

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6369517号  
(P6369517)

(45) 発行日 平成30年8月8日(2018.8.8)

(24) 登録日 平成30年7月20日(2018.7.20)

(51) Int.Cl.		F I	
HO2P 21/22	(2016.01)	HO2P 21/22	
HO2M 7/48	(2007.01)	HO2M 7/48	E
HO2P 25/022	(2016.01)	HO2P 25/022	

請求項の数 11 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2016-192899 (P2016-192899)	(73) 特許権者	000002853
(22) 出願日	平成28年9月30日 (2016.9.30)		ダイキン工業株式会社
(65) 公開番号	特開2018-57207 (P2018-57207A)		大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号
(43) 公開日	平成30年4月5日 (2018.4.5)		梅田センタービル
審査請求日	平成29年8月1日 (2017.8.1)	(74) 代理人	100088672
			弁理士 吉竹 英俊
		(74) 代理人	100088845
			弁理士 有田 貴弘
		(74) 代理人	100103229
			弁理士 福市 朋弘
		(72) 発明者	安本 電志
			大阪府摂津市西一津屋1番1号 ダイキン工業株式会社 淀川製作所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換器の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

脈動成分(Vdch)を含む直流電圧(Vdc)を交流電圧に変換して前記交流電圧を同期電動機(M1)に出力する電力変換器(2)を制御する装置であって、

前記脈動成分を検出する脈動成分検出部(6)と、

前記電力変換器を制御して、前記同期電動機の負荷角を、前記脈動成分の瞬時値の増大に応じて増大させる制御回路(3)とを備える、電力変換器の制御装置。

【請求項2】

前記制御回路(3)は、前記電力変換器(2)を制御して、前記交流電圧の位相である電圧位相を、前記脈動成分の瞬時値の増大に応じて増大させて、前記負荷角を増大させる、請求項1に記載の電力変換器の制御装置。

【請求項3】

前記制御回路(3)は、

前記電圧位相についての第1電圧位相指令( $v^*$ )を前記脈動成分(Vdch)の瞬時値の増大に応じて増大するように補正を行って、第2電圧位相指令( $v^{*'}$ )を生成し、

前記電力変換器(2)を制御するための制御信号(S)を、前記第2電圧位相指令( $v^{*'}$ )に基づいて生成する、請求項2に記載の電力変換器の制御装置。

【請求項4】

前記制御回路(3)は、

10

20

前記同期電動機の回転速度についての第1回転速度指令( $\omega_c^*$ )を前記脈動成分(Vdch)の瞬時値の増大に応じて増大するように補正して、第2回転速度指令( $\omega_c^{*'}$ )を生成し、

前記第2回転速度指令を積分して、前記電圧位相についての電圧位相指令( $v^{*'}$ )を生成し、

前記電力変換器(2)を制御するための制御信号(S)を、前記電圧位相指令( $v^{*'}$ )に基づいて生成する、請求項2に記載の電力変換器の制御装置。

【請求項5】

前記制御回路(3)は、

前記同期電動機(M1)の回転に応じて回転する制御座標系における前記交流電圧についての第1電圧指令( $V_{Mc}^*, V_{Tc}^*$ )を生成し、 10

固定座標系に対する前記制御座標系の位相差( $\theta_c'$ )を算出し、

前記位相差を前記脈動成分(Vdch)の前記瞬時値の増大に応じて増大するように補正して、補正後の位相差( $\theta_c$ )を算出し、

前記第1電圧指令に対して前記補正後の位相差を用いて座標変換を施して、前記固定座標系における前記交流電圧についての第2電圧指令( $V_u^*, V_v^*, V_w^*$ )を生成し、

前記電力変換器(2)を制御するための制御信号(S)を、前記第2電圧指令に基づいて生成する、請求項2に記載の電力変換器の制御装置。

【請求項6】

前記制御回路(3)は、 20

前記同期電動機(M1)の回転に応じて回転する制御座標系における前記交流電圧についての第1電圧指令( $V_{Mc}^*, V_{Tc}^*$ )を生成し、

前記同期電動機の回転速度についての第1回転速度指令( $\omega_c^{**}$ )を、前記脈動成分(Vdch)の前記瞬時値の増大に応じて増大するように補正して、第2回転速度指令( $\omega_c^*$ )を生成し、

固定座標系に対する前記制御座標系の位相差( $\theta_c$ )を、前記第2回転速度指令を積分して生成し、

前記第1電圧指令に対して前記位相差を用いて座標変換を施して、前記固定座標系における前記交流電圧についての第2電圧指令( $V_u^*, V_v^*, V_w^*$ )を生成し、

前記電力変換器(2)を制御するための制御信号(S)を、前記第2電圧指令に基づいて生成する、請求項2に記載の電力変換器の制御装置。 30

【請求項7】

前記制御回路(3)は、前記第1回転速度指令( $\omega_c^{**}$ )に基づいて前記第1電圧指令( $V_{Mc}^*, V_{Tc}^*$ )を生成する、請求項6に記載の電力変換器の制御装置。

【請求項8】

前記制御回路(3)は、

前記交流電圧として1個のパルスを実記電力変換器(2)に出力させる、請求項1から請求項4のいずれか一つに記載の電力変換器の制御装置。

【請求項9】

前記電力変換器(2)は、キャリア(C)に基づくパルス幅変調で動作し、 40

前記制御回路(3)は、前記交流電圧の周波数( $F_v$ )を前記キャリアの周波数( $F_c$ )で除算して得られる値よりも少ない個数のパルスを含み、かつ、前記パルスの少なくとも一つは前記キャリアの周期よりも長いパルス幅を有する前記交流電圧を、前記電力変換器(2)に出力させる、請求項1から請求項4のいずれか一つに記載の電力変換器の制御装置。

【請求項10】

前記同期電動機(M1)は、電機子巻線を有する電機子と、界磁とを備え、

前記制御回路(3)は、前記界磁による前記電機子巻線への鎖交磁束と、前記電機子巻線に交流電流が流れて発生する電機子反作用による磁束との合成たる一次磁束の大きさを制御する一次磁束制御を実行する、請求項1から請求項9のいずれか一つに記載の電力変換器の制御装置。 50

## 【請求項 11】

相互間に前記直流電圧(Vdc)が印加される第1直流母線(LH)および第2直流母線(LL)が、前記電力変換器(2)に接続され、  
 前記第1直流母線と前記第2直流母線との間には、コンデンサ(C1)が接続され、  
 前記コンデンサに対して前記電力変換器(2)とは反対側で、前記第1直流母線または前記第2直流母線の上には、リアクトル(L1)が設けられており、  
 前記脈動成分検出部(6)は、前記コンデンサ側の前記リアクトルの一端の電位を基準電位とした前記リアクトルの電圧(VL)を、前記脈動成分(Vdch)の逆相として検出し、または、前記リアクトルの他端の電位を基準電位とした前記リアクトルの電圧を、前記脈動成分として検出する、請求項1から請求項10のいずれか一つに記載の電力変換器の制御装置

10

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、電力変換器の制御装置に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

従来から、電動機を駆動する電動機駆動装置が提案されている。例えば電動機駆動装置はコンバータとインバータとコンデンサとを備えている。コンバータは交流電圧を直流電圧に変換し、この直流電圧を一对の直流母線の間に出力する。コンデンサは一对の直流母線の間

20

に接続されている。インバータは、一对の直流母線の間を直流電圧を交流電圧に変換し、この交流電圧を電動機へと出力する。

## 【0003】

一对の直流母線の間を直流電圧は、例えばインバータのスイッチングに起因して、脈動する。つまり、直流電圧は脈動成分を含む。

## 【0004】

なお本願に関連する技術として特許文献1, 2を掲示する。

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0005】

【特許文献1】特許第4750553号公報

【特許文献2】特許第5853360号公報

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0006】

直流電圧に含まれる脈動成分を抑制することが望まれている。

## 【0007】

そこで本願は、直流電圧の脈動成分を抑制できる電力変換器の制御装置を提供することを目的とする。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0008】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第1の態様は、脈動成分(Vdch)を含む直流電圧(Vdc)を交流電圧に変換して前記交流電圧を同期電動機(M1)に出力する電力変換器(2)を制御する装置であって、前記脈動成分を検出する脈動成分検出部(6)と、前記電力変換器を制御して、前記同期電動機の負荷角を、前記脈動成分の瞬時値の増大に応じて増大させる制御回路(3)とを備える。

## 【0009】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第2の態様は、第1の態様にかかる電力変換器の制御装置であって、前記制御回路(3)は、前記電力変換器(2)を制御して、前記交流電圧の位相である電圧位相を、前記脈動成分の瞬時値の増大に応じて増大させて、前記負荷角

50

を増大させる。

【0010】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第3の態様は、第2の態様にかかる電力変換器の制御装置であって、前記制御回路(3)は、前記電圧位相についての第1電圧位相指令( $v^*$ )を前記脈動成分(Vdch)の瞬時値の増大に応じて増大するように補正を行って、第2電圧位相指令( $v^{*'}$ )を生成し、前記電力変換器(2)を制御するための制御信号(S)を、前記第2電圧位相指令( $v^{*'}$ )に基づいて生成する。

【0011】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第4の態様は、第2の態様にかかる電力変換器の制御装置であって、前記制御回路(3)は、前記同期電動機の回転速度についての第1回転速度指令( $0c^*$ )を前記脈動成分(Vdch)の瞬時値の増大に応じて増大するように補正して、第2回転速度指令( $0c^{*'}$ )を生成し、前記第2回転速度指令を積分して、前記電圧位相についての電圧位相指令( $v^{*'}$ )を生成し、前記電力変換器(2)を制御するための制御信号(S)を、前記電圧位相指令( $v^{*'}$ )に基づいて生成する。

10

【0012】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第5の態様は、第2の態様にかかる電力変換器の制御装置であって、前記制御回路(3)は、前記同期電動機(M1)の回転に応じて回転する制御座標系における前記交流電圧についての第1電圧指令( $V^*$ )を生成し、固定座標系に対する前記制御座標系の位相差( $0c'$ )を算出し、前記位相差を前記脈動成分(Vdch)の前記瞬時値の増大に応じて増大するように補正して、補正後の位相差( $0c$ )を算出し、前記第1電圧指令に対して前記補正後の位相差を用いて座標変換を施して、前記固定座標系における前記交流電圧についての第2電圧指令( $Vu^*, Vv^*, Vw^*$ )を生成し、前記電力変換器(2)を制御するための制御信号(S)を、前記第2電圧指令に基づいて生成する。

