

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B1)

(11) 特許番号

特許第4240141号  
(P4240141)

(45) 発行日 平成21年3月18日(2009.3.18)

(24) 登録日 平成21年1月9日(2009.1.9)

(51) Int. Cl.		F I			
<b>HO2M</b>	<b>7/12</b>	<b>(2006.01)</b>	HO2M	7/12	N
<b>HO2M</b>	<b>7/48</b>	<b>(2007.01)</b>	HO2M	7/48	M
<b>HO2M</b>	<b>7/797</b>	<b>(2006.01)</b>	HO2M	7/797	

請求項の数 7 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2007-263524 (P2007-263524)	(73) 特許権者	000002853
(22) 出願日	平成19年10月9日(2007.10.9)		ダイキン工業株式会社
審査請求日	平成20年10月6日(2008.10.6)		大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号 梅田センタービル
		(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	榊原 憲一
			滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の 2 ダイキン工業株式会社滋賀製作所内
		審査官	松本 泰典

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直接形交流電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

N相交流電源(E1)と接続される第1乃至第Nの入力線(ACLr, ACLs, ACLt)と、

前記第1乃至前記第Nの入力線の導通/非導通を選択する電源スイッチ(5)と、

正側直流電源線(L1)および負側直流電源線(L2)と、

複数のスイッチ素子(Srp, Srn, Ssp, Ssn, Stp, Stn)を有し、前記複数の前記スイッチ素子の導通/非導通の選択動作によって、前記第1乃至前記第Nの入力線から入力された交流電圧を2つの電位を持つ方形波状電圧に変換して、前記正側直流電源線と前記負側直流電源線とに前記電圧を供給する電流形電力変換器(1)と、

前記第1乃至前記第Nの入力線の相互間に設けられ、電圧源として機能する複数の入力コンデンサ(Cr, Cs, Ct)と、

前記正側直流電源線と前記負側直流電源線との間に接続された第1のダイオード(D1)と、

前記正側直流電源線と前記負側直流電源線との間で前記第1のダイオードと直列に接続されたコンデンサ(Cc; Cc1, Cc2)と、

前記第1の入力線(ACLr)上に設けられた第1の抵抗(R61)と、

前記正側直流電源線と前記負側直流電源線との間の2つの電位を持つ前記直流電圧を方形形状の交流電圧に変換して誘導性多相負荷(4)へ出力する電圧形電力変換器(3)と、

前記複数の前記スイッチ素子及び前記電源スイッチの導通/非導通の選択動作を制御し

10

20

、前記電源スイッチを導通させるのと同時若しくはその前に、前記スイッチ素子の選択動作を制御して、前記第1の入力線と前記第2の入力線との間に設けられた前記入力コンデンサと、前記コンデンサとを並列に接続させる制御部(7)とを備える、直接形交流電力変換装置。

【請求項2】

前記第1の入力線(ACLr)上で、前記第1の抵抗(R61)と直列に接続されたリアクトル(Lr)を更に備える、請求項1に記載の直接形交流電力変換装置。

【請求項3】

前記第1の抵抗(R61)と並列に接続されたリアクトル(Lr)を更に備える、請求項1に記載の直接形交流電力変換装置。

10

【請求項4】

前記第2乃至前記第Nの入力線(Ls, Lt)上にそれぞれ設けられた第2乃至第Nの抵抗(R62, R63)

を更に備える、請求項1に記載の直接形交流電力変換装置。

【請求項5】

前記第1乃至前記第Nの入力線(ACLr, ACLs, ACLt)の各々の線上で、前記第1乃至前記第Nの抵抗(R61~R63)とそれぞれ直列に接続された第1乃至第Nのリアクトル(Lr, Ls, Lt)を更に備える、請求項4に記載の直接形交流電力変換装置。

【請求項6】

20

前記第1乃至前記第Nの抵抗(R61~R63)の各々に並列に接続された第1乃至第Nのリアクトル(Lr, Ls, Lt)

を更に備える、請求項4に記載の直接形交流電力変換装置。

【請求項7】

前記正側直流電源線(L1)には前記負側直流電源線(L2)よりも高い電位が印加され、前記第1のダイオード(D2)は前記コンデンサに対して前記第2出力線側に設けられ、

前記正側直流電源線と前記負側直流電源線の間で前記コンデンサ(Cc1)と直列に接続され、前記第1のダイオードと前記第2出力線の間接続された第2のコンデンサ(Cc2)と、

30

アノードが前記第1のダイオードと前記第2のコンデンサとの間に、カソードが前記正側直流電源線にそれぞれ接続された第2のダイオード(D3)と、

アノードが前記負側直流電源線に、カソードが前記第2のダイオードと前記コンデンサとの間にそれぞれ接続された第4のダイオード(D4)と

を更に備える、請求項1乃至6の何れか一つに記載の直接形交流電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直接形交流電力変換装置に関し、特に直接形交流電力変換装置が備えるコンデンサへの突入電流を防止する技術に関する。

40

【背景技術】

【0002】

後述する非特許文献1には、クランプ回路を備えた直接形交流電力変換装置が開示されている。図16は非特許文献1に記載の直接形交流電力変換装置を示している。但し本願での説明の都合上、図中の符号は必ずしも非特許文献1のそれとは一致はしない。

【0003】

当該直接形交流電力変換装置の出力側にIPMモータが設けられているとする。IPMモータの有効インダクタンスの平均値に相当する1相当りのインダクタンスをLa、IPMモータへの電流供給を遮断する基準となる過負荷電流をi、クランプコンデンサの両端電圧をVc、クランプコンデンサの電気容量をCc、3相交流電源の相間電圧をVsと

50

し、IPMモータが有する3相分のインダクタに蓄えられる電力が全てクランプコンデンサに回生されるとすると、次式の関係式を満たす。

【0004】

【数1】

$$\frac{1}{2}La\left(i^2 + \left(\frac{i}{2}\right)^2 + \left(\frac{i}{2}\right)^2\right) = \frac{1}{2}Cc\left(Vc^2 - (\sqrt{2}Vs)^2\right) \quad \dots(1)$$

【0005】

よって、クランプコンデンサの両端電圧は次式で表される。

【0006】

【数2】

$$Vc = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{La}{Cc} i^2 + 2Vs^2} \quad \dots(2)$$

【0007】

図17は、式(2)から、クランプコンデンサの電気容量に対する両端電圧の関係を示すグラフである。例えば電源電圧Vsを400V、インダクタンスLaを12mH、過負荷電流iを40A、クランプコンデンサの電気容量10μFとすると、クランプコンデンサの両端電圧Vcはおおよそ1800Vとなる。電源値は、電源電圧400V級のトランジスタ及びダイオードの素子定格1200Vを超える。

【0008】

クランプコンデンサの両端電圧Vcを例えば750V程度に抑えるためには、式(2)及び図17よりクランプコンデンサの電気容量を200μF以上とすることが必要である。

【0009】

他方、クランプコンデンサの電気容量を大きくするほど、電源投入時の突入電流が大きくなる。具体的に説明すると、例えば1相分の直列回路として、電源、リアクトル、抵抗、コンデンサが直列に接続された直列回路を考える。リアクトルのインダクタンスをL、抵抗の抵抗値をR、クランプコンデンサの電気容量をCとすると、当該直列回路における、入力(電源電圧Vs)に対する出力(電流)の伝達特性は次式で表される。

【0010】

【数3】

$$G(s) = \frac{ic}{Vs} = sC \frac{1/LC}{s^2 + sR/L + 1/LC} \quad \dots(3)$$

【0011】

ステップ入力に対する応答を求めると、

【数4】

$$G(s) = sC \frac{1/LC}{s^2 + sR/L + 1/LC} \frac{1}{s} = \frac{1/L}{s^2 + sR/L + 1/LC} \quad \dots(4)$$

となる。

【0012】

ここで、 $1/L = D$ 、 $R/L = E$ 、 $1/LC = F$ として、式(4)を逆ラプラス変換して電流の応答を求めると

【数5】

$$i(t) = \frac{D}{\omega} e^{-\sigma t} \sin \omega t \quad \dots(5)$$

10

20

30

40

【数6】

$$\omega = \sqrt{\frac{4F-E^2}{2}}, \sigma = \frac{E}{2} \quad \dots(6)$$

となる。コンデンサの電気容量Cが大きくなるほどFが小さくなり、D, Eは電気容量Cによらず一定なので、コンデンサCが大きくなるほど $\omega$ が小さくなる。よって、時間による減衰を除いた振幅項D/ $\omega$ はコンデンサの電気容量Cが大きくなるほど大きくなる。即ち、コンデンサの電気容量Cの増大に伴って突入電流が大きくなる。

