

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公 開 特 許 公 報(A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2012-186894  
(P2012-186894A)

(43) 公開日 平成24年9月27日 (2012.9.27)

(51) Int.Cl.  
H02M 7/497 (2007.01)  
H02M 7/48 (2007.01)

F I  
H02M 7/497  
H02M 7/48 F

テーマコード (参考)  
5H007

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 8 頁)

|           |                            |          |                                                       |
|-----------|----------------------------|----------|-------------------------------------------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2011-47123 (P2011-47123) | (71) 出願人 | 000006105                                             |
| (22) 出願日  | 平成23年3月4日 (2011.3.4)       |          | 株式会社明電舎                                               |
|           |                            | (74) 代理人 | 100096459                                             |
|           |                            |          | 弁理士 橋本 剛                                              |
|           |                            | (74) 代理人 | 100104938                                             |
|           |                            |          | 弁理士 鶴澤 英久                                             |
|           |                            | (72) 発明者 | 平尾 邦朗                                                 |
|           |                            |          | 東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会<br>社明電舎内                          |
|           |                            | Fターム(参考) | 5H007 AA07 BB06 CA01 CB05 CC04<br>DA05 DB07 DC02 EA03 |

(54) 【発明の名称】 直列多重PWMインバータ装置の電圧誤差補償装置および補償方法

(57) 【要約】

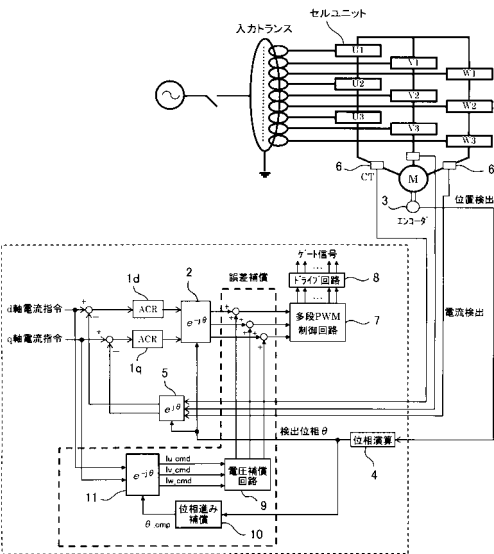
【課題】電流制御の応答性や精度を下げることなく、P  
WM制御による電圧誤差を補償できるようにする。

【解決手段】電圧補償回路9はPWM制御による電圧降  
下分を補償した3相電圧補償信号を生成し、この電圧補  
償信号を回転座標変換器(  $e^{-j\theta}$  )2からのPWM電圧  
指令に加算して多段PWM制御回路7の新たな3相電圧  
指令とする直列多重PWMインバータ装置の電圧誤差補  
償装置において、

位相進み補償器10はエンコーダ3で検出する負荷の  
回転位相を任意の位相だけ進み補償し、

回転座標変換器11は位相進み補償器で進み補償した  
位相を基準位相として、2軸成分の直流量の電流指令を  
3相交流電流指令に変換し、この電流指令から電圧補償  
回路9が3相電圧補償信号を生成する。

【選択図】図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

電圧型 P W M 単相インバータを直列多重接続した直列多重 P W M インバータ装置の電圧誤差補償装置であって、

エンコーダで検出する負荷の回転位相を任意の位相だけ進み補償する位相進み補償器と

、  
前記位相進み補償器で進み補償した位相を基準位相として、2 軸成分の直流量の電流指令を 3 相交流電流指令に変換する回転座標変換器と、

前記回転座標変換器に得る電流指令に位相を合わせて、P W M 制御による出力電圧降下分を補償する 3 相電圧補償信号を生成し、この電圧補償信号を多段 P W M 3 相電圧指令に加算して新たな電圧指令とする電圧補償回路と、

