

(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 10 月 2 日(02.10.2014)



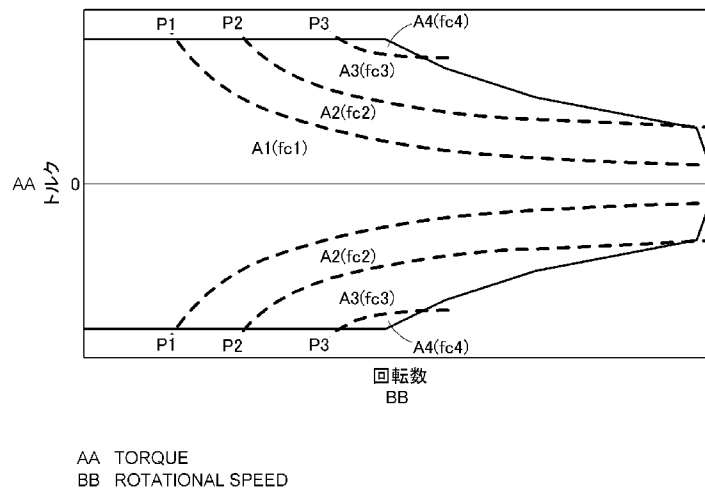
(10) 国際公開番号
WO 2014/157629 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 27/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/059145
- (22) 国際出願日: 2014 年 3 月 28 日(28.03.2014)
- (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 2013-073345 2013 年 3 月 29 日(29.03.2013) JP
- (71) 出願人: アイシン・エイ・ダブリュ株式会社
(AISIN AW CO., LTD.) [JP/JP]; 〒4441192 愛知県安
城市藤井町高根 1 〇 番地 Aichi (JP).
- (72) 発明者: サハスプラタ (SAHA Subrata); 〒4441192
愛知県安城市藤井町高根 1 〇 番地 アイシン・
エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). 島田有礼
(SHIMADA Arinori); 〒4441192 愛知県安城市藤井
町高根 1 〇 番地 アイシン・エイ・ダブリュ株
式会社内 Aichi (JP).
- (74) 代理人: 特許業務法人 R & C (R&C IP LAW
FIRM); 〒5300005 大阪府大阪市北区中之島三丁
目 3 番 3 号 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, JP, 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

[続葉有]

(54) Title: DRIVE DEVICE FOR ROTARY ELECTRIC MACHINE

(54) 発明の名称: 回転電機駆動装置



(57) Abstract: The present invention minimizes variation in voltage, current pulse, and the like on the direct current side of an inverter and achieves a reduction of the capacity of a smoothing capacitor on the direct current side. The present invention relates to a drive device for a rotary electric machine that controls the driving of an alternating-current rotary electric machine. An inverter control unit that controls the switching of a switching element of the inverter sets a switching frequency (fc) to a value that varies according to the torque and the rotational speed of the rotary electric machine in accordance with the pulse width of a system voltage that is the voltage of the direct current side of the inverter and the pulse width of a power supply current that is the current that flows through a direct current power supply.

(57) 要約: インバータの直流側の電圧及び電流の脈動などの変動を抑制しつつ、当該直流側の平滑コンデンサを低容量化する。本発明は、交流の回転電機を駆動制御する回転電機駆動装置に関する。インバータのスイッチング素子をスイッチング制御するインバータ制御部は、インバータの直流側の電圧であるシステム電圧の脈動幅と直流電源を流れる電流である電源電流の脈動幅とに応じ、スイッチング周波数 fc を回転電機のトルク及び回転数に応じて異なる値に設定する。

WO 2014/157629 A1

WO 2014/157629 A1



(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))

明 細 書

発明の名称： 回転電機駆動装置

技術分野

[0001] 本発明は、交流の回転電機を駆動制御する回転電機駆動装置に関する。

背景技術

[0002] 近年、省エネルギーや環境負荷軽減等の観点から、回転電機を駆動力源として備えたハイブリッド車両や電動車両が注目を集めている。このような車両においては、回転電機が駆動力源（モータ）として機能する際に電力を供給すると共に、当該回転電機が電力源（ジェネレータ）として機能する際に発電された電力を蓄電するバッテリーなどの直流電源が備えられる。回転電機が駆動力源（モータ）として機能する際には、直流電源から供給される直流電力がインバータにより交流電力に変換されて回転電機が駆動される。回転電機がジェネレータとして機能する際には、回転電機により発電された交流電力がインバータにより直流電力に変換されて直流電源へ回生される。

