

(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2021-69187
(P2021-69187A)

(43) 公開日 令和3年4月30日 (2021.4.30)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02M 7/48 (2007.01)	H02M 7/48 E	5H006
H02M 7/06 (2006.01)	H02M 7/06 A	5H770

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2019-192870 (P2019-192870)
(22) 出願日 令和1年10月23日 (2019.10.23)

(71) 出願人 000002853
ダイキン工業株式会社
大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号
梅田センタービル
(74) 代理人 100107766
弁理士 伊東 忠重
(74) 代理人 100070150
弁理士 伊東 忠彦
(72) 発明者 官島 孝幸
大阪府大阪市北区中崎西二丁目4番12号
梅田センタービル ダイキン工業株式会
社内
Fターム(参考) 5H006 AA01 BB05 CA07 CB01 DA04

最終頁に続く

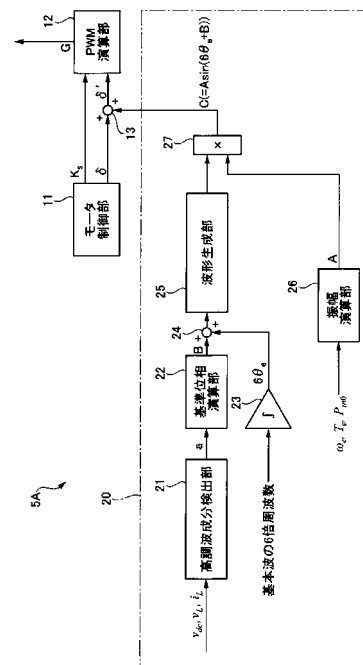
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 インバータ回路の入力側に生じる高調波を低減する。

【解決手段】 交流電源から供給された入力交流電力を所定の電圧及び周波数の出力交流電力に電力変換する電力変換装置であって、出力交流電力をモータに供給するインバータ回路と、モータの入力電力の高調波を補償する補償部20を備える制御部5Aと、を有する。補償部20は、入力電力にモータの回転数に同期して発生する高調波成分を検出し、高調波成分が低減するように、高調波成分と同じ周波数で、インバータ回路から出力される交流電圧の位相を変化させる。

【選択図】 図12



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

交流電源から供給された入力交流電力を所定の電圧及び周波数の出力交流電力に電力変換する電力変換装置であって、

前記出力交流電力をモータに供給するインバータ回路と、

前記モータの入力電力の高調波を補償する補償部とを備え、

前記補償部は、前記入力電力に前記モータの回転数に同期して発生する高調波成分を検出し、前記高調波成分が低減するように、前記高調波成分と同じ周波数で、前記インバータ回路から出力される交流電圧の位相を変化させる、電力変換装置。

【請求項 2】

前記補償部は、前記高調波成分と同じ周波数で変化する補償量を生成し、前記補償量に基づいて前記交流電圧の位相を前記高調波成分と同じ周波数で変化させる、請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記補償部は、前記補償量の位相を、検出した前記高調波成分に応じて調整し、前記補償量の振幅を、前記モータの回転数、トルク及び電力のうちのいずれかに応じて変更する、請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記補償部は、前記補償量の振幅を、検出した前記高調波成分に応じて調整し、前記補償量の位相を、前記モータの回転数、トルク及び電力のうちのいずれかに応じて変更する、請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

前記補償部は、前記補償量の位相及び振幅を、検出した前記高調波成分に応じて調整する、請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記電力変換装置は、前記入力交流電力を整流し、前記インバータ回路に電力供給するコンバータ回路を備え、

前記コンバータ回路と前記インバータ回路との間に、前記コンバータ回路と並列にコンデンサが接続され、

前記補償部は、前記コンデンサの両端の電圧から前記高調波成分を検出する、請求項 1 から 5 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

前記電力変換装置は、前記入力交流電力を整流し、前記インバータ回路に電力供給するコンバータ回路を備え、

前記コンバータ回路と前記交流電源または前記インバータ回路との間にリアクトルが接続され、

前記補償部は、前記リアクトルの両端の電圧から前記高調波成分を検出する、請求項 1 から 5 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【請求項 8】

前記電力変換装置は、前記入力交流電力を整流し、前記インバータ回路に電力供給するコンバータ回路を備え、

前記コンバータ回路と前記交流電源または前記インバータ回路との間にリアクトルが接続され、

前記補償部は、前記リアクトルに流れる電流から前記高調波成分を検出する、請求項 1 から 5 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【請求項 9】

前記補償部は、前記高調波成分を検出するための信号を、前記インバータ回路の電圧ベクトルが変化しない期間に取得する、請求項 1 から 8 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

【技術分野】

【0001】

本開示は、電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

モータの回転数（電気角速度）の5倍成分や7倍成分などの高調波成分が、モータの誘起電圧に含まれていることがある（例えば、特許文献1参照）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2012-165634号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、高調波成分がモータの誘起電圧に含まれていると、モータの入力電力にも高調波成分が発生するので、モータの入力電力に発生する高調波成分と同じ次数の高調波が、モータに電力を供給するインバータ回路の入力側に生じてしまうことがある。

【0005】

本開示では、インバータ回路の入力側に生じる高調波を低減可能な電力変換装置を提案する。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本開示の電力変換装置は、交流電源から供給された入力交流電力を所定の電圧及び周波数の出力交流電力に電力変換する電力変換装置であって、

前記出力交流電力をモータに供給するインバータ回路と、

前記モータの入力電力の高調波を補償する補償部とを備え、

前記補償部は、前記入力電力に前記モータの回転数に同期して発生する高調波成分を検出し、前記高調波成分が低減するように、前記高調波成分と同じ周波数で、前記インバータ回路から出力される交流電圧の位相を変化させる。

【0007】

本開示の電力変換装置によれば、前記モータの入力電力に発生する高調波成分が低減するように、前記モータの入力電力に発生する高調波成分と同じ周波数で、前記インバータ回路から出力される交流電圧の位相を変化させるので、前記インバータ回路の入力側に生じる高調波を低減できる。

【0008】

本開示の電力変換装置は、

前記補償部は、前記高調波成分と同じ周波数で変化する補償量を生成し、前記補償量に基づいて前記交流電圧の位相を前記高調波成分と同じ周波数で変化させる。

【0009】

本開示の電力変換装置によれば、前記補償量に基づいて前記交流電圧の位相を前記高調波成分と同じ周波数で変化させるので、前記インバータ回路の入力側に生じる高調波を低減できる。

【0010】

本開示の電力変換装置は、

前記補償部は、前記補償量の位相を、検出した前記高調波成分に応じて調整し、前記補償量の振幅を、前記モータの回転数、トルク及び電力のうちのいずれかに応じて変更する。

【0011】

本開示の電力変換装置のように、前記補償部は、前記補償量の位相を、検出した前記高

10

20

30

40

50

調波成分に応じて調整し、前記補償量の振幅を、前記モータの回転数、トルク及び電力のうちいずれかに応じて変更すると、前記インバータ回路の入力側に生じる高調波を低減できる。

【0012】

本開示の電力変換装置は、

前記補償部は、前記補償量の振幅を、検出した前記高調波成分に応じて調整し、前記補償量の位相を、前記モータの回転数、トルク及び電力のうちいずれかに応じて変更する。

【0013】

本開示の電力変換装置のように、前記補償部は、前記補償量の振幅を、検出した前記高調波成分に応じて調整し、前記補償量の位相を、前記モータの回転数、トルク及び電力のうちいずれかに応じて変更すると、前記インバータ回路の入力側に生じる高調波を低減できる。

10

【0014】

本開示の電力変換装置は、

前記補償部は、前記補償量の位相及び振幅を、検出した前記高調波成分に応じて調整する。

【0015】

本開示の電力変換装置のように、前記補償部は、前記補償量の位相及び振幅を、検出した前記高調波成分に応じて調整すると、前記インバータ回路の入力側に生じる高調波を低減できる。