を備えたことを特徴とする直列多重 P W M インバータ装置の電圧誤差補償装置。

## 【請求項 2】

電圧型 P W M 単相インバータを直列多重接続した直列多重 P W M インバータ装置の電圧誤差補償方法であって、

位相進み補償器は、エンコーダで検出する負荷の回転位相を任意の位相だけ進み補償し

、  
回転座標変換器は、前記位相進み補償器で進み補償した位相を基準位相として、2 軸成分の直流量の電流指令を 3 相交流電流指令に変換し、

電圧補償回路は、前記回転座標変換器に得る電流指令に位相を合わせて、P W M 制御による出力電圧降下分を補償する 3 相電圧補償信号を生成し、この電圧補償信号を多段 P W M 3 相電圧指令に加算して新たな電圧指令とすることを特徴とする直列多重 P W M インバータ装置の電圧誤差補償方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、電圧型 P W M 単相インバータを直列多重接続した直列多重 P W M インバータ装置に係り、特に P W M 制御で発生する電圧誤差の補償制御に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

図 2 の ( a ) に直列多重インバータ装置の構成例を示す。同図において、交流モータ M o t o r の U、V、W 相に電圧を印加する各相アームは、( b ) に示す電圧型単相インバータ構成のセルユニット U 1 ~ U 3、V 1 ~ V 3、W 1 ~ W 3 の出力端をそれぞれ直列多重接続し、セルユニット U 1 ~ U 3、V 1 ~ V 3、W 1 ~ W 3 の交流電源は共通の入力トランス T R の各二次巻線から取り込み、交流モータ M o t o r に可変速駆動の正弦波電流を供給する。

## 【0003】

このような直列多重インバータ装置には以下の特徴がある。

## 【0004】

( 1 ) 複数のセルユニットを直列接続することにより、低圧のセルユニットを使用して高電圧の出力を得ることができる。例えば、直流電圧が 9 0 0 V のセルユニットを 3 段直列接続することで交流電圧出力に 3 k V を得ることができる。

## 【0005】

( 2 ) 各セルユニットを電圧型 P W M 単相インバータとする場合、キャリア周波数は各セルユニットのキャリア周波数に直列接続段数 × 2 をかけたものになり、高いキャリア周波数による P W M 制御によって制御の応答性を高めることができる。

## 【0006】

このキャリア周波数は、一般に、単相インバータのキャリア周波数の上限は主回路のスイッチング素子 ( I G B T ) のロスや電圧精度を考慮して 8 ~ 1 5 k H z 程度である。例えば、3 段構成で各セルのキャリア周波数を 8 k H z にすると、 $8 \text{ k H z} \times 6 = 4 8 \text{ k H}$

10

20

30

40

50

z の最終キャリア周波数となる。このように、直列接続段数を多くすることで高キャリア周波数化し、電流制御応答を上げることができる。

【 0 0 0 7 】

さらに、同じアームの各セルユニット  $U_1 \sim U_3$  ,  $V_1 \sim V_3$  ,  $W_1 \sim W_3$  は互いにキャリア周波数の位相をずらすことで等価的に高いキャリア周波数の P W M インバータ出力（高応答制御）を得るものがある（例えば、特許文献 1 参照）。

【 0 0 0 8 】

さらに、高キャリア周波数化は、以下の作用効果もある。

【 0 0 0 9 】

（ a ）インバータ出力の P W M リップルが減少するため、ダイナモメータやエレベータのような P W M リップルによるトルクリップルを小さくする用途に有効である。

10

【 0 0 1 0 】

（ b ）直列多重方式にすることで、キャリア周波数で決まるスイッチング損失を分散することができ、大容量化が容易となる。

【 0 0 1 1 】

（ c ）高キャリア周波数化することで、高回転まで制御が可能となる。従来、高回転での制御を実現するためには、P W M と出力周波数を同期させる同期 P W M 方式を採用する必要があったが、高キャリア周波数化することで、非同期 P W M 方式でも高回転での制御が可能となる。

【 0 0 1 2 】

20

上記のように、電圧型 P W M インバータは、P W M 制御により擬似正弦波電圧を出力することができる。このとき、図 3 に P W M 制御波形図を示すように、インバータのスイッチング素子のコレクタ・エミッタ間電圧  $V_{ce}$  による電圧低下により、出力電圧の振幅に電圧誤差が生じる。また、電圧型 P W M インバータは、スイッチング素子の上下アーム同時オンによる直流電圧短絡を防ぐために、P W M キャリアによるスイッチングの度にデッドタイムを設けている。このデッドタイムとスイッチングの遅れによっても電圧誤差を生じる。

