

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6183434号
(P6183434)

(45) 発行日 平成29年8月23日(2017.8.23)

(24) 登録日 平成29年8月4日(2017.8.4)

(51) Int.Cl.

F 1

HO2M	7/12	(2006.01)	HO2M	7/12	A
HO2M	7/06	(2006.01)	HO2M	7/12	W
HO2J	1/00	(2006.01)	HO2M	7/06	E
			HO2J	1/00	304G
			HO2J	1/00	306B

請求項の数 7 (全 30 頁)

(21) 出願番号 特願2015-191013 (P2015-191013)
 (22) 出願日 平成27年9月29日 (2015.9.29)
 (65) 公開番号 特開2016-185058 (P2016-185058A)
 (43) 公開日 平成28年10月20日 (2016.10.20)
 審査請求日 平成27年9月29日 (2015.9.29)
 (31) 優先権主張番号 特願2014-210821 (P2014-210821)
 (32) 優先日 平成26年10月15日 (2014.10.15)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)
 (31) 優先権主張番号 特願2015-78968 (P2015-78968)
 (32) 優先日 平成27年4月8日 (2015.4.8)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

前置審査

(73) 特許権者 000002853
 ダイキン工業株式会社
 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 川嶋 玲二
 滋賀県草津市岡本町1000番地の2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】アクティブフィルタ、交直変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

一組の交流入力線 (W) から入力する交流電圧 (V_r, V_s, V_t) を整流し、負荷 (4) が両者間に接続される一対の直流母線 (L_H, L_L) へと直流電圧 (V_dc) を出力する整流回路 (2) に対して、前記一組の交流入力線と前記一対の直流母線との間に並列に接続されるアクティブフィルタであって、

第1コンデンサ (C₂) と、

前記第1コンデンサの一対の端のそれぞれを前記一対の直流母線のそれぞれと接続し、少なくともその一方が前記直流電圧に対して順方向となる向きで配置されるダイオード (D₁) である、一対の電流制限素子 (D₁, D₂, R₂) と、

前記一組の交流入力線に接続された一組の交流側端子 (5₁, 5₂, 5₃) と、前記第1コンデンサの両端に接続された一対の直流側端子 (5₄, 5₅) と、前記交流側端子の各々と前記直流側端子の各々とを接続するスイッチング素子の複数と、前記スイッチング素子の各々に逆並列に接続されたダイオードの複数とを有するインバータ (5) と、

前記第1コンデンサ (C₂) と前記一対の電流制限素子 (D₁, D₂, R₂) との間に設けられ、前記直流電圧 (V_dc) に対して逆方向となるクランプ用ダイオードの少なくとも一つ (D₃) と、前記一対の電流制限素子の前記一方よりも前記第1コンデンサ側で前記クランプ用ダイオードを介して前記第1コンデンサと並列に接続されるクランプ用コンデンサ (C₃) とを有するクランプ回路 (8) と

を備え、

10

20

前記一対の電流制限素子は前記一対の直流母線の間で前記クランプ用コンデンサと直列に接続され、

前記一対の電流制限素子の前記一方（D1）は前記クランプ用ダイオードを介して前記第1コンデンサの一対の端の一方に接続される、アクティブフィルタ。

【請求項2】

前記一対の電流制限素子のいずれもが、前記直流電圧に対して順方向となる向きで配置されるダイオード（D1, D2）である、請求項1記載のアクティブフィルタ。

【請求項3】

前記一対の電流制限素子の他方は抵抗（R2）である、請求項1記載のアクティブフィルタ。

10

【請求項4】

前記整流回路（2）は、ダイオードブリッジ（21）と、ローパスフィルタ（22）とを有し、

前記ローパスフィルタ（22）は前記ダイオードブリッジ（21）と前記一対の直流母線（LH, LL）との間に設けられ、

前記ダイオードブリッジ（21）は前記一組の交流入力線（W）と前記ローパスフィルタ（22）との間に設けられ、

前記ローパスフィルタは、一の前記一対の直流母線（LH）と前記ダイオードブリッジ（21）との間に設けられる第1リアクトル（DCL1）と、他の前記一対の直流母線（LL）と前記ダイオードブリッジ（21）との間に設けられる第2リアクトル（DCL2）と、前記一対の直流母線（LH, LL）の間に設けられる第2コンデンサ（C1）とを有する、請求項1乃至請求項3のいずれか一つに記載のアクティブフィルタ。

20

【請求項5】

前記クランプ回路（8）は、前記第1コンデンサ（C2）の前記一対の端の間で前記クランプ用ダイオード（D3）及び前記クランプ用コンデンサ（C3）と直列に接続されて前記直流電圧（Vdc）に対して逆方向となる他のクランプ用ダイオード（D4）を更に有する、請求項1乃至請求項4のいずれか一つに記載のアクティブフィルタ。

【請求項6】

同極性で誘導結合する第3リアクトル（L91）及び第4リアクトル（L92）を更に備え、

30

前記第3リアクトルは、

前記第1コンデンサ（C2）の前記一対の端の前記一方と前記直流母線の一方（LH）との間で前記一対の電流制限素子の前記一方（D1）と直列に接続され、

前記第4リアクトルは、前記第1コンデンサ（C2）の前記一対の端の他方と前記直流母線の他方（LL）との間で前記一対の電流制限素子の他方（D2, R2）と直列に接続され、

前記第3リアクトルと前記第4リアクトルのいずれもが、前記クランプ用コンデンサ（C3）に対して前記第1コンデンサ（C2）側にあるか、前記第1コンデンサと反対側にある、請求項1乃至請求項5のいずれか一つに記載のアクティブフィルタ。

【請求項7】

40

請求項1乃至請求項6のいずれか一つに記載のアクティブフィルタと前記整流回路（2）とを含む、交直変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明はアクティブフィルタに関し、特に並列形アクティブフィルタに関する。

【背景技術】

【0002】

アクティブフィルタを用いて高調波電流を補償し、以て高調波を抑制する技術は、例えば特許文献1～3に紹介されている。

50

【0003】

特許文献1では、昇圧チョッパで昇圧されて平滑コンデンサに与えられた直流電圧を、アクティブフィルタに直接に印加している。

【0004】

特許文献2では、変圧器で昇圧された交流電圧が整流されて直流平滑コンデンサに与えられた直流電圧を、電圧形自励式電力変換器たるアクティブフィルタに直接に印加している。

【0005】

特許文献3ではインバータ側のコンデンサが変換器とインバータとの間で配置され、一つの保護ダイオードを介して整流器側のコンデンサに対して並列に接続されている。

10

【0006】

特許文献4ではいわゆる電解コンデンサレスインバータについて開示される。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特許第4411845号公報

【特許文献2】特許第4284053号公報

【特許文献3】特開2005-223999号公報

【特許文献4】特開2002-51589号公報

【特許文献5】特開2015-092813号公報

20

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

特許文献1, 2に記載された技術では高調波電流の補償は適切であっても、昇圧チョッパや変圧器を必要とする。特許文献3は、並列接続されたコンデンサの間にダイオードが1つ設けられた簡単な技術を紹介するが、アクティブフィルタに与えられる直流電圧が不十分となり、ひいては適切な補償電流が得られない。

【0009】

この発明は、上記の事情に鑑みてなされたもので、簡単な構成で、アクティブフィルタに与えられる直流電圧を高める技術を提供することを目的とする。

30

【課題を解決するための手段】

【0010】

この発明にかかるアクティブフィルタは、一組の交流入力線(W)から入力する交流電圧(V_r, V_s, V_t)を整流し、負荷(4)が両者間に接続される一対の直流母線(L_H, L_L)へと直流電圧(V_dc)を出力する整流回路(2)に対して、前記一組の交流入力線と前記一対の直流母線との間に並列に接続される。

【0011】

そして当該アクティブフィルタの第1の態様は、第1コンデンサ(C2)と、前記第1コンデンサの一対の端のそれぞれを前記一対の直流母線のそれぞれと接続し、少なくともその一方が前記直流電圧に対して順方向となる向きで配置されるダイオード(D1)である、一対の電流制限素子(D1, D2, R2)と、前記一組の交流入力線に接続された一組の交流側端子(51, 52, 53)と、前記第1コンデンサの両端に接続された一対の直流側端子(54, 55)と、前記交流側端子の各々と前記直流側端子の各々とを接続するスイッチング素子の複数と、前記スイッチング素子の各々に逆並列に接続されたダイオードの複数とを有するインバータ(5)と、前記第1コンデンサ(C2)と前記一対の電流制限素子(D1, D2, R2)との間に設けられ、前記直流電圧(V_dc)に対して逆方向となるクランプ用ダイオードの少なくとも一つ(D3)と、前記一対の電流制限素子の前記一方よりも前記第1コンデンサ側で前記クランプ用ダイオードを介して前記第1コンデンサと並列に接続されるクランプ用コンデンサ(C3)とを有するクランプ回路(8)とを備える。前記一対の電流制限素子は前記一対の直流母線の間で前記クランプ用コン

40

50

デンサと直列に接続され、前記一対の電流制限素子の前記一方（D1）は前記クランプ用ダイオードを介して前記第1コンデンサの一対の端の一方に接続される。

【0012】

例えば、前記一対の電流制限素子のいずれもが、前記直流電圧に対して順方向となる向きで配置されるダイオード（D1, D2）である。あるいは例えば、前記一対の電流制限素子の他方は抵抗（R2）である。

【0013】

この発明にかかるアクティブフィルタの第2の態様は、その第1の態様であって、前記整流回路（2）は、ダイオードブリッジ（21）と、ローパスフィルタ（22）とを有し、前記ローパスフィルタ（22）は前記ダイオードブリッジ（21）と前記一対の直流母線（LH, LL）との間に設けられ、前記ダイオードブリッジ（21）は前記一組の交流入力線（W）と前記ローパスフィルタ（22）との間に設けられる。前記ローパスフィルタは、一の前記一対の直流母線（LH）と前記ダイオードブリッジ（21）との間に設けられる第1リアクトル（DCL1）と、他の前記一対の直流母線（LL）と前記ダイオードブリッジ（21）との間に設けられる第2リアクトル（DCL2）と、前記一対の直流母線（LH, LL）の間に設けられる第2コンデンサ（C1）とを有する。

10

【0015】

この発明にかかるアクティブフィルタの第3の態様は、その第1の態様または第2の態様であって、前記クランプ回路（8）は、前記第1コンデンサ（C2）の前記一対の端の間で前記クランプ用ダイオード（D3）及び前記クランプ用コンデンサ（C3）と直列に接続されて前記直流電圧（Vdc）に対して逆方向となる他のクランプ用ダイオード（D4）を更に有する。

20

【0016】

この発明にかかるアクティブフィルタの第4の態様は、その第1の態様、第2の態様または第3の態様であって、同極性で誘導結合する第3リアクトル（L91）及び第4リアクトル（L92）を更に備える。前記第3リアクトルは、前記第1コンデンサ（C2）の前記一対の端の前記一方と前記直流母線の一方（LH）との間で前記一対の電流制限素子の前記一方（D1）と直列に接続され、前記第4リアクトルは、前記第1コンデンサ（C2）の前記一対の端の他方と前記直流母線の他方（LL）との間で前記一対の電流制限素子の他方（D2, R2）と直列に接続される。前記第3リアクトルと前記第4リアクトルとのいずれもが、前記クランプ用コンデンサ（C3）に対して前記第1コンデンサ（C2）側にあるか、前記第1コンデンサと反対側にある。

30

【0017】

交直変換装置を、この発明にかかるアクティブフィルタと前記整流回路（2）とを含んで構成してもよい。

【発明の効果】

【0018】

この発明にかかるアクティブフィルタの第1の態様によれば、アクティブフィルタが通常備える第1コンデンサを、一対の電流制限素子を介して一対の直流母線に接続するという簡単な構成により、直流母線間の電圧よりも高い電圧が第1コンデンサにおいて得られ、高調波電流の抑制を行うことができる。第1コンデンサ、第2コンデンサの静電容量を低減しても、それぞれの電圧の変動が抑制される。

40

【0019】

この発明にかかるアクティブフィルタの第2の態様によれば、インバータの制御に用いられるキャリア成分が、交流入力線に流れる電流において低減する。

【0021】

この発明にかかるアクティブフィルタの第3の態様によれば、電流制限素子たるダイオードやクランプ用ダイオードの電流容量が低減される。

【0022】

この発明にかかるアクティブフィルタの第4の態様によれば、クランプ用コンデンサに

50

対して要求される電力容量が低減する。

【図面の簡単な説明】

【0023】

【図1】第1の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。

【図2】比較例となるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。

【図3】比較例となるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図4】比較例となるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。 10

【図5】第1の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図6】第1の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図7】第2の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。

【図8】第2の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図9】第2の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。 20

【図10】第3の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。

【図11】第3の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図12】第3の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図13】第1変形例たるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。

【図14】第2変形例たるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。 30

【図15】第4の実施の形態にかかるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。

【図16】第4の実施の形態に対する比較例となるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図17】第4の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図18】第3変形例たるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図19】第4変形例たるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。 40

【図20】第4変形例たるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図21】第5の実施の形態にかかるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。

【図22】第5の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図23】第5変形例たるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。

【図24】第5変形例たるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図25】第5の実施の形態に対する比較例となるアクティブフィルタが採用されたモー 50

タ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図26】第6の実施の形態にかかるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。

【図27】第6の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における等価回路を示す回路図である。

【図28】第6の実施の形態におけるコモンモード電圧を説明するグラフである。

【図29】第6の実施の形態におけるコモンモードノイズを説明するグラフである。

【図30】第6の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図31】第6の実施の形態にかかるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。 10

【図32】第6の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における等価回路を示す回路図である。

【図33】第6の実施の形態におけるコモンモードノイズを説明するグラフである。

【図34】第6の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図35】第6変形例たるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。

