

(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2014-166082

(P2014-166082A)

(43) 公開日 平成26年9月8日(2014.9.8)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)
H02P 21/00 (2006.01) H02P 5/408 C 5H505
H02P 27/04 (2006.01)

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 31 頁)

(21) 出願番号 特願2013-36567 (P2013-36567)
 (22) 出願日 平成25年2月27日 (2013.2.27)

(71) 出願人 399048917
 日立アプライアンス株式会社
 東京都港区海岸一丁目16番1号
 (74) 代理人 100100310
 弁理士 井上 学
 (74) 代理人 100098660
 弁理士 戸田 裕二
 (74) 代理人 100091720
 弁理士 岩崎 重美
 (72) 発明者 奥山 敦
 栃木県栃木市大平町富田800番地
 日立アプライアンス
 株式会社内

最終頁に続く

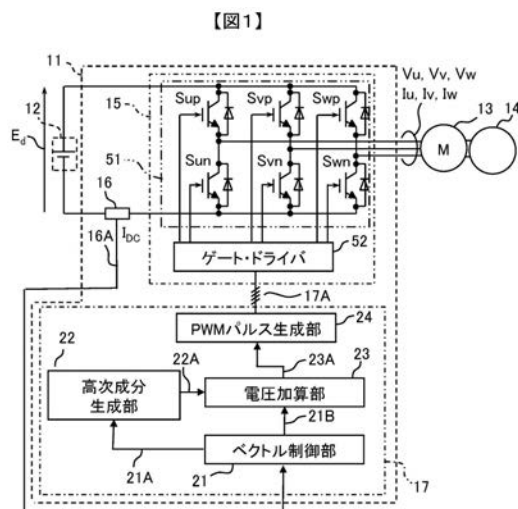
(54) 【発明の名称】 モータ制御装置、およびそれを用いた空気調和機

(57) 【要約】

【課題】 ファンとロータの共振による音を低減した高効率なモータ制御装置を提供する。

【解決手段】 直流電源に接続され、該直流電源の直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して、3相モータを駆動制御するインバータと、負荷を回転駆動する3相モータに印加する電圧を演算するベクトル制御部と、ベクトル制御部の印加電圧の基本波の高次成分を演算する高次成分生成部と、ベクトル制御部の演算した印加電圧に高次成分生成部が演算した高次成分を加算する電圧加算部と、該電圧加算部の信号に基づいてインバータをパルス幅制御するPWMパルス生成部とを備え、3相モータとその負荷の共振により発生する共振音について、高次成分生成部が共振音の共振周波数又はモータ周波数であらわされる次数の高次成分を演算し、電圧加算部が高次成分を印加電圧に加えることで、共振音を低減する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源に接続され、該直流電源の直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して、モータを駆動制御するインバータと、

負荷を回転駆動する前記モータに印加する電圧を演算するベクトル制御部と、

前記ベクトル制御部の印加電圧の基本波の高次成分を演算する高次成分生成部と、

前記ベクトル制御部の演算した印加電圧に前記高次成分生成部が演算した高次成分を加算する電圧加算部と、

該電圧加算部の信号に基づいて前記インバータをパルス幅制御するPWMパルス生成部と、

を備え、

前記モータとその負荷の共振により発生する共振音について、前記高次成分生成部が前記共振音の共振周波数とモータ周波数の比であらわされる次数の高次成分を演算し、前記電圧加算部が前記高次成分を印加電圧に加えることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】

直流電源に接続され、該直流電源の直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して、モータを駆動制御するインバータと、

前記モータに通流する電流を演算する指令電流演算部と、

前記指令電流演算部の出力である指令電流の基本波の高次成分を演算する高次成分生成部と、

前記指令電流に前記高次成分生成部が演算した前記高次成分を加算する電流加算部と、

前記電流加算部の出力から前記モータに印加する電圧を演算するベクトル制御部と、

前記ベクトル制御部の信号に基づいて前記インバータをパルス幅制御するPWMパルス生成部と、

を備え、

前記モータとその負荷の共振により発生する共振音について、前記高次成分生成部が前記共振音の共振周波数とモータ周波数の比であらわされる次数の高次成分を演算し、前記電流加算部が前記高次成分を指令電流に加えることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 3】

直流電源に接続され、該直流電源の直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して、モータを駆動制御するインバータと、

負荷を回転駆動する前記モータに印加する電圧を演算するベクトル制御部と、

前記ベクトル制御部の印加電圧の基本波の高次成分を演算する高次成分生成部と、

固定2相変調方式を含む複数の変調方式を有し、前記電圧加算部の信号に基づいて前記インバータをパルス幅制御するPWMパルス生成部と、

複数の変調方式に対応して前記高次成分を補正する高次成分補正部を有し、

前記ベクトル制御部の演算した印加電圧に前記高次成分補正部が演算した高次成分を加算する電圧加算部と、

を備え、

前記モータとその負荷の共振により発生する共振音について、前記高次成分生成部が前記共振音の共振周波数とモータ周波数の比であらわされる次数の高次成分を演算し、前記高次成分が補正した前記高次成分を前記電圧加算部が印加電圧に加えることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】

直流電源に接続され、該直流電源の直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して、モータを駆動制御するインバータと、

前記モータに通流する電流を演算する指令電流演算部と、

前記指令電流演算部の出力である指令電流の基本波の高次成分を演算する高次成分生成部と、

複数の変調方式に対応して前記高次成分を補正する高次成分補正部を有し、

10

20

30

40

50

前記指令電流に前記高次成分補正部が補正した前記高次成分を加算する電流加算部と、
前記電流加算部の出力から前記 3 相モータに印加する電圧を演算するベクトル制御部と

、

固定 2 相変調方式を含む複数の変調方式を有し、前記ベクトル制御部の信号に基づいて
前記インバータをパルス幅制御する PWM パルス生成部と、
を備え、

前記モータとその負荷の共振により発生する共振音について、前記高次成分生成部が前
記共振音の共振周波数とモータ周波数の比であらわされる次数の高次成分を演算し、
変調方式に応じて、前記高次成分補正部が補正した前記高次成分を前記電流加算部が前記
指令電流に加えることを特徴とするモータ制御装置。

10

【請求項 5】

前記高次成分の振幅は前記基本波の振幅の 5 % 以下であることを特徴とする請求項 1 乃
至請求項 4 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 6】

前記高次成分は基本波の 3 m 次 ($m = 1, 2, 3, \dots$) であることを特徴とした請
求項 1 乃至請求項 5 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 7】

前記 3 相モータの負荷がファンであることを特徴する請求項 1 乃至請求項 5 のいずれか
一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 8】

請求項 1 乃至請求項 7 のいずれか一項に記載のモータ制御装置を搭載したことを特徴とす
る空気調和機。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ制御装置の制御方法、およびそれを用いた空気調和機に関するもので
ある。特にファン用のモータに起因する音の低減に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来、空気調和機に使用されている小型ファンモータは、ロータとファンの共振を原因
とした特定回転数で発生する騒音が問題となっていた。この共振による騒音の問題を解決
するためロータ部に防振ゴムを設けたり、ファンのシャフト受け部に防振ゴムを設けたり
して音を低減していた。

30

【0003】

この原因の一つとしてモータの誘起電圧の歪と印加電圧との差による電流波形の歪が挙
げられ、この電流波形の歪を取り除くべく種々の方法が提案されている。

【0004】

例えば、特許文献 1 において、誘起電圧の歪みに起因して発生するトルクリプルを相殺
する電圧を事前に誘起電圧リプルテーブルとして作成し、指令電圧に加算するという技術
が開示されている。

40

【0005】

また、特許文献 2 においては、高効率運転を実現するために、トルクと回転数のマップ
または i_d 電流 (d 軸)、 i_q 電流 (q 軸) の 2 次元座標に従い、変調方式を切り替える
制御方法が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献 1】特開 2008-219966 号公報

【特許文献 2】特開 2005-229676 号公報

【発明の概要】

50

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、ファンとロータの共振音を下げするために防振ゴムを設ける方法は、モータやファンの構造が複雑になり、原価が高くなるという問題があった。

【0008】

また、特許文献1に開示された電流の正弦波化の技術では、ファンとロータの共振音は消えないことを、本発明者は実験により確認した。

【0009】

また、特許文献2に開示された変調方式を切り替える方法では、ファンとロータの共振音が消える場合と消えない場合があることを、本発明者は実験により確認した。

10

【0010】

そこで、本発明は、ファンとロータの共振による音を低減した高効率なモータ制御装置を提供することを課題とする。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明のモータ制御装置は、直流電源に接続され、該直流電源の直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して、3相モータを駆動制御するインバータと、負荷を回転駆動する3相モータに印加する電圧を演算するベクトル制御部と、ベクトル制御部の印加電圧の基本波の高次成分を演算する高次成分生成部と、ベクトル制御部の演算した印加電圧に高次成分生成部が演算した高次成分を加算する電圧加算部と、該電圧加算部の信号に基づいてインバータをパルス幅制御するPWMパルス生成部とを備え、3相モータとその負荷の共振により発生する共振音について、高次成分生成部が共振音の共振周波数又はモータ周波数であらわされる次数の高次成分を演算し、電圧加算部が高次成分を印加電圧に加えることで、共振音を低減する。

20

【発明の効果】

【0012】

本発明によれば、ファンとロータの共振による音を低減した高効率なモータ制御装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0013】

30

【図1】本発明の第1実施形態に係るモータ制御装置の内部の構成と、この直流モータ制御装置と電源と3相交流同期電動機と負荷との関連を示す図である。

【図2】本発明の第1実施形態において、高次成分生成部の高次成分をベクトル制御部の基本波へ、電圧加算部で回転座標系を用いて加算する方法を示す図である。

【図3】本発明の第1実施形態において、高次成分生成部の高次成分をベクトル制御部の基本波へ、電圧加算部で固定座標系を用いて加算する方法を示す図である。

【図4】回転数と音周波数に対するファン騒音の特性を示す図である。

【図5】130min-1における36次の高次成分を印加した場合の騒音変化を示す図である。

【図6】回転数に対して複数の次数の高次成分を印加する制御の一例を示す図である。

40

【図7】本発明の第2実施形態に係るモータ制御装置の内部の構成と、この直流モータ制御装置と電源と3相交流同期電動機と負荷との関連を示す図である。

【図8】本発明の第2実施形態において、高次成分生成部の高次成分をベクトル制御部の基本波へ、電流加算部で回転座標系を用いて加算する方法を示す図である。

【図9】本発明の第2実施形態において、高次成分生成部の高次成分をベクトル制御部の基本波へ、電流加算部で固定座標系を用いて加算する方法を示す図である。

【図10】一般的な3相変調におけるU相、V相、W相の電圧波形を示す図である。

【図11】2相変調方式である固定相60度切り替え方式におけるU相、V相、W相の電圧波形を示す図である。

【図12】2相変調方式である上固定相120度切り替え方式におけるU相、V相、W相

50

の電圧波形を示す図である。

【図 1 3】 2 相変調方式である下固定相 1 2 0 度切り替え方式における U 相、V 相、W 相の電圧波形を示す図である。

【図 1 4】 本発明の第 3 実施形態に係るモータ制御装置の内部の構成と、この直流モータ制御装置と電源と 3 相交流同期電動機と負荷との関連を示す図である。

【図 1 5】 本発明の第 4 実施形態に係る空気調和機の構成を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0014】

本実施例のモータ制御装置は、直流電源に接続され、該直流電源の直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して、モータを駆動制御するインバータと、負荷を回転駆動する前記モータに印加する電圧を演算するベクトル制御部と、前記ベクトル制御部の印加電圧の基本波の高次成分を演算する高次成分生成部と、前記ベクトル制御部の演算した印加電圧に前記高次成分生成部が演算した高次成分を加算する電圧加算部と、該電圧加算部の信号に基づいて前記インバータをパルス幅制御する PWM パルス生成部と、を備え、前記モータとその負荷の共振により発生する共振音について、前記高次成分生成部が前記共振音の共振周波数とモータ周波数の比（前記共振音の共振周波数周波／モータ周波数）であらわされる次数の高次成分を演算し、前記電圧加算部が前記高次成分を印加電圧に加える。