【 0 0 1 3 】

このような電圧誤差は、図 4 に波形図で示すように、インバータの出力電流波形と同じ位相で方形波状の電圧降下分として発生し、この電圧降下分でインバータ出力電流も歪んだ正弦波になり、電流制御の性能を低下させる。

30

【 0 0 1 4 】

特に、直列多重 P W M インバータ装置において高キャリア化した場合、上記の電圧誤差が通常の 2 レベルインバータと比較して大きくなる。すなわち、直列多重 P W M インバータ装置の場合、単相インバータで構成された各セルユニットの出力電圧を直列に重畳して装置出力電圧とするため、図 3 に示すように、スイッチング素子のコレクタ・エミッタ間電圧  $V_{ce}$  による電圧誤差成分が段数が多くなるほど大きくなる。また、デッドタイムなどスイッチングにより発生する電圧誤差については、キャリア周波数に依存して大きくなるため、多段方式で高キャリア周波数化した場合には、スイッチングによる電圧誤差成分が大きくなる。これらの電圧誤差成分の増大は、電圧誤差の補償分も大きくなり、電流制御および電圧制御の精度に影響する。

40

【 0 0 1 5 】

これら電圧誤差の影響を無くすため、インバータの出力電圧を電圧センサで直接計測して電圧指令を補正する方式がある。この方式は、電流制御応答を上げるためには、無駄時間の少ない高性能な電圧センサが必要であり、高価である。また、直列多重構成として出力電圧を高くした場合、高耐圧のセンサとなり高価となる。なお、トランスなどにより降圧して検出する方法もあるが、検出遅れや装置の複雑化などの問題が生じる。

【 0 0 1 6 】

上記の高価な電圧センサや、複雑な検出器の構成を取ることなく電圧誤差を補償する他の方式として、インバータの出力電流を検出し、その位相（極性）を判別して誤差電圧を

50

補償する方式がある（例えば、特許文献 2 参照）。

【0017】

この方式による電圧誤差補償装置の構成例を図 5 に示す。同図中、ACR 部 1 d、1 q は、d q 軸の電流指令に検出電流が追従するように電流制御するもので、通常は P I（比例積分）演算をし、この演算結果を電圧指令として出力する。回転座標変換器（ $e^{-j\theta}$ ）2 は、エンコーダ 3 および位相演算器 4 で検出するモータ（負荷）の回転位相を基準位相  $\theta$  とし、この基準位相  $\theta$  を使って ACR 部 1 d、1 q からの電圧指令を逆回転座標変換および 2 相 / 3 相変換する。これにより 2 軸成分の直流量の電圧指令を 3 相交流電圧（ $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ ）指令に変換する。回転座標変換器（ $e^{j\theta}$ ）5 は、電流検出センサ 6 で検出する電流検出値をロータ回転位相  $\theta$  により回転座標変換および 3 相 / 2 相変換する。これにより 3 相交流の電流検出（ $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ）を 2 軸成分の直流量の電流検出値（ $i_d$ ,  $i_q$ ）に変換する。多段 PWM 制御回路 7 は、3 相交流の電圧指令をパルス幅変調した PWM 波形を生成する。ドライブ回路 8 は、PWM 波形を増幅して各セルユニットのスイッチング素子のゲート信号として生成する。

10

【0018】

電圧補償回路 9 は、3 相の電流検出信号から、図 4 に示す電圧誤差を補償する電圧補償信号を生成し、この電圧補償信号を回転座標変換器（ $e^{-j\theta}$ ）2 からの PWM 電圧指令に加算して多段 PWM 制御回路 7 の新たな電圧指令とする。

【0019】

図 6 は、(a) に電圧補償回路 9 の U 相の回路構成例を示し、(b) に補償電圧波形を示す。同図の (a) では、U 相電流検出信号（電圧信号）の振幅を電圧降下分に合わせたゲインをもつアンプ 9 A で増幅し、さらに微分補償器 9 B で電流検出遅れを補償し、リミッタ 9 C で正弦波の山部分を切る振幅制限し、(b) に示すような台形波状の U 相電圧補償信号を得る。微分補償器 9 B 中の Delay は遅延回路（ $Z^{-1}$ ）であり、Amp は微分ゲインが設定されたアンプである。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0020】