【図36】第7変形例たるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。

【図37】第8変形例たるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。

【図38】第9変形例たるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。 20

【図39】第7変形例にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図40】第8変形例にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図41】第9変形例にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【図42】第10変形例たるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。

【図43】第10変形例にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。

【発明を実施するための形態】 30

【0024】

第1の実施の形態。

図1は第1の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。

【0025】

当該モータ駆動系では、整流回路2が三相交流の電圧V_r、V_s、V_tを整流し、一対の直流母線L_H、L_Lへと直流電圧V_{d c}を出力する。一対の直流母線L_H、L_L間には負荷4が接続される。電圧V_r、V_s、V_tは、一組の交流入力線Wを介して交流電源1から与えられる。

【0026】 40

そして、当該アクティブフィルタは、一組の交流入力線Wと一対の直流母線L_H、L_Lとの間で、整流回路2に対して並列に接続される、いわゆる並列形アクティブフィルタである。

【0027】

当該アクティブフィルタは、インバータ5と、コンデンサC2と、一対の電流制限素子とを備える。一対の電流制限素子の内のいずれか一方はダイオードであり、第1の実施の形態では一対の電流制限素子は一対のダイオードである場合を例示する。

【0028】

一対のダイオードはそれぞれダイオードD1、D2である。これらはいずれもコンデンサC2の一対の端のそれぞれを一対の直流母線L_H、L_Lのそれぞれと接続する。そして 50

ダイオード D 1 , D 2 のいずれも、直流電圧 V_{dc} に対して順方向となる向きで配置される。

【 0 0 2 9 】

具体的には、直流母線 L H の電位は直流母線 L L の電位よりも高い。ダイオード D 1 のアノードは直流母線 L H に、ダイオード D 2 のカソードは直流母線 L L に、それぞれ接続される。ダイオード D 1 のカソードはコンデンサ C 2 の高電位側の端に、ダイオード D 2 のアノードはコンデンサ C 2 の低電位側の端に、それぞれ接続される。

【 0 0 3 0 】

インバータ 5 は一組の交流入力線 W に連系リクトル 6 を介して接続された一組の交流側端子 5 1 , 5 2 , 5 3 と、コンデンサ C 2 の両端に接続された一対の直流側端子 5 4 , 5 5 を有する。更にインバータ 5 は、交流側端子 5 1 , 5 2 , 5 3 との各々と直流側端子 5 4 , 5 5 の各々とを接続するスイッチング素子を複数有する。図 1 ではこれらのスイッチング素子を IGBT (絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ) として示した。インバータ 5 は更に、これらのスイッチング素子の各々に逆並列に接続されたダイオードの複数も有する。

【 0 0 3 1 】

かかるインバータ 5 の構成及びその動作自体は公知であるので、ここではその詳細を省略する。

【 0 0 3 2 】

整流回路 2 は、ダイオードブリッジ 2 1 と、ローパスフィルタ 2 2 とを有する。ローパスフィルタ 2 2 はダイオードブリッジ 2 1 と一対の直流母線 L H , L L との間に設けられる。ダイオードブリッジ 2 1 は一組の交流入力線 W とローパスフィルタ 2 2 との間に設けられる。

【 0 0 3 3 】

ローパスフィルタ 2 2 は、インバータ 5 のスイッチングによる高調波成分を抑制する観点で設けられることが望ましい。但し、負荷 4 に起因する高調波電流をアクティブフィルタが補償する機能において必須では無い。

【 0 0 3 4 】

ローパスフィルタ 2 2 は、直流母線 L H とダイオードブリッジ 2 1 との間に設けられるリクトル DCL 1 と、一対の直流母線 L H , L L の間に設けられるコンデンサ C 1 とを有している。リクトル DCL 1 は、直流母線 L L とダイオードブリッジ 2 1 との間に設けられてもよい。

【 0 0 3 5 】

負荷 4 は直流負荷であるが、高調波電流が流れる。例えば負荷 4 はインバータ 4 1 とモータ 4 2 とを有する。インバータ 4 1 は直流電圧 V_{dc} を交流電圧に変換してモータ 4 2 に供給する。モータ 4 2 は例えば冷媒を圧縮する圧縮機を駆動する交流モータである。

【 0 0 3 6 】

第 1 の実施の形態にかかるアクティブフィルタの効果を説明するため、比較例を導入して説明する。

【 0 0 3 7 】

図 2 は第 1 の実施の形態に対する比較例となるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。図 2 に示されるアクティブフィルタは、図 1 に示されるアクティブフィルタのダイオード D 2 を短絡除去した構造に相当する。

【 0 0 3 8 】

即ち、当該比較例では、コンデンサ C 1 , C 2 のそれぞれの低電位側の端は、直流母線 L L に共通に接続されている。

【 0 0 3 9 】

このため、第 1 の実施の形態にかかる構成では流れなかった直流母線 L L から直流側端子 5 5 へ向かう電流が、比較例にかかる構成では流れることになる。以下、詳細を説明する。

10

20

30

40

50

【0040】

交流電源 1 から整流回路 2 を介して負荷 4 へ流れる電流 I_7 、交流電源 1 から連系リアクトル 6 を介してアクティブフィルタ（より具体的にはインバータ 5）へ流れる電流 I_5 を導入すると、交流電源 1 から流れ出す電流 I_0 （これは交流入力線 W に流れる電流でもある）は電流 I_7 と電流 I_5 との和となる。また、直流母線 LH から直流側端子 54 に流れる電流 I_1 、直流側端子 54 から直流母線 LL に流れる電流 I_2 を導入する。

【0041】

但し、第 1 の実施の形態にかかる構成では $I_2 = 0$ であるのに対し、比較例では $I_2 < 0$ となり得る。

【0042】

以下、R 相の電圧 V_r よりも S 相の電圧 V_s が高い場合を想定して説明する。図 2 を参照して、電流 I_5 のうち、S 相から R 相へと流れる成分は、インバータ 5 の S 相に対応した上アーム側ダイオード D_{su} と、R 相に対応して導通中の上アーム側スイッチング素子 Q_{ru} を通って流れる。電流 I_7 のうち、S 相から R 相へと流れる成分は、ダイオードブリッジ 21 の S 相に対応した上アーム側ダイオード R_{su} と、リアクトル DCL_1 と、ダイオード D_1 とを流れる。そしてその一部はコンデンサ C_2 に流れ、他の一部は上アーム側スイッチング素子 Q_{ru} を通る。これらの電流についての説明は、第 1 の実施の形態にかかる構成でも、比較例にかかる構成でも同様である。

【0043】

さて比較例にかかる構成では上述のように電流 I_2 は負となり得るので、直流母線 LL からコンデンサ C_2 を介して上アーム側スイッチング素子 Q_{ru} に電流 I_2 が流れ得る。これにより、コンデンサ C_2 が保持する電圧 V_{dc2} は、コンデンサ C_1 が保持する直流電圧 V_{dc} とほぼ等しくなってしまう。コンデンサ C_2 を充電する電流は、ほぼ電流 I_1 、 I_2 の和であるので、電流 I_2 の値が小さいほど（負であればその絶対値が大きいほど）、コンデンサ C_2 は充電されにくくなるからである。

【0044】

このように電圧 V_{dc2} が直流電圧 V_{dc} とほぼ等しくなっていると、高調波電流を補償するための電流 I_5 を適切に流すことができない。これは特許文献 3 について既に指摘した問題点である。

【0045】

図 3 は、比較例となる構成における各部の電流、電圧を示すグラフである。第 2 段のグラフに示された電流 I_2 の波形は、電流 I_2 が負となる期間が長い。これにより第 3 段のグラフに示されるように、電圧 V_{dc2} は直流電圧 V_{dc} をわずかに越えるに留まっている。

【0046】

また、第 1 段のグラフで示されるように、電流 I_2 が流れることにより電流 I_7 も大きく乱れ、電流 I_5 による高調波電流の補償は十分ではなく、結局、電流 I_0 は正弦波から大きく外れた波形を呈することとなる。なお、電流 I_0 、 I_5 、 I_7 の波形については、一つの相、例えば R 相についての波形を示した。他図も同様である。

【0047】

電圧 V_{dc2} を直流電圧 V_{dc} よりも大きくする対策としては、コンデンサ C_1 の静電容量を大きくし、直流電圧 V_{dc} の脈動を抑制することが挙げられる。

【0048】

図 4 は、比較例となる構成における各部の電流、電圧を示すグラフである。但しコンデンサ C_1 の静電容量は、図 3 で示された場合（数十 μF ）と比較して、図 4 で示された場合（数千 μF ）の方が大きく選定されている。

【0049】

図 3 と図 4 とを比較してみれば、コンデンサ C_1 の静電容量を大きくすることにより、電流 I_2 が負となる期間が減ることがわかる。しかしながら、直流電圧 V_{dc} と電圧 V_{dc2} とが一致する期間は存在し、また直流電圧 V_{dc} に対する電圧 V_{dc2} の増分も不

10

20

30

40

50

分である。このため、電流 I_0 の波形は、正弦波から大きく外れている。

【0050】

図5は第1の実施の形態にかかる構成における各部の電流、電圧を示すグラフである。但し、図3で示された場合と、コンデンサ C_1 の静電容量を揃えた。

【0051】

第2段、第3段のグラフを参照して理解されるように、電流 I_2 は正であり、よってコンデンサ C_2 を充電する電流は、比較例よりも第1の実施の形態にかかる構成の方が大きくなる。よって電圧 V_{dc2} も直流電圧 V_{dc} よりも顕著に高くなり、電流 I_5 による電流 I_7 の高調波成分の補償も十分に行える。これにより、電流 I_0 の波形もほぼ正弦波状となっている。

10

【0052】

図6は第1の実施の形態にかかる構成における各部の電流、電圧を示すグラフである。但し、図4で示された場合と、コンデンサ C_1 の静電容量を揃えた。

【0053】

図5で示された場合と比較して、図6で示された場合は、直流電圧 V_{dc} の脈動を抑制することで、電圧 V_{dc2} は更に増大している（図5及び図6のいずれでも直流電圧 V_{dc} のピーク値は280V程度であるが、図5では電圧 V_{dc2} が320V程度であるのにに対し、図6では電圧 V_{dc2} が340V程度である）。

20

【0054】

電流 I_7 は、コンデンサ C_1 の静電容量が大きい方（図6）が乱れやすくなっているが、電流 I_5 がこの乱れをよく補償しており、電流 I_0 の波形もほぼ正弦波状となっている。

【0055】

以上のことから、第1の実施の形態による効果は、コンデンサ C_1 の静電容量の大きさに拘わらず、発揮されることがわかる。つまり、直流電圧 V_{dc} の脈動を平滑できる程度に大きな、例えば電解コンデンサをコンデンサ C_1 に並列に接続することもできる。

【0056】

このように、第1の実施の形態によれば、アクティブフィルタが通常備えるコンデンサ C_2 を、一対のダイオード D_1, D_2 を介して一対の直流母線 L_H, L_L に接続するという簡単な構成により、直流電圧 V_{dc} よりも高い電圧 V_{dc2} を得て、高調波電流の抑制を行うことができる。これは特許文献1に示されたような昇圧チョッパや、特許文献2に示されたような変圧器を必要としない点で、有利である。

30

【0057】

第2の実施の形態。

図7は第2の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。第2の実施の形態にかかるアクティブフィルタは、第1の実施の形態にかかるアクティブフィルタ（図1参照）に対し、ダイオード D_2 を抵抗 R_2 に置換して得られる。

【0058】

つまり、第2の実施の形態にかかるアクティブフィルタは、上述の一対の電流制限素子とを備える点で第1の実施の形態にかかるアクティブフィルタと共通するものの、一対の電流制限素子の内の一方がダイオード D_1 であり、他方は抵抗 R_2 である点で相違する。

40

【0059】

抵抗 R_2 は電流 I_2 を制限し、電流 I_2 の絶対値を小さくする。見方を変えれば、電流 I_2 は抵抗 R_2 において電圧降下を発生させる。よって電圧 V_{dc2} を直流電圧 V_{dc} よりも大きく保持することができる。

【0060】

図8は第2の実施の形態にかかる構成における各部の電流、電圧を示すグラフである。但し、図3で示された場合と、コンデンサ C_1 の静電容量を揃えた。

【0061】

50

第2の実施の形態の電流I2は、第1の実施の形態の電流I2とは異なり、また比較例の電流I2と類似して、負となる期間がある。しかし第2の実施の形態での電流I2の絶対値の最大値は、比較例の電流I2の絶対値の最大値の半分以下となっている。これにより、第2の実施の形態でも電圧Vdc2は310V程度が得られている。

【0062】

図9は第2の実施の形態にかかる構成における各部の電流、電圧を示すグラフである。但し、図4で示された場合と、コンデンサC1の静電容量を揃えた。

【0063】

図8で示された場合と比較して、図9で示された場合は、直流電圧Vdcの脈動を抑制することで、電圧Vdc2は更に増大している（図8及び図9のいずれでも直流電圧Vdcのピーク値は280V程度であるが、図8では電圧Vdc2が310V程度であるのにに対し、図9では電圧Vdc2が310～320V程度である）。

【0064】

電流I7は、コンデンサC1の静電容量が大きい方（図9）が乱れやすくなっているが、電流I5がこの乱れをよく補償しており、電流I0の波形もほぼ正弦波状となっている。

【0065】

以上のことから、第2の実施の形態による効果は、コンデンサC1の静電容量の大きさに拘わらず、発揮されることがわかる。

【0066】

また、第2の実施の形態によれば、アクティブフィルタが通常備えるコンデンサC2を、少なくとも一つのダイオードD1と、電流制限素子たる抵抗R2を介して一対の直流母線LH, LLに接続するという簡単な構成により、第1の実施の形態による効果と同様の効果が得られる。

【0067】

第3の実施の形態。

図10は第3の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。第3の実施の形態にかかるアクティブフィルタは、第1の実施の形態にかかるアクティブフィルタ（図1参照）に対し、ローパスフィルタ22においてリアクトルDCL2を追加して得られる。第1の実施の形態ではローパスフィルタ22は必須では無かったが、第3の実施の形態ではローパスフィルタ22は必須となる。

