

(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 I

H02M 7/12 (2006.01)

H02M 7/12 A

H02M 7/06 (2006.01)

H02M 7/12 W

H02J 1/00 (2006.01)

H02M 7/06 E

H02J 1/00 304G

H02J 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<sub>r</sub>, V<sub>s</sub>, V<sub>t</sub>) 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<sub>H</sub>, L<sub>L</sub>) へと直流電圧 (V<sub>dc</sub>) 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<sub>dc</sub>) 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、

前記一对の電流制限素子は前記一对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、

前記一对の電流制限素子の前記一方 (D 1) は前記クランプ用ダイオードを介して前記第 1 コンデンサの一对の端の一方に接続される、アクティブフィルタ。

【請求項 2】

前記一对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 (D 1, D 2) である、請求項 1 記載のアクティブフィルタ。

【請求項 3】

前記一对の電流制限素子の他方は抵抗 (R 2) である、請求項 1 記載のアクティブフィルタ。

【請求項 4】

前記整流回路 (2) は、ダイオードブリッジ (2 1) と、ローパスフィルタ (2 2) とを有し、

前記ローパスフィルタ (2 2) は前記ダイオードブリッジ (2 1) と前記一对の直流母線 (L H, L L) との間に設けられ、

前記ダイオードブリッジ (2 1) は前記一組の交流入力線 (W) と前記ローパスフィルタ (2 2) との間に設けられ、

前記ローパスフィルタは、一の前記一对の直流母線 (L H) と前記ダイオードブリッジ (2 1) との間に設けられる第 1 リアクトル (D C L 1) と、他の前記一对の直流母線 (L L) と前記ダイオードブリッジ (2 1) との間に設けられる第 2 リアクトル (D C L 2) と、前記一对の直流母線 (L H, L L) の間に設けられる第 2 コンデンサ (C 1) 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。

【請求項 5】

前記クランプ回路 (8) は、前記第 1 コンデンサ (C 2) の前記一对の端の間で前記クランプ用ダイオード (D 3) 及び前記クランプ用コンデンサ (C 3) と直列に接続されて前記直流電圧 (V d c) に対して逆方向となる他のクランプ用ダイオード (D 4) 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 (L 9 1) 及び第 4 リアクトル (L 9 2) を更に備え、

前記第 3 リアクトルは、

前記第 1 コンデンサ (C 2) の前記一对の端の前記一方と前記直流母線の一方 (L H) との間で前記一对の電流制限素子の前記一方 (D 1) 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 (C 2) の前記一对の端の他方と前記直流母線の他方 (L L) との間で前記一对の電流制限素子の他方 (D 2, R 2) 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 (C 3) に対して前記第 1 コンデンサ (C 2) 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】

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。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 0 3 】

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。

## 【 0 0 0 4 】

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。

## 【 0 0 0 5 】

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

## 【 0 0 0 6 】

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 】

## 【 0 0 0 7 】

【 特許文献 1 】 特許第 4 4 1 1 8 4 5 号公報

【 特許文献 2 】 特許第 4 2 8 4 0 5 3 号公報

【 特許文献 3 】 特開 2 0 0 5 - 2 2 3 9 9 9 号公報

【 特許文献 4 】 特開 2 0 0 2 - 5 1 5 8 9 号公報

【 特許文献 5 】 特開 2 0 1 5 - 0 9 2 8 1 3 号公報

20

## 【 発明の概要 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

## 【 0 0 0 8 】

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。

## 【 0 0 0 9 】

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 】

## 【 0 0 1 0 】

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 d c ) 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。

## 【 0 0 1 1 】

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 ( C 2 ) 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 ( D 1 ) である、一対の電流制限素子 ( D 1 , D 2 , R 2 ) 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 ( 5 1 , 5 2 , 5 3 ) 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 ( 5 4 , 5 5 ) 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 ( C 2 ) と前記一対の電流制限素子 ( D 1 , D 2 , R 2 ) との間に設けられ、前記直流電圧 ( V d c ) 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 ( D 3 ) 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 ( C 3 ) 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、前記一对の電流制限素子の前記一方（D 1）は前記クランプ用ダイオードを介して前記第 1 コンデンサの一对の端の一方に接続される。

【 0 0 1 2 】

例えば、前記一对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（D 1，D 2）である。あるいは例えば、前記一对の電流制限素子の他方は抵抗（R 2）である。

【 0 0 1 3 】

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（2 1）と、ローパスフィルタ（2 2）とを有し、前記ローパスフィルタ（2 2）は前記ダイオードブリッジ（2 1）と前記一对の直流母線（L H，L L）との間に設けられ、前記ダイオードブリッジ（2 1）は前記一組の交流入力線（W）と前記ローパスフィルタ（2 2）との間に設けられる。前記ローパスフィルタは、一の前記一对の直流母線（L H）と前記ダイオードブリッジ（2 1）との間に設けられる第 1 リアクトル（D C L 1）と、他の前記一对の直流母線（L L）と前記ダイオードブリッジ（2 1）との間に設けられる第 2 リアクトル（D C L 2）と、前記一对の直流母線（L H，L L）の間に設けられる第 2 コンデンサ（C 1）とを有する。

【 0 0 1 5 】

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（C 2）の前記一对の端の間で前記クランプ用ダイオード（D 3）及び前記クランプ用コンデンサ（C 3）と直列に接続されて前記直流電圧（V d c）に対して逆方向となる他のクランプ用ダイオード（D 4）を更に有する。

【 0 0 1 6 】

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（L 9 1）及び第 4 リアクトル（L 9 2）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（C 2）の前記一对の端の前記一方と前記直流母線の一方（L H）との間で前記一对の電流制限素子の前記一方（D 1）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（C 2）の前記一对の端の他方と前記直流母線の他方（L L）との間で前記一对の電流制限素子の他方（D 2，R 2）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（C 3）に対して前記第 1 コンデンサ（C 2）側にあるか、前記第 1 コンデンサと反対側にある。

【 0 0 1 7 】

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】

【 0 0 1 8 】

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、一对の電流制限素子を介して一对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。

【 0 0 1 9 】

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。

【 0 0 2 1 】

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。

【 0 0 2 2 】

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

10

20

30

40

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】

【 0 0 2 3 】

【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タ

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 2 6】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 2 7】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 2 8】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 2 9】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 3 0】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 3 1】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 3 2】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 3 3】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 3 4】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 3 5】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 3 6】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 3 7】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 3 8】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 3 9】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 4 0】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 4 1】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 4 2】第 1 0 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 4 3】第 1 0 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

【0 0 2 4】

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。

【0 0 2 5】

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  $V_{dc}$  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。

【0 0 2 6】

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。 40

【0 0 2 7】

当該アクティブフィルタは、インバータ 5 と、コンデンサ  $C_2$  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。

【0 0 2 8】

一対のダイオードはそれぞれダイオード  $D_1$  ,  $D_2$  である。これらはいずれもコンデンサ  $C_2$  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 に連系リアクトル 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 とを有する。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 I G B T (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。

10

【 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。

20

【 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アクトル D C L 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。リアクトル D C L 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。

30

【 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 】

40

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。

50

## 【 0 0 4 0 】

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 L H から直流側端子 5 4 に流れる電流  $I_1$ 、直流側端子 5 4 から直流母線 L L に流れる電流  $I_2$  を導入する。

## 【 0 0 4 1 】

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。

## 【 0 0 4 2 】

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 2 1 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  $DC L_1$  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。

## 【 0 0 4 3 】

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 L L 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。

## 【 0 0 4 4 】

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。

## 【 0 0 4 5 】

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。

## 【 0 0 4 6 】

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。

## 【 0 0 4 7 】

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。

## 【 0 0 4 8 】

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  $\mu F$ ）と比較して、図 4 で示された場合（数千  $\mu F$ ）の方が大きく選定されている。

## 【 0 0 4 9 】

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  $V_{dc2}$  の増分も不十

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C1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C2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C1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程度であるのに対し、図6では電圧  $V_{dc2}$  が340V程度である）。

【0054】

電流  $I_7$  は、コンデンサC1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。

20

【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。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C1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  $V_{dc}$  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D2を抵抗R2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D1であり、他方は抵抗R2である点で相違する。

40

【0059】

抵抗R2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R2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C1の静電容量を揃えた。

【0061】

50

第2の実施の形態の電流 $I_2$ は、第1の実施の形態の電流 $I_2$ とは異なり、また比較例の電流 $I_2$ 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 $I_2$ の絶対値の最大値は、比較例の電流 $I_2$ の絶対値の最大値の半分以上となっている。これにより、第2の実施の形態でも電圧 $V_{dc2}$ 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 $C_1$ 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 $V_{dc}$ 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8及び図9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8では電圧 $V_{dc2}$ が310V程度であるのに対し、図9では電圧 $V_{dc2}$ が310～320V程度である）。