20

【0013】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第6の態様は、第2の態様にかかる電力変換器の制御装置であって、前記制御回路(3)は、前記同期電動機(M1)の回転に応じて回転する制御座標系における前記交流電圧についての第1電圧指令( $V^*$ )を生成し、前記同期電動機の回転速度についての第1回転速度指令( $0c^{**}$ )を、前記脈動成分(Vdch)の前記瞬時値の増大に応じて増大するように補正して、第2回転速度指令( $0c^*$ )を生成し、固定座標系に対する前記制御座標系の位相差( $0c$ )を、前記第2回転速度指令を積分して生成し、前記第1電圧指令に対して前記位相差を用いて座標変換を施して、前記固定座標系における前記交流電圧についての第2電圧指令( $Vu^*, Vv^*, Vw^*$ )を生成し、前記電力変換器(2)を制御するための制御信号(S)を、前記第2電圧指令に基づいて生成する。

30

【0014】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第7の態様は、第6の態様にかかる電力変換器の制御装置であって、前記制御回路(3)は、前記第1回転速度指令( $0c^{**}$ )に基づいて前記第1電圧指令( $V^*$ )を生成する。

【0015】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第8の態様は、第1から第4のいずれか一つの態様にかかる電力変換器の制御装置であって、前記制御回路(3)は、前記交流電圧として1個のパルスの前記電力変換器(2)に出力させる。

40

【0016】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第9の態様は、第1から第4のいずれか一つの態様にかかる電力変換器の制御装置であって、前記電力変換器(2)は、キャリア(C)に基づくパルス幅変調で動作し、前記制御回路(3)は、前記交流電圧の周波数( $Fv$ )を前記キャリア周波数( $Fc$ )で除算して得られる値よりも少ない個数のパルスを含み、かつ、前記パルスの少なくとも一つは前記キャリアの周期よりも長いパルス幅を有する前記交流電圧を、前記電力変換器(2)に出力させる。

【0017】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第10の態様は、第1から第9のいずれか一つ

50

の態様にかかる電力変換器の制御装置であって、前記同期電動機(M1)は、電機子巻線を有する電機子と、界磁とを備え、前記制御回路(3)は、前記界磁による前記電機子巻線への鎖交磁束と、前記電機子巻線に交流電流が流れて発生する電機子反作用による磁束との合成たる一次磁束の大きさを制御する一次磁束制御を実行する。

【0018】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第11の態様は、第1から第10のいずれか一つの態様にかかる電力変換器の制御装置であって、相互間に前記直流電圧(Vdc)が印加される第1直流母線(LH)および第2直流母線(LL)が、前記電力変換器(2)に接続され、前記第1直流母線と前記第2直流母線との間には、コンデンサ(C1)が接続され、前記コンデンサに対して前記電力変換器(2)とは反対側で、前記第1直流母線または前記第2直流母線の上には、リアクトル(L1)が設けられており、前記脈動成分検出部(6)は、前記コンデンサ側の前記リアクトルの一端の電位を基準電位とした前記リアクトルの電圧(VL)を、前記脈動成分(Vdch)の逆相として検出し、または、前記リアクトルの他端の電位を基準電位とした前記リアクトルの電圧を、前記脈動成分として検出する。

10

【発明の効果】

【0019】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第1および第10の態様によれば、脈動成分の瞬時値の増大に応じて負荷角を増大させることで、電力変換器の出力電力を増大できる。出力電力が増大すれば、電力変換器へと入力される入力電流を増大できる。この入力電流の増大によって、直流電圧の更なる増大、つまり脈動成分の瞬時値の更なる増大を抑制することができる。したがって、脈動成分の振幅を低減できる。

20

【0020】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第2の態様によれば、簡易に負荷角を制御できる。しかも、交流電圧の振幅を変更する必要がないので、電圧利用率の上限値の低減も抑制できる。

【0021】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第3の態様によれば、直接に電圧位相を制御することができる。

【0022】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第4の態様によれば、回転速度指令を補正することで、電圧位相指令を補正できる。

30

【0023】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第5の態様によれば、座標変換に用いる位相差を補正することで、電圧位相を補正しているので、従来の処理を利用できる。言い換えれば、制御座標系における電圧位相を算出する必要がなく、処理が簡易である。

【0024】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第6の態様によれば、回転速度指令を補正することで、位相差、ひいては電圧位相を補正できる。

【0025】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第7の態様によれば、第2回転速度指令を用いることに起因する第1電圧指令の振幅の変動を回避できる。

40

【0026】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第8の態様によれば、脈動成分を低減しつつも、交流電圧を出力することができる。換言すれば、脈動成分を低減しつつも、出力電圧を高めることができる。

【0027】

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第9の態様によれば、脈動成分を低減しつつも、より高い振幅の交流電圧を出力することができる。換言すれば、脈動成分を低減しつつも、出力電圧を高めることができる。

【0028】

50

本発明にかかる電力変換器の制御装置の第 1 1 の態様によれば、簡単に脈動成分を検出できる。

【図面の簡単な説明】

【0029】

【図 1】電動機駆動装置の構成の一例を概略的に示す図である。

【図 2】直流電圧の一例を模式的に示す図である。

【図 3】ベクトル図の一例を示す図である。

【図 4】制御回路の内部構成の一例を概略的に示すブロック図である。

【図 5】脈動成分抽出部の内部構成の一例を概略的に示すブロック図である。

【図 6】ベクトル図の一例を示す図である。

10

【図 7】電圧指令の一例を概略的に示す図である。

【図 8】制御回路の内部構成の一例を概略的に示すブロック図である。

【図 9】電圧指令の一例を概略的に示す図である。

【図 10】電圧指令、キャリアおよび制御信号の一例を概略的に示す図である。

【図 11】電圧指令、キャリアおよび制御信号の一例を概略的に示す図である。

【図 12】制御回路の内部構成の一例を概略的に示すブロック図である。

【図 13】制御回路の内部構成の一例を概略的に示すブロック図である。

【図 14】電動機駆動装置の構成の一例を概略的に示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0030】

20

< 電動機駆動装置の構成 >

図 1 は、電動機駆動装置の構成の一例を概略的に示している。電動機駆動装置は例えば電力変換器 2 と制御回路 3 0 と電圧検出部 4 を備えている。

【0031】

電力変換器 2 はその入力側において直流母線 LH, LL に接続されている。直流母線 LH, LL の間には直流電圧 Vdc が印加されており、電力変換器 2 には、この直流電圧 Vdc が入力される。直流母線 LH に印加される電位は、直流母線 LL に印加される電位よりも高い。

【0032】

図 1 に示すように、直流母線 LH, LL の間には、コンデンサ C 1 が接続されていてもよい。このコンデンサ C 1 は、例えば、大きな静電容量を有する平滑コンデンサであってもよく、あるいは、小さな静電容量を有するコンデンサ（例えばフィルタコンデンサ）であってもよい。直流電圧 Vdc はこのコンデンサ C 1 に印加されている。

30

【0033】

図 1 に示すように、電動機駆動装置には、整流器 1 が設けられてもよい。整流器 1 はその入力側において交流電源 E 1 に接続され、その出力側において直流母線 LH, LL に接続される。整流器 1 は、交流電源 E 1 から入力される交流電圧を整流して、整流後の直流電圧を直流母線 LH, LL の間に出力する。整流器 1 は、例えばダイオード整流回路である。なお整流器 1 は、ダイオード整流回路に限らず、他の整流回路（例えば自励式整流回路または他励式整流回路）であってもよい。

40

【0034】

図 1 の例では、交流電源 E 1 は単相交流電源であり、2 本の入力線を介して整流器 1 に接続されている。また図 1 に示すように、この入力線の一つの上にリアクトル L 1 が、コンデンサ C 1 に対して電力変換器 2 とは反対側で、設けられていてもよい。このリアクトル L 1 は、入力線を通る入力電流の高周波を抑制することができる。また、交流電源 E 1 は単相交流電源に限らず、N（N は 3 以上の整数）相交流電源であってもよい。換言すれば、整流器 1 は N 相の整流器であってもよい。

【0035】

電力変換器 2 は制御回路 3 0 から制御信号 S に基づいて、直流電圧 Vdc を交流電圧に変換する。そして、電力変換器 2 はこの交流電圧を電動機 M 1 へと出力する。電力変換器

50

2 は例えばインバータ回路である。図 1 の例では、電力変換器 2 として三相のインバータ回路が示されている。この電力変換器 2 は、例えば、スイッチング素子 S 1 ~ S 6 とダイオード D 1 ~ D 6 とを備えている。

【 0 0 3 6 】

スイッチング素子 S 1 ~ S 6 は例えば絶縁ゲートバイポーラトランジスタである。スイッチング素子 S 1 , S 2 は直流母線 L H , L L の間で相互に直列に接続されており、スイッチング素子 S 3 , S 4 は直流母線 L H , L L の間で相互に直列に接続されており、スイッチング素子 S 5 , S 6 は直流母線 L H , L L の間で相互に直列に接続されている。スイッチング素子 S 1 ~ S 6 は制御回路 3 0 からの制御信号 S に基づいて導通 / 非導通する。

【 0 0 3 7 】

ダイオード D 1 ~ D 6 は、それぞれスイッチング素子 S 1 ~ S 6 に並列に接続されている。ダイオード D 1 ~ D 6 の順方向は直流母線 L L から直流母線 L H へと向かう方向である。

【 0 0 3 8 】

なお、スイッチング素子 S 1 ~ S 6 は、直流母線 L L から直流母線 L H へと向かう順方向の寄生ダイオードを有していてもよい。このようなスイッチング素子 S 1 ~ S 6 としては、例えば M O S (Metal-Oxide-Semiconductor) 電界効果トランジスタを挙げることができる。この場合、ダイオード D 1 ~ D 6 は設けられていなくてもよい。

【 0 0 3 9 】

スイッチング素子 S 1 , S 2 を接続する接続点は出力線 P u の一端に接続され、スイッチング素子 S 3 , S 4 を接続する接続点は出力線 P v の一端に接続され、スイッチング素子 S 5 , S 6 を接続する接続点は出力線 P w の一端に接続される。出力線 P u , P v , P w の他端は電動機 M 1 に接続されている。

【 0 0 4 0 】

スイッチング素子 S 1 ~ S 6 が適切に制御されることによって、電力変換器 2 は直流電圧 V d c を交流電圧 ( 図 1 の例では三相交流電圧 ) に変換し、変換後の交流電圧を、出力線 P u , P v , P w を介して電動機 M 1 へと出力することができる。なお、図 1 では三相の電動機 M 1 が例示されているものの、その相数はこれに限らない。換言すれば、電力変換器 2 は三相の電力変換器に限らない。

【 0 0 4 1 】

電動機 M 1 は同期電動機であって、界磁 ( 不図示 ) および電機子 ( 不図示 ) を備えている。界磁は例えば永久磁石を有しており、電機子へ鎖交磁束を供給する。電機子は電機子巻線を有している。電力変換器 2 からの交流電圧が電機子巻線に印加されることにより、当該電機子巻線には交流電流が流れる。この交流電流によって、電機子は界磁へと回転磁界を印加することができる。界磁はこの回転磁界に応じて、電機子に対して相対的に回転する。

【 0 0 4 2 】

制御回路 3 0 は制御信号 S を電力変換器 2 ( 具体的にはスイッチング素子 S 1 ~ S 6 ) へ出力して、電力変換器 2 の出力を制御し、ひいては電動機 M 1 を制御する。

