

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4138423号  
(P4138423)

(45) 発行日 平成20年8月27日(2008.8.27)

(24) 登録日 平成20年6月13日(2008.6.13)

(51) Int. Cl.	F 1	
HO2M 7/5387 (2007.01)	HO2M 7/5387	Z
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48	F
HO2P 6/08 (2006.01)	HO2P 6/02	371J
HO2P 27/06 (2006.01)	HO2P 7/63	302C
HO2P 27/08 (2006.01)	HO2P 7/63	302D

請求項の数 3 (全 15 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願2002-278693 (P2002-278693)	(73) 特許権者	000003609
(22) 出願日	平成14年9月25日(2002.9.25)		株式会社豊田中央研究所
(65) 公開番号	特開2004-120853 (P2004-120853A)		愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1番地の1
(43) 公開日	平成16年4月15日(2004.4.15)	(73) 特許権者	000003207
審査請求日	平成17年5月2日(2005.5.2)		トヨタ自動車株式会社
			愛知県豊田市トヨタ町1番地
		(74) 代理人	100075258
			弁理士 吉田 研二
		(74) 代理人	100096976
			弁理士 石田 純
		(72) 発明者	大谷 裕樹
			愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1番地の1 株式会社豊田中央研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 動力出力装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

互いに同一の位相をもつ二つの星形結線コイルと、正極母線と負極母線とを共用して前記二つの星形結線コイルの各々に多相交流電力を供給可能な二つのインバータ回路と、前記正極母線と前記負極母線とに接続された第1の電源と、前記二つの星形結線コイルの中性点間に接続された第2の電源と、

対応する二つの星形結線コイルに同相の電流を印加して各々同一の動力が出力されるよう前記二つのインバータ回路のスイッチング素子をスイッチング制御する制御手段とを備える動力出力装置であって、

一方の星形結線コイルの各相と他方の星形結線コイルの各相のうち同相の二つのコイルに共用して取り付けられ、該二つのコイルを流れる各電流の加算電流を検出する加算電流検出手段と、

前記中性点間を流れる電流を検出する中性点間電流検出手段と、

前記制御手段の制御に用いられ、前記加算電流検出手段により検出された加算電流と、前記中性点間電流検出手段により検出された中性点間電流とに基づいて前記二つの星形結線コイルの各相を流れる相電流を算出する相電流算出手段と、

を備える動力出力装置。

【請求項2】

請求項1記載の動力出力装置であって、

前記相電流算出手段は、前記加算電流検出手段により検出された加算電流を1/2倍し

た値と、前記中性点間電流検出手段により検出された中性点間電流を前記星形結線コイルの相数で除した値とに基づいて前記各相電流を算出する手段である動力出力装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の動力出力装置であって、

前記二つの星形結線コイルは、一つのロータに対応して設けられ、1つの電動機を構成する動力出力装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、動力出力装置に関する。

10

【0002】

【従来の技術】

従来、電動機に三相交流を印加するインバータ回路の正極母線と負極母線とに接続されたコンデンサとインバータ回路の正極母線または負極母線と電動機の中性点とに接続された直流電源とを備える動力出力装置が提案されている（例えば、特開平10-337047号公報（特許文献1）や特開平11-178114号公報（特許文献2）など）。この装置では、電動機の各相のコイルとインバータ回路のスイッチング素子からなる回路を直流電源の電圧を昇圧してコンデンサに蓄えると共に蓄電されたコンデンサを直流電源とみなして電動機を駆動する。コンデンサの蓄電電圧の調節は、電動機に印加する三相交流の直流成分を制御、即ち電動機の中性点の電位を制御することにより行なわれる。

20

【0003】

ところで、直流電源の電圧の利用効率を向上させて電動機の出力を向上させる動力出力装置としては、PWM（パルス幅変調）制御における三相電圧指令（変調波）に3次高調波を重畳させたものと搬送波である三角波との比較に基づく三相交流を電動機に印加するのが提案されている（例えば、特開平10-210756号公報（特許文献3）など）。3次高調波を変調波に重畳させると、電動機の出力を低下させることなく変調波の振幅を減少させることができるから、その減少分変調波の振幅を大きくとることができ、その結果として電動機の最大出力を向上させることができる。

【0004】

【特許文献1】

特開平10-337047号公報

30

【特許文献2】

特開平11-178114号公報

【特許文献3】

特開平10-210756号公報

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、コンデンサの蓄電電圧を用いて電動機を駆動する場合に、3次高調波を重畳させると、PWM変調により生成される三相交流の直流成分（電動機の中性点の電位）は振動する場合もあるから、コンデンサの蓄電電圧を目標電圧に保持できず振動させてしまう。この結果、コンデンサの蓄電電圧を用いて駆動する電動機にトルクリップルが生じてしまう。

40

【0006】

また、電動機の駆動は、三相コイルの各相に取り付けられた電流センサによる検出結果を用いてインバータ回路のスイッチング素子のスイッチング制御により行なうことができる。しかしながら、このとき三相コイルの各相のうち少なくとも2つに電流センサを取り付けねばならず、こうした三相コイルを複数備える場合には多くの電流センサが必要となり装置が高コスト化してしまう。このため、動力出力装置に設けられる電流センサをできるだけ削減して低コスト化を図ることが好ましい。

【0007】

50

本発明の動力出力装置は、こうした課題を解決し、要求される動力の出力を確保した上で第1の電源をより効率よく利用してより高い動力を出力できるようにすることを目的の一つとする。また、本発明の動力出力装置は、充放電可能な蓄電手段としての第1の電源の電圧に影響を与えることなく第1の電源をより効率よく利用してより高い動力を出力できるようにすることを目的の一つとする。

【0008】

また、本発明の動力出力装置は、インバータ回路のスイッチング制御に用いられる電流検出手段の数を削減して装置の低コスト化を実現することを目的の一つとする。

【0009】

【課題を解決するための手段およびその作用・効果】

本発明の動力出力装置は、上述の目的の少なくとも一部を達成するために以下の手段を採った。

【0019】

本発明の動力出力装置は、

互いに同一の位相をもつ二つの星形結線コイルと、正極母線と負極母線とを共用して前記二つの星形結線コイルの各々に多相交流電力を供給可能な二つのインバータ回路と、前記正極母線と前記負極母線とに接続された第1の電源と、前記二つの星形結線コイルの中性点間に接続された第2の電源と、対応する二つの星形結線コイルに同相の電流を印加して各々同一の動力が出力されるよう前記二つのインバータ回路のスイッチング素子をスイッチング制御する制御手段とを備える動力出力装置であって、

一方の星形結線コイルの各相と他方の星形結線コイルの各相のうちの同相の二つのコイルに共用して取り付けられ、該二つのコイルを流れる各電流の加算電流を検出する加算電流検出手段と、

前記中性点間を流れる電流を検出する中性点間電流検出手段と、

前記制御手段の制御に用いられ、前記加算電流検出手段により検出された加算電流と、前記中性点間電流検出手段により検出された中性点間電流とに基づいて前記二つの星形結線コイルの各相を流れる相電流を算出する相電流算出手段と、