【0013】

なお、式(5)より $i(t)$ を時間で微分した値を $0(i(t)')=0$ として、電流の最大値を求めると、

【数7】

$$t = \frac{\pi - \alpha}{\omega} \quad \dots(7)$$

となり、このとき電流は最大値となる。当該最大値が突入電流として把握できる。図18は、電気容量Cに対する突入電流( $i(t)$ の最大値)の関係を示すグラフである。

【0014】

上述したように、回生電流によって充電されたクランプコンデンサの両端電圧を750V程度に抑えるために、クランプコンデンサの電気容量を200 $\mu$ Fとした場合、式(6)、(7)より電流の最大値(突入電流)は150Aに至る。

【0015】

なお、本発明に関連する技術として特許文献1~4が開示されている。

【0016】

【非特許文献1】リザイアング・ウェイ(Lixiang Wei)およびトーマス・エー・リポ(Thomas A.Lipo)著、「9-スイッチ・デュアル-ブリッジ・マトリクスコンバータの低出力力率動作についての研究(Investigation of 9-switch Dual-bridge Matrix Converter Operating under Low Output Power Factor)」、米国、アイトリプルイー(IEEE)、ISA2003, vol.1, pp.176-181

【特許文献1】米国特許第6,995,992号明細書

【特許文献2】特開2006-54947号公報

【特許文献3】特開平8-079963号公報

【特許文献4】特開平2-65667号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0017】

上述したように、回生電流によるクランプコンデンサの両端電圧の増大を抑制するためにはクランプコンデンサの電気容量を大きくすれば、クランプコンデンサへと突入電流が増大するという問題があった。

【0018】

そこで、本発明の目的はコンデンサの電気容量を大きくしてコンデンサの両端電圧の増大を防止しつつ、突入電流を低減できる直接形交流電力変換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】

【0019】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第1の態様は、N相交流電源(E1)と接続される第1乃至第Nの入力線(ACLr, ACLs, ACLt)と、前記第1乃至前記第Nの入力線の導通/非導通を選択する電源スイッチ(5)と、正側直流電源線(L1)および負側直流電源線(L2)と、複数のスイッチ素子(Srp, Srn, Ssp, Ssn, Stp, Stn)を有し、前記複数の前記スイッチ素子の導通/非導通の選択動作によっ

10

20

30

40

50

て、前記第1乃至前記第Nの入力線から入力された交流電圧を2つの電位を持つ方形波状電圧に変換して、前記正側直流電源線と前記負側直流電源線とに前記電圧を供給する電流形電力変換器(1)と、前記第1乃至前記第Nの入力線の相互間に設けられ、電圧源として機能する複数の入力コンデンサ( $C_r$ ,  $C_s$ ,  $C_t$ )と、前記正側直流電源線と前記負側直流電源線との間に接続された第1のダイオード( $D_1$ )と、前記正側直流電源線と前記負側直流電源線との間で前記第1のダイオードと直列に接続されたコンデンサ( $C_c$ ;  $C_{c1}$ ,  $C_{c2}$ )と、前記第1の入力線( $ACL_r$ )上に設けられた第1の抵抗( $R_{61}$ )と、前記正側直流電源線と前記負側直流電源線との間の2つの電位を持つ前記直流電圧を方形波状の交流電圧に変換して誘導性多相負荷(4)へ出力する電圧形電力変換器(3)と、前記複数の前記スイッチ素子及び前記電源スイッチの導通/非導通の選択動作を制御し、前記電源スイッチを導通させるのと同様若しくはその前に、前記スイッチ素子の選択動作を制御して、前記第1の入力線と前記第2の入力線との間に設けられた前記入力コンデンサと、前記コンデンサとを並列に接続させる制御部(7)とを備える。

10

【0020】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第2の態様は、第1の態様に係る直接形交流電力変換装置であって、前記第1の入力線( $ACL_r$ )上で、前記第1の抵抗( $R_{61}$ )と直列に接続されたリアクトル( $L_r$ )を更に備える。

【0021】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第3の態様は、第1の態様に係る直接形交流電力変換装置であって、前記第1の抵抗( $R_{61}$ )と並列に接続されたリアクトル( $L_r$ )を更に備える。

20

【0022】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第4の態様は、第1の態様に係る直接形交流電力変換装置であって、前記第2乃至前記第Nの入力線( $L_s$ ,  $L_t$ )上にそれぞれ設けられた第2乃至第Nの抵抗( $R_{62}$ ,  $R_{63}$ )を更に備える。

【0023】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第5の態様は、第4の態様に係る直接形交流電力変換装置であって、前記第1乃至前記第Nの入力線( $ACL_r$ ,  $ACL_s$ ,  $ACL_t$ )の各々の線上で、前記第1乃至前記第Nの抵抗( $R_{61} \sim R_{63}$ )とそれぞれ直列に接続された第1乃至第Nのリアクトル( $L_r$ ,  $L_s$ ,  $L_t$ )を更に備える。

30

【0024】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第6の態様は、第4の態様に係る直接形交流電力変換装置であって、前記第1乃至前記第Nの抵抗( $R_{61} \sim R_{63}$ )の各々に並列に接続された第1乃至第Nのリアクトル( $L_r$ ,  $L_s$ ,  $L_t$ )を更に備える。

【0025】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第7の態様は、第1乃至第6のいずれか一つの態様に係る直接形交流電力変換装置であって、前記正側直流電源線( $L_1$ )には前記負側直流電源線( $L_2$ )よりも高い電位が印加され、前記第1のダイオード( $D_2$ )は前記コンデンサに対して前記第2出力線側に設けられ、前記正側直流電源線と前記負側直流電源線の間で前記コンデンサ( $C_{c1}$ )と直列に接続され、前記第1のダイオードと前記第2出力線の間で前記コンデンサ( $C_{c2}$ )と、アノードが前記第1のダイオードと前記第2のコンデンサとの間に、カソードが前記正側直流電源線にそれぞれ接続された第2のダイオード( $D_3$ )と、アノードが前記負側直流電源線に、カソードが前記第2のダイオードと前記コンデンサとの間にそれぞれ接続された第4のダイオード( $D_4$ )とを更に備える。

40

【発明の効果】

【0026】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第1の態様によれば、第1の入力線と第2の入力線との間に設けられた入力コンデンサとコンデンサとが並列に接続された状態でN相交流電源が直接形交流電力変換装置に供給される。よって、コンデンサに先立って当該入力

50

コンデンサのみが充電されることがなく、当該入力コンデンサからコンデンサへと突入電流が流れることを防止できる。

【 0 0 2 7 】

また、電源スイッチを導通させた際に、交流電流が第 1 の抵抗を介してコンデンサに供給される。よって、N 相交流電源からコンデンサへと突入電流が流れることも防止できる。

【 0 0 2 8 】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第 2 の態様によれば、リアクトルと入力コンデンサとによってキャリア電流成分除去フィルタを構成することができる。

【 0 0 2 9 】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第 3 の態様によれば、リアクトルと入力コンデンサとによってキャリア電流成分除去フィルタを構成できる。一般的にキャリア電流成分除去フィルタは、電源スイッチを導通する際の過渡時における入力コンデンサの電圧の脈動を低減するために、リアクトルと並列に接続される減衰抵抗を有している。この減衰抵抗を第 1 の抵抗として流用することができる。

【 0 0 3 0 】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第 4 の態様によれば、第 1 乃至第 N の入力線の全てに対応して抵抗が設けられているので、いずれの入力コンデンサとコンデンサとを並列に接続させてもコンデンサへの突入電流を防止できる。よって、入力コンデンサと選択的に切り替えてコンデンサと並列に接続できるので、第 1 乃至第 N の入力線を通る交流電流を効率よく直流電流に変換できる。よって、コンデンサへと効率よく直流電流を供給できる。

【 0 0 3 1 】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第 5 の態様によれば、第 1 乃至第 N のリアクトルと入力コンデンサとによってキャリア電流成分除去フィルタを構成することができる。

【 0 0 3 2 】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第 6 の態様によれば、第 1 乃至第 N のリアクトルと入力コンデンサとによってキャリア電流成分除去フィルタを構成することができる。また、第 1 乃至第 N の抵抗が第 1 乃至第 N のリアクトルと並列に接続されているので、電源スイッチを導通させた際の入力コンデンサの過渡電圧を低減でき、ひいてはコンデンサの過渡電圧を低減できる。

【 0 0 3 3 】

また、本発明に係る直接形交流電力変換装置の第 4 乃至第 6 の態様によれば、電源スイッチを導通するに際して、いずれの入力コンデンサとコンデンサとを並列に接続させてもよいので、この際の電流形電力変換器（スイッチ素子）の選択動作を、誘導性多相負荷を駆動する際の選択動作と同じ動作とすることができる。よって、制御方式を変更する必要がなく、製造を容易にできる。

【 0 0 3 4 】

本発明に係る直接形交流電力変換装置の第 7 の態様によれば、第 1 の出力線および第 2 の出力線との間の電位差を第 1 のクランプキャパシタと第 2 のクランプキャパシタで分圧するので、各クランプキャパシタの両端電圧を低減できる。よって、安価なクランプキャパシタを用いることができる。また、第 1、第 2 のクランプキャパシタで放電経路を確保することが可能であるため、パッシブ回路でありながら非特許文献 1 に記載の方式と同等の動作を実現できる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 3 5 】

第 1 の実施の形態 .