【 0 0 4 3 】

またここでは、制御回路 3 0 はマイクロコンピュータと記憶装置を含んで構成される。マイクロコンピュータは、プログラムに記述された各処理ステップ ( 換言すれば手順 ) を実行する。上記記憶装置は、例えば R O M (Read Only Memory)、R A M (Random Access Memory)、書き換え可能な不揮発性メモリ ( E P R O M (Erasable Programmable ROM) 等)、ハードディスク装置などの各種記憶装置の 1 つ又は複数で構成可能である。当該記憶装置は、各種の情報やデータ等を格納し、またマイクロコンピュータが実行するプログラムを格納し、また、プログラムを実行するための作業領域を提供する。なお、マイクロコンピュータは、プログラムに記述された各処理ステップに対応する各種手段として機能することも把握でき、あるいは、各処理ステップに対応する各種機能を実現することも把握できる。また、制御回路 3 0 はこれに限らず、制御回路 3 0 によって実行される各種手順、あるいは

10

20

30

40

50

は実現される各種手段又は各種機能の一部又は全部をハードウェアで実現しても構わない。

【 0 0 4 4 】

< 直流電圧  $V_{dc}$  の脈動成分 >

例えばスイッチング素子  $S_1 \sim S_6$  のスイッチングに起因して、直流電圧  $V_{dc}$  は脈動する。つまり直流電圧  $V_{dc}$  には、高周波たる脈動成分が含まれる。図 2 は、直流電圧  $V_{dc}$  の一例を模式的に示す図である。図 2 の例では、脈動成分の 1 周期分の直流電圧  $V_{dc}$  が示されている。本実施の形態では、このような脈動成分の振幅（つまり直流電圧  $V_{dc}$  の変動幅）の増大を制御によって抑制することを企図する。

【 0 0 4 5 】

ところで、図 1 の例では、整流器 1 の入力側のリアクトル  $L_1$  と、整流器 1 の出力側のコンデンサ  $C_1$  とは、交流電源  $E_1$  の出力端の間において直列に接続されるので、リアクトル  $L_1$  およびコンデンサ  $C_1$  は共振回路を形成し得る。よって、直流電圧  $V_{dc}$  の脈動成分の振幅は、この共振回路による共振に起因して急激に増大する場合がある。本制御では、このような共振による脈動成分の振幅の増大も抑制することを企図する。そこで、以下では、脈動成分の振幅を抑制する本実施の形態の制御を、共振抑制制御と呼ぶことがある。ただし、本制御は必ずしも共振の発生を前提としない。共振がなくとも、大きな振幅を有する脈動成分が発生する場合もあり得るからである。

【 0 0 4 6 】

< 共振抑制制御の基本的な考え方 >

次に、共振抑制制御の基本的な考え方について説明する。共振抑制制御では、電力変換器 2 の出力電力を制御することで、電力変換器 2 の入力電圧たる直流電圧  $V_{dc}$  を制御する。具体的には、直流電圧  $V_{dc}$  の脈動成分の瞬時値の増大に応じて、電力変換器 2 の出力電力を増大させる。これにより、脈動成分の瞬時値の増大中において、電力変換器 2 からの出力電流、ひいては電力変換器 2 へ入力される直流電流が増大する。この直流電流の増大によって、直流電圧  $V_{dc}$  の脈動成分の更なる増大を抑制することができる。したがって、脈動成分の振幅を低減することができる。

【 0 0 4 7 】

逆に説明すると、脈動成分の瞬時値の低減に応じて、電力変換器 2 の出力電力を低減させる。これにより、脈動成分の瞬時値の低減中において、電力変換器 2 への直流電流が低減する。この直流電流の低減により、直流電圧  $V_{dc}$  の脈動成分の更なる低減を抑制することができる。これにより、脈動成分の振幅を低減することができる。

【 0 0 4 8 】

< 共振抑制制御の概要 >

本実施の形態では、電動機  $M_1$  の負荷角（後述）を制御して、出力電力を制御する。以下では、まず負荷角と出力電力との関係について述べる。電力変換器 2 の出力電力は理想的には電動機  $M_1$  の出力と等しい。そしてこの電動機  $M_1$  の出力は出力トルクと回転速度との積で表される。出力トルクは、電動機  $M_1$  の一次磁束（後述）の大きさ、および、負荷角によって決まる。

【 0 0 4 9 】

次に、一次磁束および負荷角について説明する。図 3 は、電動機  $M_1$  における一次磁束  $[ \theta ]$ （記号  $[ \ ]$  はベクトル量を表す：以下同様）と、界磁による電機子への鎖交磁束  $[ a ]$  との関係を示すベクトル図である。鎖交磁束  $[ a ]$  は例えば電動機  $M_1$  が永久磁石を有している場合には当該永久磁石によって発生するし、電動機  $M_1$  が界磁巻線を有している場合には当該界磁巻線に電流が流れることによって発生する。

【 0 0 5 0 】

図 3 では、 $\alpha$  - 軸固定座標系、 $d$  -  $q$  軸回転座標系、 $M$  -  $T$  軸回転座標系および  $M_c$  -  $T_c$  軸回転座標系が、原点を一致させて表示されている。 $\alpha$  - 軸固定座標系は、電動機  $M_1$  の固定子（例えば電機子）に固定された座標系であり、 $\alpha$  軸および  $\beta$  軸によって構成されている。 $\beta$  軸は  $\alpha$  軸に対して位相が  $90$  度進む。 $d$  -  $q$  軸回転座標系は、電動機  $M$

10

20

30

40

50



1の回転子(例えば界磁)に固定された座標系であり、d軸およびq軸によって構成されている。d軸は鎖交磁束[ $i_a$ ]と同相に設定され、q軸はd軸に対して位相が90度進む。よって、d-q軸回転座標系は電動機M1の回転に同期して回転する。M-T軸回転座標系は、電動機M1の回転に応じて回転する座標系であり、M軸およびT軸によって構成されている。M軸は一次磁束[ $i_0$ ]と同相に設定され、T軸はM軸に対して位相が90度進む。M-c軸-T-c軸回転座標系は、制御で用いられる座標系(以下、制御座標系とも呼ぶ)であり、例えば、理想的にはM-T軸回転座標系と一致する。

【0051】

一次磁束[ $i_0$ ]は、電機子巻線に交流電流が流れて発生する電機子反作用による磁束[ $i_i$ ]と、鎖交磁束[ $i_a$ ]との合成である。電機子巻線に流れる電流は、図3において電流[ $i_a$ ]で示される。電機子反作用による磁束[ $i_i$ ]は、周知のように、電機子巻線に流れる電流と、電機子巻線のインダクタンスとで決定される。負荷角 $\theta$ はd軸とM軸との間の角度である。

10

【0052】

図3においては、参考のために、電圧[ $V$ ]、[ $V_a$ ]も示されている。電圧[ $V$ ]は電動機M1に印加される電圧であり、電圧[ $V_a$ ]は電機子巻線のインダクタンス成分に印加される電圧である。よって、電圧[ $V$ ]は、電機子巻線の抵抗成分の抵抗値Rと、電流[ $I_a$ ]の積と、電圧[ $V_a$ ]との合成である。

【0053】

一次磁束[ $i_0$ ]の大きさが一定である場合、出力トルクは負荷角 $\theta$ の増大に応じて増大し、ピークをとった後、負荷角の増大に応じて低減する。そして通常、電動機M1は、負荷角 $\theta$ の増大に応じて出力トルクが増大する範囲で制御される。したがって、負荷角が増大すれば出力トルクは増大する、と考えることができる。

20

【0054】

そこで、本実施の形態では、制御回路30は、直流電圧Vdcの脈動成分の瞬時値の増大に応じて負荷角 $\theta$ が増大するように、電力変換器2を制御する。これにより、脈動成分の瞬時値の増大に応じて出力電力を増大でき、ひいては脈動成分の瞬時値の更なる増大を抑制できる。逆に言えば、制御回路30は、直流電圧Vdcの脈動成分の瞬時値の低減に応じて負荷角 $\theta$ が低減するように、電力変換器2を制御する。これにより、脈動成分の瞬時値の低減に応じて出力電力を低減でき、ひいては脈動成分の瞬時値の更なる低減を抑制

30

【0055】

<電圧位相>

例えば、制御回路30は、電力変換器2から出力される交流電圧の位相(以下、電圧位相とも呼ぶ)を制御することで、負荷角 $\theta$ を制御してもよい。以下、電圧位相と負荷角との関係について述べる。

【0056】

図4の例においては、電圧位相として、d-q軸回転座標系における電圧位相 $v_q$ 、および、d-q軸固定座標系における電圧位相 $v_d$ が示されている。例えば電圧位相 $v_q$ はq軸に対する電圧[ $V$ ]の位相であり、電圧位相 $v_d$ はd軸に対する電圧[ $V$ ]の位相である。電圧位相 $v_q$ 、 $v_d$ のいずれを用いて説明を行ってもよいものの、ここでは電圧位相 $v_q$ を用いて説明する。

40

【0057】

例えば電圧位相 $v_q$ を増大させると、電圧[ $V$ ]が進み方向(例えば図3において反時計回り)に回転し、これに応じて、電圧[ $V_a$ ]も進む方向に回転する。つまり、M-T軸回転座標系がd-q軸回転座標系に対して進む方向に回転する。よって、負荷角 $\theta$ が増大する。これにより、出力トルクが増大して、電力変換器2の出力電力が増大する。逆に、電圧位相を低減させると、これに応じて、負荷角 $\theta$ が低減する。これにより、出力トルクが低減して、電力変換器2の出力電力が低減する。

【0058】

50

そこで例えば、制御回路30は、直流電圧 $V_{dc}$ の脈動成分の瞬時値の増大に応じて電圧位相が増大するように、電力変換器2を制御する。これにより、脈動成分の瞬時値の増大に応じて負荷角を増大でき、ひいては出力電力を増大できる。したがって、脈動成分の瞬時値の更なる増大を抑制できる。逆に言えば、制御回路30は、直流電圧 $V_{dc}$ の脈動成分の瞬時値の低減に応じて電圧位相が低減するように、電力変換器2を制御する。これにより、脈動成分の瞬時値の低減に応じて負荷角を低減でき、ひいては出力電力を低減できる。したがって、脈動成分の瞬時値の更なる低減を抑制できる。よって、脈動成分の振幅を低減できるのである。

【0059】

なお以下では、脈動成分の瞬時値の増大を単に脈動成分の増大とも言い、脈動成分の瞬時値の低減を単に脈動成分の低減とも言う。

【0060】

<共振抑制制御の具体例>

図4は、制御回路30の内部構成の一例を概略的に示す機能ブロック図である。制御回路30は、電圧指令生成部31と、積分器32と、電圧位相補正部33と、座標変換部302と、制御信号生成部34とを備えている。