【特許文献 1】特開 2009 - 194949 号公報

【特許文献 2】特開 2001 - 145368 号公報

30

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0021】

図 5 に示すように、PWM 制御による電圧誤差の補償信号をインバータ出力電流から得る方式では、出力電流波形に位相を合わせた電圧補償信号を生成できるが、以下の問題がある。

【0022】

・電流検出値に高調波や PWM リブルが重畳して波形が歪んだ場合、補償に必要な電流零クロス付近の極性判別が困難となり、補償位相ずれが発生して補償電圧が逆に外乱電圧となってしまう。

40

【0023】

・出力電流を高周波で振動させるような用途のインバータ装置の場合、電流検出遅延時間や補償電圧出力遅延時間、また位相検出遅れにより、補償電圧の位相ずれが発生し、上記と同様に補償電圧が外乱電圧となってしまう。

【0024】

これらの外乱成分は、インバータ出力電流に歪みとして現れ、電流制御の性能を低下させる。また、電流制御系のゲインが上げられないため電流制御および電圧制御の精度が問題となる。

【0025】

本発明の目的は、電流制御の応答性や精度を下げることなく、PWM 制御による電圧誤

50

差を補償できる直列多重 P W M インバータ装置の電圧誤差補償装置および補償方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 2 6 】

本発明は、前記の課題を解決するため、電流検出に代えて、電流指令値を電圧誤差補償用の電流情報とするもので、以下の補償装置および補償方法の特徴とする。

【 0 0 2 7 】

( 1 ) 電圧型 P W M 単相インバータを直列多重接続した直列多重 P W M インバータ装置の電圧誤差補償装置であって、

エンコーダで検出する負荷の回転位相を任意の位相だけ進み補償する位相進み補償器と 10

、  
前記位相進み補償器で進み補償した位相を基準位相として、2 軸成分の直流量の電流指令を 3 相交流電流指令に変換する回転座標変換器と、

前記回転座標変換器に得る電流指令に位相を合わせて、P W M 制御による出力電圧降下分を補償する 3 相電圧補償信号を生成し、この電圧補償信号を多段 P W M 3 相電圧指令に加算して新たな電圧指令とする電圧補償回路と、  
を備えたことを特徴とする。

【 0 0 2 8 】

( 2 ) 電圧型 P W M 単相インバータを直列多重接続した直列多重 P W M インバータ装置の電圧誤差補償方法であって、 20

位相進み補償器は、エンコーダで検出する負荷の回転位相を任意の位相だけ進み補償し、

回転座標変換器は、前記位相進み補償器で進み補償した位相を基準位相として、2 軸成分の直流量の電流指令を 3 相交流電流指令に変換し、

電圧補償回路は、前記回転座標変換器に得る電流指令に位相を合わせて、P W M 制御による出力電圧降下分を補償する 3 相電圧補償信号を生成し、この電圧補償信号を多段 P W M 3 相電圧指令に加算して新たな電圧指令とすることを特徴とする。

【発明の効果】

【 0 0 2 9 】

以上のとおり、本発明によれば、電流検出に代えて、電流指令値を電圧誤差補償用の電流情報とするため、電流制御の応答性や精度を下げることなく、P W M 制御による電圧誤差を補償できる。 30

【図面の簡単な説明】

【 0 0 3 0 】

【図 1】本発明の実施形態を示す電圧誤差補償装置の構成図。

【図 2】直列多重インバータ装置の構成例。

【図 3】P W M 制御波形図。

【図 4】P W M 制御による電圧降下分の波形図。

【図 5】従来の電圧誤差補償装置の構成図。

【図 6】電圧補償回路の回路構成例と補償電圧波形図。 40

【発明を実施するための形態】

【 0 0 3 1 】

図 1 は、本発明の実施形態を示す電圧誤差補償装置の構成を示す。同図が図 5 と異なる部分は、エンコーダ 3 による検出位置から演算した位相  $\theta$  を任意の位相だけ進み補償する位相進み補償器 10 と、その進み位相 ( $\theta_{\text{comp}}$ ) により、2 軸成分の直流量の電流指令 ( $d$  軸電流指令) を 3 相交流電流指令 ( $I_{u\_cmd}$ ,  $I_{v\_cmd}$ ,  $I_{w\_cmd}$ ) に変換すると共に座標変換する回転座標変換器 ( $e^{-j\theta}$ ) 11 とを設けた点にある。これら回路の追加により、電圧補償回路 9 は、回転座標変換器 11 からの 3 相交流電流指令 ( $I_{u\_cmd}$ ,  $I_{v\_cmd}$ ,  $I_{w\_cmd}$ ) の位相 (極性) を判別して 3 相電圧補償信号を生成し、この 3 相電圧補償信号を回転座標変換器 ( $e^{-j\theta}$ ) 2 からの 3 相 P W M 電 50