本発明にかかる第 1 の実施の形態の直接形交流電力変換装置の一例として、モータ駆動装置の概念的な構成を図 1 に示す。本モータ駆動装置は、電源 E 1 と、入力線 A C L r , A C L s , A C L t と、リアクトル L r , L s , L t と、コンデンサ C r , C s , C t と

10

20

30

40

50

、電流形コンバータ1と、出力線たる直流電源線L1, L2と、クランプ回路2と、電圧形インバータ3と、モータ4と、電源スイッチ5と、限流回路6と、制御部7とを備えている。

【0036】

電源E1は多相交流電源であって例えば3相交流電源であり、入力線ACLr, ACLs, ACLtに3相交流電流を供給する。

【0037】

電源スイッチ5は、入力線ACLr, ACLs, ACLtの導通/非導通を選択する。より具体的には、電源スイッチ5はスイッチS51~S53を備えている。スイッチS51~S53は例えばリレーであって、入力線ACLr, ACLs, ACLtの各々の線上に設けられている。

10

【0038】

リアクトルLr, Ls, Ltの各々は入力線ACLr, ACLs, ACLt上にそれぞれ設けられており、スイッチS51~S53の各々と直列に接続されている。

【0039】

コンデンサCr, Cs, Ctは入力線ACLr, ACLs, ACLtの相互間で例えばY結線されて設けられている。具体的には、コンデンサCr, Csは入力線ACLr, ACLsの間に直列に接続され、コンデンサCs, Ctは入力線ACLs, ACLtの間に直列に接続され、コンデンサCt, Crは入力線ACLt, ACLrの間に直列に接続される。これらは電流形コンバータ1の入力側に設けられ電圧源として機能する。なお、コンデンサCr, Cs, Ctは入力コンデンサと把握できる。他方、コンデンサCr, Cs, CtはそれぞれリアクトルLr, Ls, Ltと共にキャリア電流成分を除去するキャリア電流成分除去フィルタを構成すると把握することもできる。

20

【0040】

限流回路6は、抵抗R61と補助スイッチS61とを備えている。抵抗R61は入力線ACLr, ACLs, ACLtの何れかの線上に設けられている。図1においては、抵抗R61は入力線ACLr上でリアクトルLrと直列に設けられている。補助スイッチS61は抵抗R61と並列に接続されている。

【0041】

電流形コンバータ1は、複数のスイッチ素子を有しており、当該複数のスイッチ素子の選択動作によって、電源E1からキャリア電流成分除去フィルタを介して入力される3相交流電圧を2つの電位を持つ方形波状電圧に変換して、直流電源線L1, L2に当該電圧を供給する。なお、直流電源線L1は正側直流電源線と、直流電源線L2は直流電源線L1よりも低い電位が印加される負側直流電源線と把握できる。

30

【0042】

より具体的には、電流形コンバータ1は、トランジスタSrp, Srn, Ssp, Ssn, Stp, Stnと、ダイオードDrp, Drn, Dsp, Dsn, Dtp, Dtnとを備えている。

【0043】

ダイオードDrp, Dsp, Dtpの各カソードは直流電源線L1に接続され、ダイオードDrn, Dsn, Dtnの各アノードは直流電源線L2にそれぞれ接続されている。

40

【0044】

トランジスタSrp, Ssp, Stpの各エミッタはそれぞれダイオードDrp, Dsp, Dtpのアノードと接続され、トランジスタSrn, Ssn, Stnの各コレクタはそれぞれダイオードDrn, Dsn, Dtnのカソードと接続されている。トランジスタSrpのコレクタおよびトランジスタSrnのエミッタ、トランジスタSspのコレクタおよびトランジスタSsnのエミッタ、トランジスタStpのコレクタおよびトランジスタStnのエミッタはそれぞれ共通して入力線ACLr, ACLs, ACLtと接続されている。

【0045】

50

そして、制御部 7 によって、これらのトランジスタ  $S_{rp}$ ,  $S_{rn}$ ,  $S_{sp}$ ,  $S_{sn}$ ,  $S_{tp}$ ,  $S_{tn}$  の各々のベースにスイッチ信号が与えられて、電流形コンバータ 1 は 3 相交流電圧を 2 つの電位を持つ方形波状電圧に変換する。

【0046】

クランプ回路 2 は、クランプコンデンサ  $C_c$  と、ダイオード  $D_1$  とを備えている。クランプコンデンサ  $C_c$  は直流電源線  $L_1$ ,  $L_2$  の間に接続されている。ダイオード  $D_1$  は直流電源線  $L_1$ ,  $L_2$  の間でクランプコンデンサ  $C_c$  と直列に接続されており、アノードが直流電源線  $L_1$  にカソードがクランプコンデンサ  $C_c$  にそれぞれ接続されている。このようなクランプ回路 2 によれば、電圧形インバータ 3 から電流形コンバータ 1 へと向かう還流電流に起因して生じる、直流電源線  $L_1$ ,  $L_2$  の間の電圧上昇を抑制することができる。

10

【0047】

電圧形インバータ 3 は、直流電源線  $L_1$ ,  $L_2$  の間の方形波状の直流電圧を方形波状の交流電圧に変換してモータ 4 に出力する。より具体的には、電圧形インバータ 3 は、トランジスタ  $S_{up}$ ,  $S_{un}$ ,  $S_{vp}$ ,  $S_{vn}$ ,  $S_{wp}$ ,  $S_{wn}$  と、ダイオード  $D_{up}$ ,  $D_{un}$ ,  $D_{vp}$ ,  $D_{vn}$ ,  $D_{wp}$ ,  $D_{wn}$  とを備えている。

【0048】

トランジスタ  $S_{up}$ ,  $S_{vp}$ ,  $S_{wp}$  の各エミッタおよびダイオード  $D_{up}$ ,  $D_{vp}$ ,  $D_{wp}$  の各カソードは直流電源線  $L_1$  に、トランジスタ  $S_{un}$ ,  $S_{vn}$ ,  $S_{wn}$  の各コレクタおよびダイオード  $D_{un}$ ,  $D_{vn}$ ,  $D_{wn}$  の各アノードは直流電源線  $L_2$  にそれぞれ接続されている。

20

【0049】

トランジスタ  $S_{up}$  のコレクタ、トランジスタ  $S_{un}$  のエミッタ、ダイオード  $D_{up}$  のアノードおよびダイオード  $D_{un}$  のカソードは共通してモータ 4 に接続され、トランジスタ  $S_{vp}$  のコレクタ、トランジスタ  $S_{vn}$  のエミッタ、ダイオード  $D_{vp}$  のアノードおよびダイオード  $D_{vn}$  のカソードは共通してモータ 4 に接続され、トランジスタ  $S_{wp}$  のコレクタ、トランジスタ  $S_{wn}$  のエミッタ、ダイオード  $D_{wp}$  のアノードおよびダイオード  $D_{wn}$  のカソードは共通してモータ 4 に接続されている。

【0050】

そして、例えば制御部 7 によって、これらのトランジスタ  $S_{up}$ ,  $S_{un}$ ,  $S_{vp}$ ,  $S_{vn}$ ,  $S_{wp}$ ,  $S_{wn}$  の各々のベースにスイッチ信号が与えられて、電圧形インバータ 3 は直流電源線  $L_1$ ,  $L_2$  の間の電位差を交流電圧に変換してモータ 4 に出力する。

30

【0051】

モータ 4 は例えば 3 相交流モータであって、そのインダクタンス分および抵抗分がコイル  $L_u$ ,  $L_v$ ,  $L_w$  と、これらとそれぞれ直列に接続された抵抗  $R_u$ ,  $R_v$ ,  $R_w$  とで表されている。これらの直列接続は、モータ 4 の各相に対応している。これらの直列接続の一端は、それぞれトランジスタ  $S_{up}$ ,  $S_{un}$  の間、トランジスタ  $S_{vp}$ ,  $S_{vn}$  の間、トランジスタ  $S_{wp}$ ,  $S_{wn}$  の間に接続されている。これらの直列接続の他端は中性点  $N$  で共通に接続されている。

