

(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
2014年8月21日(21.08.2014)



(10) 国際公開番号
WO 2014/125936 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 3/28 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/052193
- (22) 国際出願日: 2014年1月31日(31.01.2014)
- (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 2013-027261 2013年2月15日(15.02.2013) JP
- (71) 出願人: 日立オートモティブシステムズ株式会社 (HITACHI AUTOMOTIVE SYSTEMS, LTD.) [JP/JP]; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 Ibaraki (JP).
- (72) 発明者: 田村 浩志(TAMURA Hiroshi); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 久保 謙二(KUBO Kenji); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 小野 琢磨(ONO Takuma); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 佐藤 丞(SATO Susumu); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP).

トモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 出井 智史(IDEI Satoshi); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP).

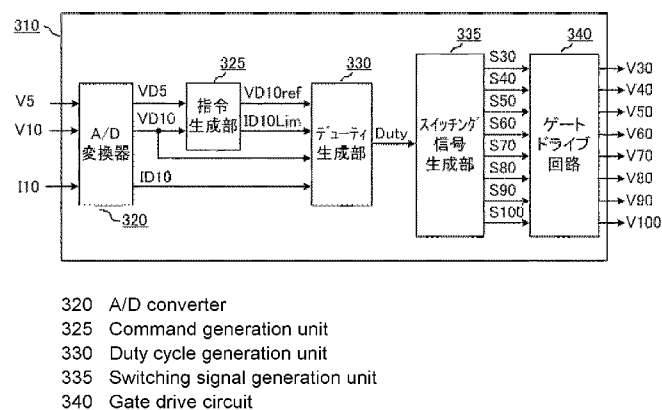
- (74) 代理人: 井上 学, 外(INOUE Manabu et al.); 〒1008220 東京都千代田区丸の内一丁目6番1号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, 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, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーロパ (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,

[続葉有]

(54) Title: CONTROL DEVICE FOR DC-DC CONVERTER

(54) 発明の名称: DC-DCコンバータの制御装置

【図2】



(57) Abstract: In order to address the problem of suppressing deterioration of a high-voltage-side battery irrespective of the value of a load current, the present invention provides a control device for a DC-DC converter which is configured from a primary-side circuit that is electrically connected between an input side and a transformer and a secondary circuit that is electrically connected between an output side and the transformer, said control device being equipped with: a command generation unit (325) that sets an output current limit value to a predetermined value on the basis of a detected input voltage; a duty cycle generation unit (330) that calculates duty cycles at which switching components are turned on/off on the basis of the output current limit value and a detected output current; and a switching signal generation unit (335) that generates switching signals on the basis of the duty cycles. The duty cycle generation unit (330) generates the duty cycles such that the output current is limited to the output current limit value or lower.

(57) 要約:

[続葉有]



NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI 添付公開書類:

(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, — 国際調査報告 (条約第 21 条(3))
MR, NE, SN, TD, TG).

課題は、負荷電流の大きさに係らず、高圧側バッテリーの劣化を抑制することである。そこで本発明の DC-DC コンバータの制御装置は、入力側とトランスとの間に電氣的に接続された 1 次側回路と、出力側と前記トランスとの間に電氣的に接続された 2 次側回路とにより構成される DC-DC コンバータの制御装置であって、検出入力電圧に基づいて、出力電流制限値を所定の値に設定する指令生成部 325 と、前記出力電流制限値と検出出力電流に基づいて、スイッチング素子を ON/OFF するためのデューティを算出するデューティ生成部 330 と、前記デューティに基づいて、スイッチング信号を生成するスイッチング信号生成部 335 と、を備え、前記デューティ生成部 330 は、出力電流が前記出力電流制限値以下に制限されるように、前記デューティを生成する。

明 細 書

発明の名称：DC-DCコンバータの制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、電力変換装置の制御装置に係り、特に使用される高圧側バッテリーの劣化を抑制することができるDC-DCコンバータの制御装置に関する。

背景技術

[0002] 本技術分野の背景技術として、特開昭62-173901号公報（特許文献1）がある。この公報には、高圧側バッテリーの電圧の低下に応じて、DC-DCコンバータの出力電圧をリニアに低下させ、高圧側バッテリーの過放電を抑制することにより、高圧側バッテリーの劣化を抑制することが記載される。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開昭62-173901号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] しかしながら、前記特許文献1は、DC-DCコンバータの出力電圧のみを制御する技術であるため、DC-DCコンバータの入出力電流を所定値に制御することができない。このようなDC-DCコンバータの制御法では、低圧側バッテリーに接続される補機系負荷が要求する電流（以下、負荷電流）の大きさに応じて、DC-DCコンバータの入出力電流の大きさが変化する。すなわち、前記特許文献1では、負荷電流が増大した場合に、DC-DCコンバータを介して、高圧側バッテリーから負荷に供給する電流が増大するため、高圧側バッテリーの過放電を抑制できない場合がある。本発明は、このような問題点に鑑みてなされたものであり、負荷電流の大きさに係らずに、高圧側バッテリーの劣化を抑制することができるDC-DCコンバータの制御装

置を提供する。

課題を解決するための手段

[0005] 本発明は、上記の課題を解決するために、次のような手段を採用した。本発明のDC-DCコンバータの制御装置は、入力側とトランスとの間に電氣的に接続された1次側回路と、出力側と前記トランスとの間に電氣的に接続された2次側回路とにより構成され、前記1次側回路の検出入力電圧に基づいて、前記2次側回路の出力電流制限値を所定の値に設定する指令生成部と、前記指令生成部で設定した前記出力電流制限値と前記2次側回路の検出出力電流に基づいて、前記1次側回路を構成するスイッチング素子をON/OFFするためのデューティを算出するデューティ生成部と、前記デューティ生成部で算出した前記デューティに基づいて、前記1次側回路のスイッチング信号を生成するスイッチング信号生成部と、を備え、前記デューティ生成部は、前記2次側回路の出力電流が前記出力電流制限値以下に制限されるように、前記デューティを生成する。

発明の効果

[0006] 本発明は、以上の構成を備えるため、負荷電流の大きさに係らず、高圧側バッテリーの劣化を抑制することができる。

図面の簡単な説明

[0007] [図1]実施形態1に係るDC-DCコンバータ400を備えたハイブリッド自動車システムを説明する図である。

[図2]実施形態1に係る制御装置310を説明する図である。

[図3]実施形態1に係る指令生成部325を説明する図である。

[図4]実施形態1に係るデューティ生成部330を説明する図である。

[図5]実施形態1に係る比例積分制御部600を説明する図である。

[図6]実施形態1に係るスイッチング信号生成部335を説明する図である。

[図7]実施形態1に係る入力電圧V5と出力電圧V10と出力電流I10の関係を説明する図である。

[図8]実施形態1に係る入力電圧V5と出力電圧V10と出力電流I10の関

係を説明する図である。

[図9]実施形態2に係るDC-DCコンバータ405を備えたハイブリッド自動車システムを説明する図である。

[図10]実施形態2に係る制御装置315を説明する図である。

[図11]実施形態2に係る指令生成部327を説明する図である。

[図12]実施形態2に係るデューティ生成部332を説明する図である。

[図13]実施形態2に係る入力電圧V5と出力電圧V10と入力電流I15の関係を説明する図である。

[図14]実施形態2に係る入力電圧V5と出力電圧V10と入力電流I15の関係を説明する図である。

[図15]実施形態3に係る制御装置319を説明する図である。

[図16]実施形態3に係るデューティ生成部334を説明する図である。

[図17]実施形態3に係る電圧電流制御部606を説明する図である。

発明を実施するための形態

[0008] 以下、本発明にかかる実施形態を、図面を参照しながら説明する。

実施形態1

[0009] (DC-DCコンバータを備えたハイブリッド自動車システム)

図1は、本発明の第1の実施形態に係るDC-DCコンバータ400を備えたハイブリッド自動車システムを説明する図である。DC-DCコンバータ400の1次側回路とインバータ500の直流側は、高圧側バッテリー10に接続される。高圧側バッテリー10は、ニッケル水素蓄電池やリチウムイオン電池などが用いられる。DC-DCコンバータ400の2次側回路は、変圧器50を介して1次側回路と磁気的に結合されており、低圧側バッテリー100と、補機系負荷110（以下、負荷110）に並列に接続される。低圧側バッテリー100は、鉛蓄電池などが採用される。

[0010] インバータ500の3相交流側は、モータジェネレータ510の固定子に巻かれた3相巻線に接続される。インバータ500は、車両制御装置（不図示）から受信したモータジェネレータ510のトルク指令に応じて、高圧側

バッテリー 10 の直流電圧を可変電圧、可変周波数の 3 相交流に変換する。インバータ 500 は、変換した 3 相交流電圧をモータジェネレータ 510 の 3 相巻線に印加することにより、モータジェネレータ 510 の 3 相巻線に流れる 3 相交流電流を制御する。

[0011] モータジェネレータ 510 は、固定子に巻かれた 3 相巻線に流れる 3 相交流電流により回転磁界を生成し、生成した回転磁界により回転子の回転を加速もしくは減速させ、モータジェネレータ 510 のトルクを生成する。生成されたモータジェネレータ 510 のトルクは、モータジェネレータ軸 360 を介して、トランスミッション 365 に伝達される。車載するモータジェネレータ 510 は、小型、高効率、高出力な永久磁石電動機を採用することが望ましいが、誘導電動機などであっても問題ない。

[0012] エンジン 375 は、車両制御装置（不図示）から受信したエンジン 375 のトルク指令に応じて、燃料の吸気、圧縮、爆発、排気を制御し、エンジン 375 のトルクを生成する。生成したエンジン 375 のトルクは、クランクシャフト 370 を介して、トランスミッション 365 に伝達される。

[0013] トランスミッション 365 は、伝達されたモータジェネレータ 510 のトルクとエンジン 375 のトルクを合計したトルクを、プロペラシャフト 380 を介して、ディファレンシャルギア 520 に伝達する。ディファレンシャルギア 520 は、トランスミッション 365 から伝達されたトルクを、駆動軸トルクに変換し、ドライブシャフト 530 に伝達する。ドライブシャフト 530 は、伝達された駆動軸トルクにより、車両の駆動輪 540 の回転を加速もしくは減速させ、車両（不図示）を加速もしくは減速させる。

[0014] また、モータジェネレータ 510 は、トランスミッション 365 を介して、モータジェネレータ軸 360 に伝達されたエンジン 375 のトルクを電力に変換し、変換した電力を、インバータ 500 を介して、高圧側バッテリー 10 に充電することができる。さらに、モータジェネレータ 510 は、ドライブシャフト 530 とディファレンシャルギア 520 とプロペラシャフト 380 とトランスミッション 365 を順に介して、モータジェネレータ軸 360

に伝達された駆動輪 540 の回転エネルギーを電力に変換し、変換した電力を、インバータ 500 を介して、高圧側バッテリー 10 に充電することもできる。

[0015] ここで、インバータ 500 を介して、高圧側バッテリー 10 からモータジェネレータ 510 に電力を供給する動作を力行動作と定義し、モータジェネレータ 510 で発電した電力を高圧側バッテリー 10 に充電する動作を回生動作と定義する。力行動作では、高圧側バッテリー 10 からモータジェネレータ 510 に電力を供給するので（高圧側バッテリー 10 から電力を取り出すので）、高圧側バッテリー 10 の電圧は低下する。

[0016] 一方、回生動作では、モータジェネレータ 510 で発電した電力を高圧側バッテリー 10 に充電するので、高圧側バッテリー 10 の電圧は上昇する。高圧側バッテリー 10 の劣化を抑制するためには、力行動作と回生動作をバランスよく制御し、高圧側バッテリー 10 の過放電や過充電を防止する必要がある。しかし、ハイブリッド自動車の低燃費化を実現するためには、車両の発進時や加速時には力行動作を最大限に利用し、車両の減速時には回生ブレーキを最大限利用することが望ましく、高圧側バッテリー 10 を過放電もしくは過充電の状態に至らせてしまう可能性がある。そこで、本発明では、上述した高圧側バッテリー 10 の過放電および過充電を抑制することができる DC-DC コンバータ 400 を提供する。

[0017] 本実施形態に係る DC-DC コンバータ 400 は、1 次側回路にフィルタキャパシタ 20 と、電圧センサ 192 と、MOSFET 210、220、230、240、共振用インダクタ 30 を有する。フィルタキャパシタ 20 は、当該フィルタキャパシタ 20 の一端が高電圧バッテリー 10 の高電位側と接続され、当該フィルタキャパシタ 20 の他端が高電圧バッテリー 10 の低電位側と接続される。電圧センサ 192 は、当該電圧センサ 192 の一端が高電圧バッテリー 10 の高電位側と接続され、当該電圧センサ 192 の他端が高電圧バッテリー 10 の低電位側と接続される。

[0018] 高電圧バッテリー 10 の高電位側は、MOSFET 210 のドレインと MO

S F E T 2 3 0 のドレインに接続される。高電圧バッテリー 1 0 の低電位側は、M O S F E T 2 2 0 のソースと M O S F E T 2 4 0 のソースに接続される。M O S F E T 2 1 0 のソースは、M O S F E T 2 2 0 のドレインと、共振用インダクタ 3 0 の一端に接続される。共振用インダクタ 3 0 の他端は、変圧器 5 0 の 1 次側巻線 4 0 の一端に接続される。変圧器 5 0 の 1 次側巻線 4 0 の他端は、M O S F E T 2 3 0 のソースと、M O S F E T 2 4 0 のドレインに接続される。ここで、共振用インダクタ 3 0 は、変圧器 5 0 の漏れインダクタンスあるいは配線インダクタンスで代替してもよい。

[0019] D C - D C コンバータ 4 0 0 は、2 次側回路に平滑用キャパシタ 9 0 と、平滑用インダクタ 8 0 と、スナバ用キャパシタ 2 5 と、電圧センサ 1 9 0 と、電流センサ 2 0 0 と、M O S F E T 2 5 0、2 6 0、2 7 0、2 8 0 を有する。

[0020] 変圧器 5 0 の 2 次側巻線 6 0 の一端は、M O S F E T 2 6 0 のソースと、M O S F E T 2 8 0 のドレインに接続される。変圧器 5 0 の 2 次側巻線 6 0 の他端は、変圧器 5 0 の 2 次側巻線 7 0 の一端と、平滑用インダクタ 8 0 の一端に接続される。変圧器 5 0 の 2 次側巻線 7 0 の他端は、M O S F E T 2 5 0 のソースと、M O S F E T 2 7 0 のドレインに接続される。

[0021] M O S F E T 2 5 0 のドレインと M O S F E T 2 6 0 のドレインは、スナバ用キャパシタ 2 5 の一端に接続される。スナバ用キャパシタ 2 5 の他端は、M O S F E T 2 7 0 のソースと、M O S F E T 2 8 0 のソースと、電流センサ 2 0 0 の一端に接続される。

[0022] 平滑用インダクタ 8 0 の他端は、平滑用キャパシタ 9 0 の一端と電圧センサ 1 9 0 の一端に接続される。平滑用キャパシタ 9 0 の他端と電圧センサ 1 9 0 の他端は、電流センサ 2 0 0 の他端に接続される。

[0023] 低電圧バッテリー 1 0 0 の高電位側は、平滑用キャパシタ 9 0 の一端と、電圧センサ 1 9 0 の一端と、平滑用インダクタ 8 0 の他端に接続される。低電圧バッテリー 1 0 0 の低電位側は、平滑用キャパシタ 9 0 の他端と、電圧センサ 1 9 0 の他端と、電流センサ 2 0 0 の他端と、車両のシャーシグラウンド

に接続される。また、負荷 110 の一端が低電圧バッテリー 100 の高電位側に接続され、負荷 110 の他端が低電圧バッテリー 100 の低電位側に接続される。

[0024] DC-DC コンバータ 400 は、高圧側バッテリー 10 と並列に接続された電圧センサ 192 と、低圧側バッテリー 100 と並列に接続された電圧センサ 190 と、低圧側バッテリー 100 と直列に接続された電流センサ 200 と、を有する。電圧センサ 192 は、DC-DC コンバータ 400 の入力電圧 V_5 を検出する。電圧センサ 190 は、DC-DC コンバータ 400 の出力電圧 V_{10} を検出する。電流センサ 200 は、DC-DC コンバータ 400 の出力電流 I_{10} を検出する。

[0025] 電圧センサは、分圧抵抗とオペアンプを用いた比反転増幅器や差動増幅器などにより構成される。電流センサは、シャント抵抗やホール素子などにより構成される。

[0026] DC-DC コンバータ 400 の制御装置 310 は、入力電圧 V_5 と、出力電圧 V_{10} と、出力電流 I_{10} とに基づいて、DC-DC コンバータ 400 のスイッチング素子である MOSFET 210 の ON/OFF を制御するためのゲート電圧 V_{30} を生成し、生成したゲート電圧 V_{30} を MOSFET 210 のゲートに入力する。DC-DC コンバータ 400 の制御装置 310 は、以下同様に、ゲート電圧 V_{40} を MOSFET 220 のゲートに入力し、ゲート電圧 V_{50} を MOSFET 230 のゲートに入力し、ゲート電圧 V_{60} を MOSFET 240 のゲートに入力し、ゲート電圧 V_{70} を MOSFET 250 のゲートに入力し、ゲート電圧 V_{80} を MOSFET 260 のゲートに入力し、ゲート電圧 V_{90} を MOSFET 270 のゲートに入力し、ゲート電圧 V_{100} を MOSFET 280 のゲートに入力する。

(DC-DC コンバータの制御装置 310)

図 2 は、本発明の第 1 の実施形態に係る DC-DC コンバータ 400 の制御装置 310 を説明する図である。DC-DC コンバータ 400 の制御装置 310 は、アナログ値をデジタル値に変換する A/D 変換器 320 と、指令

生成部 325 と、デューティ生成部 330 と、スイッチング信号生成部 335 と、ゲートドライブ回路 340 と、を備える。

[0027] A/D変換器 320 は、電圧センサ 192 で検出した DC-DCコンバータ 400 の入力電圧 V5 のアナログ値をデジタル値 VD5 に変換する。また、A/D変換器 320 は、電圧センサ 190 で検出した DC-DCコンバータ 400 の出力電圧 V10 のアナログ値をデジタル値 VD10 に変換する。また、A/D変換器 320 は、電流センサ 200 で検出した DC-DCコンバータ 400 の出力電流 I10 のアナログ値をデジタル値 ID10 に変換する。