【0015】

また、本実施例のモータ制御装置は、直流電源に接続され、該直流電源の直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して、モータを駆動制御するインバータと、前記モータに通流する電流を演算する指令電流演算部と、前記指令電流演算部の出力である指令電流の基本波の高次成分を演算する高次成分生成部と、前記指令電流に前記高次成分生成部が演算した前記高次成分を加算する電流加算部と、前記電流加算部の出力から前記モータに印加する電圧を演算するベクトル制御部と、前記ベクトル制御部の信号に基づいて前記インバータをパルス幅制御する PWM パルス生成部と、を備え、前記モータとその負荷の共振により発生する共振音について、前記高次成分生成部が前記共振音の共振周波数とモータ周波数の比（前記共振音の共振周波数周波／モータ周波数）であらわされる次数の高次成分を演算し、前記電流加算部が前記高次成分を指令電流に加える。

【0016】

また、本実施例のモータ制御装置は、直流電源に接続され、該直流電源の直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して、モータを駆動制御するインバータと、負荷を回転駆動する前記モータに印加する電圧を演算するベクトル制御部と、前記ベクトル制御部の印加電圧の基本波の高次成分を演算する高次成分生成部と、固定 2 相変調方式を含む複数の変調方式を有し、前記電圧加算部の信号に基づいて前記インバータをパルス幅制御する PWM パルス生成部と、複数の変調方式に対応して前記高次成分を補正する高次成分補正部を有し、前記ベクトル制御部の演算した印加電圧に前記高次成分補正部が演算した高次成分を加算する電圧加算部と、を備え、前記モータとその負荷の共振により発生する共振音について、前記高次成分生成部が前記共振音の共振周波数とモータ周波数の比（前記共振音の共振周波数周波／モータ周波数）であらわされる次数の高次成分を演算し、前記高次成分が補正した前記高次成分を前記電圧加算部が印加電圧に加える。

【0017】

また、本実施例のモータ制御装置は、直流電源に接続され、該直流電源の直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して、モータを駆動制御するインバータと、前記モータに通流する電流を演算する指令電流演算部と、前記指令電流演算部の出力である指令電流の基本波の高次成分を演算する高次成分生成部と、複数の変調方式に対応して前記高次成分を補正する高次成分補正部を有し、前記指令電流に前記高次成分補正部が補正した前記高次成分を加算する電流加算部と、前記電流加算部の出力から前記 3 相モータに印加する電圧を演算するベクトル制御部と、固定 2 相変調方式を含む複数の変調方式を有し、前記ベクトル制御部の信号に基づいて前記インバータをパルス幅制御する PWM パルス生成

10

20

30

40

50

部と、を備え、前記モータとその負荷の共振により発生する共振音について、前記高次成分生成部が前記共振音の共振周波数とモータ周波数の比（前記共振音の共振周波数周波／モータ周波数）であらわされる次数の高次成分を演算し、変調方式に応じて、前記高次成分補正部が補正した前記高次成分を前記電流加算部が前記指令電流に加えるこ。

【0018】

以下に本願の発明を実施するための形態（以下、「実施形態」と称す）を、図面を参照して説明する。本発明の第1実施形態に係るモータ制御装置を図1～図3を参照して説明する。図1は、本発明の第1実施形態に係るモータ制御装置11の内部の構成と、このモータ制御装置11と直流電源12と3相交流同期電動機（適宜「モータ」もしくは「3相モータ」と略す）13と負荷（ファン）14との関連を示す図である。

10

【0019】

図1において、モータ制御装置11は、DC-AC電力変換器であるインバータ15とインバータ15を制御する制御装置17とを備えて構成されている。

【0020】

また、制御装置17は、PWM（Pulse Width Modulation）パルス生成部24とベクトル制御部21と高次成分生成部22と電圧加算部23とを備えて構成されている。

【0021】

第1実施形態のモータ制御装置11の特徴は、制御装置17に高次成分生成部22を備え、制御装置17がインバータ15をPWM制御する際に、高次成分生成部22から電圧加算部23へ電圧の高次成分を加算することである。この方法によって、モータ13と負荷であるファン14の共振による騒音を除去するものである。

20

【0022】

この共振による騒音を除去する方法を特徴とする第1実施形態のモータ制御装置11の詳細を説明する前に、モータとファンの共振による騒音について先に説明し、その後、あらためて、図1の第1実施形態のモータ制御装置11について詳細に説明する。

【0023】

モータ13（図1）でファン14（図1）を駆動した際のファン3の発生する騒音について説明する。

【0024】

図4は、ファン14の騒音の回転数に対する特性の一例を示す図である。なお、図2、図3については、後で説明する。

30

【0025】

図4において、横軸は回転数 $[\text{min}^{-1}]$ であり、縦軸は音周波数で、色の濃さが騒音 $[\text{dB}]$ を示している。なお、回転数 $[\text{min}^{-1}]$ とは回転数／分である。また、rpm（rotation per minute）に相当する。また、以下においては、例えば520回転数／分を 520min^{-1} とのように簡略化して表記するものとする。データは回転数を 10min^{-1} 毎に振ってデータを取得したものである。色の濃いところは音周波数で280Hz、310Hz近傍に現れるが、音が大きい回転数と小さい回転数があることがわかる。ここで音の大きい回転数とは 780min^{-1} 、 520min^{-1} 、 390min^{-1} 、 270min^{-1} 、 130min^{-1} 近傍である。これはまた高回転に比べて低回転はファンが発生する音の合計が小さいため、310Hzの周波数の騒音の絶対値が小さくても聴感が悪くなるという特徴がある。

40

【0026】

回転数 780min^{-1} を基準とすれば、モータが3相交流同期電動機であるので、モータの極数が8極であれば、モータの電気周波数は 52Hz $[520 / \{60 \times (2/8)\}]$ である。この 54Hz を基本周波数として6次成分の 312Hz 付近の加振トルクにより音が発生していることがわかる。このような考え方を展開すると520、390、310、260、190、160、130、110 min^{-1} は順に9次、12次、15次、18次、24次、30次、36次、42次となる。グラフ中にはそれぞれの次数の周波数とファン回転数の関係を点線の直線で表しており、この直線と音の共振周波数（グラ

50

フ中の実線)が公差する点が、共振音が発生する回転数とそのときの周波数を表すことになる。

【0027】

したがって、ファン14とモータ(モータのロータ)13との共振音を消去するには、これらの高次成分への対策をとることになる。

(モータ制御装置の構成:その2)

図1の本発明の第1実施形態に係るモータ制御装置11の構成について、あらためて詳細に説明する。

【0028】

前記したように、図1は、本発明の第1実施形態に係るモータ制御装置11の構成と、
直流電源12とモータ13とファン(負荷)14との関連を示す図である。

10

【0029】

図1において、モータ制御装置11は、直流電源12から直流電力を受けて、3相交流電力に変換する。また、モータ(3相交流同期電動機)13は、モータ制御装置11から3相交流電力を供給され、駆動制御されて回転し、ファン14を回転駆動させる。

【0030】

次に、モータ制御装置11の、詳細について説明する。

【0031】

図1において、前記したように、モータ制御装置11は、直流電力を可変電圧可変周波数の3相交流電力に変換するインバータ15(電力変換器)とインバータ15を制御する
制御装置17とを備えて構成されている。また、直流母線電流検出回路16をインバータ15の直流電源に備えている。

20

【0032】

また、インバータ15は、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)などの半導体スイッチング素子と逆並列に接続されたダイオード素子から構成された電力変換主回路51と、後記するPWMパルス生成部24からのPWMパルス信号17Aに基づいて電力変換主回路51のIGBT(Sup、Sun、Svp、Svn、Swp、Swn)へのゲート信号を発生するゲート・ドライバ52とを備えて構成されている。

【0033】

IGBTが直列に接続されてレッグを構成するIGBT(Sup、Sun)は、直流電源12の間に接続され、それぞれの上アーム(Sup)と下アーム(Sup)の接続点は、U相の交流出力端子となっている。

30

【0034】

同様に直列に接続されてレッグを構成するIGBT(Svp、Svn)は、直流電源12の間に接続され、それぞれの上アーム(Svp)と下アーム(Svn)の接続点は、V相の交流出力端子となっている。

【0035】

また、直列に接続されてレッグを構成するIGBT(Swp、Swn)は、直流電源12の間に接続され、それぞれの上アーム(Swp)と下アーム(Swn)の接続点は、W相の交流出力端子となっている。

40

【0036】

以上のIGBT(Sup、Sun、Svp、Svn、Swp、Swn)を制御装置17がゲート・ドライバ52を介して、適切に制御をすることにより、直流電源12の直流電力は、可変電圧可変周波数の3相交流電力が前記のU相、V相、W相の交流出力端子から出力される。

【0037】

また、制御装置17は、PWMパルス生成部24とベクトル制御部21と高次成分生成部22と電圧加算部23とを備えて構成されている。

【0038】

ベクトル制御部21は、直流母線電流検出回路16で検出された直流母線電流情報(適

50

宜「相電流の情報」と表記する) 16 Aをもとに永久磁石同期モータ13への基本波印加電圧指令21 Bと永久磁石同期モータ13のモータ回転数・位相情報21 Aを算出する。

【0039】

また、高次成分生成部22は、モータ回転数・位相情報21 Aをもとに、永久磁石同期モータ13の電圧の高次成分22 Aを電圧加算部23へ出力する。

【0040】

また、電圧加算部23は、基本波印加電圧指令21 Bに電圧の高次成分22 Aを加算して印加電圧指令23 Aを出力する。

【0041】

また、PWMパルス生成部24は、印加電圧指令23 Aと内部に有するキャリア信号を基にしてPWMパルス信号17 Aへ変換する。

【0042】

なお、ベクトル制御部21のベクトル制御は、例えば、「「高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式の検討」電学論D、Vol.129 (2009) No.1 pp.36-45」や、「「家電機器向け位置センサレス永久磁石同期モータの簡易ベクトル制御」電学論D、Vol.124 (2004) No.11 pp.1133-1140」に示されている方式を用いることで実現可能である。

【0043】

直流母線電流検出回路16は、直流電源12の負側の直流母線に接続され、U相、V相、W相の脈流が混載した相電流情報を取得する。取得された相電流情報は、直流母線電流情報(相電流の情報)16 Aとして、ベクトル制御部21へ出力される。

【0044】

なお、相電流情報の取得する方法は、例えば、特開2004-48886号に開示されている方式などで可能である。

【0045】

第1実施形態では、騒音を低減するため以下に示す電圧の高次成分生成部22と電圧加算部23により、高次成分を印加する構成をとっている。

【0046】

以下において、電圧の高次成分22 Aを生成する高次成分生成部22と、高次成分22 Aを基本波印加電圧指令21 Bへ加算する電圧加算部23の動作を、図2、図3を参照して説明する。

【0047】

高次成分生成部22では、あらかじめ設定した後記する(数2)、(数4)におけるGと ϕ の値を用いてモータ回転数・位相情報21 Aをもとに高次成分を生成し、高次成分22 Aを電圧加算部23へ出力する。

【0048】

電圧加算部23では、ベクトル制御部21が出力した基本波印加電圧指令21 Bと、高次成分生成部22が出力した電圧の高次成分22 Aとを加算し、PWMパルス生成部24へ出力する。

【0049】

具体的な構成としては、回転座標系での加算と、固定座標系での加算とがある。次に、これらの方法について順に説明する。

【0050】

回転座標系での加算の方式について、図2を参照して説明する。

【0051】

図2は、本発明の第1実施形態において、高次成分生成部22の高次成分(電圧の高次成分22 A)をベクトル制御部21の基本波(基本波印加電圧指令21 B)へ、電圧加算部23で、回転座標系を用いて加算する方法を示す図である。