20

【0016】

本開示の電力変換装置は、

前記入力交流電力を整流し、前記インバータ回路に電力供給するコンバータ回路を備え、

前記コンバータ回路と前記インバータ回路との間に、前記コンバータ回路と並列にコンデンサが接続され、

前記補償部は、前記コンデンサの両端の電圧から前記高調波成分を検出する。

【0017】

本開示の電力変換装置のように、前記補償部は、前記コンデンサの両端の電圧から前記高調波成分を検出しても、前記インバータ回路の入力側に生じる高調波を低減できる。

30

【0018】

本開示の電力変換装置は、

前記電力変換装置は、前記入力交流電力を整流し、前記インバータ回路に電力供給するコンバータ回路を備え、

前記コンバータ回路と前記交流電源または前記インバータ回路との間にリアクトルが接続され、

前記補償部は、前記リアクトルの両端の電圧から前記高調波成分を検出する。

【0019】

本開示の電力変換装置のように、前記補償部は、前記リアクトルの両端の電圧から前記高調波成分を検出しても、前記インバータ回路の入力側に生じる高調波を低減できる。

40

【0020】

本開示の電力変換装置は、

前記電力変換装置は、前記入力交流電力を整流し、前記インバータ回路に電力供給するコンバータ回路を備え、

前記コンバータ回路と前記交流電源または前記インバータ回路との間にリアクトルが接続され、

前記補償部は、前記リアクトルに流れる電流から前記高調波成分を検出する。

【0021】

本開示の電力変換装置のように、前記補償部は、前記リアクトルに流れる電流から前記

50

高調波成分を検出しても、前記インバータ回路の入力側に生じる高調波を低減できる。

【0022】

本開示の電力変換装置は、

前記補償部は、前記高調波成分を検出するための信号を、前記インバータ回路の電圧ベクトルが変化しない期間に取得する。

【0023】

本開示の電力変換装置によれば、前記補償部は、前記高調波成分を検出するための信号を、前記インバータ回路の電圧ベクトルが変化しない期間に取得するので、電圧ベクトルが変化する期間に取得する場合に比べて、前記高調波成分の検出精度が向上する。

【図面の簡単な説明】

10

【0024】

【図1】インバータ回路の入力側に生じる高調波を例示するグラフである。

【図2】モータの入力電力の高調波成分を低減する第1の関連技術を説明するための図である。

【図3】電圧制御率の変化によるモータの運転領域の変化を説明するための図である。

【図4】モータの入力電力の高調波成分を低減する第2の関連技術を説明するための図である。

【図5】モータの入力電力の高調波成分を低減する本開示の技術を説明するための図である。

【図6】振幅操作量と6次の高調波成分の電力との関係を例示する図である。

20

【図7】位相操作量と6次の高調波成分の電力との関係を例示する図である。

【図8】本開示の技術でモータを実機で駆動したときの試験結果の一例を示す図である。

【図9】本開示の技術でモータを実機で駆動したときの試験結果の一例を示す図である。

【図10】電力変換装置の第1の構成例を示す図である。

【図11】電力変換装置の第2の構成例を示す図である。

【図12】制御部の第1の構成例を示す図である。

【図13】制御部の第2の構成例を示す図である。

【図14】制御部の第3の構成例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0025】

30

以下、実施形態を説明する。最初に、インバータ回路の入力側に生じる高調波について説明する。

【0026】

モータの起磁力やギャップパーミアンスがモータの回転位置によって変化するため、モータの回転数に同期して鎖交磁束が変化し、モータの回転数（電気角速度）の5倍成分や7倍成分など的高調波成分が、モータの誘起電圧に含まれていることがある。これら的高調波成分がモータの誘起電圧に含まれていると、モータの駆動周波数の6倍成分など的高調波成分が、モータの入力電力に生じる場合がある。

【0027】

例えば、コンデンサレスインバータのように内部にエネルギー貯蔵要素を持たないインバータ回路を使用すると、モータの入力電力に高調波成分が生じることで、モータの入力電力に発生する高調波成分と同じ次数の高調波がインバータ回路の入力側の電力にも生じる場合がある。この高調波がインバータ回路の入力側に存在する電源に流出すると、電源側の電流に、モータの入力電力の周波数±電源電圧の周波数を有する高調波（電源高調波）が含まれることになる。そのため、モータの入力電力の高調波成分によって発生する各々の電源高調波が、電源高調波規制値以下になるように、モータの入力電力の高調波成分を低減することが求められる。図1は、電力変換回路の入力側に生じる高調波を例示するグラフであり、その横軸は、高調波の次数（電源電圧の周波数の倍数）を表す。図1は、30次と32次の電源高調波が、モータの入力電力に生じる高調波成分であり、電源高調波規制値を超えていることを例示している。

40

50

【 0 0 2 8 】

モータの回転数が高いほど、モータの入力電力の高調波成分によって発生する各々の電源高調波の振幅は大きくなり、電源高調波規制値を超える。そのため、インバータ回路に与える電圧指令値を直接操作することで、モータの入力電力の高調波成分を低減する技術がある。

【 0 0 2 9 】

図 2 は、モータの入力電力の高調波成分を低減する第 1 の関連技術（特開 2 0 1 0 - 9 8 9 4 1 号公報）を説明するための図である。第 1 の関連技術では、インバータ回路の電圧制御率（変調率とも称される）に、モータの入力電力の高調波成分を低減する補償量を足し合わせている。しかしながら、モータの入力電力の高調波成分を低減するには、補償量が飽和しないように電圧制御率の直流成分を下げる必要がある。モータの運転領域（例えば、最高回転数）の大きさは、電圧制御率の直流成分に比例するので、補償量を増やすほど、モータの運転領域を下げざるを得ない（図 3 参照）。

10

【 0 0 3 0 】

図 4 は、モータの入力電力の高調波成分を低減する第 2 の関連技術（特開 2 0 1 2 - 1 6 5 6 3 4 号公報）を説明するための図である。第 2 の関連技術では、モータ電流を歪ませる補償値（d 軸補償電圧 vd_h 及び q 軸補償電圧 vq_h ）を、電流制御部の出力（モータ電流を制御する指令値（d 軸電圧指令値 vd^* 及び q 軸電圧指令値 vq^* ））に重畳して、新たな電圧指令値 vd'^* , vq'^* を生成している。しかしながら、新たな電圧指令値 vd'^* , vq'^* の大きさが、補償値（d 軸補償電圧 vd_h 及び q 軸補償電圧 vq_h ）の重畳によって変化すると、電圧制御率も変化してしまう。このため、第 1 の関連技術と同様に、補償値が飽和しないように、電圧制御率の直流成分（電流制御部の出力（ vd^* , vq^* ）からなる電圧ベクトルの大きさ）を下げる必要があり、モータの運転領域を下げざるを得ない（図 3 参照）。

20

【 0 0 3 1 】

このように、第 1 の関連技術及び第 2 の関連技術では、モータの入力電力の高調波成分の低減とモータの運転領域の確保との間にトレードオフが存在する。本開示の技術によれば、モータの入力電力の高調波成分の低減とモータの運転領域の確保との両立を実現できる。

【 0 0 3 2 】

図 5 は、モータの入力電力の高調波成分を低減する本開示の技術を説明するための図である。本開示の技術では、モータの入力電力にモータの回転数に同期して発生する高調波成分を検出し、その高調波成分が低減するように、検出した高調波成分と同じ周波数で、インバータ回路から出力される交流電圧の位相を変化させる。本開示の技術では、図 5 に示すように、電圧制御率を変化させずに、検出した高調波成分と同じ周波数で、電圧ベクトル全体（d 軸電圧と q 軸電圧の合成ベクトル）の位相を脈動させる操作を行う。