[0003] 直流電源とインバータとの間には、直流電力を平滑する平滑コンデンサが備えられている。一般的に、インバータはスイッチング素子を用いて構成され、これらのスイッチング素子は所定のスイッチング周波数でスイッチング制御される。その結果、スイッチング周波数に応じた脈動が直流電力に重畳される。平滑コンデンサは、この脈動などの直流電力の変動を抑制し、スイッチング素子に印加される電圧がスイッチング素子の耐圧を超えることや、電流の変動によって直流電源が劣化することを抑制する。

[0004] 一般的に、ハイブリッド車両や電動車両の駆動力源となる回転電機を駆動するためのインバータの直流側の電圧は、200～400[V]程度の高電圧である。従って、平滑コンデンサには、脈動による変動分も考慮しつつ、このような高電圧に対する高耐圧性能が求められる。また、インバータを構成するスイッチング素子の耐圧を考慮すると、平滑コンデンサには、脈動成分を抑制するために十分な静電容量を確保することが求められる。このため

、一般的に平滑コンデンサは、高価となり、その体格も大きくなり、大きな設置スペースも必要となる。また、インバータと平滑コンデンサとは、回転電機駆動装置として一体的に設置されることや、互いに近傍に設置されることが多い。特に、車載用途の回転電機駆動装置には、重量や設置スペースなどの観点から軽量化、小型化が求められ、インバータや平滑コンデンサの軽量化、小型化が望まれる。

[0005] 例えば、特開2009-106046号公報（特許文献1）には、冷却機構も含めて、省スペース化が図られた回転電機駆動装置（電力変換装置）が開示されている。この回転電機駆動装置では、スイッチング素子により構成されたパワーモジュールが、放熱部を有したケースの内側の平面上に配置される。そして、パワーモジュールに電氣的に接続された平滑コンデンサは、パワーモジュールが配置された平面よりも一段低い平面上にパワーモジュールに隣接して配置される（第7～8段落、図1等）。高耐圧や大容量が求められる平滑コンデンサは、その体格が大きくなる傾向がある。特許文献1では、平滑コンデンサの高さに対応させて、放熱部とパワーモジュールとを配置することによって、回転電機駆動装置の全体の高さを抑制し、省スペース化を実現している。

[0006] このように、インバータの回路部（パワーモジュール）、冷却機構、平滑コンデンサなどのレイアウトを工夫することによって、ある程度の省スペース化を実現することは可能である。しかし、耐圧や静電容量によって規定される平滑コンデンサの体格をより小型化して、装置全体の軽量化、小型化を実現するには至っていない。平滑コンデンサの容量を削減すると、小型化は実現可能であるが、直流電源やスイッチング素子の劣化抑制効果が低下する可能性が生じる。即ち、平滑コンデンサを小型化するために容量を小さくすると、直流電力を平滑化する能力が低下するため、インバータの直流側の電圧であるシステム電圧や直流電源を流れる電流である電源電流の脈動が大きくなっていく。その結果、直流電源やスイッチング素子の劣化の抑制効果が低下する可能性が生じる。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：特開2009-106046号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] 上記背景に鑑みて、インバータの直流側の電圧及び電流の脈動などの変動を抑制しつつ、当該直流側の平滑コンデンサを低容量化することが可能な技術が望まれる。

課題を解決するための手段

[0009] 上記課題に鑑みた本発明に係る、交流の回転電機を駆動制御する回転電機駆動装置の特徴構成は、

直流電源と前記回転電機との間に電氣的に介在されて、直流と交流との間で電力を変換するインバータと、

前記直流電源と前記インバータとの間に電氣的に介在され、前記インバータの直流側の正極と負極との間に接続される平滑コンデンサと、

前記インバータのスイッチング素子を、予め規定されたスイッチング周波数に従ってスイッチング制御するインバータ制御部と、を備え、

前記インバータ制御部は、前記インバータの直流側の電圧であるシステム電圧の脈動幅と前記直流電源を流れる電流である電源電流の脈動幅とに応じ、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する点にある。