【0052】

40

電圧形インバータ 3 から方形波状の交流電圧が与えられるが、モータ 4 が有するインダクタンス分により、モータ 4 を駆動する交流電流は滑らかとなる。言い換えると、モータ 4 は電圧形インバータ 3 から与えられた方形波状の交流電圧を交流電流に変換する。

【0053】

このモータ 4 を流れる交流電流は、電圧形インバータ 3、電流形コンバータ 1 を経由してコンデンサ  $C_r$ ,  $C_s$ ,  $C_t$  を充電し、交流電圧に変換される。還元すれば、モータ 4 は、電流形コンバータ 1 に対する電流源として把握することもできる。

【0054】

制御部 7 は電源スイッチ 5、補助スイッチ  $S_{61}$  及び電流形コンバータ 1 が有するトランジスタの選択動作を制御する。制御部 7 は電源スイッチ 5 を導通すると同時に若しくは

50

その前に、電流形コンバータ 1 を制御して、抵抗 R 6 1 が設けられた入力線 A C L r と、入力線 A C L s , A C L t いずれか (例えば入力線 A C L t ) との間のコンデンサ (例えばコンデンサ C r , C t ) をクランプコンデンサ C c と並列に接続させる。

【 0 0 5 5 】

より具体的には、制御部 7 は、通電検出・同期信号生成部 7 1 と、スイッチング制御部 7 2 とを備えている。

【 0 0 5 6 】

通電検出・同期信号生成部 7 1 は例えば電源 E 1 の所定の 2 相 (例えば入力線 A C L r , A C L s ) を流れる交流電流を検出して同期信号を生成し、当該同期信号をスイッチング制御部 7 2 へと与える。また、通電検出・同期信号生成部 7 1 は、生成した同期信号と同期して電源スイッチ 5 および補助スイッチ S 6 1 ~ S 6 3 へとスイッチ信号を与える。

【 0 0 5 7 】

スイッチング制御部 7 2 は入力された同期信号と同期して電流形コンバータ 1 が有するトランジスタへとスイッチング信号を与える。

【 0 0 5 8 】

このような構成のモータ駆動装置において、電源スイッチ 5 を導通させて電源を投入する際の制御部 7 の動作について説明する。図 2 は制御部 7 の動作を示すフローチャートである。

【 0 0 5 9 】

まず、ステップ S 1 にて、通電検出・同期信号生成部 7 1 は、例えば外部の C P U 等から起動指令を受け取る。次に、ステップ S 2 にて、当該起動指令を受け取った通電検出・同期信号生成部 7 1 は、例えば電源 E 1 の所定の 2 相 (例えば入力線 A C L r , A C L s ) を流れる交流電流を検出して、当該交流電流の周期に基づいて同期信号を生成してスイッチング制御部 7 2 へと与える。これにより通電検出・同期信号生成部 7 1 及びスイッチング制御部 7 2 は互いに同期してそれぞれスイッチ信号を出力することができる。

【 0 0 6 0 】

次に、ステップ S 3 にて、スイッチング制御部 7 2 は受け取った同期信号と同期して、入力線 A C L r と、例えば入力線 A C L t との間のコンデンサ C r , C t と、クランプコンデンサ C c とを並列に接続させる。具体的には、スイッチング制御部 7 2 は、例えばトランジスタ S r p , S r n , S t p , S t n の制御を開始する。図 3 は、入力線 A C L r , A C L t の間の電圧 V r t と、トランジスタ S r p , S t p , S r n , S t n の導通 / 非導通の状態を示す図である。なお、図 3 においては電圧 V r t が入力線 A C L r 側で高電位になる場合を正として示している。

【 0 0 6 1 】

ステップ S 3 では、スイッチング制御部 7 2 は、電圧 V r t が入力線 A C L r 側で高電位となる半周期においてトランジスタ S r p , S t n を導通させ、他の半周期においてトランジスタ S t p , S r n を導通させる。なお、図 2 においては当該動作を全波通電として示している。そして少なくとも後述するステップ S 5 の実行までは図 3 の動作を繰り返す。

【 0 0 6 2 】

ステップ S 4 にて、ステップ S 3 と同時若しくはその後に、通電検出・同期信号生成部 7 1 は電源スイッチ 5 へとスイッチ信号を出力して電源スイッチ 5 を導通させる。当該電源スイッチ 5 の導通によって、電源 E 1 からの交流電流が入力線 A C L r , A C L t を介して電流形コンバータ 1 へと供給される。なお、通電検出・同期信号生成部 7 1 およびスイッチング制御部 7 2 は互いに同一の同期信号と同期してスイッチ信号を出力するので、ステップ S 3 の実行と同時若しくはその後にステップ S 4 を実行することができる。

【 0 0 6 3 】

電流形コンバータ 1 は、ステップ S 3 の制御により、入力線 A C L r , A C L t から入力された交流電流を全波整流して (図 3 参照)、クランプコンデンサ C c へと供給する。このとき、クランプコンデンサ C c には抵抗 R 6 1 を介して電流が供給されるので、クラ

10

20

30

40

50

ンプコンデンサ $C_c$ へと突入電流が流れることを防止できる。

【0064】

以下、クランプコンデンサ $C_c$ に抵抗 $R_{61}$ を介して電流が流れることで突入電流を防止できる理由について説明する。簡単のために、相互に直列接続されたリアクトル $L$ （リアクトル $L_r$ 、 $L_s$ に相当）、抵抗 $R$ （抵抗 $R_{61}$ に相当）、コンデンサ $C$ （コンデンサ $C_r$ 、 $C_s$ とクランプコンデンサ $C_c$ の一組に相当）を有する回路に直列に電源電圧 $V_s$ （入力線 $ACL_r$ 、 $ACL_s$ の間の電圧に相当）が印加された場合に、回路に流れる電流 $i$ について考える。

【0065】

図4は当該回路を示す図であり、図5は電源電圧 $V_s$ が入力されたときのコンデンサ $C$ を流れる電流 $i_c$ を出力としたブロック線図である。電源電圧 $V_s$ に対する電流 $i_c$ の伝達特性 $G(s)$ は式(1)と同様である。ステップ入力に対する応答を求めると、式(2)が導かれる。ここで、抵抗 $R_{61}$ の抵抗値 $R$ は大きく、過渡応答( $s$ の小さい範囲)を考慮するので、当該伝達特性を1次遅れで近似すると、

【数8】

$$G(s) = \frac{D}{sE+F} = \frac{D/E}{s+F/E} \quad \dots (8)$$

となり、これを逆ラプラス変換すると、

【数9】

$$i_c(t) = \frac{D}{E} e^{-F/Et} \quad \dots (9)$$

となる。ここで、 $D = 1/L$ 、 $E = R/L$ 、 $F = 1/LC$ である。

【0066】

図6は式(9)を図示したものであり、時間に対するコンデンサを流れる電流の関係を示している。なお、図6においては、リアクトル $L$ のインダクタンスが $1\text{mH}$ 、コンデンサ $C$ の電気容量が $330\mu\text{F}$ 、抵抗 $R$ の抵抗値が $10$ 、電源電圧 $V_s$ が $400\text{V}$ である場合の結果を示している。電流の最大値は式(9)に $t = 0$ を代入すると求めることができ、 $i_c(0) = 1/R$ （一定）である。これが突入電流として把握され、当該突入電流は抵抗値 $R$ のみで表される値である。よって、突入電流を制限することができる。

【0067】

また、制御部7は電源スイッチ5を導通すると同時に若しくはその前に、電流形コンバータ1を制御してコンデンサ $C_r$ 、 $C_t$ とクランプコンデンサ $C_c$ とを並列に接続させるので、クランプコンデンサ $C_c$ に先立ってコンデンサ $C_r$ 、 $C_t$ が充電されることがなく、以ってコンデンサ $C_r$ 、 $C_t$ からクランプコンデンサ $C_c$ へと突入電流が流れることを防ぐことができる。

【0068】

次に、ステップ $S_5$ にて、通電検出・同期信号生成部71は、電源スイッチ5を導通してから規定の時間を経過したかどうかを判断し、経過していなければ再びステップ $S_5$ を実行する。経過していれば、ステップ $S_6$ にて、通電検出・同期信号生成部71は、補助スイッチ $S_{61}$ を導通させる。当該補助スイッチ $S_{61}$ の導通によって、電源 $E_1$ からの交流電流は抵抗 $R_{61}$ を迂回して電流形コンバータ1へと供給される。よって、突入電流を抑制した後は抵抗 $R_{61}$ で生じる損失の発生を防止することができる。

