

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2016年4月21日(21.04.2016)



(10) 国際公開番号
WO 2016/059969 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/06 (2006.01) *H02M 7/12* (2006.01)
H02J 3/01 (2006.01) *H03H 11/02* (2006.01)
H02M 1/12 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2015/077556
- (22) 国際出願日: 2015年9月29日(29.09.2015)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2014-210821 2014年10月15日(15.10.2014) JP
特願 2015-078968 2015年4月8日(08.04.2015) JP
- (71) 出願人: ダイキン工業株式会社(DAIKIN INDUSTRIES, LTD.) [JP/JP]; 〒5308323 大阪府大阪市北区中崎西二丁目4番12号 梅田センタービル Osaka (JP).
- (72) 発明者: 川嶋 玲二(KAWASHIMA Reiji). 藤田 崇之(FUJITA Takayuki).
- (74) 代理人: 吉竹 英俊, 外(YOSHITAKE Hidetoshi et al.); 〒5400001 大阪府大阪市中央区域見1丁目4番70号住友生命OBPプラザビル10階 Osaka (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

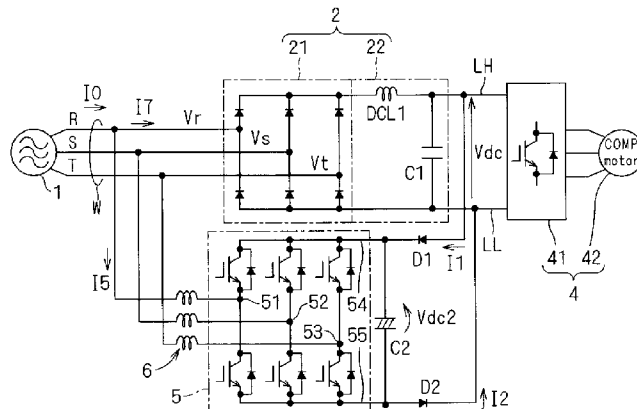
添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第21条(3))

(54) Title: ACTIVE FILTER AND ALTERNATING CURRENT-DIRECT CURRENT CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称: アクティブフィルタ、交直変換装置

[図1]



42 COMP motor

(57) Abstract: The purpose of the present invention is to increase, by means of a simple configuration, the series voltage applied to an active filter. The active filter is connected between a set of alternating-current input lines (W) and a pair of direct-current buses (LH, LL) in parallel with a rectification circuit (2). The active filter is provided with a capacitor (C2), diodes (D1, D2), and an inverter (5). Diode (D1) is disposed between one end of the capacitor (C2) and direct-current bus (LH). Diode (D2) is disposed between the other end of the capacitor (C2) and direct-current bus (LL). The diodes (D1, D2) are disposed in the forward direction with respect to a direct-current voltage (Vdc) output by the rectification circuit (2). The inverter (5) is provided with a set of alternating-current-side terminals (51, 52, 53) that are connected to the alternating-current input lines (W) and a pair of direct-current-side terminals (54, 55) that are connected to both ends of the capacitor (C2).

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2016/059969 A1



簡単な構成で、アクティブフィルタに与えられる直列電圧を高める。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（LH、LL）との間に、整流回路（2）と並列に接続される。当該アクティブフィルタは、コンデンサ（C2）と、ダイオード（D1、D2）と、インバータ（5）とを備える。ダイオード（D1）はコンデンサ（C2）の一端と直流母線（LH）との間に配置される。ダイオード（D2）はコンデンサ（C2）の他端と直流母線（LL）との間に配置される。ダイオード（D1、D2）は、整流回路（2）が出力する直流電圧（Vdc）に対して順方向となる向きで配置される。インバータ（5）は、交流入力線（W）に接続された一組の交流側端子（51、52、53）と、コンデンサ（C2）の両端に接続された一対の直流側端子（54、55）とを備える。

明 細 書

発明の名称： アクティブフィルタ、交直変換装置

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。

[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。

[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

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列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列電圧を高める技術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

[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 (LH, LL) 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) とを備える。

[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）と前記一对の直流母線（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、一の前記一对の直流母線（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、他の前記一对の直流母線（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、前記一对の直流母線（ＬＨ，ＬＬ）の間に設けられる第２コンデンサ（Ｃ１）とを有する。

[0014] 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、前記第１コンデンサ（Ｃ２）と前記一对の電流制限素子（Ｄ１，Ｄ２，Ｒ２）との間に設けられ、前記直流電圧（Ｖｄｃ）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、前記一对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）を更に備える。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（Ｄ１）は前記クランプ用ダイオードを介して前記第１コンデンサの一对の端の一方に接続される。

[0015] 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３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）の前記一对の端の間に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。

[0016] この発明にかかるアクティブフィルタの第５の態様は、その第３の態様または第４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、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。

[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。

[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。

[0020] 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、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。

[0021] 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、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 5 の態様によれば、クランプ用コンデンサに対して要求される電力容量が低減する。

[0023] この発明の目的、特徴、局面、および利点は、以下の詳細な説明と添付図面とによって、より明白となる。

図面の簡単な説明

[0024] [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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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駆動系における各部の電流、電圧を示すグラフ。

[図26]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。

[図27]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等価回路を示す回路図。

[図28]第5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。

[図29]第5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。

[図30]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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[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。

[図39]第6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。

[図40]第6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。

[図41]第6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。

[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。

[図43]第6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。

発明を実施するための形態

[0025] 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。

[0026] 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。

[0027] 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。

[0028] 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、一对の電流制限素子とを備える。一对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对の電流制限素子是一对のダイオードである場合を例示する。

[0029] 一对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 の一对の端のそれぞれを一对の直流母線 L_H 、 L_L のそれぞれと接続する。そしてダイオード 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。

[0030] 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。

[0031] 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对の直流側端子 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。

[0032] 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。

[0033] 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とを有する。ローパスフィルタ22はダイオードブリッジ21と一对の直流母線 L_H 、 L_L との間に設けられる。ダイオードブリッジ21は一組の交流入力線

Wとローパスフィルタ22との間に設けられる。

[0034] ローパスフィルタ22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。

[0035] 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、一対の直流母線LH、LLの間に設けられるコンデンサC1とを有している。リアクトルDCL1は、直流母線LHとダイオードブリッジ21との間に設けられてもよい。

[0036] 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41とモータ42とを有する。インバータ41は直流電圧Vdcを交流電圧に変換してモータ42に供給する。モータ42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。

[0037] 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。

[0038] 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D2を短絡除去した構造に相当する。

[0039] 即ち、当該比較例では、コンデンサC1、C2のそれぞれの低電位側の端は、直流母線LLに共通に接続されている。

[0040] 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LLから直流側端子55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。

[0041] 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I7、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I5を導入すると、交流電源1から流れ出す電流I0（これは交流入力線Wに流れる電流でもある）は電流I7と電流I5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I1、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。

[0042] 但し、第 1 の実施の形態にかかる構成では $I_2 \geq 0$ であるのに対し、比較例では $I_2 < 0$ となり得る。

[0043] 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 $DC L_1$ 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。

[0044] 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_2 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。

[0045] 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。

[0046] 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。

[0047] 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。

[0048] 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。

[0049] 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。

[0050] 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。

[0051] 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。

[0052] 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。

[0053] 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。

[0054] 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 280 V 程度であるが、図 5 では

電圧 V_{dc2} が 320 V 程度であるのに対し、図 6 では電圧 V_{dc2} が 340 V 程度である)。

[0055] 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。

[0056] 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。

[0057] 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、一對のダイオード D_1 、 D_2 を介して一對の直流母線 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。

[0058] 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。

[0059] 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、上述の一對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、一對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。

[0060] 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。見方を換えれば、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。

[0061] 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。

[0062] 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上となっている。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。

[0063] 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。

[0064] 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5及び図6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5では電圧Vdc2が310V程度であるのに対し、図6では電圧Vdc2が310～320V程度である）。

[0065] 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。

[0066] 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。

[0067] 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。

[0068] 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 $DC L 2$ 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。

[0069] 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 $L H$ 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 $DC L 1$ と、直流母線 $L L$ 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 $DC L 2$ と、直流母線 $L H$ 、 $L L$ の間に設けられるコンデンサ $C 1$ とを有する、と把握される。

[0070] 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 $DC L 1$ 、 $DC L 2$ がコンデンサ $C 1$ を挟んで直列に接続されている、と見ることもできる。

[0071] 図 11 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。

[0072] 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。

[0073] $V_r < V_s$ 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 L_H 、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。

[0074] $V_r > V_s$ 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 L_L 、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。

[0075] 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。

[0076] 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10に示された場合と比較して、図11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。

[0077] 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。

[0078] 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。

[0079] 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。

[0080] 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送出できる。

[0081] 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。

[0082] 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。

[0083] 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。

[0084] 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。

[0085] 一对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。

[0086] 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 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。

[0087] 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 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。

[0088] 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 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。

[0089] 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、一對のダイオード D_1 、 D_2 を介して一對の直流母線 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。

[0090] 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の出力側の一對の端子の間で、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構成を採用したものである。

[0091] 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。

[0092] 図17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。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。

[0093] よって第3の実施の形態と同様に、リアクトル DC_L1 、 DC_L2 を採用することにより、図18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。

[0094] 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。

[0095] 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。

[0096] 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。

[0097] 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。

[0098] 具体的にはクランプ用ダイオードD4は、コンデンサC2の一对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。

[0099] 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。

- [0100] 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。
- [0101] 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。
- [0102] 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。
- [0103] 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_{dc2} は直流電圧 V_{dc} 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。
- [0104] 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 I_0 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。
- [0105] 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。

[0106] 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。

[0107] 第6の実施の形態.

図26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。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。

[0108] 図27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示している。

[0109] 具体的には、ダイオードブリッジ21は電圧Vdbのコモンモード電圧Vdbcを発生し、インバータ5は電圧Vdc2のコモンモード電圧Vfcを発生する。電圧Vdb、VC3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。

[0110] 図1を参照して、交流電源1から得られる電圧Vr、Vs、Vtが三相交流を成すので、コモンモード電圧Vdbcは式（1）で求められる。

[0111]
$$V_{dbc} = (V_r + V_s + V_t) / 3 \dots (1)$$

[0112] 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Vu、Vv、Vwを導入すると、コモンモード電圧Vfcは式（2

) で求められる。

$$[0113] \quad V_{fc} = (V_u + V_v + V_w) / 3 \cdots (2)$$

[0114] 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。

[0115] 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。

[0116] 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 α を導入した。

$$[0117] \quad V_u = K \cdot \sin(\alpha), \quad V_v = K \cdot \sin(\alpha - 2\pi/3), \quad V_w = K \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3) \cdots (3)$$

[0118] 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。

$$[0119] \quad a = (T_{sw}/2) / (1/2 - K \cdot \sin(\alpha)), \quad b = (T_{sw}/2) / (1/2 - K \cdot \sin(\alpha - 2\pi/3)), \quad c = (T_{sw}/2) / (1/2 - K \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3)) \cdots (4)$$

[0120] 図29は、第5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。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 $V_{d b c}$ は直流電圧 $V_{d c}$ の $1/3$ 程度となる。

[0121] 電圧 $V_{d c 2}$ はコモンモード電圧 $V_{f c}$ の上限を結ぶ包絡線を呈する。コモンモード電圧 $V_{c o m}$ はコモンモード電圧 $V_{d b c}$ 、 $V_{f c}$ の和であり、図 27 から理解されるように、電圧 $V_{C 3}$ のコモンモード電圧に相当する。よって電圧 $V_{d c 2}$ のコモンモード電圧 $V_{f c}$ に対する振る舞いと同様に、電圧 $V_{C 3}$ もコモンモード電圧 $V_{c o m}$ のほぼ上限を結ぶ包絡線を呈する。但し電圧 $V_{C 3}$ は電圧 $V_{d c 2}$ よりも $V_{d c}/3$ 程度高い。

[0122] コモンモード電圧 $V_{c o m}$ に由来して、電圧 $V_{C 3}$ は電圧 $V_{d c 2}$ 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。

[0123] 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 $V_{d c}$ 及び電圧 $V_{d c 2}$ の他、電流 I_3 、 I_4 及び電圧 $V_{C 3}$ 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 $V_{d c}$ 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。

[0124] 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 9 を追加した点で異なっている。

[0125] 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。

[0126] 図31においては、リアクトルL91がクランプ用ダイオードD3とコンデンサC2の高電位端との間に接続され、リアクトルL92がクランプ用ダイオードD4とコンデンサC2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L91, L92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。

[0127] 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。

[0128] この等価回路においてコモンモードチョークL9はインバータ5とクランプ用コンデンサC3との間に配置され、電圧VC3と同じ方向に電圧V9が発生する。これにより、コモンモード電圧Vcomは打ち消される。また電流I5, I7に流れるコモンモード電流もキャンセルされ、電流I8も小さくなる。

[0129] 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I8は小さくなり、電圧VC3は電圧Vdc2程度となることが分かる。よってクランプ用コンデンサC3に対して要求される電力容量が低減する。

[0130] 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VC3は電圧Vdc2程度となるのみならず、電流I1, I2, I3, I4も小さくなることが看取される。これはダイオードD1, D2やクランプ用ダイオードD3, D4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。

[0131] コモンモードチョークL9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L9に流れる磁束 Φ_{cmc} は式(5)で表される。但し記号 $\int$ 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。

[0132]
$$\Phi_{cmc} = (1/N) \cdot \int V_9 \cdot dt \cdots (5)$$

[0133] コモンモード電圧Vfcが全てコモンモードチョークL9に印加された場合、そのピーク値 Φ_{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 $-\pi/6 < \alpha < \pi/6$ の場合に相当する。この場合、図 28 を参照して、ピーク値 Φ_{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 Φ_{cmc} は位相 α 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 Φ_{cmc} も併記した。

$$[0134] \quad \Phi_{peak} = (1/N) \cdot [(V_{dc2}/2) (c-0) + (V_{dc2}/3) (a-c)] = (V_{dc2}/N) \cdot (c/6 + a/3) \dots (6)$$

[0135] ピーク値 Φ_{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 Φ_{peak} は式 (7) で表される。

$$[0136] \quad \Phi_{peak} = (1/N) \cdot (V_{dc2}/2) \cdot (T_{sw}/4) = (V_{dc2} \cdot T_{sw}) / (8 \cdot N) \dots (7)$$

[0137] 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 Φ_{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。

[0138] 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。

[0139] 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 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_{92} 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。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 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 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。

[0140] 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。

[0141] 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。

[0142] 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。

[0143] 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。

- [0144] 第8変形例では、リアクトル L_{91} 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_{92} 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_{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。
- [0145] 第9変形例では、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、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_{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。
- [0146] あるいはリアクトル L_{91} 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_{92} 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。
- [0147] 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。
- [0148] 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。
- [0149] 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。

- [0150] 第10変形例において、クランプ用ダイオードD4がないために電流I8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VC3を電圧Vdc2程度に抑える効果が得られる。
- [0151] 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I5が流れる三相の経路、あるいは電流I7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。
- [0152] 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L9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。
- [0153] 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D2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R2を採用してもよい。
- [0154] 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I8が急峻に変動しないように、クランプ用コンデンサC3に対して直列に抵抗を接続してもよい。
- [0155] 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。
- [0156] この発明は詳細に説明されたが、上記した説明は、すべての局面において、例示であって、この発明がそれに限定されるものではない。例示されていない無数の変形例が、この発明の範囲から外れることなく想定され得るものと解される。

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 (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
- を備える、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 (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] 前記一対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) と前記一対の直流母線 (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（２２）との間に設けられ、

前記ローパスフィルタは、一の前記一对の直流母線（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、他の前記一对の直流母線（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、前記一对の直流母線（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。

[請求項５]

前記第１コンデンサ（Ｃ２）と前記一对の電流制限素子（Ｄ１，Ｄ２，Ｒ２）との間に設けられ、前記直流電圧（Ｖｄｃ）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、前記一对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）を更に備え、

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（Ｄ１）は前記クランプ用ダイオードを介して前記第１コンデンサの一对の端の一方に接続される、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]

前記クランプ回路（８）は、前記第１コンデンサ（Ｃ２）の前記一对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５記載のアクティブフィルタ。

[請求項７]

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、

前記第３リアクトルは、

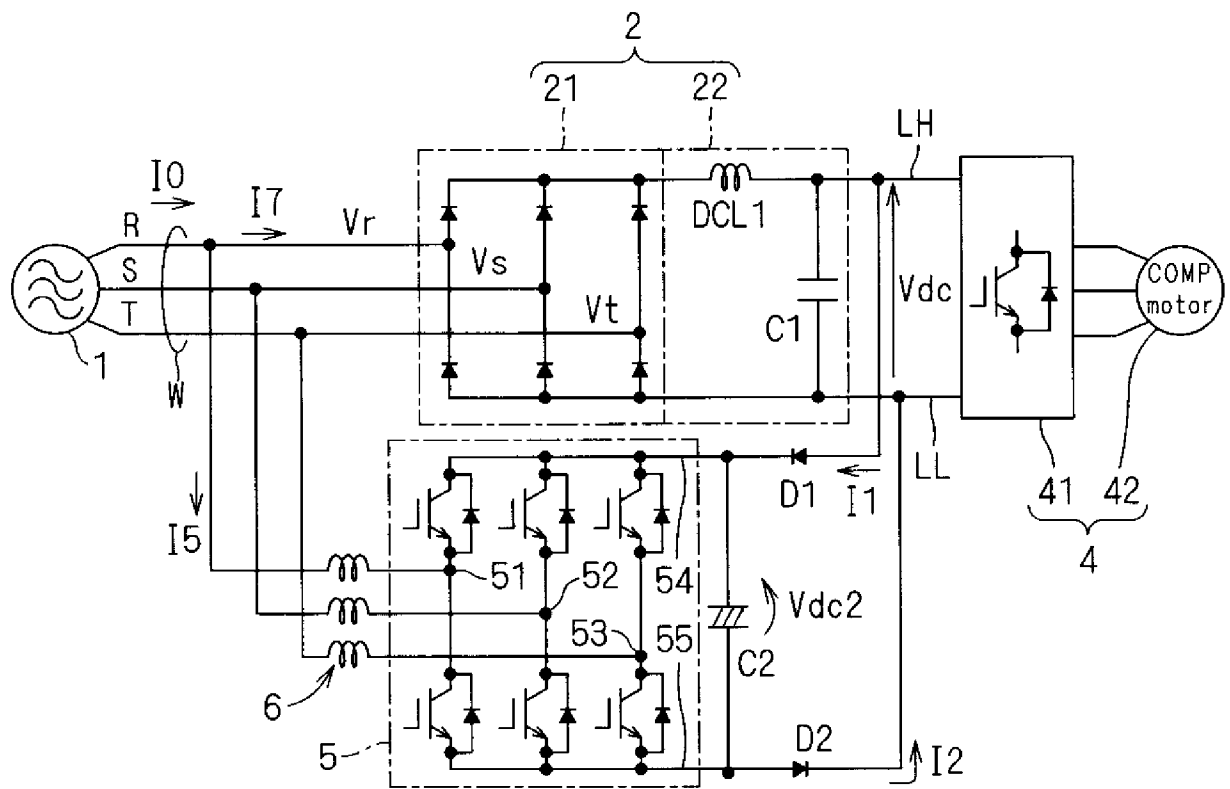
前記第1コンデンサ（C2）の前記一对の端の前記一方と前記直流母線の一方（LH）との間で前記一对の電流制限素子（D1）との間で直列に接続され、

