領域において前記コンバータへの入力電流の歪みが最小となるように前記目標値を制御する制御部と、

を備えることを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 2】

前記制御部は、

前記目標値に応じて電圧レベルが変化する正弦波状のデューティ指令値を所定周期のキャリア信号で正弦波変調することにより、前記コンバータに対するスイッチング用の駆動信号を生成し、

前記正弦波変調が過変調の状態となる前記コンバータの運転領域において、前記交流電源の各相電圧が平衡状態にある場合は前記入力電流の歪みが最小値に収まるよう前記目標値を無負荷直流電圧の所定倍を上限として所定値ずつ増減し、前記交流電源の各相電圧が平衡状態にない場合は前記入力電流の歪みが設定値となるよう前記目標値を所定値ずつ増減する、

20

ことを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記コンバータが出力する直流電圧を所定周波数の交流電圧に変換しそれをモータの駆動電力として出力するインバータ、

をさらに備え、

前記制御部は、

前記正弦波変調が過変調の状態となる前記コンバータの運転領域において、かつ前記モータの速度が一定の状態を保っていることを条件に、前記交流電源 1 の各相電圧が平衡状態にあるか否かを判定する。

ことを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の電力変換装置。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、三相交流電源の電圧を直流変換および昇圧するコンバータを備えた電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

三相交流電源の電圧をコンバータ（PWMコンバータ）で直流変換および昇圧し、その直流電圧をインバータで所定周波数の交流電圧に変換し、その交流電圧をモータ等の負荷の駆動電力として出力する電力変換装置が知られている。

40

【0003】

この電力変換装置は、電源電圧の位相（零クロス点）、コンバータの直流電圧、コンバータへの入力電流をそれぞれ検出し、コンバータが出力する直流電圧が目標値となるよう、かつコンバータへの入力電流が正弦波となるよう（高調波を抑制できるよう）、コンバータのスイッチングを正弦波変調する。すなわち、このコンバータ駆動用の正弦波変調では、上記目標値に応じて電圧レベルが変化する正弦波状のデューティ指令値を所定周波数の三角波状のキャリア信号でパルス幅変調（PWM変調；電圧比較）することにより、上記目標値に応じてパルス幅（オン，オフデューティ）が定まるスイッチング用の駆動信号を生成する。

【0004】

50

さらに、上記電力変換装置は、負荷であるモータの速度がその運転に必要な目標速度となるよう、インバータをスイッチングする。

【0005】

コンバータ駆動用の正弦波変調では、コンバータの直流電圧が非スイッチングによる無負荷時直流電圧の2/3倍（約1.15倍）以下のとき、デューティ指令値がキャリア信号の電圧レベルを超える過変調の状態となる。この過変調の状態とすることで、コンバータのスイッチングによる電力ロスを低減することができる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2018-88741号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

コンバータ駆動用の正弦波変調が過変調の状態にあるとき、コンバータへの入力電流に歪みが生じる。この歪みは、高調波となり、電源側に伝わり、他の機器の運転に悪影響を与える。

【0008】

本実施形態の目的は、過変調により生じる入力電流の歪みを低減できる電力変換装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0009】

請求項1の電力変換装置は、コンバータおよび制御部を備える。コンバータは、交流電源に接続される複数のダイオード、これらダイオードに並列接続される複数のスイッチ素子を有し、前記交流電源の電圧をスイッチングにより直流変換および昇圧する。前記制御部は、前記コンバータが出力する直流電圧が目標値となるよう、かつ前記コンバータへの入力電流がそれぞれ正弦波となるよう、前記コンバータのスイッチングを正弦波変調するとともに、この正弦波変調が過変調の状態となる前記コンバータの運転領域において前記コンバータへの入力電流の歪みが最小となるように前記目標値を制御する。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】一実施形態の構成を示すブロック図。

【図2】一実施形態における正弦波変調部の具体的な構成を示す図。

【図3】一実施形態におけるPWMコンバータに対する正弦波変調を示す図。

【図4】一実施形態において3相交流電源の各相電圧が平衡状態にあるときの入力電流の歪みとコンバータの昇圧比との関係を示す図。

【図5】一実施形態において3相交流電源の各相電圧が平衡状態にないときの入力電流の歪みとコンバータの昇圧比との関係を示す図。

【図6】一実施形態において3相交流電源の各相電圧が平衡状態にあるときとないときの電源電圧の実効値、目標値、入力電流の実効値の例を示す図。

【図7】一実施形態における制御部の制御を示すフローチャート。

【発明を実施するための形態】

【0011】

以下、一実施形態について図面を参照して説明する。

図1に示すように、3相交流電源1にLCフィルタ2およびリアクトル $3r$ 、 $3s$ 、 $3t$ を介してコンバータ（PWMコンバータともいう）4が接続され、そのコンバータ4の出力端に平滑コンデンサ5が接続されている。そして、平滑コンデンサ5にインバータ6が接続され、そのインバータ6の出力端に負荷たとえば3相ブラシレスDCモータ（モータという）7の各相巻線が接続されている。