【0069】

次に、ステップ $S_7$ にて、直接形交流電力変換装置を起動し、通常運転に移行する。より具体的には、電流形コンバータ1のスイッチング動作を通常運転用に切り替えるべく、電流形コンバータ1を再起動し、また電圧形インバータ3を起動する。通常運転では、スイッチング制御部72は、トランジスタ $S_{rp}$ 、 $S_{rn}$ 、 $S_{sp}$ 、 $S_{sn}$ 、 $S_{tp}$ 、 $S_{tn}$ へとスイッチ信号を与えて電流形コンバータ1を動作させ、以て入力線 $ACL_r$ 、 $ACL_s$

10

20

30

40

50

L s , A C L t から入力される交流電圧を例えば脈流状の直流電圧に変換して直流電源線 L 1 , L 2 に供給する。そして、例えば電圧形インバータ 3 は電流形コンバータ 1 と同期して動作し、直流電源線 L 1 , L 2 の間の電位差を交流電圧に変換してモータ 4 に印加する。

【 0 0 7 0 】

以上のように、本モータ駆動装置によれば、例えばコンデンサ C r , C t とクランプコンデンサ C c とを接続したときにコンデンサ C r , C t からクランプコンデンサ C c へと突入電流が流れることを防止できるとともに、電源 E 1 からクランプコンデンサ C c へと突入電流が流れることを防止できる。

【 0 0 7 1 】

なお、ステップ S 3 にて、スイッチング制御部 7 2 は全波整流を実現するようにスイッチ信号を電流形コンバータ 1 へと与えているが、半波整流を実現するように電流形コンバータ 1 へと与えてもよい。

【 0 0 7 2 】

なお、一般的に電流形コンバータの出力にはリアクトルが設けられることから、一般的に電流形コンバータには限流抵抗が設けられない。しかし、交流電圧を 2 つの電位を持つ方形波状電圧に変換して、上述のようにコンデンサとして機能するクランプコンデンサ C c が設けられている場合には、これに対して初期的に流れる充電電流が突入電流として流れることを防ぐため、限流抵抗を設けることが望まれる。

【 0 0 7 3 】

第 1 の実施の形態にかかる直接形交流電力変換装置を適用した直接形交流電力変換装置の他の一例として、モータ駆動装置の概念的な構成を図 7 に示す。図 7 に示すモータ駆動装置はクランプ回路 2 を除いて図 1 に示すモータ駆動装置と同一である。

【 0 0 7 4 】

クランプ回路 2 はクランプコンデンサ C c 1 , C c 2 とダイオード D 2 ~ D 4 とを備えている。クランプコンデンサ C c 1 は直流電源線 L 1 , L 2 の間で接続されている。クランプコンデンサ C c 2 はクランプコンデンサ C c 1 と直列に接続され、クランプコンデンサ C c 1 に対して直流電源線 L 2 側に設けられている。

【 0 0 7 5 】

ダイオード D 2 は、クランプコンデンサ C c 1 , C c 2 の間で、アノードがクランプコンデンサ C c 1 にカソードがクランプコンデンサ C c 2 にそれぞれ接続されている。ダイオード D 3 は、アノードがクランプコンデンサ C c 2 とダイオード D 2 との間に、カソードが直流電源線 L 1 にそれぞれ接続されている。ダイオード D 4 はアノードが直流電源線 L 2 に、カソードがクランプコンデンサ C c 1 とダイオード D 2 との間にそれぞれ接続されている。

【 0 0 7 6 】

電圧形インバータ 3 側の負荷力率により直流電源線 L 1 , L 2 の間の電圧に対してモータ 4 を流れる電流が遅れた場合に、所定の期間において、モータ 4 から直流電源線 L 1 , L 2 へと還流電流が流れ、クランプコンデンサ C c 1 , C c 2 は相互に直列状態で充電される。このときの充電電圧（クランプコンデンサ C c 1 , C c 2 の一組の両端電圧）も負荷力率に基づいて決定される。他方、クランプコンデンサ C c 1 , C c 2 の各々の両端電圧が、直流電源線 L 1 , L 2 の間の方形波状の直流電圧の低い方の電圧より上昇したときに、クランプコンデンサ C c 1 , C c 2 は相互に並列状態で放電する。なお、クランプコンデンサ C c 1 , C c 2 は相互に直列状態で充電し、相互に並列状態で放電することから、放電電圧は充電電圧の 1 / 2 である。

【 0 0 7 7 】

このような充放電動作により、放電電流が充電電流に比べて大きい場合にクランプコンデンサ C c 1 , C c 2 の電圧が平衡するように作用する。

【 0 0 7 8 】

以上のように、モータ 4 からの還流電流を充電し、また放電してモータ 4 へと再び供給

10

20

30

40

50

することができるので、効率よくモータ4を駆動できる。また、クランプ回路2はスイッチ素子等のいわゆるアクティブ素子を必要としていないので、消費電力や製造コストを低減できる。

【0079】

第2の実施の形態。

第2の実施の形態にかかる直接形交流電力変換装置の一例として、モータ駆動装置の概念的な構成を図8に示す。本モータ駆動装置の概念的な構成は、限流回路6を除いて第1の実施の形態と同様である。また、クランプ回路2は図1に示す態様であって構わない。

【0080】

限流回路6は補助スイッチ $S_{61} \sim S_{63}$ と、抵抗 $R_{61} \sim R_{63}$ とを備えている。抵抗 $R_{61} \sim R_{63}$ はそれぞれ入力線 $ACL_r, ACL_s, ACL_t$ 上でリアクトル $L_r, L_s, L_t$ と直列に接続されている。補助スイッチ $S_{61} \sim S_{63}$ はそれぞれ抵抗 $R_{61} \sim R_{63}$ と並列に接続されている。

10

【0081】

図1に示すモータ駆動装置においては、ステップ $S_3$ にて、スイッチング制御部72は、抵抗 $R_{61}$ が設けられた入力線 $ACL_r$ と、入力線 $ACL_s, ACL_r$ の何れかとの間のコンデンサとクランプコンデンサ $C_c$ とを並列に接続させていた。他方、図8に示すモータ駆動装置では入力線 $ACL_r, ACL_s, ACL_t$ のいずれにも抵抗 $R_{61} \sim R_{63}$ が設けられているため、ステップ $S_3$ にて、スイッチング制御部72は、いずれの入力線 $ACL_r, ACL_s, ACL_t$ の2つの間の入力コンデンサとクランプコンデンサ $C_{c1}, C_{c2}$ とを並列に接続させても突入電流を防止できる。

20

【0082】

従って、スイッチング制御部72は、ステップ $S_3$ にて、入力線 $ACL_r, ACL_s, ACL_t$ の何れか2つの間にあるコンデンサを切り替えてクランプコンデンサ $C_{c1}, C_{c2}$ と並列に接続させることができる。よって、電源スイッチ5を導通させた際に、電流形コンバータ1は入力線 $ACL_r, ACL_s, ACL_t$ から入力される3相交流を効率よく直流電流に変換してクランプコンデンサ $C_{c1}, C_{c2}$ へと供給できる。

【0083】

以下により具体的に説明する。通常運転において、スイッチング制御部72は、例えば図9に示すように6つのスイッチング態様を連続的に選択するように、電流形コンバータ1にスイッチ信号を出力する。なお、図9において、“1”はトランジスタが導通している状態を“0”は非導通である状態をそれぞれ示している。また、当該スイッチング態様により電流形コンバータ1が出力する電流ベクトルを $I(P)$  ( $P:rs, rt, st, sr, tr, ts$ の何れか)で示している。

30

【0084】

通常運転において、電流形コンバータ1が出力する電流ベクトルは、例えば図10に示すように各電流ベクトル $I(P)$ を頂点とする六角形の軌跡上を描く。このようなスイッチング動作により、通常運転においては、スイッチング制御部72はトランジスタ $S_{rp}, S_{sp}, S_{tp}, S_{rn}, S_{sn}, S_{tn}$ へとスイッチ信号を出力して入力線 $ACL_r, ACL_s, ACL_t$ から入力される3相交流電圧を2つの電位を持つ方形波状電圧に変換して直流電源線 $L_1, L_2$ へと供給している。

40

【0085】

この通常運転時の動作を、電源スイッチ5を投入する際の動作に適用する。図11は電源スイッチ5を投入する際の制御部7の動作を示すフローチャートである。ステップ $S_{11}, S_{12}, S_{14}, S_{15}, S_{17}$ はステップ $S_1, S_2, S_4, S_5, S_7$ とそれぞれ同一である。ステップ $S_{13}$ では、スイッチング制御部72は通常運転のうち6つの図9に示すスイッチング態様を切り替えてスイッチ信号を出力し、入力線 $ACL_r, ACL_s, ACL_t$ から入力される3相交流電圧を直流電圧に変換して直流電源線 $L_1, L_2$ に供給する。

【0086】

50

従って、例えば入力線  $ACL_r$  ,  $ACL_t$  から入力される 1 相交流電圧を変換する場合に比べて、充電用の専用波形を生成する必要がない。

【0087】

なお、ステップ  $S_{16}$  では、通電検出・同期信号生成部 71 は補助スイッチ  $S_{61} \sim S_{63}$  を導通させる。また、ステップ  $S_{13}$  での電流形コンバータ 1 のスイッチング動作と通常運転時の電流形コンバータ 1 のスイッチング動作とは、電流形コンバータ 1 の再起動なしに切替可能なので、ステップ  $S_{17}$  では必ずしも電流形コンバータ 1 を再起動する必要はない。

【0088】

第 3 の実施の形態 .