【0068】

第3の実施の形態にかかるローパスフィルタ22は、直流母線LHとダイオードブリッジ21との間に設けられるリアクトルDCL1と、直流母線LLとダイオードブリッジ21との間に設けられるリアクトルDCL2と、直流母線LH, LLの間に設けられるコンデンサC1とを有する、と把握される。

【0069】

ローパスフィルタ22では、ダイオードブリッジ21の出力側の一対の端子の間で、リアクトルDCL1, DCL2がコンデンサC1を挟んで直列に接続されている、と見ることもできる。

【0070】

図11は、第3の実施の形態にかかる構成における各部の電流、電圧を示すグラフであって、図5と同内容を示す。但し、図5で示されたグラフのうち、電流I1, I2の縦軸を拡大して示すグラフである。図11からは、電流I1, I2の波形が大きく異なっていることが理解される。これは、電流I1, I2が流れる経路における非平衡が原因である。そして当該非平衡を原因として、電流I0, I5, I7のいずれについても、電流I7が負となる区間において波形が太く示されている。この波形が太く見えているのは、ローパスフィルタ22が採用されているにもかかわらず、インバータ5のスイッチングを制御することに採用されるキャリア信号が重畠していることが現れている。

【0071】

10

20

30

40

50

以下、図10を参照して、第3の実施の形態においてこの非平衡が低減される様子を説明する。

【0072】

$V_r < V_s$ となっているとき、電流 I_5 のうち S 相から R 相へ向かう成分は二つの経路を有している。第1の経路は、インバータ5の S 相に対応した上アーム側ダイオード D_{su} 、 R 相に対応して導通中の上アーム側スイッチング素子 Q_{ru} をこの順に通る経路である。第2の経路は電流 I_1 として流れる経路であって、ダイオードブリッジ21の S 相に対応した上アーム側ダイオード R_{su} 、リクトル $DCL1$ 、直流母線 LH 、ダイオード $D1$ 、上アーム側スイッチング素子 Q_{ru} をこの順に通る経路である。図1に示された第1の実施の形態にかかる構成でも第2の経路においてリクトル $DCL1$ が存在する。

10

【0073】

$V_r > V_s$ となっているとき、電流 I_5 のうち R 相から S 相へ向かう成分は二つの経路を有している。第1の経路は、 R 相に対応して導通中の下アーム側スイッチング素子 Q_{rd} 、インバータ5の S 相に対応した下アーム側ダイオード D_{sd} をこの順に通る経路である。第2の経路は電流 I_2 として流れる経路であって、下アーム側スイッチング素子 Q_{rd} 、ダイオード $D2$ 、直流母線 LL 、ダイオードブリッジ21の S 相に対応した下アーム側ダイオード R_{sd} を通る経路である。図1に示された第1の実施の形態にかかる構成では第2の経路においてリクトル $DCL2$ はないが、図10に示された第3の実施の形態にかかる構成では第2の経路においてリクトル $DCL2$ が存在する。

【0074】

20

このように第3の実施の形態では電流 I_1 、 I_2 が流れる経路においてそれぞれリクトル $DCL1$ 、 $DCL2$ が存在する。これにより、電流 I_1 、 I_2 の非平衡は緩和される。

【0075】

図12は第3の実施の形態にかかる構成における各部の電流、電圧を示すグラフであって、図11と対応した内容を示す。図11に示された場合と比較して、図12に示された場合は、電流 I_1 、 I_2 の波形が類似しており、電流 I_0 、 I_5 、 I_7 の波形でのキャリア信号の重畠が低減していることが見て取れる。

【0076】

30

このように第3の実施の形態では、ローパスフィルタ22の構成において、一対のリクトル $DCL1$ 、 $DCL2$ がコンデンサ $C1$ を挟みつつ、これらの三者がダイオードブリッジ21の出力側において直列に接続されている。これにより電流 I_1 、 I_2 の非平衡が緩和され、以てインバータ5の制御に用いられるキャリア成分が電流 I_0 において低減する。

【0077】

第1変形例。

図13は、第1変形例たるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。第1の実施の形態で示された構成(図1参照)において、ダイオード $D1$ を抵抗 $R1$ に置換した構成を有している。かかる構成は第2の実施の形態で示された構成(図7参照)と同様にして、抵抗 $R1$ が電流制限素子として機能し、同様の効果を得ることができる。

40

【0078】

第2変形例。

図14は、第2変形例たるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系を示す回路図である。第3の実施の形態で示された構成(図10参照)において、ダイオード $D2$ を抵抗 $R2$ に置換した構成を有している。かかる構成によれば、第2の実施の形態で説明された内容に鑑みて、第3の実施の形態と同様の効果を得ることができる。但し、電流 $I1$ がダイオード $D1$ を流れ、電流 $I2$ が抵抗 $R2$ を流れるので、電流 $I1$ 、 $I2$ の非平衡が緩和される効果は、第3の実施の形態の方が期待される。

【0079】

50

このように、第1の実施の形態、第2の実施の形態、第3の実施の形態、あるいは变形は、互いにそれぞれの作用効果を滅却しない限りにおいて、相互に組み合わせて变形を創出できる。

【0080】

第4の実施の形態。

図15は、第4の実施の形態にかかるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。第4の実施の形態にかかるアクティブフィルタは、第1の実施の形態にかかるアクティブフィルタ(図1参照)に対し、クランプ回路8を追加して得られる。

【0081】

このようなクランプ回路8を設けることは、特にコンデンサC1,C2の静電容量を低減する場合に好適である。コンデンサC1の静電容量を小さくし、いわゆる電解コンデンサレスインバータ(例えば特許文献4、特許文献5を参照)が採用される場合、コンデンサC2の静電容量も小さくすることができる。コンデンサC1,C2の静電容量が低いと、整流回路2やインバータ5から出力されるサージ電流が直流電圧Vdcや電圧Vdc2(第1の実施の形態参照)に与える影響が大きい。そこでクランプ回路8を設けることによって、かかる影響を小さくする。

【0082】

換言すれば、クランプ回路8を設けることにより、コンデンサC1,C2の静電容量が低くても、それぞれの電圧たる直流電圧Vdc、電圧Vdc2の変動が抑制される。

【0083】

具体的には、第4の実施の形態においてクランプ回路8は、クランプ用ダイオードD3と、クランプ用コンデンサC3とを有する。クランプ用ダイオードD3は、コンデンサC2と電流制限素子たるダイオードD1との間に設けられ、直流電圧Vdcに対して逆方向となる。より具体的にはクランプ用ダイオードD3は、そのアノードがコンデンサC2に接続され、そのカソードがダイオードD1のカソードに接続される。

【0084】

一対の電流制限素子たるダイオードD1,D2は、直流母線LH,LLの間でクランプ用コンデンサC3と直列に接続される。ダイオードD1はクランプ用ダイオードD3を介してコンデンサC1の一端に接続される。よって具体的には、クランプ用コンデンサC3は、ダイオードD1のカソードと、ダイオードD2のアノードとの間に接続される。見方を変えれば、クランプ用コンデンサC3は、ダイオードD1よりもコンデンサC2側でクランプ用ダイオードD3を介してコンデンサC2と並列に接続される。

【0085】

図16は、第4の実施の形態に対する比較例となるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。具体的には、当該比較例は、図15に示されたダイオードD2を短絡除去した構成を有する。つまり第4の実施の形態に対する当該比較例の関係は、第1の実施の形態に対する(第1の実施の形態における)比較例の関係と同じである。

【0086】

図17は、第4の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。図16及び図17において電流I0,I5,I7は第1の実施の形態で説明したものであり、図1に図示される。

【0087】

図16と図17を比較して明白なように、第4の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用された場合は、その比較例たるアクティブフィルタが採用された場合よりも、電圧Vdc2と直流電圧Vdcとの差が大きく、電流I0が正弦波に近い。

【0088】

つまり、クランプ回路8を設けた構成においても、第1の実施の形態と同様に、コンデンサC2を、一対のダイオードD1,D2を介して一対の直流母線LH,LLに接続するという簡単な構成により、直流電圧Vdcよりも高い電圧Vdc2を得て、高調波電流の

10

20

30

40

50

抑制を行うことができる。

【0089】

図18は、第4の実施の形態の変形たる第3変形例のアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。第3変形例は第4の実施の形態に対し、ローパスフィルタ22として、第3の実施の形態で採用された構成、即ちダイオードブリッジ21の出力側の一対の端子の間で、リアクトルDCL1, DCL2がコンデンサC1を挟んで直列に接続されている構成を採用したものである。

【0090】

つまり、第4の実施の形態に対する第3変形例の関係は、第1の実施の形態に対する第3実施の形態の関係と同じである。

10

【0091】

図17に示された電流I0, I5, I7の波形は、電流I7が負となる区間において波形が太く示されている。この波形が太く見えているのは、第3の実施の形態で説明したように、第1の実施の形態ではローパスフィルタ22が採用されているにもかかわらず、インバータ5のスイッチングを制御することに採用されるキャリア信号が重畠していることが現れている。これは電流I1, I2が流れる経路における非平衡が原因である。

【0092】

よって第3の実施の形態と同様に、リアクトルDCL1, DCL2を採用することにより、図18に示されるように電流I0, I5, I7の波形もそれぞれの平衡が反映されている。

20

【0093】

よって第3変形例でも第3の実施の形態と同様に、電流I1, I2の非平衡が緩和され、以てインバータ5の制御に用いられるキャリア成分が電流I0において低減する。

【0094】

図19は、第4の実施の形態の変形たる第4変形例のアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。第4変形例は第4の実施の形態に対し、電流制限素子としてダイオードD2に代えて抵抗R2を採用したものである。つまり、第4の実施の形態に対する第4変形例の関係は、第1の実施の形態に対する第2の実施の形態の関係と同じである。

【0095】

図20は第4変形例たるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。第2の実施の形態と同様に電流I2は負となる期間が多く存在するが、電圧Vdc2は直流電圧Vdcよりも明らかに高い。このようにして第4変形例でも第2の実施の形態と同様の効果が得られる。

30

【0096】

第5の実施の形態。

図21は第5の実施の形態にかかるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。第5の実施の形態ではクランプ回路8が、第4の実施の形態で示されたクランプ回路8に対してクランプ用ダイオードD4が追加された構成を有している。

【0097】

具体的にはクランプ用ダイオードD4は、コンデンサC2の一対の端の間でクランプ用ダイオードD3及びクランプ用コンデンサC3と直列に接続される。クランプ用ダイオードD4は直流電圧Vdcに対して逆方向となる。更に具体的には、クランプ用ダイオードD4はそのアノードがダイオードD2のアノードに、そのカソードがコンデンサC2に、それぞれ接続される。

40

【0098】

インバータ5から直流母線LH, LL側を見て、クランプ用ダイオードD4とダイオードD2とは直列に接続され、かつそれらの順方向は相互に逆向きとなって配置されている。従ってダイオードD1, D2及びクランプ用ダイオードD3, D4を流れる電流は必ずクランプ用コンデンサC3を充電することになる。よってクランプ用ダイオードD3に要求される電流容量は、クランプ用ダイオードD4を設けることにより小さくすることがで

50

きる。しかもクランプ用ダイオードD4に要求される電流容量も、クランプ用ダイオードD3に要求される電流容量と同程度で足りる。従ってまた、ダイオードD1, D2に要求される電流容量も低減することができる。

【0099】

図22は、第5の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。第5の実施の形態における電流I1, I2は、第4の実施の形態における電流I1, I2(図17参照)よりも小さい。これは上述のダイオードD1, D2及びクランプ用ダイオードD3, D4に要求される電流容量の低減を根拠づけるものとなっている。

【0100】

しかも本実施の形態では電流I1, I2の平衡も改善されるので、電流I0, I5, I7におけるキャリア成分は、第4の実施の形態と比較して低減される。

【0101】

図23は第5変形例たるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。第5変形例は第5の実施の形態に対し、電流制限素子としてダイオードD2に代えて抵抗R2を採用したものである。つまり、第5の実施の形態に対する第5変形例の関係は、第1の実施の形態に対する第2の実施の形態の関係と同じである。

【0102】

図24は第5変形例たるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。第2の実施の形態と同様に電流I2は負となる期間が多く存在するが、電圧Vdc2は直流電圧Vdcよりも明らかに高い。このようにして第5変形例でも第2の実施の形態と同様の効果が得られる。

【0103】

なお、第5変形例においてはダイオードD2の逆方向電流ほどにはキャリア成分を阻止できない。よって電流I0における波形の改善度は、クランプ用ダイオードD4が無い場合(第4変形例:図20参照)と同程度である。換言すれば、電流制限素子としてダイオードD2ではなく抵抗R2を採用した場合には、クランプ用ダイオードD4の有無は効果に与える影響が小さいといえる。

【0104】

図25は、第5実施の形態に対する比較例となるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。具体的には、当該比較例は、図21に示されたダイオードD2を短絡除去した構成を有する。つまり第5の実施の形態に対する当該比較例の関係は、第1の実施の形態に対する(第1の実施の形態における)比較例の関係と同じである。

【0105】

図22及び図24と、図25の比較から、電流制限素子たるダイオードD2あるいは抵抗R2が果たす、電流I0, I5, I7の波形を改善する機能が看取できる。

【0106】

第6の実施の形態。

図26は第6の実施の形態にかかるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。但し、第6の実施の形態の説明に用いるため、ダイオードブリッジ21が出力する電圧Vdb、クランプ用コンデンサC3に流れる電流I8、クランプ用ダイオードD3, D4にそれぞれ(順方向電流として)流れる電流I3, I4、及びクランプ用コンデンサC3に掛る電圧Vc3を更に導入している。ここで電圧Vdbは直流母線LLを基準とし、電流I8はダイオードD1及びクランプ用ダイオードD3からダイオードD2及びクランプ用ダイオードD4へと向かう方向を正の方向とし、電圧Vc3はダイオードD2とクランプ用ダイオードD4との接続点を基準とした。