前記第4リアクトルは、前記第1コンデンサ（C2）の前記一对の端の他方と前記直流母線の他方（LL）との間で前記一对の電流制限素子の他方（D2，R2）と直列に接続され、

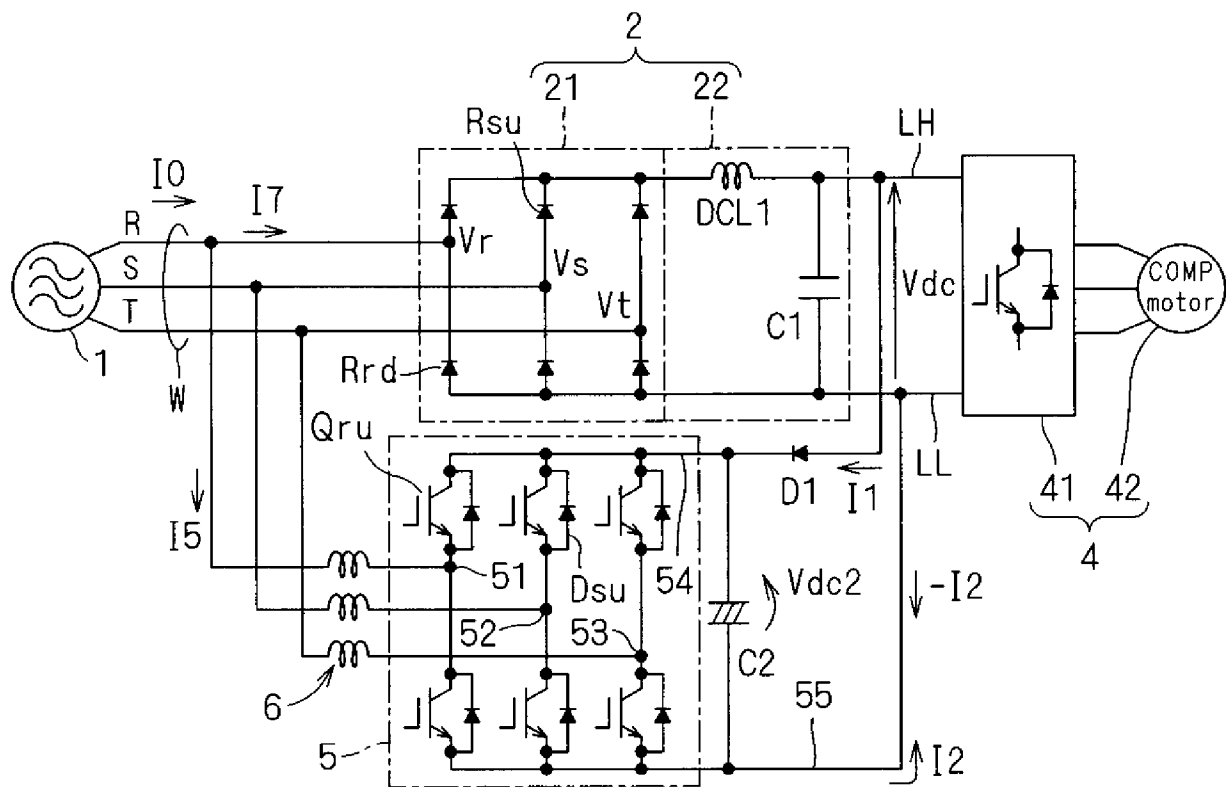
前記第3リアクトルと前記第4リアクトルのいずれもが、前記クランプ用コンデンサ（C3）に対して前記第1コンデンサ（C2）側にあるか、前記第1コンデンサと反対側にある、請求項5又は請求項6記載のアクティブフィルタ。

[請求項8] 請求項1乃至請求項7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。

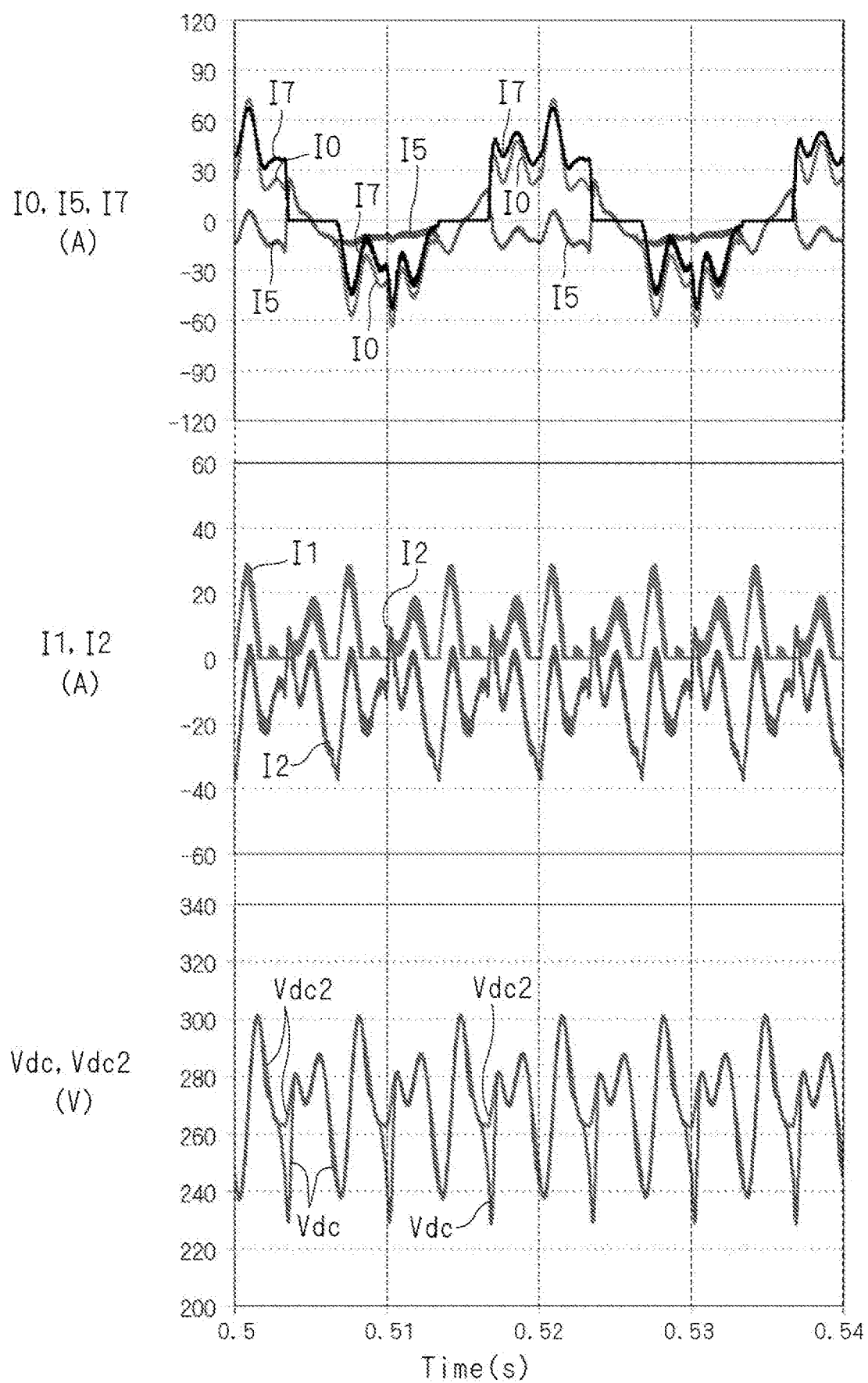
[図1]



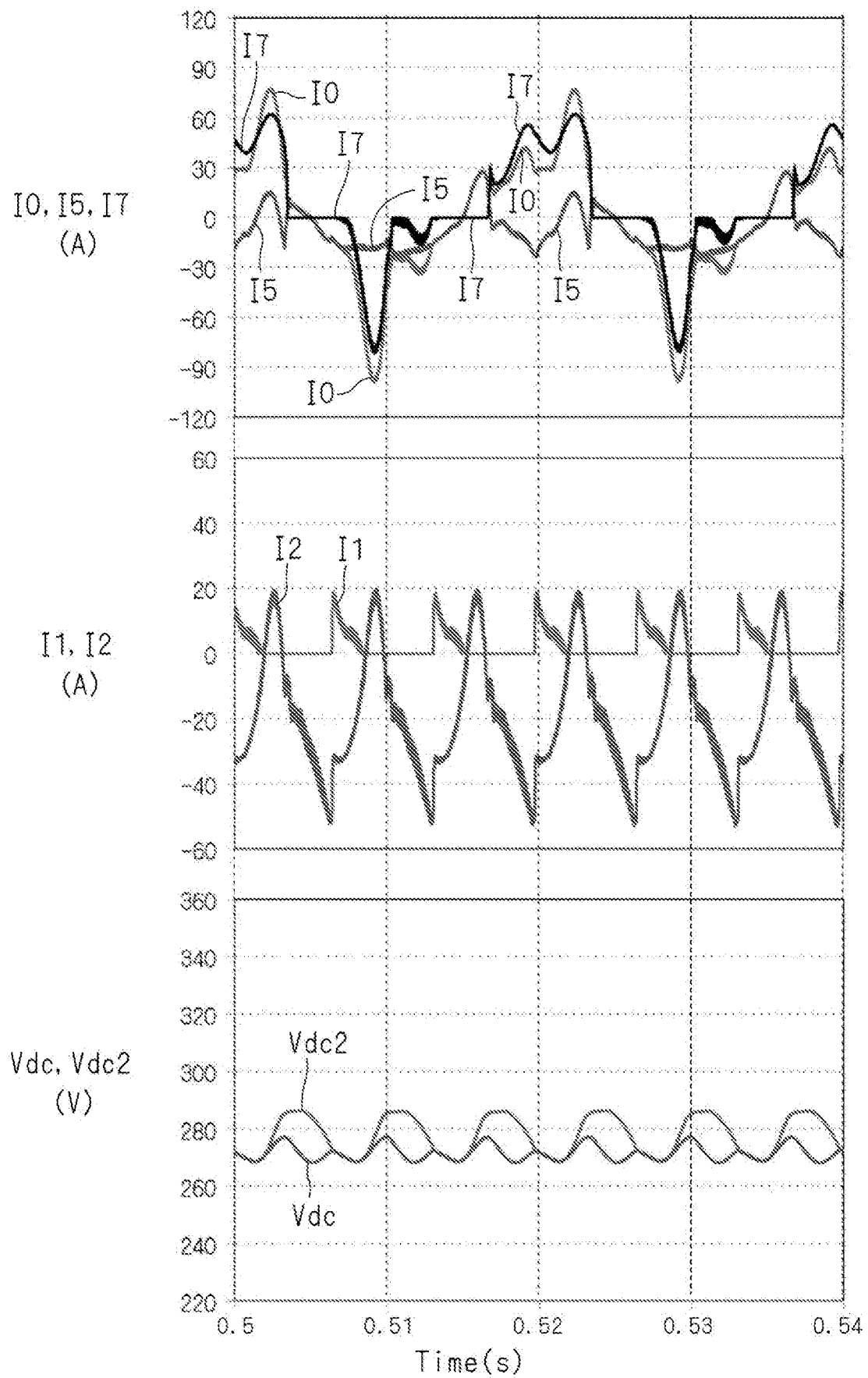
[図2]



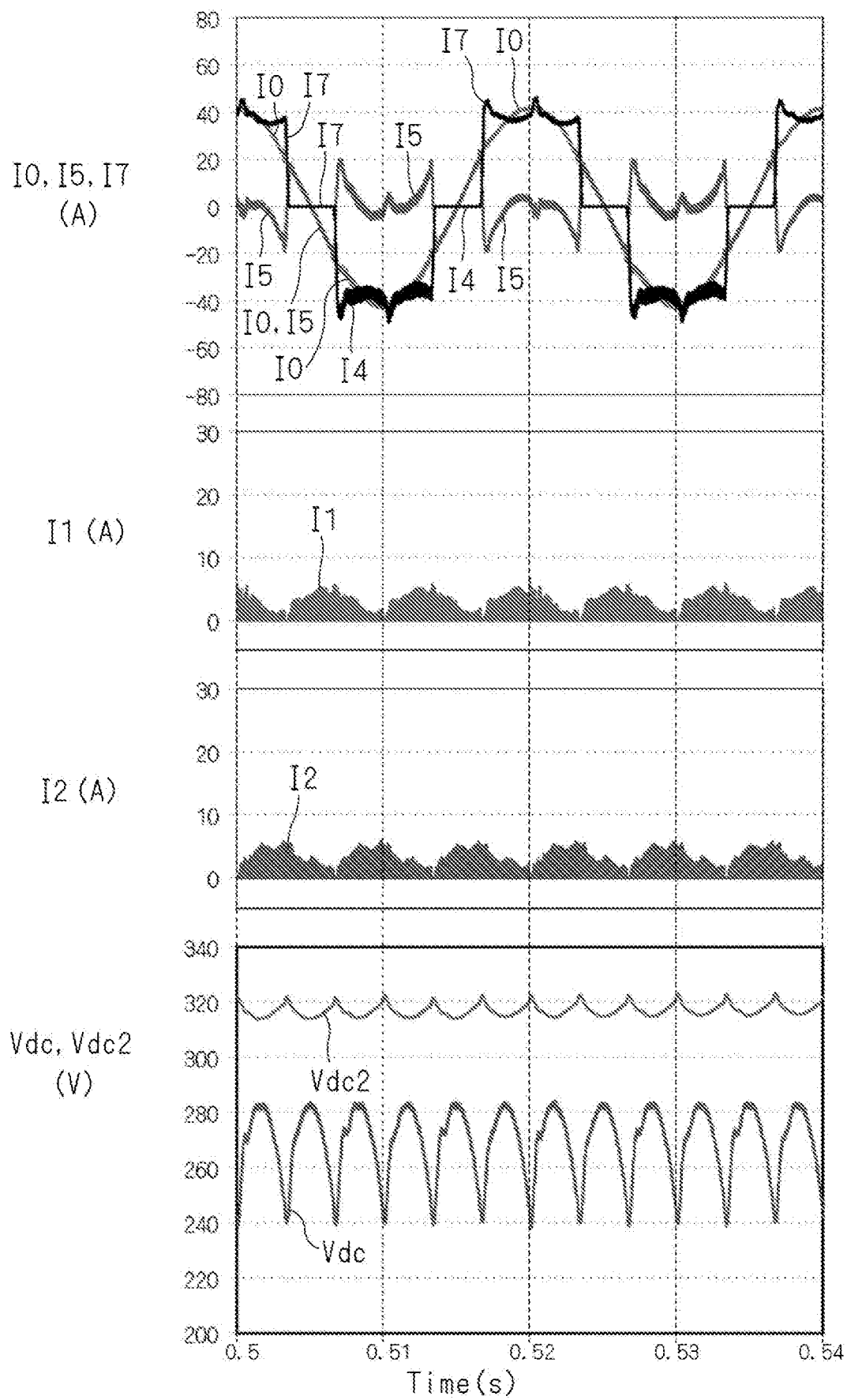
[図3]



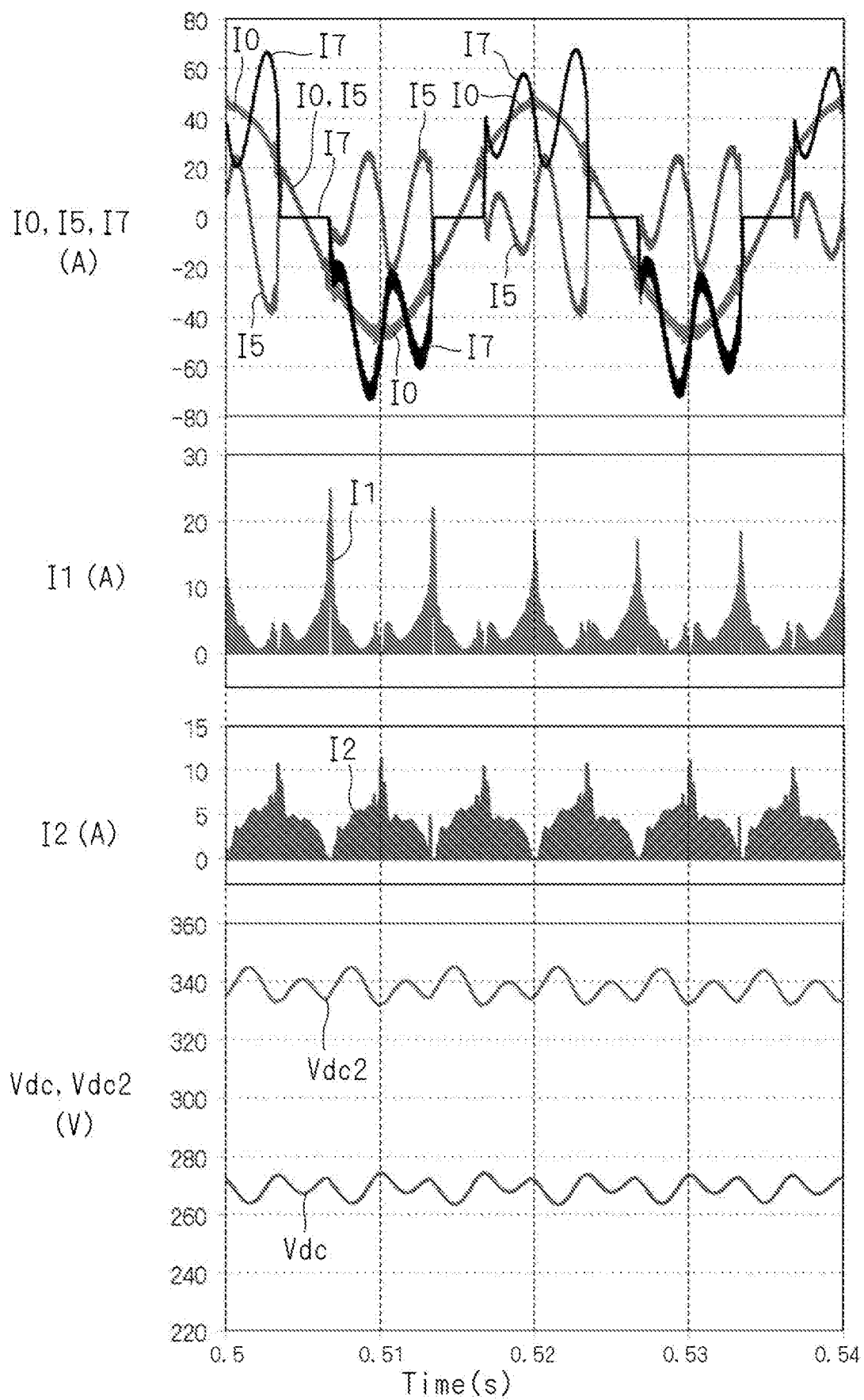
[図4]