30

【 0 0 3 3 】

モータの入力電力の高調波成分と同じ周波数で位相を操作するのは、d 軸電圧及び q 軸電圧の軌跡を、モータの入力電力の高調波成分と同じ周波数で、同一円弧上で遷移させることと等価である。また、モータの入力電力の高調波成分と同じ周波数で位相を操作すると、インバータ回路から出力される交流電圧には、モータの入力電力の高調波成分の周波数にモータの駆動周波数を加算した高調波成分と、モータの入力電力の高調波成分の周波数からモータの駆動周波数を減算した高調波成分とが、同じ振幅で現れる。

40

【 0 0 3 4 】

例えば、式 1, 2, 3 は、電圧ベクトル全体の位相を脈動させたときのインバータ回路から出力される u 相交流電圧を示す。

【 0 0 3 5 】

【数 1】

$$v_u = -V_u \sin(\theta_e + \delta') \quad \dots \text{式1}$$

$$\delta' = \delta + A \sin(6\theta_e + B) \quad \dots \text{式2}$$

$$\begin{aligned} v_u &= -V_u \sin(\theta_e + \delta + A \sin(6\theta_e + B)) \\ &= -V_u \sin(\theta_e + \delta) \cos\{A \sin(6\theta_e + B)\} - V_u \cos(\theta_e + \delta) \sin\{A \sin(6\theta_e + B)\} \\ &\approx -V_u \sin(\theta_e + \delta) - V_u \cos(\theta_e + \delta) A \sin(6\theta_e + B) \\ &= -V_u \sin(\theta_e + \delta) - AV_u \sin(\theta_e + \delta + 6\theta_e + B) + AV_u \sin(\theta_e + \delta - 6\theta_e - B) \\ &= -V_u \sin(\theta_e + \delta) - \frac{1}{2} AV_u \sin(5\theta_e - \delta + B) - \frac{1}{2} AV_u \sin(7\theta_e + \delta + B) \end{aligned}$$

\dots \text{式3}

10

20

【0036】

v_u はインバータ回路から出力される u 相交流電圧（モータの u 相電圧）、 V_u は u 相電圧の振幅、 θ_e はモータの回転子の回転角（電気角）、 δ' はインバータ回路から出力される交流電圧の位相とモータの回転子の回転角の差（電圧位相）を表す。 $A \sin(6\theta_e + B)$ は、モータの入力電力の高調波を補償するため、電圧位相基準値を補償する補償量（以下、補償量 C とも称する）を表し、A は補償量 C の振幅、B は補償量 C の基準位相を表す。

【0037】

式 1 に式 2 を代入すると、式 3 が得られる。式 3 の第 2 項の振幅 " $(1/2) AV_u$ " が、モータの入力電力の高調波成分の周波数からモータの駆動周波数を減算した高調波成分の振幅に相当する。式 3 の第 3 項の振幅 " $(1/2) AV_u$ " が、モータの入力電力の高調波成分の周波数にモータの駆動周波数を加算した高調波成分の振幅に相当する。

30

【0038】

式 1, 2, 3 は、電圧ベクトル全体を正弦波で脈動させる場合を例示しているが、電圧ベクトル全体を、三角波や矩形波などの他の周期波形で脈動させてもよい。

【0039】

次に、インバータ回路から出力される交流電圧の位相を、モータの入力電力にモータの回転数に同期して発生する高調波成分と同じ周波数で変動させることで、モータの入力電力に発生する高調波成分を低減できることを理論的に導出する。例として、永久磁石式の同期モータを取り上げるが、他の種類のモータであっても適用できる。また、説明では、モータの駆動周波数の 6 倍の高調波成分を低減する場合を例示するが、駆動周波数の 1.2 倍や 1.8 倍などの高次の高調波成分も低減できる。

40

【0040】

永久磁石式の同期モータの電圧方程式は、式 4, 5 で表される。

【0041】

【数 2】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + L_d s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_a + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\phi_q \\ \phi_d \end{bmatrix} \quad \dots \text{式4}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_q \\ \phi_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{q6} \sin 6\theta_e \\ \Lambda_a + K_{d6} \cos 6\theta_e \end{bmatrix} \quad \dots \text{式5}$$

10

【0042】

v_d は d 軸電圧、 v_q は q 軸電圧、 R_a はモータの電機子の巻線抵抗、 L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンス、 i_d は d 軸電流、 i_q は q 軸電流、 ω_e はモータの電気角速度、 s は時間微分の演算子、 ϕ_d は d 軸磁束、 ϕ_q は q 軸磁束、 K_{q6} は q 軸磁束の振幅、 K_{d6} は d 軸磁束の振幅、 Λ_a は永久磁石の磁束を表す。

20

【0043】

永久磁石式の同期モータでは、高回転数ほど電源高調波の影響が顕著になるので、高回転数ほど電機子の巻線抵抗 R_a の影響を無視できる。よって、説明の簡単化のため、式 4 を式 6 に変形する。

【0044】

【数 3】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} L_d s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\phi_q \\ \phi_d \end{bmatrix} \quad \dots \text{式6}$$

30

【0045】

交流電圧の位相を正弦波状に脈動させるため、d 軸電圧 v_d と q 軸電圧 v_q とを式 7, 8 のように定義する。 V_a は d 軸電圧 v_d と q 軸電圧 v_q の振幅を表す。式 8 を式 7 に代入して整理すると、式 9 が得られる。

【0046】

40

【数 4】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} &= V_a \begin{bmatrix} -\sin \delta' \\ \cos \delta' \end{bmatrix} & \delta' &= \delta + A \sin(6\theta_e + B) \\ & \cdots \text{式7} & & \cdots \text{式8} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \blackrightarrow \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} &= V_a \begin{bmatrix} -\sin \delta \cos\{A \sin(6\theta_e + B)\} - \cos \delta \sin\{A \sin(6\theta_e + B)\} \\ \cos \delta \cos\{A \sin(6\theta_e + B)\} - \sin \delta \sin\{A \sin(6\theta_e + B)\} \end{bmatrix} & 10 \\ &\approx V_a \begin{bmatrix} -\sin \delta - A \cos \delta (\sin 6\theta_e \cos B + \cos 6\theta_e \sin B) \\ \cos \delta - A \sin \delta (\sin 6\theta_e \cos B + \cos 6\theta_e \sin B) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} V_{d0} \\ V_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d6c} \cos 6\theta_e + V_{d6s} \sin 6\theta_e \\ V_{q6c} \cos 6\theta_e + V_{q6s} \sin 6\theta_e \end{bmatrix} & \cdots \text{式9} \end{aligned}$$

$$V_{d0} = -V_a \sin \delta \quad V_{q0} = V_a \cos \delta \quad 20$$

$$V_{d6c} = -V_a A \cos \delta \sin B = -AV_{q0} \sin B \quad V_{d6s} = -V_a A \cos \delta \cos B = -AV_{q0} \cos B$$

$$V_{q6c} = -V_a A \sin \delta \sin B = AV_{d0} \sin B \quad V_{q6s} = -V_a A \sin \delta \cos B = AV_{d0} \cos B$$

【0047】

式 6 , 9 からなる連立方程式において、電流について解くと、式 10 が得られる。

【0048】

【数 5】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{1}{L_d L_q s^2 + \omega_e^2 L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q s & \omega_e L_q \\ -\omega_e L_d & L_d s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d + \omega_e \phi_q \\ v_q - \omega_e \phi_d \end{bmatrix} \\ &\approx \begin{bmatrix} I_{d0} \\ I_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{d6c} \cos 6\theta_e + I_{d6s} \sin 6\theta_e \\ I_{q6c} \cos 6\theta_e + I_{q6s} \sin 6\theta_e \end{bmatrix} \quad \dots \text{式10} \end{aligned}$$