【0012】

10

20

30

40

50

コンバータ 4 は、複数のダイオード $T_{ad} \sim T_{fd}$ のブリッジ回路、これらダイオード $T_{ad} \sim T_{fd}$ に並列接続されたスイッチ素子（例えば IGBT） $T_a \sim T_f$ を有し、3 相交流電源 1 の電圧を昇圧および直流変換する。例えば、200V の 3 相交流電圧 V_c を 280V 程度の直流電圧に変換する。ダイオード $T_{ad} \sim T_{fd}$ は還流ダイオードである。

【0013】

ダイオード $T_{ad} \sim T_{fd}$ のブリッジ回路は、ダイオード T_{ad} , T_{bd} を直列接続し両ダイオードの相互接続点が 3 相交流電源 1 の R 相に接続される R 相直列回路、ダイオード T_{cd} , T_{dd} を直列接続し両ダイオードの相互接続点が 3 相交流電源 1 の S 相に接続される S 相直列回路、ダイオード T_{ed} , T_{fd} を直列接続し両ダイオードの相互接続点が 3 相交流電源 1 の T 相に接続される T 相直列回路をブリッジ接続して構成される。

10

【0014】

インバータ 6 は、スイッチ素子（例えば IGBT） T_1 , T_2 を直列接続し両スイッチ素子の相互接続点がモータ 7 の U 相巻線に接続される U 相直列回路、スイッチ素子 T_3 , T_4 を直列接続し両スイッチ素子の相互接続点がモータ 7 の V 相巻線に接続される V 相直列回路、スイッチ素子 T_5 , T_6 を直列接続し両スイッチ素子の相互接続点がモータ 7 の W 相巻線に接続される W 相直列回路を含み、平滑コンデンサ 5 の電圧を各スイッチ素子のスイッチングにより所定周波数の 3 相交流電圧に変換し、それをモータ 7 の駆動電力として出力する。なお、スイッチ素子 $T_1 \sim T_6$ は還流ダイオード $T_{1d} \sim T_{6d}$ を有する。

【0015】

モータ 7 は、星形結線された 3 つの相巻線を有する固定子、および永久磁石を有する回転子により構成され、インバータ 6 の出力により動作する。

20

【0016】

3 相交流電源 1 とリアクトル 3_r , 3_s との間の R 相・S 相通電ラインに、コンバータ 4 への入力電流 I_r , I_s を検知する電流センサ 11_r , 11_s が配置されている。インバータ 6 の出力端とモータ 7 との間の通電路に、モータ 7 の U 相・V 相巻線に流れる電流いわゆるモータ電流を検知する電流センサ 12_u , 12_v が配置されている。これら電流センサ 11_r , 11_s , 12_u , 12_v の検知結果が制御部 10 に供給される。

【0017】

制御部 10 は、マイクロコンピュータおよびその周辺部からなり、コンバータ 4 の直流電圧 V_{dc} が目標値 V_{dct} となるよう、かつコンバータ 4 への入力電流 I_r , I_s , I_t がそれぞれ正弦波となるよう、コンバータ 4 のスイッチングを正弦波変調するとともに、この正弦波変調が過変調の状態となるコンバータ 4 の運転領域においてコンバータ 4 への入力電流 I_r , I_s , I_t のそれぞれ歪（%）が最小となるように上記目標値 V_{dct} を制御する。