【0064】

電流 $I_7$ は、コンデンサ $C_1$ 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 $I_5$ 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。

【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 $C_1$ 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。

【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 $C_2$ を、少なくとも一つのダイオード $D_1$ と、電流制限素子たる抵抗 $R_2$ を介して一对の直流母線 $LH$ 、 $LL$ 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 $DC_L2$ 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 $DC_L1$ 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 $DC_L2$ と、直流母線 $LH$ 、 $LL$ の間に設けられるコンデンサ $C_1$ 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の出力側の一对の端子の間で、リアクトル $DC_L1$ 、 $DC_L2$ がコンデンサ $C_1$ を挟んで直列に接続されている、と見ることできる。

【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 $I_1$ 、 $I_2$ の縦軸を拡大して示すグラフである。図11からは、電流 $I_1$ 、 $I_2$ 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 $I_1$ 、 $I_2$ 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 $I_0$ 、 $I_5$ 、 $I_7$ のいずれについても、電流 $I_7$ 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畳していることが現れている。

【0071】

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  $R_{su}$ 、リアクトル  $DC L_1$ 、直流母線  $LH$ 、ダイオード  $D_1$ 、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 の経路においてリアクトル  $DC L_1$  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  $D_2$ 、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 の経路においてリアクトル  $DC L_2$  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 の経路においてリアクトル  $DC L_2$  が存在する。

20

【0074】

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アクトル  $DC L_1$ 、 $DC L_2$  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畳が低減していることが見て取れる。

【0076】

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、一對のリアクトル  $DC L_1$ 、 $DC L_2$  がコンデンサ  $C_1$  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。

30

【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  $D_1$  を抵抗  $R_1$  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  $R_1$  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  $D_2$  を抵抗  $R_2$  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  $I_1$  がダイオード  $D_1$  を流れ、電流  $I_2$  が抵抗  $R_2$  を流れるので、電流  $I_1$ 、 $I_2$  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、あるいは変形は、互いにそれぞれの作用効果を減却しない限りにおいて、相互に組み合わせて変形を創出できる。

【 0 0 8 0 】

第 4 の実施の形態 .

図 1 5 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。

【 0 0 8 1 】

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  $C_1$  ,  $C_2$  の静電容量を低減する場合に好適である。コンデンサ  $C_1$  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  $C_2$  の静電容量も小さくすることができる。コンデンサ  $C_1$  ,  $C_2$  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  $V_{dc}$  や電圧  $V_{dc2}$ （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。

【 0 0 8 2 】

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  $C_1$  ,  $C_2$  の静電容量が低くても、それぞれの電圧たる直流電圧  $V_{dc}$ 、電圧  $V_{dc2}$  の変動が抑制される。

【 0 0 8 3 】

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  $D_3$  と、クランプ用コンデンサ  $C_3$  とを有する。クランプ用ダイオード  $D_3$  は、コンデンサ  $C_2$  と電流制限素子たるダイオード  $D_1$  との間に設けられ、直流電圧  $V_{dc}$  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  $D_3$  は、そのアノードがコンデンサ  $C_2$  に接続され、そのカソードがダイオード  $D_1$  のカソードに接続される。

【 0 0 8 4 】

一対の電流制限素子たるダイオード  $D_1$  ,  $D_2$  は、直流母線  $LH$  ,  $LL$  の間でクランプ用コンデンサ  $C_3$  と直列に接続される。ダイオード  $D_1$  はクランプ用ダイオード  $D_3$  を介してコンデンサ  $C_1$  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  $C_3$  は、ダイオード  $D_1$  のカソードと、ダイオード  $D_2$  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  $C_3$  は、ダイオード  $D_1$  よりもコンデンサ  $C_2$  側でクランプ用ダイオード  $D_3$  を介してコンデンサ  $C_2$  と並列に接続される。

【 0 0 8 5 】

図 1 6 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 1 5 に示されたダイオード  $D_2$  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。

【 0 0 8 6 】

図 1 7 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 1 6 及び図 1 7 において電流  $I_0$  ,  $I_5$  ,  $I_7$  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。

【 0 0 8 7 】

図 1 6 と図 1 7 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  $V_{dc2}$  と直流電圧  $V_{dc}$  との差が大きく、電流  $I_0$  が正弦波に近い。

【 0 0 8 8 】

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  $C_2$  を、一対のダイオード  $D_1$  ,  $D_2$  を介して一対の直流母線  $LH$  ,  $LL$  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

10

20

30

40

50

抑制を行うことができる。

【 0 0 8 9 】

図 1 8 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 2 2 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 2 1 の出力側の一対の端子の間で、リアクトル D C L 1 , D C L 2 がコンデンサ C 1 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。

【 0 0 9 0 】

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

【 0 0 9 1 】

図 1 7 に示された電流 I 0 , I 5 , I 7 の波形は、電流 I 7 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 2 2 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畳していることが現れている。これは電流 I 1 , I 2 が流れる経路における非平衡が原因である。

【 0 0 9 2 】

よって第 3 の実施の形態と同様に、リアクトル D C L 1 , D C L 2 を採用することにより、図 1 8 に示されるように電流 I 0 , I 5 , I 7 の波形もそれぞれの平衡が反映されている。

20

【 0 0 9 3 】

よって第 3 変形例でも第 3 の実施の形態と同様に、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。

【 0 0 9 4 】

図 1 9 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 D 2 に代えて抵抗 R 2 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。

【 0 0 9 5 】

図 2 0 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 I 2 は負となる期間が多く存在するが、電圧 V d c 2 は直流電圧 V d c 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

【 0 0 9 6 】

第 5 の実施の形態 .

図 2 1 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 D 4 が追加された構成を有している。

【 0 0 9 7 】

具体的にはクランプ用ダイオード D 4 は、コンデンサ C 2 の一対の端の間でクランプ用ダイオード D 3 及びクランプ用コンデンサ C 3 と直列に接続される。クランプ用ダイオード D 4 は直流電圧 V d c 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 D 4 はそのアノードがダイオード D 2 のアノードに、そのカソードがコンデンサ C 2 に、それぞれ接続される。

40

【 0 0 9 8 】

インバータ 5 から直流母線 L H , L L 側を見て、クランプ用ダイオード D 4 とダイオード D 2 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 D 1 , D 2 及びクランプ用ダイオード D 3 , D 4 を流れる電流は必ずクランプ用コンデンサ C 3 を充電することになる。よってクランプ用ダイオード D 3 に要求される電流容量は、クランプ用ダイオード D 4 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D 4に要求される電流容量も、クランプ用ダイオードD 3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D 1, D 2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I 1, I 2は、第4の実施の形態における電流I 1, I 2(図17参照)よりも小さい。これは上述のダイオードD 1, D 2及びクランプ用ダイオードD 3, D 4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I 1, I 2の平衡も改善されるので、電流I 0, I 5, I 7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D 2に代えて抵抗R 2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I 2は負となる期間が多く存在するが、電圧V d c 2は直流電圧V d c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D 2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I 0における波形の改善度は、クランプ用ダイオードD 4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D 2ではなく抵抗R 2を採用した場合には、クランプ用ダイオードD 4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D 2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D 2あるいは抵抗R 2が果たす、電流I 0, I 5, I 7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V d b、クランプ用コンデンサC 3に流れる電流I 8、クランプ用ダイオードD 3, D 4にそれぞれ(順方向電流として)流れる電流I 3, I 4、及びクランプ用コンデンサC 3に掛る電圧V C 3を更に導入している。ここで電圧V d bは直流母線LLを基準とし、電流I 8はダイオードD 1及びクランプ用ダイオードD 3からダイオードD 2及びクランプ用ダイオードD 4へと向かう方向を正の方向とし、電圧V C 3はダイオードD 2とクランプ用ダイオードD 4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 $V_u^*$ 以上の値を採る場合に電圧 $V_u$ 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であるので、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種の値を採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を導入した。

【0116】

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

【0117】

これにより、電圧 $V_u$ が電圧 $V_{dc2}$ を採る時間の半値 $a$ 、電圧 $V_v$ が電圧 $V_{dc2}$ を採る時間の半値 $b$ 、電圧 $V_w$ が電圧 $V_{dc2}$ を採る時間の半値 $c$ 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】

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

【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 $V_{dc}/3$ 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ため、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 $LH$ 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 $LL$ 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 $\phi_{cm}$ は式(5)で表される。但し記号 $\phi$ 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