[0028] 指令生成部 325 は、電圧センサ 192 で検出した DC-DCコンバータ 400 の入力電圧 V5 を表すデジタル値 VD5（以下、DC-DCコンバータ 400 の入力電圧 VD5）と、電圧センサ 190 で検出した DC-DCコンバータ 400 の出力電圧 V10 を表すデジタル値 VD10（以下、DC-DCコンバータ 400 の出力電圧 VD10）に基づいて、DC-DCコンバータ 400 の出力電圧指令 VD10ref と出力電流制限値 ID10Lim を生成する。

[0029] デューティ生成部 330 は、指令生成部 325 で生成した DC-DCコンバータ 400 の出力電圧指令 VD10ref 及び出力電流制限値 ID10Lim と、A/D変換器 320 から出力された DC-DCコンバータ 400 の出力電圧 VD10 及び出力電流 I10 を表すデジタル値 ID10（以下、DC-DCコンバータ 400 の出力電流 ID10）に基づいて、MOSFET 210、220、230、240 のデューティ Duty を生成する。

[0030] スwitching信号生成部 335 は、デューティ生成部 330 で生成した DC-DCコンバータ 400 の MOSFET 210、220、230、240 のデューティ Duty に基づいて、DC-DCコンバータ 400 の MOSFET 210、220、230、240、250、260、270、280 の ON/OFF 信号 S30、S40、S50、S60、S70、S80、S90、S100 を生成する。

[0031] ゲートドライブ回路340は、スイッチング信号生成部335で生成したDC-DCコンバータ400のMOSFET210、220、230、240、250、260、270、280のON/OFF信号S30、S40、S50、S60、S70、S80、S90、S100に基づいて、DC-DCコンバータ400のMOSFET210、220、230、240、250、260、270、280をON/OFFさせるためのゲート電圧V30、V40、V50、V60、V70、V80、V90、V100を生成する。
(指令生成部325)

図3は、本発明の第1の実施形態に係るDC-DCコンバータ400の制御装置310に備えた指令生成部325を説明する図である。ただし、指令生成部325は、DC-DCコンバータ400の入力電圧VD5に対して、
(1) 式のような4つの領域を予め定めている。

(数1) 第1領域>第2領域>第3領域>第4領域 $\geq$ 0 (零)
... (1)

[0032] すなわち、入力電圧VD5に対して、0以上の電圧値を4つの領域に分け、値が大きい方から順に、第1領域、第2領域、第3領域、第4領域として定めている。

[0033] まず、指令生成部325は、図3に示すステップa1で、A/D変換器320から出力されたDC-DCコンバータ400の入力電圧VD5（以下、単に入力電圧VD5とする）を取得し、ステップa2でDC-DCコンバータ400の出力電圧VD10（以下、単に出力電圧VD10とする）を取得する。次に、指令生成部325はステップa3で、ステップa1で取得した入力電圧VD5が、第1領域に属しているか否かを判定する。

(入力電圧が第1領域に属している場合)

ステップa3の判定において、入力電圧VD5が第1領域に属している場合には、指令生成部325はステップa4で、入力電圧VD5が入力電圧VD5に対して予め定めた上限値VD5HLim以上であるか否かを判定する。
。

- [0034] ステップa 4の判定において、入力電圧VD 5が前記上限値VD 5 H L i m以上である場合には、指令生成部3 2 5はステップa 5で、DC-DCコンバータ4 0 0の出力電圧指令VD 1 0 r e fを、出力電圧VD 1 0に対して予め定めた上限値VD 1 0 H L i mに設定する。そして、指令生成部3 2 5はステップa 6で、出力電流制限値ID 1 0 L i mを0（零）に設定する。
- [0035] そして指令生成部3 2 5は、ステップa 5で設定した出力電圧指令VD 1 0 r e fと、ステップa 6で設定した出力電流制限値ID 1 0 L i mを、デューティ指令生成部3 3 0に入力する。
- [0036] このように、DC-DCコンバータ4 0 0の出力電流制限値ID 1 0 L i mを設定することにより、入力電圧V 5とMOSFET 2 1 0～2 4 0のスイッチングにより発生するサージ電圧を合計した電圧が、MOSFET 2 1 0～2 4 0の耐圧を超える前に、DC-DCコンバータ4 0 0の1次側回路のMOSFET 2 1 0～2 4 0を全てOFFにすることができる。さらに、変圧器5 0を介して2次側回路に供給された電圧とMOSFET 2 5 0～2 8 0のスイッチングにより発生するサージ電圧を合計した電圧が、MOSFET 2 5 0～2 8 0の耐圧を超える前に、MOSFET 2 5 0～2 8 0を全てOFFさせることができる。これにより、MOSFET 2 1 0～2 8 0の過電圧破壊を防止することができる。
- [0037] 一方ステップa 4の判定において、入力電圧VD 5が前記上限値VD 5 H L i m未満である場合には、指令生成部3 2 5はステップa 7で、DC-DCコンバータ4 0 0の出力電圧指令VD 1 0 r e fを、ステップa 1で取得した入力電圧VD 5に対応する所定の出力電圧値に設定する。そして指令生成部3 2 5はステップa 8で、出力電流制限値ID 1 0 L i mを、ステップa 1で取得した入力電圧VD 5に対応する所定の出力電流値に設定する。
- [0038] そして指令生成部3 2 5は、ステップa 7で設定した出力電圧指令VD 1 0 r e fと、ステップa 8で設定した出力電流制限値ID 1 0 L i mを、デューティ指令生成部3 3 0に入力する。ただし、DC-DCコンバータ4 0

0の出力電圧指令 V_{D10ref} に設定した前記所定の出力電圧値は、入力電圧 V_{D5} の上昇に対してリニアに上昇させ、入力電圧 V_{D5} の低下に対してリニアに低下させる。さらに、前記所定の出力電圧値は、取得した入力電圧 V_{D5} が、前記上限値 V_{D5HLim} 未満から前記上限値 V_{D5HLim} 以上に移行した時や、前記第1領域から(1)式に示した第2領域に移行した時に、急激に変化しない値となるように予め設定する。

[0039] このように、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令 V_{D10ref} を設定することにより、DC-DCコンバータ400の入力電圧 V_5 が変化した場合においても、DC-DCコンバータ400の出力電圧 V_{10} の急激な変動を抑制することができる。

[0040] また、DC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} に設定した前記所定の出力電流値は、取得したDC-DCコンバータ400の入力電圧 V_{D5} の上昇に対して、リニアに低下させ、取得したDC-DCコンバータ400の入力電圧 V_{D5} の低下に対して、リニアに上昇させる。さらに、前記所定の出力電流値は、取得したDC-DCコンバータ400の入力電圧 V_{D5} の変化に応じて、0(零)からDC-DCコンバータ400の出力電流 I_{D10} (以下、単に出力電流 I_{D10} とする)に対して予め定めた上限値 $I_{D10HLim}$ までリニアに変化させる。

[0041] このように、DC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} を設定することにより、入力電圧 V_5 が変化した場合においても、出力電流 I_{10} の急激な変動を抑制することができる。これにより、出力電流 I_{10} を制限するディレーティング動作を安定化させることができるので、DC-DCコンバータ400の信頼性が向上する。

(入力電圧が第2領域に属している場合)

一方ステップa3の判定において、入力電圧 V_{D5} が前記第1領域に属していない場合には、指令生成部325はステップa9で、入力電圧 V_{D5} が前記第2領域に属しているか否かを判定する。

[0042] ステップa9の判定において、入力電圧 V_{D5} が前記第2領域に属してい

る場合、すなわち、高圧側バッテリー10が、過充電の状態に至る可能性が高い場合には、指令生成部325はステップa10で、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10refを、入力電圧VD5に対応する所定の出力電圧値に設定する。そして指令生成部325はステップa11で、出力電流制限値ID10Limを、前記上限値ID10HLimに設定する。

[0043] そして指令生成部325は、ステップa10で設定した出力電圧指令VD10refと、ステップa11で設定した出力電流制限値ID10Limを、デューティ指令生成部330に入力する。ただし、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10refに設定した前記出力電圧値は、入力電圧VD5の上昇に対してリニアに上昇させ、入力電圧VD5の低下に対してリニアに低下させる。さらに、前記所定の出力電圧値は、取得した入力電圧VD5が、前記第2領域から前記第1領域に移行した時や、前記第2領域から(1)式に示した第3領域に移行した時に、急激に変化しない値となるように予め設定する。

[0044] このように、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10refを設定することにより、DC-DCコンバータ400の入力電圧V5が変化した場合においても、DC-DCコンバータ400の出力電圧V10の急激な変動を抑制することができる。さらに、出力電流制限値ID10Limを前記上限値ID10HLimに設定しているので、DC-DCコンバータ400の入力電圧V5の上昇とともに、DC-DCコンバータ400の出力電流I10を上昇させることができる。すなわち、DC-DCコンバータ400の入力電圧V5の上昇とともに、高圧側バッテリー10から取り出す電力を増加させることができるので、高圧側バッテリー10の電圧の上昇を抑制することができる。これにより、高圧側バッテリー10の過充電を抑制することができる。

(入力電圧が第3領域に属している場合)

一方ステップa9の判定において、入力電圧VD5が前記第2領域に属していない場合には、指令生成部325はステップa12で、入力電圧VD5

が前記第3領域に属しているか否かを判定する。

[0045] ステップa12の判定において、入力電圧VD5が前記第3領域に属している場合、すなわち、高圧側バッテリー10が、過放電もしくは過充電の状態に至る可能性が低い場合には、指令生成部325はステップa13で、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10refを、出力電圧VD10に対して予め定めた基準電圧値VD10stに設定する。そして指令生成部325はステップa11で、出力電流制限値ID10Limを、前記上限値ID10HLimに設定する。

[0046] そして指令生成部325は、ステップa13で設定した出力電圧指令VD10refと、ステップa11で設定した出力電流制限値ID10Limを、デューティ指令生成部330に入力する。ただし、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10refに設定した前記基準電圧VD10stは一定値、例えば、12Vなどに設定することが望ましい。

[0047] このように、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10refと出力電流制限値ID10Limを設定することにより、入力電圧VD5が、前記第3領域から前記第2領域に移行した場合や、前記第3領域から(1)式で示した第4領域に移行した場合においても、出力電圧V10の急激な変動を抑制することができる。さらに、高圧側バッテリー10と低圧側バッテリー100の過放電と過充電を防止することができる。

(入力電圧が第4領域に属している場合)

一方ステップa12の判定において、入力電圧VD5が前記第3領域に属していない場合には、指令生成部325はステップa14で、入力電圧VD5が前記第4領域に属していると判断する。すなわち、指令生成部325は、高圧側バッテリー10が、過放電の状態に至る可能性が高いと判定する。

[0048] 次に、指令生成部325はステップa15で、出力電圧VD10が出力電圧VD10に対して予め定めた下限値VD10LLim以下であるか否かを判定する。

[0049] ステップa15の判定において、出力電圧VD10が前記下限値VD10

LLim以下である場合には、指令生成部325はステップa16で、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10refを、前記下限値VD10LLimに設定する。そして指令生成部325はステップa11で、出力電流制限値ID10Limを、前記上限値ID10HLimに設定する。

[0050] そして指令生成部325は、ステップa16で設定した出力電圧指令VD10refと、ステップa11で設定した出力電流制限値ID10Limを、デューティ指令生成部330に入力する。

[0051] このように、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10refと出力電流制限値ID10Limを設定することにより、低圧側バッテリー100の過放電を防止することができる。上述した入力電圧V5と出力電圧V10の状態においては、DC-DCコンバータ400を上述したように制御し、低圧側バッテリー100の過放電の防止を優先させ、高圧側バッテリー10の過放電については、回生動作によって回避することが望ましい。

[0052] 一方ステップa15の判定において、出力電圧VD10が前記下限値VD10LLimより大きい場合には、指令生成部325はステップa17で、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10refを、入力電圧VD5に対応する所定の出力電圧値に設定する。そして指令生成部325はステップa18で、出力電流制限値ID10Limを、入力電圧VD5に対応する所定の出力電流値に設定する。

[0053] そして指令生成部325は、ステップa17で設定した出力電圧指令VD10refと、ステップa18で設定した出力電流制限値ID10Limを、デューティ指令生成部330に入力する。ただし、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10refに設定した前記出力電圧値は、入力電圧VD5の上昇に対してリニアに上昇させ、入力電圧VD5の低下に対してリニアに低下させる。さらに、前記所定の出力電圧値は、取得した入力電圧VD5が、前記第4領域から前記第3領域に移行した時に、急激に変化しない値となるように予め設定する。

[0054] このように、DC-DCコンバータ400の出力電圧指令VD10ref

を設定することにより、入力電圧 V_5 が変化した場合においても、出力電圧 V_{10} の急激な変動を抑制することができる。

[0055] また、DC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} に設定した前記所定の出力電流値は、取得した入力電圧 V_{D5} の上昇に対してリニアに上昇させ、入力電圧 V_{D5} の低下に対してリニアに低下させる。さらに、前記所定の出力電流値は、入力電圧 V_{D5} の変化に応じて、0（零）から前記上限値 $I_{D10HLim}$ までリニアに変化させる。

[0056] このように、DC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} を設定することにより、入力電圧 V_5 が変化した場合においても、出力電流 I_{10} の急激な変動を抑制することができる。さらに、負荷電流の変化に係らずに、出力電流 I_{10} を制限することができるので、入力電圧 V_5 の低下とともに、出力電流 I_{10} を低下させることができる。すなわち、負荷電流の大きさに係らず、入力電圧 V_5 の低下とともに、高圧側バッテリー10から取り出す電力を低下させることができるので、高圧側バッテリー10の過放電を抑制することができる。

（デューティ生成部330）

図4は、本発明の第1の実施形態に係るDC-DCコンバータ400の制御装置310に備えたデューティ生成部330を説明する図である。図2に示されるように、デューティ生成部330は、指令生成部325から出力されたDC-DCコンバータ400の出力電圧指令 V_{D10ref} 及び出力電流制限値 I_{D10Lim} と、A/D変換器320から出力されたDC-DCコンバータ400の出力電圧 V_{D10} 及び出力電流 I_{D10} を取得する。図4を用いて説明すると、デューティ生成部330は、ステップb1で出力電圧指令 V_{D10ref} を取得し、ステップb2で出力電流制限値 I_{D10Lim} を取得し、ステップb3で出力電圧 V_{D10} を取得し、ステップb4で出力電流 I_{D10} を取得する。

[0057] 次に、デューティ生成部330はステップb5において、ステップb2で取得したDC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} が、

0（零）であるか否かを判定する。

[0058] ステップb5の判定において、取得したDC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} が0（零）である場合には、デューティ生成部330はステップb6で、デューティ $Duty$ を0（零）に設定する。そして、デューティ生成部330は、設定したデューティ $Duty$ をスイッチング信号生成部335に入力する。

[0059] このように、デューティ $Duty$ を算出することにより、DC-DCコンバータ400のスイッチング素子であるMOSFET210～290を、全てOFFにすることができる。

[0060] 一方ステップb5の判定において、取得したDC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} が0（零）ではない場合には、デューティ生成部330はステップb7で、取得したDC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} が取得した出力電流 I_{D10} より大きいかな否かを判定する。

[0061] ステップb7の判定において、取得したDC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} が出力電流 I_{D10} より大きい場合には、デューティ生成部330はステップb8で、取得したDC-DCコンバータ400の出力電圧指令 V_{D10ref} から出力電圧 V_{D10} を減算し、偏差 Dev を算出する。さらに、デューティ生成部330はステップb9で、後述する比例積分制御部600に入力する比例ゲイン K_p に出力電圧制御用の比例ゲイン K_{pv} を設定する。そしてデューティ生成部330はステップb10で、積分ゲイン K_i に出力電圧制御用の積分ゲイン K_{iv} を設定する。

[0062] そして、デューティ生成部330はステップb11で、算出した偏差 Dev と、設定した比例ゲイン K_p 及び積分ゲイン K_i を、比例積分制御部600に入力し、比例積分制御部600により、偏差 Dev を0（零）にするデューティ $Duty$ を算出する。そしてデューティ生成部330は、算出したデューティ $Duty$ をスイッチング信号生成部335に入力する。

[0063] このように、デューティ $Duty$ を算出することにより、DC-DCコン

バータ400の出力電圧 V_{D10} を、出力電圧指令 V_{D10ref} に一致させることができる。

[0064] 一方ステップb7の判定において、取得したDC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} が、出力電流 I_{D10} 以下である場合には、デューティ生成部330はステップb12で、取得したDC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} から出力電流 I_{D10} を減算し、偏差 Dev を算出する。さらに、デューティ生成部330はステップb13で、比例積分制御部600に入力する比例ゲイン K_p に出力電流制御用の比例ゲイン K_{pc} を設定する。さらに、デューティ生成部330はステップb14で、積分ゲイン K_i に出力電流制御用の積分ゲイン K_{ic} を設定する。

[0065] そして、デューティ生成部330はステップb11で、算出した偏差 Dev と、設定した比例ゲイン K_p 及び積分ゲイン K_i を、比例積分制御部600に入力し、比例積分制御部600により、偏差 Dev を0（零）にするデューティ $Duty$ を算出する。そしてデューティ生成部330は、算出したデューティ $Duty$ をスイッチング信号生成部335に入力する。

[0066] このように、デューティ $Duty$ を算出することにより、DC-DCコンバータ400の出力電流 I_{D10} を、出力電流制限値 I_{D10Lim} に一致させることができる。

（比例積分制御部600）

図5は、本発明の第1の実施形態に係るDC-DCコンバータ400の制御装置310のデューティ生成部330に備えた比例積分制御部600を説明する図である。比例積分制御部600は、乗算部610と、乗算部615と、積算部620と、加算部630を備える。

[0067] まず、比例積分制御部600は、偏差 Dev と、比例ゲイン K_p と、積分ゲイン K_i を取得する。そして比例積分制御部600は、取得した偏差 Dev と比例ゲイン K_p を、乗算部610に入力する。また、比例積分制御部600は、取得した偏差 Dev と積分ゲイン K_i を、乗算部615に入力する

