

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7536201号
(P7536201)

(45)発行日 令和6年8月19日(2024.8.19)

(24)登録日 令和6年8月8日(2024.8.8)

(51)国際特許分類 F I
H 0 2 P 21/05 (2006.01) H 0 2 P 21/05
H 0 2 P 27/08 (2006.01) H 0 2 P 27/08

請求項の数 7 (全16頁)

(21)出願番号	特願2023-565802(P2023-565802)	(73)特許権者	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
(86)(22)出願日	令和3年12月9日(2021.12.9)	(74)代理人	100116964 弁理士 山形 洋一
(86)国際出願番号	PCT/JP2021/045325	(74)代理人	100120477 弁理士 佐藤 賢改
(87)国際公開番号	WO2023/105710	(74)代理人	100135921 弁理士 篠原 昌彦
(87)国際公開日	令和5年6月15日(2023.6.15)	(74)代理人	100203677 弁理士 山口 力
審査請求日	令和5年11月28日(2023.11.28)	(72)発明者	土谷 厚司 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
		(72)発明者	畠山 和徳

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力変換装置及び空気調和機

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力される交流電圧を整流するコンバータと、
前記コンバータの出力を平滑化することで直流電圧とするコンデンサと、
前記直流電圧の電圧値を検出する電圧検出部と、
前記直流電圧を三相交流電圧に変換するインバータと、
前記インバータから出力される電流の電流値を検出する電流検出部と、
前記インバータを制御する制御部と、を備え、
前記制御部は、
前記電圧値及び前記電流値を用いて、前記インバータに印加する電圧の指令値である電圧指令値を算出する電圧指令値算出部と、
前記電圧指令値に対応する電圧位相を計算する位相計算部と、
前記電圧値から生成される前記電圧指令値に重畳する、前記直流電圧による脈動成分を抽出し、前記脈動成分の位相である脈動補償位相を計算する脈動位相補償部と、
前記電圧値及び前記電圧指令値から変調率を算出し、前記変調率が1.0よりも大きい場合に、前記電圧指令値に対して前記電圧値を線形で出力することができるように、前記変調率を補正した補正変調率を算出する変調率補償部と、
前記電圧位相に前記脈動補償位相を加算した値及び前記補正変調率から、前記インバータを制御するためのPWM(Pulse Width Modulation)信号を生成するPWM生成部と、を備えること

10

20

を特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

前記変調率補償部は、前記変調率に、前記電圧値が大きいほど大きな値となる変調率補正係数を乗算することで算出された値を、前記補正変調率とする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】

前記変調率補償部は、前記算出された値に上限値を設けることを特徴とする請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記変調率補償部は、前記変調率に、前記電圧値が大きいほど大きな値となる変調率補正係数を乗算することで算出された値に対して、ローパスフィルタによるフィルタ処理を行った値を、前記補正変調率とすることを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

10

【請求項 5】

前記変調率補償部は、前記フィルタ処理が行われた値に上限値を設けることを特徴とする請求項 4 に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記変調率補償部は、前記電圧値の変動が大きいほど、前記上限値を小さくすることを特徴とする請求項 3 又は 5 に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

請求項 1 から 6 の何れか一項に記載の電力変換装置と、前記電力変換装置から出力される前記三相交流電圧により駆動され、動力を発生するモータと、前記動力を用いて冷媒を圧縮する圧縮機と、を備える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】

本開示は、電力変換装置及び空気調和機に関する。

【背景技術】

30

【0002】

一般に、単相交流電源からの交流をコンバータにより直流に変換し、この直流を直流コンデンサにより平滑化し、さらにインバータにより任意の周波数の交流に変換するシステムにおいては、コンバータからコンデンサに流れる電流に高調波が重畳されるため、直流リンク電圧が脈動する。

【0003】

そして、インバータにより直流電圧から 3 相交流電圧を作り出す場合、直流リンク電圧の脈動によって、相電流のビート現象と、トルクのリップルとが発生し問題となる。

【0004】

特許文献 1 は、このような脈動を抑制するために、位相調整器によって、直流リンク電圧の脈動に基づいて、出力電圧ベクトル指令の d 軸からの位相の調整量 P が算出され、d 軸からの位相基準 P^* を加算する電力変換装置を開示している。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【文献】特開平 11 - 89297 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

従来の技術は、直流電圧に対して過変調領域で出力電圧の位相を補償することでモータ

50

電流の急変又は跳ね上がりを抑制している。

また、従来技術は、電圧の振幅に関して、電圧リミット値を設けているが、この場合、インバータに入力される母線電圧の脈動が急変すると、必要なトルク電流を出力するためにインバータの出力電圧を増やす必要があるが、電圧リミット値によって必要な電圧値を出力できず、モータ電流のピーク値が変動してしまう。

【0007】

そこで、本開示の一又は複数の態様は、モータの運転範囲を狭めることなくインバータの入力段にある平滑用コンデンサの容量を小さくできるようにすることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本開示の一態様に係る電力変換装置は、入力される交流電圧を整流するコンバータと、前記コンバータの出力を平滑化することで直流電圧とするコンデンサと、前記直流電圧の電圧値を検出する電圧検出部と、前記直流電圧を三相交流電圧に変換するインバータと、前記インバータから出力される電流の電流値を検出する電流検出部と、前記インバータを制御する制御部と、を備え、前記制御部は、前記電圧値及び前記電流値を用いて、前記インバータに印加する電圧の指令値である電圧指令値を算出する電圧指令値算出部と、前記電圧指令値に対応する電圧位相を計算する位相計算部と、前記電圧値から生成される前記電圧指令値に重畳する、前記直流電圧による脈動成分を抽出し、前記脈動成分の位相である脈動補償位相を計算する脈動位相補償部と、前記電圧値及び前記電圧指令値から変調率を算出し、前記変調率が1.0よりも大きい場合に、前記電圧指令値に対して前記電圧値を線形で出力することができるように、前記変調率を補正した補正変調率を算出する変調率補償部と、前記電圧位相に前記脈動補償位相を加算した値及び前記補正変調率から、前記インバータを制御するためのPWM(Pulse Width Modulation)信号を生成するPWM生成部と、を備えることを特徴とする。