【0052】

図2において、ベクトル制御部21は、相電流の情報16 Aに基づき、モータ回転子の磁石磁束方向(d軸)を基準とし、このd軸と直角方向(q軸)とによる回転座標系であ

10

20

30

40

50

る d q 座標軸上において、基本波印加電圧指令 2 1 B (V_d^* 、 V_q^*) と、モータ回転数・位相情報 2 1 A を出力する。なお、 V_d^* が d 軸、 V_q^* が q 軸に関わる基本波印加電圧指令 2 1 B (図 1) である。

【0053】

高次成分生成部 2 2 は、ベクトル制御部 2 1 からのモータ回転数・位相情報 2 1 A に基づき、 d q 座標軸上における高次成分 2 2 A - d (d 軸)、2 2 A - q (q 軸) を生成する。なお、高次成分 2 2 A - d 、2 2 A - q は、図 1 では高次成分 2 2 A に相当する。

【0054】

電圧加算部 2 3 は、 d 軸において、基本波印加電圧指令 (V_d^*) と高次成分 2 2 A - d を加算して、 d 軸の印加電圧指令 2 3 A - d を出力する。

10

【0055】

また、電圧加算部 2 3 は、 q 軸において、基本波印加電圧指令 (V_q^*) と高次成分 2 2 A - q を加算して、 q 軸の印加電圧指令 2 3 A - q を出力する。

【0056】

なお、印加電圧指令 2 3 A - d 、2 3 A - q は、図示していない変換部によって U 相、 V 相、 W 相の成分に変換されて、PWM パルス生成部 2 4 (図 1) に入力される。

【0057】

また、固定座標系での加算の方式について、図 3 を参照して説明する。

【0058】

図 3 は、本発明の第 1 実施形態において、高次成分生成部 2 2 の高次成分 (電圧の高次成分 2 2 A) をベクトル制御部 2 1 の基本波 (基本波印加電圧指令 2 1 B) へ、電圧加算部 2 3 で、固定座標系を用いて加算する方法を示す図である。

20

【0059】

図 3 において、ベクトル制御部 2 1 は、相電流の情報 1 6 A に基づき、固定座標系の三相交流の基本波印加電圧指令 2 1 B (V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^*) と、モータ回転数・位相情報 2 1 A とを出力する。

【0060】

高次成分生成部 2 2 は、ベクトル制御部 2 1 からのモータ回転数・位相情報 2 1 A に基づき、各相の高次成分 2 2 A - U 、2 2 A - V 、2 2 A - W を生成する。

【0061】

電圧加算部 2 3 は、固定座標系の三相交流の基本波印加電圧指令 2 1 B (V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^*) と高次成分 2 2 A - U 、2 2 A - V 、2 2 A - W を、各相 (U 、 V 、 W) 毎に加算して、それぞれ印加電圧指令 2 3 A - U 、2 3 A - V 、2 3 A - W を出力する。

30

【0062】

次に、モータ回転数の n 倍で発生するファン 1 4 とロータ (モータ 1 3 のロータ) の共振音の低減方法について説明する。

【0063】

ファン 1 4 とロータ (1 3) による共振は、回転方向の振動に起因するものであり、モータの各相の電圧もしくは電流と座標軸が異なる。モータの 1 20 度 ($2\pi/3$) 毎に位相の異なる 3 相の合成から生ずる回転磁界の座標軸の成分にファンとロータによる共振は関係する。したがって、3 相モータ (モータ) の各相の電圧ではなく、回転座標系の d q 座標系に変換して共振音の低減の対策をたてることが妥当である。

40

【0064】

一般にベクトル制御において d q 座標での電圧指令は (数 1) のように与えられる。

【0065】

【数 1】

$$\begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r \cdot I_d^* - \omega_1^* \cdot L_q \cdot I_q^* \\ r \cdot I_q^* + \omega_1^* \cdot L_d \cdot I_d^* + \omega_1^* \cdot K_E \end{bmatrix}$$

50

ここで、 r ：モータ相抵抗、 ω_1^* ：指令角速度、 L_d 、 L_q ：d軸とq軸のリアクタンス、 I_d^* 、 I_q^* ：d軸とq軸の指令電流、 K_E ：誘起電圧定数。

【0066】

これに対して（数2）のように高次成分を演算し、（数3）のように加算して新たな電圧指令 V_d^{**} 、 V_q^{**} とする。

【0067】

【数2】

$$\begin{bmatrix} V_{dn}^* \\ V_{qn}^* \end{bmatrix} = \omega_1^* \cdot K_E \begin{bmatrix} -G_n \sin(n\theta_d + \phi_n) \\ -G_n \cos(n\theta_d + \phi_n) \end{bmatrix} \quad 10$$

【0068】

【数3】

$$\begin{bmatrix} V_d^{**} \\ V_q^{**} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{dn}^* \\ V_{qn}^* \end{bmatrix}$$

ここで V_{dn}^* 、 V_{qn}^* ：d軸とq軸の電圧高次成分、 G_n ：n次高次成分の振幅係数、n：高次次数、 θ_d ：d軸位相、 ϕ_n ：n次高次成分の初期位相。

【0069】

この（数2）で G_n と ϕ_n を最適に選ぶことでモータ周波数のn倍の音が低減することを本発明者は実験にて確認した。n次成分電圧を印加することにより音の発生源となっているトルク変動を抑制し音を低減できる。 20

【0070】

図3のように固定座標系で電圧を印加する場合の高次成分の式は（数4）となる。

【0071】

【数4】

$$\begin{bmatrix} V_{Un}^* \\ V_{Vn}^* \\ V_{Wn}^* \end{bmatrix} = \omega_1^* \cdot K_E \begin{bmatrix} -G_n \sin(n\theta_d + \phi_n) \\ -G_n \sin\left(n\theta_d + \phi_n - \frac{2}{3}\pi\right) \\ -G_n \sin\left(n\theta_d + \phi_n + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad 30$$

ここで V_{Un}^* 、 V_{Vn}^* 、 V_{Wn}^* ：U、V、W相のn次電圧高次成分。

【0072】

また、（数2）は、電圧の振幅に対する比率 G_n と電圧成分に対する位相差 ϕ_n で表現しているが、 G_n と ϕ_n を変更することによって、自在に高次成分を印加することができる。

【0073】

次に130min⁻¹のときの騒音の低減例を示す。高次電圧を印加しない場合、312Hzに35dBの騒音が発生していた。図5に横軸を36次の初期位相 ϕ_{36} 、縦軸を騒音変化値とし、36次の高次成分の振幅係数 $G_{36}=0.5\%$ として ϕ_{36} を-180[deg]から180[deg]まで変化させた場合の騒音変化値と $\phi_{36}=-134$ [deg]のときに G_{36} を変化させた場合の騒音変化値を示す。このように $\phi_{36}=-134$ deg、 $G_{36}=0.4\%$ とすることで騒音を19dB低減することができた。 40

【0074】

高次成分を印加する場合の最初（スタート）と最後（エンド）の印加する手法について、説明する。

【0075】

高次成分生成部22において、高次成分を印加する回転数となったときは、高次成分の 50

振幅値を0から所定の振幅まで徐々に増やす（ソフトスタート）。例えば、6次の成分を印加する（数2）においては、 G_6 （電圧基本波振幅に対する割合）の係数を徐々に増やすことに相当する。

【0076】

また、高次成分を印加している状態から高次成分を印加しない回転数となったときは高次成分の振幅値を所定の振幅から0まで徐々に減らす（ソフトエンド）。

【0077】

この高次成分を印加するときのソフトスタート、ソフトエンドを採用することにより、高次成分の印加を開始したときと終了したときのショックがなく、安定した制御となる。

【0078】

高次成分を複数組み合わせる場合について図6を用いて説明する。図6の縦軸は各次数の振幅の係数の大きさ、横軸をファン回転数としている。ファン回転数に応じて各次数の振幅の係数を図6のように実施すれば、ある共振音に対して全回転数で音を低減できるようになる。また図6の例ではある次数はある回転数近傍で現れた場合、他の回転数で現れないが、共振点が複数ある場合、同じ次数でも複数の回転数で設定してもよい。

【0079】

本発明者らは高次成分の振幅の適正值について1次成分の振幅（ V_d と V_q の2乗和の2乗根）を基準にした場合5%以下で、それ以上大きくすると音が大きくなってしまったことを確認した。

【0080】

図1に示した第1実施形態によりn次の高次成分を所定の位相、振幅で印加することで、モータ周波数のn倍の周波数のファンとロータの共振音を低減することができる。

【0081】

第2実施形態について図7～図9を用いて説明する。これまでは電圧の高次成分を印加して音を低減できることを説明したが、電流の高次成分を印加しても実現できる。

【0082】

図7は本発明の第2実施形態に係るモータ制御装置11の内部の構成と、このモータ制御装置11と直流電源12と3相交流同期電動機（適宜「モータ」もしくは「3相モータ」と略す）13と負荷（ファン）14との関連を示す図である。

【0083】

図7において、モータ制御装置11の制御装置18の構成に第2実施形態としての特徴がある。

【0084】

なお、直流電源12、モータ13、ファン14、インバータ15、直流母線電流検出回路16については、図1の第1実施形態と同様であるので重複する説明は省略する。

【0085】

制御装置18は、ベクトル制御部21と、高次成分生成部22と、PWMパルス生成部24を備え、ベクトル制御部21は電流指令生成部25と、電流加算部26と、電圧指令演算部を備えて構成される。

【0086】

電流指令生成部25は、直流母線電流検出回路16から相電流の情報16Aを取得し、モータ回転数・位相情報25Aを演算して、高次成分生成部22に出力する。また、指令電流生成部25は、併せて、基本波電流指令25Bを電流加算部26に出力する。

【0087】

高次成分生成部22は、モータ回転数・位相情報25Aをもとに、永久磁石同期モータ13の電流の高次成分22Aを電流加算部26へ出力する。

【0088】

電流加算部26は、基本波印加電流指令25Bに電流の高次成分22Aを加算して電流指令26Aを出力する。

【0089】

10

20

30

40

50

電圧指令演算部 27 は、電流指令 26 A をもとに電圧指令 27 A を演算し PWM パルス生成部 24 に出力する。

【0090】

その他第 1 実施形態と同じ構成のものは説明を省略する。

【0091】

第 2 実施形態では、騒音を低減するため以下に示す電流の高次成分生成部 22 と電流加算部 26 により、高次成分を印加する構成をとっている。

【0092】

以下において、電流の高次成分 22 A を生成する高次成分生成部 22 と、高次成分 22 A を基本波電流指令 25 B へ加算する電流加算部 26 の動作を、図 8、図 9 を参照して説明する。

10

【0093】

高次成分生成部 22 では、あらかじめ設定した後記する（数 5）、（数 6）における G と ϕ の値を用いてモータ回転数・位相情報 21 A をもとに高次成分を生成し、高次成分 22 A を電圧加算部 23 へ出力する。

【0094】

電圧加算部 23 では、ベクトル制御部 21 が出力した基本波印加電圧指令 21 B と、高次成分生成部 22 が出力した電圧の高次成分 22 A とを加算し、PWM パルス生成部 24 へ出力する。

【0095】

20

具体的な構成としては、回転座標系での加算と、固定座標系での加算とがある。次に、これらの方法について順に説明する。

【0096】

回転座標系での加算の方式について、図 8 を参照して説明する。

【0097】

図 8 は、本発明の第 2 実施形態において、高次成分生成部 22 の高次成分（電流の高次成分 22 A）を電流指令生成部 25 の基本波（基本波電流指令 25 B）へ、電流加算部 26 で、回転座標系を用いて加算する方法を示す図である。

【0098】

図 8 において、電流指令生成部 25 は、相電流の情報 16 A に基づき、モータ回転子の磁石磁束方向（d 軸）を基準とし、この d 軸と直角方向（q 軸）とによる回転座標系である d q 座標軸上において、基本波電流指令 25 B（ I_d^* 、 I_q^* ）と、モータ回転数・位相情報 25 A を出力する。なお、 I_d^* が d 軸、 I_q^* が q 軸に関わる基本波電流指令 25 B（図 7）である。