30

【0018】

この制御の具体的な手段として、制御部 10 は、3 相交流電源 1 の相電圧 V_r , V_s , V_t の位相の零クロス点を検出する位相検出部 21、電流センサ 11_r , 11_s の検知電流（入力電流） I_r , I_s を無効成分電流 I_q および有効成分電流 I_d に変換する座標変換部 22、この座標変換部 22 で得た無効成分電流 I_q と無効成分電流目標値 I_{qref} との偏差 I_q を求める減算部 23、上記座標変換部 22 で得た有効成分電流 I_d と後述の PI 制御部 33 から供給される有効成分電流目標値 I_{dref} との偏差 I_d を求める減算部 24、これら減算部 23 , 24 で求めた偏差 I_q , I_d をそれぞれ比例・積分制御（PI 制御）演算することによりコンバータ 4 から出力すべき直流電圧 V_{dc} の無効成分（q 軸成分） V_q および有効成分（d 軸成分） V_d を求める PI 制御部 25 , 26、この PI 制御部 25 , 26 で求めた無効成分 V_q および有効成分 V_d に応じたレベルの正弦波状の交流電圧指令値 E_r , E_s , E_t を設定する座標変換部 27、この座標変換部 27 で設定した交流電圧指令値 E_r , E_s , E_t に基づく正弦波変調によりコンバータ 4 のスイッチ素子 $T_a \sim T_f$ に対するスイッチング用の駆動信号 S_r , S_s , S_t を生成する正弦波変調部 28 を含む。

40

【0019】

50

正弦波変調部 28 は、具体的には、図 2 に示すように、各交流電圧指令値 E_r , E_s , E_t を正規化するための除算部 28 d、所定周波数のキャリア信号（三角波信号） E_o を出力するキャリア信号発生部 28 a、比較部 28 b 及び比較部 28 b の出力を反転する反転部（NOT 回路）28 c からなる。各交流電圧指令値 E_r , E_s , E_t は除算部 28 d によってコンバータ 4 の出力すべき直流電圧 V_{dc} で除算され、デューティ指令値 D_r , D_s , D_t として正規化される。デューティ指令値 D_r , D_s , D_t は、コンバータ 4 のスイッチ素子 $T_a \sim T_f$ のオン時間、すなわちデューティを決定するものである。各デューティ指令値 D_r , D_s , D_t は、それぞれ比較部 28 b において、キャリア信号発生部 28 a から出力されるキャリア信号 E_o と比較される。ここでキャリア信号 E_o は、“+ 1” から “- 1” の幅で変化する三角波である。なお、キャリア信号は、三角波の 1 種

10

【0020】

各比較部 28 b の出力は 2 分され、一方はそのまま上側スイッチング素子 T_a , T_b , T_c の各々の駆動信号 S_a , S_c , S_e となり、他方の出力は反転部 28 c にて論理反転されて下側スイッチング素子 T_b , T_d , T_f の駆動信号 S_b , S_d , S_f となる。この際、“1” の信号は各スイッチング素子 $T_a \sim T_f$ のオン信号となり、“0” の信号は各スイッチング素子 $T_a \sim T_f$ のオフ信号となる。なお、実際のスイッチング素子の駆動においては、上下のスイッチング素子、例えばスイッチング素子 T_a とスイッチング素子 T_b が同時にオンしないようにオン信号に遅延が設けられる。

20

【0021】

図 3 に各部の出力波形を示す。この正弦波変調では、コンバータ 4 の直流電圧 V_{dc} が非スイッチングによる無負荷時直流電圧 $V_{dc}(st)$ の $2/3$ 倍（約 1.15 倍）以下のとき、図 3 に破線で示すように正規化されたデューティ指令値 D_r (D_s , D_t) がキャリア信号 E_o の電圧レベルを超える過変調の状態となる。コンバータ 4 の出力電圧 V_{dc} を高める必要のない低負荷時はこの過変調状態とすることで、コンバータ 4 のスイッチングによる電力ロスを低減することができる。

【0022】

さらに、制御部 10 は、電圧検知部 31、減算部 32、PI 制御部 33、目標値設定部 40、高調波検出部 41、およびモータ制御部 50 を含む。電圧検知部 31 は、コンバータ 4 の直流電圧（平滑コンデンサ 5 の電圧） V_{dc} を検知する。減算部 32 は、電圧検知部 31 の検知電圧 V_{dc} と目標値設定部 40 で設定される目標値 V_{dct} との偏差 V_{dc} を求める。PI 制御部 33 は、減算部 32 で求めた偏差 V_{dc} を比例・積分制御（PI 制御）演算することにより、上記有効成分電流 I_d に対する有効成分電流目標値 I_{dref} を求める。