【0009】

本開示の一態様に係る空気調和機は、上記の電力変換装置と、前記電力変換装置から出力される前記三相交流電圧により駆動され、動力を発生するモータと、前記動力を用いて冷媒を圧縮する圧縮機と、を備えることを特徴とする。

【発明の効果】

【0010】

本開示の一又は複数の態様によれば、モータの運転範囲を狭めることなくインバータの入力段にある平滑用コンデンサの容量を小さくすることができる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】実施の形態に係る空気調和機の構成を概略的に示すブロック図である。

【図2】電動機駆動装置及びモータの構成を概略的に示す回路図である。

【図3】U相に正弦波モードで電圧を印加する際におけるU相電圧指令値を示すグラフである。

【図4】U相に台形波モードで電圧を印加する際におけるU相電圧指令値を示すグラフである。

【図5】(A)及び(B)は、コンデンサの容量に応じた相電流を示すグラフである。

【図6】制御部の構成を概略的に示すブロック図である。

【図7】脈動位相補償部及び変調率補償部の構成を概略的に示すブロック図である。

【図8】モータの運転周波数と、インバータの出力電圧におけるモータの誘起電圧特性とを示すグラフである。

【図9】変調率補正テーブルの一例を示すグラフである。

【図10】(A)及び(B)は、インバータの出力電圧の振幅と位相の両方を制御した場合のモータ相電流波形を比較するためのグラフである。

【図11】(A)及び(B)は、ハードウェア構成例を示すブロック図である。

【図12】変調率補償部の第1の変形例を示すブロック図である。

10

20

30

40

50

【図 1 3】変調率補償部の第 2 の変形例を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0012】

実施の形態。

図 1 は、実施の形態に係る空気調和機 100 の構成を概略的に示すブロック図である。

空気調和機 100 は、圧縮機 1 と、四方弁 2 と、熱交換器 3 と、膨張機構 4 と、熱交換器 5 と、冷媒配管 6 とを備える。圧縮機 1、四方弁 2、熱交換器 3、膨張機構 4 及び熱交換器 5 は、冷媒配管 6 を介して順次接続され、冷凍サイクルを形成する。なお、熱交換器 3 を第 1 の熱交換器ともいい、熱交換器 5 を第 2 の熱交換器ともいう。

【0013】

圧縮機 1 の内部には、冷媒を圧縮する圧縮機構 7 と、この圧縮機構 7 を駆動するモータ 8 とが設けられている。モータ 8 は、U 相、V 相及び W 相の三相の巻き線を有する三相モータである。

【0014】

モータ 8 は、電動機駆動装置 110 からの三相交流電圧により駆動され、動力を発生する。そして、圧縮機である圧縮機構 7 は、その動力を用いて冷媒を圧縮する。

【0015】

また、空気調和機 100 は、電力変換装置としての電動機駆動装置 110 を備える。

電動機駆動装置 110 は、モータ 8 と電氣的に接続され、モータ 8 に電圧を与えて駆動させる。電動機駆動装置 110 は、モータ 8 の U 相、V 相、W 相の巻き線に電圧 V_u 、 V_v 、 V_w をそれぞれ印加する。

なお、電動機駆動装置 110 は、電源 101 から電力の供給を受ける。

【0016】

図 2 は、電動機駆動装置 110 及びモータ 8 の構成を概略的に示す回路図である。

電動機駆動装置 110 は、コンバータ 111 と、リアクタ 113 と、コンデンサ 114 と、電圧検出器としての電圧検出部 115 と、電流検出器としての電流検出部 116 と、インバータ 120 と、制御部 130 とを備える。

【0017】

コンバータ 111 は、電源 101 からの交流電力を、直流電力に変換する。ここでは、コンバータ 111 は、整流用のダイオード 112 により構成されている。言い換えると、コンバータ 111 は、入力される交流電圧を整流する。なお、ここでのコンバータ 111 は、昇圧型の整流回路、及び、スイッチング素子等を用いた力率改善回路の何れでもないものとする。

【0018】

リアクタ 113 は、コンバータ 111 の正極出力端子と、インバータ 120 の正極端子との間に接続される。言い換えると、リアクタ 113 は、コンバータ 111 の正極に直列に接続される。

【0019】

コンデンサ 114 は、インバータ 120 の正極端子と、コンバータ 111 の負極出力端子との間に接続される。コンデンサ 114 は、コンバータ 111 の出力を平滑化することで直流電圧とする。

リアクタ 113 及びコンデンサ 114 により、コンバータ 111 からの出力が平滑化される。

【0020】

電圧検出部 115 は、コンデンサ 114 の両端の直流電圧の電圧値を検出する。検出された電圧値は、母線電圧値 V_{dc} として、制御部 130 に与えられる。

【0021】

電流検出部 116 は、インバータ 120 から出力された V 相の電流の電流値 I_v 、U 相の電流の電流値 I_u 及び W 相の電流の電流値 I_w を検出して、これらの電流値 I_v 、 I_u 、 I_w を制御部 130 に与える。

10

20

30

40

50

なお、ここでは、電流検出部 116 は、三相の電流値をそれぞれ検出しているが、何れか二相の電流値を検出し、制御部 130 において、検出された二相の電流値から残りの一相の電流値を算出してもよい。

さらに、電流検出部 116 の代わりに、母線電流の電流値を検出する電流検出部が設けられてもよい。このような場合には、制御部 130 は、検出された電流値から、三相のそれぞれの電流値を推定する。

【0022】

インバータ 120 は、直流電圧を三相交流電圧に変換する。

例えば、インバータ 120 は、直列に接続された 2 つのスイッチング素子 121 a、121 d と、直列に接続された 2 つのスイッチング素子 121 b、121 e と、直列に接続された 2 つのスイッチング素子 121 c、121 f とが、並列に接続されている。スイッチング素子 121 a ~ 121 f には、それぞれと並列に環流ダイオード 122 a ~ 122 f が備えられている。

10

【0023】

なお、以降の説明において、スイッチング素子 121 a ~ 121 f の各々を特に区別する必要がない場合には、スイッチング素子 121 a ~ 121 f の一つをスイッチング素子 121 という。

また、環流ダイオード 122 a ~ 122 f の各々を特に区別する必要がない場合には、環流ダイオード 122 a ~ 122 f の一つを環流ダイオード 122 という。