10

$$I_{d0} = \frac{1}{\omega_e L_d L_q} L_q (V_{q0} - \omega_e \Lambda_a) \quad I_{q0} = -\frac{1}{\omega_e L_d L_q} L_d V_{d0}$$

$$I_{d6c} = -\frac{1}{35\omega_e L_d L_q} L_q \{6V_{d6s} + V_{q6c} + \omega_e (6K_{q6} - K_{d6})\}$$

$$I_{d6s} = -\frac{1}{35\omega_e L_d L_q} L_q (V_{q6s} - 6V_{d6c})$$

$$I_{q6c} = -\frac{1}{35\omega_e L_d L_q} L_d (6V_{q6s} - V_{d6c})$$

20

$$I_{q6s} = -\frac{1}{35\omega_e L_d L_q} L_d \{-V_{d6s} - 6V_{q6c} + \omega_e (6K_{d6} - K_{q6})\}$$

【0049】

モータの入力電力 P_{in} を求めると、式11が得られる。

30

【0050】

【数 6】

$$P_{in} = v_d i_d + v_q i_q \approx P_{in0} + P_{in6c} \cos 6\theta_e + P_{in6s} \sin 6\theta_e + P_{in12c} \cos 12\theta_e + P_{in12s} \sin 12\theta_e$$

…式11

40

【0051】

式11で表される入力電力 P_{in} のうち、6次の高調波成分の電力 P_{in6} は、式12に変形可能である（12次の高調波成分の電力は微小なので、無視する）。

【0052】

【数 7】

$$\begin{aligned}
 P_{in6} &= P_{in6c} \cos 6\theta_e + P_{in6s} \sin 6\theta_e \\
 &= (V_{d0}I_{d6c} + V_{q0}I_{q6c} + V_{d6c}I_{d0} + V_{q6c}I_{q0}) \cos 6\theta_e \\
 &\quad + (V_{d0}I_{d6s} + V_{q0}I_{q6s} + V_{d6s}I_{d0} + V_{q6s}I_{q0}) \sin 6\theta_e \\
 &= (M_1A \cos B + M_2A \sin B + M_3) \cos 6\theta_e + (M_2A \cos B - M_1A \sin B + M_4) \sin 6\theta_e
 \end{aligned}$$

…式12

$$\begin{aligned}
 M_1 &= \frac{1}{35\omega_e L_d L_q} \{6(L_q - L_d)V_{d0}V_{q0}\} \\
 M_2 &= \frac{1}{35\omega_e L_d L_q} \{(-35L_q(V_{q0} - \omega_e \Lambda_a) - L_d V_{q0})V_{q0} + (-35L_d - L_q)V_{d0}^2\} \\
 M_3 &= \frac{1}{35\omega_e L_d L_q} \{-\omega_e L_q V_{d0}(6K_{q6} - K_{d6})\} \\
 M_4 &= \frac{1}{35\omega_e L_d L_q} \{-\omega_e L_d V_{q0}(6K_{d6} - K_{q6})\}
 \end{aligned}$$

10

20

【0053】

図6は、式12において、基準位相Bを固定したときの、振幅Aと6次の高調波成分の電力 P_{in6} との関係を例示する図である。図7は、式12において、振幅Aを固定したときの、基準位相Bと6次の高調波成分の電力 P_{in6} との関係を例示する図である。図6, 7によれば、補償量Cにおける振幅A及び基準位相Bの各々について、6次の高調波成分の電力 P_{in6} を零に近づける最適値が存在することがわかる。よって、補償量Cにおける振幅Aと基準位相Bの各々を、6次の高調波成分の電力 P_{in6} を零に近づける最適値に調整することで、6次の高調波成分の電力 P_{in6} を低減できる。

30

【0054】

式12において、6次の高調波成分の電力 P_{in6} が零になる条件を求めると、式13のように、式12の第1項の余弦成分の振幅を零とし、且つ、式12の第2項の正弦成分の振幅を零とする。振幅A及び基準位相Bについて式13, 14で表される連立方程式を解くと、式15が得られる。

【0055】

【数 8】

$$\text{式13} \begin{cases} M_1 A \cos B + M_2 A \sin B + M_3 = 0 & M_1 X + M_2 Y + M_3 = 0 & X = A \cos B \\ M_2 A \cos B - M_1 A \sin B + M_4 = 0 & M_2 X - M_1 Y + M_4 = 0 & Y = A \sin B \end{cases}$$

$$\begin{aligned} (M_1^2 + M_2^2)X + M_1 M_3 + M_2 M_4 &= 0 & (M_1^2 + M_2^2)Y + M_2 M_3 - M_1 M_4 &= 0 \\ X &= -\frac{M_1 M_3 + M_2 M_4}{M_1^2 + M_2^2} & Y &= -\frac{M_2 M_3 - M_1 M_4}{M_1^2 + M_2^2} \end{aligned} \quad \dots \text{式14}$$

10

$$\boxed{A = \sqrt{X^2 + Y^2} = \sqrt{\frac{M_3^2 + M_4^2}{M_1^2 + M_2^2}} \quad B = \tan^{-1} \frac{Y}{X} = \tan^{-1} \frac{-M_1 M_3 - M_2 M_4}{-M_2 M_3 + M_1 M_4}}$$

…式15

20

【0056】

このように、本開示の技術では、振幅 A と基準位相 B の各々を、式 15 で表される適切な値に調整することで、6 次の高調波成分の電力 P_{in6} を零にすることもできる。しかしながら、本開示の技術は、モータの入力電力にモータの回転数に同期して発生する高調波成分を検出し、その高調波が低減するように、振幅 A と基準位相 B とのうち少なくとも一方を、検出した高調波成分に応じて、山登り法等を用いて調整してもよい。

【0057】

モータの入力電力の 6 次の高調波成分を零にする操作量では、回転座標におけるモータ電流の 6 次成分は零にならない。回転座標におけるモータ電流の 6 次成分の振幅と位相との少なくとも一方を変化させ、d 軸に関する入力電力の 6 次成分と q 軸に関する入力電力とが逆位相になるように調整することで、モータの入力電力の 6 次成分を零にできる。

30

【0058】

次に、本開示の技術が適用される電力変換装置の構成例について説明する。

【0059】

図 10 は、本開示の技術が適用される電力変換装置の第 1 の構成例を示すブロック図である。図 10 に示す電力変換装置 1A は、コンバータ回路 2、直流リンク部 3、インバータ回路 4 及び制御部 5 を備え、三相の交流電源 6 から供給された入力交流電力を所定の電圧及び所定の周波数の出力交流電力に変換して、モータ 7 に供給する。

40

【0060】

モータ 7 は、例えば、三相交流モータであり、空気調和機の冷媒回路に設けられた圧縮機を駆動するためのものである。より具体的には、モータ 7 は、4 極 6 スロットや 6 極 9 スロットなどの集中巻モータである。このモータ 7 では、誘起電圧の高調波成分として、基本波の 5, 7 次成分が多く含まれる傾向にある。このモータ電圧歪み（基本波の 5, 7 次の高調波成分）を起因とする高次（例えば、6 次）の高調波成分は、交流電源 6 の電源電流や直流リンク部 3 における直流リンク電圧 v_{dc} にも現れる。

【0061】

コンバータ回路 2 は、交流電源 6 に接続され、交流電源 6 が出力した交流を直流に変換する。コンバータ回路 2 は、例えば、複数（この例では、6 つ）のダイオードがブリッジ

50

状に結線されたダイオードブリッジ回路である。これらのダイオードは、交流電源 6 の交流電圧を全波整流して、直流電圧に変換する。コンバータ回路 2 は、変換後の直流電力を直流リンク部 3 を介して、インバータ回路 4 に供給する回路であれば、ダイオードブリッジとは別の回路形式の電圧変換回路でもよい。