【0107】

図27は、第6の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における等価回路を示す回路図である。但しこの等価回路ではコモンモード電圧に着目して

10

20

30

40

50

示している。

【0108】

具体的には、ダイオードブリッジ21は電圧V_{db}のコモンモード電圧V_{dbc}を発生し、インバータ5は電圧V_{dc2}のコモンモード電圧V_{fc}を発生する。電圧V_{db}、V_{c3}の基準を上述の様に採用したことにより、図27に矢印で示される方向が正の電圧の方向となる。

【0109】

図1を参照して、交流電源1から得られる電圧V_r、V_s、V_tが三相交流電圧を成すので、コモンモード電圧V_{dbc}は式(1)で求められる。

【0110】

$$V_{dbc} = (V_r + V_s + V_t) / 3 \dots (1)$$

【0111】

また、直流側端子55を基準とした交流側端子51、52、53のそれぞれの電圧V_u、V_v、V_wを導入すると、コモンモード電圧V_{fc}は式(2)で求められる。

【0112】

$$V_{fc} = (V_u + V_v + V_w) / 3 \dots (2)$$

【0113】

図28はコモンモード電圧V_{fc}を説明するグラフである。インバータ5のスイッチング動作はキャリアCWと信号波V_{u*}、V_{v*}、V_{w*}との比較によって決定される。信号波V_{u*}、V_{v*}、V_{w*}は電圧V_u、V_v、V_wの指令値に対応する。簡単に説明すると、キャリアCWが信号波V_{u*}以上の値を探る場合に電圧V_uは電圧V_{dc2}と一致し、それ以外の場合には電圧V_uは0となる。電圧V_v、V_wについても同様である。このような技術は当業者に周知があるので、ここではその詳細を省略する。

【0114】

このようにして電圧V_u、V_v、V_wが決定されるので、コモンモード電圧V_{fc}は電圧V_{dc2}の0倍、1/3倍、2/3倍、1倍の4種の値を探るステップ状の波形を呈する。当該波形の基本周波数はキャリアCWの周波数と一致する。

【0115】

ここで、信号波V_{u*}、V_{v*}、V_{w*}を式(3)で表す。但し変調率K及び信号波V_{u*}、V_{v*}、V_{w*}の周期についての位相θを導入した。

【0116】

$$V_u = K \cdot \sin(\theta), V_v = K \cdot \sin(-2\pi/3), V_w = K \cdot \sin(+2\pi/3) \dots (3)$$

【0117】

これにより、電圧V_uが電圧V_{dc2}を探る時間の半値a、電圧V_vが電圧V_{dc2}を探る時間の半値b、電圧V_wが電圧V_{dc2}を探る時間の半値cは式(4)で表される。但しキャリアCWの周期T_{sw}を導入した。

【0118】

$$a = (T_{sw}/2) / (1/2 - K \cdot \sin(\theta)), b = (T_{sw}/2) / (1/2 - K \cdot \sin(-2\pi/3)), c = (T_{sw}/2) / (1/2 - K \cdot \sin(+2\pi/3)) \dots (4)$$

【0119】

図29は、第6実施の形態におけるコモンモードノイズを説明するグラフである。ここでは電圧V_r、V_s、V_tの実効値が400Vである場合を例示した。直流電圧V_{dc}はローパスフィルタ22の作用によって平滑された波形を呈している。他方、コモンモード電圧V_{dbc}は200V近傍で細かな変動を呈している。なお、ダイオードブリッジ21では直列に接続された上アーム側ダイオードと下アーム側ダイオードのいずれか一方が導通するので、コモンモード電圧V_{dbc}は直流電圧V_{dc}の1/3程度となる。

【0120】

電圧V_{dc2}はコモンモード電圧V_{fc}の上限を結ぶ包絡線を呈する。コモンモード電圧V_{com}はコモンモード電圧V_{dbc}、V_{fc}の和であり、図27から理解されるように、電圧V_{c3}のコモンモード電圧に相当する。よって電圧V_{dc2}のコモンモード電圧

10

20

30

40

50

V_{fc} に対する振る舞いと同様に、電圧 V_{C3} もコモンモード電圧 V_{com} のほぼ上限を結ぶ包絡線を呈する。但し電圧 V_{C3} は電圧 V_{dc2} よりも $V_{dc2}/3$ 程度高い。

【0121】

コモンモード電圧 V_{com} に由来して、電圧 V_{C3} は電圧 V_{dc2} と比較して高くなり、電流 I_8 も大きい。これはクランプ用コンデンサ C_3 に対して大きな電力容量を要求することとなり、クランプ回路 8 の、ひいてはアクティブフィルタ全体を小型に、かつ安価に構成することを阻む。

【0122】

なお、より巨視的な時間軸で見た諸量を図 30 に示す。ここには第 5 実施の形態で既に説明された電流 I_0, I_1, I_2, I_5, I_7 並びに直流電圧 V_{dc} 及び電圧 V_{dc2} の他、電流 I_3, I_4 及び電圧 V_{C3} をも示した。但し図 30 のグラフでは、図 22 のグラフとは、直流電圧 V_{dc} が異なった設定を採用しているので、波形がやや異なっている。

10

【0123】

図 31 は、第 6 の実施の形態にかかるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。図 31 に示された構成は、図 26 に示された（第 5 の実施の形態にかかる）構成に対し、コモンモードチョーク L_9 を追加した点で異なっている。

【0124】

コモンモードチョーク L_9 は、同極性で誘導結合するリアクトル L_{91}, L_{92} を有している。リアクトル L_{91} は直流母線 L_H とコンデンサ C_2 の端の一方（高電位端）との間でダイオード D_1 と直列に接続される。リアクトル L_{92} は直流母線 L_L とコンデンサ C_2 の端の他方（低電位端）との間でダイオード D_2 と直列に接続される。また、リアクトル L_{91}, L_{92} のいずれもが、クランプ用コンデンサ C_3 に対してコンデンサ C_2 側にあるか、コンデンサ C_2 と反対側にある。

20

【0125】

図 31 においては、リアクトル L_{91} がクランプ用ダイオード D_3 とコンデンサ C_2 の高電位端との間に接続され、リアクトル L_{92} がクランプ用ダイオード D_4 とコンデンサ C_2 の低電位端との間に接続される場合が例示される。よってリアクトル L_{91}, L_{92} のいずれもが、クランプ用コンデンサ C_3 に対してコンデンサ C_2 と反対側にある。

【0126】

図 32 は第 6 の実施の形態にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における等価回路を示す回路図である。図 32 は図 27 と同様に、コモンモード電圧に着目した等価回路を示している。

30

【0127】

この等価回路においてコモンモードチョーク L_9 はインバータ 5 とクランプ用コンデンサ C_3 との間に配置され、電圧 V_{C3} と同じ方向に電圧 V_9 が発生する。これにより、コモンモード電圧 V_{com} は打ち消される。また電流 I_5, I_7 に流れるコモンモード電流もキャンセルされ、電流 I_8 も小さくなる。

【0128】

図 33 は第 6 の実施の形態におけるコモンモードノイズを説明するグラフであり、図 29 と同じ諸量を示す。電流 I_8 は小さくなり、電圧 V_{C3} は電圧 V_{dc2} 程度となることが分かる。よってクランプ用コンデンサ C_3 に対して要求される電力容量が低減する。

40

【0129】

図 34 はより巨視的な時間軸で見た諸量を示し、図 30 と同じ諸量を示す。電圧 V_{C3} は電圧 V_{dc2} 程度となるのみならず、電流 I_1, I_2, I_3, I_4 も小さくなることが看取される。これはダイオード D_1, D_2 やクランプ用ダイオード D_3, D_4 に要求される電力容量を小さくできる観点で有利である。

【0130】

コモンモードチョーク L_9 におけるコイルの巻数 N を導入すると、コモンモードチョーク L_9 に流れる磁束 cmc は式 (5) で表される。但し記号 Δ と記号 dt とは、これら二者によって挟まれた量の時間積分を示す。

50

【0131】

$$cmc = (1/N) \cdot V_9 \cdot dt \dots (5)$$

【0132】

コモンモード電圧 V_{fc} が全てコモンモードチョーク L_9 に印加された場合、そのピーク値 $peak$ を検討する。但し簡単のため、図 28 に示されたように $c < a < b$ ($< T_{sw}/2$) の場合について説明する。これは $-1/6 < \phi < 1/6$ の場合に相当する。この場合、図 28 を参照して、ピーク値 $peak$ は式 (6) で求められる。インバータ 5 が三相正弦波変調で動作する場合、磁束 cmc は位相 ϕ について $1/6$ を周期とする周期関数となる。図 28 には磁束 cmc も併記した。

【0133】

$$peak = (1/N) \cdot [(Vdc2/2)(c-0) + (Vdc2/3)(a-c)] = (Vdc2/N) \cdot (c/6 + a/3) \dots (6)$$

【0134】

ピーク値 $peak$ が最大となるのは変調率 K が 0 となるときであって、インバータ 5 の上アーム側スイッチング素子が全てオンとなって下アーム側スイッチング素子が全てオフとなる場合、もしくは、上アーム側スイッチング素子が全てオフとなって下アーム側スイッチング素子が全てオンとなる場合である。このときには $a = b = c = T_{sw}/4$ であり、ピーク値 $peak$ は式 (7) で表される。

【0135】

$$peak = (1/N) \cdot (Vdc2/2) \cdot (T_{sw}/4) = (Vdc2 \cdot T_{sw}) / (8 \cdot N) \dots (7)$$

【0136】

コモンモードチョーク L_9 がコアを有しているとき、そのコアの飽和磁束が式 (7) で示されるピーク値 $peak$ よりも大きく選定されることが望まれる。つまり当該コアは、電圧 V_{dc2} が高いほど、キャリア CW の周波数が高い（これはインバータ 5 のスイッチング周波数が高いことに繋がる）ほど、コモンモードチョーク L_9 のコアに要求される飽和磁束も高まる。

【0137】

図 35 は第 6 变形例たるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。第 6 变形例は第 6 の実施の形態に対し、クランプ回路 8 に対するコモンモードチョーク L_9 の位置が異なっている。

【0138】

具体的には、第 6 变形例におけるコモンモードチョーク L_9 も、同極性で誘導結合するリアクトル L_{91}, L_{92} を有している。そしてリアクトル L_{91} は直流母線 LH とコンデンサ C_2 の高電位端との間でダイオード D_1 と直列に接続され、リアクトル L_{92} は直流母線 LL とコンデンサ C_2 の低電位端との間でダイオード D_2 と直列に接続される。但しリアクトル L_{91} は、クランプ用コンデンサ C_3 よりもコンデンサ C_2 から遠い側で、クランプ用ダイオード D_3 とダイオード D_1 との間に設けられる。またリアクトル L_{92} は、クランプ用コンデンサ C_3 よりもコンデンサ C_2 から遠い側で、クランプ用ダイオード D_4 とダイオード D_2 との間に設けられる。よってリアクトル L_{91}, L_{92} のいずれもが、クランプ用コンデンサ C_3 に対してコンデンサ C_2 と反対側にある。

【0139】

このような構成においてもコモンモードチョーク L_9 が第 6 の実施の形態と同様に機能し、同様の作用効果を果たすことは明らかである。その理由は：第 6 变形例の等価回路は、図 32 に示された等価回路においてクランプ用コンデンサ C_3 の位置とコモンモードチョーク L_9 の位置を入れ替えたものであること；クランプ用コンデンサ C_3 とコモンモードチョーク L_9 とは互いに直列接続された関係にあること；直列接続された二つの素子を入れ替えてもその直列接続された構成が当該直列接続の外部に対して果たす作用効果は異なること；である。

【0140】

図 36、図 37、図 38 は、それぞれ第 7 变形例、第 8 变形例、第 9 变形例たるアクティブフィルタの構成を部分的に示す回路図である。第 7 乃至第 9 变形例は第 6 の実施の形

10

20

30

40

50

態に対し、クランプ回路 8 に対するコモンモードチョーク L 9 の位置が異なっている。

【0141】

具体的には、第 7 乃至第 9 変形例におけるコモンモードチョーク L 9 も、同極性で誘導結合するリアクトル L 9 1, L 9 2 を有している。そしてリアクトル L 9 1 は直流母線 L H とコンデンサ C 2 の高電位端との間でダイオード D 1 と直列に接続され、リアクトル L 9 2 は直流母線 L L とコンデンサ C 2 の低電位端との間でダイオード D 2 と直列に接続される。

【0142】

但し第 7 変形例では、リアクトル L 9 1 は、クランプ用コンデンサ C 3 よりもコンデンサ C 2 に近い側で、クランプ用ダイオード D 3 とダイオード D 1 との間に設けられる。またリアクトル L 9 2 は、クランプ用コンデンサ C 3 よりもコンデンサ C 2 に近い側で、クランプ用ダイオード D 4 とダイオード D 2 との間に設けられる。よってリアクトル L 9 1, L 9 2 のいずれもが、クランプ用コンデンサ C 3 に対してコンデンサ C 2 側にある。

【0143】

第 8 変形例では、リアクトル L 9 1 は、直流母線 L H とダイオード D 1 との間に設けられる。またリアクトル L 9 2 は直流母線 L L とダイオード D 2 との間に設けられる。よってリアクトル L 9 1, L 9 2 のいずれもが、クランプ用コンデンサ C 3 に対してコンデンサ C 2 と反対側にある。

【0144】

第 9 変形例では、リアクトル L 9 1 は、クランプ用コンデンサ C 3 よりもコンデンサ C 2 から遠い側で、クランプ用ダイオード D 3 とダイオード D 1 との間に設けられる。またリアクトル L 9 2 は、直流母線 L L とダイオード D 2 との間に設けられる。よってリアクトル L 9 1, L 9 2 のいずれもが、クランプ用コンデンサ C 3 に対してコンデンサ C 2 と反対側にある。