【0024】

インバータ 120 では、制御部 130 より送られる PWM (Pulse Width Modulation) 信号 UP、VP、WP、UN、VN、WN に応じて、それぞれに対応したスイッチング素子 121 が駆動する。そして、インバータ 120 は、駆動されたスイッチング素子 121 に応じた電圧 Vu、Vv、Vw を、モータ 8 の U 相、V 相、W 相の巻き線に、それぞれ印加する。これにより、三相交流電圧がモータ 8 に印加される。

20

【0025】

ここで、インバータ 120 は、直流電圧を任意の周波数及び電圧に変換するとき、正弦波モードと、台形波モードとを切り替えて、圧縮機 1 のモータ 8 を制御することがある。

【0026】

図 3 は、U 相に正弦波モードで電圧を印加する際における電圧指令値である U 相電圧指令値 V_u^* を示すグラフである。

30

図 3 に示されているように、U 相電圧指令値 V_u^* は、周波数 f_c のキャリアと比較され、U 相電圧指令値 V_u^* がキャリアよりも大きいときに HIGH、U 相電圧指令値 V_u^* がキャリアよりも小さいときに LOW として、U 相の上アームであるスイッチング素子 121 a をスイッチングするための PWM 信号 UP が出力される。U 相の下アームであるスイッチング素子 121 d をスイッチングするための PWM 信号 UN は、PWM 信号 UP と逆論理の信号が出力される。

図 3 に示されているように、正弦波モードでは、電圧指令値 V_u^* の振幅が、直流の母線電圧値 V_{dc} の半分よりも小さくなっているため、母線電圧値 V_{dc} に対して電圧指令値 V_u^* の振幅に余裕がある。

40

【0027】

図 4 は、U 相に台形波モードで電圧を印加する際における U 相電圧指令値 V_u^* を示すグラフである。

台形波モードでは、図 4 に示されているように、母線電圧値 V_{dc} の一部と、電圧指令値 V_u^* とが一致する。

【0028】

そして、図 2 に示されているような構成において、リアクタ 113 と、コンデンサ 114 とは、その他の電気部品と比べサイズが大型なものを使用することが多く、また、その場合、電源力率が悪い傾向にある。そのため、リアクタ 113 及びコンデンサ 114 の容量を小さくすることで、電源高調波を改善することができ、かつ、回路の小型化と、コスト

50

削減とが可能となる。

【 0 0 2 9 】

上記のように、交流電圧を直流電圧に変換することでインバータ 1 2 0 の入力電圧である直流電圧は、電源相数の 2 倍の周波数で脈動する。そして、装置の小型化及び低コスト化を目的にリアクタ 1 1 3 及びコンデンサ 1 1 4 の容量を小さくすることで、直流電圧の脈動は大きくなる。このため、インバータ 1 2 0 は、脈動の大きな直流電圧をもとに任意の周波数及び振幅の交流電圧を制御する必要がある。

【 0 0 3 0 】

例えば、インバータ 1 2 0 の出力電圧が電圧指令値 V^* に対して非線形となる台形波モードで運転する場合、母線電圧の脈動の影響を受けて、インバータ 1 2 0 が出力する電圧指令値 V^* は、モータ 8 が回転するために必要な電圧ベクトル通りに出せないことが起きる。例えば、図 5 (A) は、コンデンサ 1 1 4 の容量が大きい場合のモータ 8 の相電流を示し、図 5 (B) は、コンデンサ 1 1 4 の容量が小さい場合のモータ 8 の相電流を示している。図 5 (B) に示されているように、コンデンサ 1 1 4 の容量が小さい場合、モータ 8 の相電流は、母線電圧値 V_{dc} の脈動の影響を受けて、脈動している。この場合、電流ピーク値が変動してしまう。

10

【 0 0 3 1 】

モータ 8 の相電流のピーク値が変動すると、例えば、永久磁石型の同期モータの場合、運転限界付近で減磁電流異常の電流が流れることで、永久磁石の特性に不可逆減磁が発生する。また、設定電流以下になるように制御が行われた場合でも、モータ 8 の運転範囲が狭くなる可能性がある。また、過電流は、モータ 8 を搭載する圧縮機 1 の振動又は騒音につながり、異常停止、破壊又は異音等につながるおそれがある。

20

【 0 0 3 2 】

そこで、以下、以上のような問題に対応するため、インバータ 1 2 0 を制御する制御部 1 3 0 での制御について説明する。

図 6 は、制御部 1 3 0 の構成を概略的に示すブロック図である。

制御部 1 3 0 は、電圧指令値算出部 1 3 1 と、位相計算部 1 3 2 と、脈動位相補償部 1 3 3 と、変調率補償部 1 3 4 と、PWM 生成部 1 3 5 とを備える。

【 0 0 3 3 】

電圧指令値算出部 1 3 1 は、電圧検出部 1 1 5 で検出された母線電圧値 V_{dc} 及び電流検出部 1 1 6 で検出された各相の電流値 I_u 、 I_v 、 I_w を用いて、インバータ 1 2 0 に印加する電圧の指令値である電圧指令値 V^* を算出する。ここでは、電圧指令値算出部 1 3 1 は、母線電圧値 V_{dc} 及び電流値 I_u 、 I_v 、 I_w を用いて、外部から与えられるモータ 8 の回転速度の指令値である速度指令値 ω_{ref} で示されている回転速度でモータ 8 が回転するように、電圧指令値 V^* を算出する。算出された電圧指令値 V^* は、変調率補償部 1 3 4 及び位相計算部 1 3 2 に与えられる。

30

【 0 0 3 4 】

電圧指令値算出部 1 3 1 での処理は、三相二相変換、回転座標変換、PI 制御及び固定座標変換等の既知の処理であるため、詳細な説明は省略する。

【 0 0 3 5 】

位相計算部 1 3 2 は、電圧指令値 V^* に対応する電圧位相を計算する。

例えば、位相計算部 1 3 2 は、電圧指令値 $V^* = (V_d^*, V_q^*)$ から、下記の (1) 式により、電圧位相 θ を計算する。

40

$$\theta = \tan^{-1} (V_q^* / V_d^*) \quad (1)$$

【 0 0 3 6 】

脈動位相補償部 1 3 3 は、母線電圧値 V_{dc} から、インバータ 1 2 0 に入力される直流電圧において脈動している成分の位相である脈動補償位相 θ_{comp} を計算する。例えば、脈動位相補償部 1 3 3 は、母線電圧値 V_{dc} から生成される電圧指令値 V^* に重畳する、直流電圧による脈動成分を抽出し、その脈動成分の位相である脈動補償位相を計算する。