30

【0099】

高次成分生成部 22 は、電流指令生成部 25 からのモータ回転数・位相情報 25 A に基づき、d q 座標軸上における高次成分 22 A - d（d 軸）、22 A - q（q 軸）を生成する。なお、高次成分 22 A - d、22 A - q は、図 7 では高次成分 22 A に相当する。

【0100】

電流加算部 26 は、d 軸において、基本波電流指令（ I_d^* ）と高次成分 22 A - d を加算して、d 軸の電流指令 23 A - d を出力する。

40

【0101】

また、電流加算部 23 は、q 軸において、基本波電流指令（ I_q^* ）と高次成分 22 A - q を加算して、q 軸の印加電流指令 23 A - q を出力する。

【0102】

なお、印加電流指令 23 A - d、23 A - q は、図示していない変換部によって U 相、V 相、W 相の成分に変換されて、PWM パルス生成部 24（図 7）に入力される。

【0103】

また、固定座標系での加算の方式について、図 9 を参照して説明する。

【0104】

50

図 9 は、本発明の第 2 実施形態において、高次成分生成部 22 の高次成分（電流の高次成分 22 A）を電流指令生成部 25 の基本波（基本波電流指令 25 B）へ、電流加算部 26 で、固定座標系を用いて加算する方法を示す図である。

【0105】

図 9 において、電流指令生成部 25 は、相電流の情報 16 A に基づき、固定座標系の三相交流の基本波電流指令 25 B（ I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* ）と、モータ回転数・位相情報 25 A とを出力する。

【0106】

高次成分生成部 22 は、電流指令生成部 25 からのモータ回転数・位相情報 25 A に基づき、各相の高次成分 22 A-U、22 A-V、22 A-W を生成する。

10

【0107】

電流加算部 26 は、固定座標系の三相交流の基本波印加電圧指令 25 B（ I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* ）と高次成分 22 A-U、22 A-V、22 A-W を、各相（U、V、W）毎に加算して、それぞれ印加電圧指令 23 A-U、23 A-V、23 A-W を出力する。

【0108】

次に、モータ回転数の n 倍で発生するファン 14 とロータ（モータ 13 のロータ）の共振音の低減方法について説明する。

【0109】

ファン 14 とロータ（13）による共振は、回転方向の振動に起因するものであり、モータの各相の電圧もしくは電流と座標軸が異なる。モータの 120 度（ $2\pi/3$ ）毎に位相の異なる 3 相の合成から生ずる回転磁界の座標軸の成分にファンとロータによる共振は関係する。したがって、3 相モータ（モータ）の各相の電圧ではなく、回転座標系の dq 座標系に変換して共振音の低減の対策をたてることが妥当である。

20

【0110】

一般にベクトル制御において dq 座標での電圧指令は（数 1）のように与えられる。

【0111】

共振音の低減に対しては電流の高次成分を（数 5）で定義し（数 1）の dq 軸の I_d^* 、 I_q^* に加算することで実現できる。

【0112】

【数 5】

30

$$\begin{bmatrix} I_{dn}^* \\ I_{qn}^* \end{bmatrix} = I_M \begin{bmatrix} G_n \sin(n\theta_d + \phi_n) \\ G_n \cos(n\theta_d + \phi_n) \end{bmatrix}$$

【0113】

また、 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* で加算してもよい。この場合の高次電流は（数 6）のようになる。

【0114】

【数 6】

40

$$\begin{bmatrix} I_{Un}^* \\ I_{Vn}^* \\ I_{Wn}^* \end{bmatrix} = I_M \begin{bmatrix} G_n \sin(n\theta_d + \phi_n) \\ G_n \sin\left(n\theta_d + \phi_n - \frac{2}{3}\pi\right) \\ G_n \sin\left(n\theta_d + \phi_n + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}$$

【0115】

図 7 に示した第 1 実施形態により n 次の高次成分を所定の位相、振幅で印加することで、モータ周波数の n 倍の周波数のファンとロータの共振音を低減することができる。

50

【0116】

本発明の第3実施形態に係るモータ制御装置を図10～図14を参照して説明する。第3実施形態は、第1実施形態の高次成分生成部22および電圧加算部23と、後述する3相交流モータのPWM制御の変調方式を切り替える制御とを両方備えるものである。

【0117】

一般に変調方式を高効率化や音の低減や電氣的ノイズの低減のため切り替えることは知られている。

【0118】

なお、後記する固定相60度切り替え方式と、固定相120度切り替え方式とを含めて、所定の電気角において、1相の電位を固定し、他の2相を変調する方式を固定2相変調と称するものとする。

10

【0119】

まず、モータ制御装置の制御方法である固定相60度切り替え方式と、固定相120度切り替え方式について先に説明する。そして、その後で、この制御方式が音に与える影響を説明し高次電圧印加制御と組み合わせた制御について説明する。

【0120】

ここでモータ制御装置におけるPWM制御の変調方式について説明する。

【0121】

一般的な3相交流モータのPWM制御は3相変調（3相変調方式）であるが、3相交流モータがY結線の場合には、相電圧と相間電圧が異なることを利用して2相変調（2相変調方式）で行う方法がある。

20

【0122】

すなわち、モータ電流が相電圧ではなく相間電圧により決定されることを利用して、相間電圧を確保しつつ、各相電圧を所定期間毎にインバータのスイッチング素子を常時オンすることにより、1相毎に高位電源レベル又は低位電源レベルに電気角 $\pi/3$ （60度、60°）だけ順次固定してインバータのスイッチング損失を低減する方法である。

【0123】

なお、この方法では前記したように、所定の区間において1相が電位的に固定され、他の2相のみが変調（PWM制御）される。そして、この電位的に固定される相が順番に繰り返される。したがって、どの時間においても、変調されているのは2相のみであるので、2相変調と称される。

30

【0124】

以下、前記の2相変調方式を固定相60度切り替え方式と呼ぶものとする。

【0125】

次に、固定相60度切り替え方式の電圧波形（電圧指令）を図11に示して、この方式について説明する。

【0126】

図11は、2相変調方式である固定相60度切り替え方式におけるU相、V相、W相の電圧波形（電圧指令）を示す図である。

【0127】

また、図10は、参考として、一般的な3相変調方式におけるU相、V相、W相の電圧波形（電圧指令）を示す図である。

40

【0128】

図11と図10において、横軸は電気角の角度[°]であり、縦軸は各電気角における電圧の最大電圧に対する比、すなわちデューティ[%]を示している。

【0129】

図11において、W相は電気角が0度（[°]に相当）から60度において、デューティ0%の下限の電圧で一定としている。

【0130】

このW相がデューティ0%の電圧の区間である0度から60度において、U相とV相と

50

は、W相との電圧差、位相を、図10に示した3相変調方式の場合と同じ関係を保つような電圧波形をとる。すなわち、0度から60度においては、W相がデューティ0%のため、U相とV相とは、本来の電圧値より、やや低めの値をとる。

【0131】

また、60度から120度においては、U相がデューティ100%の上限の電圧で一定となる。この区間においては、V相とW相は、U相との電圧差、位相を、図10に示した3相変調の場合と同じ関係を保つような電圧波形をとるので、本来の電圧値より、やや高めの値をとる。なお、U相が一挙にデューティ100%となる60度においては、V相とW相は、急に電圧が上昇する。

【0132】

また、120度から180度においては、V相がデューティ0%の下限の電圧で一定となる。この区間においては、W相とU相は、V相との電圧差、位相を、図10に示した3相変調方式の場合と同じ関係を保つような電圧波形をとるので、本来の電圧値より、やや低めの値をとる。なお、V相が一挙にデューティ0%となる120度においては、W相とU相は、急に電圧が下降する。

【0133】

以上のようなU相、V相、W相の動作波形となるように繰り返して制御する。

【0134】

図11に示すように、U相、V相、W相の相間電圧は、正弦波と異なる波形であるが、U相－V相の線間電圧、V相－W相の線間電圧、W相－U相の線間電圧は、それぞれ正弦波形となっているので、3相の線間電圧によって駆動されるモータ13（図14）、およびファン14（図14）は、図10に示した3相変調方式の場合と同じように動作する。

【0135】

しかしながら、W相は0度から60度において、U相は60度から120度において、W相は120度から180度において、それぞれ一定となっているので、インバータ15によるPWM制御の動作回数が低減できる。したがって、インバータ15の低消費電力化に効果がある。

【0136】

なお、0度から360度、およびそれが繰り返されるすべて区間において、U相、V相、W相のいずれかの相が固定されていて、変調されるのは残りの2相である。したがって、前記したように2相変調である。

【0137】

また、「半導体電力変換回路」1987年3月の社団法人電気学会発行の第110、111、125頁等に以上と同じ、あるいは類似の技術が示されている。

【0138】

次に、1相あたりの固定区間が前記の固定相60度切り替え方式より長い、固定相120度切り替え方式について説明する。

【0139】

なお、固定相120度切り替え方式には、固定相を直流電圧の高電位に固定する上固定相120度切り替え方式と、固定相を直流電圧の低電位に固定するものを下固定相120度切り替え方式の2種類がある。次に、順に、上固定相120度切り替え方式と下固定相120度切り替え方式について説明する。

【0140】

図12は、2相変調方式である上固定相120度切り替え方式におけるU相、V相、W相の電圧波形（電圧指令）を示す図である。なお、横軸は電気角の角度[°]であり、縦軸は電圧のデューティ[%]を示している。

【0141】

図12において、U相は30度（[°]に相当）から150度において、デューティ100%の上限の電圧で一定となっている。

【0142】

また、W相は150度から270度において、デューティ100%の上限の電圧で一定となっている。

【0143】

また、V相は270度から(390)度において、デューティ100%の上限の電圧で一定となっている。

【0144】

以上のように、U相、V相、W相ともそれぞれ1相毎に、電気角 $2\pi/3$ (120度)の間に高位電源レベルに固定する。

【0145】

また、U相、V相、W相のそれぞれの1相が固定されている区間は、他の相は、前記の相との電圧差、位相を、図10に示した3相変調方式の場合と同じ関係を保つような電圧波形をとるように制御する。

【0146】

したがって、U相、V相、W相をY結線として、それぞれの線間電圧で3相交流モータを駆動することができる。

【0147】

図13は、2相変調方式である下固定相120度切り替え方式におけるU相、V相、W相の電圧波形(電圧指令)を示す図である。なお、横軸は電気角の角度[°]であり、縦軸は電圧のデューティ[%]を示している。

【0148】

図13において、V相は90度([°]に相当)から210度において、デューティ0%の下限の電圧で一定となっている。

【0149】

また、U相は210度から330度において、デューティ0%の下限の電圧で一定となっている。

【0150】

また、W相は330度から(450)度において、また、(-30)度から90度において、デューティ0%の下限の電圧で一定となっている。

【0151】

以上のように、U相、V相、W相ともそれぞれ1相毎に、電気角 $2\pi/3$ (120度)の間に低電位電源レベルに固定する。

【0152】

また、U相、V相、W相のそれぞれの1相が固定されている区間は、他の相は、前記の相との電圧差、位相を、図10に示した3相変調方式の場合と同じ関係を保つような電圧波形をとる。

【0153】

したがって、U相、V相、W相をY結線として、それぞれの線間電圧で3相モータを駆動することができる。

【0154】

以上のように、上固定相120度切り替え方式および下固定相120度切り替え方式とも、1相毎に高位電源レベル又は低位電源レベルに電気角 $2\pi/3$ (120度、120°)だけ順次固定するので、インバータのスイッチング損失を低減できる。

【0155】

なお、相電圧の振幅が所定の電圧値より低くなると、図12や図13に示した制御が適切でない状況が生ずる場合には、2相変調方式を停止して3相変調方式によってモータに3相電圧を印加する方法もある。

【0156】

また、特許文献2において、以上と同じ、あるいは類似の技術が開示されている。

【0157】

変調方式の変更により電圧変動が変わる。例えば2相変調方式の固定相60°切替方式

10

20

30

40

50

では電圧の不連続点が1回転につき6回あるため、6の倍数次に影響を与える。例えば下固定相120°切替方式とした場合は不連続点が図13において90、210、330°の3回あるため、3の倍数次に影響を与える。これらの説明は変調方式の変更は線間電圧として変わらないという上記の説明に矛盾するようであるが、変調方式の誤差は印加電圧1次振幅に対して数%以下の誤差であるため計測はほぼ不可能であり音に影響してしまう。