を備えることを要旨とする。

【0020】

この本発明の動力出力装置では、同相の電流の供給を受けて各々同一の動力を出力可能な一方の星形結線コイルの各相と他方の星形結線コイルの各相のうちの同相の二つのコイルに共用して取り付けられた加算電流検出手段が、二つのコイルを流れる各電流の加算電流を検出し、相電流算出手段が、加算電流検出手段により検出された加算電流から二つの星形結線コイルの各相を流れる相電流を算出する。したがって、インバータ回路のスイッチング素子のスイッチング制御に用いられる相電流を検出するために、二つの星形結線コイルの各相毎に電流センサを設ける必要がないから、電流センサの数を削減することができる。この結果、装置の低コスト化を実現することができる。

【0021】

この本発明の動力出力装置では、前記中性点間を流れる電流を検出する中性点間電流検出手段を備え、前記相電流算出手段は、前記加算電流検出手段により検出された加算電流と、前記中性点間電流検出手段により検出された中性点間電流とに基づいて前記各相電流を算出する手段である。また、この本発明の動力出力装置において、前記相電流算出手段は、前記加算電流検出手段により検出された加算電流を1/2倍した値と、前記中性点間電流検出手段により検出された中性点間電流を前記星形結線コイルの相数で除した値とに基づいて前記各相電流を算出する手段であるものとすることもできる。

【0022】

また、本発明の動力出力装置において、前記二つの星形結線コイルは、一つのロータに対応して設けられ、1つの電動機を構成するものとすることもできる。

【0023】

【発明の実施の形態】

10

20

30

40

50

次に、本発明の実施形態について説明する。図1は、本発明の基本形態である動力出力装置20の構成の概略を示す構成図である。基本形態の動力出力装置20は、図示するように、Y結線された二つの三相コイル24, 26を有する二重巻線モータ(以下、2Yモータという)22と、二つの三相コイル24, 26に各々接続され正極母線34と負極母線36を共用する二つのインバータ回路30, 32と、正極母線34と負極母線36とに接続されたコンデンサ38と、2Yモータ22の二つの三相コイル24, 26の中性点間に設けられた直流電源40と、装置全体をコントロールする電子制御ユニット50とを備える。

#### 【0024】

図2は、2Yモータ22の二つの三相コイル24, 26の関係を例示する説明図である。2Yモータ22は、例えば外表面に永久磁石が貼り付けられたロータと、図2に例示するように同じ巻線仕様の二つの三相コイル24, 26の巻線角度が0度となるように巻回されたステータとから構成されており、二つの三相コイル24, 26が巻回されている点を除いて通常の発電可能な同期発電電動機と同様の構成をしている。こうした2Yモータ22を駆動するには、インバータ回路30, 32により各々三相コイル24, 26に同相の三相交流が印加されるようインバータ回路30, 32を制御すればよい。なお、2Yモータ22の回転軸は基本形態の動力出力装置20の出力軸となっており、この回転軸から動力が出力される。基本形態の2Yモータ22は前述したように発電電動機として構成されているから、2Yモータ22の回転軸に動力を入力すれば、2Yモータ22により発電

10

20

#### 【0025】

インバータ回路30, 32は、共に6個のトランジスタT11~T16, T21~T26と6個のダイオードD11~D16, D21~D26とにより構成されている。6個のトランジスタT11~T16, T21~T26は、それぞれ正極母線34と負極母線36とに対してソース側とシンク側となるよう2個ずつペアで配置され、その接続点に2Yモータ22の三相コイル24, 26(U1V1W1), (U2V2W2)の各々が接続されている。したがって、正極母線34と負極母線36とに電圧が作用している状態で対をなすトランジスタT11~T16, T21~T26のオン時間の割合を同相をもって制御すれば、2Yモータ22の三相コイル24, 26により回転磁界を形成し、2Yモータ22を回転駆動することができる。

30

#### 【0026】

電子制御ユニット50は、CPU52を中心とするマイクロプロセッサとして構成されており、処理プログラムを記憶したROM54と、一時的にデータを記憶するRAM56と、入出力ポート(図示せず)とを備える。この電子制御ユニット50には、2Yモータ22の三相コイル24, 26のU1V1W1, U2V2W2の各相に取り付けられた電流センサ61~66からの各相電流 $I_{u1}$ ,  $I_{v1}$ ,  $I_{w1}$ ,  $I_{u2}$ ,  $I_{v2}$ ,  $I_{w2}$ や2Yモータ22の中性点間に取り付けられた電流センサ67からの中性点間電流 $I_o$ 、2Yモータ22の回転軸に取り付けられた回転角センサ68からの2Yモータ22の回転子の回転角 $\theta$ 、コンデンサ38に取り付けられた電圧センサ70からのコンデンサ38の端子間電圧 $V_c$ 、直流電源40に取り付けられた電圧センサ72からの直流電源40の端子間電圧 $V_b$ 、2Yモータ22の駆動に関する指令値などが入力ポートを介して入力されている。ここで、電流センサ61~63および電流センサ64~66のうちの各々いずれか一つを省略してもよいし、いずれか一つを異常検出専用のセンサとして用いるものとしてもよい。電子制御ユニット50からは、インバータ回路30, 32のトランジスタT11~T16, T21~T26のスイッチング制御を行なうための制御信号などが出力ポートを介して出力されている。

40

#### 【0027】

次に、こうして構成された基本形態の動力出力装置20の動作原理について説明する。図3は、三相コイル24の中性点と三相コイル26の中性点と電位差 $V_{012}$ が直流電源40の電圧 $V_b$ より小さい状態における電流の流れを2Yモータ22の三相コイル24,

50

26のu相の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。いま、三相コイル24の中性点と三相コイル26の中性点との電位差 $V_{012}$ が直流電源40の電圧 $V_b$ より小さい状態でインバータ回路30のトランジスタ $T_{12}$ がオンの状態かインバータ回路32のトランジスタ $T_{21}$ がオンの状態を考える。この場合、図3(a)か図3(b)中に実線矢印で示す短絡回路が形成され、2Yモータ22の三相コイル24, 26のu相はリアクトルとして機能する。この状態からインバータ回路30のトランジスタ $T_{12}$ をオフすると共にインバータ回路32のトランジスタ $T_{21}$ をオフすると、リアクトルとして機能している三相コイルのu相に蓄えられたエネルギーは、図3(c)中実線矢印で示す充電回路によりコンデンサ38に蓄えられる。したがって、この回路は、直流電源40のエネルギーをコンデンサ38に蓄えるコンデンサ充電回路とみなすことができる。このコンデンサ充電回路は、昇圧チョッパ回路と同様の構成となっているから、コンデンサ38の端子間電圧 $V_c$ を直流電源40の電圧 $V_b$ より高く自由に操作することができる。2Yモータ22の三相コイル24, 26のvw相も、u相と同様にコンデンサ充電回路とみなすことができるから、三相コイル24の中性点と三相コイル26の中性点との電位差 $V_{012}$ が直流電源40の電圧 $V_b$ より小さい状態とすると共にインバータ回路30のトランジスタ $T_{12}$ ,  $T_{14}$ ,  $T_{16}$ やインバータ回路32のトランジスタ $T_{21}$ ,  $T_{23}$ ,  $T_{25}$ をオンオフすることにより、直流電源40によりコンデンサ38を充電することができる。