【 0 1 3 1 】

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

【 0 1 3 2 】

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  $\pi/6 < \theta < 5\pi/6$  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  $\theta$  について  $\pi/6$  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。

【 0 1 3 3 】

$$peak = (1/N) \cdot [(V_{dc2}/2)(c-0) + (V_{dc2}/3)(a-c)] = (V_{dc2}/N) \cdot (c/6 + a/3) \dots (6)$$

【 0 1 3 4 】

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。

【 0 1 3 5 】

$$peak = (1/N) \cdot (V_{dc2}/2) \cdot (T_{sw}/4) = (V_{dc2} \cdot T_{sw}) / (8 \cdot N) \dots (7)$$

【 0 1 3 6 】

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。

【 0 1 3 7 】

図 35 は第 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。第 6 変形例は第 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。

【 0 1 3 8 】

具体的には、第 6 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  $L_{91}$ 、 $L_{92}$  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  $C2$  の高電位端との間でダイオード  $D1$  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  $C2$  の低電位端との間でダイオード  $D2$  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  $C3$  よりもコンデンサ  $C2$  から遠い側で、クランプ用ダイオード  $D3$  とダイオード  $D1$  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  $C3$  よりもコンデンサ  $C2$  から遠い側で、クランプ用ダイオード  $D4$  とダイオード  $D2$  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  $C3$  に対してコンデンサ  $C2$  と反対側にある。

【 0 1 3 9 】

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 変形例の等価回路は、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  $C3$  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  $C3$  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。

【 0 1 4 0 】

図 36、図 37、図 38 は、それぞれ第 7 変形例、第 8 変形例、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。第 7 乃至第 9 変形例は第 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。

10

【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。

20

【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  $V_{dc}$ ,  $V_{dc2}$ ,  $V_{C3}$  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  $V_{C3}$  は電圧  $V_{dc2}$  程度に抑えられている。

30

【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  $V_{dc}$ ,  $V_{dc2}$ ,  $V_{C3}$  を示すグラフである。

40

【0149】

第 10 変形例において、クランプ用ダイオード D 4 がいないために電流  $I_8$  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  $V_{C3}$  を電圧  $V_{dc2}$  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