【 0 0 3 7 】

50

変調率補償部 134 は、母線電圧値 V_{dc} 及び電圧指令値 V^* から変調率を算出する。

そして、変調率補償部 134 は、変調率が 1.0 よりも大きい場合に、電圧指令値 V^* に対して母線電圧値 V_{dc} を線形で出力することができるように、変調率を補正した補正変調率 $K_h^* h$ を算出する。ここでは、変調率補償部 134 は、その変調率が 1.0 よりも大きい場合に、母線電圧値 V_{dc} が大きいほど大きな値となるように変調率を補正した補正変調率 $K_h^* h$ を算出する。

【0038】

PWM生成部 135 は、電圧位相 に脈動補償位相 を加算した値及び補正変調率 $K_h^* h$ から、インバータ 120 を制御するための PWM 信号を生成する。脈動補償位相 だけでは、変調率が 1.0 以上の領域で、電流脈動の抑制効果が十分に得られないため、本実施の形態における PWM 生成部 135 は、脈動補償位相 と、補正変調率 $K_h^* h$ の両方を使って、変調率が 1.0 以上の領域でも、電流脈動の抑制効果が得られるようにしている。生成された PWM 信号は、インバータ 120 に出力される。

10

【0039】

図 7 は、脈動位相補償部 133 及び変調率補償部 134 の構成を概略的に示すブロック図である。

【0040】

脈動位相補償部 133 は、母線電圧値 V_{dc} において脈動している成分の位相である脈動補償位相 を計算する。

脈動位相補償部 133 は、交流成分抽出部 133a と、演算部 133b と、積分部 133c とを備える。

20

【0041】

交流成分抽出部 133a は、母線電圧値 V_{dc} にバンドパスフィルタを用いたフィルタ処理を行うことで、母線電圧値 V_{dc} において脈動している成分である脈動成分のみを抽出する。母線電圧値 V_{dc} は、下記の (2) 式に示されているように、電源周波数と相数との積を 2 倍した周波数成分が主に脈動する。そのため、三相交流電源の場合は、電源周波数の 6 倍、単相交流電源の場合には、電源周波数の 2 倍の周波数成分が多くなる。従って、交流成分抽出部 133a は、この部分の周波数を抽出する。

$$\text{電源周波数} \times \text{相数} \times 2 \quad (2)$$

【0042】

演算部 133b は、交流成分抽出部 133a で抽出された脈動成分を、母線電圧値 V_{dc} で除算することにより、電圧値を周波数成分に変換する。

30

【0043】

積分部 133c は、演算部 133b で演算された脈動の周波数成分を積分することで、脈動補償位相 を計算する。計算された脈動補償位相 は、PWM 生成部 135 に与えられる。

【0044】

変調率補償部 134 は、電圧指令値 V^* に対応する変調率を変調率計算部 134a にて算出して、その変調率に対して出力電圧が線形に出力できるように、変調率補正テーブル記憶部 134b と、変調率補正部 134c と、リミッタ 134d とを備える。

40

これにより、母線電圧値 V_{dc} の脈動成分による出力電圧変動に対しても、変調率が 1.0 以上であっても、線形に出力することが可能となる。

【0045】

変調率計算部 134a は、下記の (3) 式により、変調率 K_h を計算する。計算された変調率 K_h は、変調率補正部 134c に与えられる。

【数 1】

$$Kh = \frac{V^*}{V_{dc}\sqrt{2}}$$

(3)

【0046】

10

変調率補正テーブル記憶部134bは、変調率を補正するための変調率補正係数を示す変調率補正テーブルを記憶する。

図8は、モータ8の運転周波数と、インバータ120の出力電圧におけるモータ8の誘起電圧特性を示すグラフである。

図8に示されているように、変調率Khが1.0以下となる正弦波モードでは、モータ8の運転周波数と、インバータ120の出力電圧とは線形の特性を示す。

しかしながら、変調率Khが1.0よりも大きい台形波モードでは、モータ8の運転周波数と、インバータ120の出力電圧とは非線形の特性を示す。

【0047】

20

図4で説明したように、台形波モードでは、電圧指令値 V^* が母線電圧値 V_{dc} と一致する部分があるため、母線電圧値 V_{dc} が脈動していると、その脈動がインバータ120を介して、モータ8に出力されてしまう。

このような状況を回避するため、本実施の形態では、モータ8の運転周波数と、インバータ120の出力電圧とが線形の特性になると仮定した場合における変調率となるような変調率補正係数を変調率補正テーブルで示す。

【0048】

具体的には、図8に示されている実線L2を破線L1に引き上げるために、変調率Khに乗算するための値が、変調率補正係数として特定される。

図9は、変調率補正テーブルの一例を示すグラフである。

【0049】

30

図9に示されている電圧基本波は、図3に示されている Vu^* のsin波のように、電圧指令値の基本波周波数成分のことである。例えば、同期モータの場合、電圧指令値の基本波成分は、モータの回転数の電気角周波数成分と一致する周波数成分が、電圧基本波となる。

【0050】

変調率が1.0を超えない範囲では、この電圧基本波成分と、変調率との関係は、1:1(線形)となるが、例えば、図4に示されているように、変調率が1.0を超えると Vu^* が $V_{dc}/2$ で制限される。このときの Vu^* に対する基本波成分と、変調率とは、非線形になるため、図8に示されているような関係となる。

【0051】

40

そこで、電圧基本波成分と、変調率とが線形の出力になるようなテーブルが、図9に示されているグラフである。図9に示されているグラフでは、横軸は、電圧基本波成分であり、縦軸は、変調率と、電圧基本波成分とが線形になるために必要な変調率値=変調率補正係数である。

【0052】

具体的には、変調率が1.0以下の領域は、インバータ120が出力する線間電圧が正弦波状になるため、出力電圧の基本波が正弦波成分と一致する。しかしながら、変調率が1.0を超えると、インバータ120の出力の線間電圧は、矩形波状になり、矩形波状電圧の振幅と、基本波成分の振幅とは一致しなくなる。