#### 【0028】

図4は、三相コイル24の中性点と三相コイル26の中性点との電位差 $V_{012}$ が直流電源40の電圧 $V_b$ より大きい状態における電流の流れを2Yモータ22の三相コイル24, 26のu相の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。今度は、三相コイル24の中性点と三相コイル26の中性点との電位差 $V_{012}$ が直流電源40の電圧 $V_b$ より大きい状態でインバータ回路30のトランジスタ $T_{12}$ がオンでトランジスタ $T_{12}$ がオフおよびインバータ回路32のトランジスタ $T_{21}$ がオフでトランジスタ $T_{22}$ がオンの状態を考える。この場合、図4(a)中に実線矢印で示す充電回路が形成され、コンデンサ38の端子間電圧 $V_c$ を用いて直流電源40を充電する。このとき、2Yモータ22の三相コイル24, 26のu相は前述と同様にリアクトルとして機能する。この状態からインバータ回路30のトランジスタ $T_{11}$ をオフするかインバータ回路32のトランジスタ $T_{22}$ をオフすると、リアクトルとして機能している三相コイルのu相に蓄えられたエネルギーは、図4(b)または図4(c)中実線矢印で示す充電回路により直流電源40を充電する。したがって、この回路はコンデンサ38のエネルギーを直流電源40に蓄える直流電源充電回路とみなすことができる。2Yモータ22の三相コイル24, 26のvw相も、u相と同様に直流電源充電回路とみなすことができるから、三相コイル24の中性点と三相コイル26の中性点との電位差 $V_{012}$ が直流電源40の電圧 $V_b$ より大きい状態とすると共にインバータ回路30のトランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ やインバータ回路32のトランジスタ $T_{21} \sim T_{26}$ をオンオフすることにより、コンデンサ38により直流電源40を充電することができる。

#### 【0029】

このように、基本形態の動力出力装置20では、直流電源40によりコンデンサ38を充電したり、逆にコンデンサ38により直流電源40を充電することができるから、コンデンサ38の端子間電圧 $V_c$ を所望の値に制御することができる。コンデンサ38の端子間に電位差を生じさせると、インバータ回路30, 32の正極母線34と負極母線36にはコンデンサ38による直流電源が接続された状態となり、コンデンサ38の端子間電圧 $V_c$ がインバータ入力電圧 $V_i$ として作用するから、インバータ回路30, 32のトランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ ,  $T_{21} \sim T_{26}$ をスイッチング制御することにより、2Yモータ22を駆動制御することができる。このとき、三相コイル24に印加する三相交流の各相の電位 $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ はインバータ回路30のトランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ のスイッチング制御によりインバータ入力電圧 $V_i$ の範囲内で自由に設定できると共に三相コイル26に印加する三相交流の各相の電位 $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$ もインバータ回路32のトランジスタ $T_{21} \sim T_{26}$ のスイッチング制御によりインバータ入力電圧 $V_i$ の範囲

10

20

30

40

50

内で自由に設定できるから、2 Y モータ 2 2 の三相コイル 2 4 の中性点の電位  $V_{01}$  や三相コイル 2 6 の中性点の電位  $V_{02}$  を自由に操作することができる。図 5 に三相コイル 2 4 の中性点の電位  $V_{01}$  と三相コイル 2 6 の中性点の電位  $V_{02}$  との差が直流電源 4 0 の電圧  $V_b$  となるよう操作したときの三相コイル 2 4 の各相の電位  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$  の波形 (図 5 (a)) と、三相コイル 2 6 の各相の電位  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$  の波形 (図 5 (b)) の一例を示す。図中  $V_x$  はインバータ入力電圧  $V_i$  の中央値 ( $V_i / 2$ ) である。したがって、2 Y モータ 2 2 の三相コイル 2 4, 2 6 の中性点間の電位差  $V_{012}$  が直流電源 4 0 の電圧  $V_b$  より低くなるように操作してコンデンサ 3 8 を充電したり、逆に三相コイル 2 4, 2 6 の中性点間の電位差  $V_{012}$  が直流電源 4 0 の電圧  $V_b$  より高くなるように操作して直流電源 4 0 を充電することができる。コンデンサ 3 8 の充電電流や直流電源 4 0 の充電電流は、三相コイル 2 4, 2 6 の中性点間の電位差  $V_{012}$  を昇降することにより制御することができる。

10

#### 【 0 0 3 0 】

次に、基本形態の動力出力装置 2 0 の駆動制御について説明する。図 6 は、基本形態の動力出力装置 2 0 の電子制御ユニット 5 0 で実行される駆動制御を制御ブロックとして示す制御ブロック図である。図示するように、電流センサ 6 1 ~ 6 3, 6 4 ~ 6 6 により検出された各相電流  $I_{u1}$ ,  $I_{v1}$ ,  $I_{w1}$ ,  $I_{u2}$ ,  $I_{v2}$ ,  $I_{w2}$  (モータ電流) を回転角センサ 6 8 により検出された 2 Y モータ 2 2 のロータの回転角 (回転位置) を用いて三相二相 (d q 軸) 変換する三相二相変換部 M 1 と、2 Y モータ 2 2 の駆動に関する指令値の一つとして入力される電流指令値  $I_d^*$ ,  $I_q^*$  (d q 軸電流指令) と三相二相変換部 M 1 により三相二相変換された電流  $I_d$ ,  $I_q$  との偏差  $I_d$ ,  $I_q$  を演算する減算器 M 2 と、偏差  $I_d$ ,  $I_q$  に対して P I ゲインを用いてモータ駆動電流調整用の電圧操作量  $V_d$ ,  $V_q$  を演算する P I 制御部 M 3 と、電圧操作量  $V_d$ ,  $V_q$  を回転角センサ 6 8 により検出された 2 Y モータ 2 2 のロータの回転角 を用いて二相 (d q 軸) 三相変換して各相電位  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$  を演算する二相三相変換部 M 4 と、電圧センサ 7 0 により検出されたコンデンサ電圧  $V_c$  と電圧センサ 7 2 により検出された電池電圧  $V_b$  と 2 Y モータ 2 2 の駆動に関する指令値の一つとして入力されるコンデンサ 3 8 の目標電圧  $V_c^*$  とに基づいてコンデンサ電圧調整用の中性点間の電位差  $V_{012}$  (三相コイル 2 4 の中性点の電位  $V_{01}$  および三相コイル 1 2 6 の中性点の電位  $V_{02}$ ) を演算するコンデンサ電圧制御部 M 5 と、回転角センサ 6 8 により検出された回転角 を用いて二相三相変換部 M 4 により得られる各相電位  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$  に同期する 3 次高調波 (各相電位  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$  の周波数の 3 倍の周波数をもつ正弦波) を生成する 3 次高調波生成部 M 6 と、この 3 次高調波と二相三相変換部 M 4 により得られた各相電位  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$  とコンデンサ電圧制御部 M 5 により得られた中性点間の電位差  $V_{012}$  とを加算して変調信号を得る加算器 M 7 と、加算器 M 7 により得られた変調信号と搬送波としての三角波とを比較して P W M 信号を演算する P W M 信号演算部 M 8 とを備える。なお、制御ブロックでは、三相コイル 2 4 に対するブロックと三相コイル 2 6 に対するブロックとを同一のブロックとして記載した。三相二相変換部 M 1 から二相三相変換部 M 4 および加算器 M 7 並びに P W M 信号演算部 M 8 は、二相三相変換部 M 4 により得られた各相電位  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$  に中性点間の電位差  $V_{012}$  と 3 次高調波とを加算する点を除いて通常のもータ制御と同様である。コンデンサ電圧制御部 M 5 で中性点間の電位差  $V_{012}$  を演算する処理は、例えば、コンデンサ 3 8 の目標電圧  $V_c^*$  とコンデンサ電圧  $V_c$  との偏差  $V_c$  を演算し、この偏差  $V_c$  に対して P I ゲインを用いてコンデンサ電圧調整用の電池電流指令 (中性点間電流指令)  $I_o^*$  を演算し、この電池電流指令  $I_o^*$  と電池電圧  $V_b$  とに基づいて中性点間の電位差  $V_{012}$  を演算することにより行なうことができる。