【0061】

電圧指令生成部31は、電力変換器2から出力される交流電圧についての電圧指令を生成する。この電圧指令は所定の制御座標系における電圧指令である。制御座標系は回転座標系であって、適宜に設定されればよい。電圧指令の生成方法は特に限定されないものの、例えば電圧指令生成部31は一次磁束制御を実行して、電圧指令を生成してもよい。この場合、図3に示す $M_c - T_c$ 軸回転座標系を制御座標系として採用することができる。電圧指令は、 $M_c$ 軸成分たる電圧指令 $V_{M_c}^*$ と、 $T_c$ 軸成分たる電圧指令 $V_{T_c}^*$ を含む。

【0062】

図4は、一次磁束制御を用いて電圧指令を生成する制御回路30を例示している。図4の例では、電圧指令生成部31には、一次磁束指令 $\theta_c^*$ 、回転速度指令 $\omega_c^*$ および電流 $i_{M_c}$ 、 $i_{T_c}$ が入力される。一次磁束指令 $\theta_c^*$ は一次磁束 $[\theta]$ の大きさについての指令であって、例えば外部から電圧指令生成部31に入力される。

【0063】

回転速度指令 $\omega_c^*$ は制御座標系の回転速度についての指令である。図4の例では、回転速度指令 $\omega_c^*$ は、制御回路30に属する速度制御部301によって算出される。速度制御部301には、回転速度指令 $\omega_c^{**}$ および電流 $i_{M_c}$ 、 $i_{T_c}$ が入力される。電流 $i_{M_c}$ 、 $i_{T_c}$ は、電動機M1に流れる交流電流を、 $M_c - T_c$ 軸回転座標系で表したものであり、それぞれ電流 $[i_a]$ の $M_c$ 軸成分および $T_c$ 軸成分である。電動機M1に流れる電流は電流検出部5によって検出される(図1も参照)。電流検出部5は例えば電流検出回路であって、出力線 $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$ をそれぞれ流れる電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ を検出し、これらを制御回路3へと出力する。この電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ は制御回路30に属する座標変換部302へと入力される。座標変換部302は、 $M_c - T_c$ 軸回転座標系の位相角 $\theta_c$ も入力される。位相角 $\theta_c$ は $T_c$ 軸と $M_c$ 軸との間の位相差である。以下では、位相角 $\theta_c$ を位相差 $\theta_c$ とも呼ぶ。座標変換部302は電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ を位相差 $\theta_c$ に基づいて座標変換して、電流 $i_{M_c}$ 、 $i_{T_c}$ を算出する。

【0064】

なお図1の例では、電流検出部5は電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の全てを検出しているものの、いずれか二つを検出してもよい。電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の総和は理想的には零であるので、この二つの電流から残りの一つの電流を算出することができる。また図1の例では、電流検出部5は電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ を直接に検出しているものの、直流母線 $LH$ または直流母線 $LL$ を流れる直流電流を検出してもよい。具体的には、電流検出部5は、コンデンサ $C1$ と電力変換器2との間において直流母線 $LH$ または直流母線 $LL$ を流れる直流電流を検出してもよい。この直流電流は、電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ のうちスイッチング素子 $S$

10

20

30

40

50

1 ~ S 6 のスイッチパターンに応じた電流と一致する。よってスイッチパターンおよび直流電流に基づいて電流  $i_u$  ,  $i_v$  ,  $i_w$  を把握できる。かかる電流検出は、いわゆる 1 シャント方式と呼ばれる。

【 0 0 6 5 】

速度制御部 3 0 1 は、回転速度指令  $0 c^{**}$  を電流  $i_{M c}$  ,  $i_{T c}$  の少なくともいずれか一方に基づいて補正して、回転速度指令  $0 c^*$  を算出し、この回転速度指令  $0 c^*$  を積分器 3 2 および電圧指令生成部 3 1 へと出力する。例えば速度制御部 3 0 1 は、電流  $i_{T c}$  の高調波を抽出し、この高調波に所定の正のゲインを乗算して得られた補正量を、回転速度指令  $0 c^{**}$  から減算することで、回転速度指令  $0 c^*$  を算出する。

【 0 0 6 6 】

なお、この回転速度指令の補正は、電動機 M 1 の安定的な運転に資するものの、必ずしも必要ではない。例えば速度制御部 3 0 1 は回転速度指令  $0 c^{**}$  をそのまま回転速度指令  $0 c^*$  として出力してもよい。

【 0 0 6 7 】

電圧指令生成部 3 1 は、一次磁束指令  $0 c^*$ 、回転速度指令  $0 c^*$  および電流  $i_{M c}$  ,  $i_{T c}$  に基づいて、電圧指令  $V_{M c^*}$  ,  $V_{T c^*}$  を生成し、その電圧指令  $V_{M c^*}$  ,  $V_{T c^*}$  を制御信号生成部 3 4 へと出力する。例えば電圧指令生成部 3 1 は、一次磁束指令  $0 c^*$  についてフィードフォワード制御を行って、電圧指令  $V_{M c^*}$  ,  $V_{T c^*}$  を生成してもよい。具体的な一例として、電圧指令生成部 3 1 は、以下の式に基づいて、電圧指令  $V_{M c^*}$  ,  $V_{T c^*}$  を生成する。

【 0 0 6 8 】

$$V_{M c^*} = R \cdot i_{M c} + s \cdot M_{c^*} - 0 c^* \cdot T_{c^*} \quad \dots (1)$$

$$V_{T c^*} = R \cdot i_{T c} + s \cdot T_{c^*} + 0 c^* \cdot M_{c^*} \quad \dots (2)$$

【 0 0 6 9 】

ここで、 $M_{c^*}$  ,  $T_{c^*}$  は、一次磁束 [ 0 ] について磁束指令であって、それぞれ M c 軸成分および T c 軸成分である。例えば一次磁束指令  $T_{c^*}$  を零に設定した場合、一次磁束指令  $M_{c^*}$  は一次磁束指令  $0 c^*$  に等しい。式 ( 1 ) および式 ( 2 ) は電動機 M 1 の電圧方程式に相当する。これらの式 ( 1 ) および式 ( 2 ) によれば、電圧指令  $V_{M c^*}$  ,  $V_{T c^*}$  がフィードフォワード制御によって算出されていることが理解できる。

【 0 0 7 0 】

式 ( 1 ) および式 ( 2 ) の第 1 項はそれぞれの第 2 項および第 3 項に比べて小さい場合がある。例えば回転速度指令  $0 c^*$  が高い場合、当該第 1 項は小さい。このような場合には、式 ( 1 ) および式 ( 2 ) の第 1 項を省略してもよい。

【 0 0 7 1 】

なお、電圧指令生成部 3 1 は必ずしも式 ( 1 ) および式 ( 2 ) を用いる必要はない。また、電圧指令生成部 3 1 はフィードフォワード制御に替えて、或いは、フィードフォワード制御とともにフィードバック制御を用いてもよい。

【 0 0 7 2 】

積分器 3 2 は回転速度指令  $0 c^*$  を積分して M c - T c 軸回転標系の位相差  $0 c$  を算出する。積分器 3 2 はこの位相差  $0 c$  を座標変換部 3 0 2 および電圧位相補正部 3 3 へと出力する。

【 0 0 7 3 】

電圧位相補正部 3 3 には、直流電圧  $V_{d c}$  の脈動成分  $V_{d c h}$  も入力される。脈動成分  $V_{d c h}$  は、例えば脈動成分抽出部 3 5 から電圧位相補正部 3 3 へと入力される。脈動成分抽出部 3 5 は例えば制御回路 3 0 に設けられていてもよい。脈動成分抽出部 3 5 には、直流電圧  $V_{d c}$  が入力される。この直流電圧  $V_{d c}$  は電圧検出部 4 ( 図 1 も参照 ) によって検出される。脈動成分抽出部 3 5 は、直流電圧  $V_{d c}$  からその脈動成分  $V_{d c h}$  を抽出し、この脈動成分  $V_{d c h}$  を電圧位相補正部 3 3 へと出力する。

【 0 0 7 4 】

図 5 は、脈動成分抽出部 3 5 の内部構成の一例を示す機能ブロック図である。例えば脈

10

20

30

40

50

動成分抽出部 35 は、ローパスフィルタ 351 と、減算器 352 とを備えている。ローパスフィルタ 351 には、電圧検出部 4 から直流電圧  $V_{dc}$  が入力される。ローパスフィルタ 351 は、直流電圧  $V_{dc}$  から脈動成分  $V_{dch}$  を除去して、除去後の直流電圧  $V_{dc}$  (つまり、直流電圧  $V_{dc}$  の低周波、例えば直流成分) を減算器 352 へと出力する。減算器 352 には、電圧検出部 4 から直流電圧  $V_{dc}$  も入力される。減算器 352 は、電圧検出部 4 が出力する直流電圧  $V_{dc}$  から、ローパスフィルタ 351 の出力を減算して、直流電圧  $V_{dc}$  の脈動成分  $V_{dch}$  を算出し、この脈動成分  $V_{dch}$  を電圧位相補正部 33 へと出力する。

【0075】

なお、脈動成分抽出部 35 は、図 5 の構成に替えて、ハイパスフィルタを有していてもよい。このハイパスフィルタには、電圧検出部 4 から直流電圧  $V_{dc}$  が入力される。ハイパスフィルタは直流電圧  $V_{dc}$  から低周波を除去して脈動成分  $V_{dch}$  を抽出し、この脈動成分  $V_{dch}$  を電圧位相補正部 33 へと出力する。

【0076】

電圧位相補正部 33 には、位相差  $\theta_c$  および直流電圧  $V_{dc}$  の脈動成分  $V_{dch}$  が入力される。電圧位相補正部 33 は、脈動成分  $V_{dch}$  に基づいて位相差  $\theta_c$  を補正することで、電圧位相を補正する。位相差  $\theta_c$  を補正することで、電圧位相を補正できる理由については後に述べる。

【0077】

電圧位相補正部 33 は、脈動成分  $V_{dch}$  の増大に応じて位相差  $\theta_c$  を増大させて、補正後の位相差  $\theta_{c'}$  を算出し、この位相差  $\theta_{c'}$  を制御信号生成部 34 へと出力する。

【0078】

図 4 に示すように、例えば電圧位相補正部 33 はゲイン部 331 と加算器 332 とを備えている。ゲイン部 331 には、脈動成分抽出部 35 から脈動成分  $V_{dch}$  が入力される。ゲイン部 331 は脈動成分  $V_{dch}$  にゲイン  $K$  を乗算して、その結果 ( $K \cdot V_{dch}$ ) を加算器 332 へと出力する。ゲイン  $K$  は例えば予め設定された正の値であってよく、例えば、制御回路 30 に属する所定の記憶媒体に記憶されている。加算器 332 には、位相差  $\theta_c$  も入力される。加算器 332 はゲイン部 331 からの出力と位相差  $\theta_c$  とを加算して、位相差  $\theta_{c'}$  を算出する。以下の式は、図 4 に例示する電圧位相補正部 33 の演算を示している。