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

21 ダイオードブリッジ

22 ローパスフィルタ

4 負荷

5 インバータ

51, 52, 53 交流側端子

54, 55 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

$DC L_1, DC L_2, L_{91}, L_{92}$  リアクトル

$L_H, L_L$  直流母線

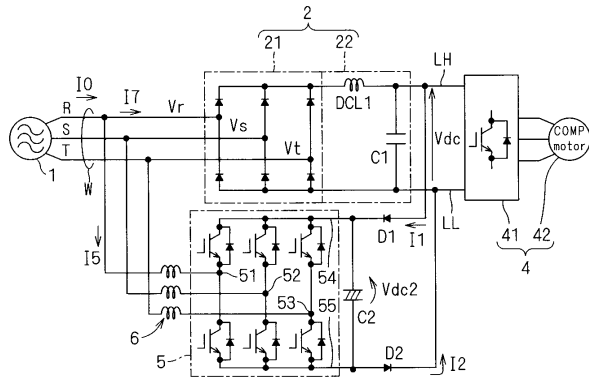
$R_1, R_2$  抵抗

$V_{dc}$  直流電圧

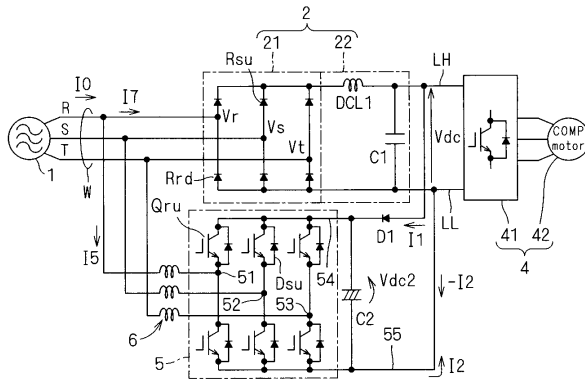
$V_r, V_s, V_t$  (三相交流の)電圧

$W$  交流入力線

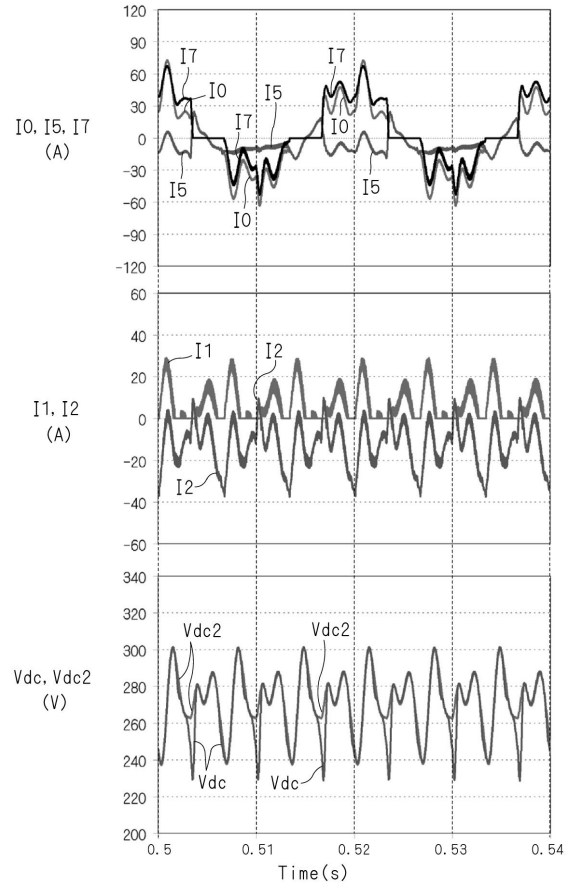
【図 1】



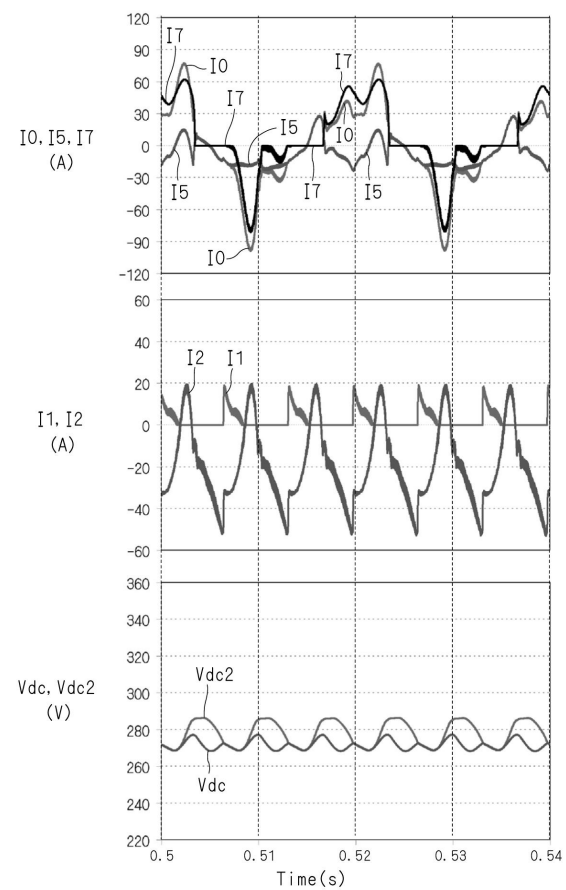