20

30

40

#### 【 0 0 3 1 】

図 7 は、3 次高調波を重畳して 2 Y モータ 2 2 の三相コイル 2 4, 2 6 に各々対応する変調信号を得る様子を説明する説明図である。なお、図 7 では、三相コイル 2 4, 2 6 の u

50

相に対応する変調信号  $V_{u1}^*$  ,  $V_{u2}^*$  のみを示したが、 $v$  相、 $w$  相に対応する変調信号  $V_{v1}^*$  ,  $V_{v2}^*$  ,  $V_{w1}^*$  ,  $V_{w2}^*$  についても位相が異なるだけで  $u$  相に対応する変調信号  $V_{v1}^*$  ,  $V_{u2}^*$  と同様である。いま、三相コイル 24 , 26 に対応する変調波  $V_{u1}$  ,  $V_{u2}$  (次式 (1) , (2)) (3 次高調波を重畳する前の変調波) に変調波  $V_{u1}$  ,  $V_{u2}$  の周波数の 3 倍の周波数をもつ 3 次高調波  $V_3$  (次式 (3)) を重畳して変調信号  $V_{u1}^*$  ,  $V_{u2}^*$  (次式 (5) , (6)) を生成する場合を考える。ここで、 $V_c$  は、コンデンサ 28 の電圧を示し、 $V_0$  は、三相コイル 24 , 26 の中性点電位の指令値を示す。

$$V_{u1} = (2 / \sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_0 \quad (1)$$

$$V_{u2} = (2 / \sqrt{3}) V_c \cdot \sin (\theta - 120^\circ) - V_0 \quad (2)$$

$$V_3 = (1 / 3 \sqrt{3}) V_c \cdot \sin 3\theta \quad (3)$$

$$V_{u1}^* = (2 / \sqrt{3}) V_c (\sin \theta + \sin 3\theta / 3) + V_0 \quad (5)$$

$$V_{u2}^* = (2 / \sqrt{3}) V_c (\sin (\theta - 120^\circ) + \sin 3(\theta - 120^\circ) / 3) - V_0 \quad (6)$$

#### 【0032】

この場合、3 次高調波を重畳する前の変調信号  $V_{u1}$  ,  $V_{u2}$  (図 7 (a) 参照) と 3 次高調波を重畳した後の変調信号  $V_{u1}^*$  ,  $V_{u2}^*$  (図 7 (b) の参照) とを比較すると、図示するように、同じトルクを出力する場合でも 3 次高調波を重畳した後の変調信号  $V_{u1}^*$  ,  $V_{u2}^*$  の振幅を 3 次高調波を重畳する前の変調信号  $V_{u1}$  ,  $V_{u2}$  の振幅に対して  $3 / 2$  倍の振幅とすることができるから、3 次高調波を重畳した後の変調信号  $V_{u1}^*$  ,  $V_{u2}^*$  はコンデンサ 38 の端子間電圧  $V_c$  を効率良く利用できることがわかる。なお、3 次高調波の振幅は、変調信号  $V_{u1}^*$  ,  $V_{u2}^*$  の振幅を小さくするのに適した値に設定されている。

#### 【0033】

前述したように、コンデンサ 38 の電圧  $V_c$  は三相コイル 24 , 26 の中性点間の電位差  $V_{012}$  によって制御できるから、この中性点間の電位差  $V_{012}$  を保持できれば、変調波に 3 次高調波を重畳したとしても、コンデンサ 38 の電圧  $V_c$  は振動しない。即ち、三相コイル 24 に印加される電流により出力される動力と三相コイル 26 に印加される同相の電流により出力される動力とが同じ (三相コイル 24 の各相電位  $V_{u1}$  ,  $V_{v1}$  ,  $V_{w1}$  の振幅および周波数と三相コイル 26 の各相電位  $V_{u2}$  ,  $V_{v2}$  ,  $V_{w2}$  の振幅および周波数とが同じ) であれば、これに各々互いに同一の周波数と振幅を有する 3 次高調波を重畳したとしても、図 7 に示すように中性点間の電位差  $V_{012}$  は一定の状態に保持されるから、コンデンサ 38 の電圧  $V_c$  は振動しない。そして、各相電位  $V_{u1}$  ,  $V_{v1}$  ,  $V_{w1}$  ,  $V_{u2}$  ,  $V_{v2}$  ,  $V_{w2}$  に 3 次高調波が重畳されることで、同じトルクで加算器 M7 により得られる変調信号の振幅が減少 ( $3 / 2$  倍) するから、その減少分だけ変調信号の振幅を大きく (最大  $(2 / \sqrt{3})$  倍大きく) 設定することができ、2 Y モータ 22 からの出力を最大約 15 % 向上させることができるのである。

#### 【0034】

以上説明した基本形態の動力出力装置 20 によれば、三相コイル 24 , 26 の各々に対応した、二相三相変換部 M4 により得られた互いに同一の振幅および周波数を有する各相電位  $V_{u1}$  ,  $V_{v1}$  ,  $V_{w1}$  および各相電位  $V_{u2}$  ,  $V_{v2}$  ,  $V_{w2}$  (変調信号) に、各々互いに同一の振幅および周波数を有する 3 次高調波を重畳させてインバータ回路 30 , 32 のトランジスタ T11 ~ T16 , T21 ~ T26 をスイッチング制御するから、三相コイル 24 , 26 の中性点間の電位差  $V_{012}$  を保持、即ちコンデンサ 38 の電圧  $V_c$  を目標電圧  $V_{c^*}$  に保持しながら、変調信号の振幅最大値を減少させることができる。この結果、コンデンサ 38 の電圧  $V_c$  を振動させることなく、2 Y モータ 22 から出力されるトルクの上限をより向上させることができる。