。

[0068] 乗算部610は、入力された偏差 D_{ev} と比例ゲイン K_p を乗算する。そして乗算部610は、乗算した値を加算部630に入力する。乗算部615は、入力された偏差 D_{ev} と積分ゲイン K_i を乗算する。そして乗算部615は、乗算した値を積算部620に入力する。積算部620は、乗算部615から入力された乗算値を積算し、積算した値を加算部630に入力する。加算部630は、乗算部610から入力された乗算値と積算部620から入力された積算値を加算し、デューティ $Duty$ を算出する。算出したデューティ $Duty$ は、スイッチング信号生成部335に入力される。

[0069] このように、デューティ $Duty$ を生成することにより、DC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} が出力電流 I_{D10} より大きい場合には、出力電圧 V_{D10} を出力電圧指令 V_{D10ref} に一致させることができる。さらに、DC-DCコンバータ400の出力電流制限値 I_{D10Lim} が出力電流 I_{D10} 以下である場合には、出力電流 I_{D10} を出力電流制限値 I_{D10Lim} に一致させることができる。

[0070] 次に、DC-DCコンバータの出力電圧と出力電流の両方を制御する一般的な方法に対する本発明の特長を説明する。まず、DC-DCコンバータの出力電圧と出力電流の両方を制御する一般的な方法について説明する。出力電圧と出力電流の両方を制御する一般的な方法としては、出力電圧制御用の比例積分制御部と、出力電流制御用の比例積分制御部を別々に用意し、出力電圧制御用の比例積分制御部のインナーループに、出力電流制御用の比例積分制御部を組み込む方法がある。

[0071] しかし、このような一般的な方法では、出力電圧制御と出力電流制御が互いに干渉し合うため、出力電圧制御の応答性を、インナーループに組み込んだ出力電流制御の応答性よりも十分に遅く設定し、出力電圧制御を安定化させる必要があった。すなわち、上述した一般的な方法では、出力電圧制御の応答性が遅いため、負荷電流が急激に変動するような外乱が発生した場合に、出力電圧が急激に変動する。

[0072] 一方、本発明は、上述したように、出力電圧制御と出力電流制御で共通化した比例積分制御部を用意し、DC-DCコンバータ400の出力電流制限値と出力電流の比較結果に応じて、偏差と、比例ゲインと、積分ゲインを、出力電圧制御用と出力電流制御用で切替えるため、出力電圧制御と出力電流制御が干渉しない。すなわち、本発明では、出力電圧制御の応答性を高速に設定することができるので、負荷電流が急激に変動するような外乱が発生した場合においても、出力電圧を急激に変動させることなく、安定した出力電圧を得ることができる。

(スイッチング信号生成部335)

次に、本発明の第1の実施形態に係るDC-DCコンバータ400の制御装置310に備えたスイッチング信号生成部335について説明する。図2で説明したように、スイッチング信号生成部335は、デューティ生成部330から入力されたデューティDutyに基づき、DC-DCコンバータ400のMOSFET210~280のON/OFF信号S30~S100を生成する。ON/OFF信号S30~S60を生成する方法として、例えば位相シフトPWMがある。

[0073] 図6は、本発明の第1の実施形態に係るDC-DCコンバータ400の制御装置310に備えた位相シフトPWMを適用したスイッチング信号生成部335を説明する図である。スイッチング信号生成部335は、ON/OFF信号S30~S60のON時間とOFF時間の割合を50%に固定し、かつON/OFF信号S30~S60の位相差を変化させる。そしてスイッチング信号生成部335は、MOSFET210のON/OFF信号S30とMOSFET240のON/OFF信号S60のONが重なる期間と、MOSFET220のON/OFF信号S40とMOSFET230のON/OFF信号S50のONが重なる期間を、デューティ生成部330で生成したデューティDutyと等しくなるように調整する。これにより、DC-DCコンバータ400は、出力電圧もしくは出力電流をそれぞれの指令値に一致させることができる。

[0074] ここでは、一例として、DC-DCコンバータ400の1次側回路のMOSFET210のON/OFF信号S30を基準とし、DC-DCコンバータ400のMOSFET210~280のON/OFF信号S30~S100を生成する方法について説明する。

[0075] まず、スイッチング信号生成部335は、DC-DCコンバータ400の1次側回路のMOSFET210のON/OFF信号S30を生成する。ON/OFF信号S30は、ON時間とOFF時間の割合を50%に固定したパルス信号で生成する。例えば、スイッチング周波数を F_{sw} [Hz]とした場合には、ON/OFF信号S30のON時間とOFF時間は、(2)式で表せる。すなわち、ON/OFF信号S30のON時間とOFF時間は、スイッチング1周期の50%になる。

$$\begin{aligned} \text{(数2)} \quad S30 \text{ の ON 時間} &= S30 \text{ の OFF 時間} = 0.5 / F_{sw} \\ \dots (2) \end{aligned}$$

[0076] 次に、スイッチング信号生成部335は、MOSFET220のON/OFF信号S40を生成する。ON/OFF信号S40は、ON/OFF信号S30がONしている期間にOFFし、ON/OFF信号S30がOFFしている期間にONするように生成する。

[0077] 次に、スイッチング信号生成部335は、MOSFET230のON/OFF信号S50を生成する。ON/OFF信号S50は、ON/OFF信号S30がONしてから、デューティ生成部330で生成したデューティDuty分だけ遅らせてONし、スイッチング1周期の50%の時間が経過した時にOFFするように生成する。

[0078] 次に、スイッチング信号生成部335は、MOSFET240のON/OFF信号S60を生成する。ON/OFF信号S60は、ON/OFF信号S40がONしてから、デューティ生成部330で生成したデューティDuty分だけ遅らせてONし、スイッチング1周期の50%の時間が経過した時にOFFするように生成する。

[0079] このように、ON/OFF信号S30~S60を生成することにより、O

N/OFF信号S30とON/OFF信号S60のONが重なる期間と、ON/OFF信号S40とON/OFF信号S50のONが重なる期間を、デューティ生成部330で生成したデューティDutyと等しくなるように調整することができる。

[0080] 次に、スイッチング信号生成部335は、DC-DCコンバータ400の2次側回路のMOSFET250のON/OFF信号S70を生成する。ON/OFF信号S70は、ON/OFF信号S30がOFFしてから、所定の待ち時間 α 1だけ遅らせてONする。そして、ON/OFF信号S70は、ON/OFF信号S30がOFFしてから、デューティ生成部330で生成したデューティDutyと所定の継続時間 β を合計した時間が経過した時にOFFするように生成される。

[0081] 次に、スイッチング信号生成部335は、MOSFET260のON/OFF信号S80を生成する。ON/OFF信号S80は、ON/OFF信号S40がOFFしてから、所定の待ち時間 α 1だけ遅らせてONする。そして、ON/OFF信号S80は、ON/OFF信号S40がOFFしてから、デューティDutyと所定の継続時間 β を合計した時間が経過した時にOFFするように生成される。

[0082] このように、ON/OFF信号S70とON/OFF信号S80を生成することにより、ON/OFF信号S30とON/OFF信号S50のONが重なる期間と、ON/OFF信号S40とON/OFF信号S60のONが重なる期間に発生する循環電流を低減することができる。さらに、DC-DCコンバータ400の2次側回路のスナバ用キャパシタ25に蓄積されたサージエネルギーを負荷110に供給することができる。これにより、DC-DCコンバータ400を高効率化することができる。

[0083] 次に、スイッチング信号生成部335は、MOSFET270のON/OFF信号S90を生成する。ON/OFF信号S90は、ON/OFF信号S70がOFFしてから、所定の待ち時間 α 2だけ遅らせてONする。そして、ON/OFF信号S90は、ON/OFF信号S30のOFFと同時に

OFFするように生成する。

[0084] 次に、スイッチング信号生成部335は、MOSFET280のON/OFF信号S100を生成する。ON/OFF信号S100は、ON/OFF信号S80がOFFしてから、所定の待ち時間 α 2だけ遅らせてONする。そして、ON/OFF信号S100は、ON/OFF信号S40のOFFと同時にOFFするように生成する。

[0085] このように、ON/OFF信号S90とON/OFF信号S100を生成することにより、MOSFET270とMOSFET280の寄生ダイオードに流れる電流を低減することができる。すなわち、同期整流することができるので、DC-DCコンバータ400を高効率化することができる。

[0086] なお、DC-DCコンバータ400の各相の上下アームのMOSFETの短絡を防止することに加えて、ゼロ電圧スイッチングをするために、DC-DCコンバータ400のMOSFET210～240のON/OFF信号S30～S60に、それぞれデッドタイムを設けることが望ましい。また、スイッチング信号生成部335に入力されたデューティDutyが0（零）である場合には、スイッチング信号生成部335は、DC-DCコンバータ400のMOSFET210～280のON/OFF信号S30～S100を全てOFFするように生成する。

（ゲートドライブ回路340）

DC-DCコンバータ400の制御装置310に備えたゲートドライブ回路340は、スイッチング信号生成部335から入力されたON/OFF信号S30～S100をゲート電圧V30～V100に変換する。そして、ゲートドライブ回路340は、変換したゲート電圧V30～V100を、DC-DCコンバータ400のMOSFET210～280のゲートに入力する。これにより、DC-DCコンバータ400のMOSFET210～240は、ゲート電圧V30～V100に従ってON/OFFされる。

（入力電圧と出力電圧と出力電流の関係）

次に、上述した本発明の第1の実施形態を適用することより得られるDC

—DCコンバータ400の入力電圧 V_5 と出力電圧 V_{10} と出力電流 I_{10} の関係について、図7と図8の例で説明する。

(入力電圧が第2領域から第1領域に移行した時)

図7は、本発明の第1の実施形態に係るDC—DCコンバータ400の出力電圧 V_{10} が、下限値 V_{10LLim} より大きく、負荷電流が一定の条件において、入力電圧 V_5 が第2領域から第1領域に移行した時の入力電圧 V_5 と出力電圧 V_{10} と出力電流 I_{10} の関係を説明する図である。

[0087] ただし、図7に記載した上限値 V_{5HLim} は、前記上限値 V_{D5HLim} のデジタル値をアナログ値で表した値である。上限値 V_{10HLim} は、前記上限値 $V_{D10HLim}$ のデジタル値をアナログ値で表した値である。下限値 V_{10LLim} は、前記下限値 $V_{D10LLim}$ のデジタル値をアナログ値で表した値である。出力電流制限値 I_{10Lim} は、前記出力電流制限値 I_{D10Lim} のデジタル値をアナログ値で表した値である。

[0088] 図7において、はじめは入力電圧 V_5 が第2領域に属している。このとき、指令生成部325は、図3のステップa10において、出力電圧指令 V_{D10ref} を、入力電圧 V_{D5} に対応する所定の出力電圧値に設定する。上述の通り、出力電圧指令 V_{D10ref} は、入力電圧 V_{D5} の上昇に対してリニアに上昇する。また、指令生成部325は、ステップa11において、出力電流制限値 I_{D10Lim} を上限値 $I_{D10HLim}$ に設定する。

[0089] また、出力電流制限値 I_{10Lim} が出力電流 I_{10} より大きい。このとき、デューティ生成部330は、図4のステップb8において、出力電圧指令値 V_{D10} と出力電圧 V_{D10} の差である偏差 Dev を算出する。そしてデューティ生成部330は、ステップb11において、当該偏差 Dev を0(零)にするようにデューティ $Duty$ を算出する。領域(a)においては、出力電流制限値 I_{10Lim} が出力電流 I_{10} より大きく、出力電圧 V_{10} を制御するモードである。

[0090] 前記デューティ $Duty$ に基づきスイッチング信号生成部335が、出力電圧指令と出力電圧が一致するようにMOSFETのON/OFF信号を生

成する。ゆえに、入力電圧 V_5 の上昇とともに、出力電圧 V_{10} は上昇する。

[0091] そして、入力電圧 V_5 が上昇し第1領域に到達すると、指令生成部325は、図3のステップa8で、出力電流制限値 I_{10Lim} を入力電圧 V_{D5} の上昇に対してリニアに低下する所定の出力電流値とする。つまり、入力電圧 V_5 の上昇とともに、出力電流制限値 I_{10Lim} は低下する。なお、出力電流制限値 I_{10Lim} が、出力電流 I_{10} より大きい間は、上述したように、DC-DCコンバータ400の出力電圧 V_{10} を制御するモードであるため、入力電圧 V_5 の上昇とともに、出力電圧 V_{10} は上昇し続ける。

[0092] そして、出力電流制限値 I_{10Lim} が低下し、出力電流 I_{10} 以下となると、デューティ生成部330は、図4のステップb12～b14に示される出力電流 I_{10} を制御するモードに切り替わる。出力電圧 V_{10} を制御するモードから出力電流 I_{10} を制御するモードに切り替わると、出力電流 I_{10} は出力電流制限値 I_{10Lim} と等しくなるように、MOSFETが制御される。出力電流制限値 I_{10Lim} は入力電圧 V_{D5} の上昇とともに低下するため、結果、出力電流 I_{10} は低下する。

[0093] そして、出力電流 I_{10} が、負荷電流より小さくなると、低圧側バッテリー100から負荷110に電流を供給される。したがって出力電圧 V_{10} は、出力電流 I_{10} の低下とともに低下する。

[0094] そして、入力電圧 V_5 が、前記上限値 V_{5Lim} に到達すると、指令生成部325は、図3のステップa6で、出力電流制限値 I_{10Lim} を0（零）に設定する。デューティ生成部330は、当該出力電流制限値 I_{10Lim} を取得し、図4のステップb6で、デューティ $Duty$ を0（零）に設定する。したがって、DC-DCコンバータ400のMOSFET210～280は全てOFFにされるため、出力電流 I_{10} は0（零）となる。

（入力電圧が第3領域から第4領域に移行した時）

図8は、本発明の第1の実施形態に係るDC-DCコンバータ400の出力電圧 V_{10} が下限値 V_{10LLim} より大きく、負荷電流が上昇する条件

において、入力電圧 V_5 が第3領域から第4領域に移行した時の入力電圧 V_5 と出力電圧 V_{10} と出力電流 I_{10} の関係を説明する図である。

[0095] 図8において、はじめは入力電圧 V_5 が第3領域に属している。このとき、指令生成部325は、図3のステップa13において、出力電圧指令 V_{D10ref} を、基準電圧値 V_{D10st} に設定する。上述の通り、出力電圧指令 V_{D10ref} は、一定値に設定される。また、指令生成部325は、ステップa11において、出力電流制限値 I_{D10Lim} を上限值 $I_{D10HLim}$ に設定する。

[0096] このとき、出力電流制限値 I_{10Lim} が出力電流 I_{10} より大きいいため、デューティ生成部330は出力電圧 V_{10} を制御するモードである。出力電圧指令 V_{D10ref} は基準電圧値 V_{D10st} に設定されているため、出力電圧 V_{10} は一定値に制御される。また、負荷電流が一定の場合であるので、出力電流 I_{10} も一定値に制御される。

[0097] そして、入力電圧 V_5 が低下し第4領域に到達すると、指令生成部325は、図3のステップa17において、出力電圧指令 V_{D10ref} を、入力電圧 V_{D5} の低下に対してリニアに低下する所定の出力電圧値に設定する。また、指令生成部325は、ステップa18において、出力電流制限値 I_{10Lim} を、入力電圧 V_{D5} の低下に対してリニアに低下する所定の出力電流値に設定する。

[0098] ここでは、出力電流制限値 I_{10Lim} が出力電流 I_{10} より大きいいため、デューティ生成部330は出力電圧 V_{10} を制御するモードである。ゆえに、出力電圧 V_{10} が、出力電圧指令 V_{D10ref} に基づいて低下する。

[0099] 一方、出力電流制限値 I_{10Lim} が出力電流 I_{10} 以下である場合には、上述したように、デューティ生成部330が出力電流 I_{10} を制御するモードであるため、負荷電流が上昇した場合においても、入力電圧 V_5 の上昇とともに、出力電流 I_{10} を低下させることができる。

[0100] 従来は、出力電圧のみを制御していたため、負荷電流の上昇とともに、出力電流が上昇してしまっていた。本発明では、DC-DCコンバータの入力

電圧の大きさに応じて、出力電流を制限するため、負荷電流の変化に係らずに、入力電圧の低下とともに、出力電流を低下させることができる。

[0101] そして、出力電流 I_{10} が負荷電流よりも小さくなると、低圧側バッテリー 100 から負荷 110 に電流が供給される。したがって、出力電流 I_{10} の低下とともに、出力電圧 V_{10} は低下する。

[0102] なお、上述した DC-DC コンバータの出力電流の制限方法は、図 1 に示した DC-DC コンバータ 400 の回路構成に限らず、他の回路構成であっても適用することができる。

実施形態 2

[0103] (DC-DC コンバータを備えたハイブリッド自動車システム)

図 9 は、本発明の第 2 の実施形態に係る DC-DC コンバータ 405 を備えたハイブリッド自動車システムを説明する図である。上述した本発明の第 1 の実施形態に係る DC-DC コンバータ 400 は、DC-DC コンバータ 400 の入力電圧 V_5 と出力電圧 V_{10} と出力電流 I_{10} を検出し、検出した入力電圧 V_5 の大きさに応じて、DC-DC コンバータ 400 の出力電圧 V_{10} と出力電流 I_{10} を所定値に制御する。本実施形態では、DC-DC コンバータ 405 の入力電圧 V_5 と出力電圧 V_{10} と入力電流 I_{15} を検出し、検出した入力電圧 V_5 の大きさに応じて、DC-DC コンバータ 405 の出力電圧 V_{10} と入力電流 I_{15} を所定値に制御する。DC-DC コンバータ 405 を除いたハイブリッド自動車システムの構成は、上述した本発明の第 1 の実施形態と同じ構成であるため説明を省略する。

[0104] 本発明の第 2 の実施形態に係る DC-DC コンバータ 405 は、1 次側回路にフィルタキャパシタ 20 と、電圧センサ 192 と、電流センサ 205 と、MOSFET 210、220、230、240、共振用インダクタ 30 を有する。フィルタキャパシタ 20 は、当該フィルタキャパシタ 20 の一端が高電圧バッテリー 10 の高電位側と接続され、当該フィルタキャパシタ 20 の他端が電流センサ 205 の一端と接続される。電流センサ 205 の他端は、高電圧バッテリー 10 の低電位側と接続される。電圧センサ 192 は、当該電