【0158】

従って変調方式が変わった場合、位相 ϕ_n と振幅 G_n に補正値を加えることにより変調方式が変わっても同様な音低減効果が得られる。

【0159】

次に、変調方式切替制御において、音を低減するモータ制御装置の構成について説明する。

【0160】

図14は、本発明の第3実施形態に係るモータ制御装置11の内部の構成と、このモータ制御装置11と直流電源12とモータ（3相モータ）13とファン14との関連を示す図である。

【0161】

図14において、モータ制御装置11の制御装置20の構成に第3実施形態としての特徴がある。

【0162】

なお、直流電源12、モータ13、ファン14、インバータ15、直流母線電流検出回路16については、図1の第1実施形態と同様であるので重複する説明は省略する。

【0163】

制御装置20は、ベクトル制御部21と、PWMパルス生成部24と、高次成分生成部22と、電圧加算部23と、高次成分補正部28と、変調方式選択部29とを備えて構成される。

【0164】

ベクトル制御部21は、直流母線電流検出回路16から相電流の情報16Aを取得し、モータ回転数・位相情報21Aを演算して、高次成分生成部22と変調方式選択部29とに出力する。また、ベクトル制御部21は、併せて、電圧加算部23に基本波印加電圧指令21Bを出力する。

【0165】

高次成分生成部22は、モータ回転数・位相情報21Aに基づき高次成分22Aを生成し、高次電圧補正部28に出力する。

【0166】

変調方式選択部29は、モータ回転数・位相情報21Aに基づき、2相変調方式の固定相60度（もしくは120度）切り替え方式か、3相変調方式かを選択し、変調方式選択信号25AをPWMパルス生成部24と高次成分補正部28に出力する。

【0167】

高次電圧補正部28は、変調方式情報25Aと高次成分22Aから高次成分を補正し補正後高次成分26Aとして電圧加算部23に出力する。

【0168】

電圧加算部23は、基本波印加電圧指令21Bと高次成分22Aとを加算して印加電圧指令23Aを出力する。PWMパルス生成部24は、印加電圧指令23Aと変調方式選択信号25Aとに基づき、PWMパルス情報20Aを生成する。

【0169】

以上の構成により、2相変調方式の固定相60度切り替え方式や、固定相120度切り替え方式において、電圧高次成分を印加することによりファンとロータの共振音を低減する。

【0170】

10

20

30

40

50

したがって、第3実施形態は、変調方式の変更による高効率化や音の低減や電氣的ノイズの低減に加えてファンとロータの共振音を低減する効果がある。

【0171】

以上第3実施形態は電圧高次成分を加算する場合で説明したが、電流高次成分を加算する方式でも電圧高次成分を加算する方式と同様な効果を期待できる。

【0172】

本発明の第4実施形態に係るモータ制御装置を説明する。第4実施形態は、第2実施形態の高次成分生成部22および電流加算部26と、第3実施形態の高次成分補正部28と変調方式選択部29とを備えるものである。実施方法は第3実施形態の高次電圧を高次電流におきかえたものとなる。

【0173】

次に、第5実施形態について説明する。本実施形態では、第1実施形態から第3実施形態で説明したモータ制御装置11を、空気調和機100の室外機101のファンのモータ制御装置108に適用する。

【0174】

図15は、本発明の第5実施形態に係る空気調和機100の構成例を示す図である。図15において、空気調和機100は、外気と熱交換を行う室外機101、室内と熱交換を行う室内機102、両者をつなぐ配管103とを備えて構成される。

【0175】

室外機101は、冷媒を圧縮する圧縮機104と、外気と熱交換する熱交換機105と、この熱交換機105に送風する室外ファン106と、この室外ファン106を回転する室外ファンモータ107と、この室外ファンモータ107を駆動するモータ制御装置108とを備えて構成される。なお、モータ制御装置108には、前記の第1実施形態から第4実施形態のモータ制御装置11が適用され、室外ファンモータ107は3相モータ13、室外ファン106は負荷14に相当する。

【0176】

また、室内機102は、室内と熱交換を行う熱交換機109と、室内に送風する送風機110とを備えて構成される。

【0177】

第5実施形態では、前記したように、第1実施形態から第4実施形態のモータ制御装置11を空気調和機100に適用する。すなわち、インバータ15を制御する制御装置(17、18、20)において、高次成分を印加したり、変調方式を選択したりすることでモータ回転数の高次の周波数のファン14とロータ(モータ13)の共振音を低減する。

【0178】

第4実施形態により、室外ファンモータ107のロータ部の防振ゴムやファン部の防振ゴムを使うことなく、音の低減ができるので静かな空気調和機100を安価に製作することが可能となる。

【0179】

以上、本発明の実施形態について図面を参照して詳述したが、本発明はこれら実施形態およびその変形に限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲の設計変更等があってもよく、以下にその例をあげる。

【0180】

前記の本実施形態の各構成、機能、処理部、処理手段等は、それらの一部又は全部を、例えば集積回路で設計する等によりハードウェアで実現しても良い。また、プログラム変更可能なソフトウェアにより実現してもよい。また、ハードウェアとソフトウェアを混載してもよい。

【0181】

また、制御線や情報線は説明上必要と考えられるものを示しており、製品上必ずしも全ての制御線や情報線を示しているとは限らない。実際には殆ど全ての構成が相互に接続されていると考えてもよい。

10

20

30

40

50

【0182】

ある実施形態の構成の一部を他の実施形態の構成に置き換えることが可能であり、また、ある実施形態の構成に他の実施形態の構成を加える事も可能である。また、各実施形態の構成の一部について、他の構成の追加・削除・置換をすることが可能である。

【0183】

また、説明を明確に行うために、主に負荷としてファンを駆動する場合の説明を行ったが、構造的な共振周波数を起因する音の低減に本発明は有効であり、負荷としてファンに限定するものではない。

【0184】

直流母線電流検出回路16による相電流情報の取得は、特開2004-48886号に開示されている方式など、一般的な方式を用いる事で可能であり、検出方式を特定するものではない。

【0185】

ベクトル制御部21は前記した「「高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式の検討」電学論D、Vol.129(2009)No.1 pp.36-45」や、「「家電機器向け位置センサレス永久磁石同期モータの簡易ベクトル制御」電学論D、Vol.124(2004)No.11 pp.1133-1140」で提案されている方式など、一般的なベクトル制御を用いることで実現可能であり、制御方式を特定するものではない。

【0186】

また電力変換主回路51のスイッチング素子としてIGBTを用いたが、他の半導体素子のスイッチング素子を用いてもよく、例えばMOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)でもよい。また、素子の組成として、SiC(Silicon Carbide、炭化ケイ素)やGaN(Gallium Nitride、窒化ガリウム)を用いた半導体素子でもよい。

【0187】

高次成分の印加式におけるG(電圧基本波振幅に対する高次波振幅の割合)と ϕ (基本波成分と高次成分の位相差)については当初、設定した値を用いる場合について、説明したが、直流母線電流検出回路16の情報を基に、ベクトル制御部21において、Gと ϕ を状況に応じて適宜、変更して、最適な制御をする方法もある。

【0188】

図1におけるゲート・ドライバ52は、PWMパルス生成部24の信号の駆動能力を高めることに主機能があるので、PWMパルス生成部24の出力部に十分な駆動能力があるか、もしくはゲート・ドライバ52の機能をPWMパルス生成部24に内蔵すれば、インバータ15にゲート・ドライバ52を備えなくともよい。

【符号の説明】

【0189】

- 11、108 モータ制御装置
- 12 直流電源
- 13 モータ、3相モータ、3相交流同期電動機
- 14 負荷、ファン
- 15 インバータ、電力変換回路
- 16 直流母線電流検出回路
- 17、18、20 制御装置
- 21 ベクトル制御部
- 22 高次成分生成部
- 23 電圧加算部
- 24 PWMパルス生成部
- 25 指令電流生成部
- 26 電流加算部
- 27 電圧指令演算部