[0010] 本特徴構成のようにスイッチング周波数を可変に設定することで、回転電機のトルク及び回転数に応じて、システム電圧及び電源電流の脈動を小さく抑えるようにスイッチング周波数を適切に設定することが可能となる。それにより、システム電圧及び電源電流の脈動幅をそれぞれ所定の許容幅の範囲内に収めることが容易となる。従って、インバータの直流側の電圧及び電流の変動を抑制しつつ、平滑コンデンサを低容量化することが可能となる。

[0011] ここで、インバータの直流側の電圧及び電流の変動を抑制するためには、回転電機のトルク及び回転数に応じて、システム電圧及び電源電流の脈動幅がそれぞれについて許される範囲として予め規定された許容幅の範囲内となるようにすることが望ましい。そこで、1つの態様として、前記インバータ制御部は、前記インバータの直流側の電圧であるシステム電圧の脈動幅と前記直流電源を流れる電流である電源電流の脈動幅とがそれぞれ予め規定された許容幅の範囲内に収まるように、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定すると好適である。

[0012] 本発明に係る、交流の回転電機を駆動制御する回転電機駆動装置のもう1つの特徴構成は、

直流電源と前記回転電機との間に電氣的に介在されて、直流と交流との間で電力を変換するインバータと、

前記直流電源と前記インバータとの間に電氣的に介在され、前記インバータの直流側の正極と負極との間に接続される平滑コンデンサと、

前記インバータのスイッチング素子を、予め規定されたスイッチング周波数に従ってスイッチング制御するインバータ制御部と、を備え、

前記インバータ制御部は、前記インバータの直流側の電圧であるシステム電圧の脈動幅が予め規定された許容幅の範囲内に収まるように、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する点にある。

[0013] 本特徴構成のようにスイッチング周波数を可変に設定することで、回転電機のトルク及び回転数に応じて、システム電圧の脈動を小さく抑えるようにスイッチング周波数を適切に設定することが可能となる。それにより、システム電圧の脈動幅を所定の許容幅の範囲内に収めることが容易となる。従って、インバータの直流側の電圧の変動を抑制しつつ、平滑コンデンサを低容量化することが可能となる。

[0014] ここで、インバータの直流側の電圧の変動を抑制するためには、回転電機のトルク及び回転数に応じて、システム電圧の脈動幅が当該脈動幅について

許される範囲として予め規定された許容幅の範囲内となるようにすることが望ましい。そこで、1つの態様として、前記インバータ制御部は、前記インバータの直流側の電圧であるシステム電圧の脈動幅が予め規定された許容幅の範囲内に収まるように、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定すると好適である。

[0015] 本発明に係る、交流の回転電機を駆動制御する回転電機駆動装置のもう1つの特徴構成は、

直流電源と前記回転電機との間に電氣的に介在されて、直流と交流との間で電力を変換するインバータと、

前記直流電源と前記インバータとの間に電氣的に介在され、前記インバータの直流側の正極と負極との間に接続される平滑コンデンサと、

前記インバータのスイッチング素子を、予め規定されたスイッチング周波数に従ってスイッチング制御するインバータ制御部と、を備え、

前記インバータ制御部は、前記直流電源を流れる電流である電源電流の脈動幅が予め規定された許容幅の範囲内に収まるように、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する点にある。

[0016] 本特徴構成のようにスイッチング周波数を可変に設定することで、回転電機のトルク及び回転数に応じて、電源電流の脈動を小さく抑えるようにスイッチング周波数を適切に設定することが可能となる。それにより、電源電流の脈動幅を所定の許容幅の範囲内に収めることが容易となる。従って、インバータの直流側の電流の変動を抑制しつつ、平滑コンデンサを低容量化することが可能となる。

[0017] ここで、インバータの直流側の電流の変動を抑制するためには、回転電機のトルク及び回転数に応じて、電源電流の脈動幅が当該脈動幅について許される範囲として予め規定された許容幅の範囲内となるようにすることが望ましい。そこで、1つの態様として、前記インバータ制御部は、前記直流電源を流れる電流である電源電流の脈動幅が予め規定された許容幅の範囲内に収