【図 2】



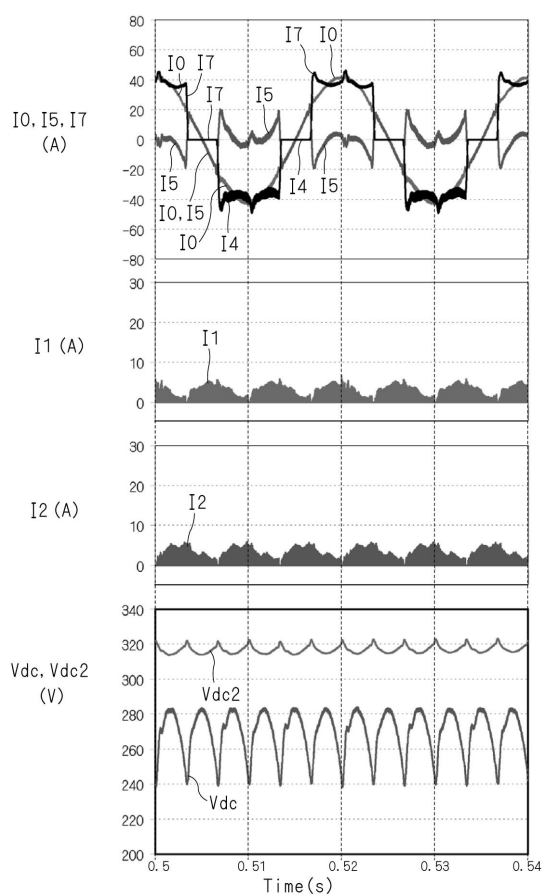
【図 3】



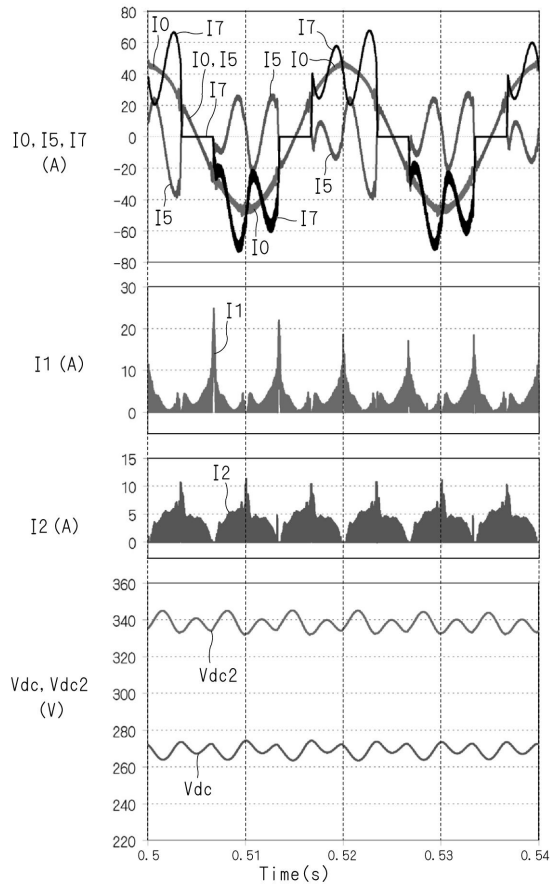
【図 4】



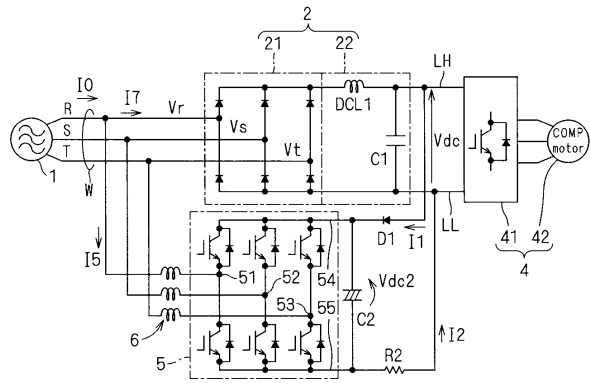
【図 5】



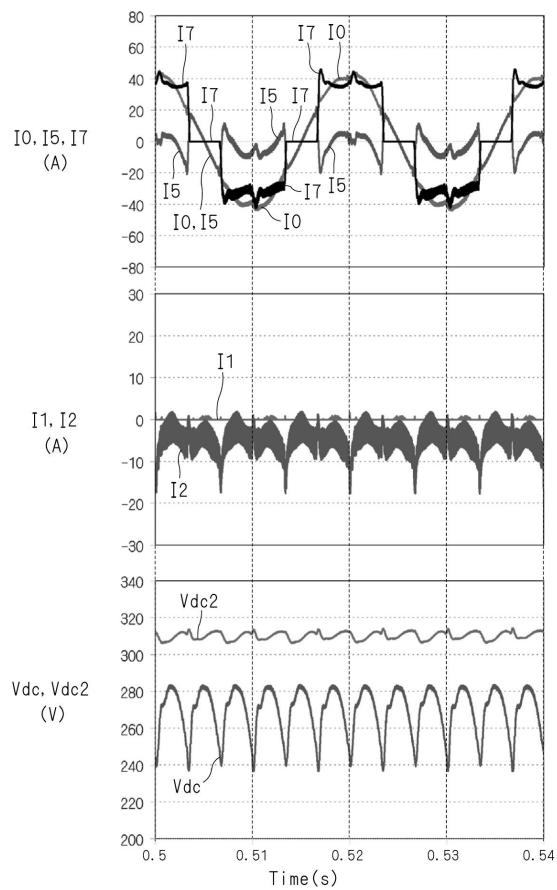
【図 6】



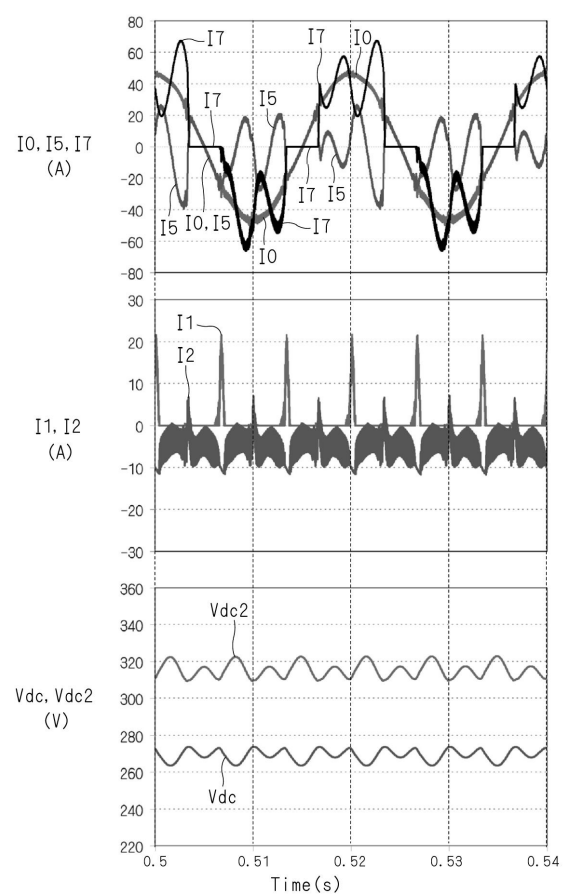
【図 7】



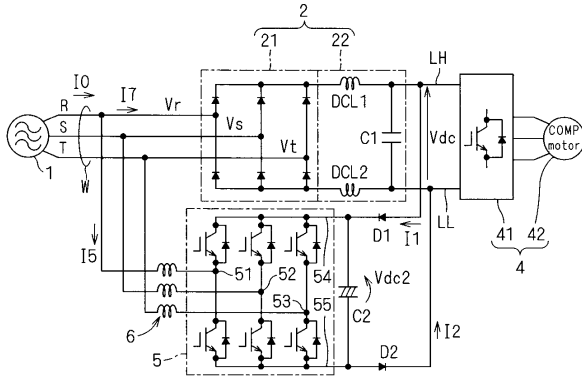
【図 8】



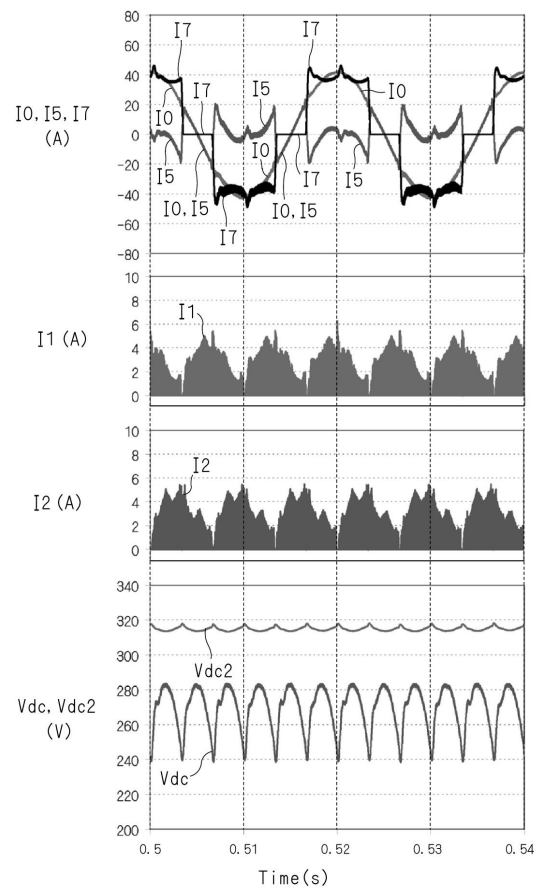
【図 9】



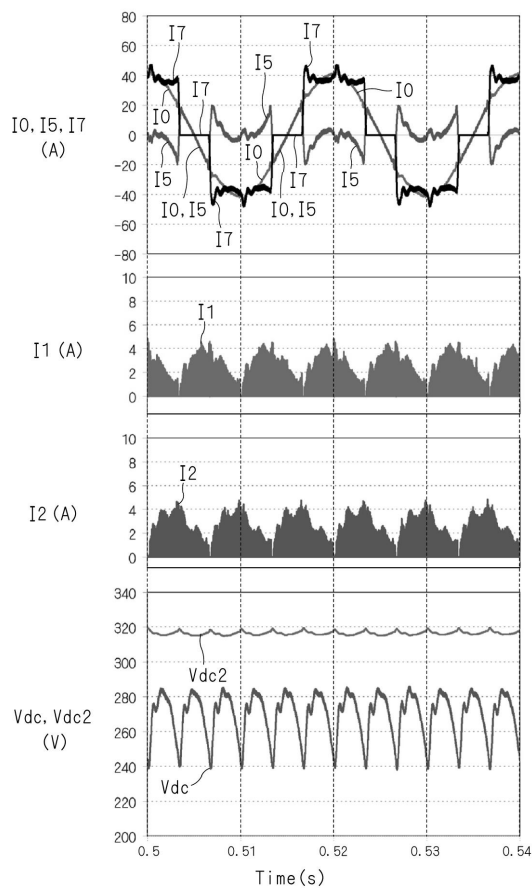
【図 10】



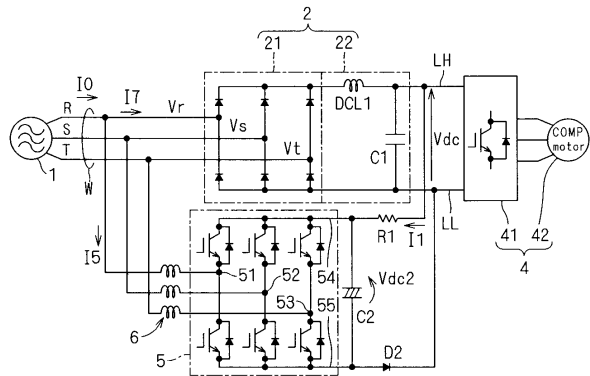
【図 11】