【0079】

$$\theta_{c'} = \theta_c + K \cdot V_{dch} \quad \dots (3)$$

【0080】

式 (3) によれば、位相差  $\theta_{c'}$  は脈動成分  $V_{dch}$  が増大するほど増大し、脈動成分  $V_{dch}$  が低減するほど低減する。より具体的には、位相差  $\theta_{c'}$  は脈動成分  $V_{dch}$  の波形と同様に脈動する。よって、図 4 の電圧位相補正部 33 は位相差  $\theta_c$  に脈動成分  $V_{dch}$  を重畳している、とも説明できる。

【0081】

また式 (3) によれば、脈動成分  $V_{dch}$  が正であるときには、位相差  $\theta_c$  よりも大きく位相差  $\theta_{c'}$  が算出され、脈動成分  $V_{dch}$  が負であるときには、位相差  $\theta_c$  よりも小さく  $\theta_{c'}$  が算出される。つまり、電圧位相補正部 33 は、直流電圧  $V_{dc}$  がその平均値よりも大きいときに、補正前の位相差  $\theta_c$  よりも大きく補正後の位相差  $\theta_{c'}$  を算出し、直流電圧  $V_{dc}$  がその平均値よりも小さいときに、補正前の位相差  $\theta_c$  よりも小さく補正後の位相差  $\theta_{c'}$  を算出してもよい。

【0082】

制御信号生成部 34 には、電圧指令  $V_{Mc^*}$ 、 $V_{Tc^*}$  および位相差  $\theta_{c'}$  が入力される。制御信号生成部 34 は電圧指令  $V_{Mc^*}$ 、 $V_{Tc^*}$  および位相差  $\theta_{c'}$  に基づいて制御信号  $S$  を生成し、制御信号  $S$  を電力変換器 2 へと出力する。具体的な一例を説明する。制御信号生成部 34 は位相差  $\theta_{c'}$  を用いて電圧指令  $V_{Mc^*}$ 、 $V_{Tc^*}$  に対して座標変

10

20

30

40

50

換を施して、不図示のU V W固定座標系における三相の電圧指令を生成する。そして例えば制御信号生成部34はこの三相の電圧指令の各々に対して直流電圧 $V_{dc}$ を除算して、三相の電圧指令を規格化する。制御信号生成部34は規格化後の電圧指令と所定のキャリアとの比較に基づいて、制御信号 $S$ を生成する。このような制御信号 $S$ の生成方法はパルス幅変調で用いられる方法である。このとき電力変換器2はキャリア $C$ に基づくパルス幅変調で動作することになる。

【0083】

以上のように、制御信号生成部34は、補正後の位相差 $\theta_c'$ を用いて、電圧指令 $V_{M c^*}$ 、 $V_{T c^*}$ に対して座標変換を施して、三相の電圧指令を生成する。図6は、この座標変換を説明するための図である。図6では、制御座標系としての $M c - T c$ 軸回転座標系が示されている。この $M c - T c$ 軸回転座標系の位相角は位相差 $\theta_c$ である。図6では、補正後の位相差 $\theta_c'$ によって示される補正後の制御座標系、即ち、 $M c' - T c'$ 軸回転座標系も示されている。

10

【0084】

上述のとおり、制御信号生成部34は、位相差 $\theta_c$ ではなく補正後の位相差 $\theta_c'$ を用いて、電圧指令 $V_{M c^*}$ 、 $V_{T c^*}$ に対して座標変換を施している。つまり、この座標変換は、電圧指令 $V_{M c^*}$ 、 $V_{T c^*}$ に対する座標変換ではなく、 $M c' - T c'$ 軸回転座標系における電圧指令 $V_{M c'^*}$ 、 $V_{T c'^*}$ （後述）に対する座標変換に相当する。

【0085】

電圧指令 $V_{M c'^*}$ 、 $V_{T c'^*}$ の値自体はそれぞれ電圧指令 $V_{M c^*}$ 、 $V_{T c^*}$ の値と同じである。ただし、電圧指令 $V_{M c^*}$ 、 $V_{T c^*}$ が $M c - T c$ 軸回転座標系における値を示すのに対して、電圧指令 $V_{M c'^*}$ 、 $V_{T c'^*}$ は $M c' - T c'$ 軸回転座標系における値を示す。つまり、この電圧指令 $V_{M c'^*}$ 、 $V_{T c'^*}$ は、電圧指令 $V_{M c^*}$ 、 $V_{T c^*}$ を、 $M c - T c$ 軸回転座標系から $M c' - T c'$ 軸回転座標系までの位相差（ $= \theta_c' - \theta_c$ ）で回転させて得られる電圧指令である。つまり、電圧指令 $V_{M c'^*}$ 、 $V_{T c'^*}$ の電圧位相 $\varphi_q'$ （ $\varphi_q$ ）は、電圧位相 $\varphi_q$ （ $\varphi$ ）に対して、補正量（ $K \cdot V_{dch}$ ）で補正して得られる値である。

20

【0086】

要するに、制御信号生成部34は、位相差 $\theta_c'$ を用いて電圧指令 $V_{M c'^*}$ 、 $V_{T c'^*}$ に対して座標変換を施しているのである。そしてこれは、電圧位相を、位相差 $\theta_c$ に対する補正量（ $K \cdot V_{dch}$ ）と同様の補正量で補正していることを意味する。

30

【0087】

以上のように、本実施の形態では、直流電圧 $V_{dc}$ の脈動成分 $V_{dch}$ の増大に応じて位相差 $\theta_c'$ を増大させることで、脈動成分 $V_{dch}$ の増大に応じて電圧位相を増大させている。逆に言えば、脈動成分 $V_{dch}$ の低減に応じて位相差 $\theta_c'$ を低減させることで、脈動成分 $V_{dch}$ の低減に応じて電圧位相を低減させている。

【0088】

このように脈動成分 $V_{dch}$ の増大に応じて電圧位相を増大させることで、脈動成分 $V_{dch}$ の増大に応じて負荷角 $\theta$ を増大させることができ、ひいては出力トルクを増大できる。よって、脈動成分 $V_{dch}$ の増大に応じて電力変換器2の出力電力を増大できる。逆に、脈動成分 $V_{dch}$ の低減に応じて出力電力を低減できる。よって、脈動成分 $V_{dch}$ の振幅を低減することができる。つまり、直流電圧 $V_{dc}$ の変動（脈動成分 $V_{dch}$ の振幅）を低減できるのである。

40

【0089】

しかも本実施の形態のように、電圧位相に基づいて負荷角 $\theta$ を制御すれば、簡易に負荷角 $\theta$ を制御できる。

【0090】

また本実施の形態によれば、電圧指令の大きさ（振幅）を脈動成分 $V_{dch}$ に基づいて増減する必要がない。つまり電力変換器2が出力する交流電圧の振幅を増減させる必要がない。比較例として、例えば特許文献1の技術では、交流電圧の振幅が増減し得る。この

50

場合、交流電圧の振幅を上限値に維持することは当然にできない。つまり、交流電圧の振幅の平均値は当該上限値よりも小さくなる。このような交流電圧の振幅の平均値の低減は、回転速度をより高い範囲で制御するという観点で望ましくない。

【0091】

ここで電圧利用率を導入する。電圧利用率は、直流電圧 $V_{dc}$ に対して、平均的に、どの程度の割合で交流電圧を出力するかを示す指標である。この電圧利用率は、例えば、交流電圧の振幅の平均値の、直流電圧 $V_{dc}$ に対する比で表される。そして、上述のように交流電圧の振幅の平均値の低減が望ましくないので、この電圧利用率の上限値の低減も望ましくない。

【0092】

一方で、本実施の形態によれば、脈動成分 $V_{dch}$ の低減のために電圧指令の大きさ（振幅）を増減する必要がない。よって、交流電圧の振幅を上限値に維持することができる。これによれば、電圧利用率の上限値の低減を回避、あるいは、抑制することができる。

【0093】

また上述の例においては、脈動成分 $V_{dch}$ に基づいて位相差 $\theta_c$ を補正している。他の一例として、電圧指令 $V_{Mc^*}$ 、 $V_{Tc^*}$ に基づいて制御座標系における電圧位相を算出し、この電圧位相を脈動成分 $V_{dch}$ に基づいて補正することが考えられる。具体的には、電圧指令 $V_{Mc^*}$ 、 $V_{Tc^*}$ は直交座標系の値であるので、これを極座標系の値に座標変換することで、制御座標系における電圧指令の振幅および電圧位相を算出することができる。そして、電圧位相を補正し、その補正後の電圧位相と、振幅とに基づいて、再び直交座標系における補正後の電圧指令 $V_{Mc^{*}}$ 、 $V_{Tc^{*}}$ を算出してもよい。これによっても、上記の制御と同様の作用を得ることができ、直流電圧 $V_{dc}$ の脈動成分 $V_{dch}$ の振幅を低減できる。しかしながら、制御座標系における電圧位相を算出する処理などが必要となる。

【0094】

一方で、位相差 $\theta_c$ を補正すれば、制御座標系における電圧位相を算出したり、補正後の電圧位相に基づいて補正後の電圧指令を算出する必要がない。つまり、処理を簡易にすることができる。

【0095】

なお図4を参照して、電圧検出部4および脈動成分抽出部35からなる部分は、直流電圧 $V_{dc}$ の脈動成分 $V_{dch}$ を検出する脈動成分検出部6に相当する。この場合、制御回路30から脈動成分検出部6を除いた部分は、電力変換器2を制御して、脈動成分 $V_{dch}$ の増大に応じて負荷角 $\theta$ を増大させる制御回路3に相当する。

【0096】

<過変調>

以下では、スイッチング素子 $S_1$ 、 $S_3$ 、 $S_5$ を上側のスイッチング素子とも呼び、スイッチング素子 $S_2$ 、 $S_4$ 、 $S_6$ を下側のスイッチング素子とも呼ぶ。なお上述の例でも同様であるが、同じ出力端に接続された上側のスイッチング素子および下側のスイッチング素子は、相互に排他的にオンするように制御される。

【0097】

電力変換器2が出力可能な交流電圧の振幅の上限は、直流電圧 $V_{dc}$ によって制限される。よって、交流電圧として略正弦波状の波形を採用する場合にも、その振幅の上限は直流電圧 $V_{dc}$ によって制限される。そこで、より大きな電圧を電力変換器2に出力させる場合、交流電圧として正弦波ではなく、例えば、略台形状または矩形波状の波形などを採用するとよい。つまり、交流電圧の瞬時値が最大値をとる期間（上側のスイッチング素子がオンする期間）、および、交流電圧の瞬時値が最小値をとる期間（下側のスイッチング素子がオンする期間）を長くすることにより、実質的により大きな振幅を有する交流電圧を出力するのである。このような制御は過変調制御とも呼ばれる。