#### 【0035】

基本形態の動力出力装置 20 では、三相コイル 24 と三相コイル 26 とを有する 2 Y モータ 22 を駆動制御する場合における変調波への 3 次高調波の重畳を考えたが、二つの三相コイルのうち一方の第 1 三相コイルを有する第 1 モータと他方の第 2 三相コイルを有す

10

20

30

40

50

る第2モータとを駆動制御する場合に適用するものとしても良い。但し、3次高調波を重畳することにより基本形態の動力出力装置20と同様の効果を奏することができる場合としては、第1、第2モータを同じ出力で制御する場合、即ち、第1三相コイルの各相電位 $V_{u1}$ 、 $V_{v1}$ 、 $V_{w1}$ （3次高調波重畳前の変調波）の振幅および周波数と第2三相コイルの各相電位 $V_{u2}$ 、 $V_{v2}$ 、 $V_{w2}$ （3次高調波重畳前の変調波）の振幅および周波数とが同一の場合に限られる。

【0036】

次に、本発明の実施形態の動力出力装置120について説明する。図8は、実施形態の動力出力装置120の構成の概略を示す構成図である。実施形態の動力出力装置120は、図示するように、Y結線された二つの三相コイル124、126を有する二重巻線モータ（以下、2Yモータという）122と、二つの三相コイル124、126に各々接続され正極母線134と負極母線136を共用する二つのインバータ回路130、132と、正極母線134と負極母線136とに接続されたコンデンサ138と、2Yモータ122の二つの三相コイル124、126の中性点間に設けられた直流電源140と、三相コイル124のu相と三相コイル126のu相とを集合させた集合部に取り付けられた電流センサ161と、三相コイル124のv相と三相コイルv相とを集合させた集合部に取り付けられた電流センサ162と、三相コイル124、126の中性点間に取り付けられた電流センサ167と、装置全体をコントロールする電子制御ユニット150とを備える。このように、実施形態の動力出力装置120は、実施形態の動力出力装置20の電流センサ61～66に換えて三相コイル124のu相と三相コイル126のu相とに共用の電流センサ161と、三相コイル124のv相と三相コイル126のv相とに共用の電流センサ162とを備える点を除いて実施形態の動力出力装置20と同様のハード構成をしている。したがって、実施形態の動力出力装置120の構成のうち実施形態の動力出力装置20に対応する構成については100を加えて符号を付し、その説明は省略する。

【0037】

電流センサ161、162は、例えば、ホール電流センサやサーボ式磁気電流センサであり、対応する二つの三相コイル124、126の同相を流れる二つの電流を加算した加算電流を電流信号として検出する。なお、実施形態では、対応する三相コイル124、126の二つのu相の集合部と二つのv相の集合部とに各々共用の電流センサ161、162を取り付けるものとしたが、二つのw相を集合させた集合部にも共用の電流センサを取り付けるものとしてもよい。

【0038】

こうして構成された実施形態の動力出力装置120の動作、特に、電流センサ161、162と電流センサ167の検出結果を用いて三相コイル124、126の各相を流れる各相電流 $I_{u1}$ 、 $I_{v1}$ 、 $I_{w1}$ 、 $I_{u2}$ 、 $I_{v2}$ 、 $I_{w2}$ を演算し、この演算結果を用いて2Yモータ122を駆動制御する際の動作について説明する。

【0039】

図9は、電流センサ161により検出されるu相加算電流 $I_u (= I_{u1} + I_{u2})$ の一例を示す図である。いま、2Yモータ122の三相コイル124に印加される電流により2Yモータ22から出力される動力と三相コイル126に印加される電流により2Yモータ22から出力される動力とが同じ場合、即ち三相コイル124の各相と三相コイル126の各相とにそれぞれ同じ振幅および周波数を有し同相の相電流を印加する場合を考える。電流センサ161により検出されるu相加算電流 $I_u$ は、図9に示すように、三相コイル124のu相電流 $I_{u1}$ と三相コイル126のu相電流 $I_{u2}$ とを加算したものとなる。電流センサ162により検出されるv相加算電流 $I_v$ も電流センサ161、162による検出結果に基づいて演算されるw相加算電流 $I_w$ も位相が異なるだけで同様である。したがって、電流センサ161により検出されるu相加算電流 $I_u$ 、電流センサ162により検出されるv相加算電流 $I_v$ 、電流センサ161、162の検出結果に基づいて演算されるw相加算電流 $I_w$ は、次式で示すことができる。ここで、 $I_o$ は、零相電流（中性点間電流）であり、 $I_o/3$ は、零相電流の一相分である。 $I$ は、各相電流 $I_{u1}$ 、 $I_{v1}$

10

20

30

40

50

,  $I_{w1}$ ,  $I_{u2}$ ,  $I_{v2}$ ,  $I_{w2}$  の振幅である。

【0040】

$$I_u = I_{u1} + I_{u2} = (I \cdot \sin \theta - I_o / 3) + (I \cdot \sin \theta + I_o / 3) \\ = 2 \cdot I \cdot \sin \theta \quad (7)$$

$$I_v = I_{v1} + I_{v2} = (I \cdot \sin(\theta - 2/3) - I_o / 3) + (I \cdot \sin(\theta - 2/3) + I_o / 3) \\ = 2 \cdot I \cdot \sin(\theta - 2/3) \quad (8)$$

$$I_w = I_{w1} + I_{w2} = (I \cdot \sin(\theta + 2/3) - I_o / 3) + (I \cdot \sin(\theta + 2/3) + I_o / 3) \\ = 2 \cdot I \cdot \sin(\theta + 2/3) \quad (9)$$

式(7)~(9)から各相の加算電流  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$  は、零相電流  $I_o$  がキャンセルされ、それぞれ各相電流  $I_{u1}$ ,  $I_{v1}$ ,  $I_{w1}$ ,  $I_{u2}$ ,  $I_{v2}$ ,  $I_{w2}$  の振幅の2倍の振幅を有する電流となることがわかる。したがって、三相コイル124, 126の各相電流  $I_{u1}$ ,  $I_{v1}$ ,  $I_{w1}$ ,  $I_{u2}$ ,  $I_{v2}$ ,  $I_{w2}$  は、電流センサ161, 162の検出結果と、中性点間に取り付けられた電流センサ167の検出結果とを用いて、次式により演算することができる。なお、実施形態では、u相分のみについて示したが、v相, w相についても同様である。

$$I_{u1} = I_u / 2 - I_o / 3 \quad (10)$$

$$I_{u2} = I_u / 2 + I_o / 3 \quad (11)$$

【0041】

こうした三相コイル124, 126の各相電流  $I_{u1}$ ,  $I_{u2}$ ,  $I_{v1}$ ,  $I_{v2}$ ,  $I_{w1}$ ,  $I_{w2}$  が演算されると、この演算結果を用いて通常のリモータ制御により2Yモータ22を駆動することができる。