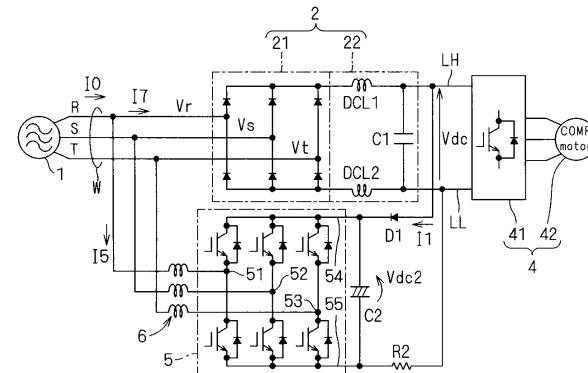
【図 12】



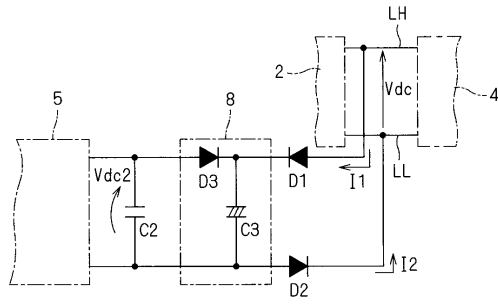
【図 13】



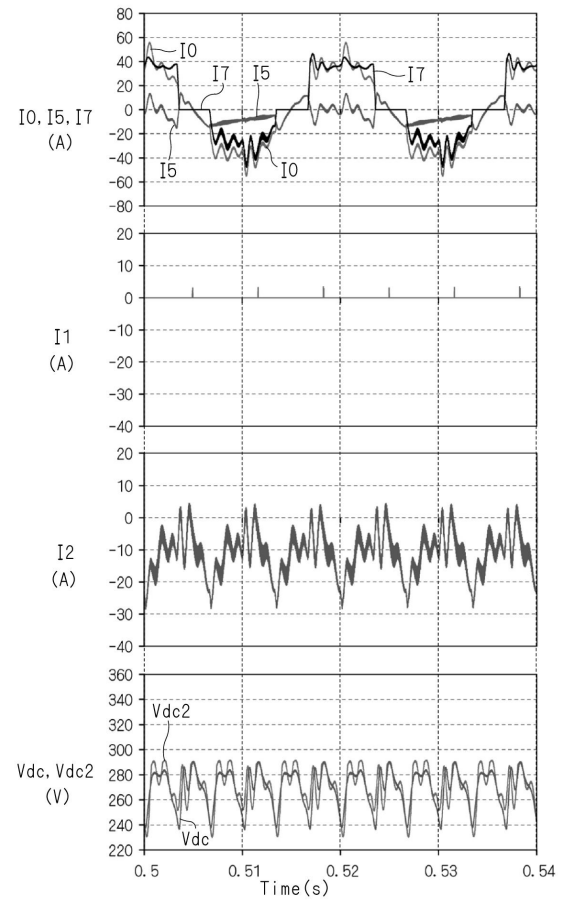
【図 14】



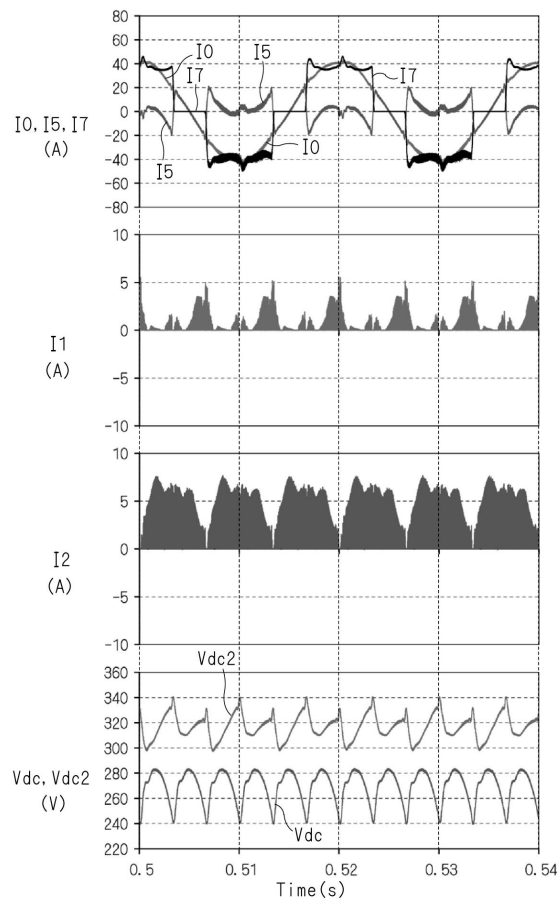
【図 15】



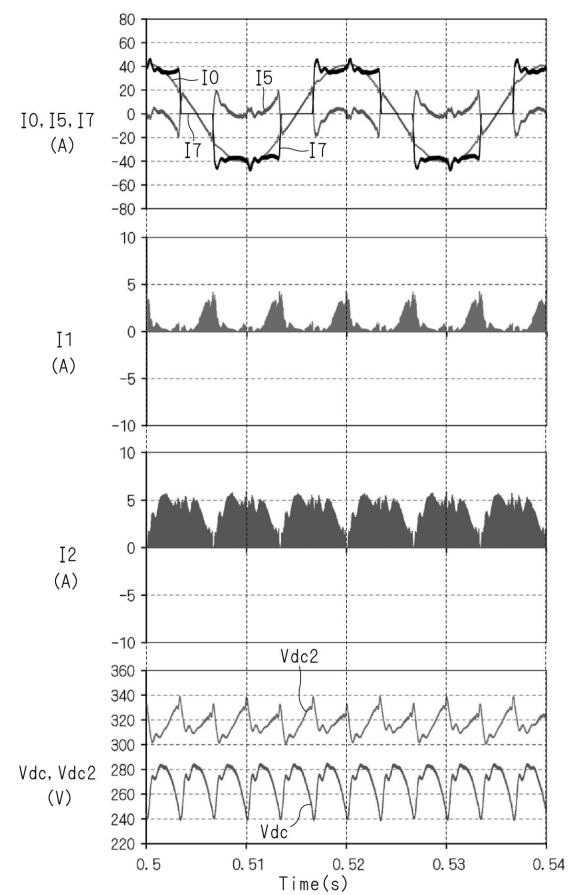
【図 16】



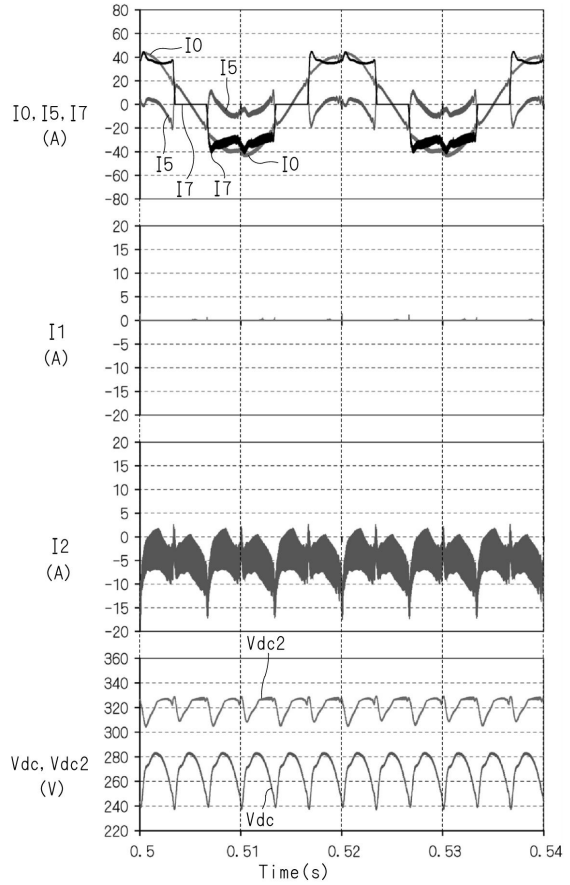
【図 17】



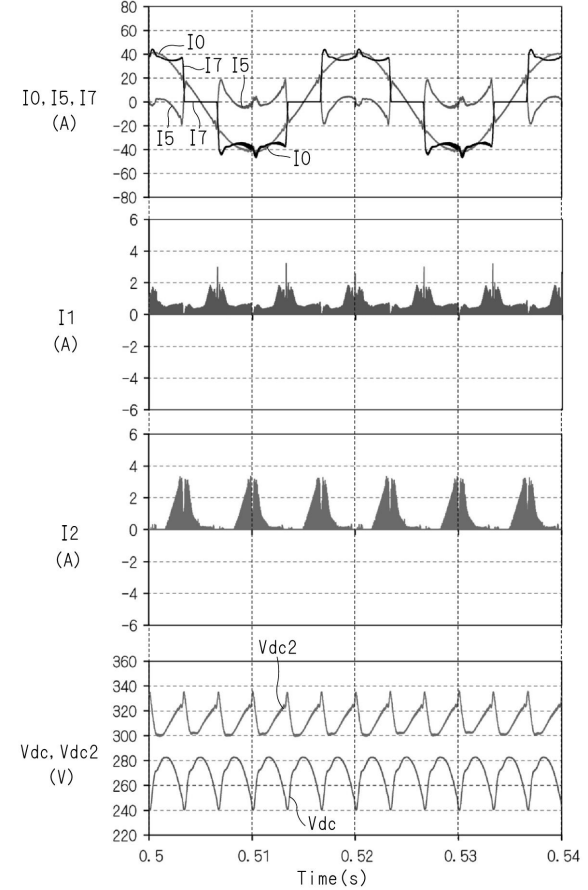
【図 18】



【 図 2 0 】

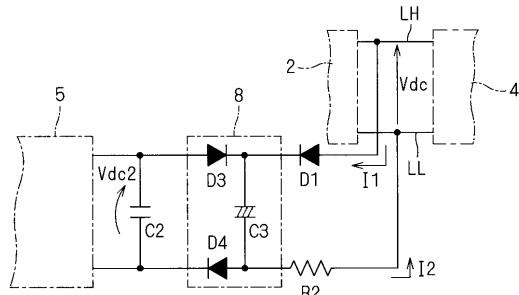


【 図 2 2 】

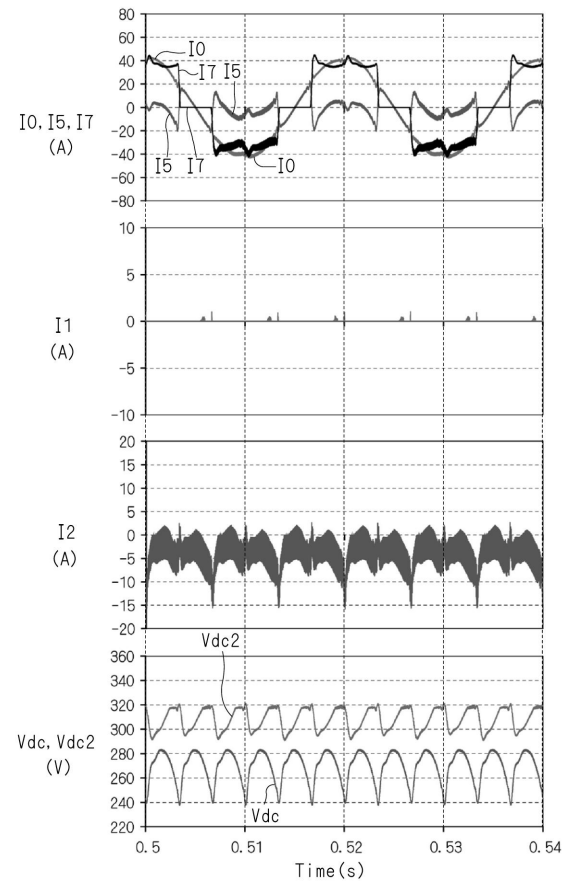