10

20

30

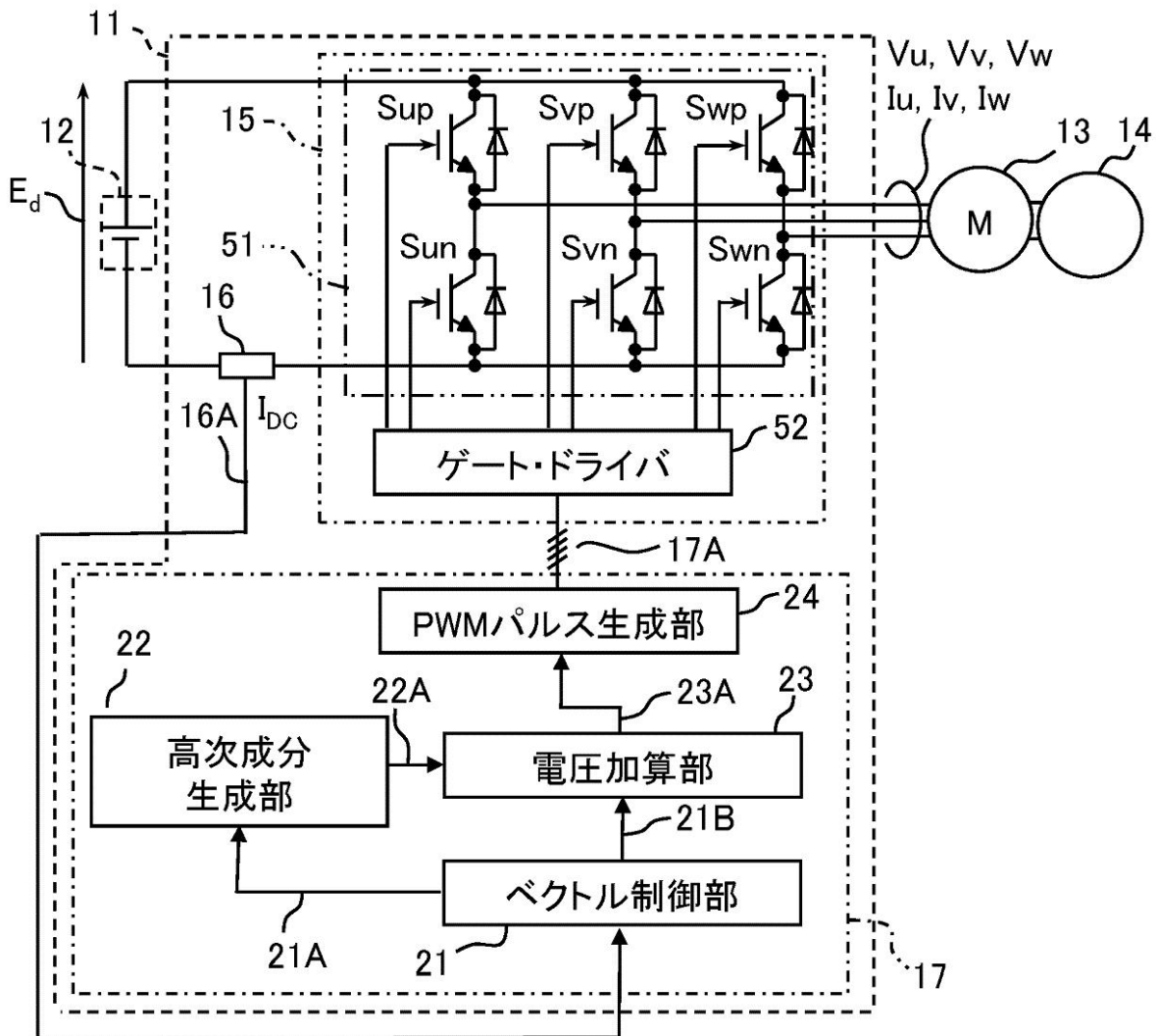
40

50

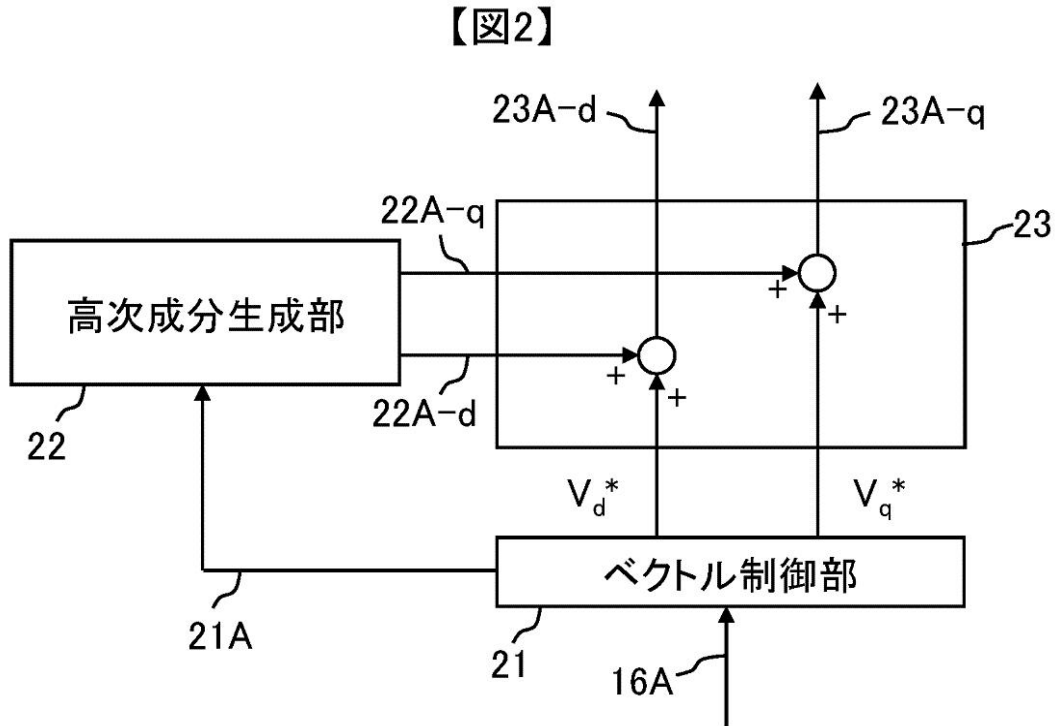
2 8 高次成分補正部
2 9 変調方式選択部
5 1 電力変換主回路
5 2 ゲート・ドライバ
1 0 0 空気調和機
1 0 1 室外機
1 0 2 室内機
1 0 3 配管
1 0 4 圧縮機
1 0 5 熱交換器（室外の熱交換器）
1 0 6 室外ファン
1 0 7 室外ファンモータ
1 0 9 熱交換器（室内の熱交換器）
1 1 0 送風機