圧指令に加算して誤差電圧を補償する。

【 0 0 3 2 】

図 5 に示す従来方式では、3 相電流検出を使って各相の電圧誤差を補償していたため、電圧検出遅れの影響や、波形ひずみ時のゼロクロス付近の極性判別の失敗が発生していた。

【 0 0 3 3 】

この点、図 1 に示す本実施形態の電圧誤差補償装置は、検出した 3 相電流に代えて、3 相電流指令 ( $I_{u\_cmd}$ ,  $I_{v\_cmd}$ ,  $I_{w\_cmd}$ ) を電圧誤差補償用の電流情報とする。これにより、出力電流を高い周波数で振動させるような用途においても、検出遅延の影響なく電圧誤差の補償が可能のため、電流制御の応答性が改善される。また、電流指令には高調波成分や PWM リプルが重畳することなく、ゼロクロス付近の極性判別の困難さが改善される。

10

【 0 0 3 4 】

さらに、3 相電流指令演算用の 2 相 / 3 相変換への入力である位相には位相進み補償器 10 により位相進み補償を行うことにより、位相検出遅れを補償できる。

【 0 0 3 5 】

このように、本実施形態による電圧誤差補償装置は、従来の電流検出を使ったフィードバック型の補償方式でなく、電流指令を使った進み補償を有するフィードフォワード型の補償方式とする。これにより、インバータのスイッチング素子のコレクタ・エミッタ間電圧  $V_{ce}$  による電圧低下やデッドタイム挿入により生じる電圧誤差の補償にも、電圧外乱による影響を受けることがなくなり、電流制御の応答性を下げることなく補償ができる。

20

【 0 0 3 6 】

また、電流指令を使った電圧誤差補償により、外乱成分による影響を無くすることができ、電流制御系のゲインを高くした電流制御によって電流および電圧制御の精度を下げることもなくなる。

【 符号の説明 】

【 0 0 3 7 】

$U_1 \sim U_3$ ,  $V_1 \sim V_3$ ,  $W_1 \sim W_3$  セルユニット

Motor 交流モータ

TR 入力トランス

30

1d、1q ACR 部

2 回転座標変換器 ( $e^{-j\theta}$ )

3 エンコーダ

4 位相演算器

5 回転座標変換器 ( $e^{j\theta}$ )