【 0 0 6 2 】

直流リンク部 3 は、コンバータ回路 2 とインバータ回路 4 との間に接続されたコンデンサ 3 a を備えている。コンデンサ 3 a は、コンバータ回路 2 の出力部に並列接続され、コンデンサ 3 a の両端に生じた直流電圧（直流リンク電圧 v_{dc} ）がインバータ回路 4 の入力ノードに入力される。コンデンサ 3 a の更なる説明については後述する。

【 0 0 6 3 】

直流リンク部 3 は、コンバータ回路 2 とインバータ回路 4 との間に接続されたリアクトル 8 を備えている。リアクトル 8 は、コンバータ回路 2 の出力部とインバータ回路 4 の入力部との間の直流母線に直列に挿入されている。

【 0 0 6 4 】

インバータ回路 4 は、入力ノードが直流リンク部 3 のコンデンサ 3 a に並列に接続され、直流リンク部 3 の出力をスイッチングして三相交流に変換し、接続されたモータ 7 に供給する。本実施形態のインバータ回路 4 は、複数のスイッチング素子がブリッジ結線されて構成されている。このインバータ回路 4 は、三相交流をモータ 7 に出力するので、6 個のスイッチング素子を備えている。詳しくは、インバータ回路 4 は、互いに並列接続された 3 つのスイッチングレグを備え、各スイッチングレグは、互いに直列に接続された 2 つのスイッチング素子を有する。各スイッチングレグにおいて上アームのスイッチング素子と下アームのスイッチング素子との中点が、それぞれモータ 7 の各相のコイルに接続されている。また、各スイッチング素子には、還流ダイオードが逆並列に接続されている。インバータ回路 4 は、これらのスイッチング素子のオンオフ動作によって、直流リンク部 3 から入力された直流リンク電圧 v_{dc} をスイッチングして三相交流電圧に変換し、モータ 7 へ供給する。なお、このオンオフ動作の制御は、制御部 5 が行う。

【 0 0 6 5 】

制御部 5 は、モータ 7 の入力電力にモータ 7 の回転数に同期して発生する高調波成分を検出し、その高調波成分が低減するように、検出した高調波成分と同じ周波数で、インバータ回路 4 から出力される交流電圧の位相を変化させる。制御部 5 は、交流電圧の位相がこのように変化するように、インバータ回路 4 におけるスイッチング（オンオフ動作）を制御する。

【 0 0 6 6 】

図 1 1 は、本開示の技術が適用される電力変換装置の第 2 の構成例を示す図である。第 1 の構成例と同様の構成についての説明は、上述の説明を援用することで省略する。図 1 1 に示す電力変換装置 1 B は、コンバータ回路 2、直流リンク部 3、インバータ回路 4 及び制御部 5 を備え、単相の交流電源 6 から供給された入力交流電力を所定の電圧及び所定の周波数の出力交流電力に変換して、モータ 7 に供給する。

【 0 0 6 7 】

コンバータ回路 2 は、リアクトル 8 を介して交流電源 6 に接続され、交流電源 6 が出力した交流を直流に整流（変換）する。コンバータ回路 2 は、例えば、複数（この例では、4 つ）のダイオードがブリッジ状に結線されたダイオードブリッジ回路である。これらのダイオードは、交流電源 6 の交流電圧を全波整流して、直流電圧に変換する。コンバータ回路 2 は、変換後の直流電力を直流リンク部 3 を介して、インバータ回路 4 に供給する回路であれば、ダイオードブリッジとは別の回路形式の電圧変換回路でもよい。

【 0 0 6 8 】

リアクトル 8 は、交流電源 6 とコンバータ回路 2 との間に接続されており、より具体的には、交流電源 6 の交流出力側とコンバータ回路 2 の交流入力側との間に直列に挿入されている。

【 0 0 6 9 】

10

20

30

40

50

図10, 11において、コンデンサ3aの容量値は、コンバータ回路2の出力をほとんど平滑化することができない一方で、インバータ回路4のスイッチング動作に起因するリップル電圧（スイッチング周波数 f_c に応じた電圧変動）を抑制できるように、設定されている。具体的には、コンデンサ3aは、一般的な電力変換装置においてコンバータ回路2の出力の平滑化に用いられる平滑コンデンサ（例えば、電解コンデンサ）の容量値の約0.01倍の容量値（例えば、数十～数百 μF 程度）を有する小容量コンデンサ（例えば、フィルムコンデンサ）によって構成されている。

【0070】

コンデンサ3aの容量値はこのように小さいので、直流リンク部3においてコンバータ回路2の出力がほとんど平滑化されず、その結果、交流電源6の電源電圧 v_{in} の周波数に応じた脈動成分が直流電圧（直流リンク電圧 v_{dc} ）に残留することになる。例えば、直流リンク電圧 v_{dc} は、図10の三相の交流電源6の場合、電源電圧 v_{in} の周波数の6倍の周波数の脈動成分を有し、図11の単相の交流電源6の場合、電源電圧 v_{in} の周波数の2倍の周波数の脈動成分を有する。

10

【0071】

また、電力変換装置にコンデンサ3aだけでなくリアクトル8も用いる場合、リアクトル8とコンデンサ3aによるLCフィルタが構成される。このLCフィルタの共振周波数 f_r が、N相の交流電源6の商用周波数 f_{in} のN倍以上の周波数であり、かつ、インバータ回路4のスイッチング動作に起因するリップル電圧を減衰するように、リアクトル8のインダクタンスとコンデンサ3aの容量値が設定される。

20

【0072】

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx \frac{1}{2\sqrt{LC}} \times f_{in} \times N$$

Lはリアクトル8のインダクタンス、Cはコンデンサ3aの容量値を表す。

【0073】

電力変換装置が、直流リンク部3のコンデンサ3aの容量値がこのように小さいコンデンサレスインバータ（より詳しくは、電解コンデンサレスインバータ）の場合、モータ7の入力電力に生じる歪み成分（高調波成分）に起因する高調波が電源側に流出するおそれがある。電力変換装置がマトリックスコンバータの場合でも同様に、モータの入力電力に生じる歪み成分に起因する高調波が電源側に流出するおそれがある。

30

【0074】

制御部5は、モータ7の入力電力にモータ7の回転数に同期して生じる高調波成分が低減するように、その高調波成分と同じ周波数で、インバータ回路4から出力される交流電圧の位相を変化させる機能（高調波成分低減機能）を有する。この高調波成分低減機能により、インバータ回路4の入力側に生じる高調波（例えば、電源側に流出する電源高調波）を低減できる。

【0075】

次に、高調波成分低減機能を有する制御部5の構成例について説明する。

【0076】

図12は、制御部の第1の構成例を示すブロック図である。図12に示す制御部5Aは、制御部5の一例である。制御部5Aは、インバータ回路4内の各スイッチング素子をオンオフ動作させる制御信号であるゲート信号Gをインバータ回路4に出力する。制御部5Aは、モータ制御部11、補償部20、加算器13及びPWM演算部12を備えている。制御部5Aが備えるこれらの各部の機能は、メモリに読み出し可能に記憶されたプログラムによって、プロセッサ（例えば、CPU（Central Processing Unit））が動作することにより実現される。

40

【0077】

モータ制御部11は、インバータ回路4から出力される交流電圧の位相を制御する電圧位相基準値と、インバータ回路4の電圧制御率 K_s とを生成して出力する。電圧制御率は、変調率とも称される。

50

【 0 0 7 8 】

補償部 2 0 は、モータ 7 の入力電力の高調波を補償する。補償部 2 0 は、モータ 7 の入力電力にモータ 7 の回転数に同期して発生する高調波成分を検出し、その高調波成分が低減するように、検出した高調波成分と同じ周波数で、インバータ回路 4 から出力される交流電圧の位相を変化させる。補償部 2 0 は、検出した高調波成分と同じ周波数で変化する補償量 $C (= A \sin(6 \omega_e + B))$ を生成し、補償量 C に基づいて、インバータ回路 4 から出力される交流電圧の位相 θ を、検出した高調波成分と同じ周波数で変化させる。