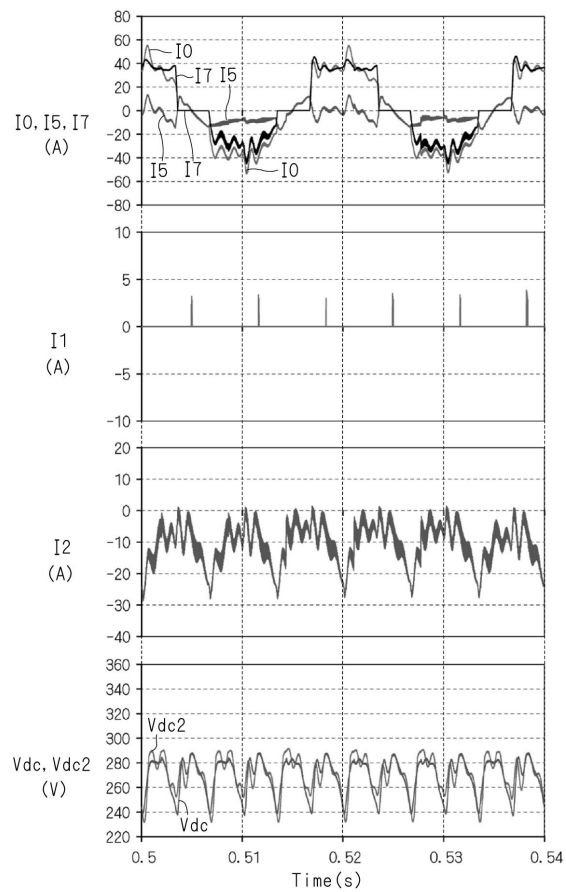
【図 23】



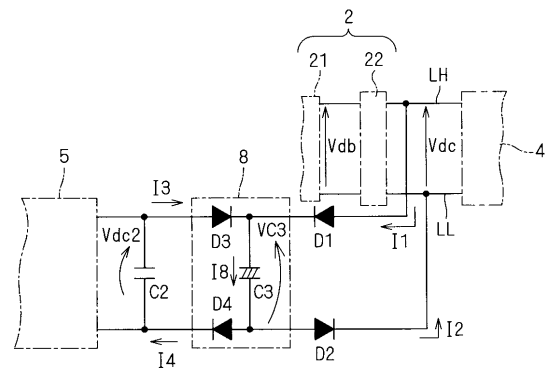
【図 24】



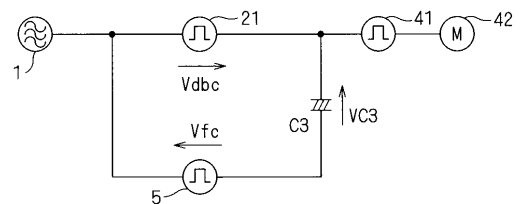
【図 25】



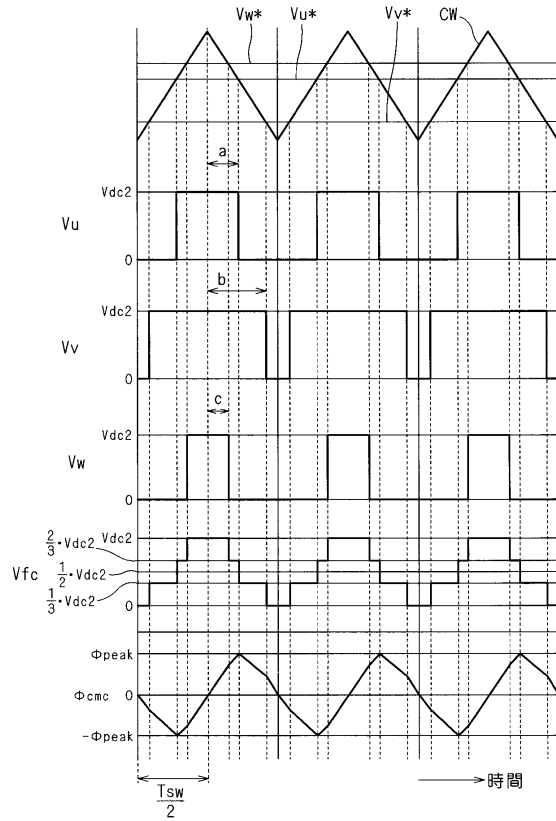
【図 26】



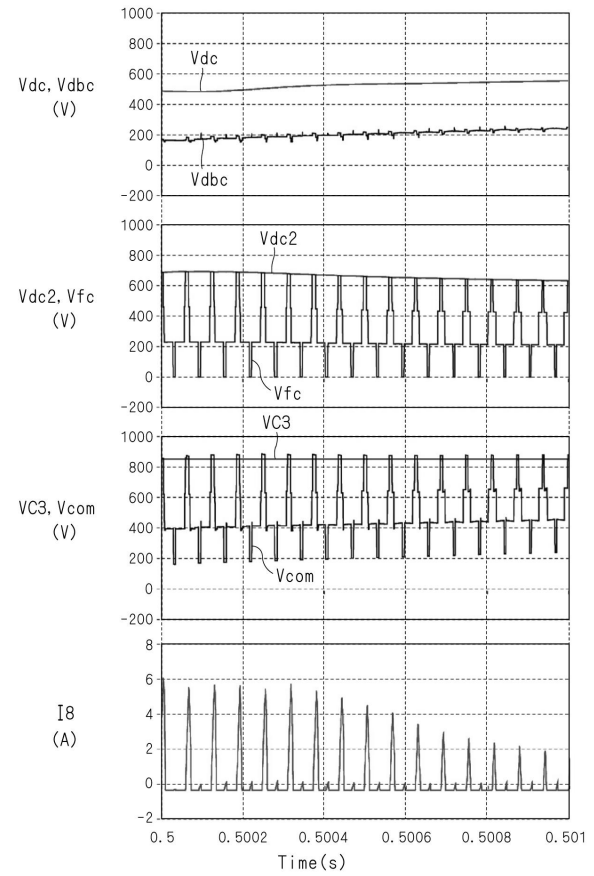
【図 27】



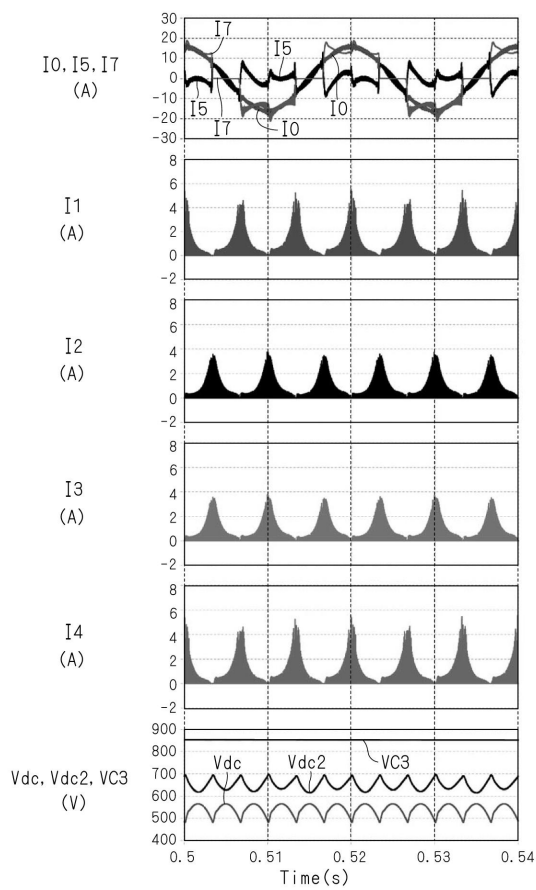
【図 28】



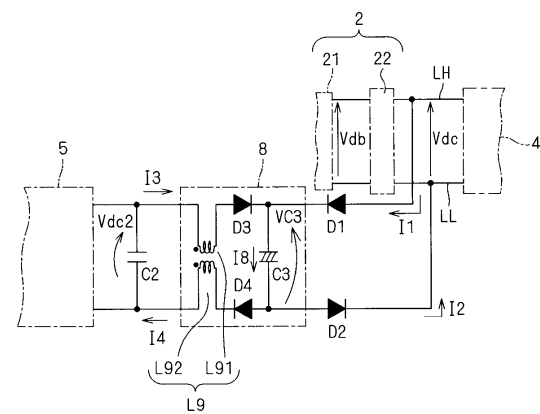
【図 29】



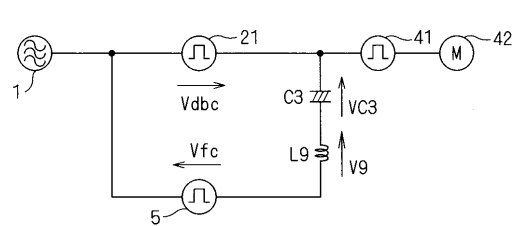
【図 30】



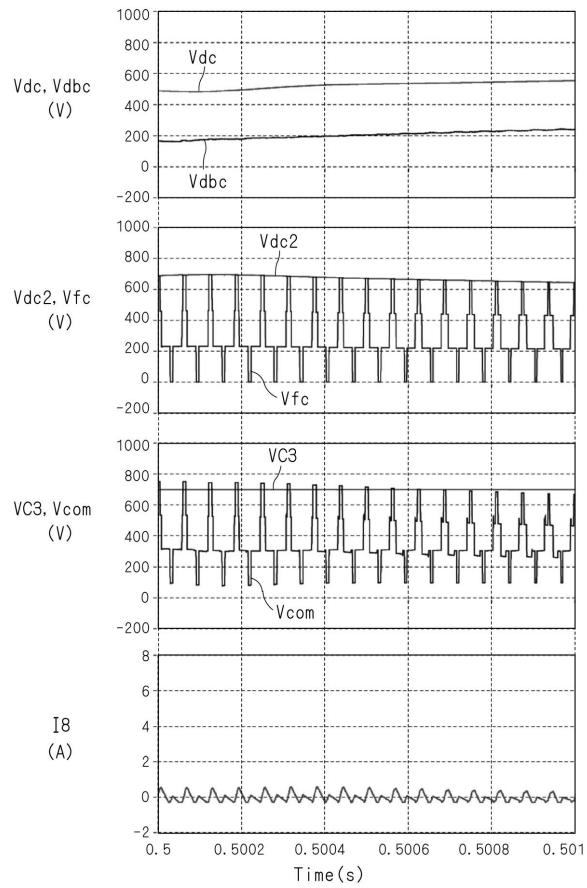
【図 31】



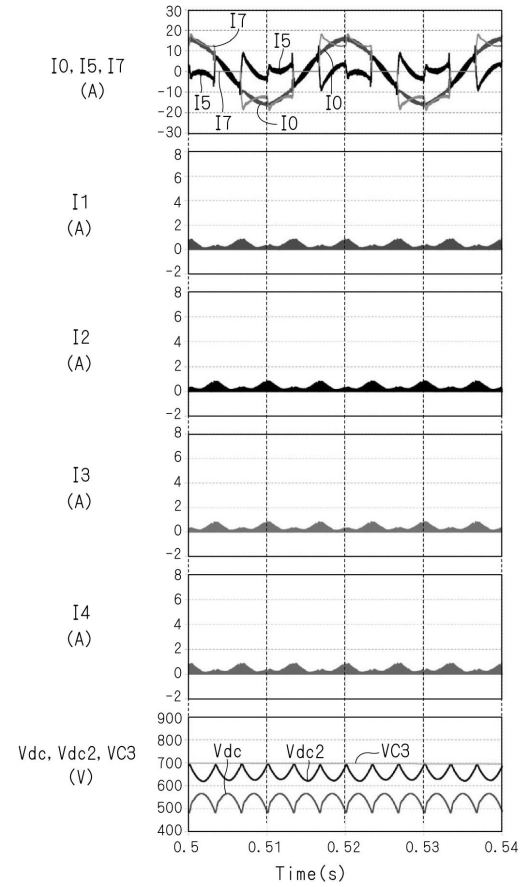