【0145】

あるいはリアクトル L 9 1 が直流母線 L H とダイオード D 1 との間に設けられ、リアクトル L 9 2 がクランプ用コンデンサ C 3 よりもコンデンサ C 2 から遠い側で、クランプ用ダイオード D 4 とダイオード D 2 との間に設けられてもよい。

【0146】

図 39、図 40、図 41 は、それぞれ第 7 変形例、第 8 変形例、第 9 変形例にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフである。具体的には電流 I 0, I 8 及び電圧 V d c, V d c 2, V C 3 を示す。これらの変形例においても第 6 の実施の形態（図 34 参照）と同様に、電圧 V C 3 は電圧 V d c 2 程度に抑えられている。

【0147】

第 6 実施の形態及び第 6 乃至第 9 変形例では、第 5 の実施の形態に対してコモンモードチョーク L 9 を追加した構成が示された。しかしコモンモードチョーク L 9 を第 4 の実施の形態に対して追加してもよい。換言すれば、第 6 実施の形態及び第 6 乃至第 9 変形例からクランプ用ダイオード D 4 を省略してもよい。

【0148】

図 42 は、第 6 変形例においてクランプ用ダイオード D 4 を短絡除去して得られる、第 10 変形例の構成を部分的に示す回路図である。図 43 は第 10 変形例にかかるアクティブフィルタが採用されたモータ駆動系における各部の電流、電圧を、具体的には電流 I 0, I 8 及び電圧 V d c, V d c 2, V C 3 を示すグラフである。

【0149】

第 10 変形例において、クランプ用ダイオード D 4 がないために電流 I 8 が高くなる時間領域があるものの、第 6 変形例と同様に電圧 V C 3 を電圧 V d c 2 程度に抑える効果が得られる。

【0150】

なるほど、コモンモード電圧を低減するためには、例えば電流 I 5 が流れる三相の経路

10

20

30

40

50

、あるいは電流 I_7 が流れる三相の経路において、三相のコモンモードチョークを設けることも考えられる。

【0151】

しかしながらそのような場合と比較して、第6の実施の形態あるいは第6変形例では電流容量が小さい単相のコモンモードチョーク L_9 で足りる。これは、アクティブフィルタ全体の、ひいては当該アクティブフィルタを採用するモータ駆動系を小型に、かつ安価に構成できる観点で有利である。

【0152】

なお、第6の実施の形態及び第6乃至第10変形例ではダイオード D_2 を採用しているが、第5変形例の第5の実施の形態に対する変形と同様に、これに代えて抵抗 R_2 を採用してもよい。

10

【0153】

上述の第5の実施の形態、第6の実施の形態及び第6乃至第10変形例のいずれにおいても、電流 I_8 が急峻に変動しないように、クランプ用コンデンサ C_3 に対して直列に抵抗を接続してもよい。

【0154】

上述のアクティブフィルタと整流回路2を含めた構成を、交直変換装置として把握することができる。

【符号の説明】

【0155】

20

2 整流回路

2 1 ダイオードブリッジ

2 2 ローパスフィルタ

4 負荷

5 インバータ

5 1, 5 2, 5 3 交流側端子

5 4, 5 5 直流側端子

8 クランプ回路

C 1, C 2 コンデンサ

C 3 クランプ用コンデンサ

30

D 1, D 2 ダイオード

D 3, D 4 クランプ用ダイオード

D CL 1, D CL 2, L 9 1, L 9 2 リアクトル

L H, L L 直流母線

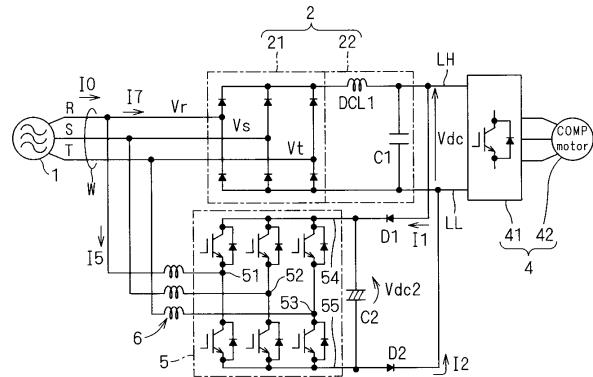
R 1, R 2 抵抗

V dc 直流電圧

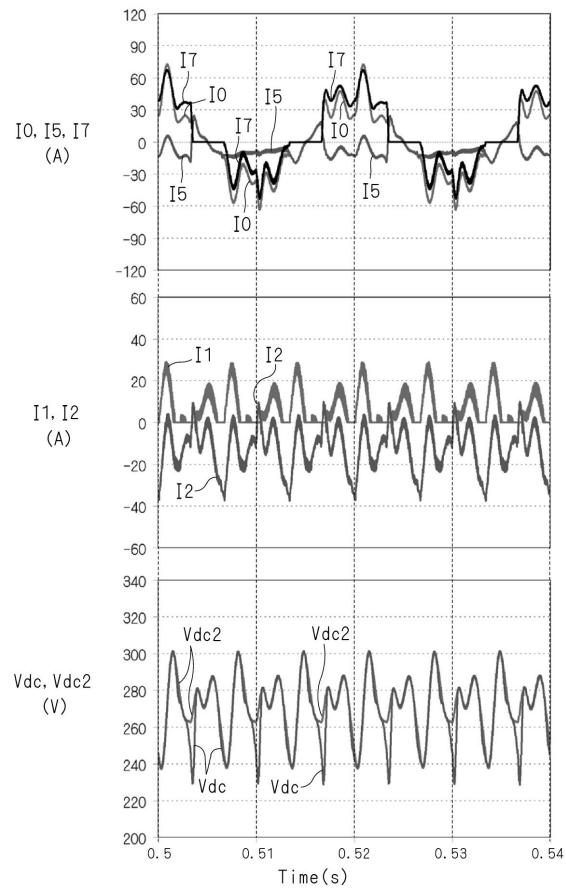
V r, V s, V t (三相交流の) 電圧

W 交流入力線

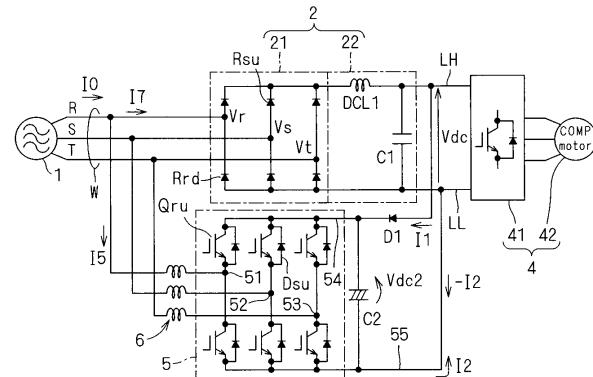
【図1】



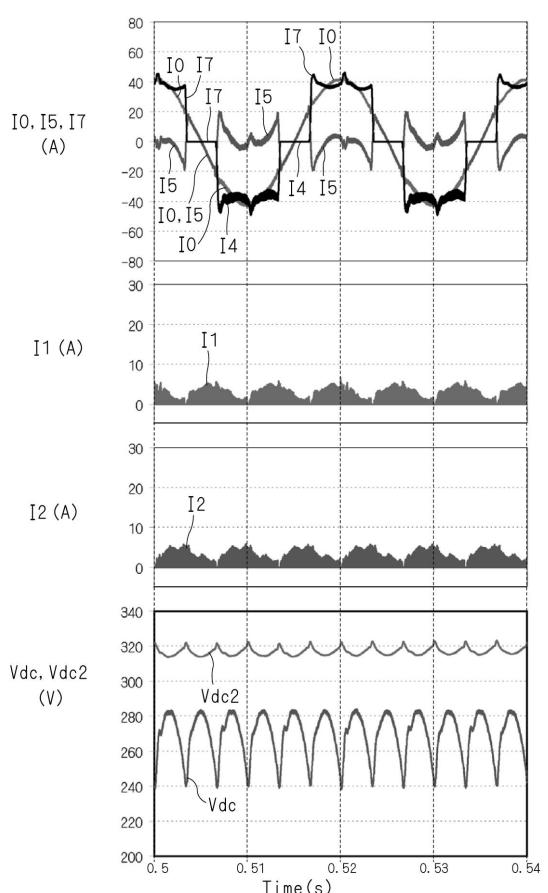
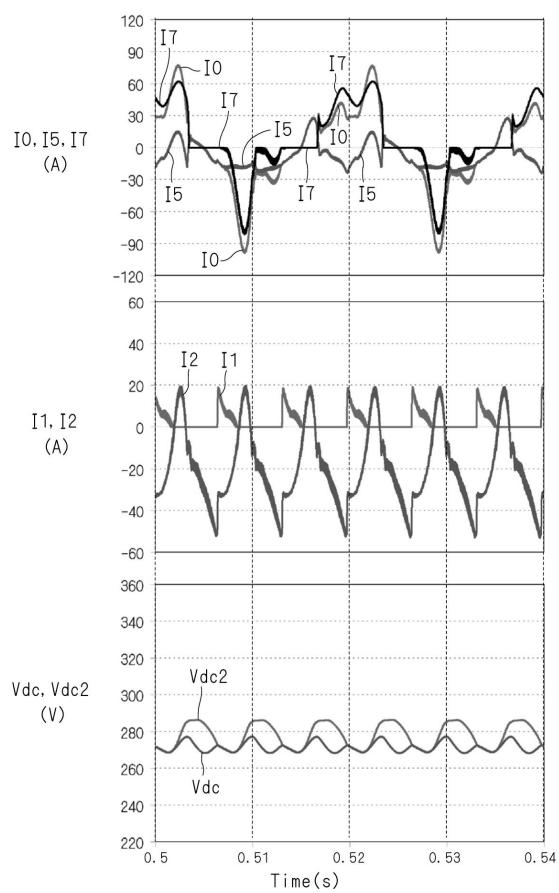
【図3】