30

【0023】

目標値設定部 40 は、モータ制御部 50 からの指示に基づいてコンバータ 4 の直流電圧 V_{dc} に対する目標値 V_{dct} を設定する。さらに、目標値設定部 40 は、正弦波変調が過変調の状態となるコンバータ 4 の運転領域において、高調波検出部 41 で検出される高調波から入力電流 I_r , I_s , I_t のそれぞれ歪み（%）を検出（算出）し、検出した歪み（%）が後述する谷間の変化における最小値となるよう、上記設定した目標値 V_{dct} を補正する。

40

【0024】

高調波検出部 41 は、電流センサ 11 r , 11 s の検知電流 I_r , I_s およびその検知電流 I_r , I_s から求まる入力電流 I_t の変化をフーリエ展開することにより、入力電流 I_r , I_s , I_t に含まれる高調波成分を検出する。

【0025】

モータ制御部 50 は、電流センサ 12 u , 12 v の検知電流（モータ電流）からモータ 7 の速度を推定し、この推定速度がモータ 7 の負荷たとえば圧縮機の運転に必要な目標速

50

度となるよう、インバータ 6 を所定のスイッチング動作させることでモータ 7 を目標速度に制御する。3 相交流電源 1 の相電圧 V_r , V_s , V_t が互いにほぼ同じ平衡状態にあるときの入力電流 I_r , I_s , I_t のそれぞれ歪み とコンバータ 4 の昇圧比 との関係を図 4 に示す。入力電流 I_r , I_s , I_t のそれぞれ歪み は互いにほぼ一致するので、1 つの相の入力電流の歪み のみ示している。

【 0 0 2 6 】

昇圧比 は、コンバータ 4 のスイッチングが停止しているときのコンバータ 4 の直流電圧いわゆる無負荷時直流電圧 $V_{dc(st)}$ と、コンバータ 4 のスイッチングにより得られるコンバータ 4 の直流電圧 V_{dc} との比である。

【 0 0 2 7 】

【 数 1 】

$$\alpha = \frac{V_{dc}}{V_{dc(st)}}$$

歪み は、入力電流 I_r , I_s , I_t のそれぞれ n 次高調波成分を I_n とすると、次式で算出することができる。

【 0 0 2 8 】

【 数 2 】

$$\delta = \sqrt{\sum_n I_n^2}$$

昇圧比 が “ 1.15 ” 未満の範囲にあるとき、正弦波変調が過変調の状態となる。この過変調の運転領域において、歪み は、昇圧比 の上昇方向の変化に伴い、一旦下降してから上昇に転じて谷間を形成し、その谷間から山なりに上昇して再び下降していく。その後、歪み は、過変調領域から脱したところで、上記谷間の最小値より十分に低い値で安定する。

【 0 0 2 9 】

仮に、位相検出部 2 1 から座標変換部 2 7 のフィードバック制御がない状態で理想的な正弦波形の交流電圧指令値が正弦波変調部 2 8 に入力されるようなオープンループ制御であれば、歪み は、昇圧比 = “ 0.97 ” 辺りで谷間の変化の最小値となり、昇圧比 = “ 1.03 ” 辺りで山なり変化の最大値となる。

【 0 0 3 0 】

位相検出部 2 1 から座標変換部 2 7 のフィードバック制御があってその制御ゲインが “ 1 ” の場合は、歪み は、オープンループ制御の場合より減少し、昇圧比 = “ 0.97 ” 辺りで谷間の変化の最小値となり、昇圧比 = “ 1.03 ” 辺りで山なり変化の最大値となる。同様にフィードバック制御があってその制御ゲインが “ 2 ” の場合は、歪み は、制御ゲイン “ 1 ” の場合より減少し、昇圧比 = “ 0.98 ” 辺りで谷間の変化の最小値となり、昇圧比 = “ 1.03 ” 辺りで山なり変化の最大値となる。

【 0 0 3 1 】

3 相交流電源 1 の相電圧 V_r , V_s , V_t が平衡状態にないときの入力電流 I_r , I_s , I_t のそれぞれ歪み とコンバータ 4 の昇圧比 との関係の一例を図 5 に示す。入力電流 I_r , I_s , I_t のそれぞれ歪み を 3 つの線で示している。昇圧比 が “ 1.15 ” 未満の範囲にあるとき、正弦波変調が過変調の状態となる。

【 0 0 3 2 】

この過変調の運転領域において、入力電流 I_r の歪み は、昇圧比 の上昇方向の変化に伴い、一旦下降してから上昇に転じて谷間を形成し、その谷間から山なりに上昇して再び下降していく。入力電流 I_s の歪み は、昇圧比 の上昇方向の変化に伴い、谷間を形