まるように、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定すると好適である。

[0018] 一般的に、回転電機のトルク及び回転数が大きくなるに従って、システム電圧や電源電流の脈動幅も大きくなる。この相対的に大きくなる脈動幅は、スイッチング周期を短くする（換言すれば、スイッチング周波数を高くすることによって補償することが可能である。1つの態様として、前記インバータ制御部は、前記回転電機のトルクと回転数とを乗じて算出される回転電機パワー又は前記システム電圧に対する交流電圧指令値の実効値の比率を表す変調率が大きくなるに従って、前記スイッチング周波数を高く設定すると好適である。

[0019] 一般的に直流電源は、抵抗成分（R成分）や誘導成分（L成分）を有している。従って、平滑コンデンサの容量成分（C成分）と共にRLC回路が構成され、システム電圧をシステム電流（インバータの直流側の電流）で除した直流側電圧ゲインの周波数特性は、共振点を有するものとなる。直流側電圧ゲインの値は、周波数がゼロから高くなるに従って増加し、共振周波数において最大値（共振点）となり、この共振点を変曲点として周波数が高くなるに従って減少していく。また、システム電圧に現れる脈動成分の中で、影響の大きい周波数の1つは、スイッチング周波数の2倍の周波数成分であることが知られている。上述した共振周波数が、スイッチング周波数の2倍の周波数と近い場合には、直流側電圧ゲインの値が大きいことから、脈動の振幅も大きくなる。従って、スイッチング周波数の2倍の周波数を共振周波数から遠ざけることが好ましい。一方、スイッチング周波数に起因する現象としては、可聴域における騒音も知られている。従って、脈動の抑制と共に、騒音の抑制も求められる。

[0020] 上記に鑑み、例えば直流側電圧ゲインの値が最大となる周波数よりも高い周波数となるようにスイッチング周波数を設定すれば、スイッチング周波数の2倍の周波数はさらに高い周波数となり、共振周波数から遠ざかる。また、そのように算出されるスイッチング周波数が可聴域に含まれることになる

場合には、予め規定された制限周波数以上の周波数となるようにスイッチング周波数を設定すれば、可聴域における騒音を抑制することもできる。その結果、インバータの直流側の電圧及び電流の変動を抑制しつつ、可聴域における騒音も抑制できるので好適である。1つの態様として、前記インバータ制御部は、可聴域以上の値に予め規定された制限周波数以上の周波数となるように、かつ、前記システム電圧を前記インバータの直流側の電流であるシステム電流で除した直流側電圧ゲインの周波数特性において、前記直流側電圧ゲインの値が最大となる周波数よりも高い周波数となるように、前記スイッチング周波数を設定すると好適である。

[0021] さらに、例えば直流側電圧ゲインの値が周波数をゼロとしたときの値と同じとなる周波数よりも高い周波数となるようにスイッチング周波数を設定すれば、スイッチング周波数の2倍の周波数はさらに高い周波数となり、共振周波数からさらに遠ざかる。よって、インバータの直流側の電圧及び電流の変動をより確実に抑制できるので好適である。上記の可聴域における騒音抑制も考慮し、1つの態様として、前記インバータ制御部は、可聴域以上の値に予め規定された制限周波数以上の周波数となるように、かつ、前記直流側電圧ゲインの周波数特性において、前記直流側電圧ゲインの値が周波数をゼロとしたときの値と同じとなる周波数以上の周波数となるように、前記スイッチング周波数を設定すると好適である。

[0022] 現状における制御の実情を考慮すれば、スイッチング周波数の可変設定はステップ的とすることが現実的である。一方、回転電機の動作は、一般的に、トルクと回転数とを乗じて算出されるパワーによって規定される動作領域に応じて制御される。そこで、回転電機の動作領域と、スイッチング周波数のステップ的な設定とがリンクされていると好都合である。1つの態様として、前記回転電機のトルクと回転数とを乗じて算出されるパワーに応じて複数の動作領域が設定され、前記インバータ制御部は、前記スイッチング周波数を前記動作領域毎に異なる値に設定すると好適である。