【 0 0 7 9 】

この例では、補償部 2 0 は、補償量 C の基準位相 B を、検出した高調波成分の振幅 a に応じて調整し、補償量 C の振幅 A を、モータ 7 の回転数（電気角速度 ω_e ）、モータ 7 の出力トルク T_e 及びモータ 7 の入力電力 P_{in0} のうちのいずれかに応じて変更する。補償部 2 0 は、高調波成分検出部 2 1、基準位相演算部 2 2、積分器 2 3、加算器 2 4、波形生成部 2 5、振幅演算部 2 6 及び乗算器 2 7 を有する。

10

【 0 0 8 0 】

高調波成分検出部 2 1 は、モータ 7 の入力電力にモータ 7 の回転数に同期して発生する高調波成分の振幅 a をフーリエ変換等により検出する。モータの入力電力に発生する 6 次の高調波成分と同じ次数の高調波がインバータ回路の入力側の電力にも生じるので、例えば、高調波成分検出部 2 1 は、コンデンサ 3 a の両端の直流リンク電圧 v_{dc} から、モータ 7 の入力電力に発生する高調波成分の振幅 a を検出する。あるいは、高調波成分検出部 2 1 は、リアクトル 8 の両端のリアクトル電圧 v_L から、モータ 7 の入力電力に発生する高調波成分の振幅 a を検出してもよい。あるいは、高調波成分検出部 2 1 は、リアクトル 8 に流れるリアクトル電流 i_L から、モータ 7 の入力電力に発生する高調波成分の振幅 a を検出してもよい。あるいは、高調波成分検出部 2 1 は、モータ 7 の入力電力を実際にモニタし、そのモニタ値から、モータ 7 の入力電力に発生する高調波成分の振幅 a を検出してもよい。

20

【 0 0 8 1 】

高調波成分検出部 2 1 は、高調波成分の振幅 a を検出するための信号を、インバータ回路 4 の電圧ベクトルが変化しない期間（例えば、大きさが零の電圧ベクトルを出力する期間）に取得する。これにより、振幅 a を検出するための信号を電圧ベクトルが変化する期間に取得する場合に比べて、振幅 a の検出精度が向上する。

30

【 0 0 8 2 】

基準位相演算部 2 2 は、補償量 C の基準位相 B を、高調波成分検出部 2 1 により検出された高調波成分の振幅 a に応じて調整する。基準位相演算部 2 2 は、例えば、高調波成分検出部 2 1 により検出された振幅 a に応じて、その検出された振幅 a が小さくなるように、山登り法を用いて、補償量 C の基準位相 B を調整する。これにより、モータ 7 の入力電力に発生する高調波成分の振幅を低減する最適な基準位相 B （基準位相 B の目標値の一例）が得られる。

【 0 0 8 3 】

一方、補償部 2 0 は、モータ 7 の回転数（電気角速度 ω_e ）の 6 倍周波数を積分器 2 3 により積分することによって、 $6 \omega_e$ を生成する。基準位相演算部 2 2 により演算された基準位相 B と積分器 2 3 により得られた $6 \omega_e$ とが加算器 2 4 により加算されることにより、 $(6 \omega_e + B)$ が得られる。波形生成部 2 5 は、モータ 7 の回転数に同期した、位相が $(6 \omega_e + B)$ の正弦波 $\sin(6 \omega_e + B)$ を生成する。正弦波で脈動させる場合を例示しているが、位相が $(6 \omega_e + B)$ の三角波や矩形波などの他の周期波形でもよい。

40

【 0 0 8 4 】

振幅演算部 2 6 は、補償量 C の振幅 A を、モータ 7 の回転数（電気角速度 ω_e ）、モータ 7 の出力トルク T_e 及びモータ 7 の入力電力 P_{in0} のうちのいずれかに応じて変更する。振幅演算部 2 6 は、例えば、電源高調波が高調波規制値以下となる、電気角速度 ω_e と振幅 A との相関関係に基づいて、電気角速度 ω_e の検出値又は指令値から最適な振幅 A （振幅 A の目標値の一例）を生成する。電源高調波が高調波規制値以下となる相関関係は

50

、例えば、試験等によって予め決められる関係則であり、ルックアップテーブルや演算式などによって定義される。同様に、電気角速度 ω_e を出力トルク T_e または入力電力 P_{in0} に置換した場合でも、このような相関関係を用いて、最適な振幅 A が得られる。

【0085】

波形生成部 25 により生成された $\sin(\omega_e t + B)$ と振幅演算部 26 により導出された振幅 A とが乗算器 27 により乗算されることによって、補償量 $C (= A \sin(\omega_e t + B))$ が得られる。モータ制御部 11 により生成された電圧位相基準値 θ^* と乗算器 27 により生成された補償量 C とが加算器 13 により加算されることで、電圧位相 θ が生成される。

【0086】

PWM 演算部 12 は、電圧制御率 K_s および電圧位相 θ から、極座標変換、逆パーク変換及び空間ベクトル変換などを用いて、u 相、v 相及び w 相の三相の電圧指令値を生成する。三相の電圧指令値は、PWM (パルス幅変調) 信号である。PWM 演算部 12 は、三相の電圧指令値の振幅を電圧制御率 K_s に応じて調整することで、インバータ回路 4 から出力される交流電圧の大きさを制御できる。PWM 演算部 12 は、三相の電圧指令値をゲート信号 G に変換してインバータ回路 4 に出力する。

【0087】

このように、制御部 5A は、モータ 7 の入力電力に生ずる歪みに起因する高調波成分を検出し、検出した高調波成分の振幅 a に応じて、その高調波成分と同じ周波数で、インバータ回路 4 から出力される交流電圧の位相を変動させて、その高調波成分を低減する。これにより、電圧制御率 K_s を下げずにモータ 7 の運転領域を確保できるとともに、モータ 7 の入力電力の高調波成分が低減するので、電源高調波を電源高調波規制値以下に低減できる。

【0088】

図 13 は、制御部の第 2 の構成例を示すブロック図である。第 1 の構成例と同様の構成についての説明は、上述の説明を援用することで省略する。図 13 に示す制御部 5B は、制御部 5 の一例である。制御部 5B は、補償部 30 を備える。

【0089】

この例では、補償部 30 は、補償量 C の振幅 A を、検出した高調波成分の振幅 a に応じて調整し、補償量 C の基準位相 B を、モータ 7 の回転数 (電気角速度 ω_e)、モータ 7 の出力トルク T_e 及びモータ 7 の入力電力 P_{in0} のうちのいずれかに応じて変更する。補償部 30 は、高調波成分検出部 21、基準位相演算部 22、積分器 23、加算器 24、波形生成部 25、振幅演算部 26 及び乗算器 27 を有する。

【0090】

基準位相演算部 22 は、補償量 C の基準位相 B を、モータ 7 の回転数 (電気角速度 ω_e)、モータ 7 の出力トルク T_e 及びモータ 7 の入力電力 P_{in0} のうちのいずれかに応じて変更する。基準位相演算部 22 は、例えば、電源高調波が高調波規制値以下となる、電気角速度 ω_e と振幅 A との相関関係に基づいて、電気角速度 ω_e の検出値又は指令値から最適な基準位相 B (基準位相 B の目標値の一例) を生成する。電源高調波が高調波規制値以下となる相関関係は、例えば、試験等によって予め決められる関係則であり、ルックアップテーブルや演算式などによって定義される。同様に、電気角速度 ω_e を出力トルク T_e または入力電力 P_{in0} に置換した場合でも、このような相関関係を用いて、最適な基準位相 B が得られる。