【図 1】

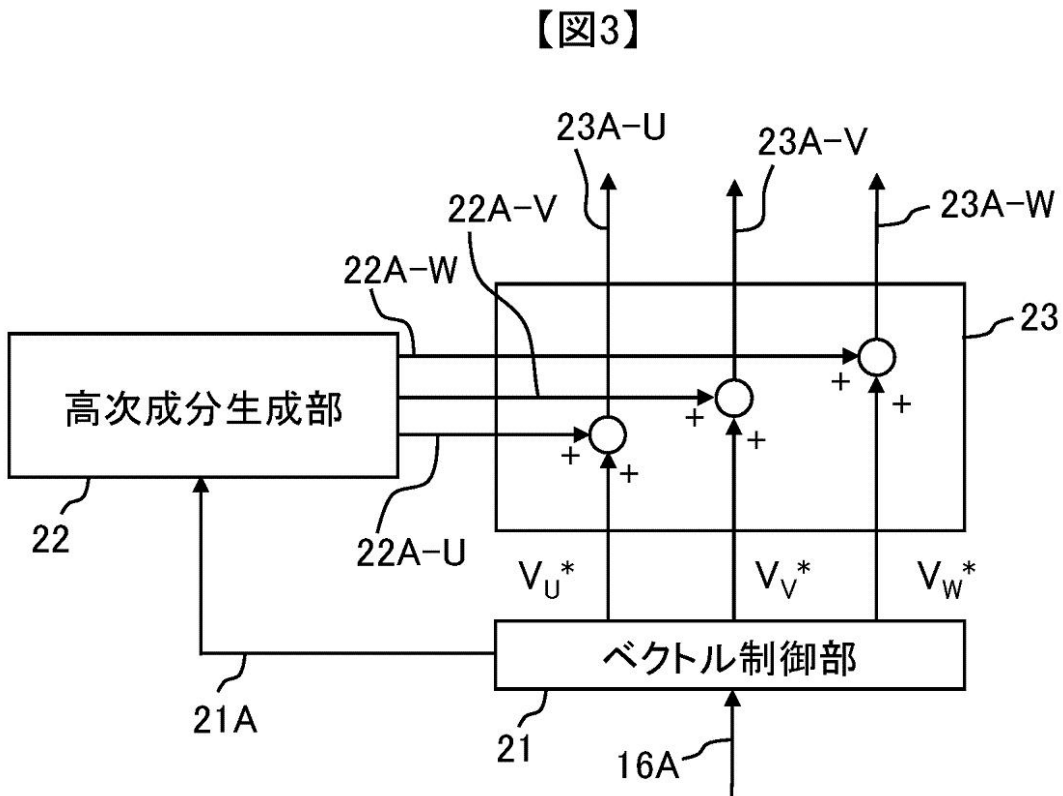
【図 1】



【図 2】

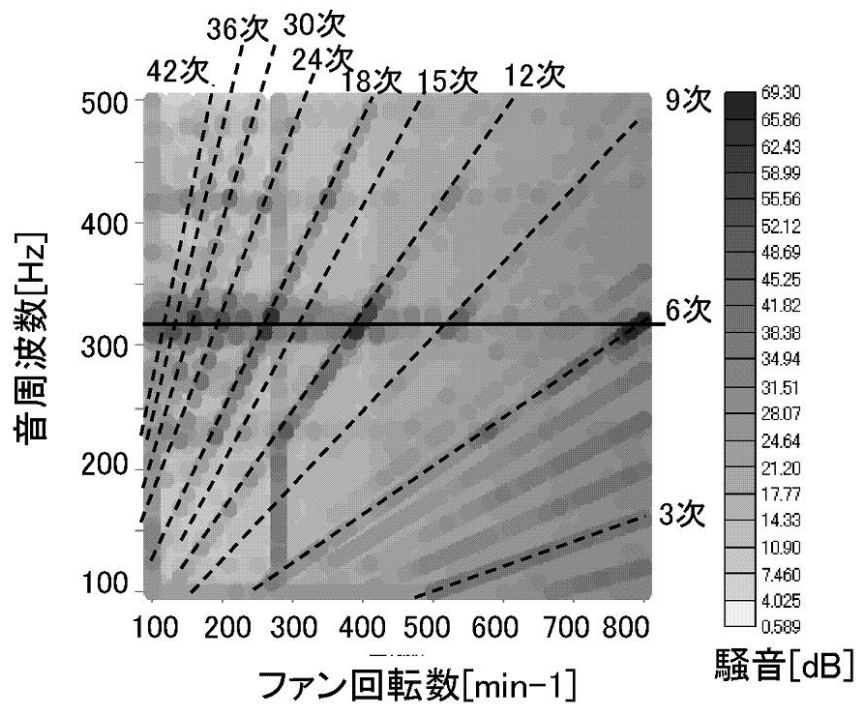


【図 3】



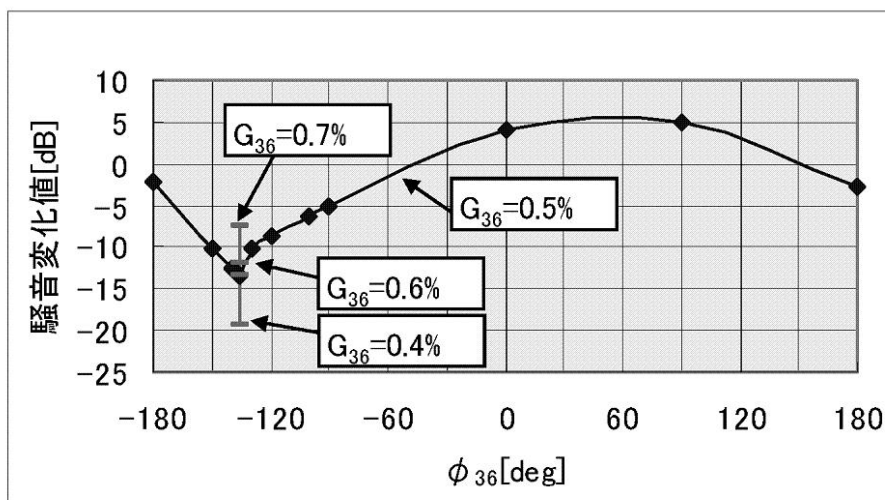
【図 4】

【図4】



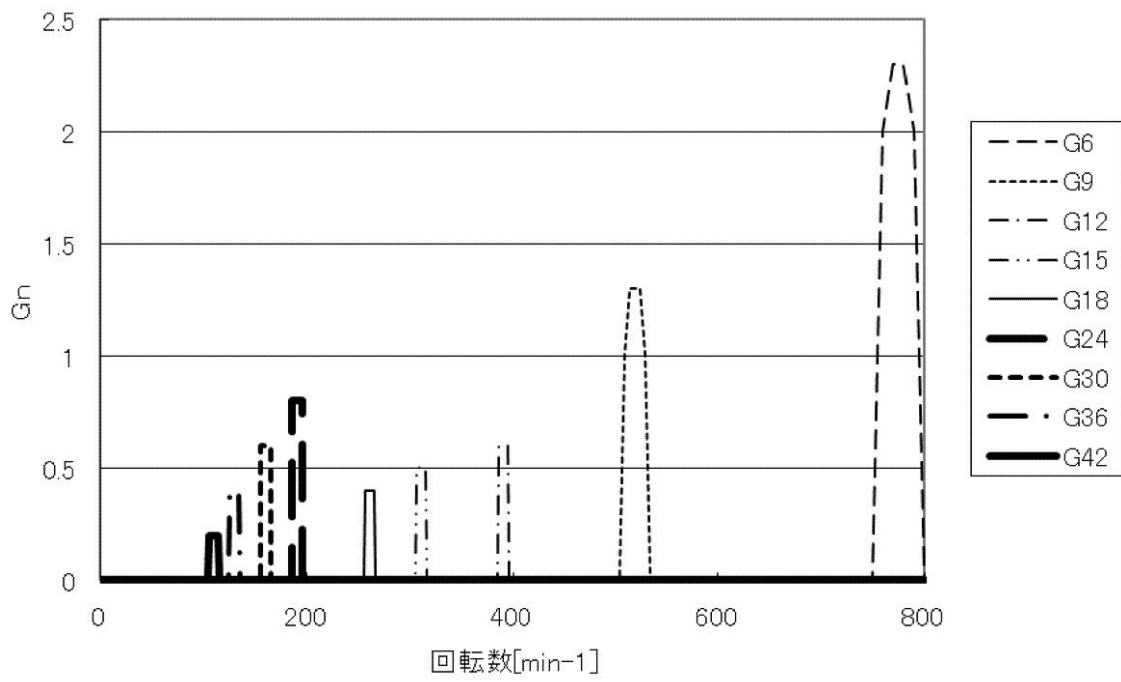
【図 5】

【図5】



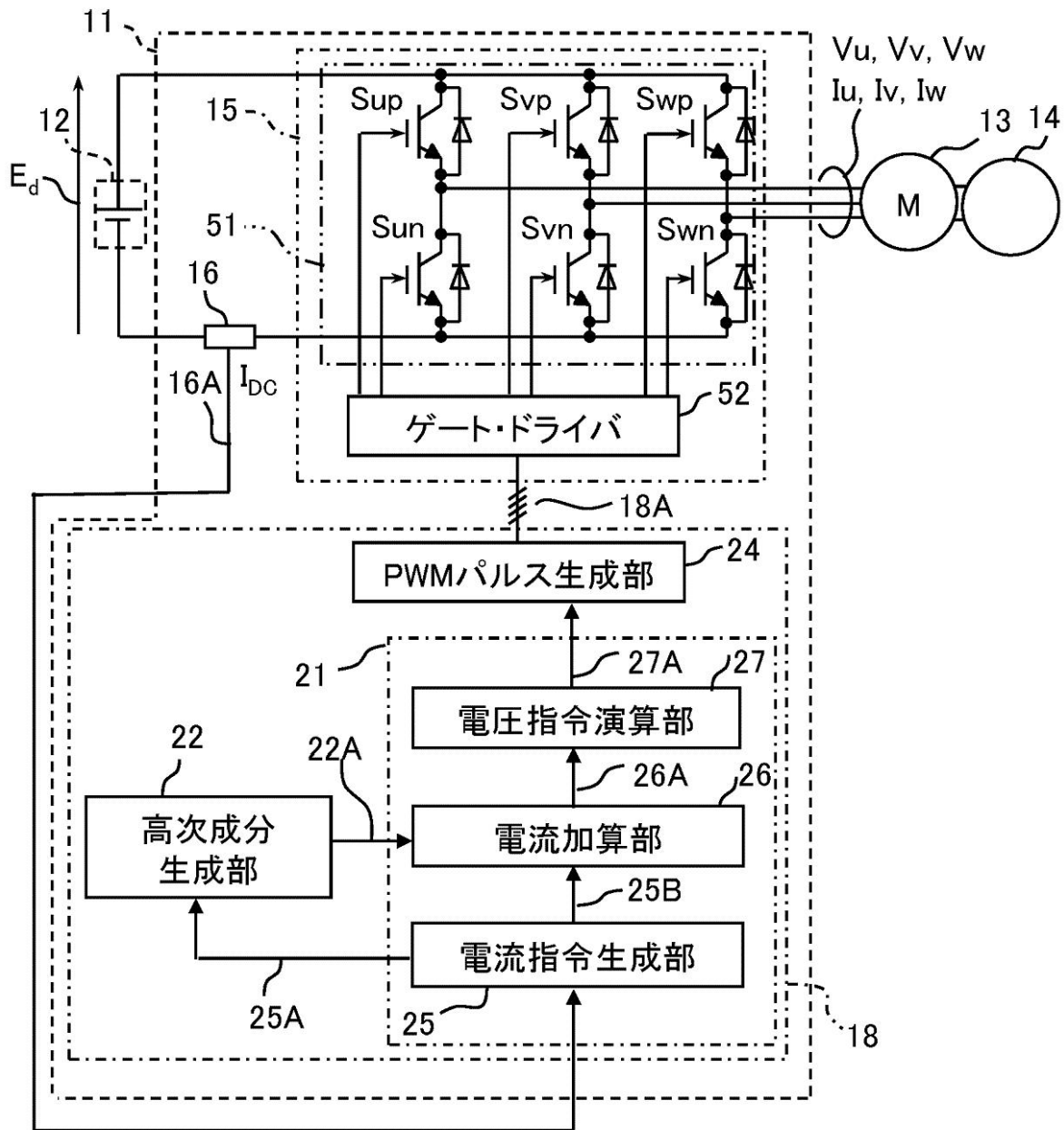
【図 6】

【図6】



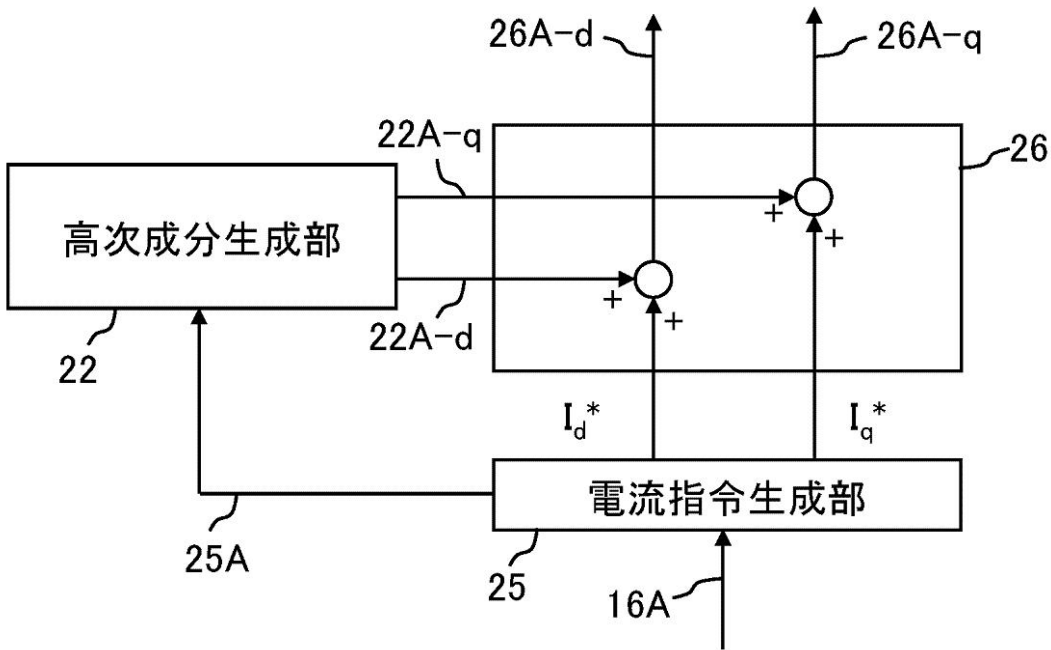
【図 7】

【図 7】



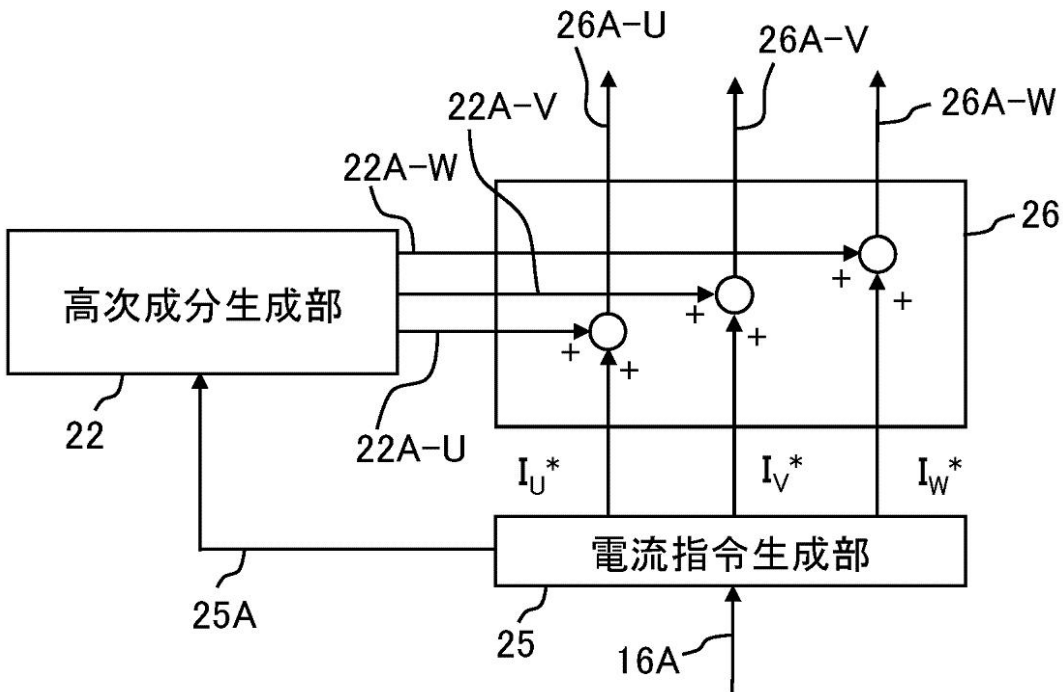
【図 8】

【図8】



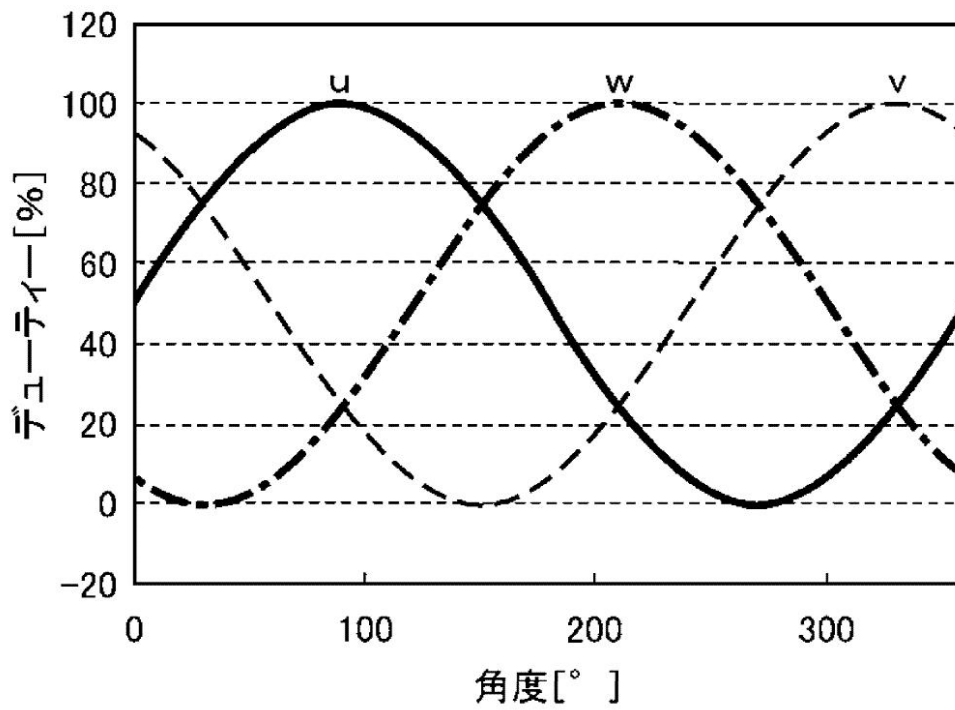
【図 9】

【図9】



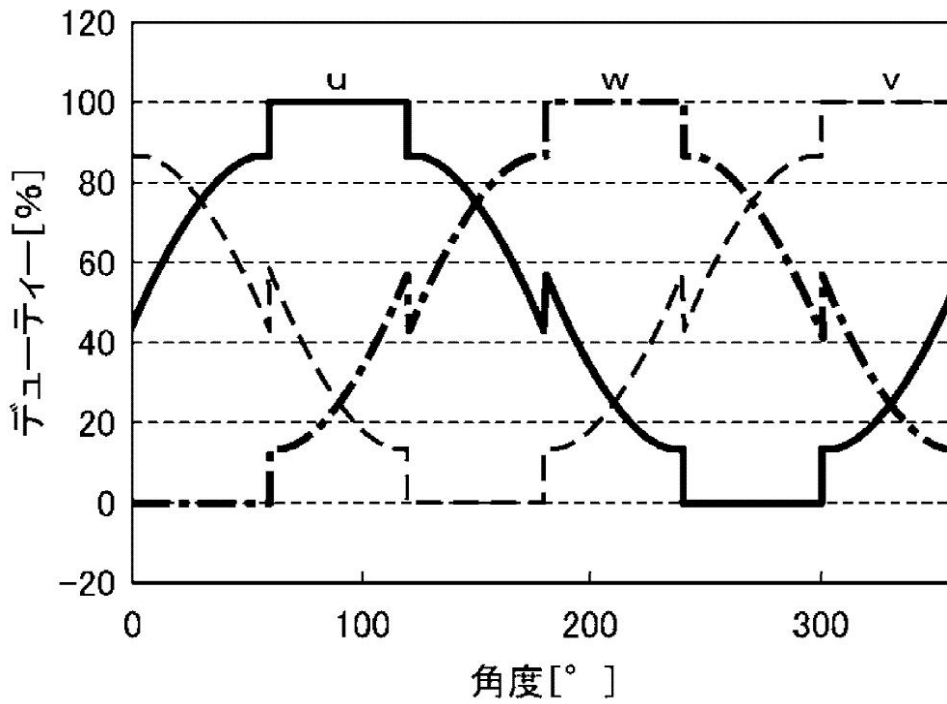
【図 10】

【図10】