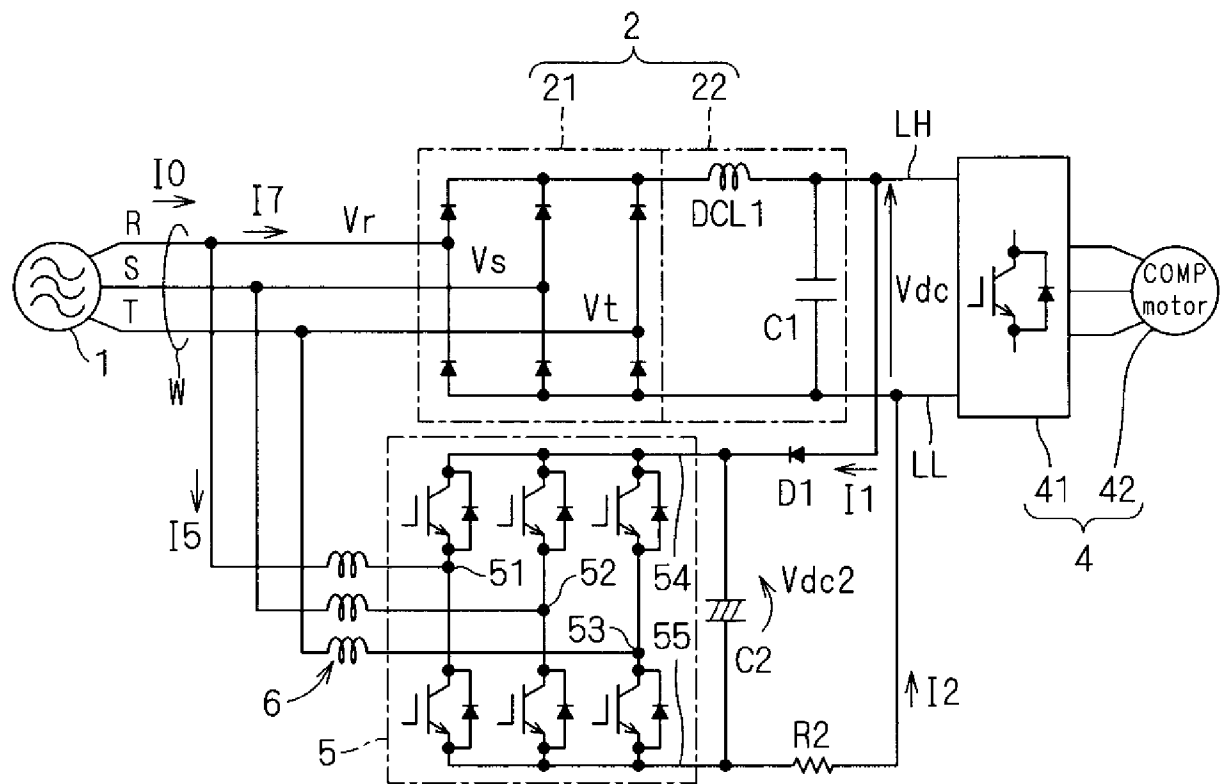
[図5]



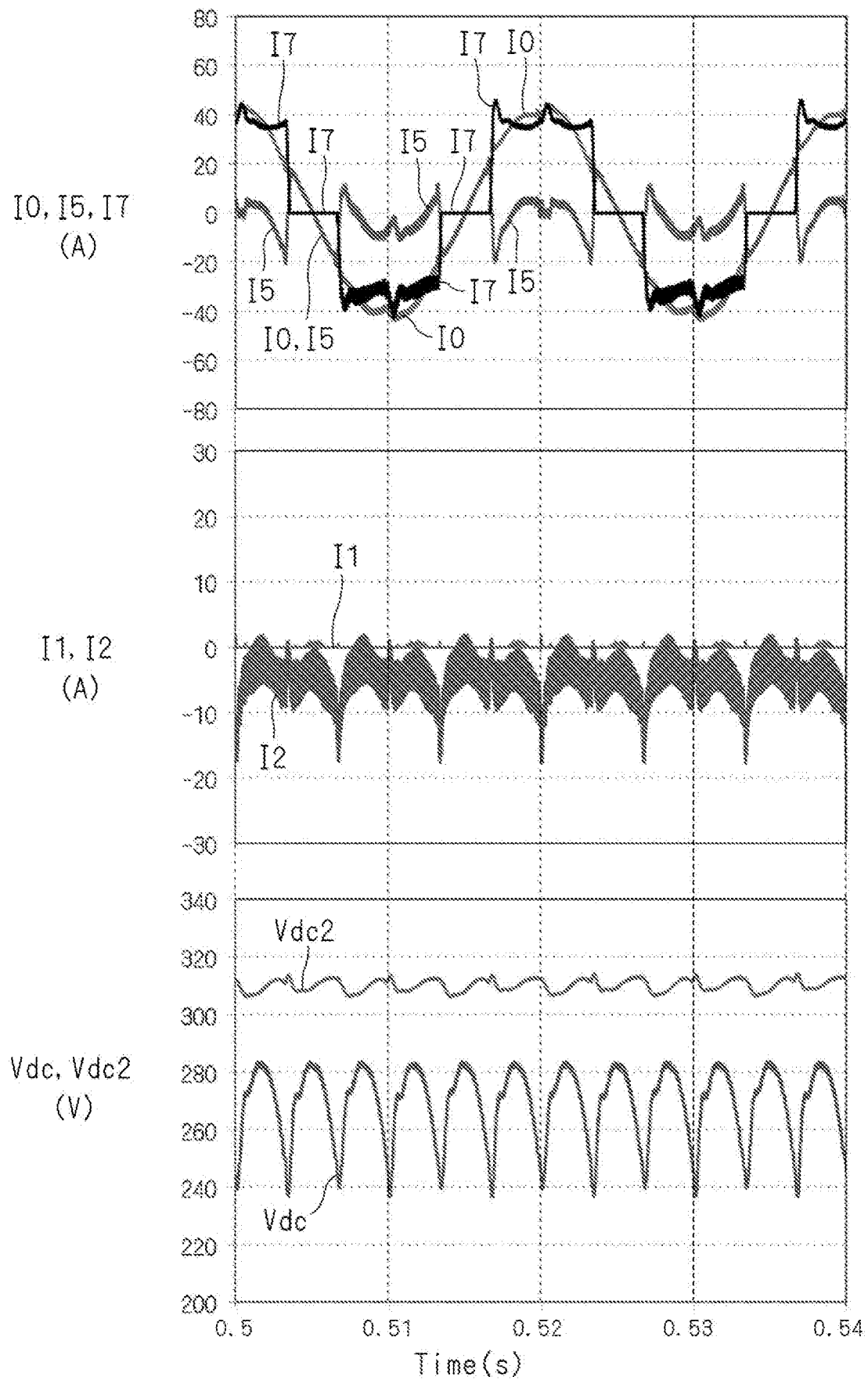
[図6]



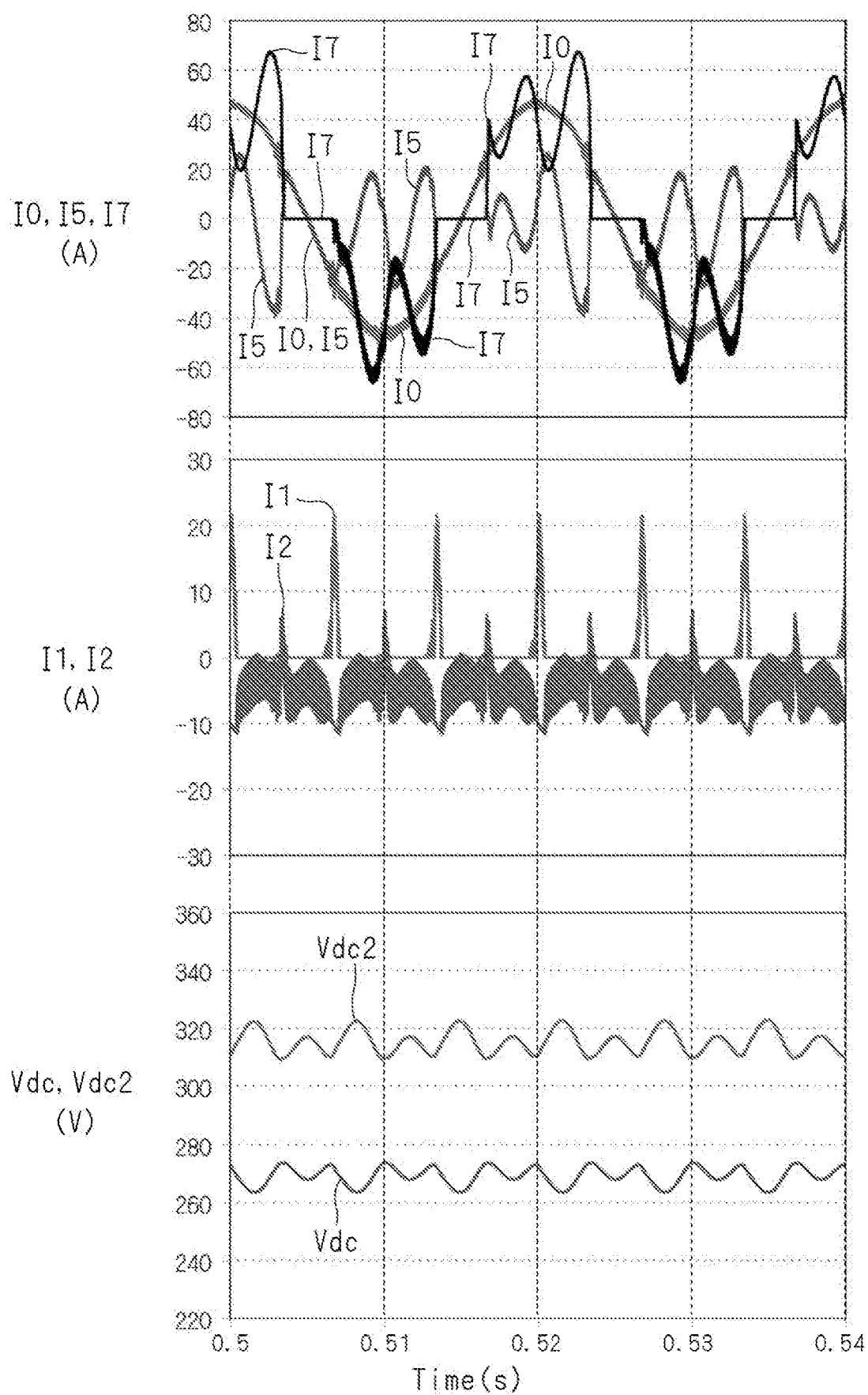
[図7]



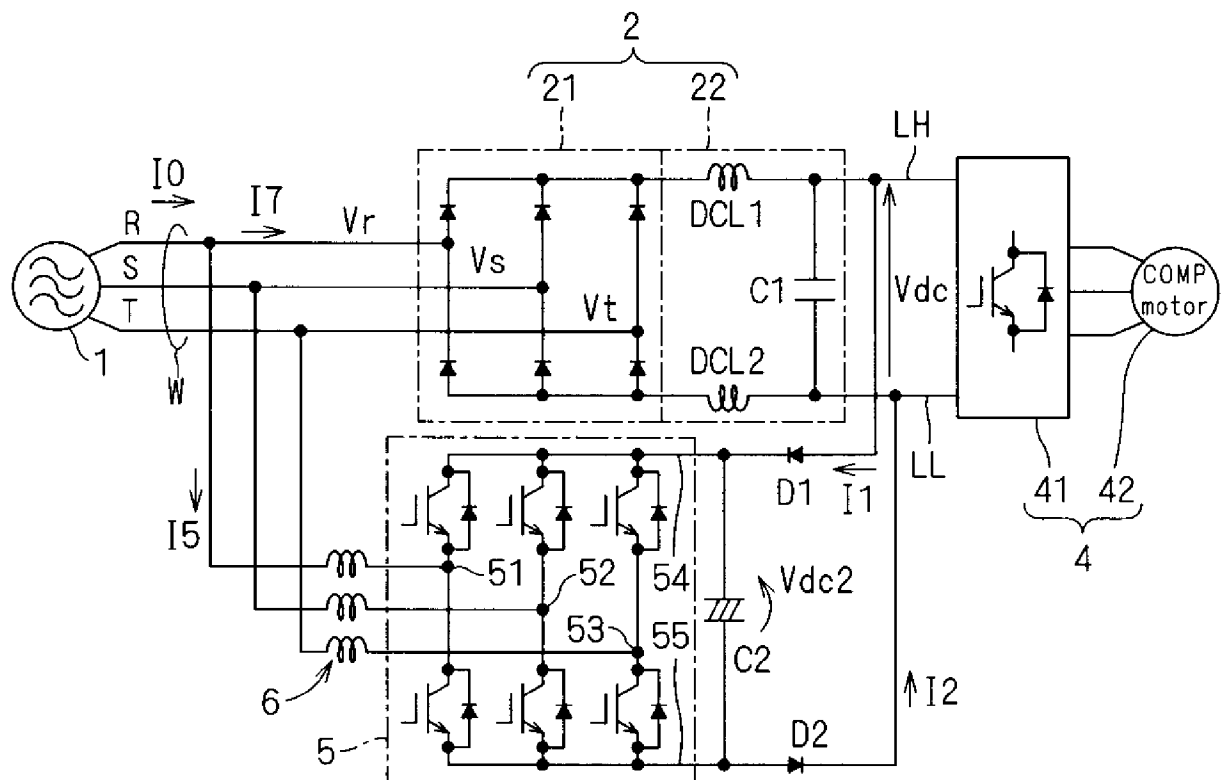
[図8]



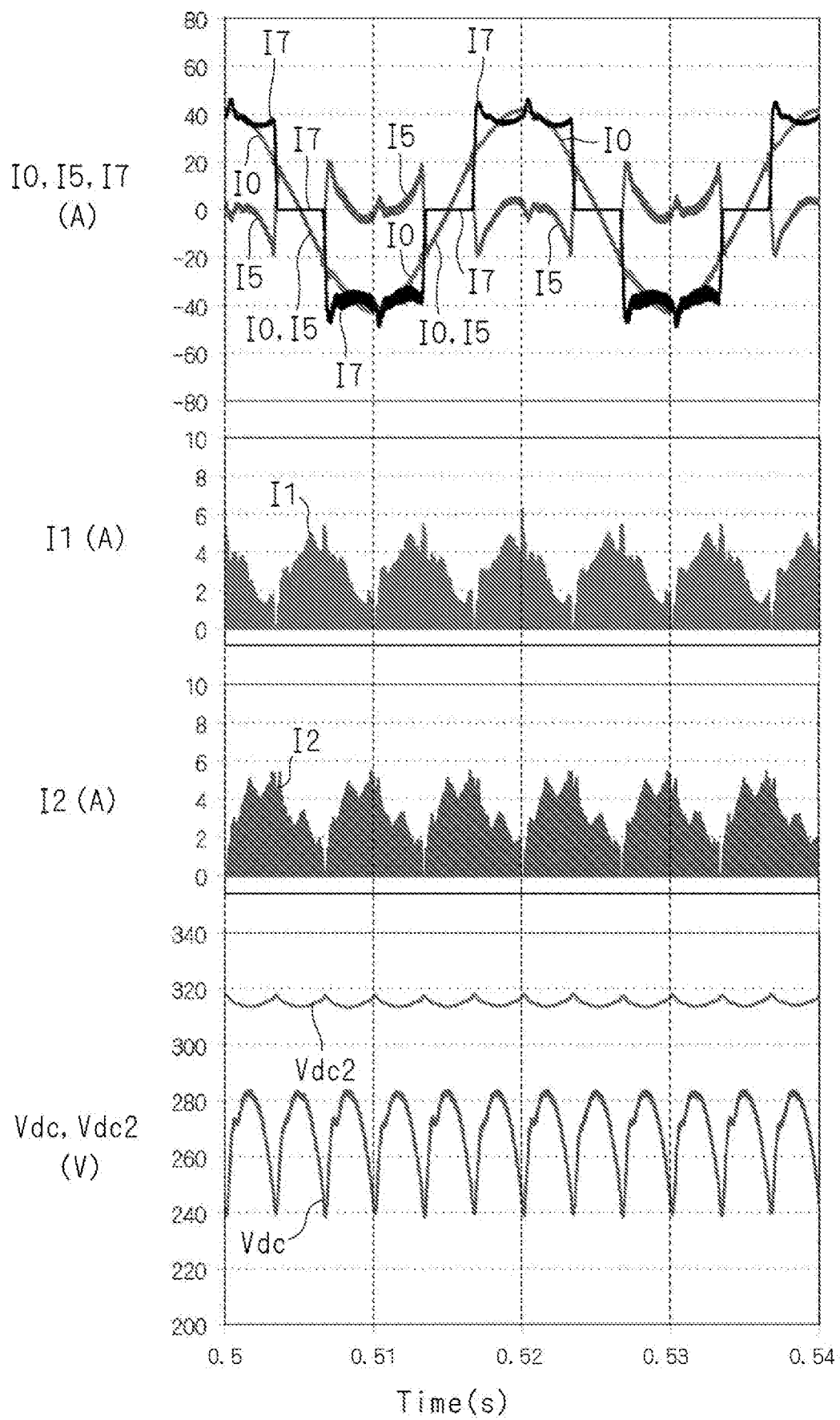
[図9]