図面の簡単な説明

- [0023] [図1]回転電機駆動装置のシステム構成の一例を模式的に示すブロック図
- [図2]直流電源部の制御モデルを示すブロック図
- [図3]抵抗成分のみを考慮したゲイン (V_{dc}/I_{dc}) の周波数特性
- [図4]抵抗及び誘導成分を考慮したゲイン (V_{dc}/I_{dc}) の周波数特性
- [図5]抵抗成分のみを考慮したゲイン (I_b/I_{dc}) の周波数特性
- [図6]抵抗及び誘導成分を考慮したゲイン (I_b/I_{dc}) の周波数特性
- [図7]スイッチング周波数を決定する条件を周波数特性上で示す図
- [図8]動作温度を考慮してスイッチング周波数を決定する条件を示す図
- [図9]回転電機のトルク及び回転数に応じた変調モードの対応マップを示す図
- [図10]回転電機のパワーに応じたスイッチング周波数の対応マップを示す図
- [図11]システム電圧及びバッテリー電流の脈動を示す波形図
- [図12]システム電圧及びバッテリー電流の脈動を示す波形図
- [図13]システム電圧及びバッテリー電流の脈動を示す波形図
- [図14]変調率に応じたスイッチング周波数の対応マップを示す図

発明を実施するための形態

- [0024] 以下、ハイブリッド車両や電動車両等の駆動力源となる回転電機MGを制御する回転電機駆動装置を例として、本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。図1のブロック図は、回転電機駆動装置100の構成を模式的に示している。車両の駆動力源としての回転電機MGは、複数相の交流（ここでは3相交流）により動作する回転電機であり、電動機としても発電機としても機能することができる。
- [0025] 鉄道のように架線から電力の供給を受けることができない自動車のような車両では、回転電機を駆動するための電力源としてニッケル水素電池やリチウムイオン電池などの二次電池（バッテリー）や、電気二重層キャパシタなどの直流電源を搭載している。本実施形態では、回転電機MGに電力を供給するための大電圧大容量の直流電源として、例えば電源電圧200～400[V]のバッテリー11（高圧直流電源）が備えられている。バッテリー11を流れる直流電流は、以下の説明において適宜“バッテリー電流（電源電流）”と

称する。回転電機MGは、交流の回転電機であるから、バッテリー11と回転電機MGとの間には、直流と交流との間で電力変換を行うインバータ10が備えられている。インバータ10の直流側の正極電源ラインP（高圧直流正極ライン）と負極電源ラインN（高圧直流負極ライン）との間の直流電圧は、以下の説明において適宜“システム電圧Vdc”と称する。バッテリー11は、インバータ10を介して回転電機MGに電力を供給可能であると共に、回転電機MGが発電して得られた電力を蓄電可能である。インバータ10とバッテリー11の間には、直流電圧（システム電圧Vdc）を平滑化する平滑コンデンサ40（直流リンクコンデンサ）が備えられている。平滑コンデンサ40は、回転電機MGの消費電力の変動に応じて変動する直流電圧を安定化させる。

[0026] バッテリー11は、複数のバッテリーセルにより構成されており、バッテリー11には、内部抵抗（抵抗成分）や内部インダクタンス（誘導成分）を含む内部インピーダンスが存在する。本実施形態では、これらをバッテリー抵抗 R_b 、バッテリーインダクタンス L_b と称する。また、バッテリー11とインバータ10とは、例えばバスバーと称される金属配線部材などを用いて接続されるが、このようなバスバーにも、導体抵抗（抵抗成分）や導体インダクタンス（誘導成分）を含む導体インピーダンスが存在する。つまり、バッテリー11と平滑コンデンサ40とインバータ10とを接続する配線には、配線抵抗や配線インダクタンスを含む配線インピーダンスが存在する。本実施形態では、これらを配線抵抗 R_w 、配線インダクタンス L_w と称する。

[0027] インバータ10からバッテリー11側を見た際の、バスバーなどの配線部材を含む直流電源部の内部抵抗（電源内部抵抗 R_{ps} ）は、バッテリー抵抗 R_b と配線抵抗 R_w との和である。また、直流電源部の内部インダクタンス（電源内部インダクタンス L_{ps} ）は、バッテリーインダクタンス L_b と配線インダクタンス L_w との和である。ただし、多くの場合、配線抵抗 R_w に比べてバッテリー抵抗 R_b が遙かに大きく、配線インダクタンス L_w に比べてバッテリーインダクタンス L_b の方が遙かに大きいので、以下の説明においては、電