10

20

30

40

50

成することなく連続的に下降していく。入力電流 I_t の歪みは、昇圧比の上昇方向の変化に伴い、下降の途中で一旦平坦となり、そこから再び下降していく。すなわち、入力電流 I_r の歪みには谷間の変化の最小値が存在するが、入力電流 I_s , I_t の歪みには谷間の変化の最小値が存在しない。

【0033】

このように、入力電流 I_r , I_s , I_t の歪み特性は、フィードバック制御の制御ゲインによって異なり、3相交流電源1の相電圧 V_r , V_s , V_t の平衡状態によっても異なる。

【0034】

ここで、3相交流電源1の相電圧 V_r , V_s , V_t の値については、正弦波変調の交流電圧指令値 E_r , E_s , E_t を正規化したデューティ指令値 D_r , D_s , D_t のそれぞれ振幅 D とキャリア信号 E_o の振幅（電圧レベル）との関係性から推定することが可能である。正弦波変調が過変調の状態とならないコンバータ4の通常運転領域において、相電圧 V_r , V_s , V_t の値は次式で表わされる。デューティ指令値 D_r , D_s , D_t のそれぞれ振幅 D は、制御部10を構成するマイクロコンピュータの内部演算変数であって、制御部10が自ら認識できる値である。

【0035】

【数3】

$$v = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{D}$$

10

20

したがって、直接的な検出手段を要することなく、相電圧 V_r , V_s , V_t の値を推定することができる。

【0036】

なお、正弦波変調が過変調の状態にあるときは、デューティ指令値 D_r , D_s , D_t の台形波状の基本波成分が寄与することから、相電圧 V_r , V_s , V_t の値は次式で表わされる。

【0037】

【数4】

$$v = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\pi}{\left\{ 2\cos\gamma - D \left(\frac{\sin 2\gamma}{2} - \gamma \right) \right\}}$$

30

【0038】

【数5】

$$\gamma = \sin^{-1} \frac{1}{D}$$

40

ただし、上式はオープンループ制御時に成立するもので、デューティ指令値 D_r , D_s , D_t の波形に変形を加えるフィードバック制御においては上式が必ずしも成立しない。このため、フィードバック制御がある場合は相電圧 V_r , V_s , V_t の値を推定することが難しい。

【0039】

コンバータ4のスイッチングによる電力ロスを低減するためにコンバータ4を過変調で運転する場合、入力電流 I_r , I_s , I_t のそれぞれ歪みが上記谷間の変化の最小値となるように昇圧比を探索すればよいが、上記したように、歪みの谷間の変化の最小値

50

は制御ゲインによって異なり、しかも相電圧 V_r , V_s , V_t が平衡状態にない場合は入力電流の歪み が谷間の变化なく連続的に下降することもあり、昇圧比 の探索は難しい。

【0040】

そこで、目標値設定部40は、正弦波変調が過変調の状態となるコンバータ4の運転領域において、かつモータ7の速度（推定速度）が一定の状態を保っていることを条件に（モータ負荷の変動に伴う入力電流の変化がないことを条件に）、3相交流電源1の相電圧 V_r , V_s , V_t が互いにほぼ同じ平衡状態にあるか否かを判定する。

【0041】

この平衡状態の判定は、各相のデューティ指令値 D_r , D_s , D_t のそれぞれ振幅 D の比較、および入力電流 I_r , I_s , I_t の比較のうち、少なくとも一方を用いて行う。例えば、図6に示すように、相電圧 V_r , V_s , V_t が互いにほぼ同じ平衡状態にある場合、デューティ指令値 D_r , D_s , D_t のそれぞれ振幅 D のピーク値は互いにほぼ同じとなり、入力電流 I_r , I_s , I_t も互いにほぼ同じとなる。これに対し、相電圧 V_t が相電圧 V_r , V_s に対して所定値以上ずれた不平衡状態では、デューティ指令値 D_r の振幅 D がデューティ指令値 D_s , D_t のそれぞれ振幅 D から所定値以上ずれた状態になり、入力電流 I_r , I_s , I_t も互いに所定値以上ずれた状態となる。