圧センサ 192 の一端が高電圧バッテリー 10 の高電位側と接続され、当該電圧センサ 192 の他端が電流センサ 205 の一端と接続される。

[0105] 高電圧バッテリー 10 の高電位側は、MOSFET 210 のドレインと MOSFET 230 のドレインに接続される。電流センサ 205 の一端は、MOSFET 220 のソースと MOSFET 240 のソースに接続される。MOSFET 210 のソースは、MOSFET 220 のドレインと、共振用インダクタ 30 の一端に接続される。共振用インダクタ 30 の他端は、変圧器 50 の 1 次側巻線 40 の一端に接続される。変圧器 50 の 1 次側巻線 40 の他端は、MOSFET 230 のソースと、MOSFET 240 のドレインに接続される。

[0106] DC-DC コンバータ 405 は、2 次側回路に平滑用キャパシタ 90 と、平滑用インダクタ 80 と、スナバ用キャパシタ 25 と、電圧センサ 190 と、MOSFET 250、260、270、280 を有する。

[0107] 変圧器 50 の 2 次側巻線 60 の一端は、MOSFET 260 のソースと、MOSFET 280 のドレインに接続される。変圧器 50 の 2 次側巻線 60 の他端は、変圧器 50 の 2 次側巻線 70 の一端と、平滑用インダクタ 80 の一端に接続される。変圧器 50 の 2 次側巻線 70 の他端は、MOSFET 250 のソースと、MOSFET 270 のドレインに接続される。

[0108] MOSFET 250 のドレインと MOSFET 260 のドレインは、スナバ用キャパシタ 25 の一端に接続される。スナバ用キャパシタ 25 の他端は、MOSFET 270 のソースと、MOSFET 280 のソースに接続される。

[0109] 平滑用インダクタ 80 の他端は、平滑用キャパシタ 90 の一端と電圧センサ 190 の一端に接続される。平滑用キャパシタ 90 の他端と電圧センサ 190 の他端は、スナバ用キャパシタ 25 の他端に接続される。

[0110] 低電圧バッテリー 100 の高電位側は、平滑用キャパシタ 90 の一端と、電圧センサ 190 の一端と、平滑用インダクタ 80 の他端に接続される。低電圧バッテリー 100 の低電位側は、平滑用キャパシタ 90 の他端と、電圧セン

サ 1 9 0 の他端と、車両のシャーシグラウンドに接続される。また、負荷 1 1 0 の一端が低電圧バッテリー 1 0 0 の高電位側に接続され、負荷 1 1 0 の他端が低電圧バッテリー 1 0 0 の低電位側に接続される。

[0111] DC-DCコンバータ 4 0 5 は、高圧側バッテリー 1 0 と並列に接続された電圧センサ 1 9 2 と、低圧側バッテリー 1 0 0 と並列に接続された電圧センサ 1 9 0 と、高圧側バッテリー 1 0 と直列に接続された電流センサ 2 0 5 と、を有する。電圧センサ 1 9 2 は、DC-DCコンバータ 4 0 0 の入力電圧 V 5 を検出する。電圧センサ 1 9 0 は、DC-DCコンバータ 4 0 0 の出力電圧 V 1 0 を検出する。電流センサ 2 0 5 は、DC-DCコンバータ 4 0 0 の入力電流 I 1 5 を検出する。

[0112] DC-DCコンバータ 4 0 5 の制御装置 3 1 5 は、入力電圧 V 5 と、出力電圧 V 1 0 と、入力電流 I 1 5 とに基づいて、DC-DCコンバータ 4 0 5 のスイッチング素子である MOSFET 2 1 0 の ON/OFF を制御するためのゲート電圧 V 3 0 を生成し、生成したゲート電圧 V 3 0 を MOSFET 2 1 0 のゲートに入力する。DC-DCコンバータ 4 0 0 の制御装置 3 1 0 は、以下同様に、ゲート電圧 V 4 0 を MOSFET 2 2 0 のゲートに入力し、ゲート電圧 V 5 0 を MOSFET 2 3 0 のゲートに入力し、ゲート電圧 V 6 0 を MOSFET 2 4 0 のゲートに入力し、ゲート電圧 V 7 0 を MOSFET 2 5 0 のゲートに入力し、ゲート電圧 V 8 0 を MOSFET 2 6 0 のゲートに入力し、ゲート電圧 V 9 0 を MOSFET 2 7 0 のゲートに入力し、ゲート電圧 V 1 0 0 を MOSFET 2 8 0 のゲートに入力する。

(DC-DCコンバータの制御装置 3 1 5)

図 1 0 は、本発明の第 2 の実施形態に係る DC-DCコンバータ 4 0 5 の制御装置 3 1 5 を説明する図である。DC-DCコンバータ 4 0 5 の制御装置 3 1 5 は、アナログ値をデジタル値に変換する A/D変換器 3 2 0 と、指令生成部 3 2 7 と、デューティ生成部 3 3 2 と、スイッチング信号生成部 3 3 5 と、ゲートドライブ回路 3 4 0 と、を備える。

[0113] A/D変換器 3 2 0 は、電圧センサ 1 9 2 で検出した DC-DCコンバー

タ405の入力電圧V5のアナログ値をデジタル値VD5に変換する。また、A/D変換器320は、電圧センサ190で検出したDC-DCコンバータ405の出力電圧V10のアナログ値をデジタル値VD10に変換する。また、A/D変換器320は、電流センサ205で検出したDC-DCコンバータ405の入力電流I15のアナログ値をデジタル値ID15に変換する。

[0114] 指令生成部327は、電圧センサ192で検出したDC-DCコンバータ405の入力電圧V5を表すデジタル値VD5（以下、DC-DCコンバータ405の入力電圧VD5）と、電圧センサ190で検出したDC-DCコンバータ405の出力電圧V10を表すデジタル値VD10（以下、DC-DCコンバータ405の出力電圧VD10）に基づいて、DC-DCコンバータ405の出力電圧指令VD10refと入力電流制限値ID15Limを生成する。

[0115] デューティ生成部332は、指令生成部327で生成したDC-DCコンバータ405の出力電圧指令VD10refと入力電流制限値ID15Limと、A/D変換器320から出力されたDC-DCコンバータ405の出力電圧VD10及び入力電流I15を表すデジタル値ID15（以下、DC-DCコンバータ405の入力電流ID15）に基づいて、MOSFET210、220、230、240のデューティDutyを生成する。

[0116] スイッチング信号生成部335は、デューティ生成部332で生成したDC-DCコンバータ405のMOSFET210、220、230、240のデューティDutyに基づいて、DC-DCコンバータ405のMOSFET210、220、230、240、250、260、270、280のON/OFF信号S30、S40、S50、S60、S70、S80、S90、S100を生成する。

[0117] ゲートドライブ回路340は、スイッチング信号生成部335で生成したDC-DCコンバータ405のMOSFET210～280のON/OFF信号S30～S100に基づいて、DC-DCコンバータ405のMOSF

ET210～280をON/OFFさせるためのゲート電圧V30～V100を生成する。

(指令生成部327)

図11は、本発明の第2の実施形態に係るDC-DCコンバータ405の制御装置315に備えた指令生成部327を説明する図である。ただし、本発明の第2の実施形態に係るDC-DCコンバータ405の制御装置315に備えた指令生成部327の出力電圧指令VD10refの生成方法は、上述した本発明の第1の実施形態と同じ方法であるため、説明を省略する。指令生成部327は、上述した本発明の第1の実施形態と同様に、DC-DCコンバータ405の入力電圧VD5に対して、(1)式のような4つの領域を予め定めている。

[0118] まず、指令生成部327は、図11に示すステップc1で、A/D変換器320から出力されたDC-DCコンバータ405の入力電圧VD5（以下、単に入力電圧VD5とする）を取得し、ステップc2でDC-DCコンバータ405の出力電圧VD10（以下、単に出力電圧VD10とする）を取得する。次に、指令生成部327はステップc3で、ステップc1で取得した入力電圧VD5が、第1領域に属しているか否かを判定する。

(入力電圧が第1領域に属している場合)

ステップc3の判定において、入力電圧VD5が第1領域に属している場合には、指令生成部327はステップc4で、入力電圧VD5が前記上限値VD5HLim以上であるか否かを判定する。

[0119] ステップc4の判定において、入力電圧VD5が前記上限値VD5HLim以上である場合には、指令生成部327はステップc5で、上述した本発明の第1の実施形態と同じ方法でDC-DCコンバータ405の出力電圧指令VD10refを設定する。そして指令生成部327はステップc6で、入力電流制限値ID15Limを0（零）に設定する。

[0120] そして指令生成部327は、ステップc5で設定した出力電圧指令VD10refと、ステップc6で設定した入力電流制限値ID15Limを、デ

ューティ指令生成部332に入力する。

[0121] このように、DC-DCコンバータ405の入力電流制限値 I_{D15Lim} を設定することにより、入力電圧 V_5 とMOSFET210~240のスイッチングにより発生するサージ電圧を合計した電圧が、MOSFET210~240の耐圧を超える前に、DC-DCコンバータ405の1次側回路のMOSFET210~240を全てOFFにすることができる。さらに、変圧器50を介して2次側回路に供給された電圧とMOSFET250~280のスイッチングにより発生するサージ電圧を合計した電圧が、MOSFET250~280の耐圧を超える前に、MOSFET250~280を全てOFFさせることができる。これにより、MOSFET210~280の過電圧破壊を防止することができる。

[0122] 一方ステップc4の判定において、入力電圧 V_{D5} が前記上限値 V_{D5HLim} 未満である場合には、指令生成部327はステップc7で、上述した本発明の第1の実施形態と同じ方法でDC-DCコンバータ405の出力電圧指令 V_{D10ref} を設定する。そして指令生成部327はステップc8で、入力電流制限値 I_{D15Lim} を、ステップc1で取得した入力電圧 V_{D5} に対応する所定の入力電流値に設定する。

[0123] そして指令生成部327は、ステップc7で設定した出力電圧指令 V_{D10ref} と、ステップc8で設定した入力電流制限値 I_{D15Lim} を、デューティ指令生成部332に入力する。

[0124] 上述した本発明の第1の実施形態と同じように、DC-DCコンバータ405の出力電圧指令 V_{D10ref} を設定することにより、DC-DCコンバータ405の入力電圧 V_5 が変化した場合においても、DC-DCコンバータ405の出力電圧 V_{10} の急激な変動を抑制することができる。

[0125] また、DC-DCコンバータ405の入力電流制限値 I_{D15Lim} に設定した前記所定の入力電流値は、取得したDC-DCコンバータ405の入力電圧 V_{D5} の上昇に対して、リニアに低下させ、取得したDC-DCコンバータ405の入力電圧 V_{D5} の低下に対して、リニアに上昇させる。さら

に、前記所定の入力電流値は、取得したDC-DCコンバータ405の入力電圧VD5の変化に応じて、0（零）からDC-DCコンバータ405の入力電流ID15（以下、単に入力電流ID15とする）に対して予め定めた上限値ID15HLimまでリニアに変化させる。

[0126] このように、DC-DCコンバータ405の入力電流制限値ID15Limを設定することにより、入力電圧V5が変化した場合においても、入力電流ID15の急激な変動を抑制することができる。これにより、入力電流ID15を制限するディレーティング動作を安定化させることができるので、DC-DCコンバータ405の信頼性が向上する。

（入力電圧が第2領域に属している場合）

一方ステップc3の判定において、入力電圧VD5が前記第1領域に属していない場合には、指令生成部327はステップc9で、入力電圧VD5が前記第2領域に属しているか否かを判定する。

[0127] ステップc9の判定において、入力電圧VD5が前記第2領域に属している場合、すなわち、高圧側バッテリー10が、過充電の状態に至る可能性が高い場合には、指令生成部327はステップc10で、上述した本発明の第1の実施形態と同じ方法でDC-DCコンバータ405の出力電圧指令VD10refを設定する。そして指令生成部327はステップc11で、入力電流制限値ID15Limを、前記上限値ID15HLimに設定する。

[0128] そして指令生成部327は、ステップc10で設定した出力電圧指令VD10refと、ステップc11で設定した入力電流制限値ID15Limを、デューティ指令生成部332に入力する。

[0129] 上述した本発明の第1の実施形態と同じように、DC-DCコンバータ405の出力電圧指令VD10refを設定することにより、DC-DCコンバータ405の入力電圧V5が変化した場合においても、DC-DCコンバータ405の出力電圧V10の急激な変動を抑制することができる。さらに、入力電流制限値ID15Limを前記上限値ID15HLimに設定しているので、DC-DCコンバータ405の入力電圧V5の上昇とともに、D

DC-DCコンバータ405の入力電流 I_{15} を上昇させることができる。すなわち、DC-DCコンバータ405の入力電圧 V_5 の上昇とともに、高圧側バッテリー10から取り出す電力を増加させることができるので、高圧側バッテリー10の電圧の上昇を抑制することができる。これにより、高圧側バッテリー10の過充電を抑制することができる。（入力電圧が第3領域に属している場合）

一方ステップc9の判定において、入力電圧 V_{D5} が前記第2領域に属していない場合には、指令生成部327はステップc12で、入力電圧 V_{D5} が前記第3領域に属しているか否かを判定する。

[0130] ステップc12の判定において、入力電圧 V_{D5} が前記第3領域に属している場合、すなわち、高圧側バッテリー10が、過放電もしくは過充電の状態に至る可能性が低い場合には、指令生成部327はステップc13で、上述した本発明の第1の実施形態と同じ方法でDC-DCコンバータ405の出力電圧指令 V_{D10ref} を設定する。そして指令生成部327はステップc11で、入力電流制限値 I_{D15Lim} を、前記上限値 $I_{D15HLim}$ に設定する。

[0131] そして指令生成部327は、ステップc13で設定した出力電圧指令 V_{D10ref} と、ステップc11で設定した入力電流制限値 I_{D15Lim} を、デューティ指令生成部332に入力する。

[0132] このように、DC-DCコンバータ405の出力電圧指令 V_{D10ref} と入力電流制限値 I_{D15Lim} を設定することにより、入力電圧 V_{D5} が、前記第3領域から前記第2領域に移行した場合や、前記第3領域から前記第4領域に移行した場合においても、出力電圧 V_{10} の急激な変動を抑制することができる。さらに、高圧側バッテリー10と低圧側バッテリー100の過放電と過充電を防止することができる。

（入力電圧が第4領域に属している場合）

一方ステップc12の判定において、入力電圧 V_{D5} が前記第3領域に属していない場合には、指令生成部327はステップc14で、入力電圧 V_D

5が前記第4領域に属していると判断する。すなわち、指令生成部327は、高圧側バッテリー10が、過放電の状態に至る可能性が高いと判定する。

[0133] 次に、指令生成部327はステップc15で、出力電圧VD10が前記下限値VD10LLim以下であるか否かを判定する。

[0134] ステップc15の判定において、出力電圧VD10が前記下限値VD10LLim以下である場合には、指令生成部327はステップc16で、上述した本発明の第1の実施形態と同じ方法で、DC-DCコンバータ405の出力電圧指令VD10refを設定する。そして指令生成部327はステップc11で、入力電流制限値ID15Limを、前記上限値ID15HLimに設定する。

[0135] そして指令生成部327は、ステップc16で設定した出力電圧指令VD10refと、ステップc11で設定した入力電流制限値ID15Limを、デューティ指令生成部332に入力する。

[0136] このように、DC-DCコンバータ405の出力電圧指令VD10refと入力電流制限値ID15Limを設定することにより、低圧側バッテリー100の過放電を防止することができる。上述した入力電圧V5と出力電圧V10の状態においては、DC-DCコンバータ405を上述したように制御し、低圧側バッテリー100の過放電の防止を優先させ、高圧側バッテリー10の過放電については、回生動作によって回避することが望ましい。

[0137] 一方ステップc15の判定において、出力電圧VD10が前記下限値VD10LLimより大きい場合には、指令生成部327はステップc17で、上述した本発明の第1の実施形態と同じ方法で、DC-DCコンバータ405の出力電圧指令VD10refを設定する。そして指令生成部327はステップc18で、入力電流制限値ID15Limを、DC-DCコンバータ405の入力電圧VD5に対応する所定の入力電流値に設定する。

[0138] そして指令生成部327は、ステップc17で設定した出力電圧指令VD10refと、ステップc18で設定した入力電流制限値ID15Limを、デューティ指令生成部332に入力する。

[0139] 上述した本発明の第1の実施形態と同じように、DC-DCコンバータ405の出力電圧指令 V_{D10ref} を設定することにより、入力電圧 V_5 が変化した場合においても、出力電圧 V_{10} の急激な変動を抑制することができる。

[0140] また、DC-DCコンバータ405の入力電流制限値 I_{D15Lim} に設定した前記所定の入力電流値は、取得した入力電圧 V_{D5} の上昇に対してリニアに上昇させ、入力電圧 V_{D5} の低下に対してリニアに低下させる。さらに、前記所定の入力電流値は、入力電圧 V_{D5} の変化に応じて、0（零）から前記上限値 $I_{D15HLim}$ までリニアに変化させる。

[0141] このように、DC-DCコンバータ405の入力電流制限値 I_{D15Lim} を設定することにより、入力電圧 V_5 が変化した場合においても、入力電流 I_{15} の急激な変動を抑制することができる。さらに、負荷電流の変化に係らず、入力電流 I_{15} を制限することができるので、入力電圧 V_5 の低下とともに、入力電流 I_{15} を低下させることができる。すなわち、負荷電流の大きさに係らず、入力電圧 V_5 の低下とともに、高圧側バッテリー10から取り出す電力を低下させることができるので、高圧側バッテリー10の過放電を抑制することができる。

（デューティ生成部332）

図12は、本発明の第2の実施形態に係るDC-DCコンバータ405の制御装置315に備えたデューティ生成部332を説明する図である。ただし、本発明の第2の実施形態に係るDC-DCコンバータ405の制御装置315の指令生成部327に備えた比例積分制御部600の構成は、上述した本発明の第1の実施形態と同じ構成であるため、説明を省略する。図10に示されるように、デューティ生成部332は、指令生成部327から出力されたDC-DCコンバータ405の出力電圧指令 V_{D10ref} 及び入力電流制限値 I_{D15Lim} と、A/D変換器320から出力されたDC-DCコンバータ405の出力電圧 V_{D10} 及び入力電流 I_{D15} を取得する。図12を用いて説明すると、デューティ生成部332は、ステップd1で出