【0053】

50

そのため、変調率に対する矩形波電圧の基本波成分と、矩形波状線間電圧とを計算することで、モータ 8 に実際にかかる電圧である電圧矩形波状線間電圧に対して変調率をどこまで出せばよいのかを計算することができる。

【 0 0 5 4 】

ここで、変調率を横軸、出力電圧を縦軸として示した図が図 8 である。

これに対して、出力電圧の基本波成分を横軸、その時の変調率を縦軸とした図が図 9 となる。図 9 に示されている変調率補正テーブルに従うことで、出力したい電圧に対応した変調率をテーブル的に求めることができる。図 9 では、正弦波で出力できる電圧振幅に対して最大 1 . 1 倍の電圧まで出力することが可能となる。

【 0 0 5 5 】

変調率補正部 1 3 4 c は、変調率計算部 1 3 4 a からの変調率 K_h に、その変調率 K_h に対応する変調率補正係数を乗算することで、仮補正変調率 K_h^* を計算する。計算された仮補正変調率 K_h^* は、リミッタ 1 3 4 d に与えられる。

【 0 0 5 6 】

リミッタ 1 3 4 d は、仮補正変調率 K_h^* が予め定められた上限値以上である場合には、仮補正変調率 K_h^* をその上限値に固定することで、インバータ 1 2 0 を制御するための変調率が大きくなりすぎないようにする。上記のように、電圧基本波と、変調率とを線形に出力するには限界があるため、その限界に対応する値以上の値を使わないようにするためにリミッタ 1 3 4 d が設けられている。リミッタ 1 3 4 d は、処理後の値を補正変調率 $K_h^* h$ として、P W M 生成部 1 3 5 に与える。

【 0 0 5 7 】

P W M 生成部 1 3 5 は、脈動位相補償部 1 3 3 からの脈動補償位相、変調率補償部 1 3 4 からの補正変調率 $K_h^* h$ 及び位相計算部 1 3 2 からの位相に基づいて、P W M 信号を生成して、その P W M 信号をインバータ 1 2 0 に出力する。

例えば、P W M 生成部 1 3 5 は、脈動補償位相を位相に加算することで、制御位相 $\#$ を算出し、その制御位相 $\#$ 及び補正変調率 $K_h^* h$ に基づいて、P W M 信号を生成すればよい。

なお、位相及び変調率から P W M 信号を生成する処理については、従来からの処理を行えばよいため、詳細な説明は省略する。

【 0 0 5 8 】

インバータ 1 2 0 の出力電圧の振幅と位相の両方を制御した場合の、モータ相電流波形の比較を図 1 0 (A) 及び (B) に示す。

図 1 0 (A) は、インバータ 1 2 0 の出力電圧の振幅及び位相の両方を実施の形態のように制御しなかった場合のモータ相電流波形を示し、図 1 0 (B) は、インバータ 1 2 0 の出力電圧の振幅及び位相の両方を実施の形態のように制御した場合のモータ相電流波形を示している。

【 0 0 5 9 】

図 1 0 (A) に示されているように、実施の形態のような制御を行わない場合には、電圧非線形領域の台形波モードにおいて、モータ 8 の相電流波形のピーク値が低周波数で変動してしまう。

一方、実施の形態では、電圧の振幅を補償することでインバータ 1 2 0 の出力電圧の非線形領域でも線形に電圧を出力しつつ、直流電圧の変動量に合わせてインバータ 1 2 0 の出力電圧の位相を変化させることで、図 1 0 (B) に示されているように、モータ 8 の相電流波形の脈動を抑制することができる。

【 0 0 6 0 】

例えば、インバータ 1 2 0 の出力電圧の非線形性を補償するには、マイコン上で計算することも可能であるが、図 9 に示されているようなテーブルデータをあらかじめ計算しておき、マイコンの記憶領域に書き込むことで演算処理負荷を下げるができる。

【 0 0 6 1 】

以上に記載された制御部 1 3 0 の一部又は全部は、例えば、図 1 1 (A) に示されてい

10

20

30

40

50

るように、メモリ 10 と、メモリ 10 に格納されているプログラムを実行する CPU (Central Processing Unit) 等のプロセッサ 11 とにより構成することができる。このようなプログラムは、ネットワークを通じて提供されてもよく、また、記録媒体に記録されて提供されてもよい。即ち、このようなプログラムは、例えば、プログラムプロダクトとして提供されてもよい。

【0062】

また、制御部 130 の一部又は全部は、例えば、図 11 (B) に示されているように、単回路、複合回路、プログラムで動作するプロセッサ、プログラムで動作する並列プロセッサ、ASIC (Application Specific Integrated Circuit) 又は FPGA (Field Programmable Gate Array) 等の処理回路 12 で構成することもできる。

10

以上のように、制御部 130 は、処理回路網により実現することができる。

【0063】

変形例 1 .

実施の形態に記載されている変調率補償部 134 の代わりに、図 12 に示されているような変調率補償部 134 # 1 が用いられてもよい。

図 12 に示されているように、変調率補償部 134 # 1 は、変調率計算部 134 a と、変調率補正テーブル記憶部 134 b と、変調率補正部 134 c と、リミッタ 134 d # 1 とを備える。

【0064】

20

変形例 1 における変調率補償部 134 # 1 の変調率計算部 134 a、変調率補正テーブル記憶部 134 b 及び変調率補正部 134 c は、実施の形態における変調率補償部 134 の変調率計算部 134 a、変調率補正テーブル記憶部 134 b 及び変調率補正部 134 c と同様である。

【0065】

変形例 1 におけるリミッタ 134 d # 1 は、電圧検出部 115 からの母線電圧値 V_{dc} を受け取る。

そして、リミッタ 134 d # 1 は、さらに、母線電圧値 V_{dc} の変動に合わせて上限値を可変することで、モータ 8 が必要な電圧指令振幅を確保して、電圧振幅を変化させる。リミッタ 134 d # 1 は、例えば、母線電圧値 V_{dc} の変動が大きい場合には、その上限値を低くして、母線電圧値 V_{dc} の変動が小さい場合には、その上限値を高くする。

30

ここでは、リミッタ 134 d # 1 は、脈動成分を含む母線電圧値 V_{dc} の瞬時値から、変調率 $K_h \cdot h$ が常に上限値を超えないように変調率を計算する。母線電圧値 V_{dc} が小さい条件では、変調率が大きくなる。このため、インバータ 120 の出力電圧制限されないように、変調率に対して上限値を可変させる。

【0066】

これにより、脈動位相補償部 133 による、母線電圧値 V_{dc} の変動に合わせた電圧位相の制御と合わせて、電圧ベクトルの振幅と位相を振りながらインバータ 120 の出力電圧の制御発散を防ぐことができる。このため、総じて出力電圧補償の応答性を高めつつ、モータ相電流ピーク値安定させることができる。

40

【0067】

変形例 2 .