【0042】

平衡状態にある場合、目標値設定部40は、歪み に上記谷間の变化が生じるとの判断の下に、歪み を高調波からの演算により逐次に検出しながらその歪み が上記谷間の变化の最小値に収まるよう目標値 V_{dct} を無負荷直流電圧 $V_{dc}(st)$ の1.03倍を上限として所定値 V ずつ増減する。1.03倍は、歪み が上記山なり変化の最大値にあるときの昇圧比 である。歪み の探索に際して目標値 V_{dct} が無負荷直流電圧 $V_{dc}(st)$ の1.03倍の値を超えてしまうと、歪み の探索を谷間の变化の最小値側に戻せなくなることから、そのような不具合が生じないよう、無負荷直流電圧 $V_{dc}(st)$ の1.03倍の値を歪み探索の上限としている。また、この上限の設定により、昇圧比 の不要な増加を防ぎ、ひいては無駄なスイッチングによる電力ロスを低減するようにしている。

【0043】

平衡状態にない場合、目標値設定部40は、歪み に上記谷間の变化が生じない可能性があるとの判断の下に、歪み を高調波 I_n からの演算により逐次に検出しながらその歪み が予め定めた設定値 s に収まるよう目標値 V_{dct} を所定値 V ずつ増減する。

【0044】

目標値設定部40が実行する制御を図7のフローチャートを参照しながら説明する。

【0045】

目標値設定部40は、正弦波変調が過変調の状態となるコンバータ4の運転領域において、かつモータ7の速度（推定速度）が一定の状態を保っていることを条件に（モータ負荷の変動に伴う入力電流の変化がないことを条件に）、目標値 V_{dct} として無負荷直流電圧 $V_{dc}(st)$ を初期設定し（S1）、デューティ指令値 D_r , D_s , D_t のそれぞれ振幅 D を互いに比較する（S2）。この比較において所定値以上のずれがない場合、目標値設定部40は、3相交流電源1の相電圧 V_r , V_s , V_t が互いにほぼ同じ平衡状態にあると判定する（S3のYES）。上記比較において所定値以上のずれがある場合、目標値設定部40は、3相交流電源1の相電圧 V_r , V_s , V_t が平衡状態にないと判定する（S3のNO）。

【0046】

平衡状態にある場合（S3のYES）、目標値設定部40は、歪み を“1”として検出するとともに（S4）、目標値 V_{dct} に所定値 V を加える（S6）。続いて、目標値設定部40は、昇圧比 が歪み探索の上限である“1.03”以下であることを条件に（S6のNO）、歪み を“2”として検出し（S11）、その歪み 2と先に検出した歪み 1とを比較する（S12）。後で検出した歪み 2が先に検出した歪み 1より小さい場合（S12のYES）、目標値設定部40は、後に検出した歪み 2を“1”に置き換える（S14）。後に

10

20

30

40

50

検出した歪み 2 が先に検出した歪み 1 と同じまたはそれより大きい場合 (S12のNO)、目標値設定部 40 は、所定値 V をそれまでの + 値から - 値に反転する (S13)。そして、目標値設定部 40 は、後で検出した歪み 2 を “ 1 ” に置き換えるとともに (S14)、デューティ指令値 D_r , D_s , D_t のそれぞれ振幅 D を互いに比較する (S15)。この比較において所定値以上のずれがない場合、目標値設定部 40 は、平衡状態にあるとの判断の下に (S16のNO)、上記S5に戻って目標値 V_{dct} に所定値 V を加える (S5)。以後、昇圧比 が歪み探索の上限である “ 1.03 ” 以下であることを条件に (S6のNO)、上記S11~S16の処理を繰り返す。この繰り返しにより、歪み が谷間の変化の最小値に向かって低下していく。

【 0 0 4 7 】

上記S6の判定において、昇圧比 が歪み探索の上限である “ 1.03 ” より大きい場合 (S6のYES)、目標値設定部 40 は、無負荷直流電圧 $V_{dc}(st)$ の1.03倍の値を目標値 V_{dct} として設定する (S7)。続いて、目標値設定部 40 は、歪み を “ 1 ” として検出するとともに (S8)、所定値 V を - 値に設定し (S9)、それを目標値 V_{dct} に加える (S10)。そして、目標値設定部 40 は、歪み を “ 2 ” として検出し (S11)、その歪み 2 と上記S8で検出した歪み 1 とを比較する (S12)。以後、上記同様の処理を繰り返す。この繰り返しにより、歪み が谷間の変化の最小値に向かって低下していく。