力電圧指令 V_{D10ref} を取得し、ステップ d 2 で入力電流制限値 I_{D15Lim} を取得し、ステップ d 3 で出力電圧 V_{D10} を取得し、ステップ d 4 で入力電流 I_{D15} を取得する。

[0142] 次に、デューティ生成部 332 はステップ d 5 において、ステップ d 2 で取得した DC-DC コンバータ 405 の入力電流制限値 I_{D15Lim} が、0（零）であるか否かを判定する。

[0143] ステップ d 5 の判定において、取得した DC-DC コンバータ 405 の入力電流制限値 I_{D15Lim} が 0（零）である場合には、デューティ生成部 332 はステップ d 6 で、デューティ $Duty$ を 0（零）に設定する。そして、デューティ生成部 332 は、設定したデューティ $Duty$ をスイッチング信号生成部 335 に入力する。

[0144] このように、デューティ $Duty$ を算出することにより、DC-DC コンバータ 405 のスイッチング素子である MOSFET 210～280 を、全て OFF にすることができる。

[0145] 一方ステップ d 5 の判定において、取得した DC-DC コンバータ 405 の入力電流制限値 I_{D15Lim} が 0（零）ではない場合には、デューティ生成部 332 はステップ d 7 で、取得した DC-DC コンバータ 405 の入力電流制限値 I_{D15Lim} が入力電流 I_{D15} より大きいかな否かを判定する。

[0146] ステップ d 7 の判定において、取得した DC-DC コンバータ 405 の入力電流制限値 I_{D15Lim} が入力電流 I_{D15} より大きい場合には、デューティ生成部 332 はステップ d 8 で、取得した DC-DC コンバータ 405 の出力電圧指令 V_{D10ref} から出力電圧 V_{D10} を減算し、偏差 Dev を算出する。さらに、デューティ生成部 332 はステップ d 9 で、上述した本発明の第 1 の実施形態と同様に、比例積分制御部 600 に入力する比例ゲイン K_p に出力電圧制御用の比例ゲイン K_{pv} を設定する。そしてデューティ生成部 332 はステップ d 10 で、積分ゲイン K_i に出力電圧制御用の積分ゲイン K_{iv} を設定する。

- [0147] そして、デューティ生成部332はステップd11で、算出した偏差 D_{ev} と、設定した比例ゲイン K_p 及び積分ゲイン K_i を、比例積分制御部600に入力し、比例積分制御部600により、偏差 D_{ev} を0（零）にするデューティ $Duty$ を算出する。そしてデューティ生成部332は、算出したデューティ $Duty$ をスイッチング信号生成部335に入力する。
- [0148] このように、デューティ $Duty$ を算出することにより、DC-DCコンバータ405の出力電圧 V_{D10} を、出力電圧指令 V_{D10ref} に一致させることができる。
- [0149] 一方ステップd7の判定において、取得したDC-DCコンバータ405の入力電流制限値 I_{D15Lim} が、入力電流 I_{D15} 以下である場合には、デューティ生成部332はステップd12で、取得したDC-DCコンバータ405の入力電流制限値 I_{D15Lim} から入力電流 I_{D15} を減算し、偏差 D_{ev} を算出する。さらに、デューティ生成部332はステップd13で、比例積分制御部600に入力する比例ゲイン K_p に入力電流制御用の比例ゲイン K_{pci} を設定する。さらに、デューティ生成部332はステップd14で、積分ゲイン K_i に入力電流制御用の積分ゲイン K_{ici} を設定する。
- [0150] そして、デューティ生成部332はステップd11で、算出した偏差 D_{ev} と、設定した比例ゲイン K_p 及び積分ゲイン K_i を、比例積分制御部600に入力し、比例積分制御部600により、偏差 D_{ev} を0（零）にするデューティ $Duty$ を算出する。そしてデューティ生成部332は、算出したデューティ $Duty$ をスイッチング信号生成部335に入力する。
- [0151] このように、デューティ $Duty$ を算出することにより、DC-DCコンバータ405の入力電流 I_{D15} を、入力電流制限値 I_{D15Lim} に一致させることができる。
- [0152] 本発明の第2の実施形態に係るDC-DCコンバータ405の制御装置315に備えたスイッチング信号生成部335とゲートドライブ回路340の構成は、上述した本発明の第1の実施形態と同じ構成であるため、説明を省

略する。

(入力電圧と出力電圧と入力電流の関係)

次に、上述した本発明の第2の実施形態を適用することより得られるDC-DCコンバータ405の入力電圧 V_5 と出力電圧 V_{10} と入力電流 I_{15} の関係について、図13と図14の例で説明する。

(入力電圧が第2領域から第1領域に移行した時)

図13は、本発明の第2の実施形態に係るDC-DCコンバータ405の出力電圧 V_{10} が下限値 V_{10LLim} より大きく、負荷電流が一定の条件において、入力電圧 V_5 が第2領域から第1領域に移行した時の入力電圧 V_5 と出力電圧 V_{10} と入力電流 I_{15} の関係を説明する図である。

[0153] ただし、図13に記載した上限値 V_{5HLim} は、前記上限値 V_{D5HLim} のデジタル値をアナログ値で表した値である。上限値 V_{10HLim} は、前記上限値 $V_{D10HLim}$ のデジタル値をアナログ値で表した値である。下限値 V_{10LLim} は、前記下限値 $V_{D10LLim}$ のデジタル値をアナログ値で表した値である。入力電流制限値 I_{15Lim} は、前記入力電流制限値 I_{D15Lim} のデジタル値をアナログ値で表した値である。

[0154] 図13において、はじめは入力電圧 V_5 が第2領域に属しており、入力電流制限値 I_{15Lim} が、入力電流 I_{15} より大きい場合には、出力電圧 V_{10} を制御するモードである。したがって、入力電圧 V_5 の上昇とともに、出力電圧 V_{10} は上昇する。

[0155] そして、入力電圧 V_5 が上昇し第1領域に到達すると、入力電圧 V_5 の上昇とともに、入力電流制限値 I_{15Lim} は低下する。ここで、入力電流制限値 I_{15Lim} が、入力電流 I_{15} より大きい場合には、DC-DCコンバータ405の出力電圧 V_{10} を制御するモードであるため、入力電圧 V_5 の上昇とともに、出力電圧 V_{10} は上昇し続ける。

[0156] 一方、入力電流制限値 I_{15Lim} が入力電流 I_{15} 以下である場合には、DC-DCコンバータ405の入力電流 I_{15} を制御するモードであるため、入力電圧 V_5 の上昇とともに、入力電流 I_{15} は低下する。

[0157] そして、入力電流 I_{15} を出力電流に換算した値が、負荷電流より小さくなると、低圧側バッテリー 100 から負荷 110 に電流を供給するため、入力電流 I_{15} の低下とともに、出力電圧 V_{10} は低下する。

[0158] そして、入力電圧 V_5 が前記上限値 V_{5Lim} に到達すると、DC-DCコンバータ 405 の MOSFET 210 ~ 280 を全て OFF にするため、入力電流 I_{15} は 0 (零) となる。

(入力電圧が第3領域から第4領域に移行した時)

図 14 は、本発明の第2の実施形態に係る DC-DCコンバータ 405 の出力電圧 V_{10} が下限値 V_{10LLim} より大きく、負荷電流が上昇する条件において、入力電圧 V_5 が第3領域から第4領域に移行した時の入力電圧 V_5 と出力電圧 V_{10} と入力電流 I_{15} の関係を説明する図である。

[0159] 図 14 において、はじめは入力電圧 V_5 が第3領域に属している。入力電流制限値 I_{15Lim} が、入力電流 I_{15} より大きく、負荷電流が一定の場合には、入力電圧 V_5 の変化に係らずに、出力電圧 V_{10} と入力電流 I_{15} は一定値に制御される。

[0160] そして、入力電圧 V_5 が第4領域に到達すると、入力電圧 V_5 の低下とともに、入力電流制限値 I_{15Lim} は低下する。ここで、入力電流制限値 I_{15Lim} が、入力電流 I_{15} より大きい場合には、DC-DCコンバータ 405 の出力電圧 V_{10} を制御するモードであるため、入力電圧 V_5 の低下とともに、出力電圧 V_{10} は低下する。

[0161] 一方、入力電流制限値 I_{15Lim} が、入力電流 I_{15} 以下である場合には、DC-DCコンバータ 405 の入力電流 I_{15} を制御するモードであるため、負荷電流が上昇した場合においても、入力電圧 V_5 の上昇とともに、入力電流 I_{15} を低下させることができる。

[0162] 従来は、出力電圧のみを制御していたため、負荷電流の上昇とともに、入力電流が上昇していたが、本発明では、DC-DCコンバータの入力電圧の大きさに応じて、入力電流を制限するため、負荷電流の変化に係らずに、入力電圧の低下とともに、入力電流を低下させることができる。

[0163] そして、入力電流 I_{15} を出力電流に換算した値が、負荷電流よりも小さくなると、低圧側バッテリー 100 から負荷 110 に電流を供給するため、入力電流 I_{15} の低下とともに、出力電圧 V_{10} は低下する。

[0164] なお、上述した DC-DC コンバータの入力電流の制限方法は、図 9 に示した DC-DC コンバータ 405 の回路構成に限らず、他の回路構成であっても適用することができる。さらに、本実施形態と上述した本発明の第 1 の実施形態を組み合わせることにより、DC-DC コンバータの入力電圧の大きさに応じて、DC-DC コンバータの入力電流もしくは出力電流のどちらか一方を所定値に制御することもできる。

実施形態 3

[0165] 上述した本発明の第 1 の実施形態に係る DC-DC コンバータ 400 の制御装置 310 に備えたデューティ生成部 330 は、出力電流制限値 I_{D10Lim} と出力電流 I_{D10} の比較結果に基づいて、DC-DC コンバータ 400 の出力電圧と出力電流を制御する。

[0166] また、上述した本発明の第 2 の実施形態に係る DC-DC コンバータ 405 の制御装置 315 に備えたデューティ生成部 332 では、入力電流制限値 I_{D15Lim} と入力電流 I_{D15} の比較結果に基づいて、DC-DC コンバータ 405 の出力電圧と入力電流を制御する。

[0167] 本実施形態では、入力電流制限値もしくは出力電流制限値 I_{DXLim} と入力電流もしくは出力電流 I_{DX} の比較結果に基づいて、DC-DC コンバータの出力電圧と入力電流もしくは出力電流を制御する。なお以下では、説明を簡略化するために、指令生成部から出力された DC-DC コンバータの入力電流制限値もしくは出力電流制限値 I_{DXLim} を、単に電流制限値 I_{DXLim} とする。また、取得した DC-DC コンバータの入力電流もしくは出力電流 I_{DX} を、単に電流 I_{DX} とする。

(DC-DC コンバータの制御装置 319)

図 15 に、本発明の第 3 の実施形態に係る DC-DC コンバータの制御装置 319 を説明する図である。制御装置 319 は、A/D 変換器 320 と、

指令生成部 329 と、デューティ生成部 334 と、スイッチング信号生成部 335 と、ゲートドライブ回路 340 と、を備える。

[0168] 本実施形態に係る指令生成部 329 は、電圧センサ 192 で検出した検出した DC-DC コンバータの入力電圧 V_5 を表すデジタル値 VD_5 （以下、入力電圧 VD_5 ）と、電圧センサ 190 で検出した DC-DC コンバータの出力電圧 V_{10} を表すデジタル値 VD_{10} （以下、出力電圧 VD_{10} ）に基づいて、DC-DC コンバータの出力電圧指令 VD_{10ref} と DC-DC コンバータの入力電流制限値もしくは出力電流制限値 $IDXLim$ （電流制限値 $IDXLim$ ）を生成する。本実施形態に係る指令生成部 329 の構成は、上述した本発明の第 1 の実施形態もしくは第 2 の実施形態と同様であるため、説明を省略する。

[0169] また、本実施形態に係る指令生成部 329 とデューティ生成部 334 を除いた DC-DC コンバータの構成は、上述した本発明の第 1 の実施形態もしくは第 2 の実施形態と同じ構成であるため、説明を省略する。

（デューティ生成部 334）

図 16 は、本発明の第 3 の実施形態に係る DC-DC コンバータの制御装置に備えたデューティ生成部 334 を説明する図である。図 15 に示されるように、デューティ生成部 334 は、指令生成部 329 から出力された DC-DC コンバータの出力電圧指令 VD_{10ref} 及び電流制限値 $IDXLim$ と、A/D 変換器 320 から出力された DC-DC コンバータの出力電圧 VD_{10} 及び電流 IDX を取得する。図 16 を用いて説明すると、デューティ生成部 334 は、ステップ e1 で出力電力指令 VD_{10ref} を取得し、ステップ e2 で電流制限値 $IDXLim$ を取得し、ステップ e3 で出力電圧 VD_{10} を取得し、ステップ e4 で電流 IDX を取得する。

[0170] 次に、デューティ生成部 334 はステップ e5 において、ステップ e2 で取得した DC-DC コンバータの電流制限値 $IDXLim$ が、0（零）であるか否かを判定する。

[0171] ステップ e5 の判定において、取得した電流制限値 $IDXLim$ が 0（零

）である場合には、デューティ生成部334はステップe6で、デューティDutyを0（零）に設定する。そして、デューティ生成部334は、設定したデューティDutyをスイッチング信号生成部335に入力する。

[0172] このように、デューティDutyを算出することにより、DC-DCコンバータのスイッチング素子であるMOSFETを、全てOFFにすることができる。

[0173] 一方ステップe5の判定において、取得した電流制限値IDLImが0（零）ではない場合には、デューティ生成部334はステップe7で、電流制限値IDLImが電流IDXより大きいかな否かを判定する。

[0174] ステップe7の判定において、電流制限値IDLImが電流IDXより大きい場合には、デューティ生成部334はステップe8で、取得したDC-DCコンバータの出力電圧指令VD10refから出力電圧VD10を減算し、電圧偏差DevVを算出する。そして、デューティ生成部334はステップe9で、電流偏差DevCを0（零）に設定する。

[0175] 次に、デューティ生成部334はステップe10で、電流制限値IDLImが電流IDXより大きい状態が継続しているかな否かを判定する。

[0176] ステップe10の判定において、電流制限値IDLImが電流IDXより大きい状態が継続している場合、すなわち、1演算周期前に取得した電流制限値IDLImが、1演算周期前に取得した電流IDXより大きかった場合には、デューティ生成部334はステップe11で、電圧制御切替えフラグFlagVをOFFに設定する。そして、デューティ生成部334はステップe12において、ステップe8で算出した電圧偏差DevVと、ステップe9で設定した電流偏差DevCと、ステップe11で設定した電圧制御用切替えフラグFlagVを電圧電流制御部606に入力し、電圧電流制御部606により、電圧偏差DevVを0（零）にするデューティDutyを算出する。そしてデューティ生成部334は、算出したデューティDutyをスイッチング信号生成部335に入力する。

[0177] 一方ステップe10の判定において、電流制限値IDLImが電流ID

Xより大きい状態が継続していない場合、すなわち、1演算周期前に取得した電流制限値 I_{DXLim} が、1演算周期前に取得した電流 I_{DX} 以下であった場合には、デューティ生成部334はステップe13で、電圧制御切替えフラグ F_{lagV} をONに設定する。そしてデューティ生成部334はステップe12において、ステップe8で算出した電圧偏差 $DevV$ と、ステップe9設定した電流偏差 $DevC$ と、ステップe13で設定した電圧制御切替えフラグ F_{lagV} を電圧電流制御部606に入力し、電圧電流制御部606により、電圧偏差 $DevV$ を0（零）にするデューティ $Duty$ を算出する。そしてデューティ生成部334は、算出したデューティ $Duty$ をスイッチング信号生成部335に入力する。

[0178] このように、デューティ $Duty$ を算出することにより、DC-DCコンバータの出力電圧 V_{D10} を、出力電圧指令 V_{D10ref} に一致させることができる。

[0179] 一方ステップe7の判定において、電流制限値 I_{DXLim} が電流 I_{DX} 以下である場合には、デューティ生成部334はステップe14で、電圧偏差 $DevV$ を0（零）に設定する。そして、デューティ生成部334はステップe15で、電流制限値 I_{DXLim} から電流 I_{DX} を減算し、電流偏差 $DevC$ を算出する。

[0180] 次に、デューティ生成部334はステップe16で、電流制限値 I_{DXLim} が電流 I_{DX} 以下である状態が継続しているか否かを判定する。

[0181] ステップe16の判定において、電流制限値 I_{DXLim} が電流 I_{DX} 以下である状態が継続している場合、すなわち、1演算周期前に取得した電流制限値 I_{DXLim} が、1演算周期前に取得した電流 I_{DX} 以下である場合には、デューティ生成部334はステップe17で、電流制御切替えフラグ F_{lagC} をOFFに設定する。そしてデューティ生成部334はステップe12において、ステップe15で算出した電流偏差 $DevC$ と、ステップe14で設定した電圧偏差 $DevV$ と、ステップe17で設定した電流制御切替えフラグ F_{lagC} を電圧電流制御部606に入力し、電圧電流制御部

606により、電流偏差DevCを0（零）にするデューティDutyを算出する。そして、デューティ生成部334は、算出したデューティDutyをスイッチング信号生成部335に入力する。

[0182] 一方ステップe16の判定において、電流制限値IDXLimが電流IDX以下である状態が継続していない場合、すなわち、1演算周期前に取得した電流制限値IDXLimが、1演算周期前に取得した電流IDXより大きかった場合には、デューティ生成部334はステップe18で、電流制御切替えフラグFlagCをONに設定する。そしてデューティ生成部334はステップe12において、ステップe15で算出した電流偏差DevCと、ステップe14で設定した電圧偏差DevVと、ステップe18で設定した電流制御切替えフラグFlagCを電圧電流制御部606に入力し、電圧電流制御部606により、電流偏差DevCを0（零）にするデューティDutyを算出する。そして、デューティ生成部334は、算出したデューティDutyをスイッチング信号生成部335に入力する。