【0091】

振幅演算部 26 は、補償量 C の振幅 A を、高調波成分検出部 21 により検出された高調波成分の振幅 a に応じて調整する。振幅演算部 26 は、例えば、高調波成分検出部 21 により検出された振幅 a に応じて、その検出された振幅 a が小さくなるように、山登り法を用いて、補償量 C の振幅 A を調整する。これにより、モータ 7 の入力電力に発生する高調波成分の振幅を低減する最適な振幅 A (振幅 A の目標値の一例) が得られる。

【0092】

10

20

30

40

50

波形生成部 2 5 により生成された $\sin(6\omega_e + B)$ と振幅演算部 2 6 により導出された振幅 A とが乗算器 2 7 により乗算されることによって、補償量 $C (= A \sin(6\omega_e + B))$ が得られる。モータ制御部 1 1 により生成された電圧位相基準値 θ^* と乗算器 2 7 により生成された補償量 C とが加算器 1 3 により加算されることで、電圧位相 θ が生成される。

【0093】

このように、制御部 5 B は、モータ 7 の入力電力に生ずる歪みに起因する高調波成分を検出し、検出した高調波成分の振幅 a に応じて、その高調波成分と同じ周波数で、インバータ回路 4 から出力される交流電圧の位相を変動させて、その高調波成分を低減する。これにより、電圧制御率 K_s を下げずにモータ 7 の運転領域を確保できるとともに、モータ 7 の入力電力の高調波成分が低減するので、電源高調波を電源高調波規制値以下に低減できる。

10

【0094】

図 1 4 は、制御部の第 3 の構成例を示すブロック図である。第 3 の構成例と同様の構成についての説明は、上述の説明を援用することで省略する。図 1 4 に示す制御部 5 C は、制御部 5 の一例である。制御部 5 C は、補償部 4 0 を備える。

【0095】

この例では、補償部 4 0 は、補償量 C の振幅 A 及び基準位相 B を、検出した高調波成分の振幅 a に応じて調整する。補償部 3 0 は、高調波成分検出部 2 1、基準位相演算部 2 2、積分器 2 3、加算器 2 4、波形生成部 2 5、振幅演算部 2 6 及び乗算器 2 7 を有する。基準位相演算部 2 2 は、第 1 の構成例 (図 1 2) と同じ機能であり、振幅演算部 2 6 は、第 2 の構成例 (図 1 3) と同じ機能である。

20

【0096】

制御部 5 C は、モータ 7 の入力電力に生ずる歪みに起因する高調波成分を検出し、検出した高調波成分の振幅 a に応じて、その高調波成分と同じ周波数で、インバータ回路 4 から出力される交流電圧の位相を変動させて、その高調波成分を低減する。これにより、電圧制御率 K_s を下げずにモータ 7 の運転領域を確保できるとともに、モータ 7 の入力電力の高調波成分が低減するので、電源高調波を電源高調波規制値以下に低減できる。

【0097】

図 8, 9 は、本開示の技術でモータを実機で駆動したときの試験結果の一例を示す図であり、図 1 0, 1 2 に示す構成を備える電力変換装置でモータを実際に駆動した場合を示す。縦軸は、モータ 7 の入力電力のうち 6 次の高調波成分の電力 P_{in6} に起因して交流電源 6 側に発生する電源高調波を表す。振幅 A 又は基準位相 B を変えることで、電源高調波が変化する。30 次及び 32 次の電源高調波の各々の振幅が略零になる振幅 A 及び基準位相 B が存在するので、30 次及び 32 次の電源高調波の各々の振幅が電源高調波規制値を満たすことができる。

30

【0098】

以上、実施形態を説明したが、特許請求の範囲の趣旨及び範囲から逸脱することなく、形態や詳細の多様な変更が可能なが理解されるであろう。他の実施形態の一部又は全部との組み合わせや置換などの種々の変形及び改良が可能である。

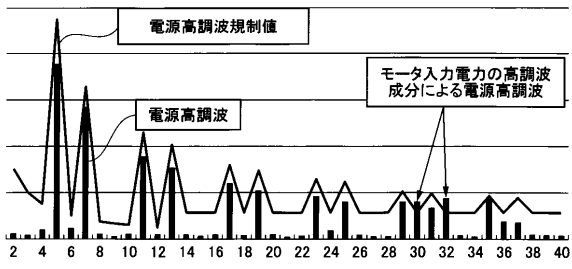
40

【符号の説明】

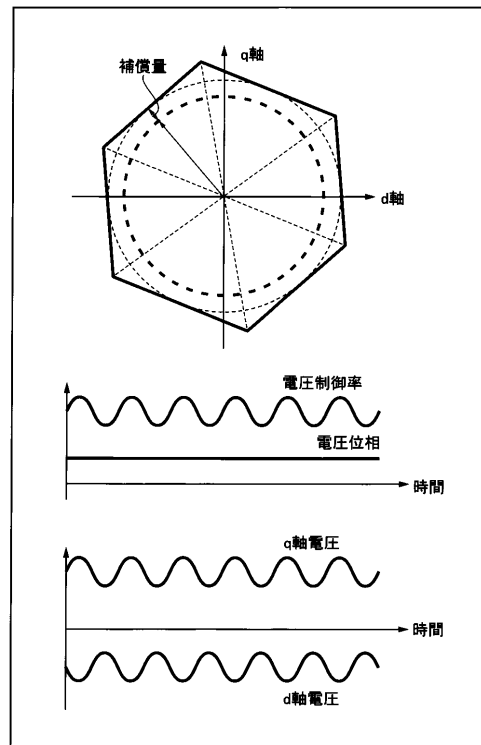
【0099】

- 1 A, 1 B 電力変換装置
- 4 インバータ回路
- 5, 5 A, 5 B, 5 C 制御部
- 6 交流電源
- 7 モータ
- 8 リアクトル
- 2 0, 3 0, 4 0 補償部