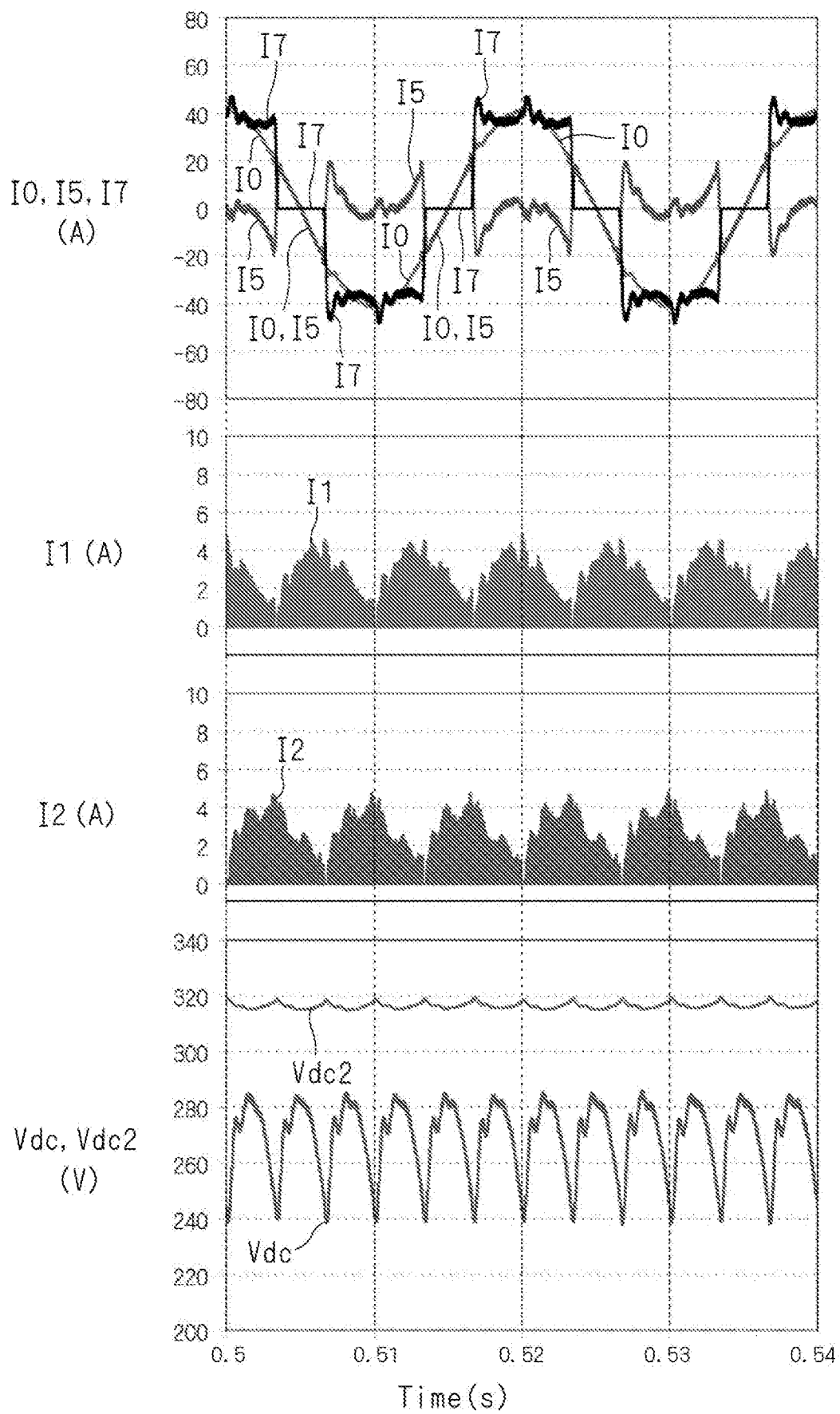
[図10]



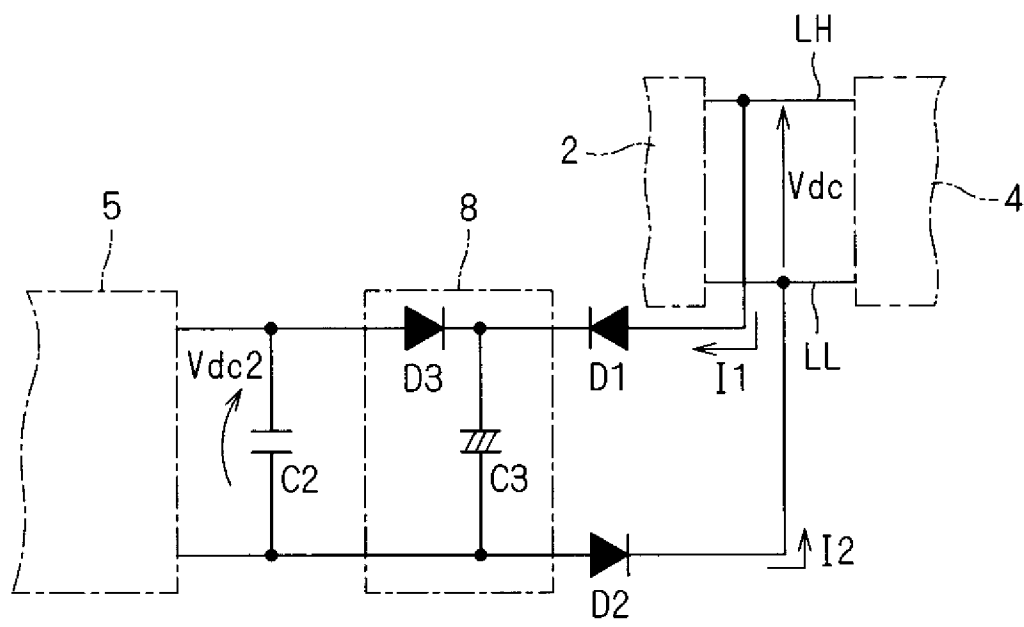
[図11]



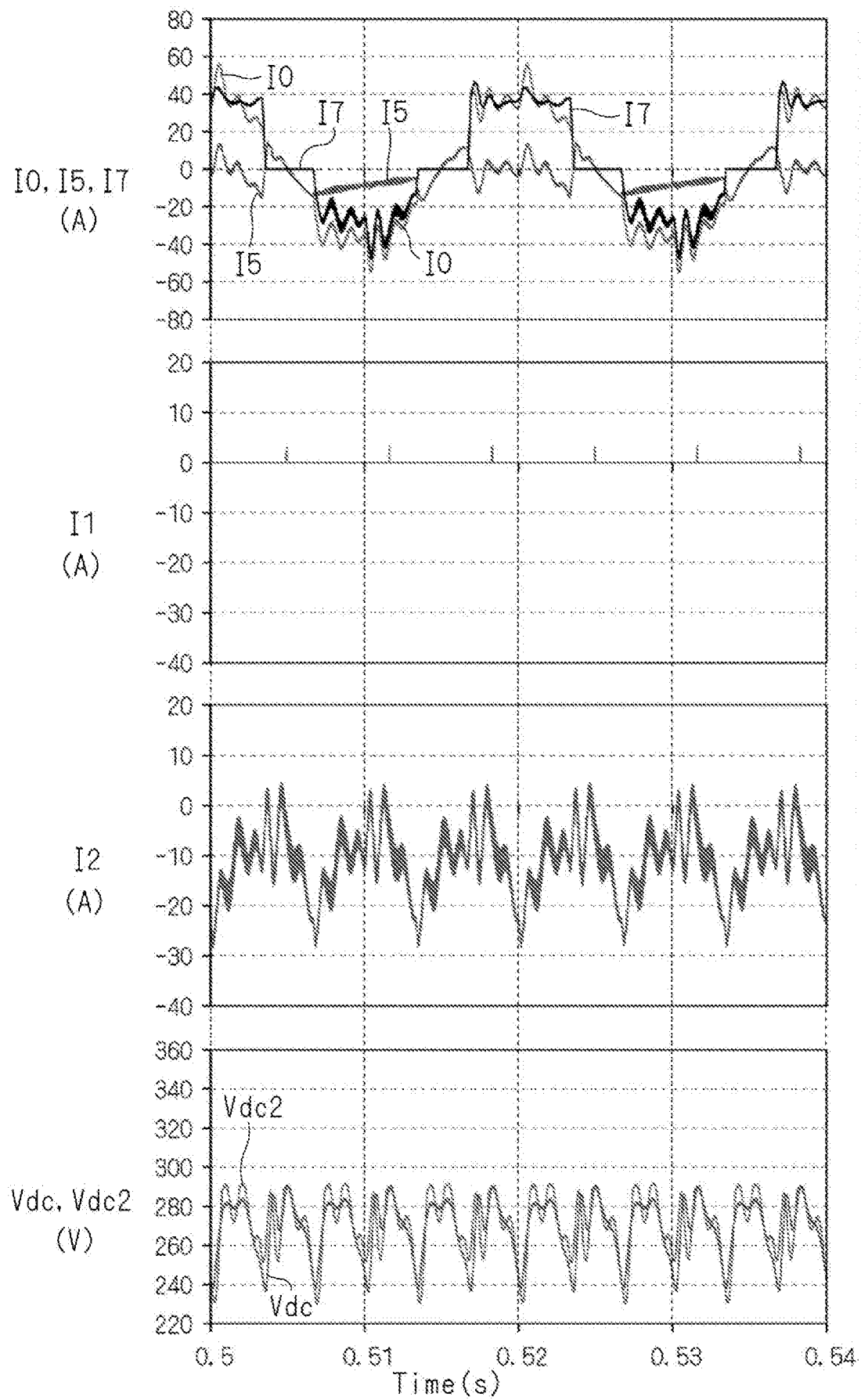
[図12]



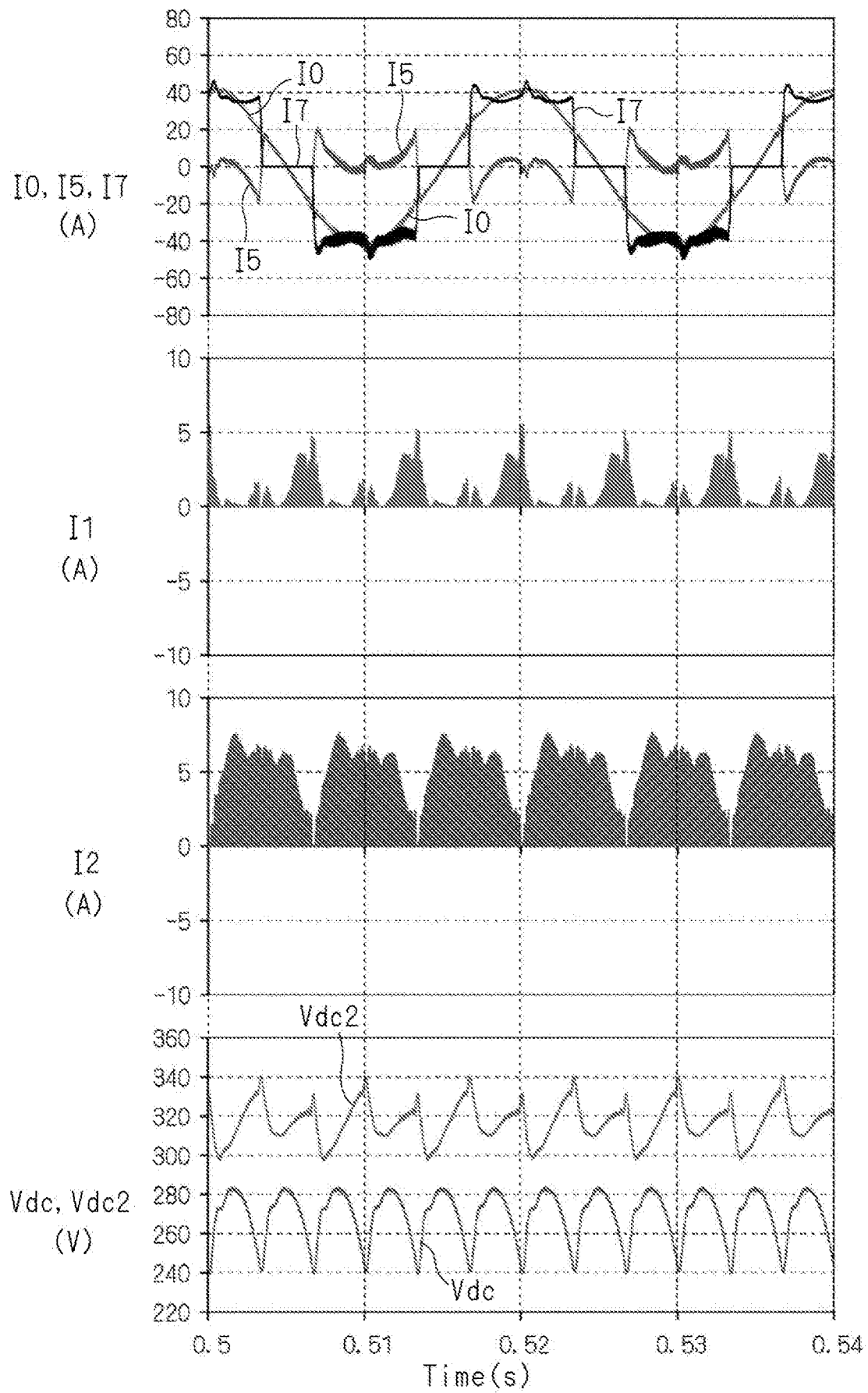
[図15]



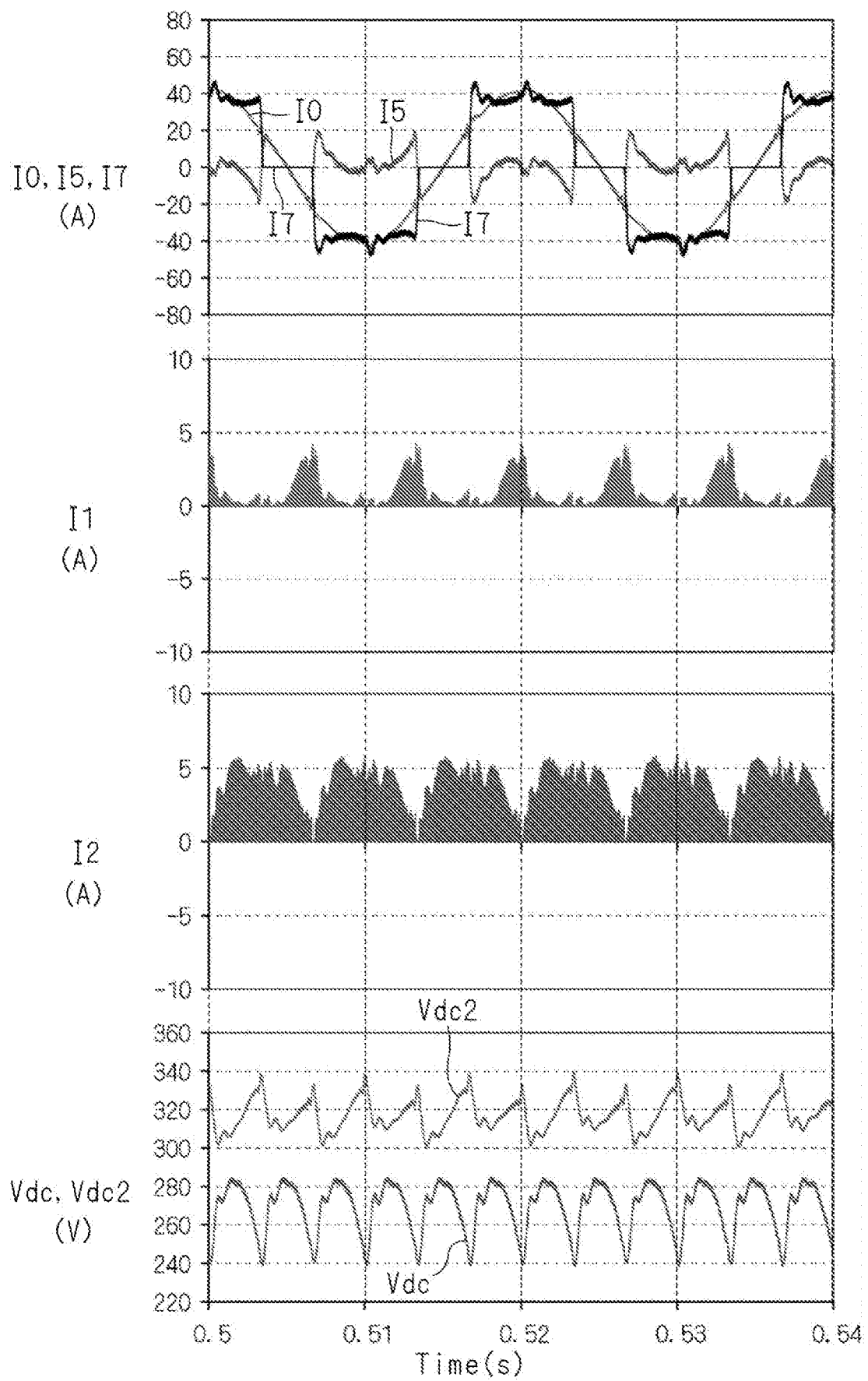
[図16]

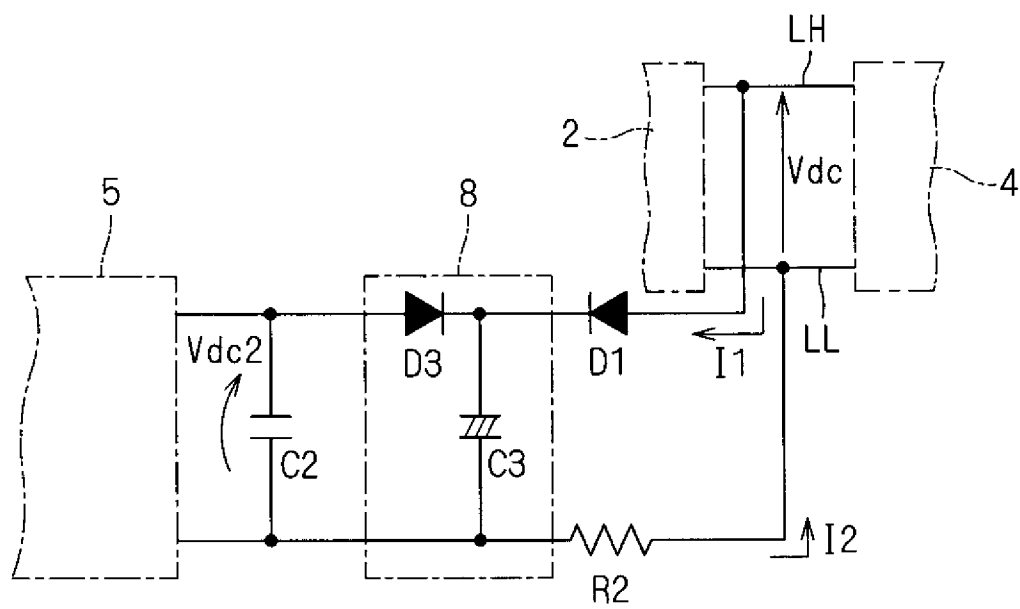


[図17]