本発明に係る第 3 の実施の形態の直接形交流電力変換装置の一例として、モータ駆動装置の概念的な構成を図 12 に示す。本モータ駆動装置の概念的な構成は、限流回路 6 を除いて図 7 に示すモータ駆動装置と同一である。なお、図 12 においてはクランプ回路 2 より後段の回路を省略して示している。なお、クランプ回路 2 は図 1 に示す態様であっても構わない。

【0089】

限流回路 6 は補助スイッチ  $S_{61}$  ,  $S_{63}$  と、抵抗  $R_{61} \sim R_{63}$  とを備えている。補助スイッチ  $S_{61}$  ,  $S_{63}$  はそれぞれリアクトル  $L_r$  ,  $L_t$  と直列に接続されている。抵抗  $R_{61} \sim R_{63}$  はそれぞれ入力線  $ACL_r$  ,  $ACL_s$  ,  $ACL_t$  の各々の線上に設けられている。

【0090】

補助スイッチ  $S_{61}$ 、リアクトル  $L_t$  の一組は抵抗  $R_{61}$  と、リアクトル  $L_s$  は抵抗  $R_{62}$  と、スイッチ  $S_{63}$ 、リアクトル  $L_t$  の一組は抵抗  $R_{63}$  とそれぞれ並列に接続されている。

【0091】

このようなモータ駆動装置において、電源スイッチ 5 を導通させて電源を投入する際の制御部 7 の動作は、図 2 に示すフローチャートとステップ  $S_6$  を除いて同一である。ステップ  $S_6$  では、通電検出・同期信号生成部 71 は補助スイッチ  $S_{61}$  ,  $S_{63}$  を導通させる。

【0092】

第 3 の実施の形態においても、制御部 7 が電流形コンバータ 1 (より具体的にはトランジスタ) を制御して、例えばコンデンサ  $C_r$  ,  $C_t$  の一組とクランプコンデンサ  $C_{c1}$  ,  $C_{c2}$  の一組とを並列に接続させるのと同時若しくはその後に電源スイッチ 5 を導通しているのを防止できる。また、制御部 7 が電源スイッチ 5 を導通した後は、抵抗  $R_{61}$  ,  $R_{63}$  を介してクランプコンデンサ  $C_{c1}$  ,  $C_{c2}$  へと電流を流しているのを防止できる。

【0093】

なお、電源スイッチ 5 を導通させた時点で補助スイッチ  $S_{61}$  は非導通であるので、入力線  $ACL_r$  ,  $ACL_t$  を流れる交流は必ず抵抗  $R_{61}$  を流れる。よって、より確実にクランプコンデンサ  $C_c$  へと突入電流が流れるのを防止できる。なお、補助スイッチ  $S_{61}$  を設けずに、入力線  $ACL_r$  ,  $ACL_t$  を流れる交流電流の一部がリアクトル  $L_r$  を介してクランプコンデンサ  $C_c$  へと流れてもよい。この場合であっても、交流電流の他の一部は抵抗  $R_{61}$  を介するので突入電流を低減することができ、またリアクトル  $L_r$  を介す交流電流についても例えばリアクトル  $L_r$  の抵抗成分により突入電流を低減することができる。スイッチ  $S_{63}$  についても同様である。

【0094】

また、例えばリアクトル  $L_s$  と直列に接続され、リアクトル  $L_s$  と共に抵抗  $R_{62}$  と並列に接続されるスイッチ  $S_{62}$  (図示せず) を更に設けてもよい。そして、第 2 の実施の形態と同様に、スイッチング制御部 72 が電流形コンバータ 1 を制御して入力線  $ACL_r$

10

20

30

40

50

、 $ACL_s$ 、 $ACL_t$ の何れか2つの間のコンデンサを切り替えてクランプコンデンサ $C_{c1}$ 、 $C_{c2}$ とを並列に接続してもよい。この場合、効率よくクランプコンデンサ $C_{c1}$ 、 $C_{c2}$ へと直流電流を供給できる。なおスイッチ $S_{62}$ は必ずしも設けなくてもよい。

【0095】

また、リアクトル $L_r$ 、 $L_s$ 、 $L_t$ とコンデンサ $C_r$ 、 $C_s$ 、 $C_t$ からなるキャリア電流成分除去フィルタにおいて、抵抗 $R_{61} \sim R_{63}$ はコンデンサ $C_r$ 、 $C_s$ 、 $C_t$ の入出力過渡特性を改善することができる。以下に具体的に説明する。

【0096】

簡単のために、1相分の回路として、相互に並列接続されたリアクトル $L$ （リアクトル $L_r$ 、 $L_s$ 、 $L_t$ に相当）および抵抗 $R$ （抵抗 $R_{61} \sim R_{63}$ に相当）の一組と、コンデンサ $C$ （コンデンサ $C_r$ 、 $C_s$ 、 $C_t$ に相当）とが直列に接続された回路に、電源電圧 $V_s$ を入力した場合について考える。図13は当該回路を示す構成図である。当該回路において、電源電圧 $V_s$ を入力した際にコンデンサ $C$ の両端電圧 $V_o$ を出力として把握する。電源電圧 $V_s$ に対する両端電圧 $V_o$ の伝達関数は以下ようになる。

【0097】

【数10】

$$G(s) = \frac{V_c}{V_s} = (sL/R + 1) \frac{1/LC}{s^2 + s/CR + 1/LC} \quad \dots (10)$$

【0098】

この伝達関数において、非減衰固有周波数 $f_1$ 、 $f_2$ および減衰係数 $\xi$ は、

【数11】

$$f_1 = \frac{1}{2\pi L/R}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}, \quad \xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \dots (11)$$

となる。

【0099】

図14はこの伝達関数における周波数特性を示すボード線図である。図14については、リアクトル $L$ のインダクタンスが1.5mH、コンデンサ $C$ の電気容量が10 $\mu$ Fであるときについて、抵抗 $R$ の抵抗値10、30、100の3つの場合の結果を示している。

【0100】

図15は、このようなノイズフィルタを用いた図12のモータ駆動装置において、電圧 $V_{rt}$ と、コンデンサ $C_r$ 、 $C_t$ の一組の両端電圧と、クランプコンデンサ $C_{c1}$ 、 $C_{c2}$ の一組の両端電圧、直流電源線 $L_1$ 、 $L_2$ の間の電圧とを示している。なお、図15においては、抵抗 $R_{61}$ 、 $R_{63}$ の抵抗値が10および100であるときの結果を示している。

【0101】

図15に示すように、抵抗 $R_{61}$ 、 $R_{63}$ の抵抗値によってダンピングを持たせることができ、以って過渡時においてコンデンサ $C_r$ 、 $C_t$ 、クランプコンデンサ $C_{c1}$ 、 $C_{c2}$ の各々に印加される電圧（過渡電圧）を低減できる（抵抗値10、100の結果を参照）。

【0102】

そして、図6に示す突入電流と比較して、抵抗値が10程度であれば、突入電流を低減すると共に、コンデンサ $C_r$ 、 $C_s$ 、 $C_t$ の過渡電圧を低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【0103】