6 電流検出センサ

7 多段 PWM 制御回路

8 ドライブ回路

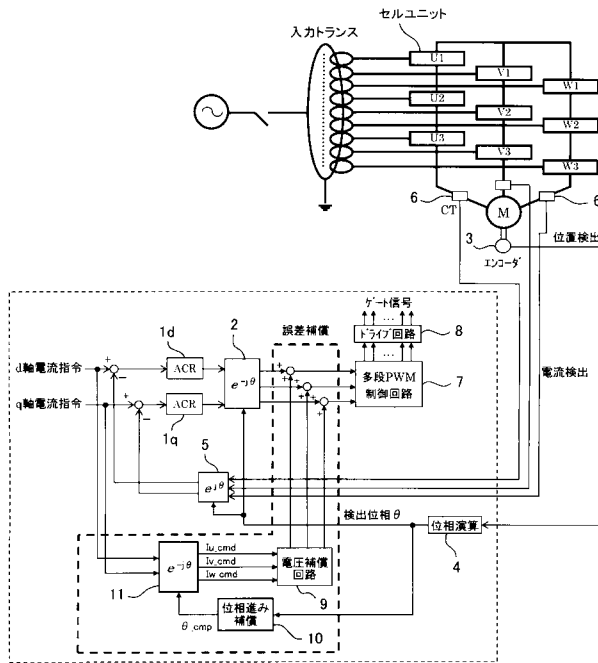
9 電圧補償回路

10 位相進み補償器

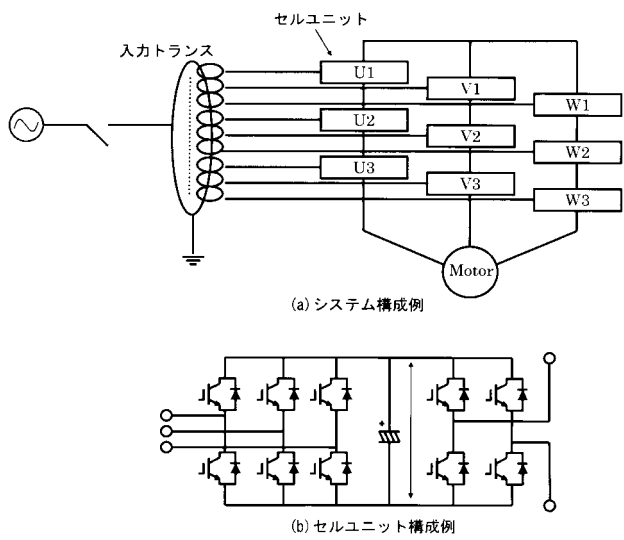
40

11 回転座標変換器 ( $e^{-j\theta}$ )

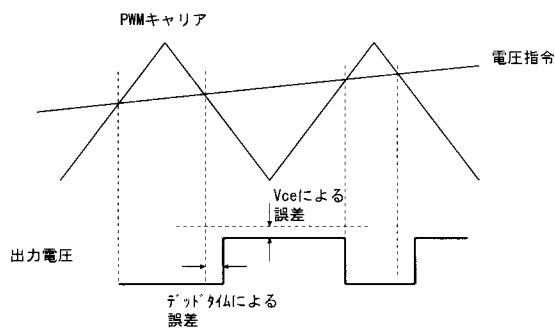
【図1】



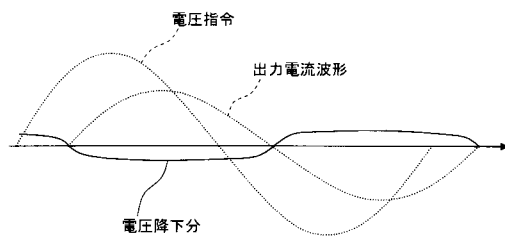
【図2】



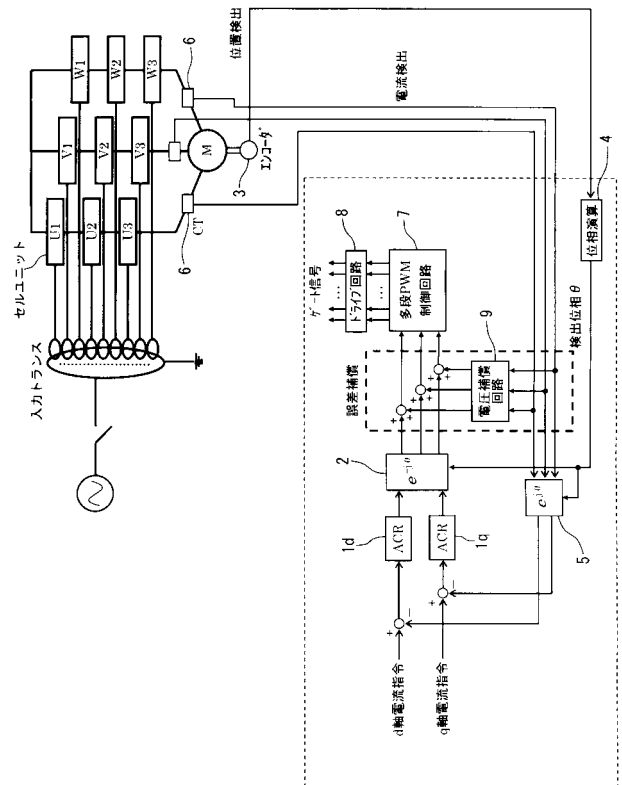
【図3】



【図4】



【図5】



【図 6】