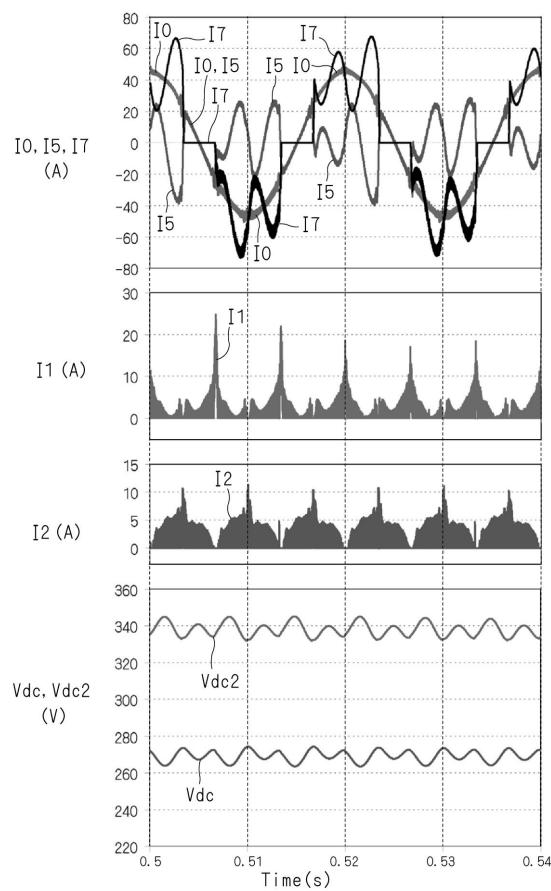
【図2】



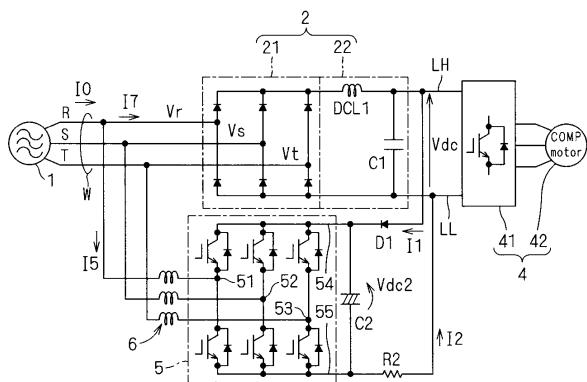
【図5】



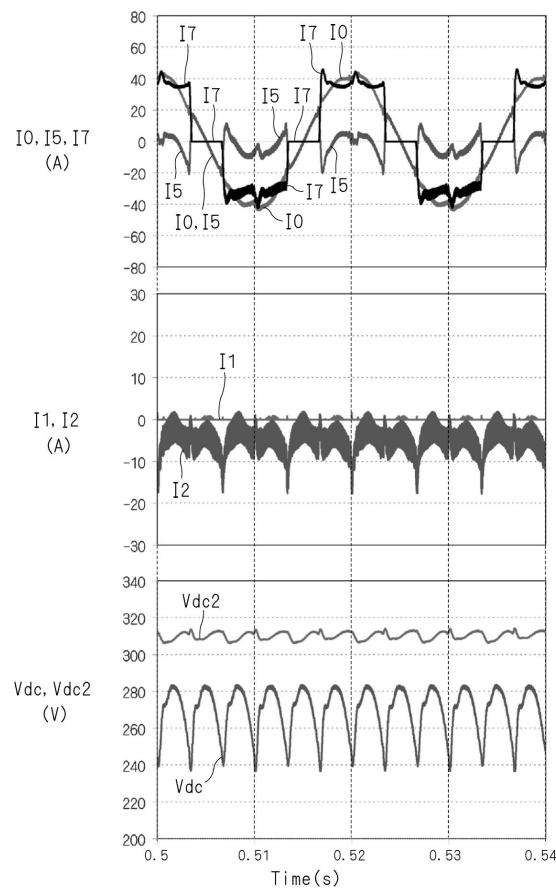
【図6】



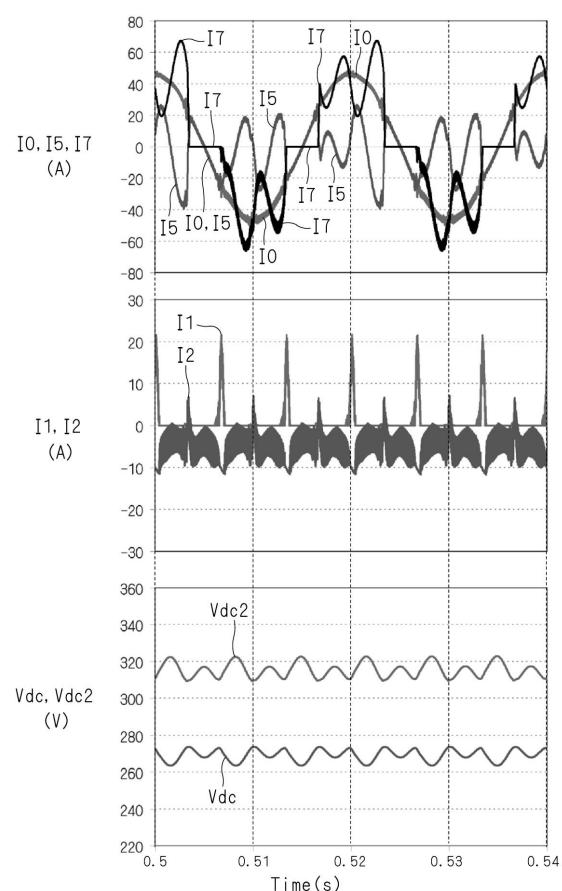
【図7】



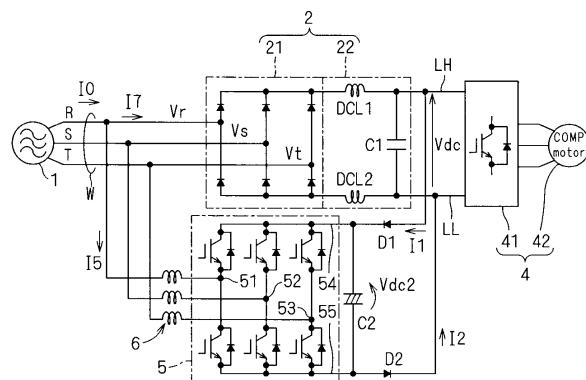
【図8】



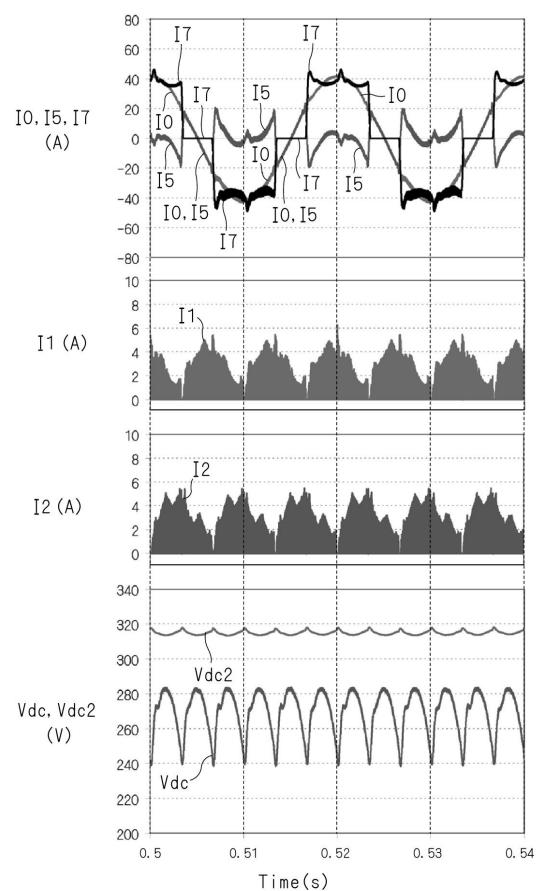
【図9】



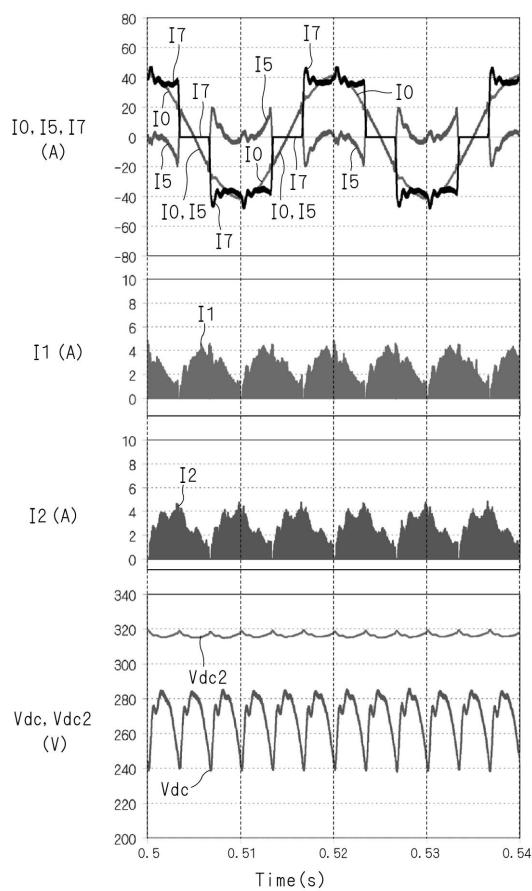
【図10】



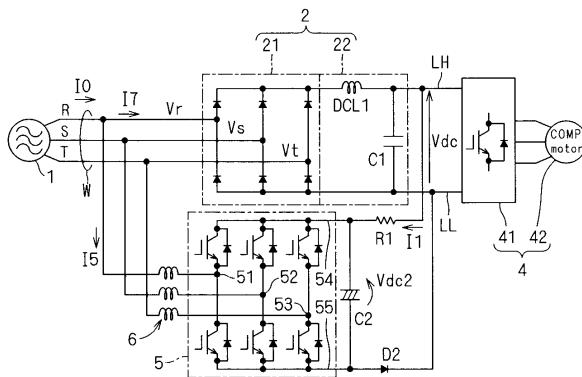
【図11】



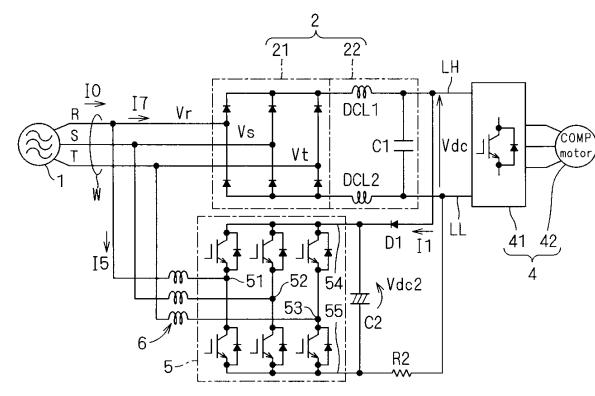
【図12】



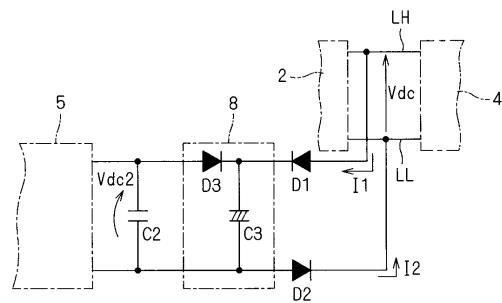
【図13】



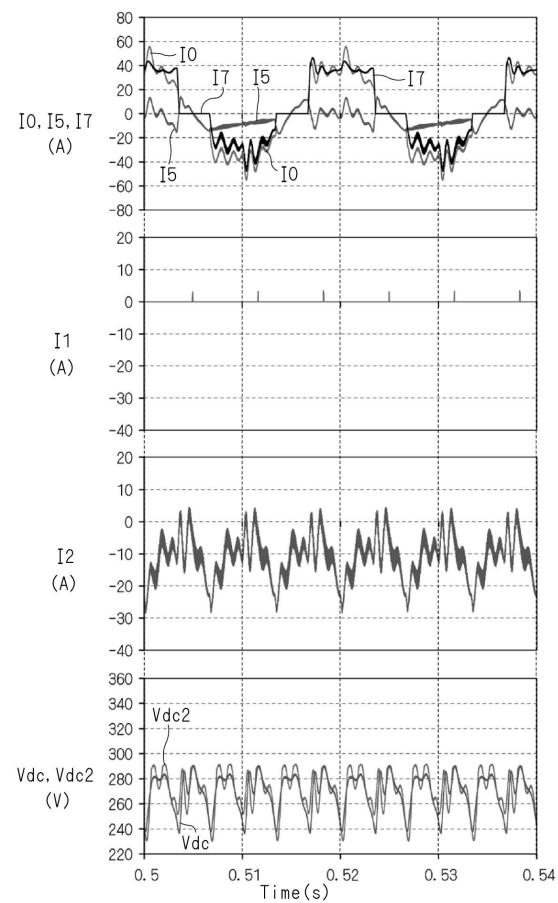
【図14】



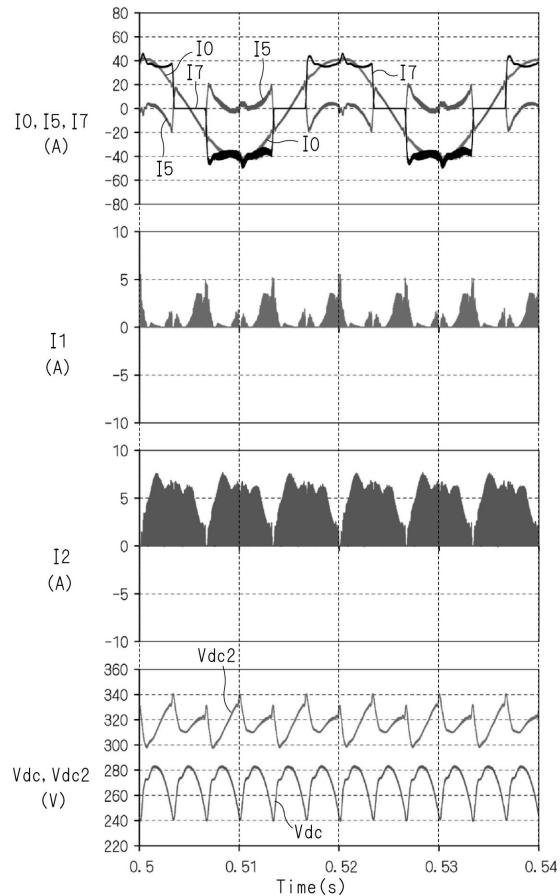
【図15】



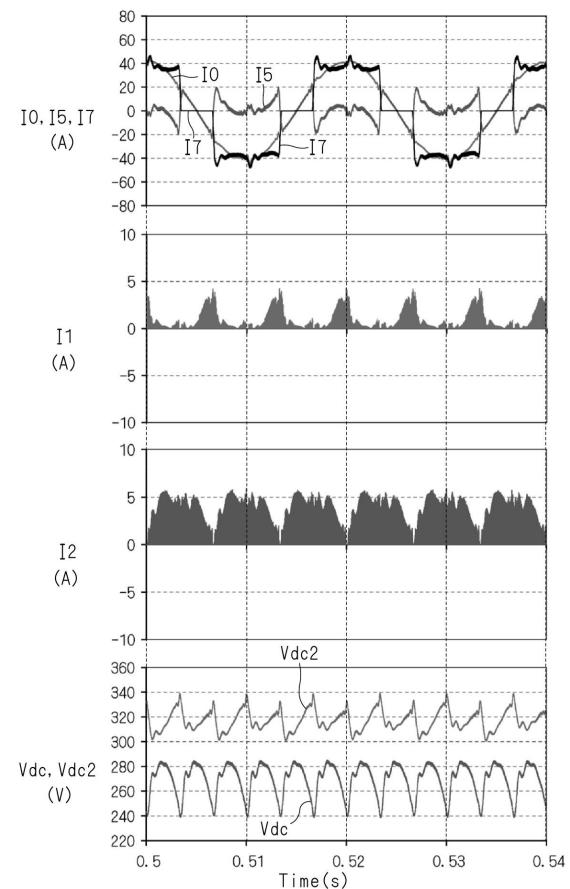
【図16】



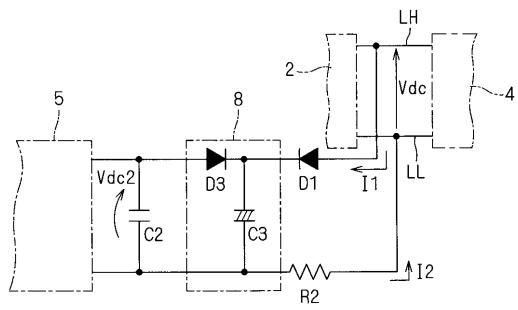
【図17】



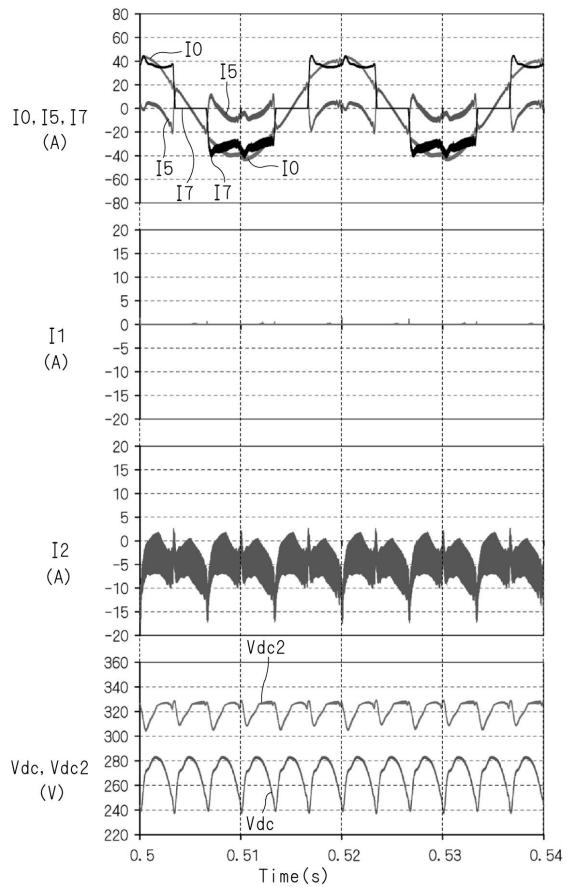
【図18】