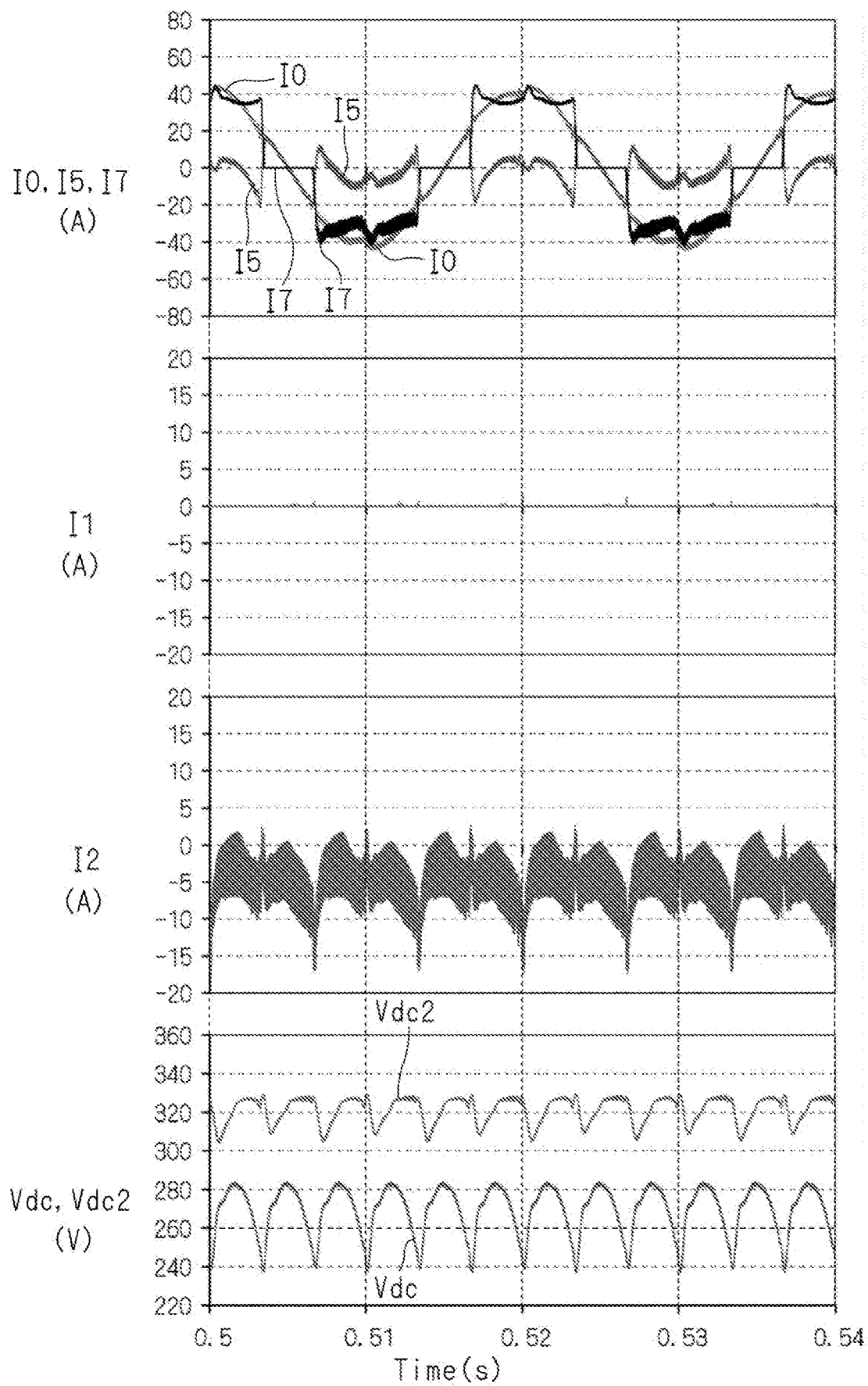


[図18]

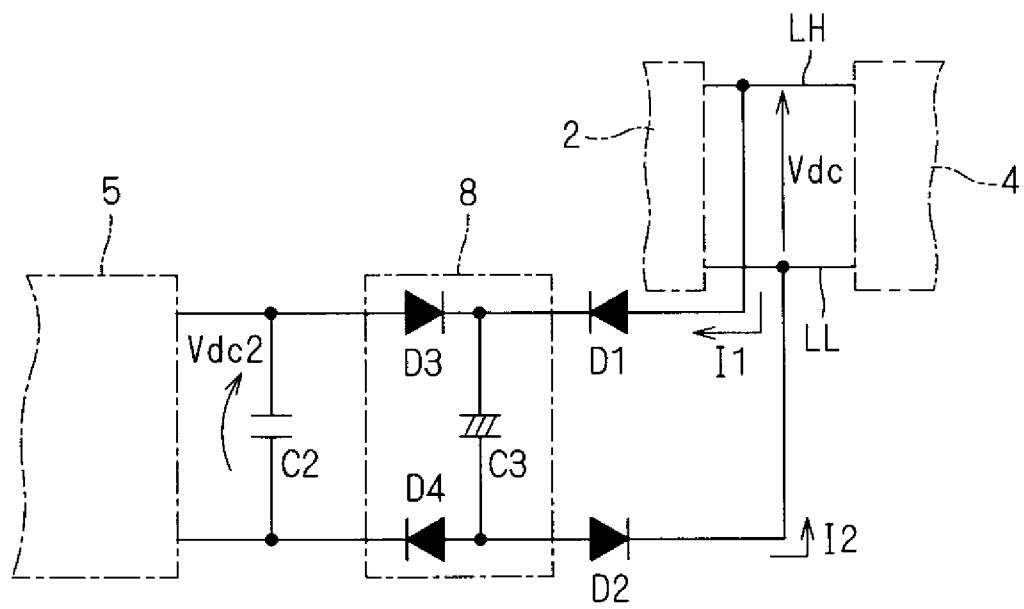




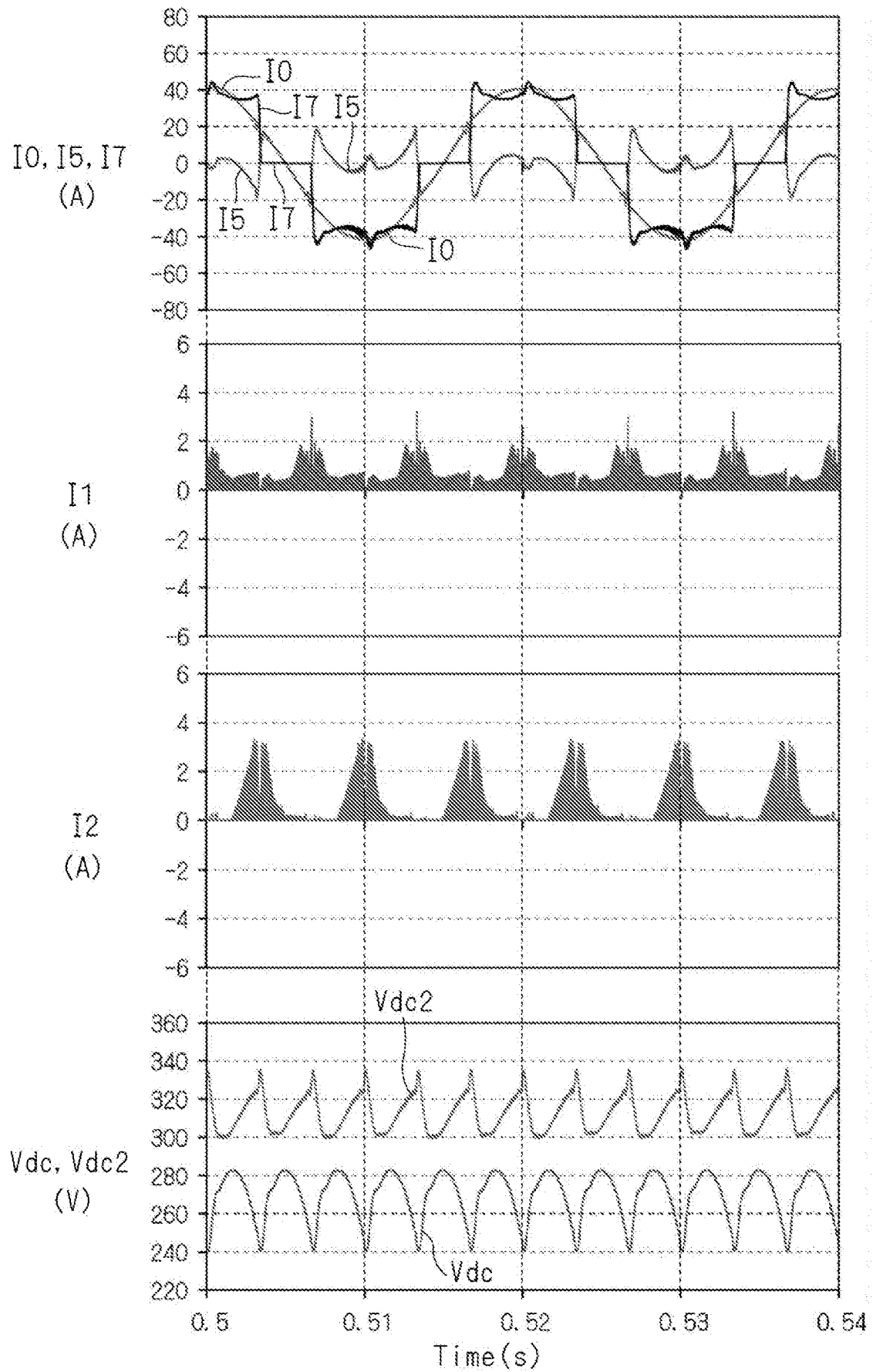
[図20]



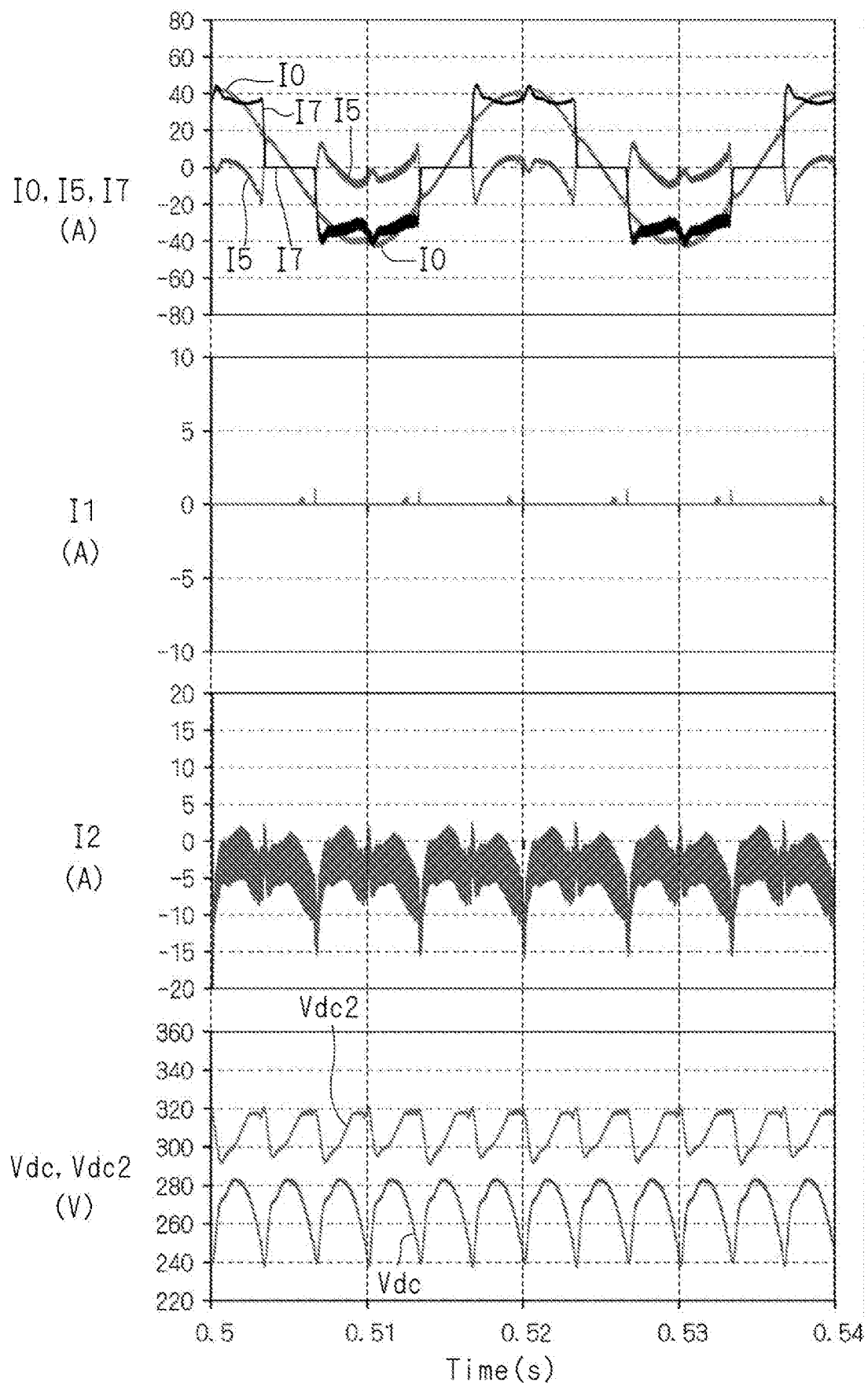
[図21]



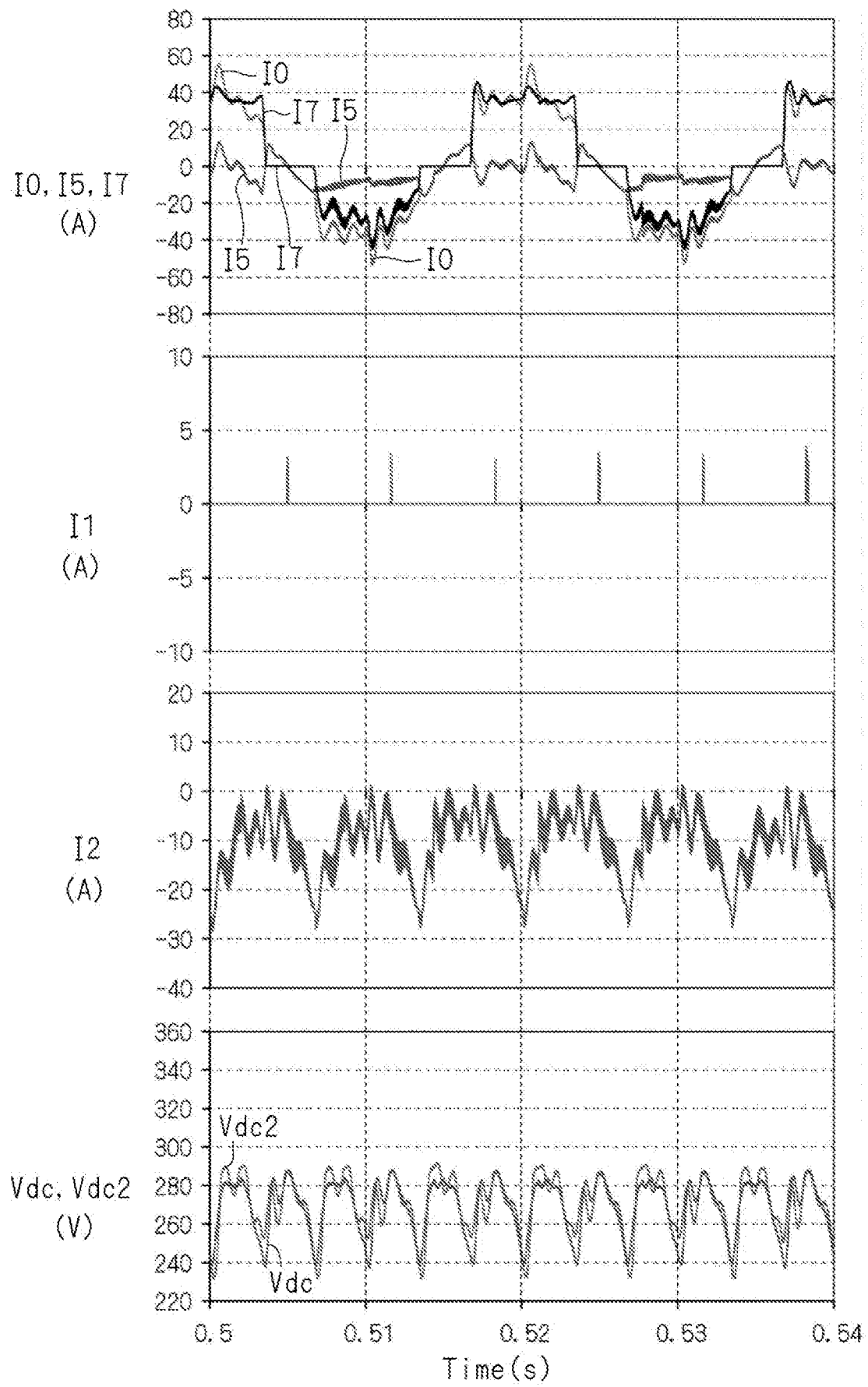
[図22]