源内部抵抗 R_{ps} としてバッテリー抵抗 R_b を用い、電源内部インダクタンス L_{ps} としてバッテリーインダクタンス L_b を用いる。尚、図2のブロック図は、直流電源部としてのバッテリー11の端子間電圧（バッテリー電圧 V_b ）とシステム電圧 V_{dc} との関係を示す制御モデルである。

[0028] インバータ10は、システム電圧 V_{dc} を有する直流電力を複数相（ n を自然数として n 相、ここでは3相）の交流電力に変換して回転電機MGに供給すると共に、回転電機MGが発電した交流電力を直流電力に変換して直流電源に供給する。インバータ10は、複数のスイッチング素子を有して構成される。スイッチング素子には、IGBT（insulated gate bipolar transistor）やパワーMOSFET（metal oxide semiconductor field effect transistor）などのパワー半導体素子を適用すると好適である。また、これらのSi（シリコン）デバイスに代えて、SiC-MOSFETやSiC-SIT（static induction transistor）などのSiC（シリコンカーバイド）デバイスや、GaN-MOSFET（Gallium Nitride）等の高周波での動作が可能な複合化合物パワーデバイスをスイッチング素子に適用しても好適である。図1に示すように、本実施形態では、一例として、スイッチング素子にIGBT3が用いられる。

[0029] 直流と複数相の交流（ここでは3相交流）との間で電力変換するインバータ10は、よく知られているように複数相（ここでは3相）のそれぞれに対応する数のアームを有するブリッジ回路により構成される。つまり、図1に示すように、インバータ10の直流正極側（直流電源の正極側の正極電源ラインP）と直流負極側（直流電源の負極側の負極電源ラインN）との間に2つのIGBT3が直列に接続されて1つのアーム10Aが構成される。ここで、正極電源ラインPに接続されるIGBT3を上段側IGBT（上段側スイッチング素子又はハイサイドスイッチ）と称し、負極電源ラインNに接続されるIGBT3を下段側IGBT（負極側スイッチング素子又はローサイドスイッチ）と称する。

[0030] 複数相の交流が3相交流の場合には、この直列回路（1つのアーム10A

）が3回線（3相：10U，10V，10W）並列接続される。つまり、回転電機MGのU相、V相、W相に対応するステータコイルのそれぞれに一組の直列回路（アーム10A）が対応したブリッジ回路が構成される。各相の上段側IGBTのコレクタ端子は正極電源ラインPに接続され、エミッタ端子は各相の下段側IGBTのコレクタ端子に接続される。また、各相の下段側IGBTのエミッタ端子は、負極電源ラインNに接続される。対となる各相のIGBT3による直列回路（アーム10A）の中間点、つまり、上段側IGBTと下段側IGBTとの接続点は、回転電機MGのステータコイルにそれぞれ接続される。尚、IGBT3には、それぞれフリーホイールダイオード39（回生ダイオード）が並列に接続される。フリーホイールダイオード39は、カソード端子がIGBT3のコレクタ端子に接続され、アノード端子がIGBT3のエミッタ端子に接続される態様で、各IGBT3に対して並列に接続される。

[0031] 図1に示すように、インバータ10は、制御装置8により制御される。制御装置8は、マイクロコンピュータ等の論理回路を中核部材として構築されたECU（electronic control unit）を有して構成されている。本実施形態では、ECUは、不図示の車両ECU等の他の制御装置等からの要求信号として制御装置8に提供される回転電機MGの目標トルクTMに基づいて、ベクトル制御法を用いた電流フィードバック制御を行って、インバータ10を介して回転電機MGを制御する。尚、ベクトル制御法は、良く知られているように、複数相（本例では3相）のそれぞれのステータコイルに流れる電流を、ロータの磁極の方向であるd軸とそれに直交するq軸との2つのベクトル成分に座標変換して演算を行う手法である。制御装置8のECUは、電流フィードバック制御のために種々の機能部を有して構成されており、各機能部は、マイクロコンピュータ等のハードウェアとソフトウェア（プログラム）との協働により実現される。本実施形態では、この制御装置8が、本発明におけるインバータ制御部に相当する。