[0183] このように、デューティDutyを算出することにより、DC-DCコンバータの入力電流もしくは出力電流IDXを、入力電流制限値もしくは出力電流制限値IDXLimに一致させることができる。

（電圧電流制御部606）

図17は、本発明の第3の実施形態に係るDC-DCコンバータの制御装置のデューティ生成部に備えた電圧電流制御部606を説明する図である。電圧電流制御部606は、出力電圧制御用の比例積分制御部602と、入力電流制御用もしくは出力電流制御用の比例積分制御部604（以下、電流制御用の比例積分制御部604とする）と、積算値処理部685と、加算部680を備える。

[0184] 出力電圧制御用の比例積分制御部602は、乗算部640と、乗算部645と積算部660と、加算部670を備える。電流制御用の比例積分制御部604は、乗算部650と、乗算部655と、積算部665と、加算部675を備える。

[0185] まず、電圧電流制御部606は、電圧偏差 $D_{ev}V$ と、電流偏差 $D_{ev}C$ と、電圧制御切替えフラグ $F_{lag}V$ と、電流制御切替えフラグ $F_{lag}C$ を取得する。そして、電圧電流制御部606は、取得した電圧偏差 $D_{ev}V$ を出力電圧制御用の比例積分制御部602に入力する。また、電圧電流制御部606は、取得した電流偏差 $D_{ev}C$ を電流制御用の比例積分制御部604に入力する。さらに、電圧電流制御部606は、取得した電圧制御切替えフラグ $F_{lag}V$ と電流制御切替えフラグ $F_{lag}C$ を積算値処理部685に入力する。

[0186] 積算値処理部685は、入力された電圧制御切替えフラグ $F_{lag}V$ がONである場合に、電流制御用の比例積分制御部604に備えた積算部665の積算値を、出力電圧制御用の比例積分制御部602に備えた積算部660の積算値に設定する。そして積算値処理部685は、上述した設定が完了した後に、電流制御用の比例積分制御部604に備えた積算部665の積算値を0（零）に設定する。

[0187] また、積算値処理部685は、入力された電流制御切替えフラグ $F_{lag}C$ がONである場合に、出力電圧制御用の比例積分制御部602に備えた積算部660の積算値を、電流制御用の比例積分制御部604に備えた積算部665の積算値に設定する。そして、積算値処理部685は、上述した設定が完了した後に、出力電圧制御用の比例積分制御部602に備えた積算部660の積算値を0（零）に設定する。

[0188] 次に、出力電圧制御用の比例積分制御部602は、入力された電圧偏差 $D_{ev}V$ を乗算部640と乗算部645に入力する。乗算部640は、入力された電圧偏差 $D_{ev}V$ と出力電圧制御用の比例ゲイン K_{pv} を乗算する。乗算部640が乗算した値は、加算部670に入力される。乗算部645は、入力された電圧偏差 $D_{ev}V$ と出力電圧制御用の積分ゲイン K_{iv} を乗算する。乗算部645が乗算した値は、積算部660に入力される。

[0189] 積算部660は、乗算部645から入力された乗算値を積算する。積算部645が積算した値は、加算部670に入力される。加算部670は、乗算

部640から入力された乗算値と積算部660から入力された積算値を加算し、出力電圧制御用のデューティDutyVを算出する。算出した出力電圧制御用のデューティDutyVは、電圧電流制御部606に備えた加算部680に入力される。

[0190] また、電流制御用の比例積分制御部604は、入力された電流偏差DevCを乗算部650と乗算部655に入力する。乗算部650は、入力された電流偏差DevCと電流制御用の積分ゲインKicを乗算する。乗算部650が乗算した値は、積算部665に入力される。乗算部655は、入力された電流偏差DevCと電流制御用の比例ゲインKpcを乗算する。乗算部655が乗算した値は、加算部675に入力される。

[0191] 積算部665は、乗算部650から入力された乗算値を積算する。積算部665が積算した値は、加算部675に入力する。加算部675は、積算部665から入力された積算値と乗算部655から入力された乗算値を加算し、電流制御用のデューティDutyCを算出する。算出した電流制御用のデューティDutyCは、電圧電流制御部606に備えた加算部680に入力される。

[0192] そして、電圧電流制御部606に備えた加算部680は、加算部670から入力された出力電圧制御用のデューティDutyVと、加算部675から入力された電流制御用のデューティDutyCを加算する。加算部675が加算したデューティDutyは、スイッチング信号生成部335に入力される。

[0193] このように、デューティDutyを算出することにより、DC-DCコンバータの電流制限値IDXLimが電流IDXより大きい場合には、電流制御用のデューティDutyCが0（零）となり、出力電圧制御用のデューティDutyがスイッチング信号生成部335に入力される。さらに、電流制限値IDXLimが電流IDX以下である場合には、出力電圧制御用のデューティDutyVが0（零）となり、電流制御用のデューティDutyCがスイッチング信号生成部335に入力される。

[0194] これにより、DC-DCコンバータの入力電流制限値もしくは出力電流制限値 I_{DXLim} が、DC-DCコンバータの入力電流もしくは出力電流 I_{DX} より大きい場合には、DC-DCコンバータの出力電圧 V_{D10} を出力電圧指令 V_{D10ref} に一致させることができる。さらに、DC-DCコンバータの入力電流制限値もしくは出力電流制限値 I_{DXLim} が、DC-DCコンバータの入力電流もしくは出力電流 I_{DX} 以下である場合には、DC-DCコンバータの入力電流もしくは出力電流 I_{DX} を入力電流制限値もしくは出力電流制限値 I_{DXLim} に一致させることができる。

[0195] なお、上述した本実施形態では、出力電圧制御と電流制御が干渉しないので、出力電圧制御の応答性を高速に設定することができる。したがって、本実施形態は、負荷電流が急激に変動するような外乱が発生した場合においても、出力電圧を急激に変動させることなく、安定した出力電圧を得ることができる。

符号の説明

[0196]	10	高圧側バッテリー
	20	フィルタキャパシタ
	25	スナバ用キャパシタ
	30	共振用インダクタ
	40	変圧器の1次側巻線
	50	変圧器
	60	変圧器の2次側巻線
	70	変圧器の2次側巻線
	80	平滑用インダクタ
	90	平滑用キャパシタ
	100	低圧側バッテリー
	110	負荷
	190	電圧センサ
	192	電圧センサ

200	電流センサ
205	電流センサ
210	MOSFET
220	MOSFET
230	MOSFET
240	MOSFET
250	MOSFET
260	MOSFET
270	MOSFET
280	MOSFET
310	DC-DCコンバータの制御装置
315	DC-DCコンバータの制御装置
319	DC-DCコンバータの制御装置
320	A/D変換器
325	指令生成部
327	指令生成部
329	指令生成部
330	デューティ生成部
332	デューティ生成部
334	デューティ生成部
335	スイッチング信号生成部
340	ゲートドライブ回路
360	モータジェネレータ軸
365	トランスミッション
370	クランクシャフト
375	エンジン
380	プロペラシャフト
400	DC-DCコンバータ

4 0 5	D C - D C コンバータ
5 0 0	インバータ
5 1 0	モータジェネレータ
5 2 0	ディファレンシャルギア
5 3 0	ドライブシャフト
5 4 0	駆動輪
6 0 0	比例積分制御部
6 0 2	比例積分制御部
6 0 4	比例積分制御部
6 0 6	電圧電流制御部
6 1 0	乗算部
6 1 5	乗算部
6 4 0	乗算部
6 4 5	乗算部
6 5 0	乗算部
6 5 5	乗算部
6 2 0	積算部
6 6 0	積算部
6 6 5	積算部
6 3 0	加算部
6 7 0	加算部
6 7 5	加算部
6 8 0	加算部
6 8 5	積算値処理部
S 3 0	O N / O F F 信号
S 4 0	O N / O F F 信号
S 5 0	O N / O F F 信号
S 6 0	O N / O F F 信号

S 7 0	ON／OFF 信号
S 8 0	ON／OFF 信号
S 9 0	ON／OFF 信号
S 1 0 0	ON／OFF 信号
V 3 0	ゲート電圧
V 4 0	ゲート電圧
V 5 0	ゲート電圧
V 6 0	ゲート電圧
V 7 0	ゲート電圧
V 8 0	ゲート電圧
V 9 0	ゲート電圧
V 1 0 0	ゲート電圧
D u t y	デューティ
D u t y C	入力電流制御用もしくは出力電流制御用のデューティ
D u t y V	出力電圧制御用のデューティ
D e v	偏差
D e v C	電流偏差
D e v V	電圧偏差
F s w	スイッチング周波数
F l a g C	電流制御切替えフラグ
F l a g V	電圧制御切替えフラグ
I 1 0	出力電流
I 1 0 L i m	出力電流制限値
I D 1 0	出力電流のデジタル値
I D 1 0 L i m	出力電流制限値のデジタル値
I D 1 0 H L i m	出力電流の上限値のデジタル値
I 1 5	入力電流
I 1 5 L i m	入力電流制限値

I D 1 5	入力電流のデジタル値
I D 1 5 L i m	入力電流制限値のデジタル値
I D 1 5 H L i m	入力電流の上限値のデジタル値
I X	入力電流もしくは出力電流
I D X	入力電流もしくは出力電流のデジタル値
I D X L i m	入力電流制限値もしくは出力電流制限値のデジタル値
V 5	入力電圧
V 5 H L i m	入力電圧の上限値
V D 5	入力電圧のデジタル値
V D 5 H L i m	入力電圧に対する上限値のデジタル値
V 1 0	出力電圧
V 1 0 H L i m	出力電圧の上限値
V 1 0 L L i m	出力電圧の下限值
V D 1 0	出力電圧のデジタル値
V D 1 0 H L i m	出力電圧の上限値のデジタル値
V D 1 0 L L i m	出力電圧の下限值のデジタル値
V D 1 0 r e f	出力電圧指令
V D 1 0 S t	出力電圧に対する基準電圧値

請求の範囲

[請求項1]

入力側とトランスとの間に電氣的に接続された1次側回路と、出力側と前記トランスとの間に電氣的に接続された2次側回路とにより構成されるDC-DCコンバータの制御装置であって、

前記1次側回路の検出入力電圧に基づいて、前記2次側回路の出力電流制限値を所定の値に設定する指令生成部と、

前記指令生成部で設定した前記出力電流制限値と前記2次側回路の検出出力電流に基づいて、前記1次側回路を構成するスイッチング素子をON/OFFするためのデューティを算出するデューティ生成部と、

前記デューティ生成部で算出した前記デューティに基づいて、前記1次側回路のスイッチング信号を生成するスイッチング信号生成部と、を備え、

前記デューティ生成部は、前記2次側回路の出力電流が前記出力電流制限値以下に制限されるように、前記デューティを生成するDC-DCコンバータの制御装置。

[請求項2]

請求項1に記載のDC-DCコンバータの制御装置において、

前記指令生成部は、前記検出入力電圧に基づいて、前記2次側回路の出力電圧指令を予め定めた値に設定し、

前記デューティ生成部は、前記指令生成部で設定した前記出力電流制限値と前記検出出力電流を比較し、

前記指令生成部で設定した前記出力電流制限値が前記検出出力電流以下である場合には、前記デューティ生成部は、前記2次側回路の出力電流が前記指令生成部で設定した前記出力電流制限値に一致するように、出力電流制御用のデューティを算出し、

前記指令生成部で設定した前記出力電流制限値が前記検出出力電流より大きい場合には、前記デューティ生成部は、前記2次側回路の出力電圧が前記指令生成部で設定した前記出力電圧指令に一致するよう

に、出力電圧制御用のデューティを算出し、

前記スイッチング信号生成部は、前記デューティ生成部で算出した前記出力電流制御用のデューティと前記出力電圧制御用のデューティのいずれか一方のデューティに基づいて、前記スイッチング信号を生成するDC-DCコンバータ。

[請求項3]

請求項2に記載のDC-DCコンバータの制御装置において、

前記デューティ生成部は、当該デューティ生成部で算出した偏差及びゲインに基づき前記デューティを算出する比例積分制御部を備え、

前記指令生成部で設定した前記出力電流制限値が前記検出出力電流以下である場合には、前記デューティ生成部は、前記偏差として前記出力電流制限値と前記検出出力電流の差を前記比例積分制御部に入力し、かつ前記ゲインとして所定の出力電流制御用ゲインを前記比例積分制御部に入力し、

前記指令生成部で設定した前記出力電流制限値が前記検出出力電流より大きい場合には、前記デューティ生成部は、前記偏差として前記出力電圧指令と前記検出出力電圧の差を前記比例積分制御部に入力し、かつ前記ゲインとして所定の出力電圧制御用ゲインを前記比例積分制御部に入力するDC-DCコンバータ。

[請求項4]

請求項2又は3のいずれかに記載のDC-DCコンバータの制御装置において、

前記指令生成部は、前記検出入力電圧が第1の所定電圧より大きい場合、前記出力電圧指令が前記検出入力電圧の上昇に対して上昇するように前記出力電圧指令を設定し、前記出力電流制限値が前記検出入力電圧の上昇に対して低下するように前記出力電流制限値を設定するDC-DCコンバータの制御装置。

[請求項5]

請求項4に記載のDC-DCコンバータの制御装置において、

前記指令生成部は、前記検出入力電圧が前記第1の所定電圧以下でありかつ当該第1の所定電圧より小さい第2の所定電圧より大きい場

合、前記出力電流制限値を前記検出入力電圧が前記第 1 の所定電圧より大きい場合の前記出力電流制限値以上の上限値に設定する D C - D C コンバータの制御装置。

[請求項6] 請求項 5 に記載の D C - D C コンバータの制御装置において、
前記指令生成部は、前記検出入力電圧が前記第 2 の所定電圧以下でありかつ当該第 2 の所定電圧より小さい第 3 の所定電圧より大きい場合、前記出力電圧指令を所定の基準電圧値に設定する D C - D C コンバータの制御装置。

[請求項7] 請求項 6 に記載の D C - D C コンバータの制御装置において、
前記指令生成部は、前記検出入力電圧が前記第 3 の所定電圧以下である場合、前記出力電圧指令が前記検出入力電圧の上昇に対して上昇するように前記出力電圧指令を設定し、前記出力電流制限値が前記検出入力電圧の上昇に対して上昇するように前記出力電流制限値を設定する D C - D C コンバータの制御装置。

[請求項8] 入力側とトランスとの間に電氣的に接続された 1 次側回路と、出力側と前記トランスとの間に電氣的に接続された 2 次側回路とにより構成される D C - D C コンバータの制御装置であって、

前記 1 次側回路の検出入力電圧に基づいて、前記 1 次側回路の入力電流制限値を所定の値に設定する指令生成部と、

前記指令生成部で設定した前記入力電流制限値と前記 1 次側回路の検出入力電流に基づいて、前記 1 次側回路を構成するスイッチング素子を O N / O F F するためのデューティを算出するデューティ生成部と、

前記デューティ生成部で算出した前記デューティに基づいて、前記 1 次側回路のスイッチング信号を生成するスイッチング信号生成部と、を備え、

前記デューティ生成部は、前記 1 次側回路の入力電流が前記入力電流制限値以下に制限されるように、前記デューティを生成する D C -

ＤＣコンバータの制御装置。

[請求項9]

請求項8に記載のＤＣ－ＤＣコンバータの制御装置において、

前記指令生成部は、前記検出入力電圧に基づいて、前記２次側回路の出力電圧指令を予め定めた値に設定し、

前記デューティ生成部は、前記指令生成部で設定した前記入力電流制限値と前記検出入力電流を比較し、

前記指令生成部で設定した前記入力電流制限値が前記検出入力電流以下である場合には、前記デューティ生成部は、前記１次側回路の入力電流が前記指令生成部で設定した前記入力電流制限値に一致するように、入力電流制御用のデューティを算出し、

前記指令生成部で設定した前記入力電流制限値が前記検出入力電流より大きい場合には、前記デューティ生成部は、前記２次側回路の出力電圧が前記指令生成部で設定した前記出力電圧指令に一致するように、出力電圧制御用のデューティを算出し、

前記スイッチング信号生成部は、前記デューティ生成部で算出した前記入力電流制御用のデューティと前記出力電圧制御用のデューティのいずれか一方のデューティに基づいて、前記スイッチング信号を生成するＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項10]

請求項9に記載のＤＣ－ＤＣコンバータの制御装置において、

前記デューティ生成部は、当該デューティ生成部で算出した偏差及びゲインに基づき前記デューティを算出する比例積分制御部を備え、

前記指令生成部で設定した前記入力電流制限値が前記検出入力電流以下である場合には、前記デューティ生成部は、前記偏差として前記入力電流制限値と前記検出入力電流の差を前記比例積分制御部に入力し、かつ前記ゲインとして所定の入力電流制御用ゲインを前記比例積分制御部に入力し、

前記指令生成部で設定した前記入力電流制限値が前記検出入力電流より大きい場合には、前記デューティ生成部は、前記偏差として前記

出力電圧指令と前記検出出力電圧の差を前記比例積分制御部に入力し、かつ前記ゲインとして所定の出力電圧制御用ゲインを前記比例積分制御部に入力するDC-DCコンバータ。

[請求項11] 請求項9又は10のいずれかに記載のDC-DCコンバータの制御装置において、

前記指令生成部は、前記検出入力電圧が第1の所定電圧より大きい場合、前記出力電圧指令が前記検出入力電圧の上昇に対して上昇するように前記出力電圧指令を設定し、前記入力電流制限値が前記検出入力電圧の上昇に対して低下するように前記入力電流制限値を設定するDC-DCコンバータの制御装置。

[請求項12] 請求項11に記載のDC-DCコンバータの制御装置において、

前記指令生成部は、前記検出入力電圧が前記第1の所定電圧以下でありかつ当該第1の所定電圧より小さい第2の所定電圧より大きい場合、前記入力電流制限値を前記検出入力電圧が前記第1の所定電圧より大きい場合の前記入力電流制限値以上の上限値に設定するDC-DCコンバータの制御装置。