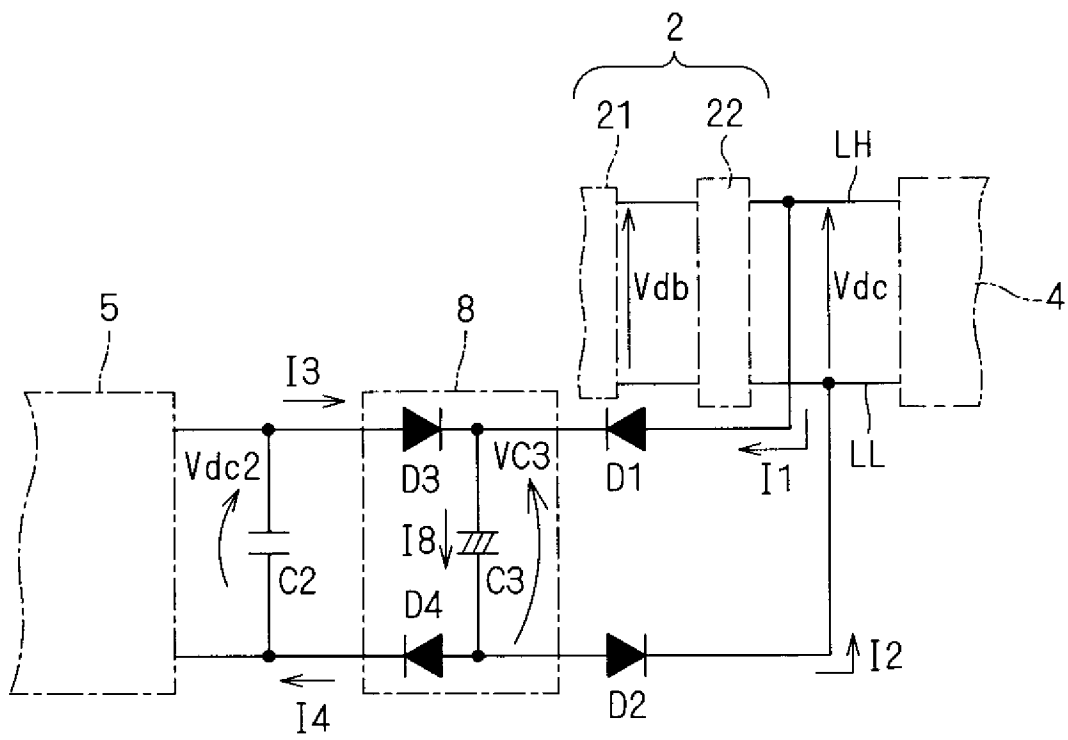
[図24]



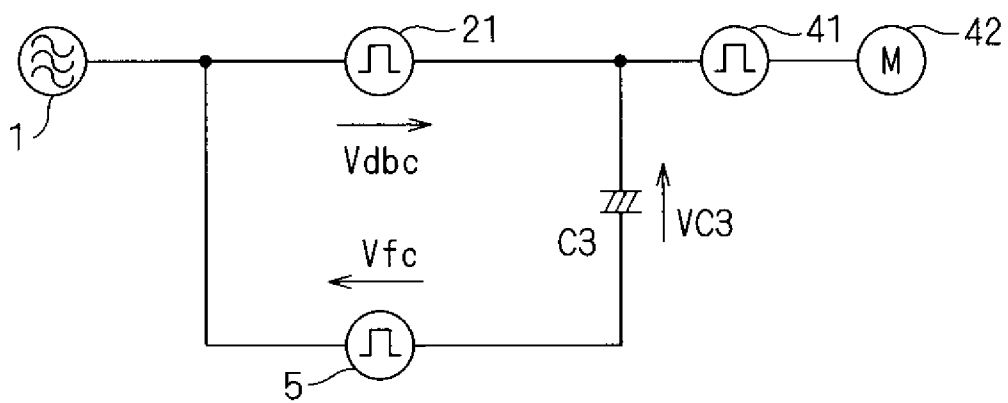
[図25]



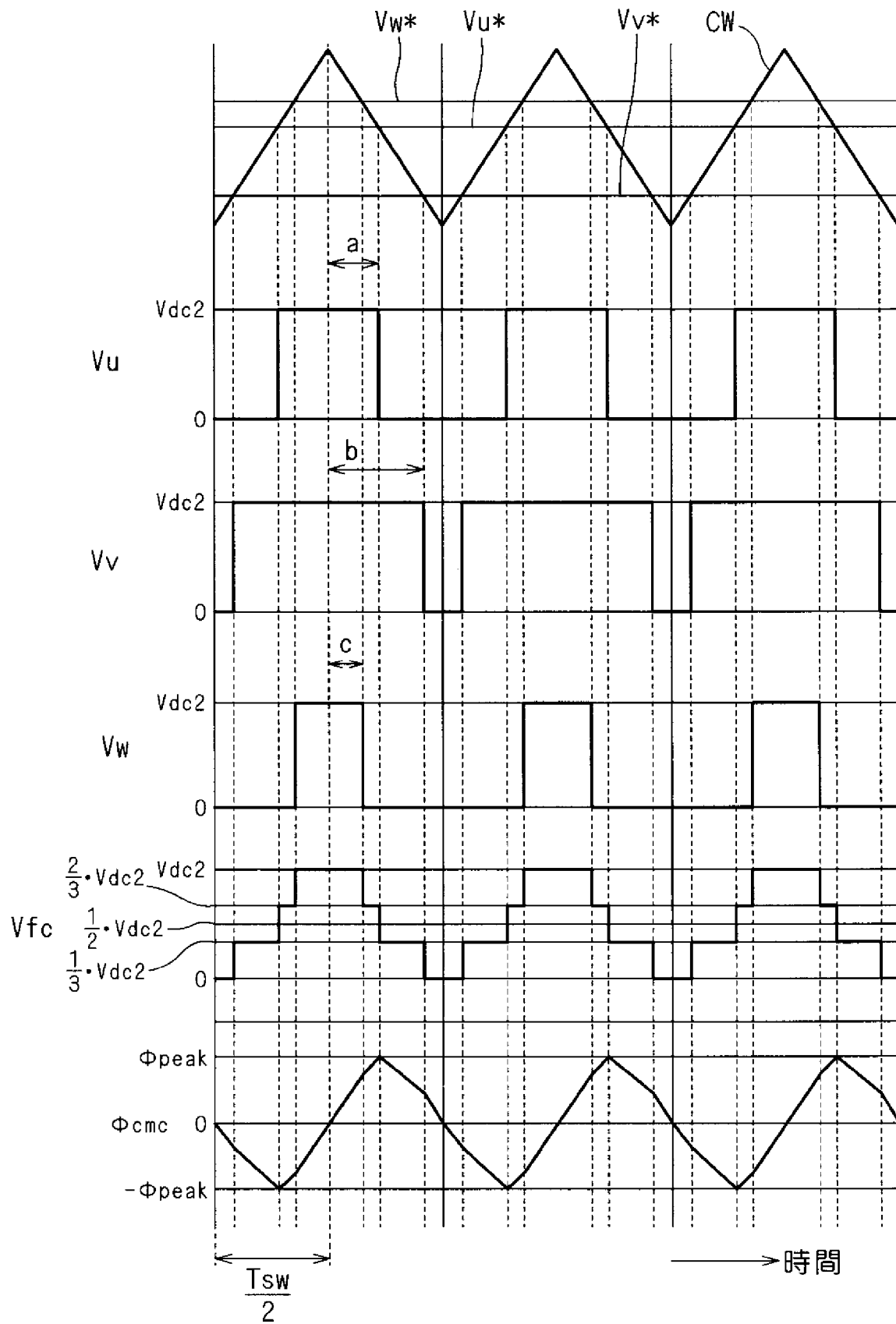
[図26]



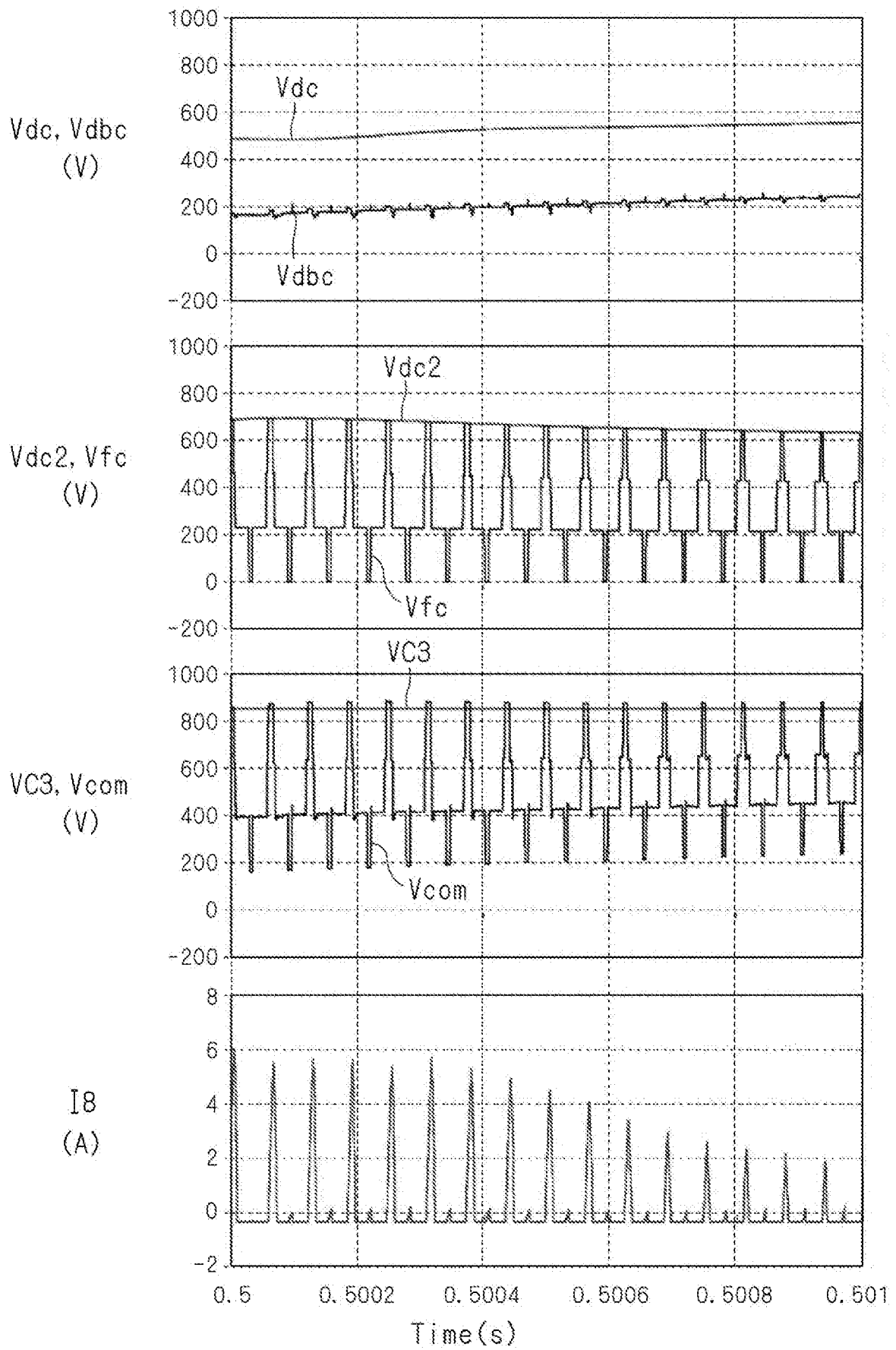
[図27]



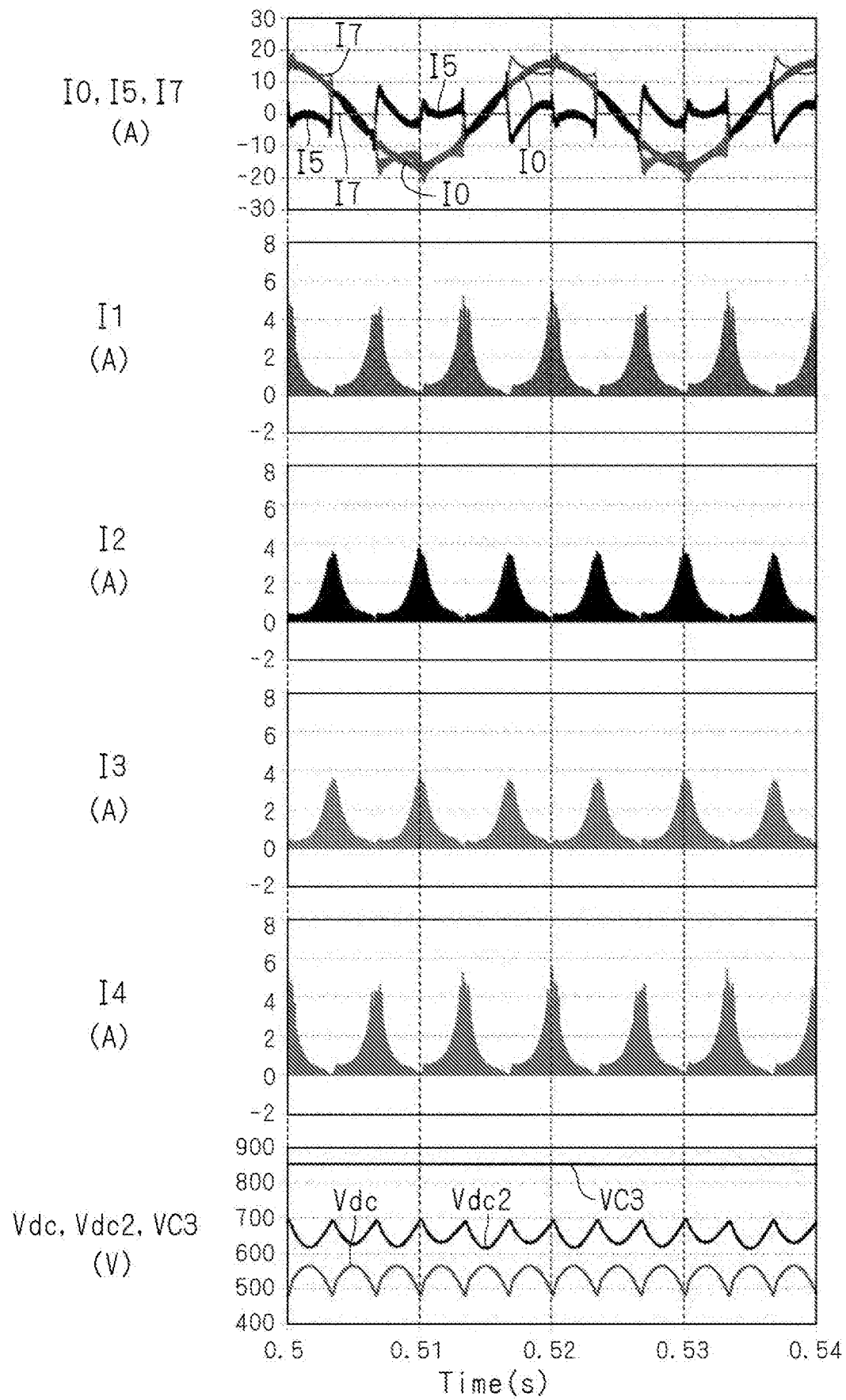
[図28]



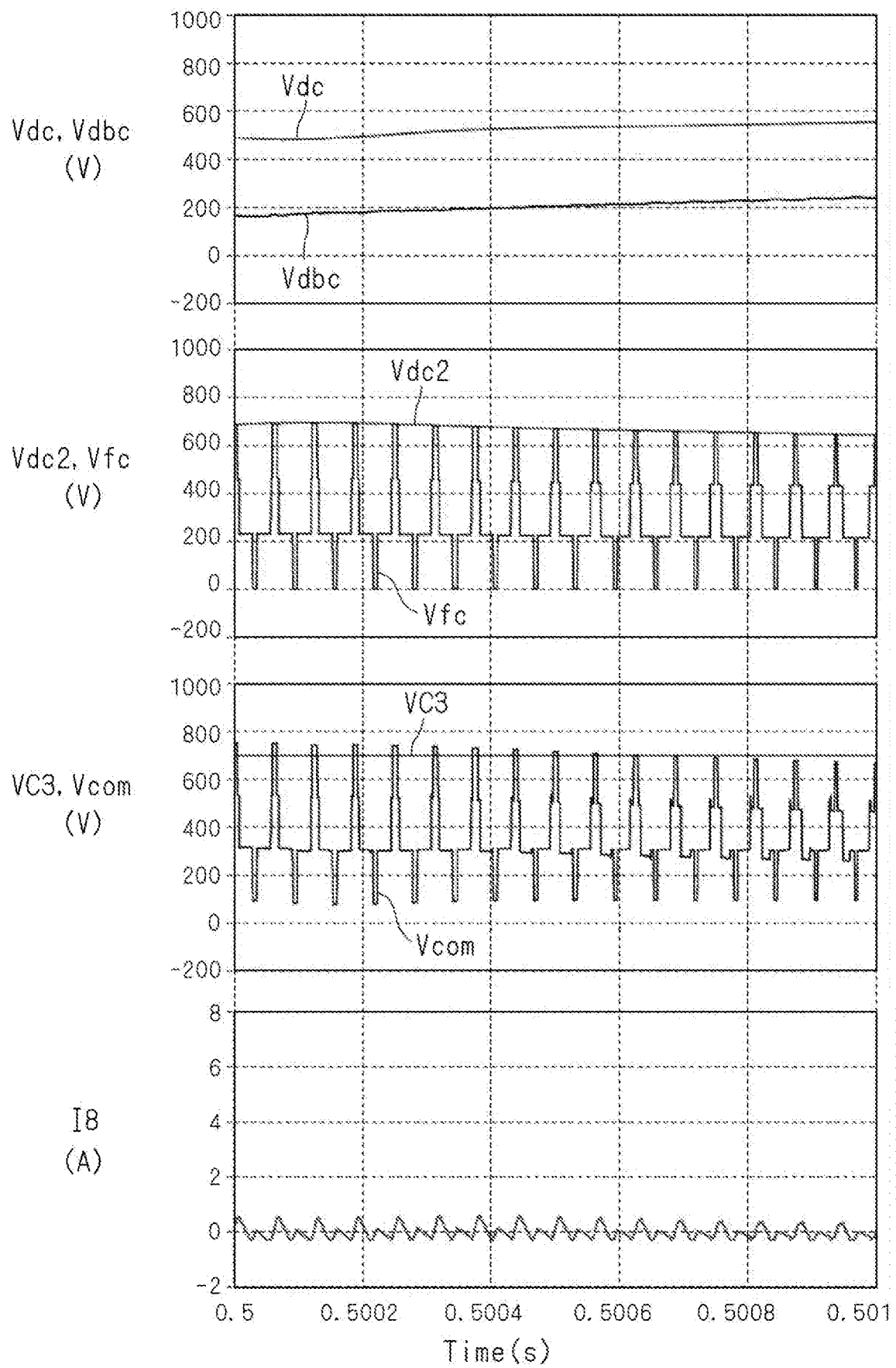
[図29]