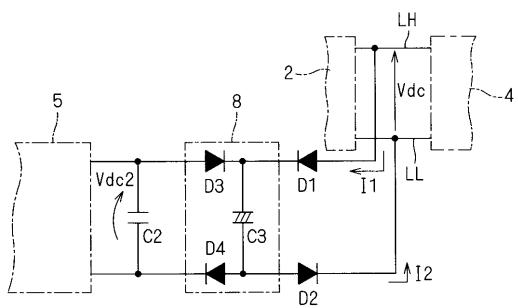
【図19】



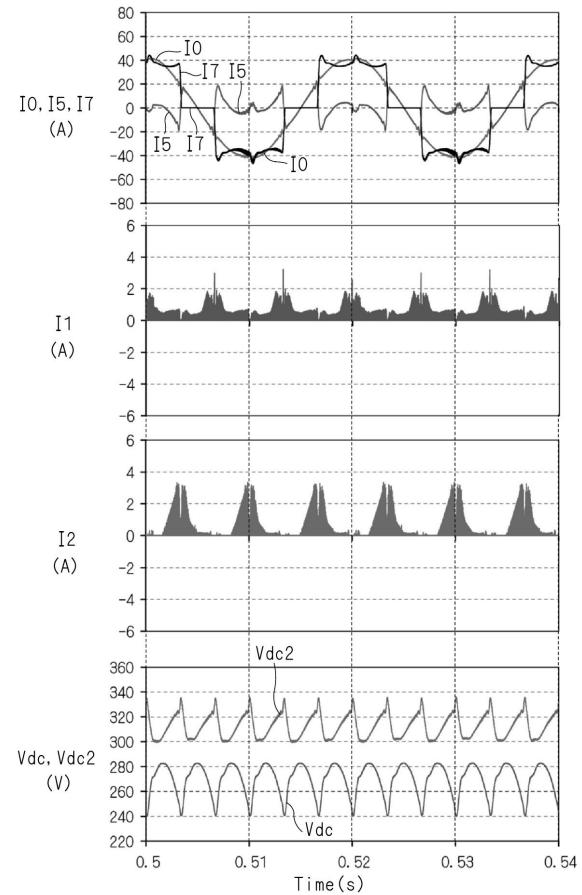
【図20】



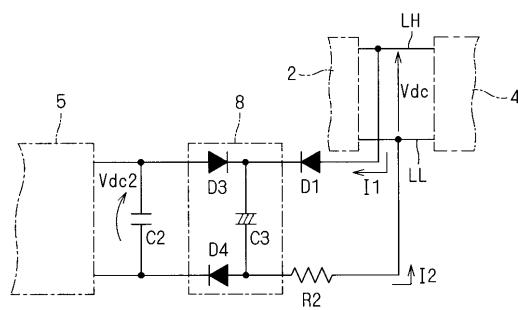
【図21】



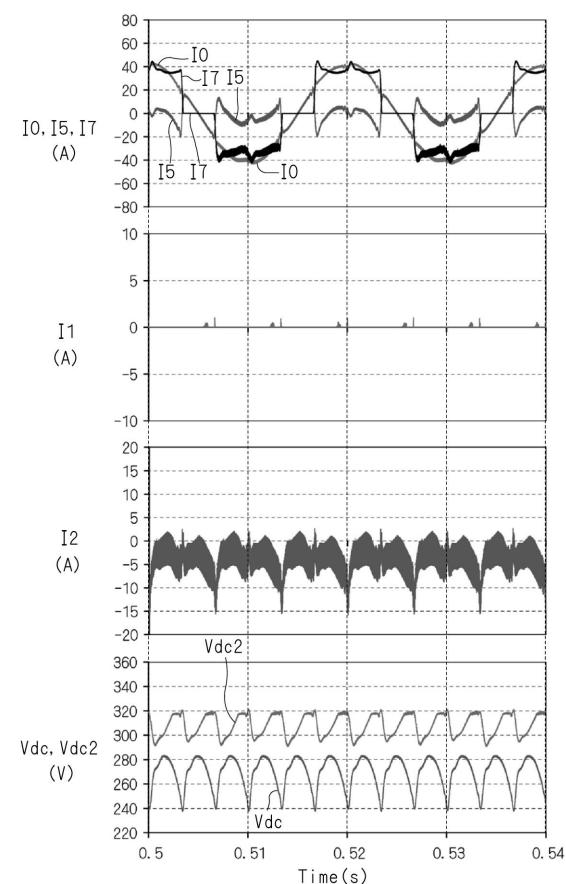
【図22】



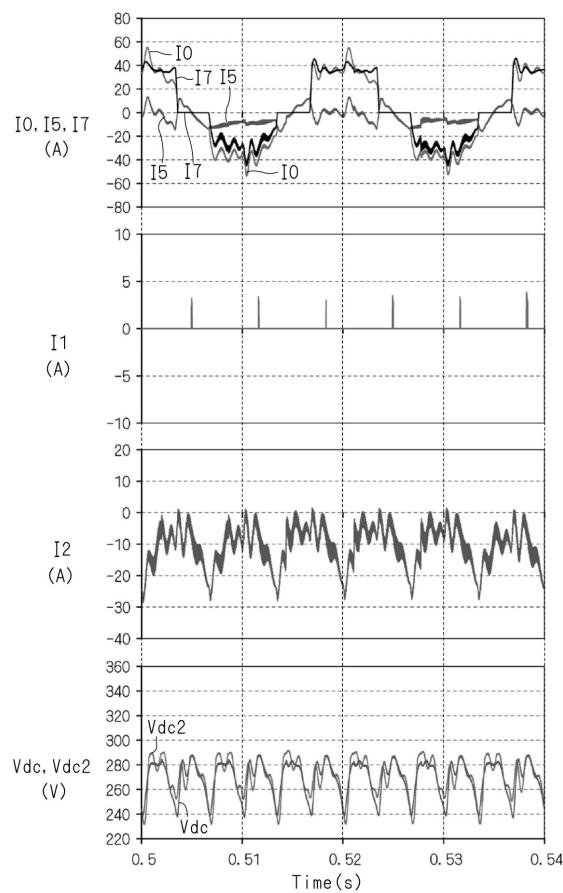
【図23】



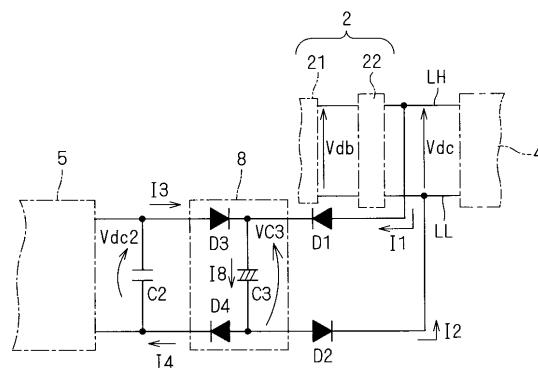
【図24】



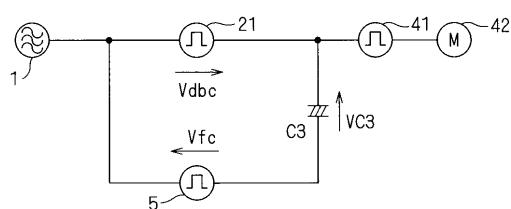
【図25】



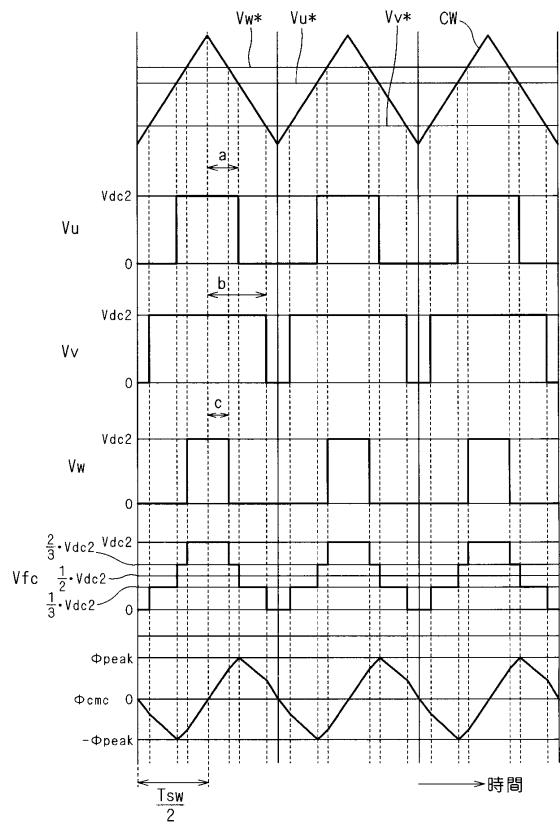
【図26】



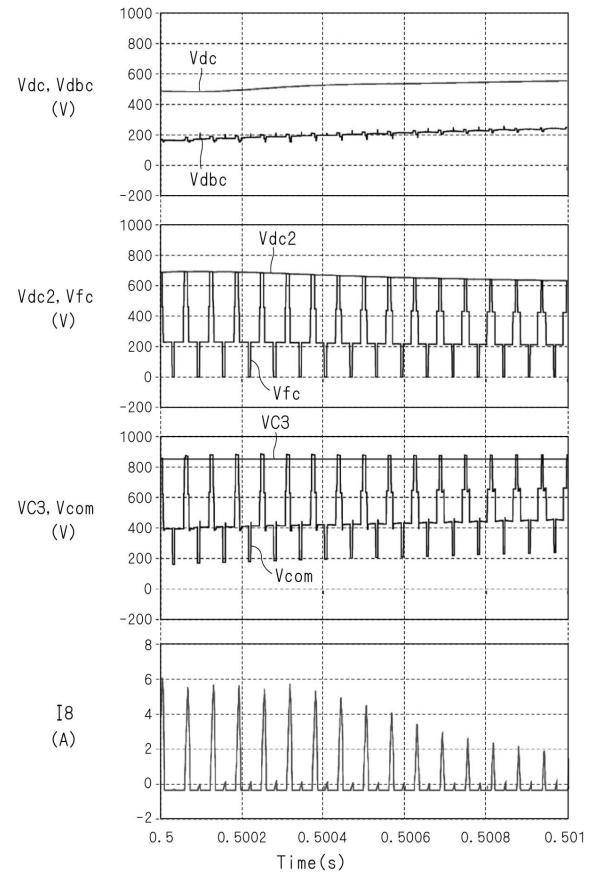
【図27】



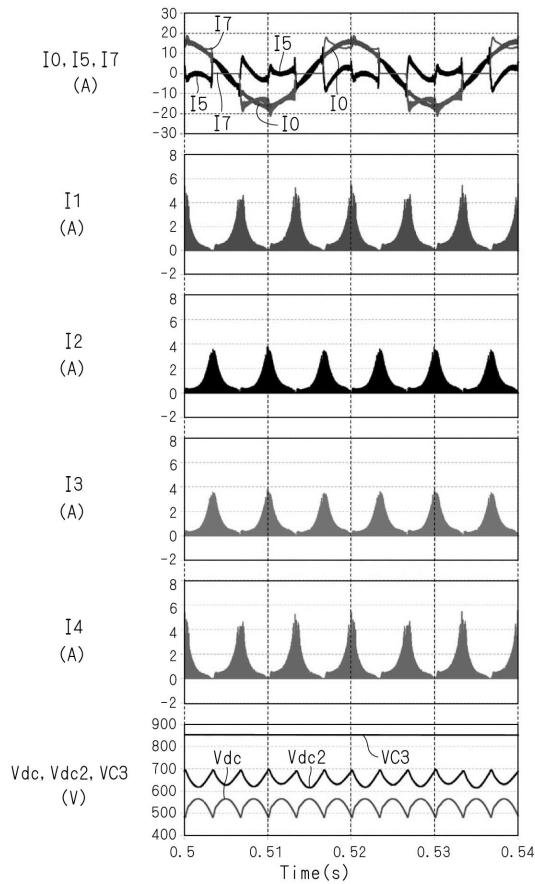
【図28】



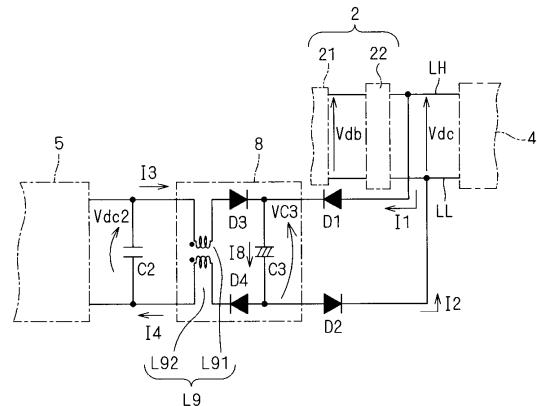
【図29】



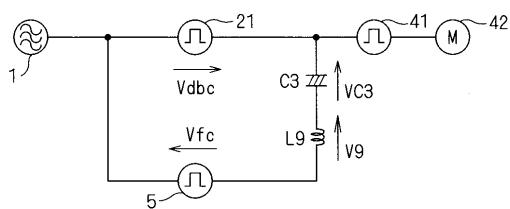
【図30】



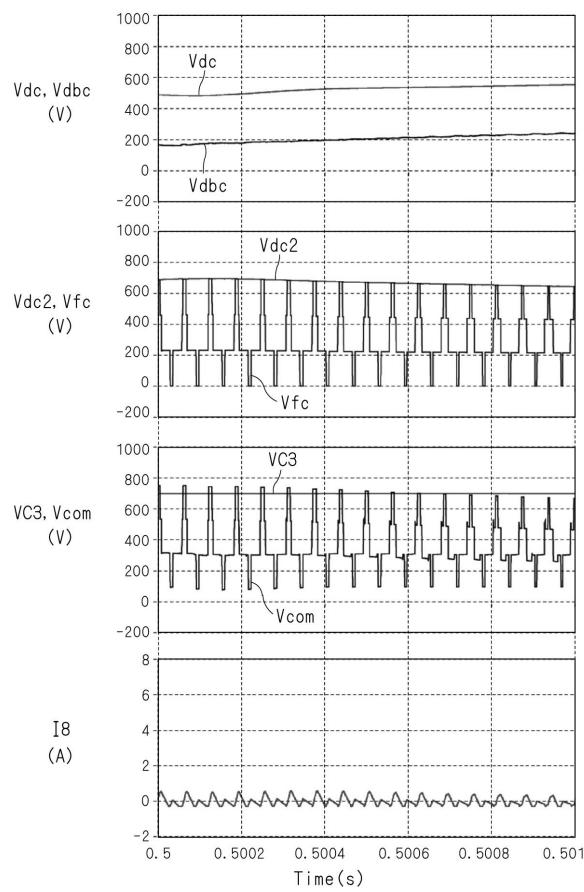
【図31】



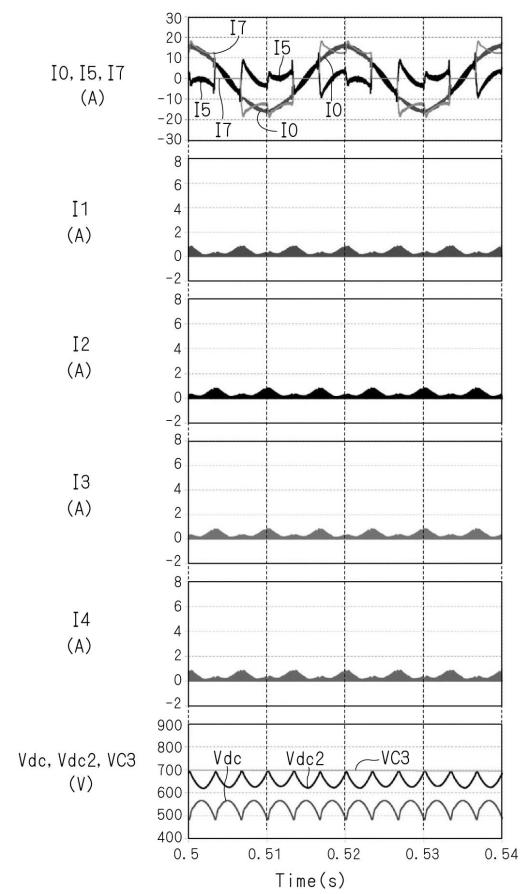
【図32】



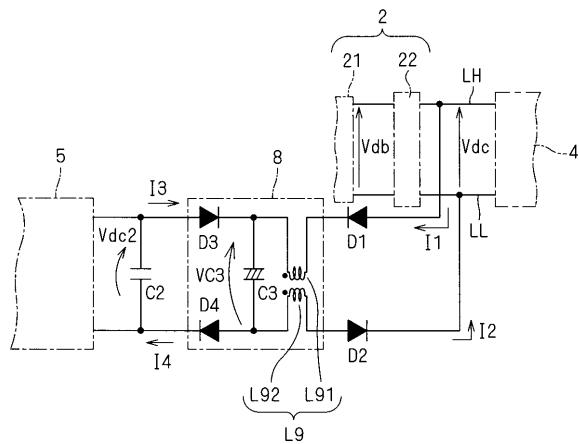
【図3-3】