【 0 0 4 8 】

上記S3の判定または上記S16の判定において平衡状態でない場合 (S3のNOまたはS16のYES)、目標値設定部 40 は、目標値 V_{dct} に所定値 V を加える (S17)。続いて、目標値設定部 40 は、歪み を検出し (S18)、その歪み と設定値 s とを比較する (S19)。歪み が設定値 s より大きい場合 (S19のYES)、目標値設定部 40 は、上記S2からの処理を繰り返す。歪み が設定値 s と同じまたはそれより小さい場合 (S19のYES)、目標値設定部 40 は、所定値 V をそれまでの + 値または - 値から反転し (S20)、上記S2からの処理を繰り返す。この繰り返しにより、歪み が設定値 s に向かって低下していく。

【 0 0 4 9 】

以上のように、3相交流電源 1 の相電圧 V_r , V_s , V_t が平衡状態にあってもなくても、過変調により生じる歪み を谷間の変化の最小値または設定値 s へと確実に低減させることができる。

【 0 0 5 0 】

上記実施形態では、負荷が3相ブラシレスDCモータである場合を例に説明したが、負荷に限定はなく、種々の電気機器への適用も可能である。

【 0 0 5 1 】

上記実施形態および変形例は、例として提示したものであり、発明の範囲を限定することは意図していない。この新規な実施形態および変形例は、その他の様々な形態で実施されることが可能であり、発明の要旨を逸脱しない範囲で、種々の省略、書き換え、変更を行うことができる。これら実施形態や変形は、発明の範囲は要旨に含まれるとともに、特許請求の範囲に記載された発明とその均等の範囲に含まれる。

【 符号の説明 】

【 0 0 5 2 】

1 ... 3相交流電源、4 ... コンバータ、6 ... インバータ、7 ... 3相ブラシレスDCモータ、11r, 11s ... 電流センサ、21 ... 位相検出部、28 ... 正弦波変調部、31 ... 電圧検出部、40 ... 目標値設定部、41 ... 高調波検出部、50 ... モータ制御部