【0098】

ところで、電力変換器2が出力する交流電圧の振幅は、電動機M1の回転速度が高いほ

10

20

30

40

50

ど大きくなる傾向にある。よって、制御回路 3 は、回転速度（或いは回転速度指令）が基準値よりも高いときに、過変調制御を行うとよい。

【 0 0 9 9 】

< 矩形波 >

図 7 は、出力線  $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$  に印加される交流電圧  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  についての電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の一例を概略的に示す図である。図 7 の例では、電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の各々は矩形波状の波形（より具体的には 1 パルス波形）を有している。電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の相互間の位相差は略 120 度である。このような電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  は電圧位相  $\nu$  に応じて最小値または最大値をとる。より具体的に、例えば電圧指令  $V_u^*$  は、電圧位相  $\nu$  が例えば 0 度から 180 度の位相範囲に属するときに最大値をとり、電圧位相  $\nu$  が例えば 180 度から 360 度の位相範囲に属するときに最小値をとる。電圧指令  $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の各々と電圧指令  $V_u^*$  との違いは位相差のみであるので、電圧指令  $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の説明を省略する。

10

【 0 1 0 0 】

このように電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  は電圧位相  $\nu$  に応じて決まるので、電圧位相  $\nu$  を算出すれば、この電圧位相  $\nu$  に基づいて、電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  を生成することができる。

【 0 1 0 1 】

図 8 は、制御回路 30 の内部構成の他の一例を示す機能ブロック図である。制御回路 30 は積分器 32 と電圧位相補正部 33 と制御信号生成部 34 と脈動成分抽出部 35 とを備えている。

20

【 0 1 0 2 】

積分器 32 は回転速度指令  $\omega_c^*$  を積分して電圧位相指令  $\nu^*$  を算出し、この電圧位相指令  $\nu^*$  を電圧位相補正部 33 へ出力する。

【 0 1 0 3 】

電圧位相補正部 33 には、脈動成分抽出部 35 から脈動成分  $V_{dch}$  も入力される。電圧位相補正部 33 は、脈動成分  $V_{dch}$  の増大に応じて電圧位相指令  $\nu^*$  を増大させる補正を行って、補正後の電圧位相指令  $\nu^{*'}$  を算出する。電圧位相補正部 33 は、補正後の電圧位相指令  $\nu^{*'}$  を制御信号生成部 34 へ出力する。電圧位相補正部 33 による具体的な補正方法は図 4 の電圧位相補正部 33 による補正方法と同様であるので、繰り返しの説明を避ける。

30

【 0 1 0 4 】

制御信号生成部 34 は、補正後の電圧位相指令  $\nu^{*'}$  に基づいて制御信号  $S$  を生成する。例えばまず、制御信号生成部 34 は電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  を電圧位相指令  $\nu^{*'}$  に基づいて生成する。例えば制御信号生成部 34 は、電圧位相指令  $\nu^{*'}$  が所定の第 1 位相範囲（例えば 0 ~ 180 度）に属するときに、電圧指令  $V_u^*$  を最大値とし、電圧位相指令  $\nu^{*'}$  が所定の第 2 位相範囲（例えば 180 ~ 360 度）に属するときに、電圧指令  $V_u^*$  を最小値とする。第 1 位相範囲および第 2 位相範囲の合計が交流電圧の 1 周期の位相（360 度）となる。電圧指令  $V_v^*$ 、 $V_w^*$  も同様にして生成される。

【 0 1 0 5 】

40

次に、制御信号生成部 34 は、例えば、電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の各々とキャリアとを比較し、その比較結果を制御信号  $S$  として出力する。キャリアは例えば三角波であり、例えば、その最大値は電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の最大値と等しく、その最小値は電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  の最小値と等しい。

【 0 1 0 6 】

このような制御信号  $S$  により、電力変換器 2 は、電圧指令  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  と略等しい交流電圧  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  を出力する。つまり、制御回路 30 は、電圧位相指令  $\nu^{*'}$  が所定の第 1 位相範囲（例えば 0 ~ 180 度）に属するときに、スイッチング素子  $S_1$  をオンし、電圧位相指令  $\nu^{*'}$  が所定の第 2 位相範囲（例えば 180 ~ 360 度）に属するときに、スイッチング素子  $S_2$  をオンする。スイッチング素子  $S_3$  ~  $S_6$  も同様で

50

ある。

【 0 1 0 7 】

以上のように、電力変換器 2 は、矩形波（例えば 1 パルス波形）の交流電圧  $V_u$  ,  $V_v$  ,  $V_w$  を出力できる。つまり、実質的に高い振幅を有する交流電圧  $V_u$  ,  $V_v$  ,  $V_w$  を出力できる。よって、電動機 M 1 をより高い回転速度で駆動することができる。しかも、電圧位相を直流電圧  $V_{dc}$  の脈動成分  $V_{dch}$  の増大に応じて補正しているため、脈動成分  $V_{dch}$  の振幅も低減できる。

【 0 1 0 8 】

< 台形波 >

図 9 は、略台形状の波形を有する電圧指令  $V_u^*$  ,  $V_v^*$  ,  $V_w^*$  の一例を概略的に示す図である。図 9 に示す電圧位相  $v$  と電圧指令  $V_u^*$  との関係は、例えば、予め決められてもよく、制御回路 30 に属する記憶媒体に記憶されていてもよい。制御回路 30（制御信号生成部 34）は、補正後の電圧位相指令  $v^*$  と、当該関係に基づいて、電圧指令  $V_u^*$  ,  $V_v^*$  ,  $V_w^*$  を生成してもよい。

10

【 0 1 0 9 】

図 10 は、電圧指令  $V_u^*$ 、キャリア C および制御信号  $S_u$  の一例を概略的に示す図である。制御信号  $S_u$  はスイッチング素子  $S_1$  についての制御信号であり、その波形は、簡易には、交流電圧  $V_u$  と等しい。例えば、キャリア C は三角波であり、その最大値および最小値は電圧指令  $V_u^*$  の最大値および最小値にそれぞれ等しい。図 10 の例では、電圧指令  $V_u^*$  がキャリア C 以上であるときに、制御信号  $S_u$  が活性化し、電圧指令  $V_u^*$  がキャリア C 以下であるときに、制御信号  $S_u$  が非活性化する。

20

【 0 1 1 0 】

図 10 に示すように、電圧指令  $V_u^*$  が最大値をとるときには、電圧指令  $V_u^*$  はキャリア C 以上であるので、制御信号  $S_u$  は活性化する。電圧指令  $V_u^*$  がキャリア C の複数周期に亘って最大値をとれば、制御信号  $S_u$  はキャリア C の複数周期に亘って活性化する。

【 0 1 1 1 】

電圧指令  $V_u^*$  が最大値と最小値との間を遷移する期間では、電圧指令  $V_u^*$  とキャリア C との大小関係が、キャリア C の 1 周期において、交互に切り替わる。よって、この期間では、制御信号  $S_u$  は活性 / 非活性を交互にとる。

【 0 1 1 2 】

電圧指令  $V_u^*$  が最小値をとるときには、電圧指令  $V_u^*$  がキャリア C 以下となるので、制御信号  $S_u$  は非活性化する。電圧指令  $V_u^*$  がキャリア C の複数周期に亘って最小値をとれば、制御信号  $S_u$  はキャリア C の複数周期に亘って非活性化する。

30

【 0 1 1 3 】

したがって、制御信号  $S_u$  は、図 10 に示すように、比較的広いパルス幅を有するパルスと、その両側に比較的狭いパルス幅を有するパルスとを含む。制御信号  $S_u$  の波形は交流電圧  $V_u$  の波形と略等しいので、交流電圧  $V_u$  も、比較的広いパルス幅を有するパルスと、その両側に比較的狭いパルス幅を有するパルスとを含む。

【 0 1 1 4 】

このような略台形状の電圧指令  $V_u^*$  ,  $V_v^*$  ,  $V_w^*$  を採用しても、実質的に大きな振幅を有する交流電圧  $V_u$  ,  $V_v$  ,  $V_w$  を出力できる。しかも、電圧位相指令  $v^*$  を直流電圧  $V_{dc}$  の脈動成分  $V_{dch}$  の増大に応じて補正しているため、脈動成分  $V_{dch}$  の振幅も低減できる。

40

【 0 1 1 5 】

また、電圧指令として正弦波の波形を採用してもよい。ただし、この電圧指令においても、脈動成分  $V_{dch}$  に応じた電圧位相の補正は行われる。また、この場合、電圧指令の振幅を、キャリアの振幅よりも大きく設定する。図 11 は、電圧指令  $V_u^*$ 、キャリア C および制御信号  $S_u$  の一例を概略的に示す図である。電圧指令  $V_u^*$  のピーク付近では、キャリア C の複数周期に亘って、電圧指令  $V_u^*$  がキャリア C よりも大きくなる。したがって、当該複数周期に亘って制御信号  $S_u$  は活性化する。同様に、電圧指令  $V_u^*$  のボトム

50



付近では、キャリアCの複数周期に亘って、電圧指令 $V_u^*$ がキャリアCよりも小さくなる。よって、当該複数周期に亘って制御信号Sは非活性化する。

【0116】

ここで、過変調制御を行わない場合の交流電圧の1周期に含まれるパルス数を考える。過変調制御を行わない場合、電圧指令 $V_u^*$ とキャリアCとの大小関係は、キャリアCの各周期において、交互に切り替わる。よって、制御信号 $S_u$ （交流電圧 $V_u$ ）はキャリアCの周期ごとに一つのパルスを含む。したがって、交流電圧 $V_u$ のパルス数NPは、交流電圧 $V_u$ の周波数 $F_v$ とキャリアCの周波数 $F_c$ とを用いて以下の式で表される。

【0117】

$$NP = F_v / F_c \quad \dots (4)$$

10

【0118】

一方で、過変調制御では、制御信号 $S_u$ がキャリアCの複数周期に亘って活性化あるいは非活性化する。したがって、過変調制御において交流電圧の1周期に含まれるパルス数は、過変調制御を行わないときの交流電圧の1周期に含まれるパルス数NPよりも少ない。つまり、過変調制御におけるパルス数は、周波数 $F_v$ を周波数 $F_c$ で除算した値(NP)よりも少なくなる。また、過変調制御では、キャリアCの周期よりも長いパルス幅を有するパルスが交流電圧に含まれる。

【0119】

以上のように、過変調制御においては、制御回路30は、パルス数NPよりも少ないパルスを含み、かつ、そのパルスの少なくとも一つが、キャリアCの周期よりも広いパルス幅を有する交流電圧を、電力変換器2に出力させる。

20

【0120】

なお交流電圧が図7のように1パルスを含む場合には、実質的な交流電圧の振幅を最大化できる一方で、1シャントの電流検出は行いにくい。一方で、例えば図10および図11に示すように、交流電圧が複数(例えば5以下)のパルスを含む場合においては、一つのパルスが出力されるキャリアCの1周期において、1シャントによる電流検出を行うことができる。