実施の形態に記載されている変調率補償部 134 の代わりに、図 13 に示されているような変調率補償部 134 # 2 が用いられてもよい。

図 13 に示されているように、変調率補償部 134 # 2 は、変調率計算部 134 a と、変調率補正テーブル記憶部 134 b と、変調率補正部 134 c と、リミッタ 134 d # 1 と、フィルタ処理部 134 e とを備える。

【0068】

変形例 2 における変調率補償部 134 # 2 の変調率計算部 134 a、変調率補正テーブル記憶部 134 b 及び変調率補正部 134 c は、実施の形態における変調率補償部 134

50

の変調率計算部 1 3 4 a、変調率補正テーブル記憶部 1 3 4 b 及び変調率補正部 1 3 4 c と同様である。

また、変形例 2 における変調率補償部 1 3 4 # 2 のリミッタ 1 3 4 d # 1 は、変形例 1 における変調率補償部 1 3 4 # 1 のリミッタ 1 3 4 d # 1 と同様である。

但し、変形例 2 におけるリミッタ 1 3 4 d # 1 は、フィルタ処理部 1 3 4 e から、フィルタ処理後の処理済補正変調率 $K h^*$ # を受け取り、処理済補正変調率 $K h^*$ # の上限値を固定化する。

【 0 0 6 9 】

フィルタ処理部 1 3 4 e は、変調率補正部 1 3 4 c からの仮補正変調率 $K h^*$ にローパスフィルタを適用することで、処理済補正変調率 $K h^*$ # とする。

10

例えば、制御安定性を考慮するならば、上記の (2) 式で算出される周波数の 5 ~ 1 0 倍ほど大きなカットオフ周波数、又は、制御に取り込む母線電圧のフィルタの 5 ~ 1 0 倍のカットオフ周波数が用いられることが適切です。なお、制御性能優先であれば、これらのフィルタ処理のカットオフ周波数を下げた方がより効果がある。

【 0 0 7 0 】

変形例 2 によれば、フィルタを掛けつつ、電圧リミッタを可変に動かすことで、フィルタにより制御の安定性を上げつつモータ電流の脈動を抑制することができる。

【 0 0 7 1 】

図 1 3 に示されている変調率補償部 1 3 4 # 2 は、フィルタ処理部 1 3 4 e でフィルタ処理が行われた値に上限を設けるリミッタ 1 3 4 d # 1 が備えられているが、実施の形態は、このような例に限定されない。例えば、リミッタ 1 3 4 d # 1 が備えられていなくてもよい。この場合、変調率補償部 1 3 4 # 2 は、変調率 $K h$ に、母線電圧値 $V d c$ が大きいほど大きな値となる変調率補正係数を乗算することで算出された値に対して、ローパスフィルタによるフィルタ処理を行った値を、補正変調率 $K h^* h$ とする。

20

【 0 0 7 2 】

また、図 1 3 に示されている変調率補償部 1 3 4 # 2 においては、上限値を可変することのできるリミッタ 1 3 4 d # 1 が備えられているが、このようなリミッタ 1 3 4 d # 1 の代わりに、上限値が固定されたリミッタ 1 3 4 d が備えられていてもよい。

【符号の説明】

【 0 0 7 3 】

1 圧縮機、 2 四方弁、 3 熱交換器、 4 膨張機構、 5 熱交換器、 6 冷媒配管、 7 圧縮機構、 8 モータ、 1 0 0 空気調和機、 1 1 0 電動機駆動装置、 1 1 1 コンバータ、 1 1 3 リアクタ、 1 1 4 コンデンサ、 1 1 5 電圧検出部、 1 1 6 電流検出部、 1 2 0 インバータ、 1 3 0 制御部、 1 3 1 電圧指令値算出部、 1 3 2 位相計算部、 1 3 3 脈動位相補償部、 1 3 3 a 交流成分抽出部、 1 3 3 b 演算部、 1 3 3 c 積分部、 1 3 4 , 1 3 4 # 1 , 1 3 4 # 2 変調率補償部、 1 3 4 a 変調率計算部、 1 3 4 b 変調率補正テーブル記憶部、 1 3 4 c 変調率補正部、 1 3 4 d , 1 3 4 d # 1 リミッタ、 1 3 4 e フィルタ処理部、 1 3 5 P W M 生成部。