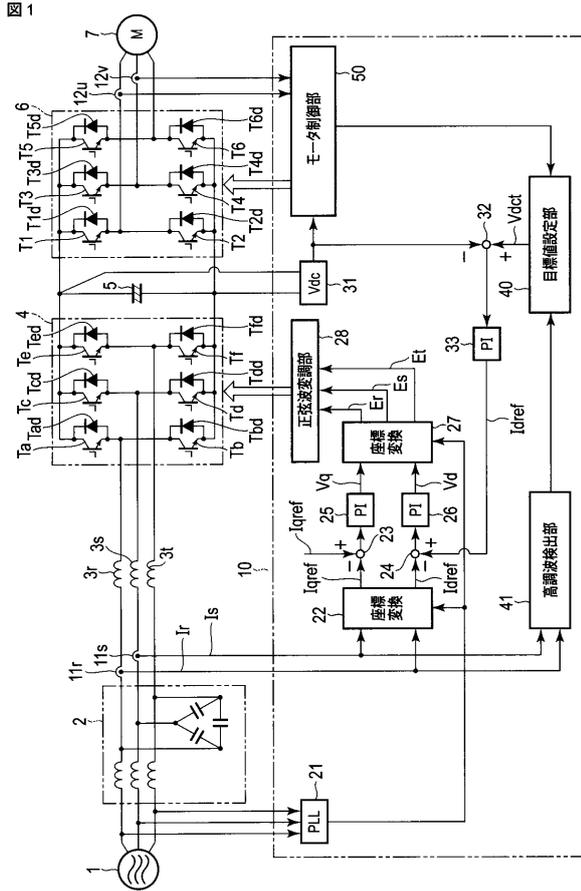
10

20

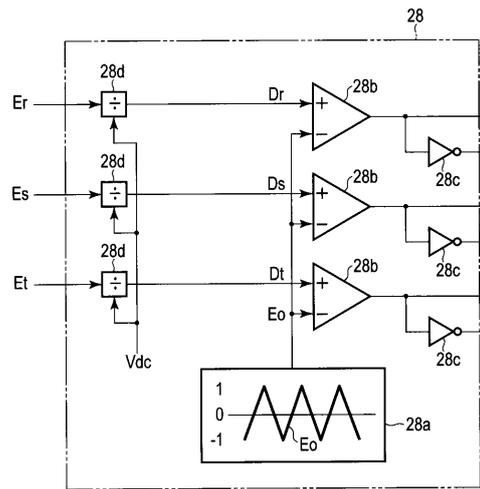
30

40

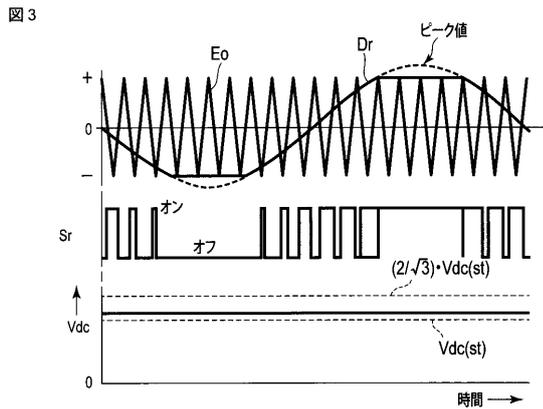
【 図 1 】



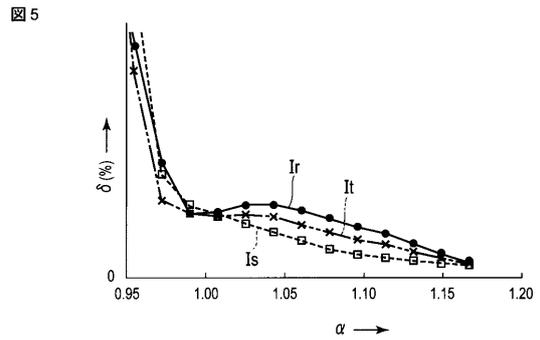
【 図 2 】



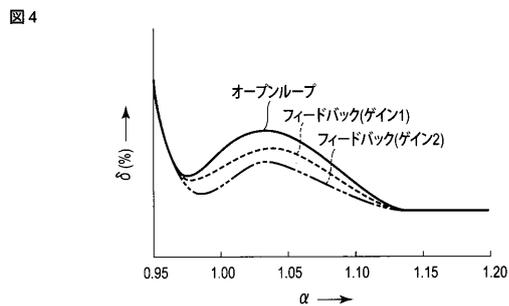
【 図 3 】



【 図 5 】



【 図 4 】

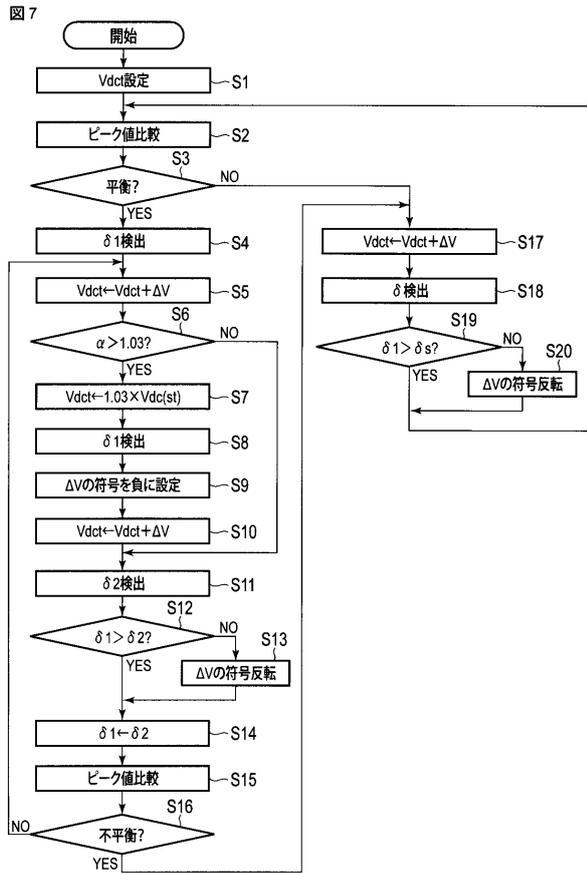


【 図 6 】

図 6

		平衡	不平衡
電源電圧	Vr	115.5	115.5
	Vs	115.5	115.5
	Vt	115.5	109.1
振幅0のピーク値	Er	1.16	1.24
	Es	1.15	1.03
	Et	1.17	1.03
入力電流	Ir	29.2	32.0
	Is	29.2	30.2
	It	29.2	27.1

【 図 7 】



フロントページの続き

(72)発明者 山本 健太

静岡県富士市蓼原336番地 東芝キャリア株式会社内

Fターム(参考) 5H006 AA02 BB05 CA01 CB01 CB08 CC05 DA02 DA04 DB01 DC02
DC05

5H770 AA09 BA01 CA02 DA03 DA41 HA02W HA02Z HA03W JA09X KA01W