[請求項13] 請求項12に記載のDC-DCコンバータの制御装置において、

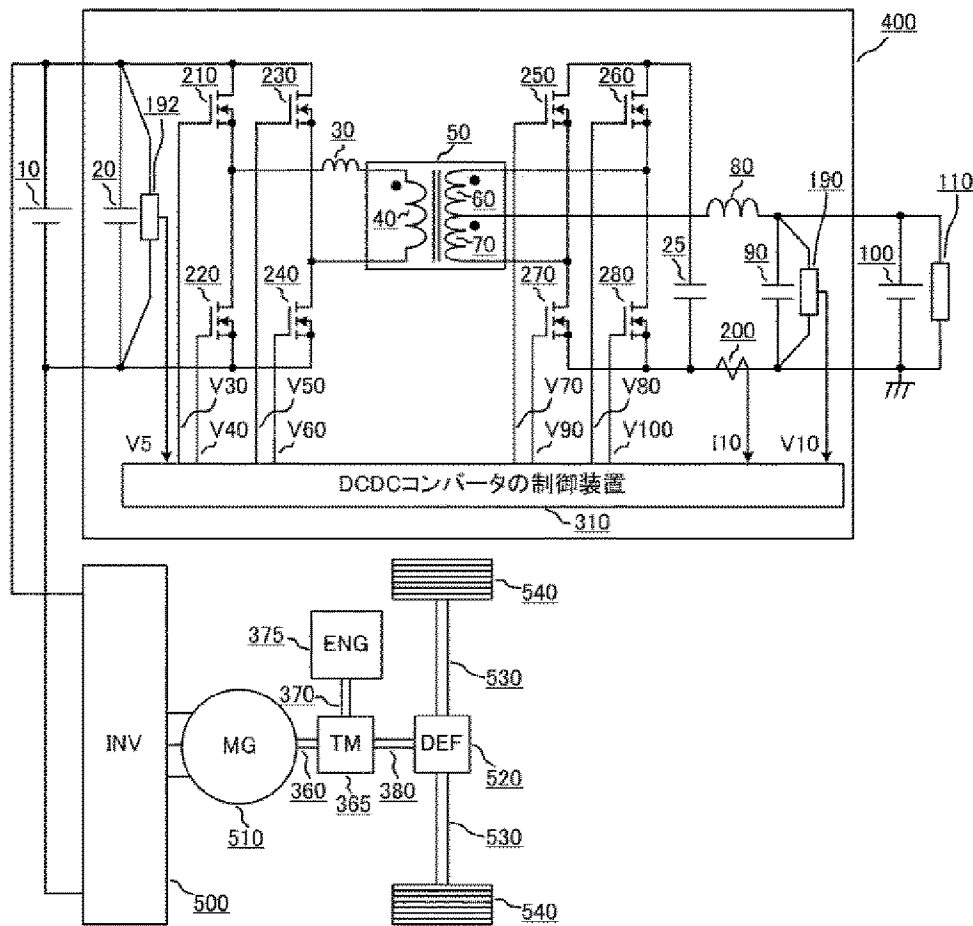
前記指令生成部は、前記検出入力電圧が前記第2の所定電圧以下でありかつ当該第2の所定電圧より小さい第3の所定電圧より大きい場合、前記出力電圧指令を所定の基準電圧値に設定するDC-DCコンバータの制御装置。

[請求項14] 請求項13に記載のDC-DCコンバータの制御装置において、

前記指令生成部は、前記検出入力電圧が前記第3の所定電圧以下である場合、前記出力電圧指令が前記検出入力電圧の上昇に対して上昇するように前記出力電圧指令を設定し、前記入力電流制限値が前記検出入力電圧の上昇に対して上昇するように前記入力電流制限値を設定するDC-DCコンバータの制御装置。

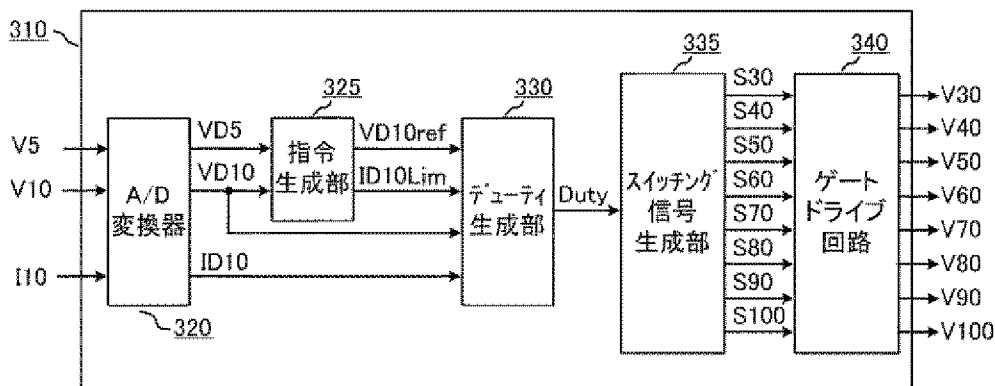
【図1】

【図1】



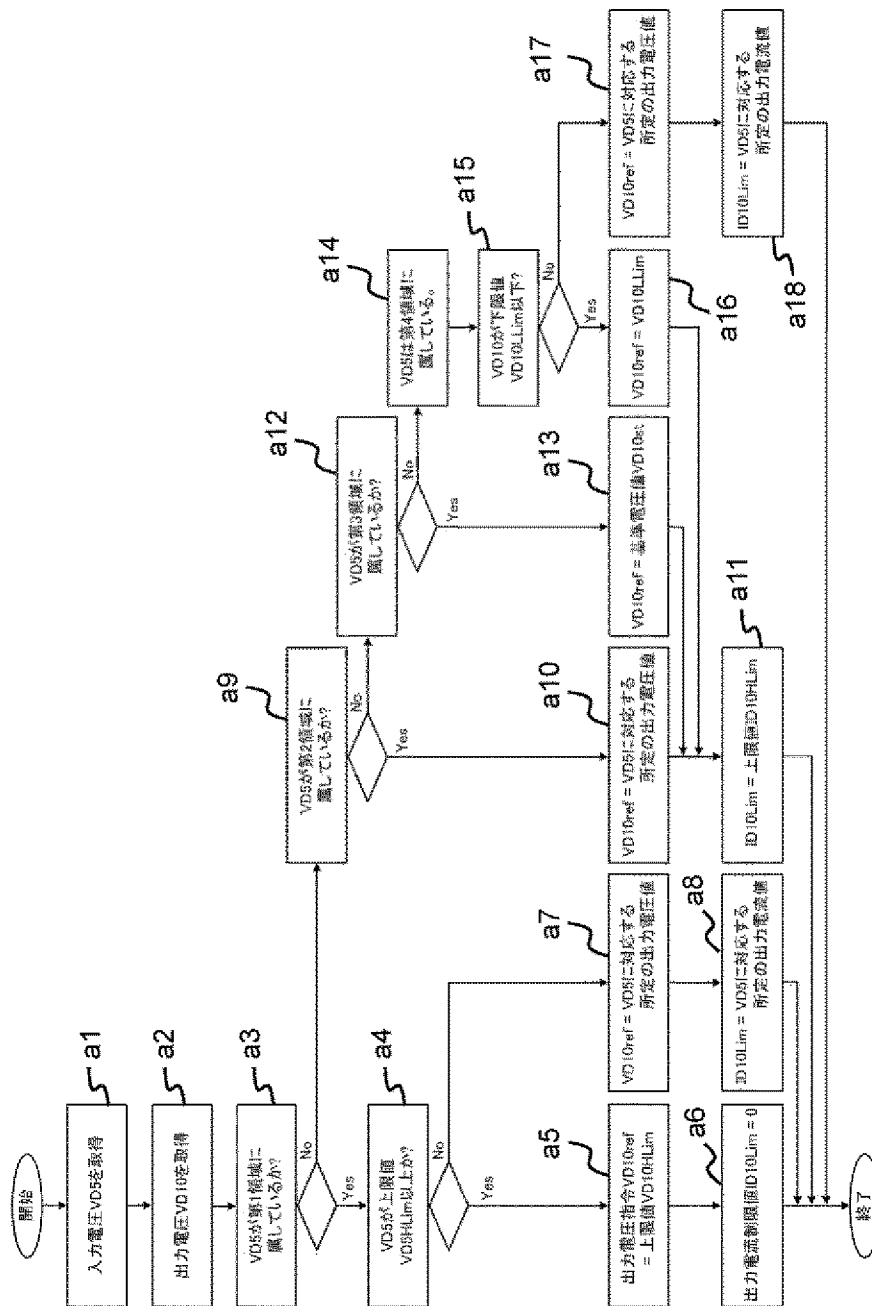
【図2】

【図2】



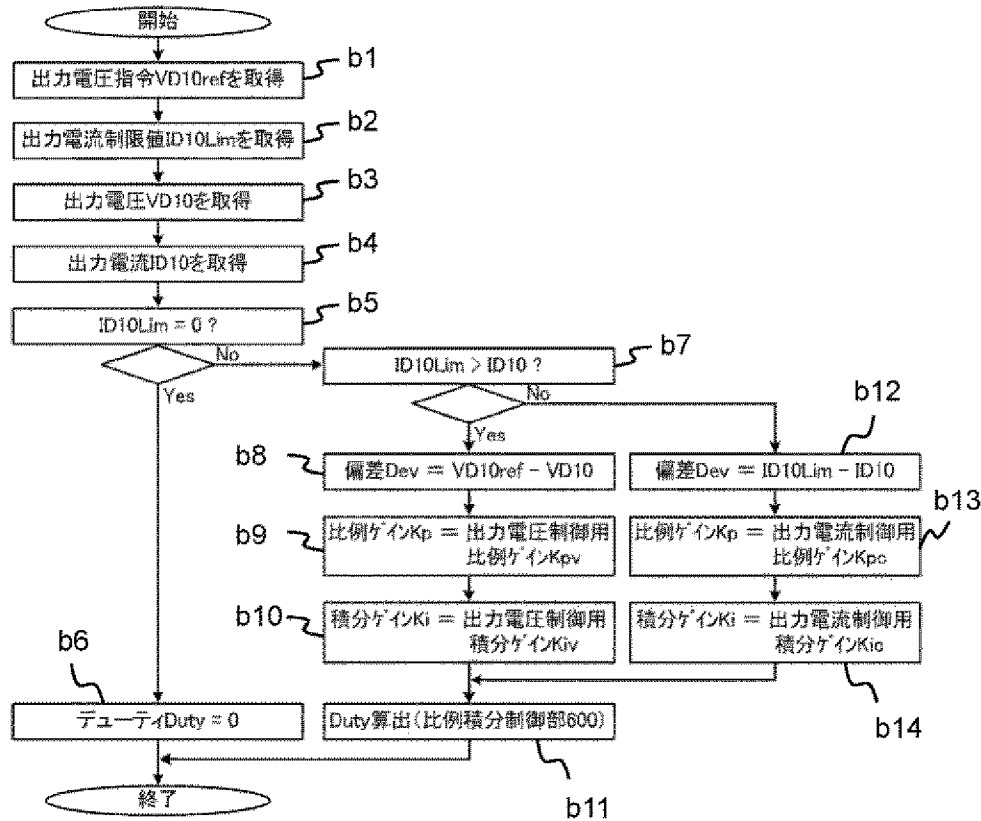
【図3】

【図3】



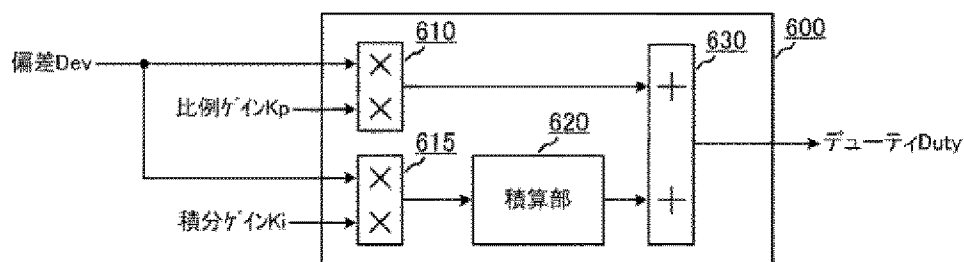
【図4】

【図4】

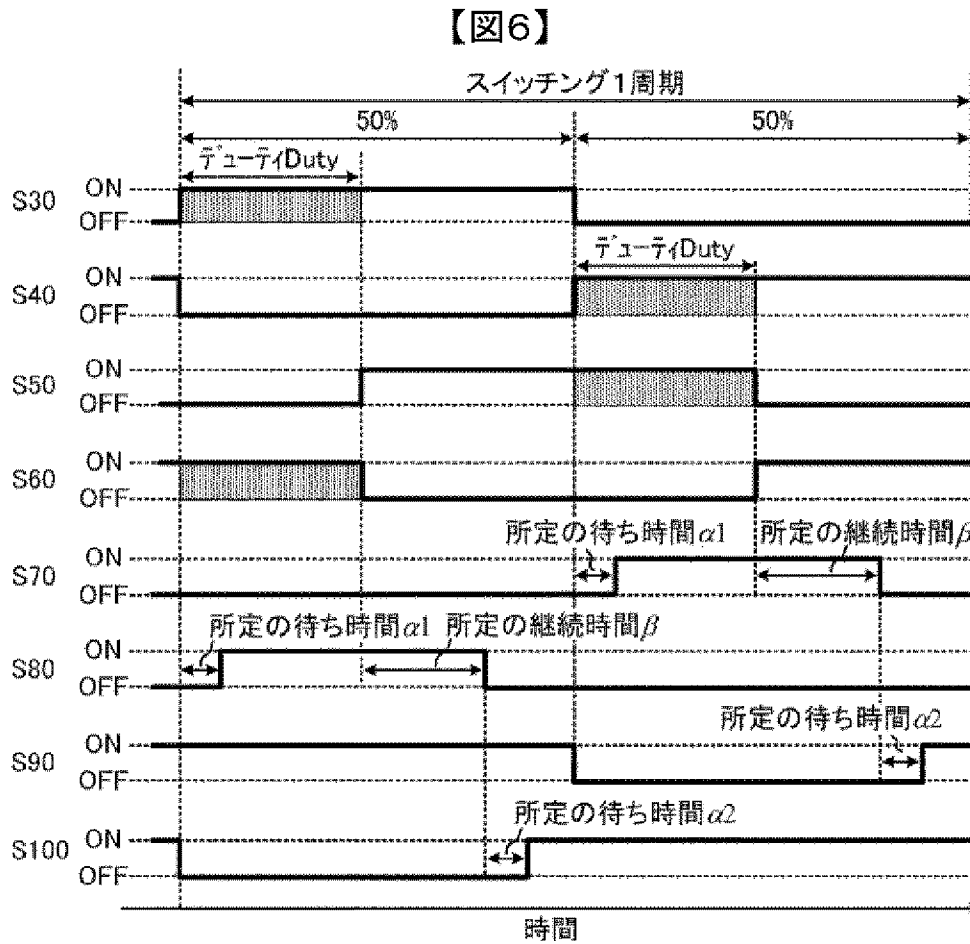


【図5】

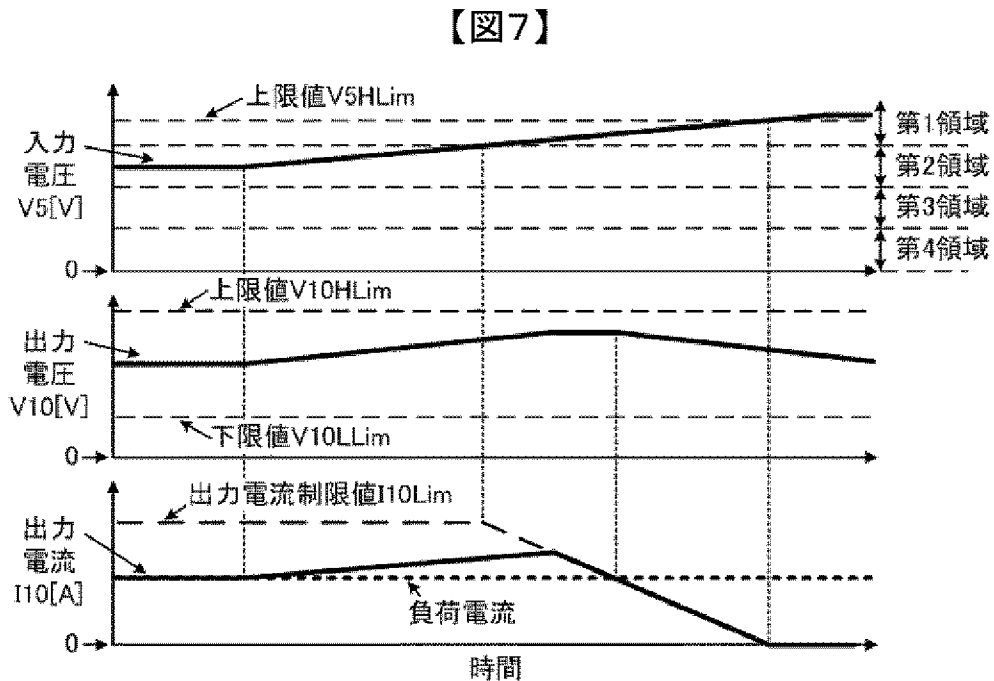
【図5】



[図6]

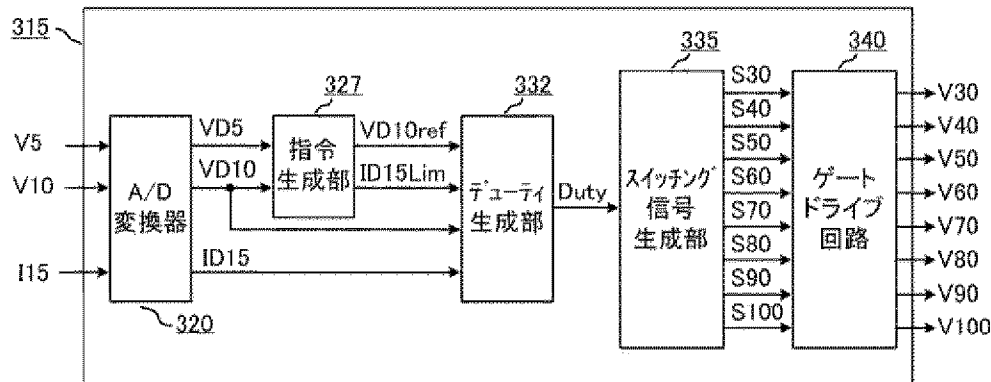


[図7]