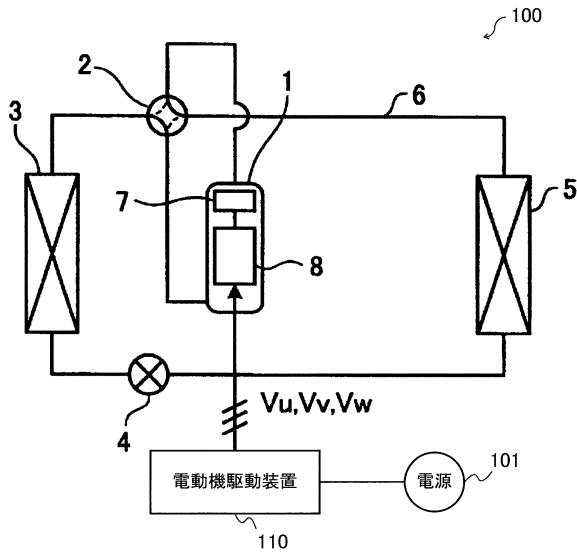
30

40

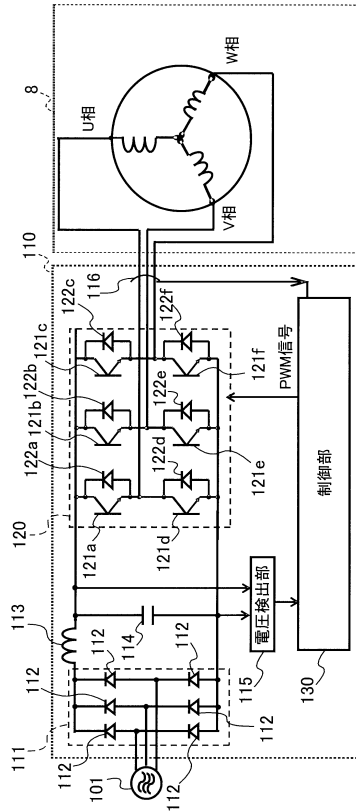
50

【図面】

【図 1】



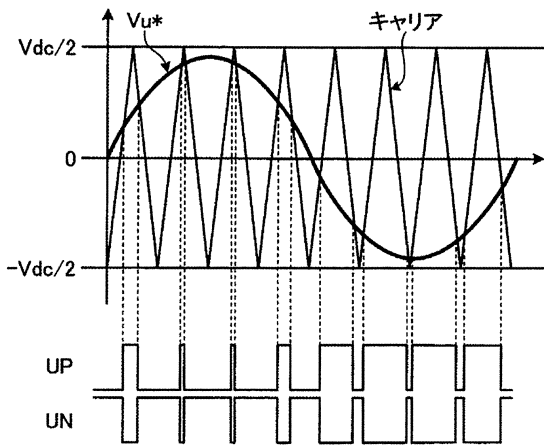
【図 2】



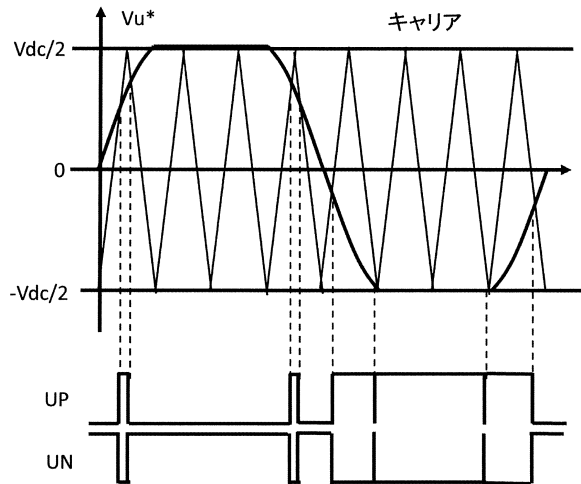
10

20

【図 3】



【図 4】

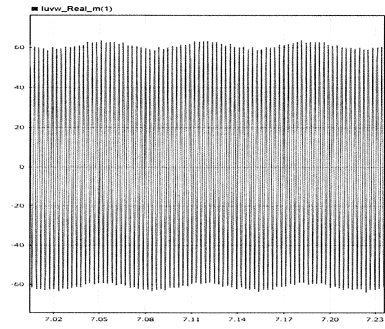


30

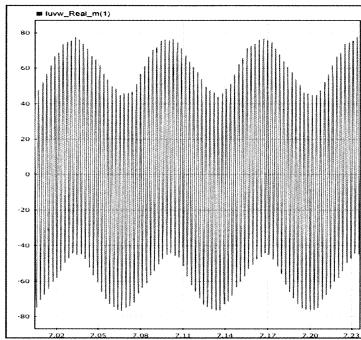
40

50

【図5】

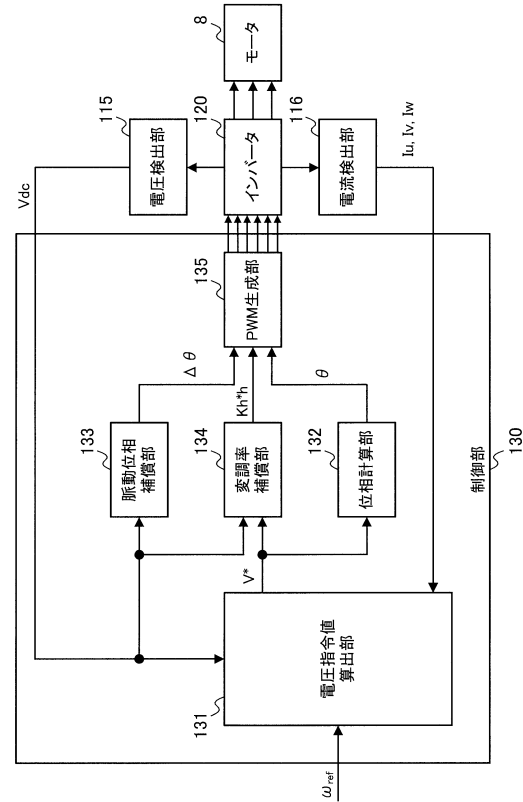


(A)



(B)