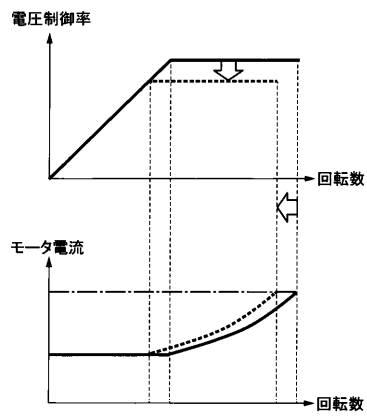
【 図 1 】



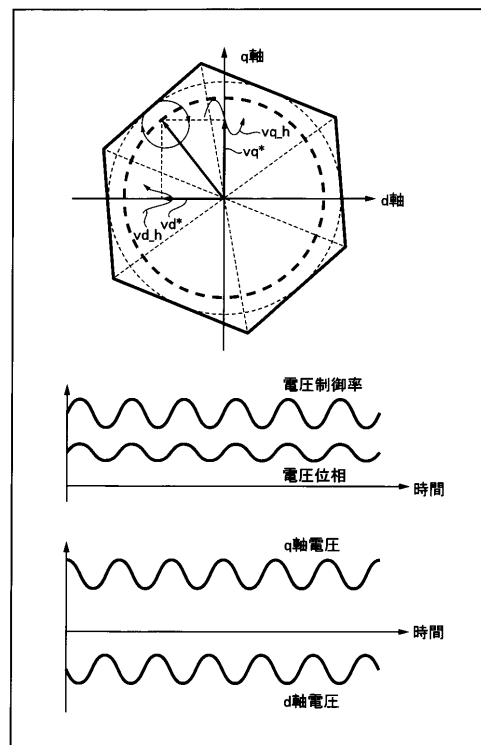
【 図 2 】



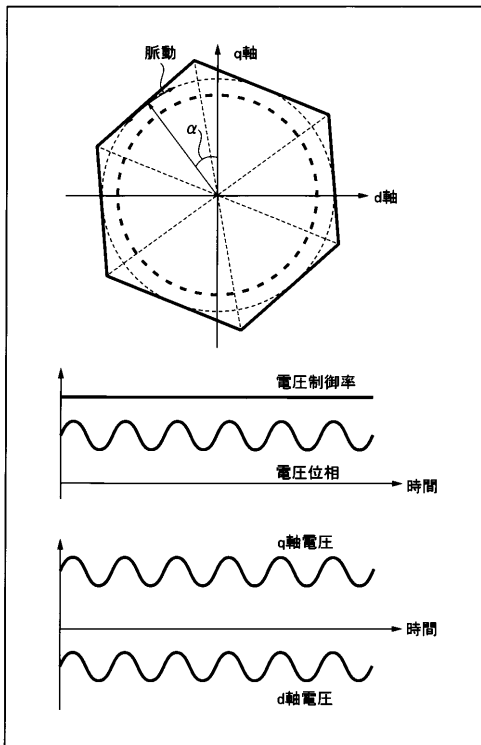
【 図 3 】



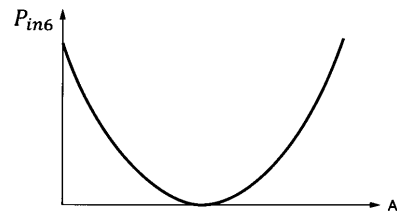
【 図 4 】



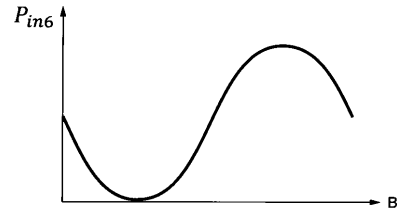
【 図 5 】



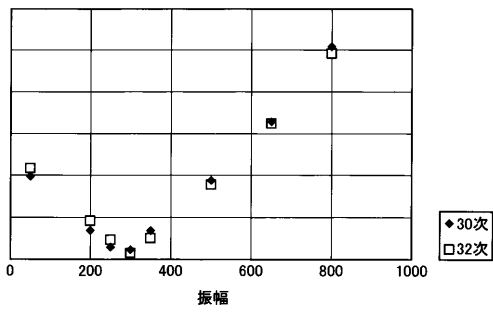
【 図 6 】



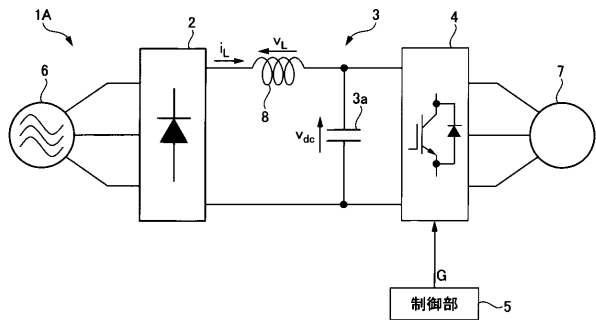
【 図 7 】



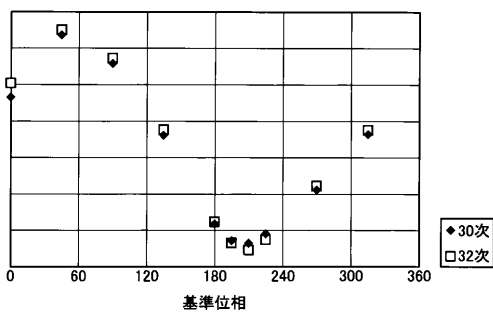
【 図 8 】



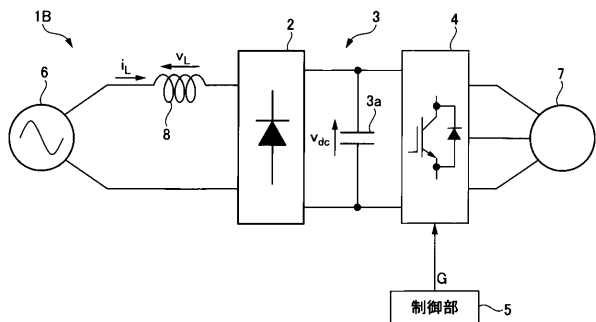
【 図 10 】



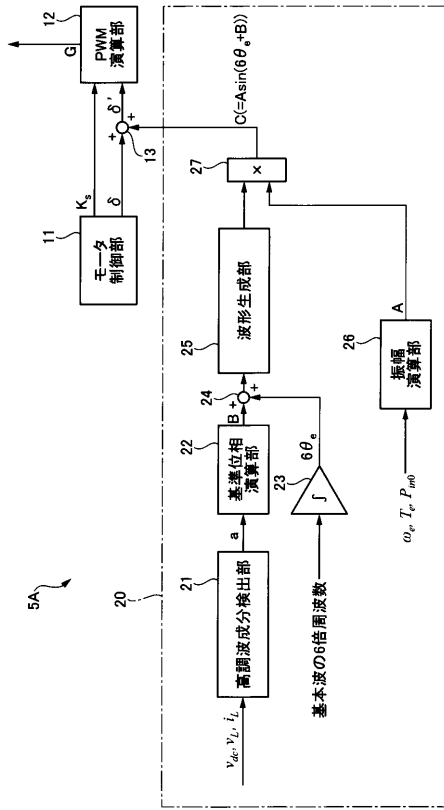
【 図 9 】



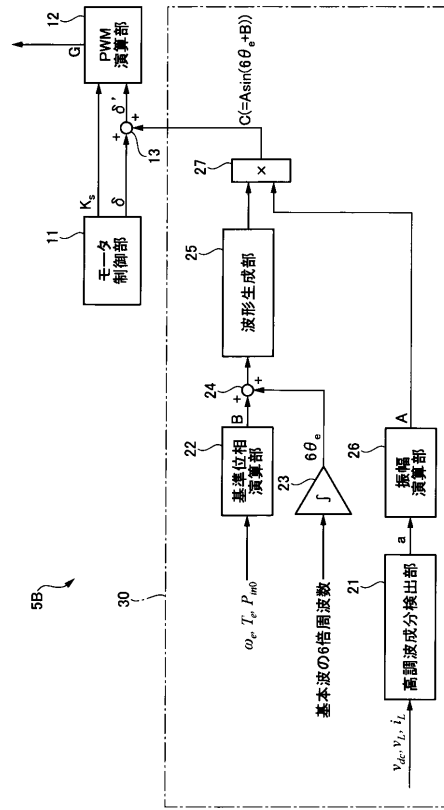
【 図 11 】



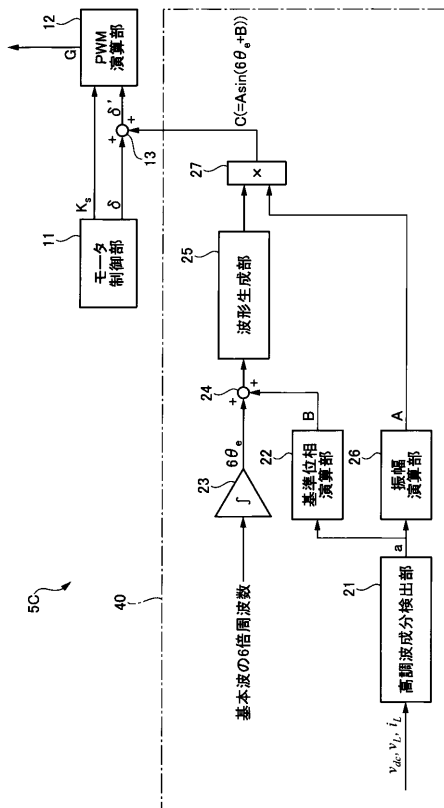
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H770 AA05 BA05 CA02 DA03 DA41 EA01 GA19 HA02W HA03W HA04Y
HA07Z HA14W HA15W JA09X JA11W JA13W