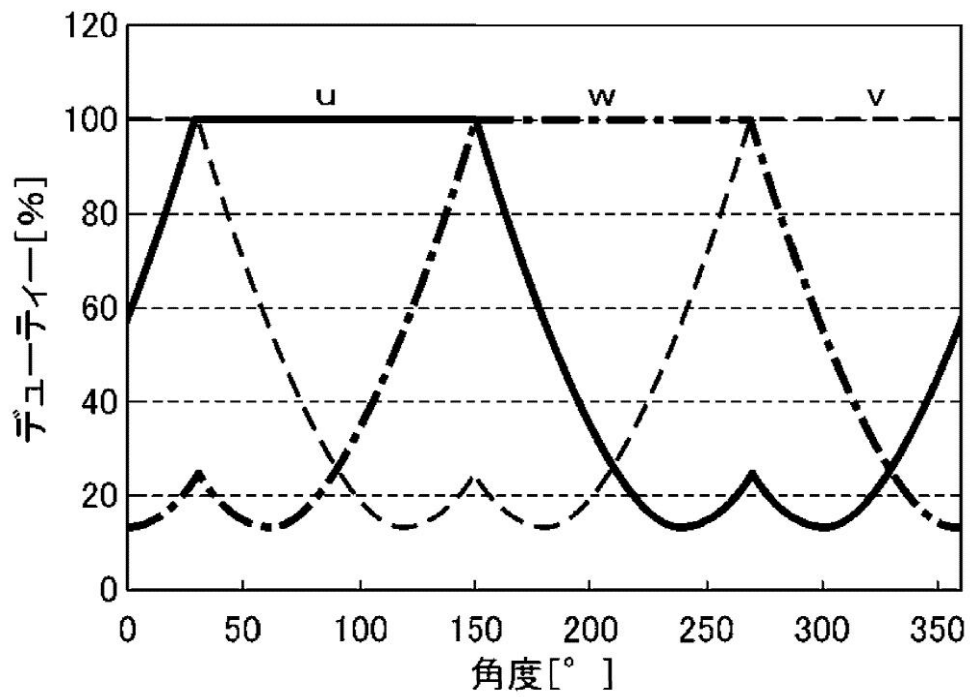
【図 11】

【図11】



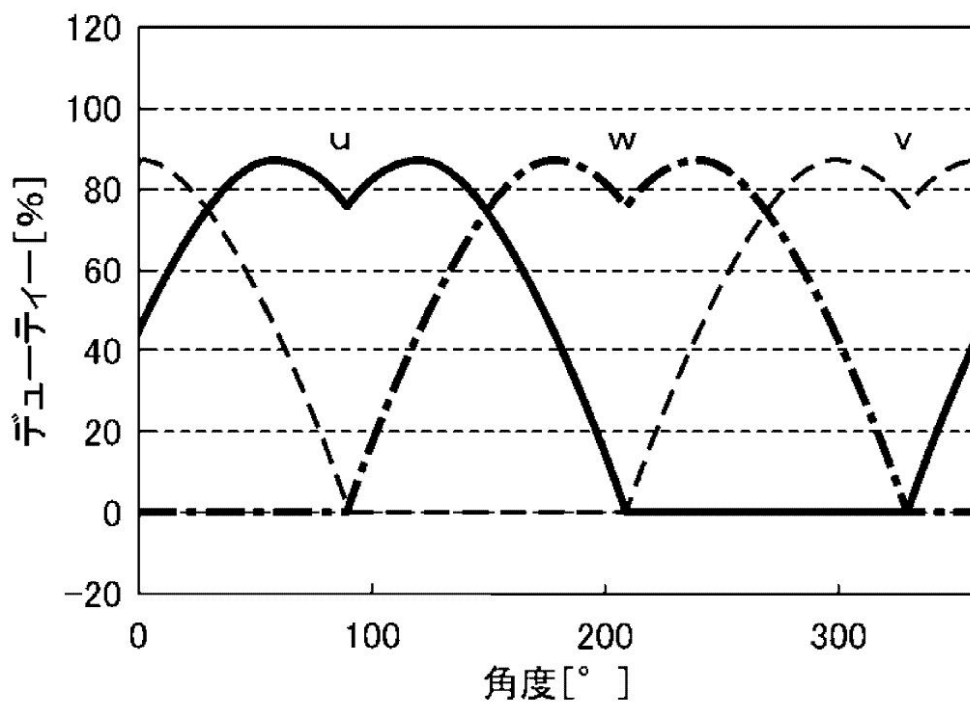
【図 1 2】

【図12】



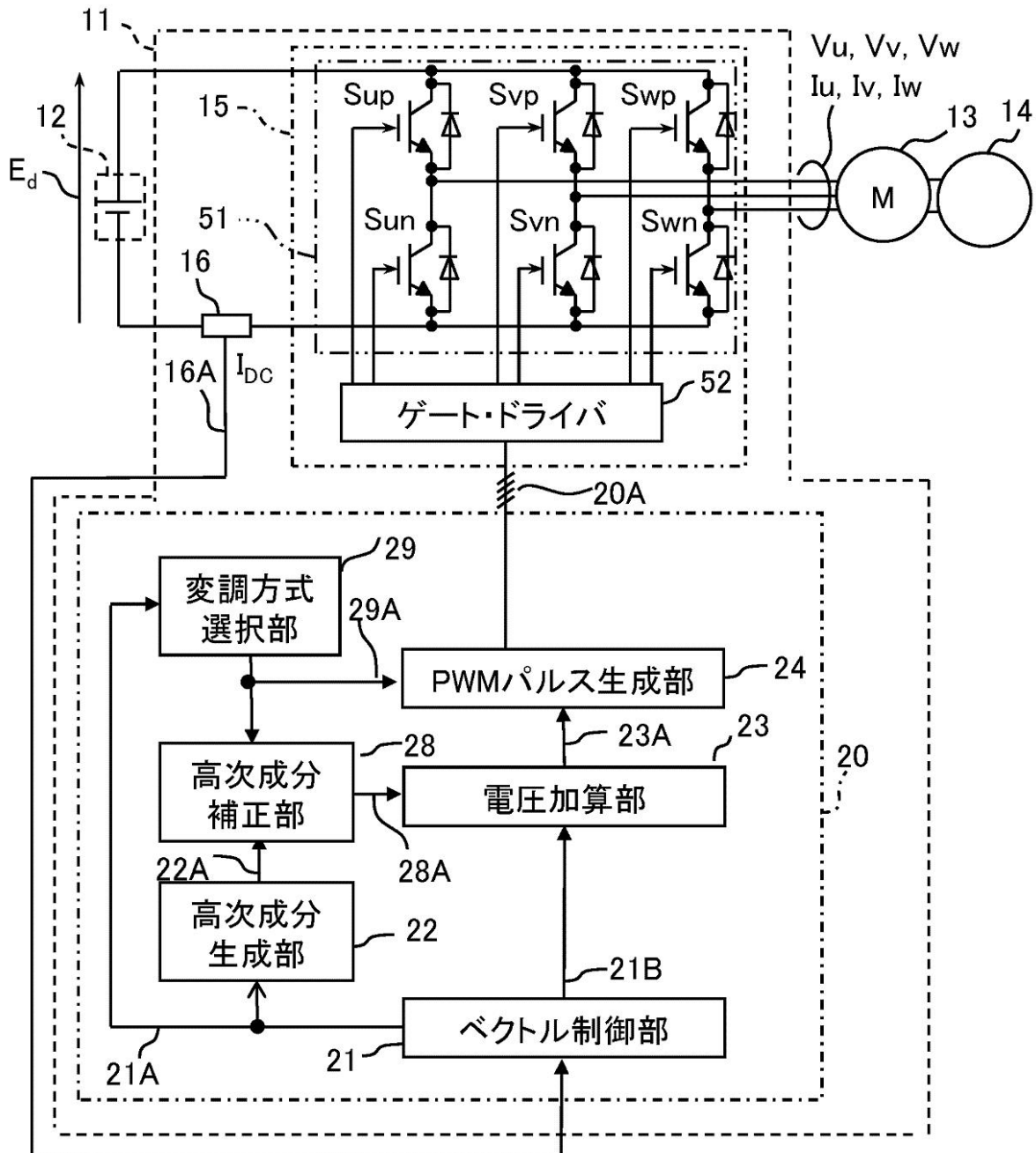
【図 1 3】

【図13】



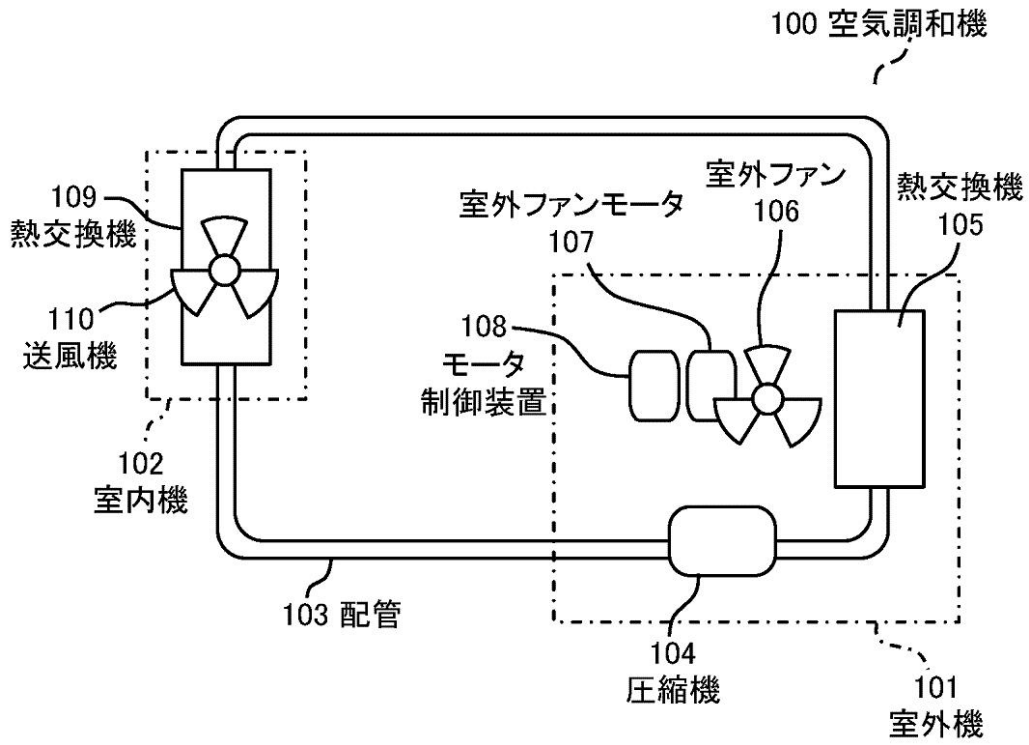
【図14】

【図14】



【図 15】

【図15】



フロントページの続き

(72)発明者 田村 建司
栃木県栃木市大平町富田 8 0 0 番地 日立アプライアンス株式会社内

(72)発明者 小倉 洋寿
栃木県栃木市大平町富田 8 0 0 番地 日立アプライアンス株式会社内

(72)発明者 ビスワス スワパン
栃木県栃木市大平町富田 8 0 0 番地 日立アプライアンス株式会社内

(72)発明者 藍原 央堯
栃木県栃木市大平町富田 8 0 0 番地 日立アプライアンス株式会社内

F ターム(参考) 5H505 AA05 BB04 CC01 DD08 EE41 EE49 GG04 HA10 HB02 LL22