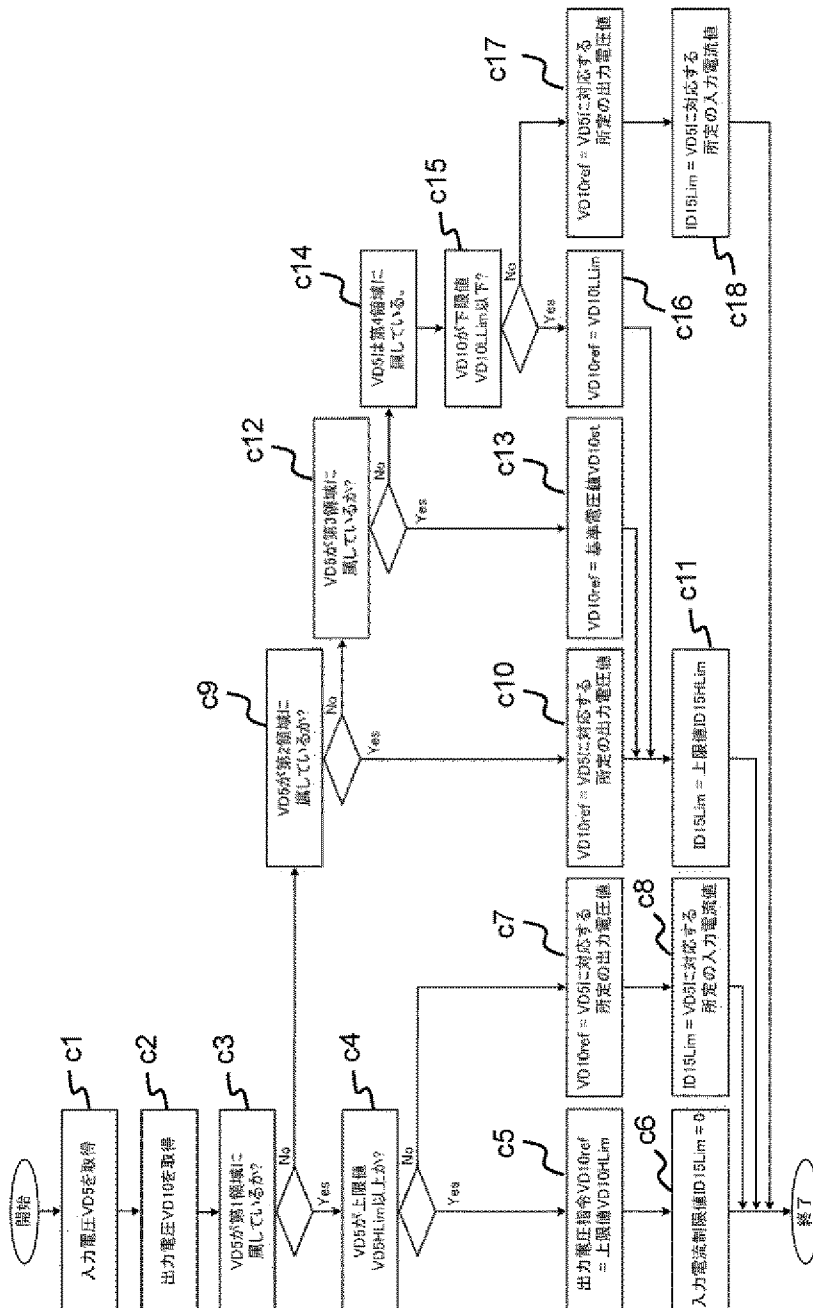
【図10】

【図10】



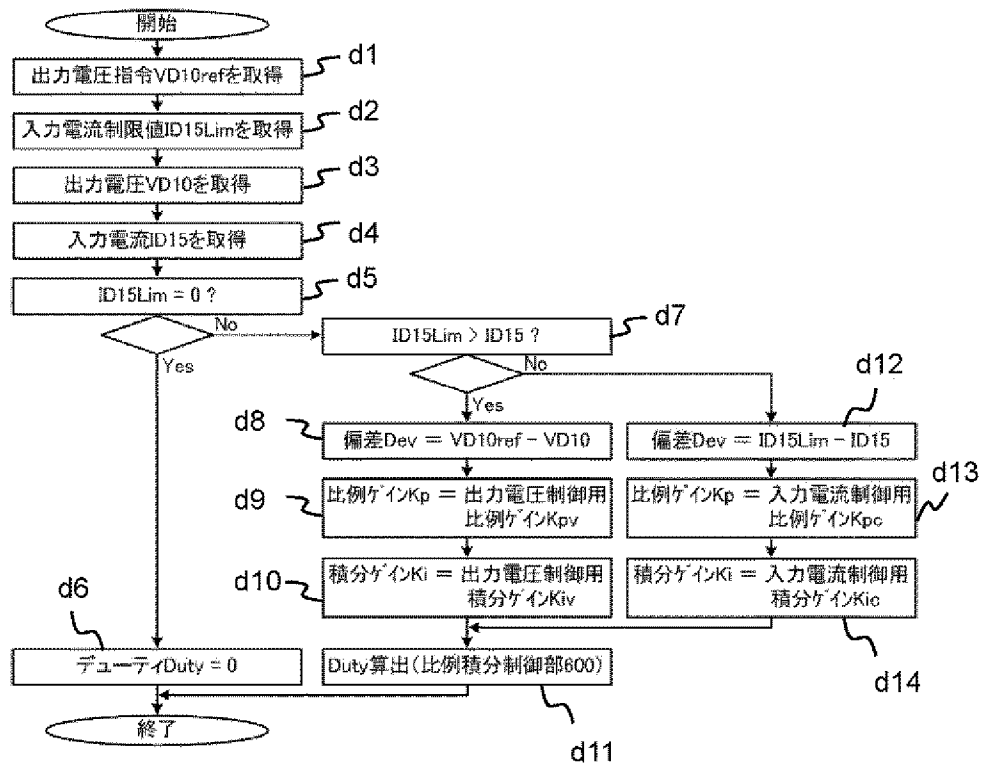
【図11】

【図11】



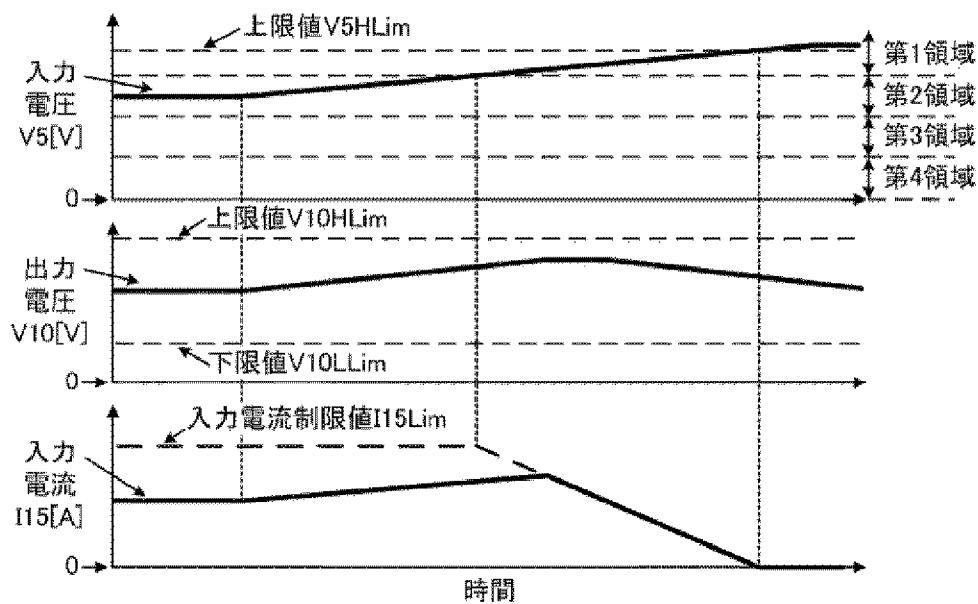
[図12]

【図12】



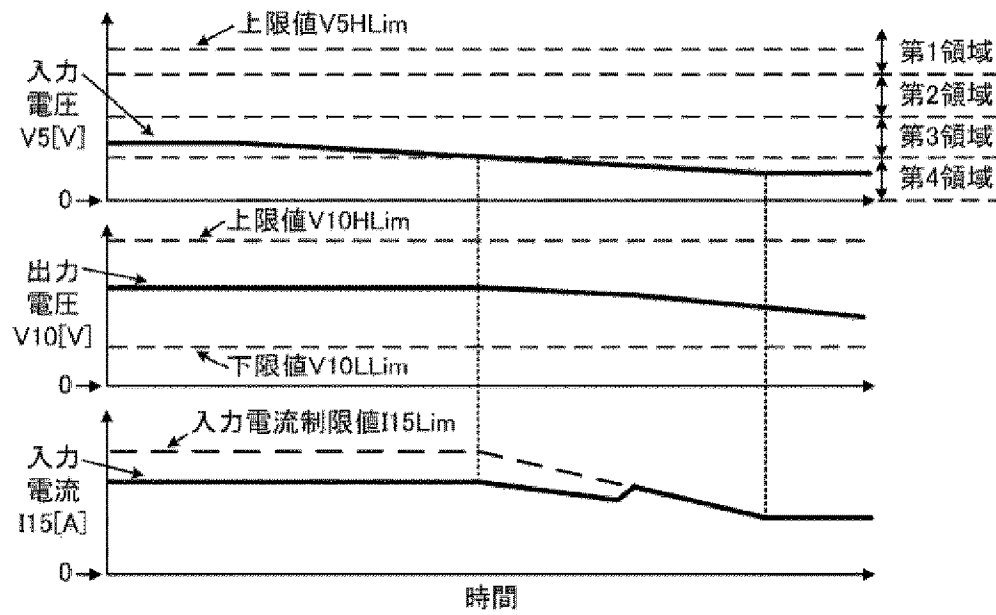
[図13]

【図13】



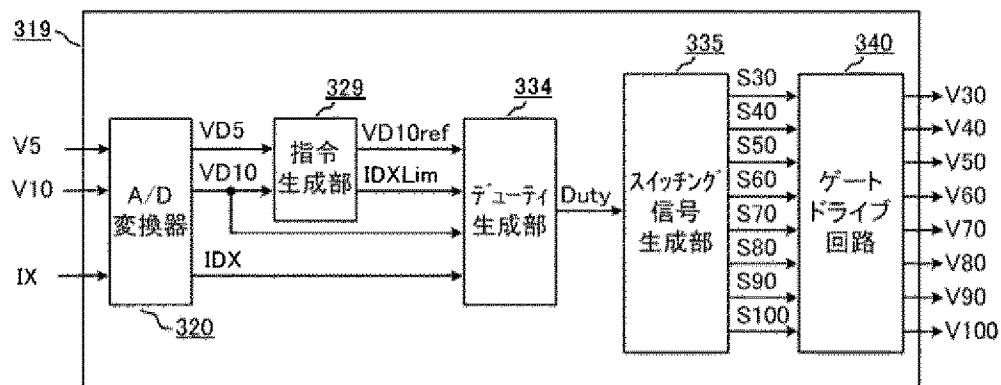
[図14]

【図14】



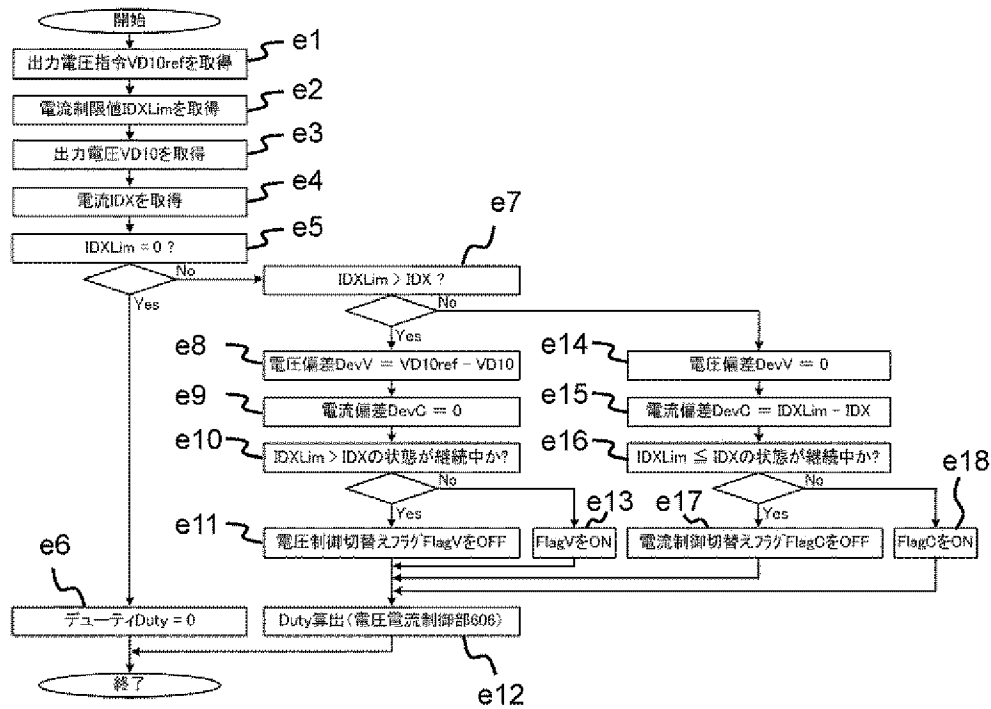
[図15]

【図15】



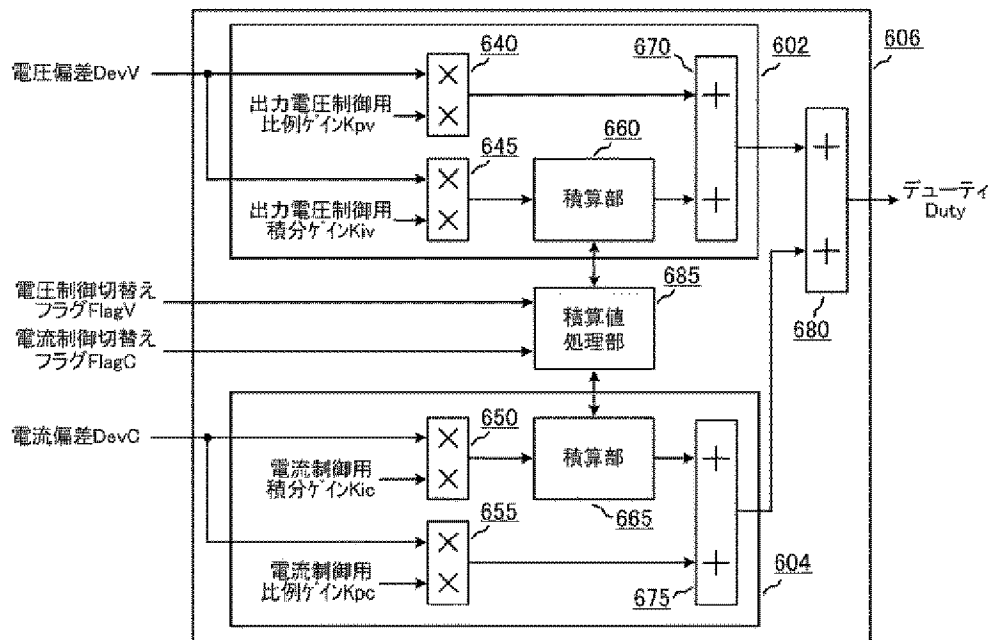
【図16】

【図16】



【図17】

【図17】



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/052193

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M3/28 (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)

H02M3/28

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	1996-2014
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2014	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2014

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.
Y A	JP 2012-65545 A (Power Integrations, Inc.), 29 March 2012 (29.03.2012), paragraphs [0023] to [0027], [0036] & US 2007/0007938 A1 & EP 1744441 A2 & CN 101908823 A	1-3, 8-10 4-7, 11-14
Y A	JP 2002-84749 A (Fujitsu Ltd.), 22 March 2002 (22.03.2002), paragraphs [0062] to [0063] & US 2002/0027786 A1 & DE 10143389 A	1-3, 8-10 4-7, 11-14
Y A	JP 2011-223674 A (Toyota Motor Corp.), 04 November 2011 (04.11.2011), paragraphs [0040] to [0053] (Family: none)	1-3, 8-10 4-7, 11-14

☒ 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
18 April, 2014 (18.04.14)

Date of mailing of the international search report
28 April, 2014 (28.04.14)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/052193

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 2012-249348 A (Toyota Motor Corp.), 13 December 2012 (13.12.2012), paragraph [0022] (Family: none)	1-14
A	JP 2000-184508 A (Nissan Diesel Motor Co., Ltd.), 30 June 2000 (30.06.2000), paragraph [0026] & US 6661108 B1 & EP 1153788 A1 & WO 2000/037278 A1 & CA 2355672 A	1-14

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M3/28(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. H02M3/28

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 4 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 4 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 4 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
Y	JP 2012-65545 A（パワー・インテグレーションズ・インコーポレーテッド）2012.03.29, 段落 0023-0027, 0036 & US 2007/0007938 A1 &	1-3, 8-10
A	EP 1744441 A2 & CN 101908823 A	4-7, 11-14
Y	JP 2002-84749 A（富士通株式会社）2002.03.22, 段落 0062-0063 & US 2002/0027786 A1 & DE 10143389 A	1-3, 8-10
A		4-7, 11-14

☒ 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 8 . 0 4 . 2 0 1 4

国際調査報告の発送日

2 8 . 0 4 . 2 0 1 4

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 1 0 0 - 8 9 1 5

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）

鈴木 重幸

3 V

9 6 5 3

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 7

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
Y	JP 2011-223674 A (トヨタ自動車株式会社) 2011. 11. 04, 段落 0040-0053 (ファミリーなし)	1-3, 8-10
A		4-7, 11-14
A	JP 2012-249348 A (トヨタ自動車株式会社) 2012. 12. 13, 段落 0022 (ファミリーなし)	1-14
A	JP 2000-184508 A (日産ディーゼル工業株式会社) 2000. 06. 30, 段 落 0026 & US 6661108 B1 & EP 1153788 A1 & WO 2000/037278 A1 & CA 2355672 A	1-14