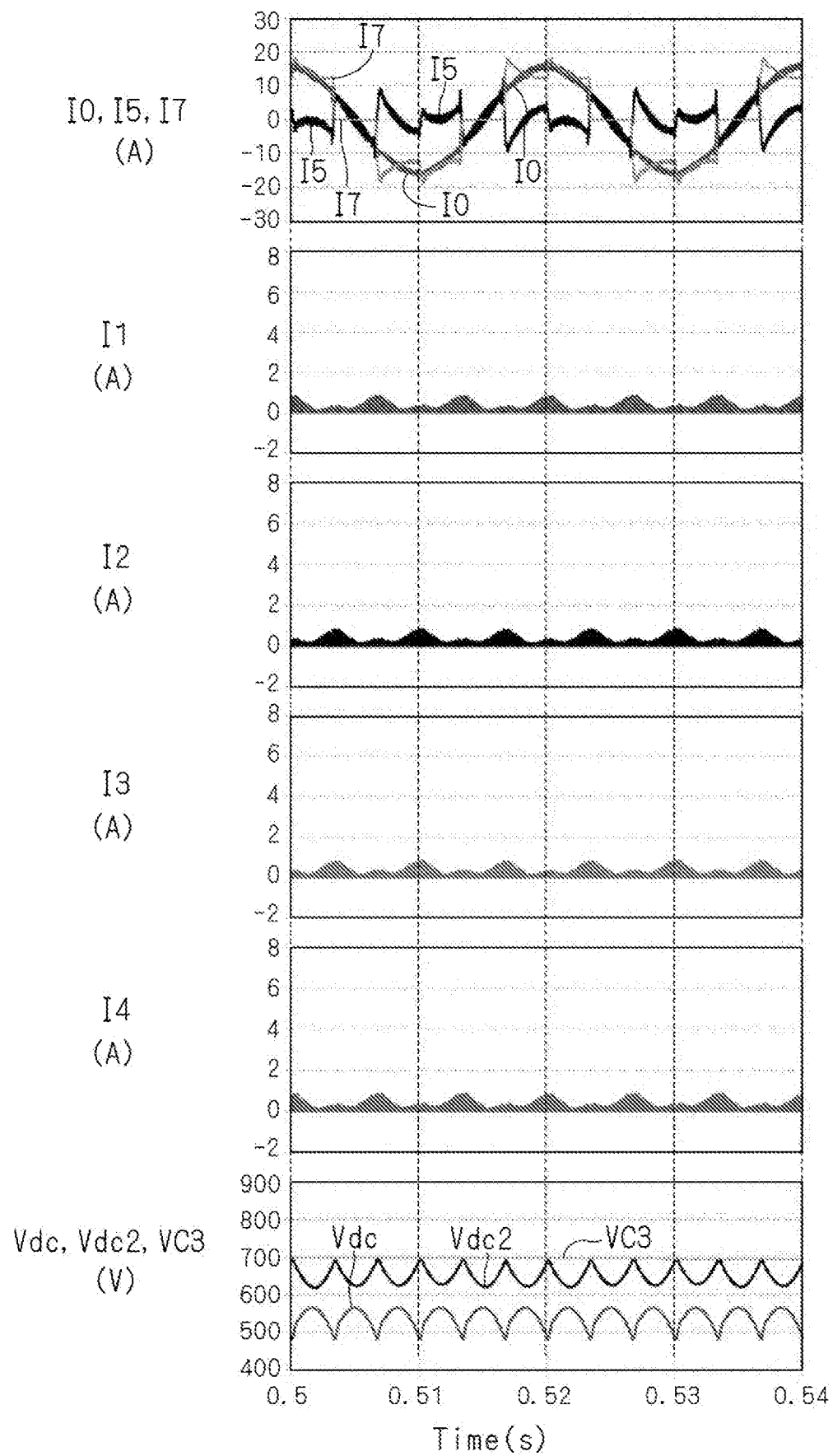
[図30]

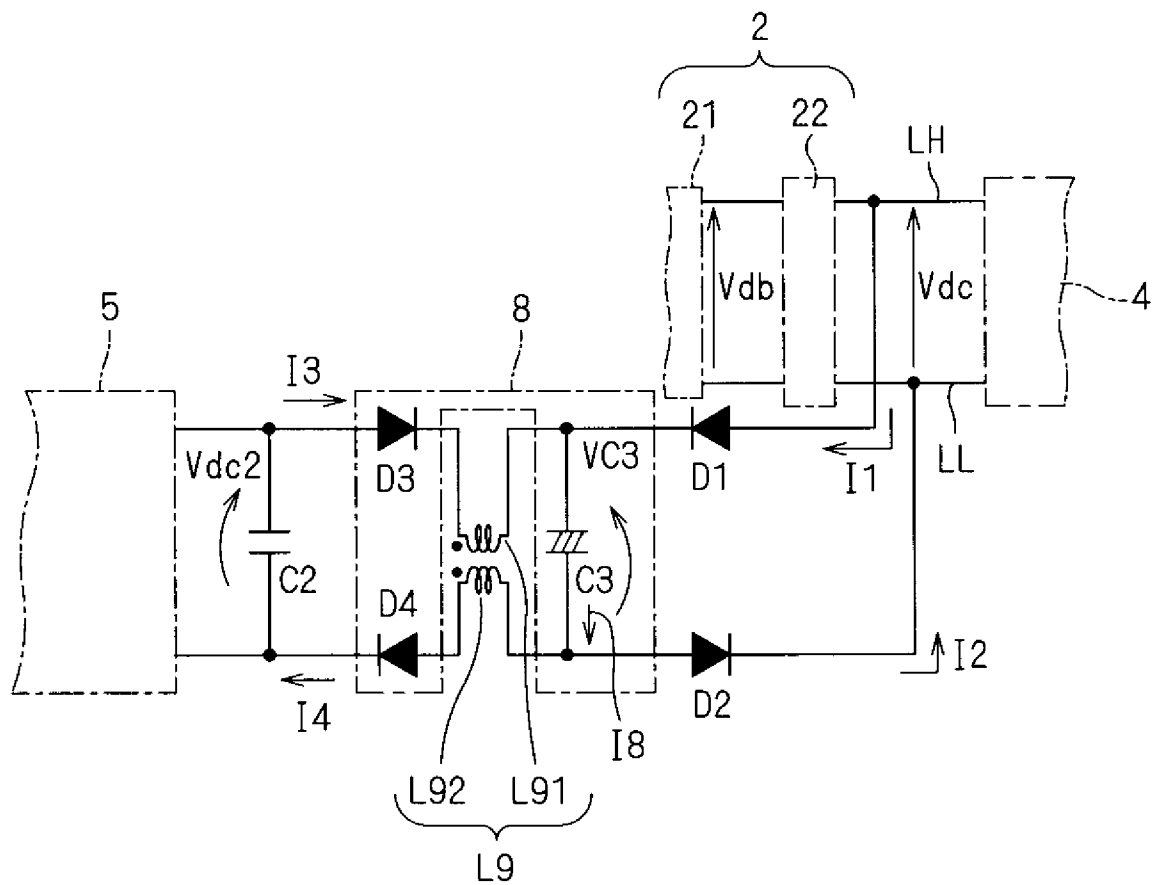
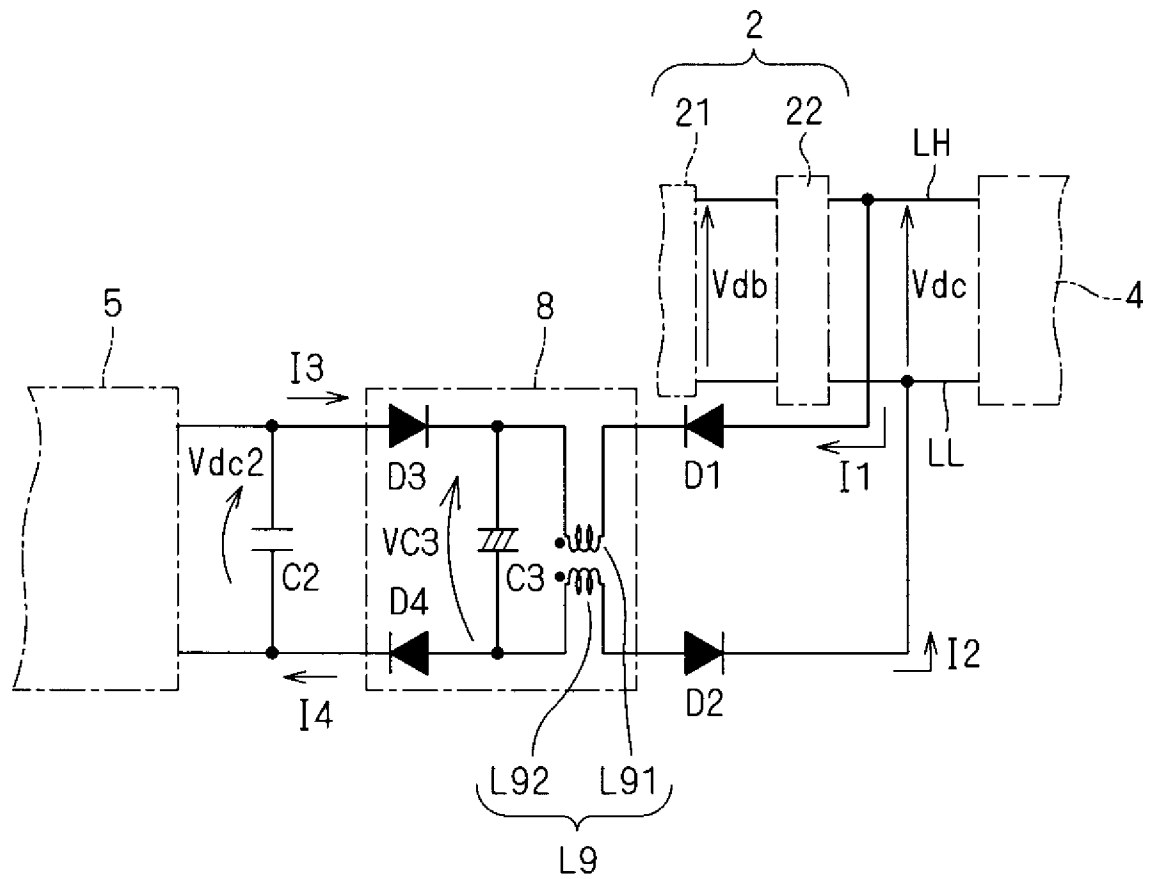


[図33]

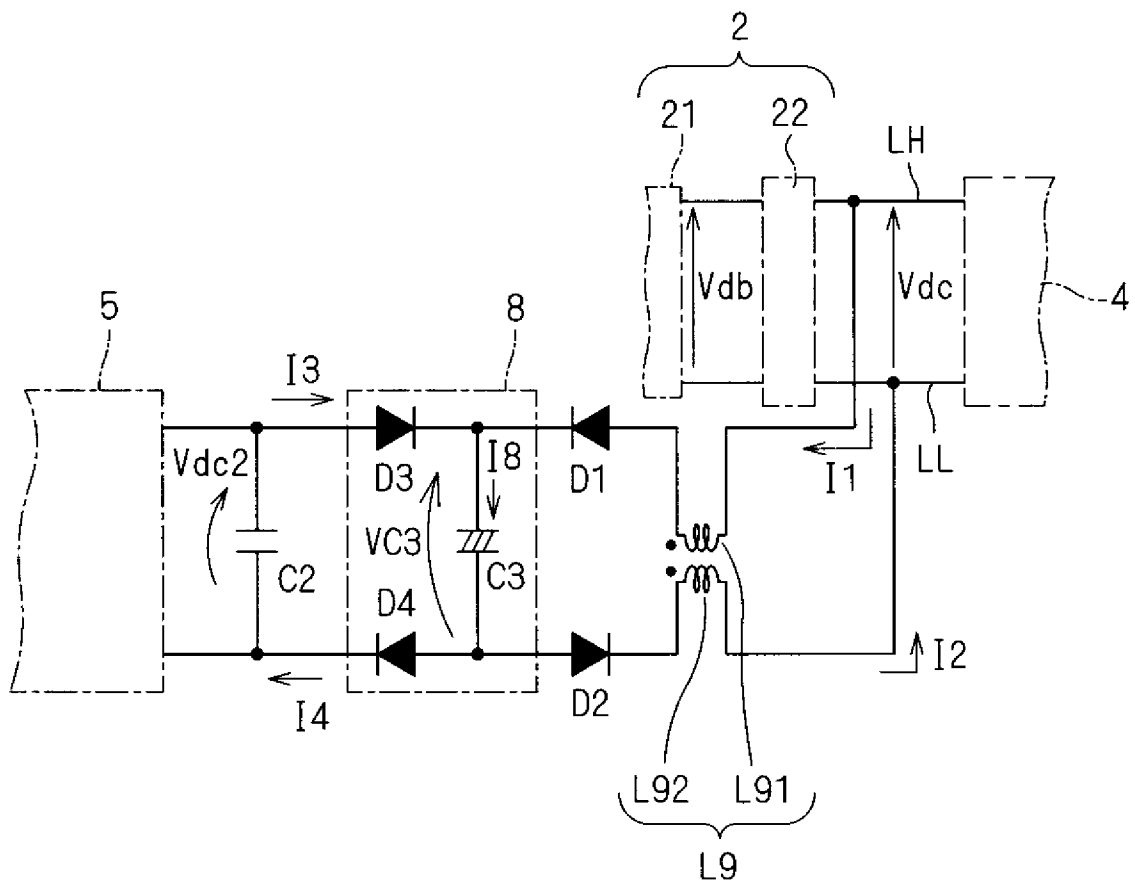


[図34]

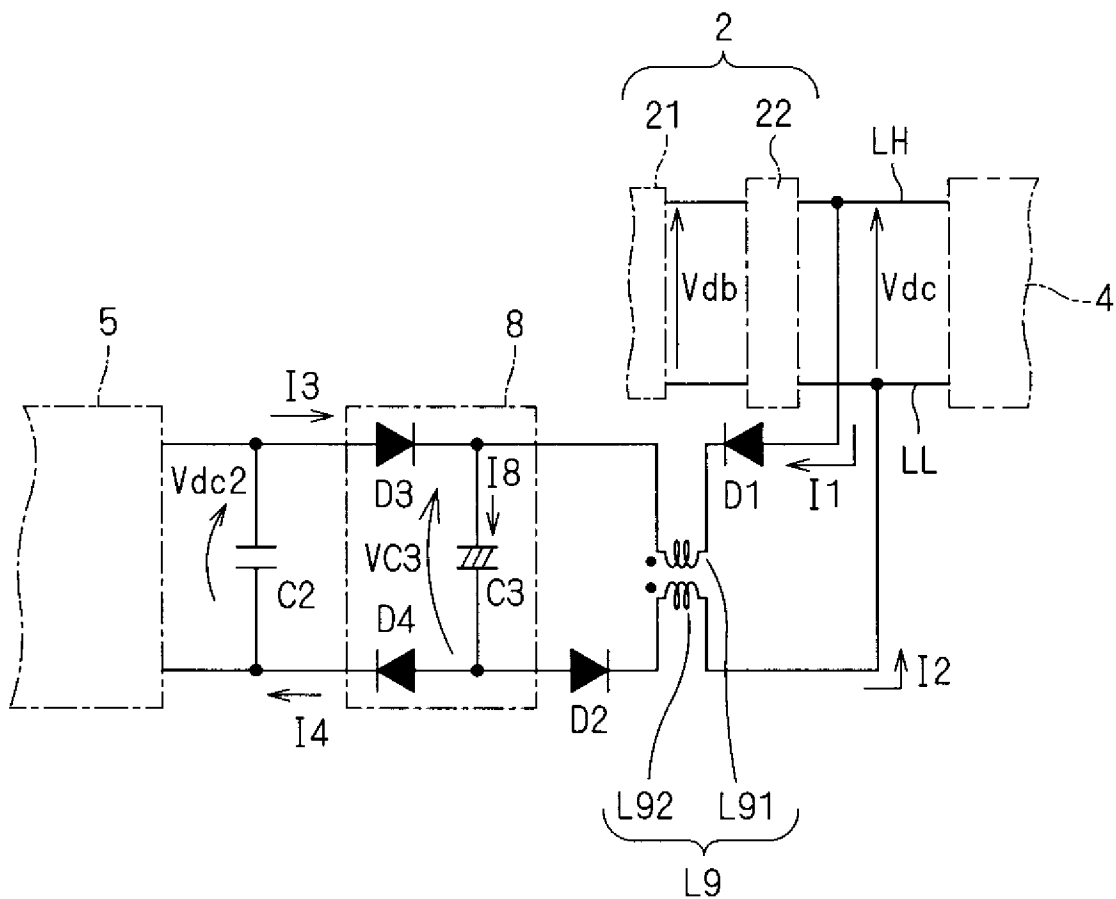




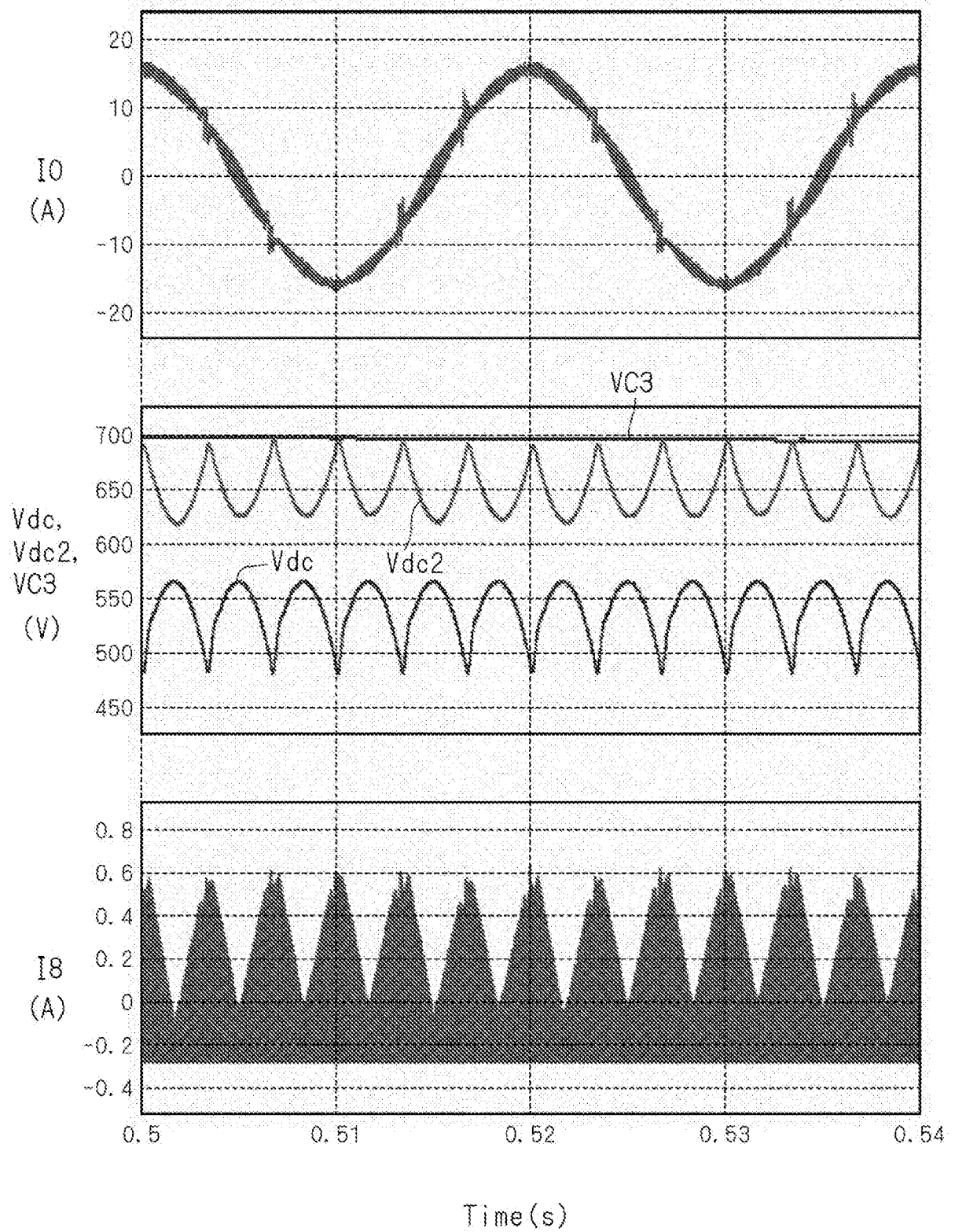
[図37]