【0042】

以上説明した実施形態の動力出力装置120によれば、対応する二つの三相コイル124, 126のu相とw相とにそれぞれ共用の電流センサ161, 162を取り付け、この電流センサ161, 162による検出結果と電流センサ167による中性点間電流の検出結果とに基づいて三相コイル124, 126の各相電流  $I_{u1}$ ,  $I_{v1}$ ,  $I_{w1}$ ,  $I_{u2}$ ,  $I_{v2}$ ,  $I_{w2}$  を演算し、この演算結果を用いて2Yモータ122を駆動するから、三相コイル124の各相と三相コイル126の各相のそれぞれに電流センサを取り付ける必要がない。この結果、動力出力装置120の低コスト化を実現することができる。

【0043】

実施形態の動力出力装置120では、三相コイル124と三相コイル126とを有する2Yモータ122を駆動制御する場合における共用の電流センサ161, 162の設置を考えたが、二つの三相コイルのうち一方の第1三相コイルを有する第1モータと他方の第2三相コイルを有する第2モータとを駆動制御する場合における共用の電流センサの設置を考えるものとしても良い。但し、実施形態の動力出力装置120と同様の効果を奏することができる場合としては、第1, 第2モータを同じ出力で制御する場合、即ち、第1三相コイルの各相電位  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$  (変調波)の振幅および周波数と第2三相コイルの各相電位  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$  (変調波)の振幅および周波数とが同一の場合に限られる。

【0044】

基本形態および実施形態の動力出力装置20, 120では、正極母線34, 134と負極母線36, 136とにコンデンサ38, 138を接続するものとしたが、コンデンサ38, 138に代えて直流電源を接続するものとしてもよい。

【0045】

基本形態および実施形態の動力出力装置20, 120では、二つの三相コイル24, 26, 124, 126の中性点間に直流電源40, 140を接続するものとしたが、三相に限らず多相交流コイルの中性点間に直流電源を接続するものとしても構わない。

【0046】

図10, 11に基づいてさらに他の実施形態について説明する。上述の図7の例では、3次の高調波を重畳した。図10の例では、これに代えて、直流電源40の正側に接続され

10

20

30

40

50

た三相コイル 2 4 の中性点の電位を、各相変調波の最大電圧（瞬時値の相電位の最大値）がコンデンサ 3 8 の電圧  $V_c$  の正側に一致するように補正を加える。これによって、コンデンサ 3 8 の電圧  $V_c$  利用率を最大にすることができる。

【 0 0 4 7 】

すなわち、

$$V_{u1} = (2 / \sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_0 \quad (1)$$

$$V_{u2} = (2 / \sqrt{3}) V_c \cdot \sin (\theta - 120^\circ) - V_0 \quad (2)$$

$$V_3 = 1 - \text{MAX} (V_{u1}, V_{v1}, V_{w1}) \quad (3)$$

（但し、三角波の頂点 = 1、三角波の下点 = - 1 とする）

$$V_{u1}^* = (2 / \sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_3 + V_0 \quad (5)$$

$$V_{u2}^* = (2 / \sqrt{3}) V_c \cdot \sin (\theta - 120^\circ) + V_3 - V_0 \quad (6)$$

とする。

【 0 0 4 8 】

このように、3 相の変調波の最大電圧値を三角波の頂点（コンデンサ 3 8 の正側電圧）から減算した電圧値を  $V_3$ （補正波）として、これを各相変調波（各相電流）に重畳する。これによって、相電流がコンデンサ 3 8 の電位  $V_c$  を超える部分について、超過分が減算されることになり、各相変調波（相電位）の最大値がコンデンサ 3 8 の電圧  $V_c$  に一致する。従って、コンデンサ 3 8 の電圧  $V_c$  の利用率を最大にして、変調信号  $V_{u1}^*$ 、 $V_{u2}^*$  の振幅を小さくして、最大出力トルクを向上させることができる。

【 0 0 4 9 】

また、図 1 1 に示すように、直流電源 4 0 の負側に接続された三相コイル 2 6 の中性点電位を、各相変調波の最小電圧値（瞬時値の相電位の最小値）がコンデンサ 3 8 の電圧  $V_c$  の負側に一致するように補正を加えることもできる。

【 0 0 5 0 】

すなわち、

$$V_{u1} = (2 / \sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_0 \quad (1)$$

$$V_{u2} = (2 / \sqrt{3}) V_c \cdot \sin (\theta - 120^\circ) - V_0 \quad (2)$$

$$V_3 = -1 - \text{MIN} (V_{u1}, V_{v1}, V_{w1}) \quad (3)$$

（但し、三角波の頂点 = 1、三角波の下点 = - 1 とする）

$$V_{u1}^* = (2 / \sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_3 + V_0 \quad (5)$$

$$V_{u2}^* = (2 / \sqrt{3}) V_c \cdot \sin (\theta - 120^\circ) + V_3 - V_0 \quad (6)$$

とする。

【 0 0 5 1 】

これによって、図 1 0 の場合と同様に、補正波  $V_3$  を重畳することによって、相電流がコンデンサ 3 8 の電位  $V_c$  を負側で超える部分について、超過分が減算されることになり、相電位の最小値がコンデンサ 3 8 の電圧  $V_c$  の負側に一致する。従って、コンデンサ 3 8 の電圧  $V_c$  の利用率を最大にして、変調信号  $V_{u1}^*$ 、 $V_{u2}^*$  の振幅を小さくして、最大出力トルクを向上させることができる。

【 0 0 5 2 】

以上、本発明の実施の形態について実施形態を用いて説明したが、本発明のこうした実施形態に何ら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内において、種々なる形態で実施し得ることは勿論である。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の基本形態である動力出力装置 2 0 の構成の概略を示す構成図である。

【 図 2 】 2 Y モータ 2 2 の三相コイル 2 4 と三相コイル 2 6 との関係を説明する説明図である。

【 図 3 】 三相コイル 2 4 の中性点と三相コイル 2 6 の中性点との電位差  $V_{012}$  が直流電源 4 0 の電圧  $V_b$  よりも小さい状態における電流の流れを 2 Y モータ 2 2 の三相コイル 2 4、2 6 の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。

【 図 4 】 三相コイル 2 4 の中性点と三相コイル 2 6 の中性点との電位差  $V_{012}$  が直流

10

20

30

40

50

電源 40 の電圧  $V_b$  よりも大きい状態における電流の流れを 2 Y モータ 22 の三相コイル 24, 26 の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。

【図 5】 三相コイル 24 の中性点の電位  $V_{01}$  と三相コイル 26 の中性点の電位  $V_{02}$  との差が直流電源 40 の電圧  $V_b$  となるよう操作したときの三相コイル 24, 26 の各相電位  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$  の波形の一例を示す説明図である。

【図 6】 基本形態 の動力出力装置 20 の電子制御ユニット 50 により実行される駆動制御を制御ブロックとして示すブロック図である。

【図 7】 3 次高調波を重畳して 2 Y モータ 22 の三相コイル 24, 26 に各々対応する変調信号を得る様子を説明する説明図である。

【図 8】 実施形態 の動力出力装置 120 の構成の概略を示す構成図である。

【図 9】 電流センサ 161 により検出される u 相加算電流  $I_u (= I_{u1} + I_{u2})$  の一例を示す図である。

【図 10】 各相の変調波の最大値とコンデンサ電圧の差についての補正波を重畳して 2 Y モータ 22 の三相コイル 24, 26 に各々対応する変調信号を得る様子を説明する説明図である。