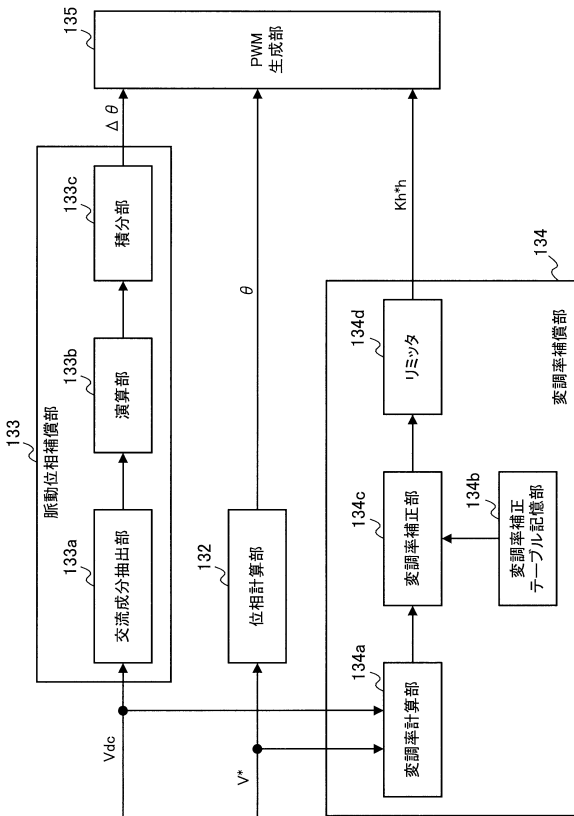
【図6】



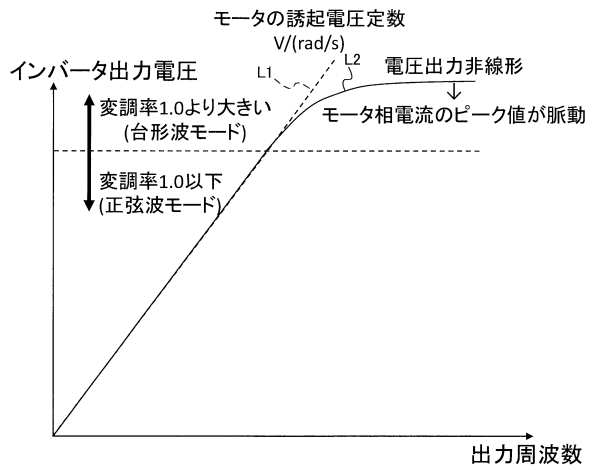
10

20

【図7】



【図8】

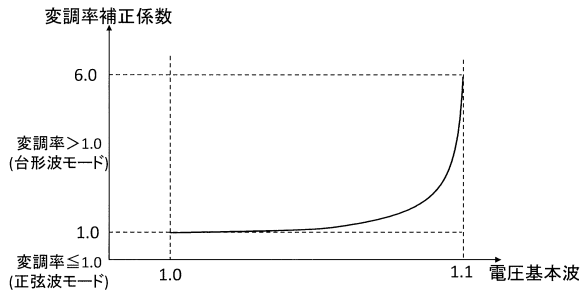


30

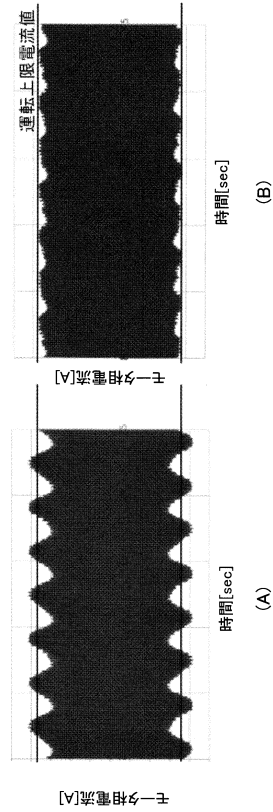
40

50

【図 9】



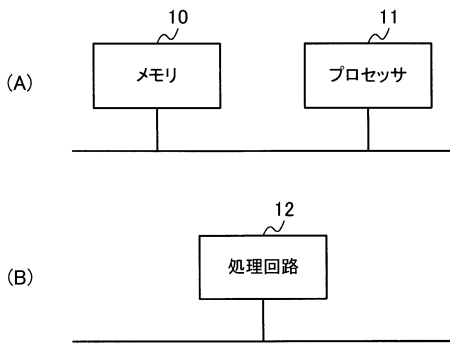
【図 10】



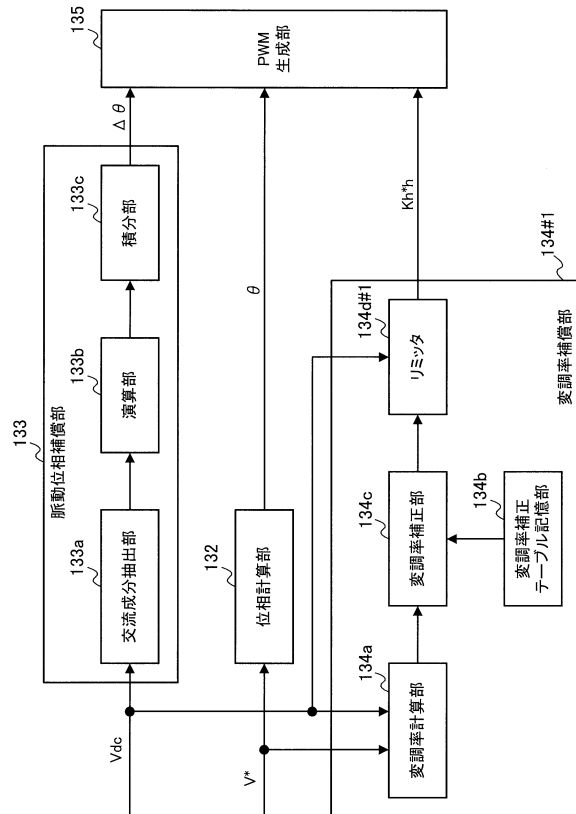
10

20

【図 11】



【図 12】

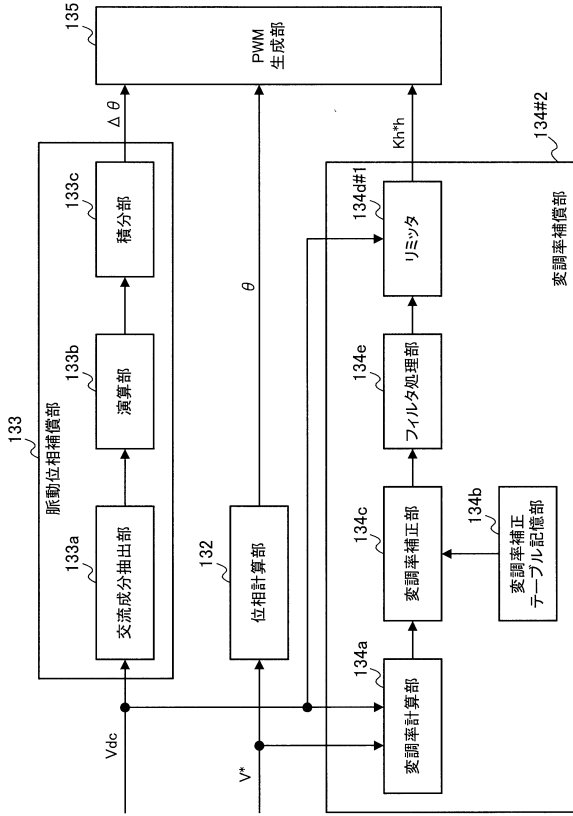


30

40

50

【図 13】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- 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
- (72)発明者 清水 裕一
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
- 審査官 池田 貴俊
- (56)参考文献 特開2013-9509(JP,A)
特開2012-213264(JP,A)
特開2015-160697(JP,A)
特開2002-223591(JP,A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02P 21/05
H02P 27/08