【図1】第1の実施の形態にかかるモータ駆動装置の一例を示す概念的な構成図である。

【図2】電源スイッチを投入する際の制御部の動作を示すフローチャートである。

【図3】入力線 $ACL_r$ 、 $ACL_t$ の間の電圧 $V_{rt}$ と、トランジスタ $S_{rp}$ 、 $S_{tn}$ の

10

20

30

40

50

導通 / 非導通の状態と、トランジスタ  $S_{tp}$  ,  $S_{rn}$  の導通 / 非導通の状態とを示す図である。

【図 4】突入電流を防止するメカニズムを説明するための回路を示す図である。

【図 5】図 4 に示す回路のブロック線図である。

【図 6】図 4 に示すコンデンサに流れる電流を示す図である。

【図 7】第 1 の実施の形態にかかるモータ駆動装置の他の一例を示す概念的な構成図である。

【図 8】第 1 の実施の形態にかかるモータ駆動装置の他の一例を示す概念的な構成図である。

【図 9】スイッチ態様を示す図である。

10

【図 10】電流ベクトルを示す図である。

【図 11】電源スイッチを投入する際の制御部の動作を示すフローチャートである。

【図 12】第 3 の実施の形態にかかるモータ駆動装置の一例を示す概念的な構成図である。

【図 13】コンデンサへの入力特性を改善するメカニズムを説明するための回路を示す図である。

【図 14】図 13 に示す回路のボード線図である。

【図 15】入力線  $ACL_r$  ,  $ACL_s$  の間の電圧と、コンデンサ  $C_r$  ,  $C_t$  の一組の両端電圧と、クランプコンデンサ  $C_{c1}$  ,  $C_{c2}$  の一組の両端電圧と、直流電源線  $L_1$  ,  $L_2$  の間の電圧とを示す図である。

20

【図 16】非特許文献 1 にかかる電力変換装置を示す構成図である。

【図 17】クランプコンデンサの電気容量とクランプコンデンサの両端電圧の関係を示すグラフである。

【図 18】クランプコンデンサの電気容量とクランプコンデンサの突入電流の関係を示すグラフである。

【符号の説明】

【0104】

1 電流形コンバータ

3 電圧形インバータ

4 モータ

7 制御部

30

$ACL_r$  ,  $ACL_s$  ,  $ACL_t$  入力線

$C_c$  ,  $C_{c1}$  ,  $C_{c2}$  クランプコンデンサ

$L_r$  ,  $L_s$  ,  $L_t$  コイル

$R_{61} \sim R_{63}$  抵抗

$S_{61} \sim S_{63}$  スイッチ

【要約】

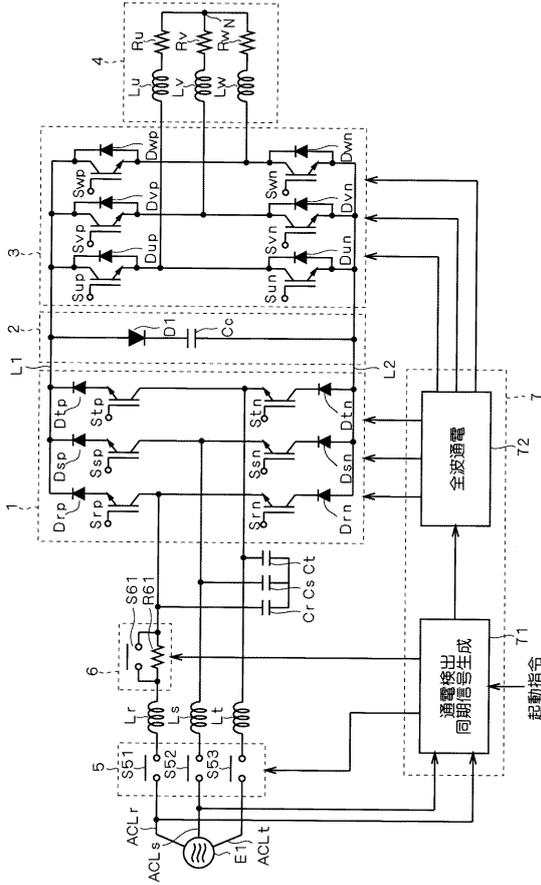
【課題】突入電流を低減できる直接形交流電力変換装置を提供する。

【解決手段】制御部 7 は電源スイッチ 5 を導通させるのと同時若しくはその前に電流形コンバータ 1 を制御して、抵抗  $R_{61}$  が設けられた入力線  $ACL_r$  と、入力線  $ACL_s$  ,  $ACL_t$  の何れか（例えば入力線  $ACL_t$ ）との間のコンデンサ（例えばコンデンサ  $C_r$  ,  $C_t$ ）と、クランプコンデンサ  $C_c$  とを、並列に接続させる。よって、電源スイッチ 5 を導通させた際に、抵抗  $R_{61}$  を介してクランプコンデンサ  $C_c$  へと電流が伝達されるので、クランプコンデンサ  $C_c$  へと突入電流が流れることを防止できる。また、例えばコンデンサ  $C_r$  ,  $C_t$  はクランプコンデンサ  $C_c$  に先立って充電されることがないので、これらを並列に接続させた際にコンデンサ  $C_r$  ,  $C_t$  からクランプコンデンサ  $C_c$  へと突入電流が流れることを防止できる。