【図 11】 各相の変調波の最大値とコンデンサ電圧の差についての補正波を重畳して 2 Y モータ 22 の三相コイル 24, 26 に各々対応する変調信号を得る様子を説明する説明図である。

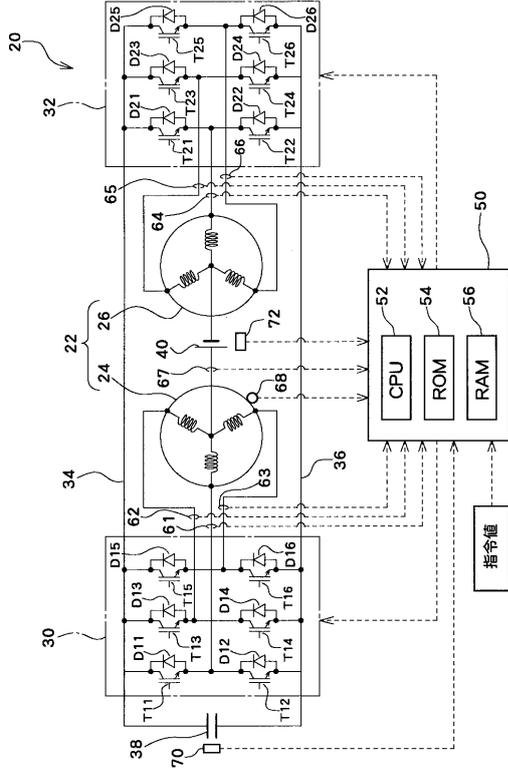
【符号の説明】

20, 120 動力出力装置、22, 122 2 Y モータ、24, 26 三相コイル、30, 32, 130, 132 インバータ回路、34, 134 正極母線、36, 136 負極母線、38, 138 コンデンサ、40, 140 直流電源、50, 150 電子制御ユニット、52, 152 CPU、54, 154 ROM、56, 156 RAM、61~67, 161, 162 電流センサ、68, 168 回転角センサ、70, 72, 170, 172 電圧センサ、T11~T16, T21~T26 トランジスタ、D11~D16, D21~D26 ダイオード。