【0121】

<回転速度に応じた制御の切り替え>

例えば制御回路30は、電動機M1の回転速度が低いときには、図4の構成にしたがって動作し、回転速度が高いときに、図8の構成にしたがって動作してもよい。例えば、制御回路30は、初期的には図4の構成にしたがって動作する。電動機M1の回転速度が増大すると、電圧指令の振幅が増大する。そこで、制御回路30は、電圧指令の振幅を例えば電圧指令 $V_{mc}^*$ 、 $V_{tc}^*$ に基づいて算出し、この振幅が基準値 $V_{ref}$ (例えば直流電圧 $V_{dc}$ )よりも大きいか否かを判断する。そして、当該振幅が直流電圧 $V_{dc}$ よりも大きいと判断したときには、制御回路30は図8の構成にしたがって動作してもよい。

30

【0122】

これによれば、電動機M1の回転速度が高いときにも、実質的に大きな振幅を有する交流電圧を出力することができ、電動機M1の回転速度を増大させることができる。

【0123】

<回転速度指令の補正>

上述の例では、制御回路30は電圧位相に対して補正を行っていた。しかるに、電圧位相は回転速度指令の積分によって算出されるので、制御回路3は回転速度指令に対して補正を行っても構わない。つまり、電圧位相の元となる回転速度指令に対して補正を行ってもよい。図12は、制御回路30の内部構成の他の一例を概略的に示す機能ブロック図である。図12の制御回路30は、図8の制御回路30と比べて、電圧位相補正部33の替わりに、回転速度指令補正部36を備えている。

40

【0124】

回転速度指令補正部36には、回転速度指令 $\omega_c^*$ および脈動成分 $V_{dch}$ が入力される。回転速度指令補正部36は、脈動成分 $V_{dch}$ の増大に応じて回転速度指令 $\omega_c$

50

\*が増大するように補正を行って、補正後の回転速度指令  $0c^*$  を生成する。例えば回転速度指令補正部 36 は、ゲイン部 361 と加算器 362 とを備えている。ゲイン部 361 には、脈動成分抽出部 35 から脈動成分  $Vdch$  が入力される。ゲイン部 361 は、脈動成分  $Vdch$  に所定のゲイン  $K$  を乗算して、その結果 ( $K \cdot Vdch$ ) を加算器 362 へと出力する。加算器 362 には、回転速度指令  $0c^*$  も入力される。加算器 362 は回転速度指令  $0c^*$  に、ゲイン部 361 からの出力を加算し、その結果を補正後の回転速度指令  $0c^*$  として積分器 32 へと出力する。以下の式は、図 12 の回転速度指令補正部 36 による演算の一例を示す式である。

【0125】

$$0c^* = 0c^* + K \cdot Vdch \quad \dots (5)$$

10

【0126】

式 (5) によれば、回転速度指令  $0c^*$  は、脈動成分  $Vdch$  が増大するほど増大し、脈動成分  $Vdch$  が低減するほど低減する。より具体的には、回転速度指令  $0c^*$  は脈動成分  $Vdch$  の波形と同様に脈動する。よって、図 12 の回転速度指令補正部 36 は回転速度指令  $0c^*$  に脈動成分  $Vdch$  を重畳している、とも説明できる。

【0127】

また式 (5) によれば、脈動成分  $Vdch$  が正であるときには、回転速度指令  $0c^*$  よりも大きく回転速度指令  $0c^*$  が算出され、脈動成分  $Vdch$  が負であるときには、回転速度指令  $0c^*$  よりも小さく回転速度指令  $0c^*$  が算出される。つまり、回転速度指令補正部 36 は、直流電圧  $Vdc$  がその平均値よりも大きいときに、補正前の回転速度指令  $0c^*$  よりも大きく補正後の回転速度指令  $0c^*$  を算出し、直流電圧  $Vdc$  がその平均値よりも小さいときに、補正前の回転速度指令  $0c^*$  よりも小さく補正後の回転速度指令  $0c^*$  を算出してもよい。

20

【0128】

積分器 32 は、回転速度指令  $0c^*$  を積分して電圧位相指令  $v^*$  を算出し、電圧位相指令  $v^*$  を制御信号生成部 34 へと出力する。回転速度指令  $0c^*$  は脈動成分  $Vdch$  の増大に応じて増大するので、その回転速度指令  $0c^*$  の積分によって算出される電圧位相指令  $v^*$  も脈動成分  $Vdch$  の増大に応じて増大する。つまり、図 12 の例においては、電圧位相指令  $v^* (= 0c^* / s)$  に対する補正ではなく、その算出の元となる回転速度指令  $0c^*$  に対して補正を行う。これにより、図 8 の電圧位相補正部 33 による電圧位相指令  $v^*$  に対する補正と同様の作用を得ることができる。

30

【0129】

回転速度指令  $0c^*$  に対する上記の補正は、過変調制御のみならず、過変調制御以外の通常の制御にも適用可能である。図 13 は、制御回路 30 の内部構成の他の一例を概略的に示す機能ブロック図である。図 13 の制御回路 30 は、図 4 の制御回路 30 と比べて、電圧位相補正部 33 の代わりに、回転速度指令補正部 36 を備えている。回転速度指令補正部 36 の機能は、図 12 の回転速度指令補正部 36 と同様であるので、繰り返しの説明を避ける。

【0130】

なお図 13 に例示するように、電圧指令生成部 31 は、例えば、脈動成分  $Vdch$  を用いた補正が行われる前の回転速度指令  $0c^*$  を用いて、電圧指令  $VMc^*$ 、 $VTc^*$  を生成するとよい。補正後の回転速度指令  $0c^*$  は、脈動成分  $Vdch$  の増減に応じて増減するので、もし仮に、回転速度指令  $0c^*$  を用いて電圧指令  $VMc^*$ 、 $VTc^*$  を算出すると、その電圧指令  $VMc^*$ 、 $VTc^*$  の振幅も脈動成分  $Vdch$  の増減に応じて増減し得る。よって、このような振幅の増減を回避すべく、電圧指令生成部 31 は、脈動成分  $Vdch$  を用いた補正が行われる前の回転速度指令  $0c^*$  を用いて、電圧指令  $VMc^*$ 、 $VTc^*$  を生成するのである。

40

【0131】

< 脈動成分  $Vdch$  >

コンデンサ  $C1$  は、上述のように、小さい静電容量を有するコンデンサであっても構わ

50

ない。この場合、直流電圧  $V_{dc}$  はコンデンサ  $C_1$  によって十分に平滑されず、整流器 1 の整流に起因して脈動する。例えば交流電源  $E_1$  が単相交流電圧を出力し、整流器 1 が全波整流を行う場合には、直流電圧  $V_{dc}$  は単相交流電圧の周波数の 2 倍の周波数（以下、整流周波数と呼ぶ）で脈動する。また、交流電源  $E_1$  が  $N$  相交流電圧を出力し、整流器 1 が全波整流を行う場合には、直流電圧  $V_{dc}$  は  $N$  相交流電圧の周波数の  $2N$  倍の周波数で脈動する。

【0132】

一方で、スイッチング素子  $S_1 \sim S_6$  のスイッチング周波数は整流周波数よりも高いので、これに起因して生じる脈動成分の周波数は、整流周波数よりも高い。

【0133】

さて、本実施の形態では、例えば、整流成分よりも高い脈動成分を低減の対象としているものの、低減の対象となる周波数成分は任意に設定してもよい。例えば、リアクトル  $L$  とコンデンサ  $C_1$  とによる共振回路の共振周波数を低減の対象としてもよい。かかる周波数は、脈動成分抽出部 35 のフィルタのカットオフ周波数などによって設定される。

【0134】

< 電動機駆動装置の他の例 >

図 14 は、電動機駆動装置の構成の一例を概略的に示す図である。図 14 の例においては、電動機駆動装置は、図 1 の電動機駆動装置と比較して、リアクトル  $L_2$  を更に備えている。リアクトル  $L_2$  は、整流器 1 とコンデンサ  $C_1$  との間において、直流母線  $LH$  の上に設けられている。なおリアクトル  $L_2$  は、整流器 1 とコンデンサ  $C_1$  との間において、直流母線  $LL$  の上に設けられてもよい。

【0135】

コンデンサ  $C_1$  は、小さい静電容量を有するコンデンサである。よって、直流電圧  $V_{dc}$  は脈動成分  $V_{dch}$  と整流成分とを含む。

【0136】

この場合、リアクトル  $L_1$  の電圧  $V_L$  は脈動成分  $V_{dch}$  に相当する。その理由について簡単に述べる。まず、直流電圧  $V_{dc}$  は整流成分  $V_{rec}$  と脈動成分  $V_{dch}$  との和（ $V_{rec} + V_{dch}$ ）である。そして、例えばリアクトル  $L_2$  のコンデンサ  $C_1$  側の一端の電位を基準電位とした電圧  $V_L$  を考慮すると、キルヒホッフの法則により、整流器 1 の出力電圧は電圧  $V_L$  と直流電圧  $V_{dc}$  の和と等しい。整流器 1 の出力電圧は、整流成分  $V_{rec}$  とほぼ等しいと考えることができるので、 $V_{rec} = V_{dc} + V_L$  が成立する。 $V_{dc} = V_{rec} + V_{dch}$  をこの式に代入すると、 $V_L = -V_{dch}$  が成立する。つまり、電圧  $V_L$  は理想的には脈動成分  $V_{dch}$  の逆相となる。言い換えれば、電圧  $V_L$  の正負は脈動成分  $V_{dch}$  と正負と相違する。

【0137】

同様に、リアクトル  $L_2$  の整流器 1 側の一端の電位を基準電位とした電圧  $V_L$  を考慮すると、キルヒホッフの法則により、 $V_{rec} = V_{dc} - V_L$  が成立する。 $V_{dc} = V_{rec} + V_{dch}$  をこの式に代入すると、 $V_L = V_{dch}$  が成立する。つまり、この場合、電圧  $V_L$  は理想的には、脈動成分  $V_{dch}$  と一致する。

【0138】

以上のように、電圧  $V_L$  は脈動成分  $V_{dch}$  に相当する。図 14 の例では、脈動成分検出部 6 は、電圧検出回路であって、リアクトル  $L_2$  の電圧  $V_L$  を検出する。より具体的な一例として、脈動成分検出部 6 は、コンデンサ  $C_1$  側のリアクトル  $L_2$  の一端の電位を基準電位としたリアクトル  $L_2$  の電圧  $V_L$  を、脈動成分  $V_{dch}$  の逆相として検出する。あるいは、脈動成分検出部 6 は、リアクトル  $L_2$  の他端の電位を基準電位としたリアクトル  $L_2$  の電圧  $V_L$  を、脈動成分  $V_{dch}$  として検出する。脈動成分検出部 6 は、検出した電圧  $V_L$  を制御回路 3 へと出力する。