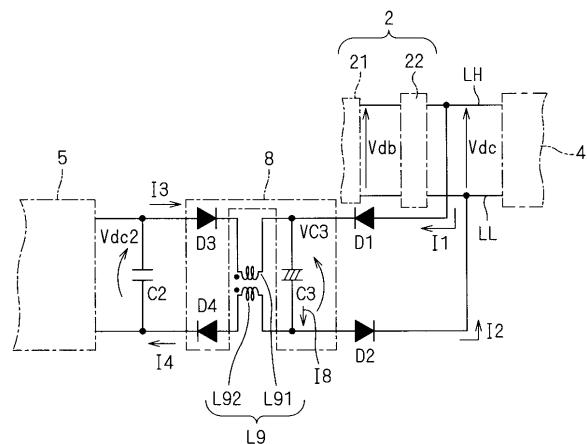
【図3-4】



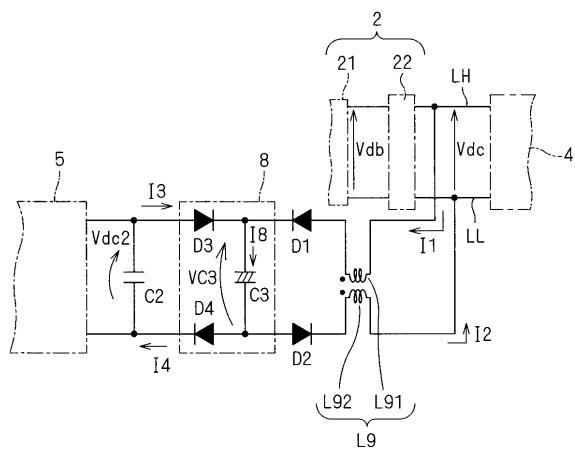
【図3-5】



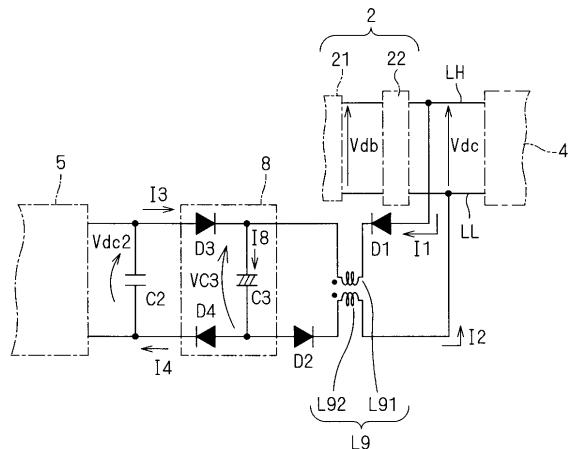
【図3-6】



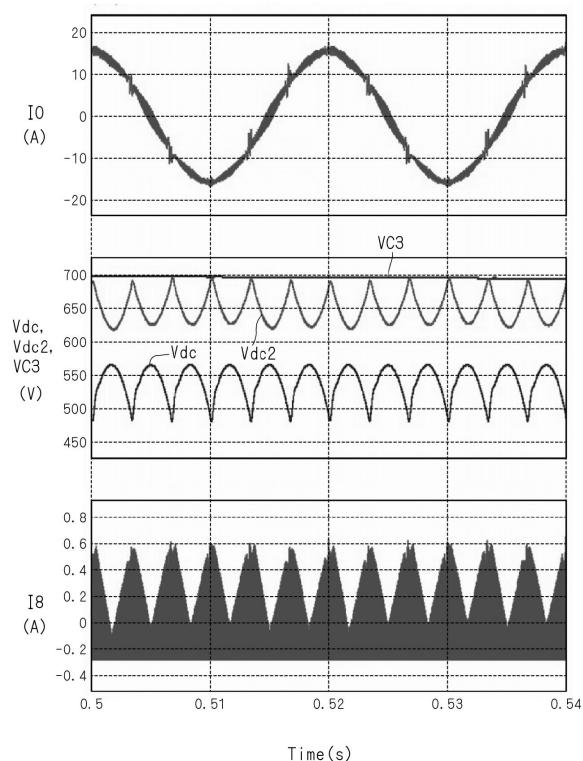
【図37】



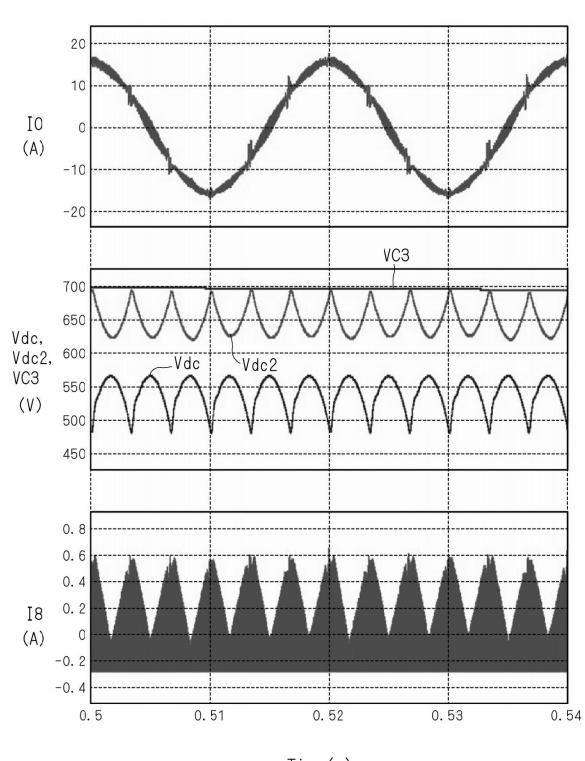
【図38】



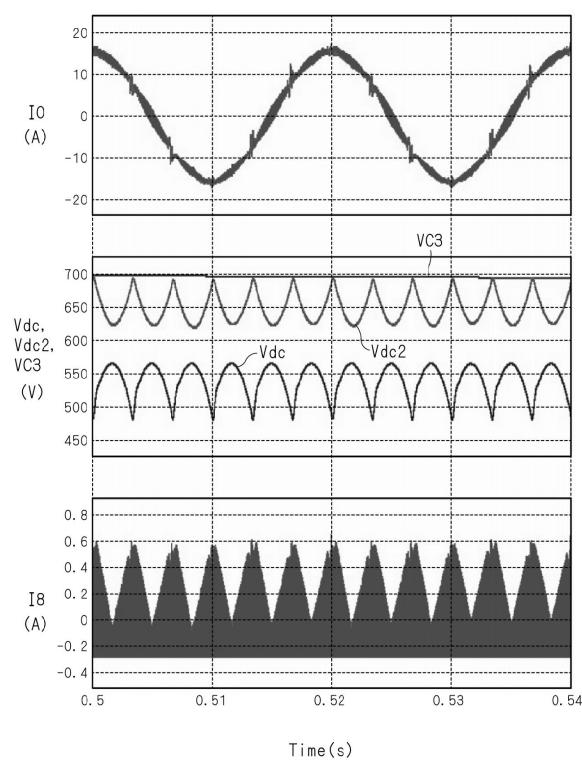
【図39】



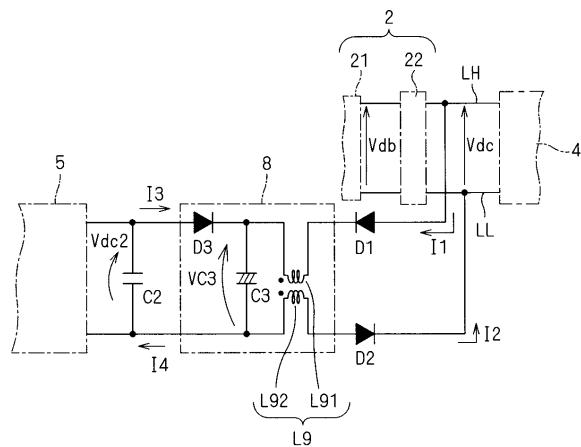
【図40】



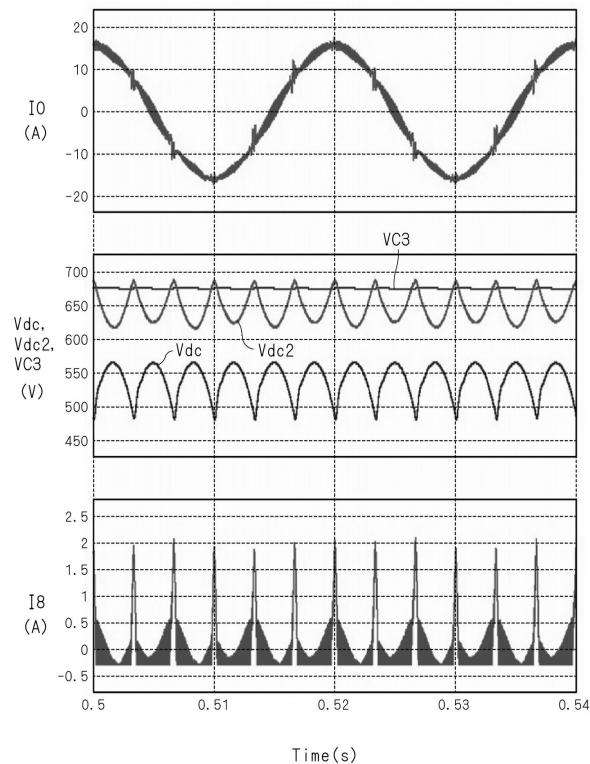
【図4-1】



【 図 4 2 】



【図43】



フロントページの続き

(72)発明者 藤田 崇之

滋賀県草津市岡本町1000番地の2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内

審査官 神山 貴行

(56)参考文献 特開平08-251947(JP, A)

特開2001-145357(JP, A)

特開2006-109558(JP, A)

特開昭60-234474(JP, A)

特開2013-027990(JP, A)

特開2003-309977(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 1/12

H02M 7/00~7/40

H02J 3/01

H03H 11/02