【図 32】



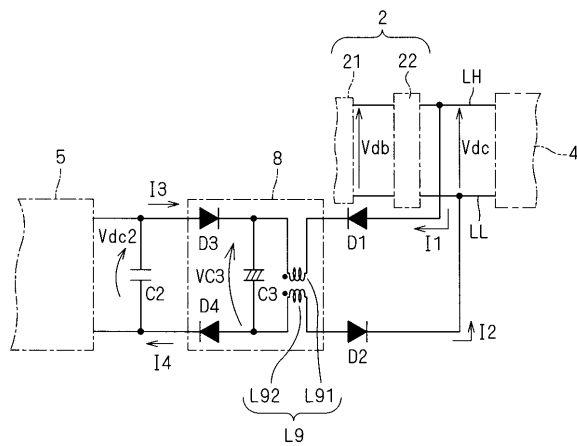
【図 3 3】



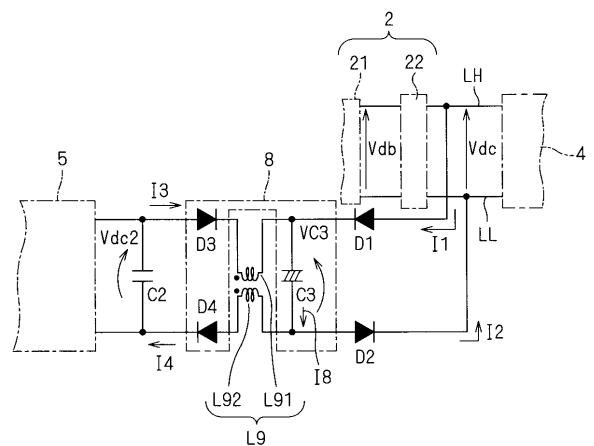
【図 3 4】



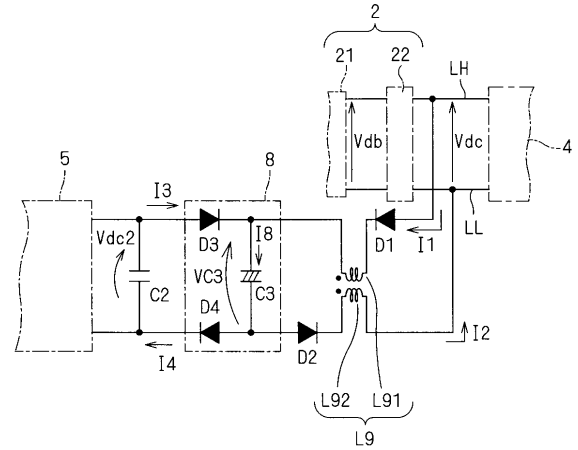
【図 3 5】



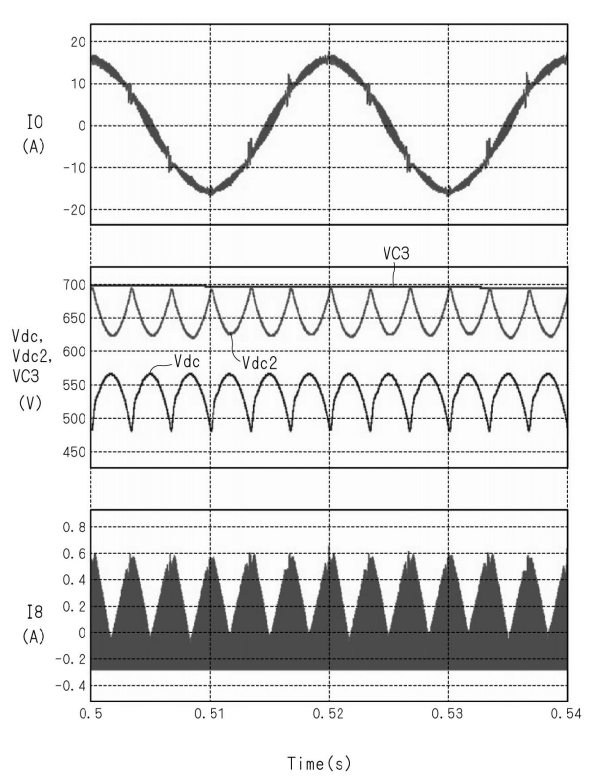
【図 3 6】



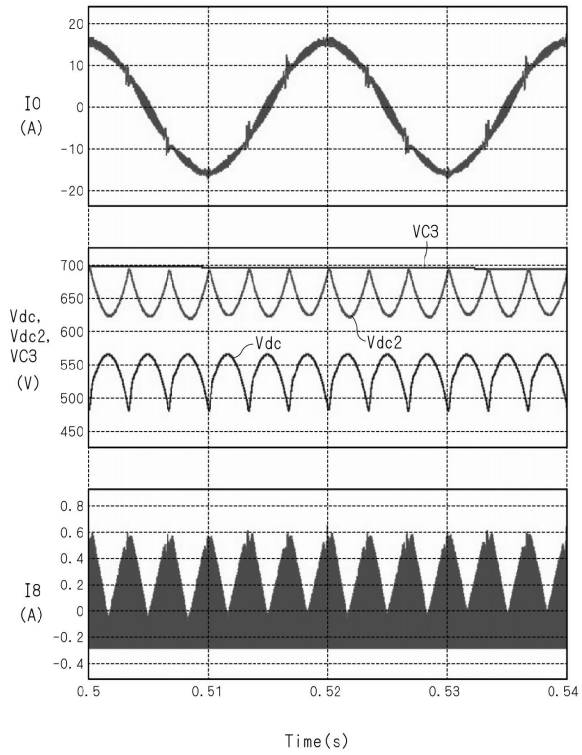
【 図 3 8 】



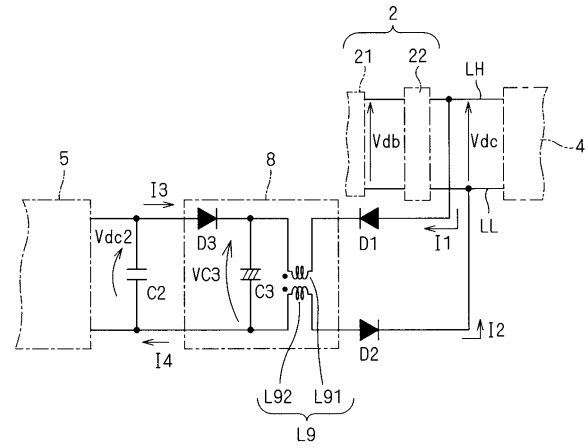
【 図 4 0 】



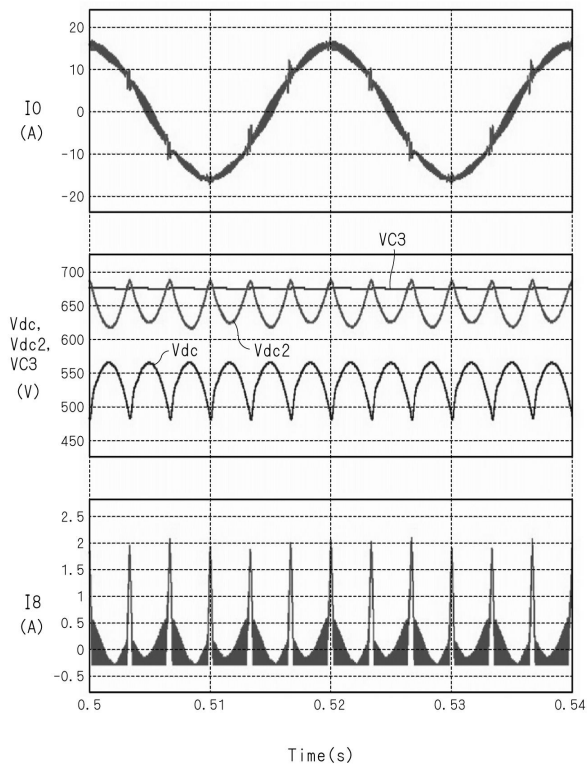
【図 4 1】



【図 4 2】



【図 4 3】



---

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