【0139】

制御回路 3 は電圧  $V_L$  に基づいて負荷角  $\theta$  を制御する。例えば電圧  $V_L$  が脈動成分  $V_{dch}$  と逆相である場合、制御回路 3 は、電圧  $V_L$  の瞬時値の増大に応じて、負荷角  $\theta$  を低

10

20

30

40

50

減するように、言い換えれば、電圧 $V_L$ の瞬時値の低減に応じて、負荷角 $\theta$ を増大するように、負荷角 $\theta$ を制御する。つまり、電圧 $V_L$ の正負が脈動成分 $V_{dc h}$ の正負と逆であるので、電圧 $V_L$ の増減と負荷角 $\theta$ の増減との関係を、脈動成分 $V_{dc h}$ の増減と負荷角 $\theta$ の増減との関係と逆にするのである。

【0140】

具体的な一例としては、制御回路3は、位相差 $\theta_c$ 、電圧位相指令 $v^*$ 、または、電圧位相指令 $v^*$ の算出の元となる回転速度指令 $\omega_c^*$ を、電圧 $V_L$ に基づいて補正すればよい。代表的に位相差 $\theta_c'$ を用いて説明すると、例えば、制御回路3は以下の式を用いて位相差 $\theta_c'$ を算出してもよい。電圧位相指令 $v^*$ および回転速度指令 $\omega_c^*$ についても同様である。

10

【0141】

$$\theta_c' = \theta_c - K \cdot V_L \quad \dots (6)$$

【0142】

また、例えば電圧 $V_L$ が脈動成分 $V_{dc h}$ と同相である場合、制御回路3は、電圧 $V_L$ の瞬時値の増大に応じて、負荷角 $\theta$ を増大するように、言い換えれば、電圧 $V_L$ の瞬時値の低減に応じて、負荷角 $\theta$ を低減するように、負荷角 $\theta$ を制御する。

【0143】

具体的な一例としては、制御回路3は、位相差 $\theta_c$ 、電圧位相指令 $v^*$ 、または、電圧位相指令 $v^*$ の算出の元となる回転速度指令 $\omega_c^*$ を、電圧 $V_L$ に基づいて補正すればよい。代表的に位相差 $\theta_c'$ を用いて説明すると、例えば、制御回路3は以下の式を用いて位相差 $\theta_c'$ を算出してもよい。電圧位相指令 $v^*$ および回転速度指令 $\omega_c^*$ についても同様である。

20

【0144】

$$\theta_c' = \theta_c + K \cdot V_L \quad \dots (7)$$

【0145】

これにより、直流電圧 $V_{dc}$ の脈動成分 $V_{dc h}$ の振幅を低減できる。しかも、図14の脈動成分検出部6においては、直流電圧 $V_{dc}$ に対してフィルタを施す処理が不要であるので、処理を簡易にできる。言い換えれば、簡易に脈動成分 $V_{dc h}$ を検出できる。

【0146】

他方、図5のようにローパスフィルタ351を採用したり、あるいは不図示のハイパスフィルタを採用したりすれば、フィルタのカットオフ周波数を調整することで、脈動成分 $V_{dc h}$ の周波数を適宜に調整することができる。つまり、低減の対象となる周波数帯域を容易に調整できる。

30

【0147】

本電動機駆動装置および制御回路3では、その発明の範囲内において、相互に矛盾しない限り、上記の種々の実施の形態を適宜、変形、省略することが可能である。

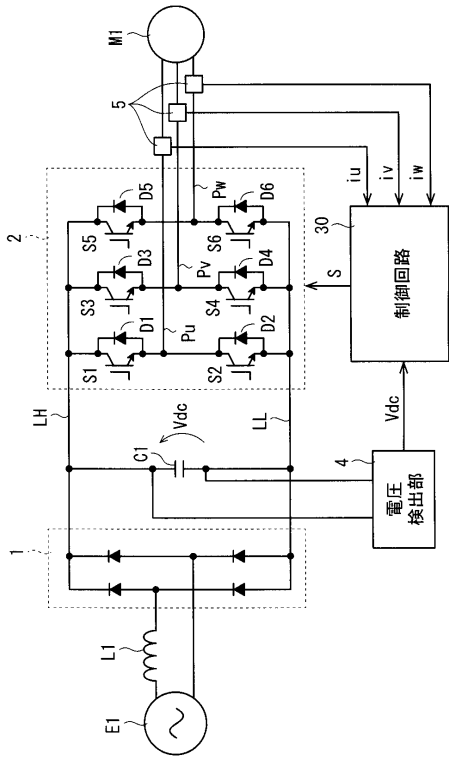
【符号の説明】

【0148】

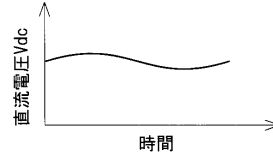
- 2 電力変換器
- 3 制御回路
- 6 脈動成分検出部
- C1 コンデンサ
- L1 リアクトル
- LH, LL 直流母線
- M1 電動機

40

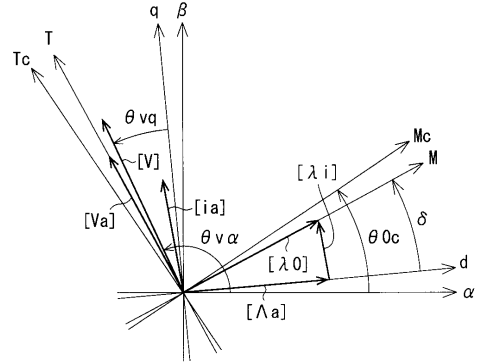
【図1】



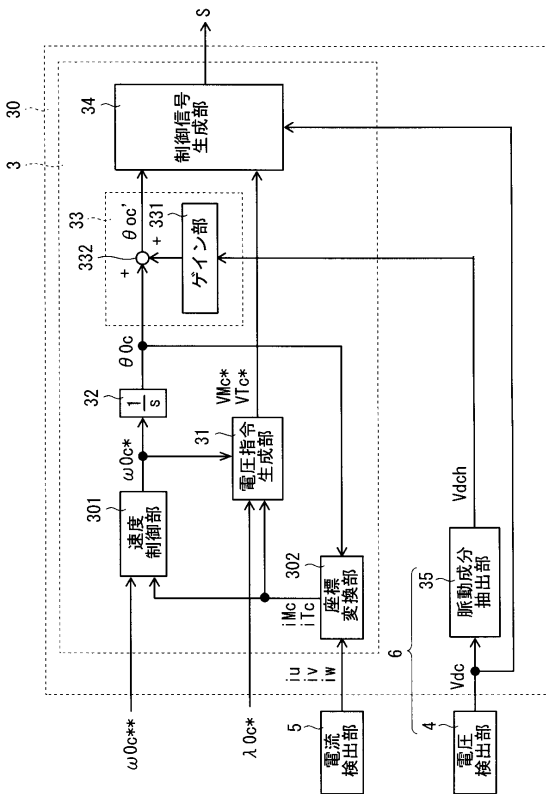
【図2】



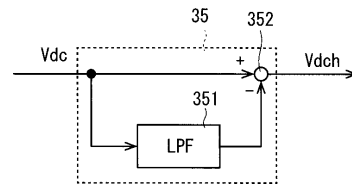
【図3】



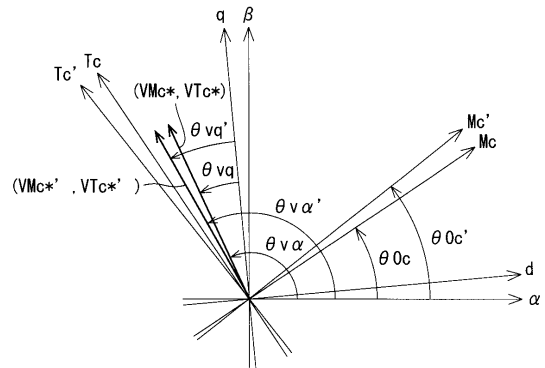
【図4】



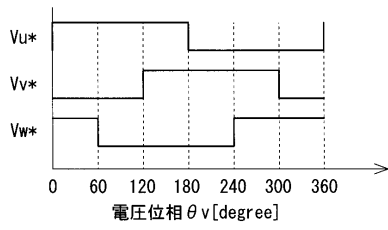
【図5】



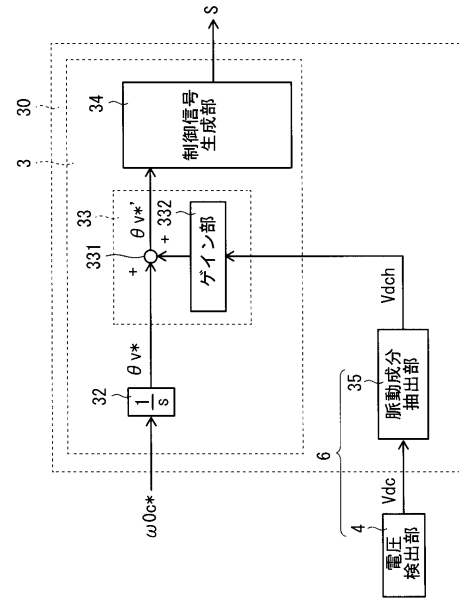
【図6】



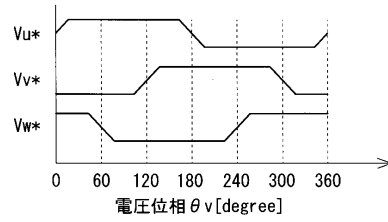
【図7】



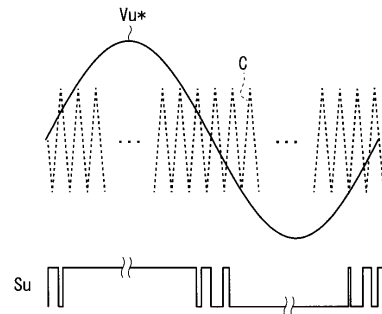
【図8】



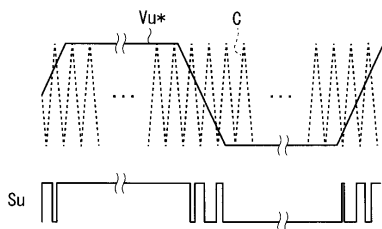
【図9】



【図11】



【図10】





## フロントページの続き

- (72)発明者 北野 伸起  
大阪府摂津市西一津屋1番1号 ダイキン工業株式会社 淀川製作所内
- (72)発明者 小林 直人  
大阪府摂津市西一津屋1番1号 ダイキン工業株式会社 淀川製作所内
- (72)発明者 鬼頭 稔  
大阪府摂津市西一津屋1番1号 ダイキン工業株式会社 淀川製作所内

審査官 マキロイ 寛済

- (56)参考文献 特開2013-085455(JP,A)  
特開2016-082790(JP,A)  
特開2010-166677(JP,A)  
特開2014-036479(JP,A)  
特開2004-248450(JP,A)  
特開2007-259698(JP,A)  
特開昭61-098185(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/22  
H02M 7/48  
H02P 25/022