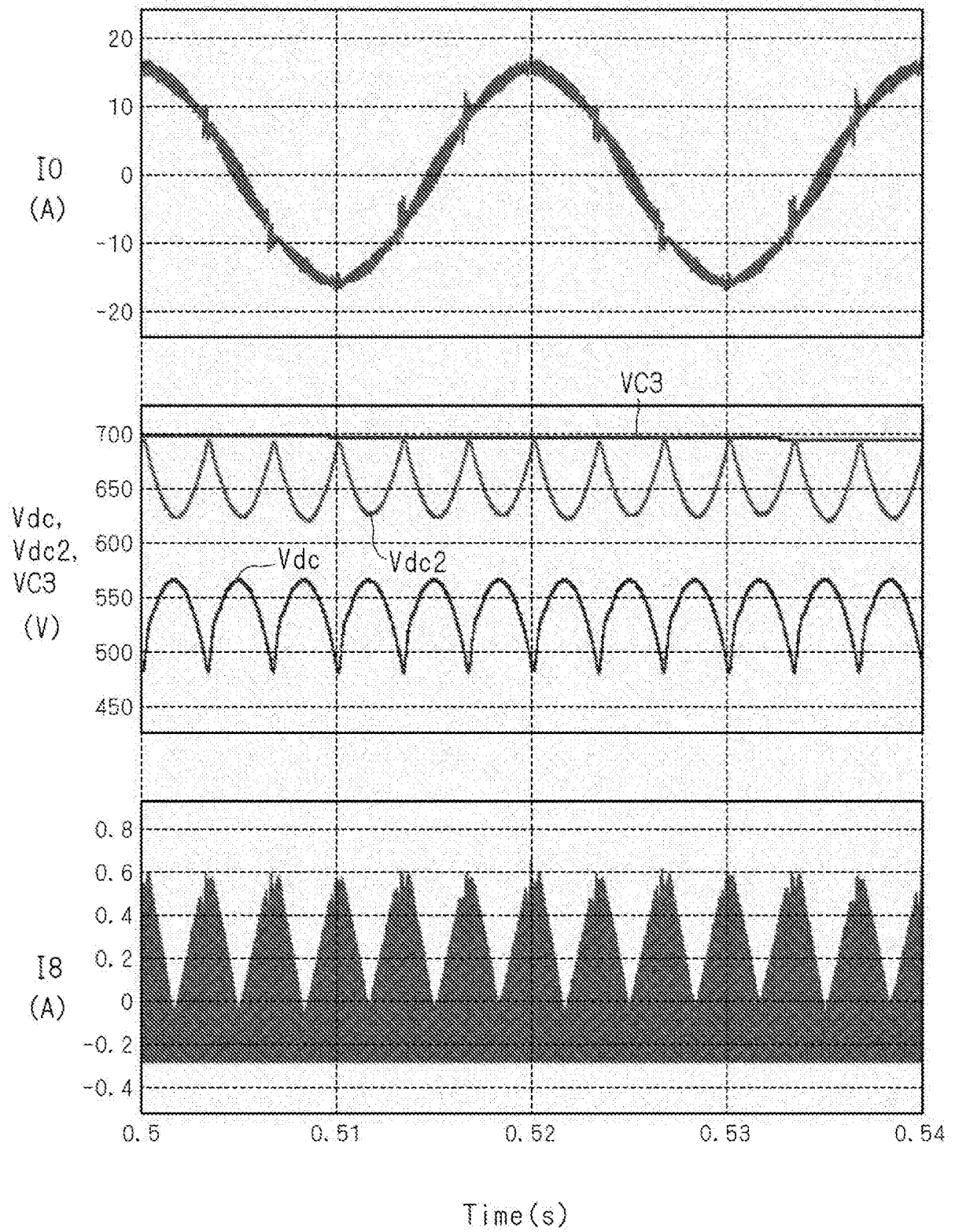
[図38]



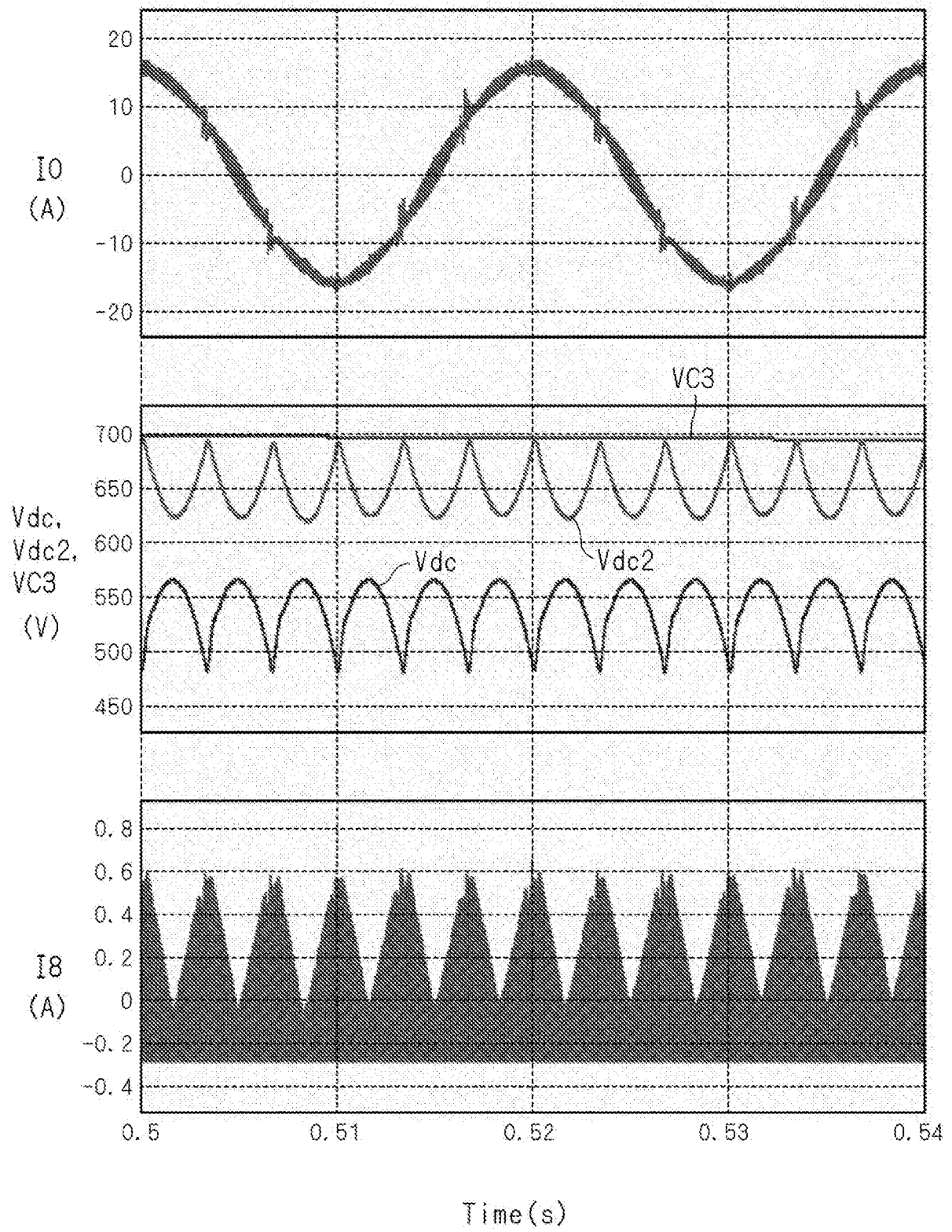
[図39]



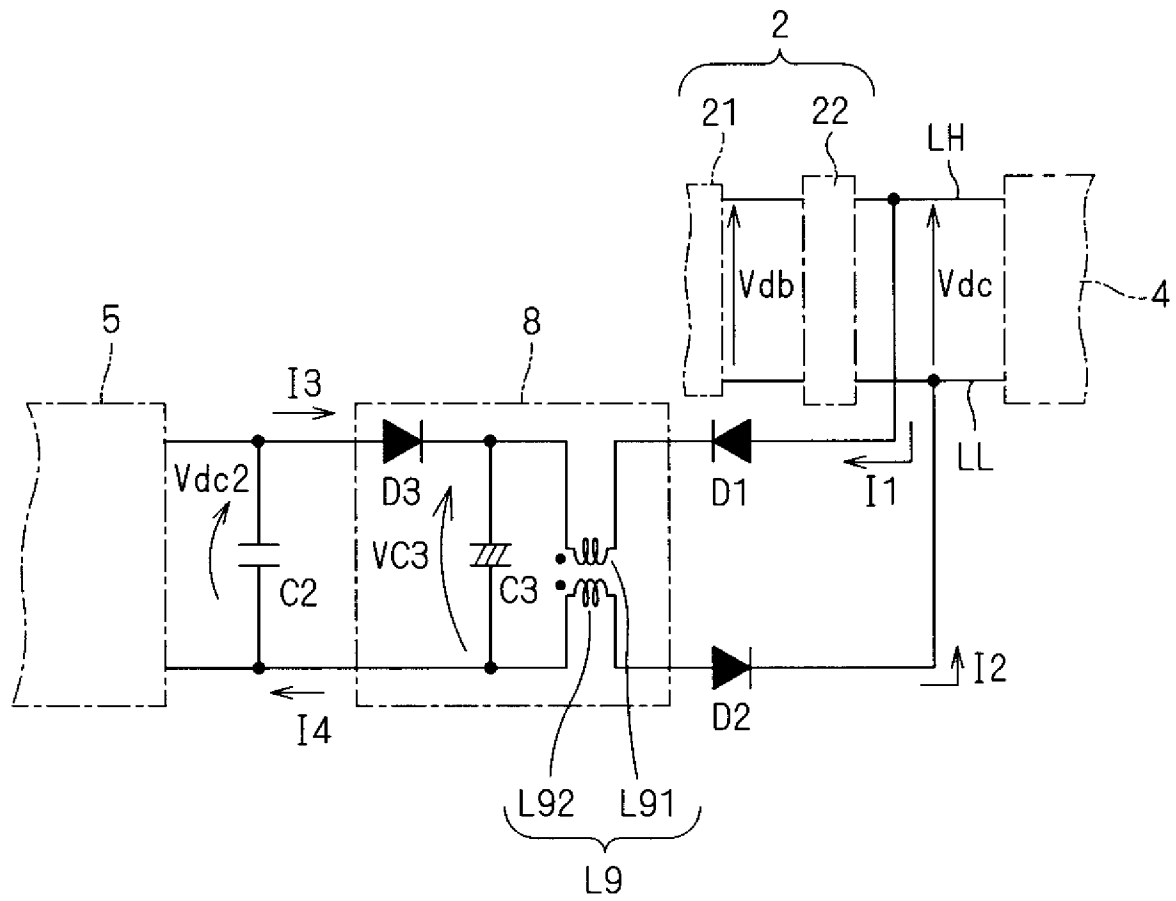
[図40]



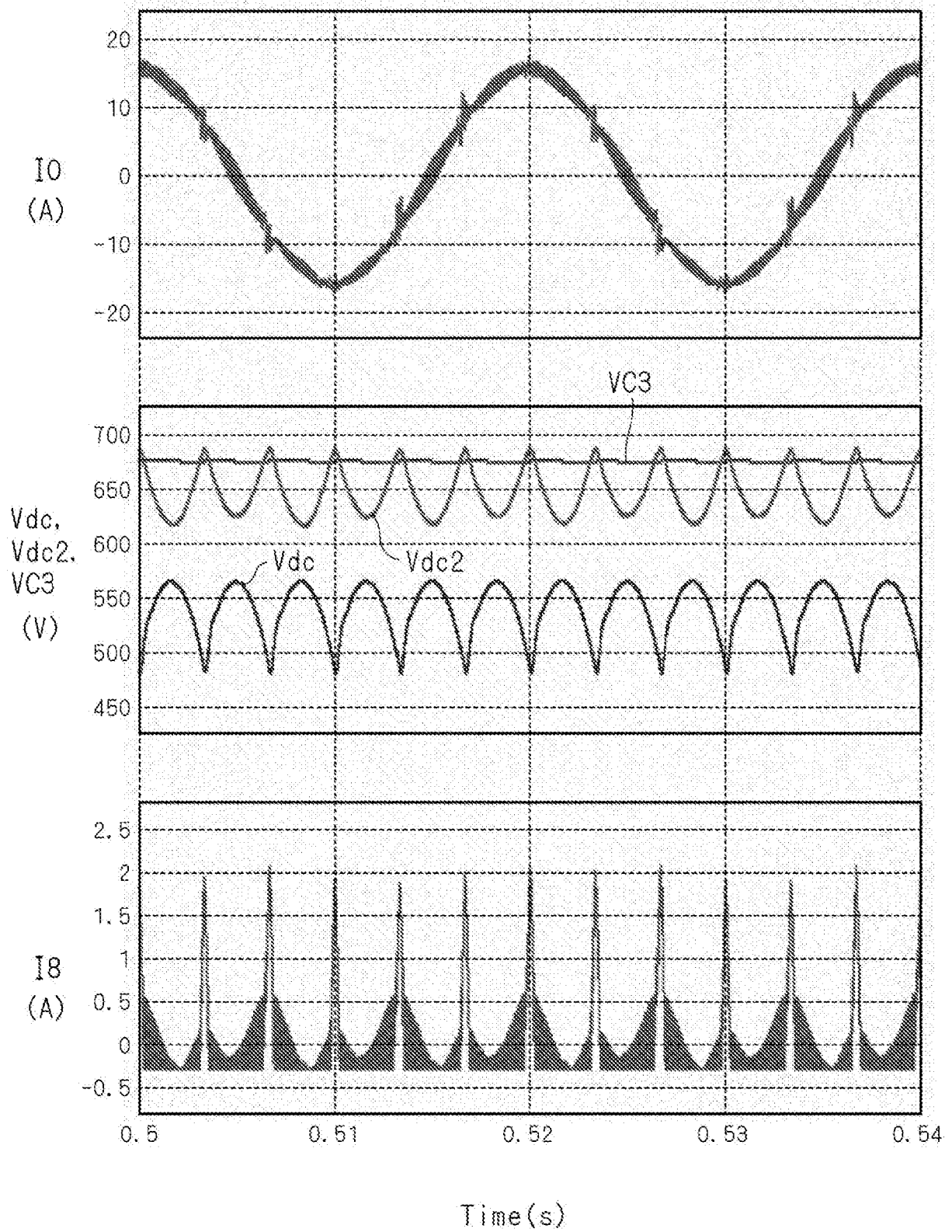
[図41]



[図42]



[図43]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/077556

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M7/06(2006.01)i, H02J3/01(2006.01)i, H02M1/12(2006.01)i, H02M7/12(2006.01)i, H03H11/02(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M7/06, H02J3/01, H02M1/12, H02M7/12, H03H11/02

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2015
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2015	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2015

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y A	JP 8-251947 A (Hitachi, Ltd.), 27 September 1996 (27.09.1996), paragraphs [0022] to [0031], [0037], [0045] to [0046]; fig. 1 (Family: none)	1-3 4, 8 5-7
Y	JP 2001-145357 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 25 May 2001 (25.05.2001), fig. 1 (Family: none)	4, 8
A	JP 60-234474 A (Hitachi, Ltd.), 21 November 1985 (21.11.1985), page 2, lower left column, line 8 to lower right column, line 6; fig. 2 (Family: none)	1-8

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
17 December 2015 (17.12.15)

Date of mailing of the international search report
28 December 2015 (28.12.15)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/077556

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2013-27990 A (Sumitomo Heavy Industries, Ltd.), 07 February 2013 (07.02.2013), entire text; all drawings & US 2013/0026961 A1 entire text; all drawings & EP 2552011 A2 & CA 2783531 A1 & CN 102896733 A	1-8

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M7/06(2006.01)i, H02J3/01(2006.01)i, H02M1/12(2006.01)i, H02M7/12(2006.01)i, H03H11/02(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M7/06, H02J3/01, H02M1/12, H02M7/12, H03H11/02

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 5 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 5 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 5 年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X Y A	JP 8-251947 A（株式会社日立製作所）1996.09.27, 段落 [0022]-[0031], [0037], [0045]-[0046], 図1（ファミリーなし）	1-3 4, 8 5-7
Y	JP 2001-145357 A（サンケン電気株式会社）2001.05.25, 図1（ファミリーなし）	4, 8
A	JP 60-234474 A（株式会社日立製作所）1985.11.21, 第2ページ左 下欄第8行-右下欄第6行, 第2図（ファミリーなし）	1-8

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

1 7 . 1 2 . 2 0 1 5

国際調査報告の発送日

2 8 . 1 2 . 2 0 1 5

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

神山 貴行

3 V

3 4 2 8

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2013-27990 A (住友重機械工業株式会社) 2013. 02. 07, 全文, 全図 & US 2013/0026961 A1, 全文, 全図 & EP 2552011 A2 & CA 2783531 A1 & CN 102896733 A	1-8