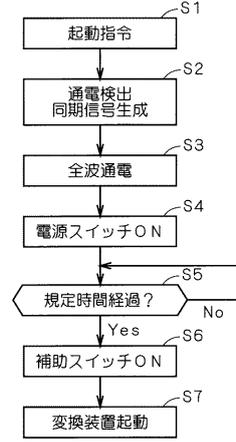
40

【選択図】図 1

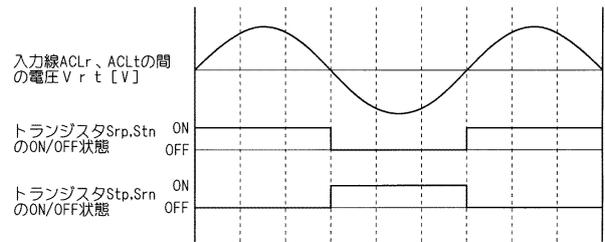
【図1】



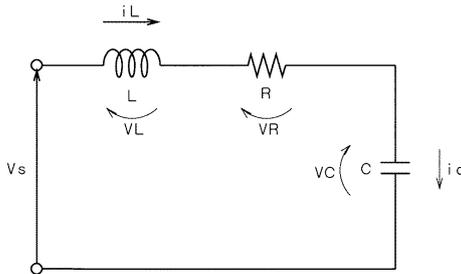
【図2】



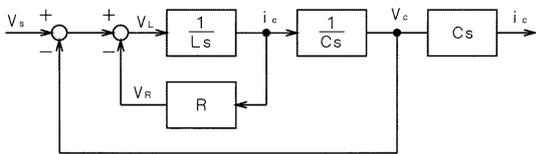
【図3】



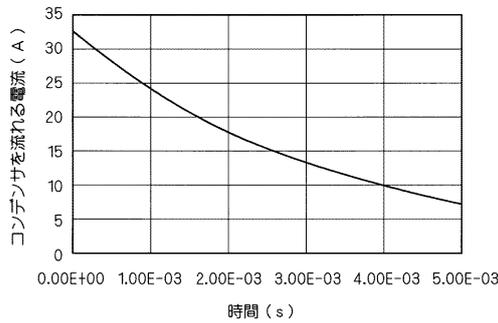
【図4】



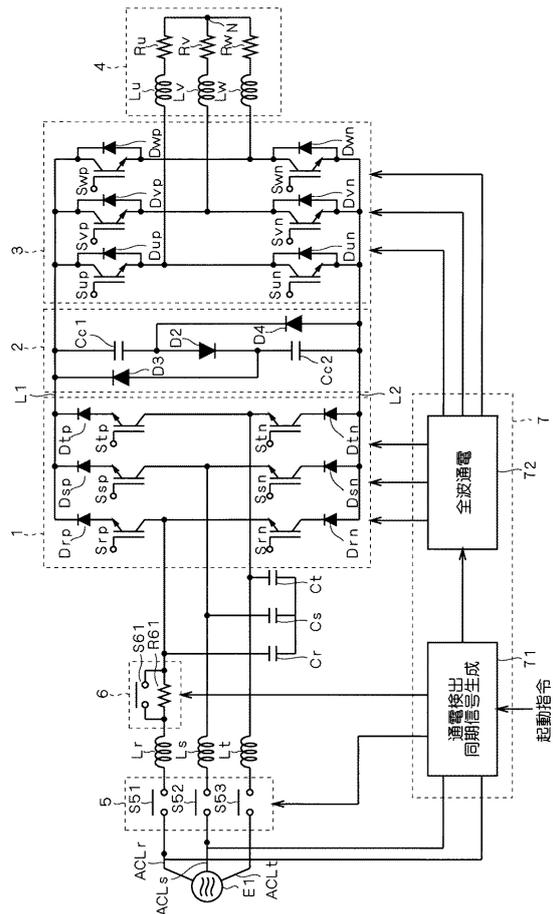
【図5】



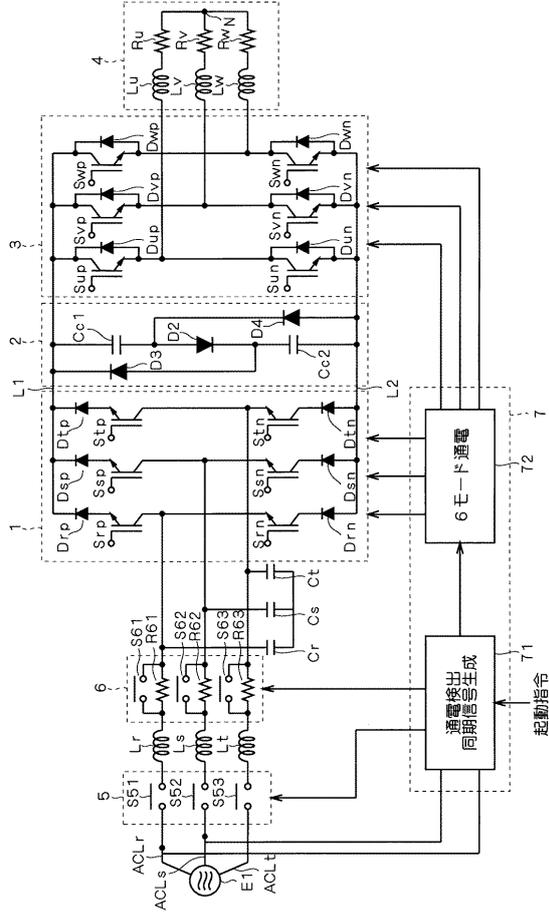
【図6】



【図7】



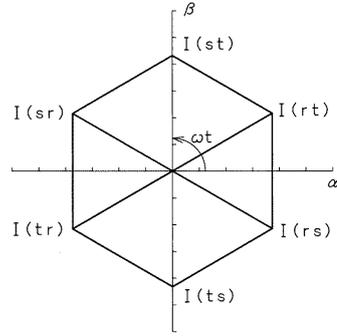
【図 8】



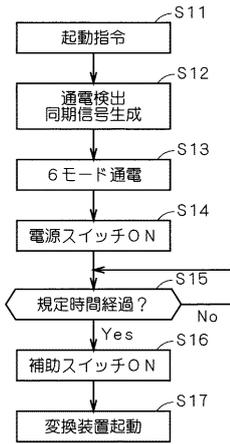
【図 9】

	Srp	Ssp	Stp	Srn	Ssn	Stn
I(rs)	1	0	0	0	1	0
I(rt)	1	0	0	0	0	1
I(st)	0	1	0	0	0	1
I(sr)	0	1	0	1	0	0
I(tr)	0	0	1	1	0	0
I(ts)	0	0	1	0	1	0

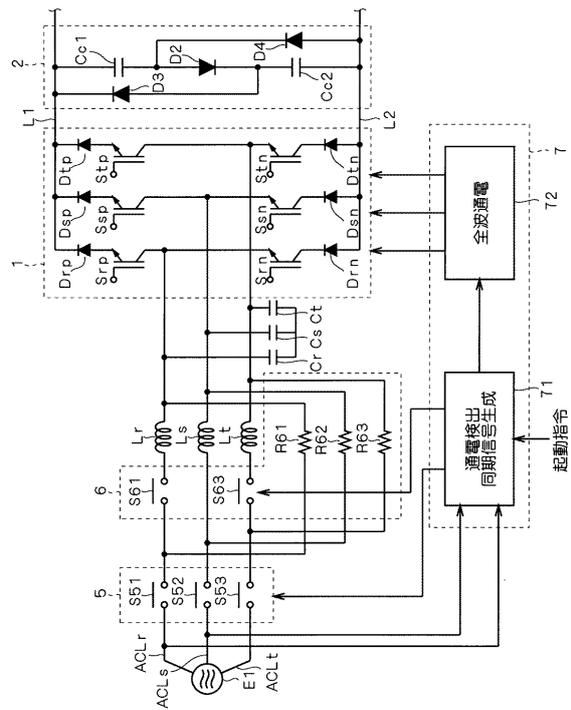
【図 10】



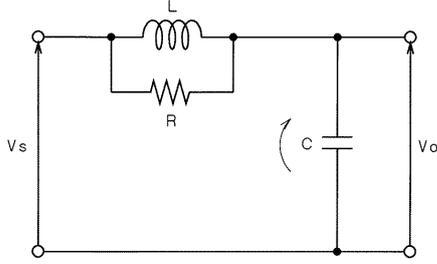
【図 11】



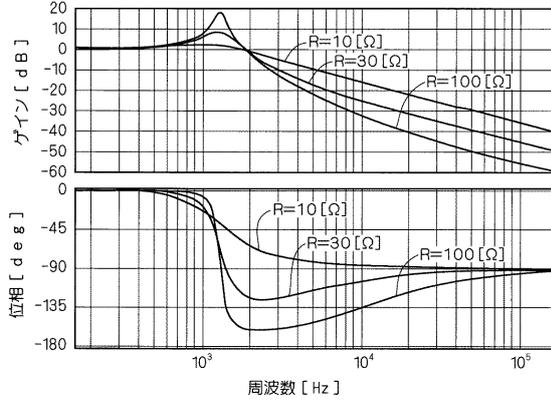
【図 12】



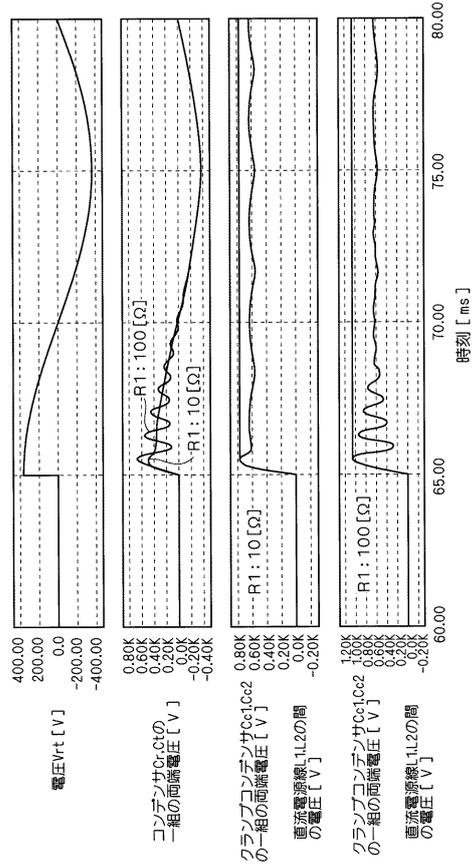
【図 13】



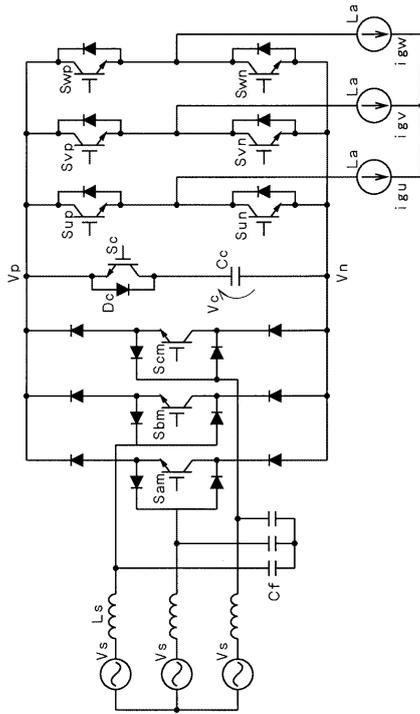
【図 14】



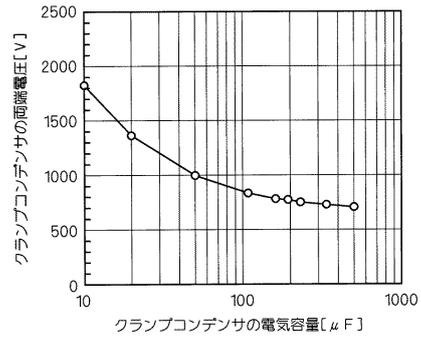
【図 15】



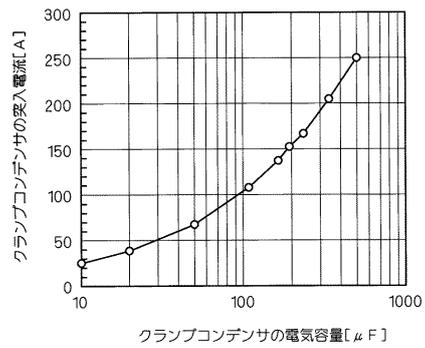
【図 16】



【図 17】



【図 18】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2006 - 311682 ( J P , A )  
特開2000 - 341967 ( J P , A )  
特開平9 - 28039 ( J P , A )  
特開平11 - 18434 ( J P , A )  
特開平8 - 98536 ( J P , A )

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H 0 2 M        7 / 1 2  
H 0 2 M        7 / 4 8  
H 0 2 M        7 / 7 9 7