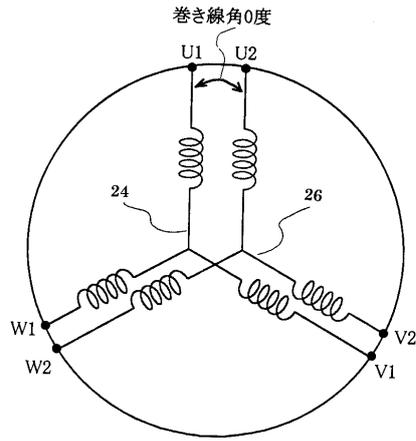
10

20

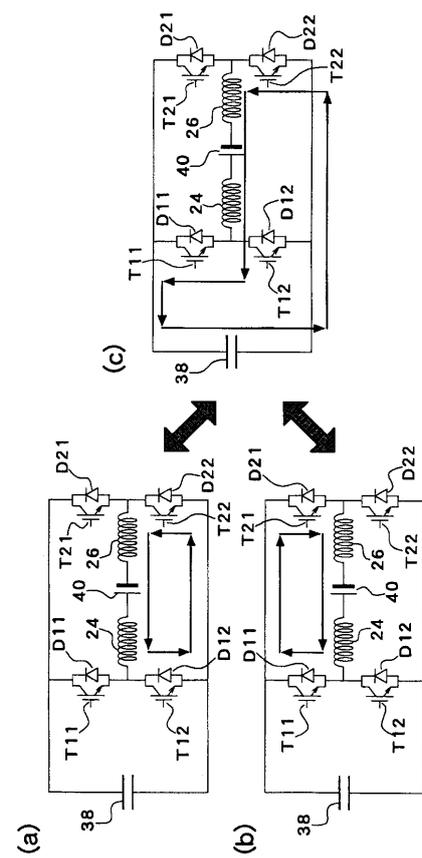
【図1】



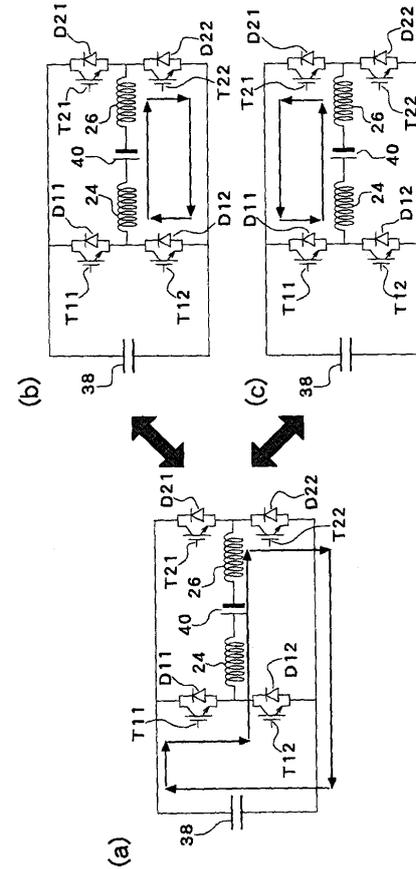
【図2】



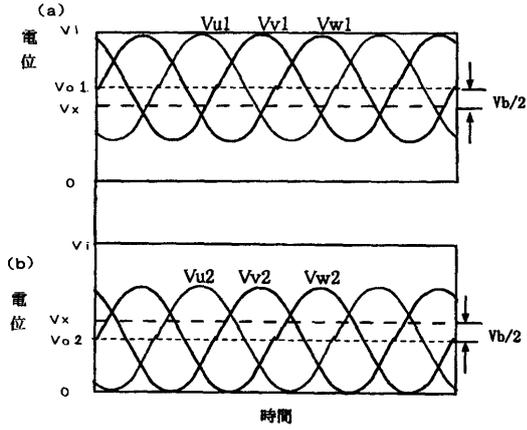
【図3】



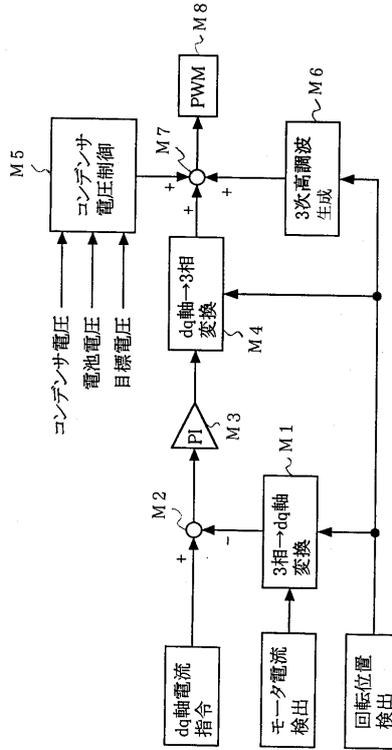
【図4】



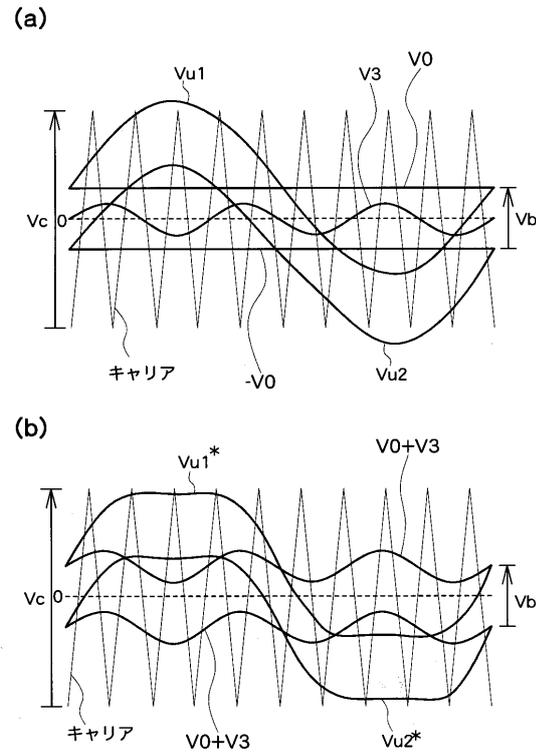
【図5】



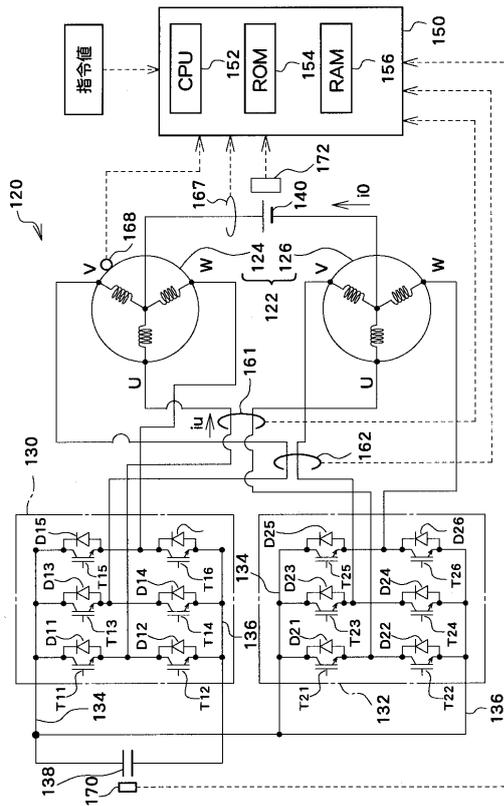
【図6】



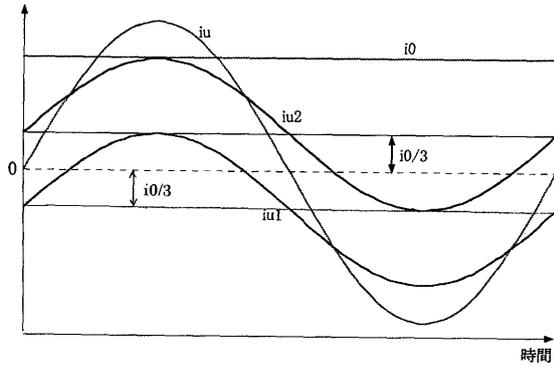
【図7】



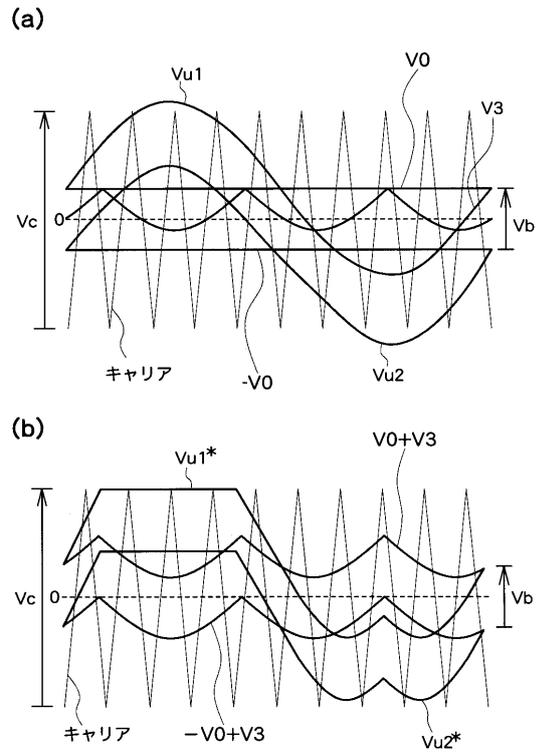
【図8】



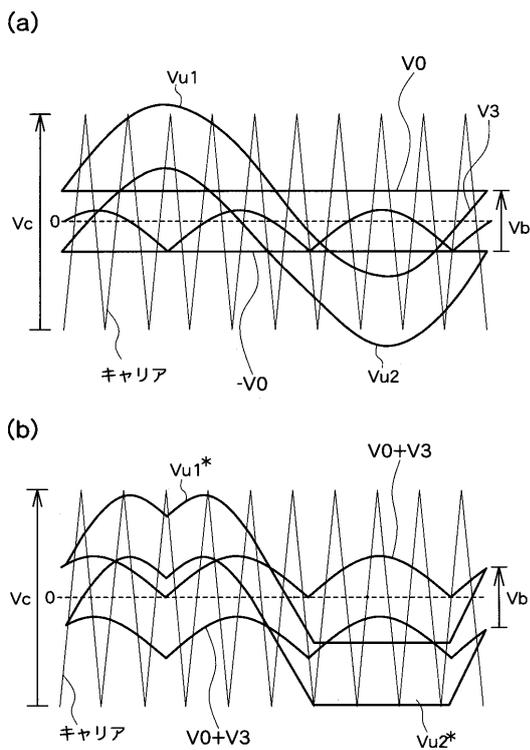
【図9】



【図10】



【図11】



## フロントページの続き

(51)Int.Cl.

F I

H 0 2 P 7/63 3 0 2 K

- (72)発明者 中井 英雄  
愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1番地の1 株式会社豊田中央研究所内
- (72)発明者 守屋 一成  
愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1番地の1 株式会社豊田中央研究所内
- (72)発明者 大谷 裕子  
愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1番地の1 株式会社豊田中央研究所内
- (72)発明者 稲熊 幸雄  
愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1番地の1 株式会社豊田中央研究所内
- (72)発明者 社本 純和  
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内
- (72)発明者 佐藤 栄次  
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

審査官 服部 俊樹

- (56)参考文献 特開2002-218793(JP,A)  
特開昭61-001294(JP,A)  
特開2000-245005(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/5387  
H02M 7/48  
H02P 6/08  
H02P 27/06  
H02P 27/08