[0032] 回転電機MGの各相のステータコイルを流れる実電流は電流センサ12に

より検出され、制御装置 8 はその検出結果を取得する。また、回転電機 MG のロータの各時点での磁極位置は、回転センサ 13 により検出され、制御装置 8 はその検出結果を取得する。回転センサ 13 は、例えばレゾルバ等により構成される。ここで、磁極位置は、電気角上でのロータの回転角度を表している。制御装置 8 の ECU は、電流センサ 12 及び回転センサ 13 の検出結果を用いて、回転電機 MG をフィードバック制御する。

[0033] 制御装置 8 の ECU は、複数の変調モードの中から選択される特定の変調モードに従って、回転電機 MG を制御する。本実施形態では、図 9 に示すように、複数の変調モードには、3 相変調モード (SVPWM) と 2 相変調モード (DPWM) とが含まれる。3 相変調モードは、搬送波と各相の交流電圧指令値に従う信号波との比較に基づき、3 相分の PWM パルス信号を出力して回転電機 MG を制御するモードである。2 相変調モードは、2 相分 (順次切り替える) の PWM パルス信号を出力すると共に残りの 1 相 (順次切り替える) はオンオフ信号を出力して回転電機 MG を制御するモードである。2 相変調モードの際には、弱め界磁制御が並行して実行される場合がある (DPWM + AFR)。弱め界磁制御は、回転電機 MG の回転数の上昇に伴って逆起電力が上昇した際にも目標トルクを出力させるべく、d 軸電流及び q 軸電流を減少させる制御である。これらは、予め規定されたマップに基づき、回転電機 MG のトルク及び回転数に応じて択一的に選択される。

[0034] 車両には、高圧直流電源としてのバッテリー 11 の他に、バッテリー 11 よりも低電圧の電源である低圧バッテリー (低圧直流電源) も搭載されている (不図示)。低圧バッテリーの電源電圧は、例えば 12 ~ 24 [V] であり、制御装置 8 (ECU) や、オーディオシステム、灯火装置、室内照明、計器類のイルミネーション、パワーウィンドウなどの電装品や、これらを制御する制御装置に電力を供給する。制御装置 8 は、レギュレータ回路等を備えて構成され、マイクロコンピュータ等を動作させるために適した電源を低圧バッテリーから供給される電力によって生成する。

[0035] インバータ 10 を構成する各 IGBT 3 の制御端子であるゲート端子は、

ドライブ回路 7 を介して制御装置 8 (E C U) に接続されており、それぞれ個別にスイッチング制御される。回転電機 M G を駆動するための高圧系回路と、マイクロコンピュータなどを中核とする E C U などの低圧系回路とは、動作電圧 (回路の電源電圧) が大きく異なる。このため、低圧系回路の制御装置 8 (E C U) により生成された I G B T 3 の制御信号 (スイッチング制御信号) は、ドライブ回路 7 を介して高圧回路系のゲート駆動信号として各 I G B T 3 に供給される。ドライブ回路 7 は、フォトカプラやトランスなどの絶縁素子を有して構成されることが多い。

[0036] 上述したように、制御装置 8 は、マイクロコンピュータなどの論理回路を中核として構成される。本実施形態では、制御装置 8 は、回転電機駆動プログラムを実行するマイクロコンピュータを中核として構成されている。このマイクロコンピュータは、 C P U コア、プログラムメモリ、パラメータメモリ、ワークメモリ、タイマ、ポートなどを有して構成されている。 C P U コアは、マイクロコンピュータの中核であり、命令レジスタや命令デコーダ、種々の演算の実行主体となる A L U (arithmetic logic unit)、フラグレジスタ、汎用レジスタ、割り込みコントローラなどを有して構成されている。本実施形態では、 1 つの半導体チップによりマイクロコンピュータが構成されている形態を例示するが、複数の部品を組み合わせでマイクロコンピュータユニットが構成されている形態をとることももちろん可能である。

[0037] プログラムメモリは、回転電機駆動プログラムが格納された不揮発性のメモリである。パラメータメモリは、プログラムの実行の際に参照される種々のパラメータが格納された不揮発性のメモリである。パラメータメモリは、プログラムメモリと区別することなく構築されてもよい。プログラムメモリやパラメータメモリは、例えばフラッシュメモリなどによって構成されると好適である。ワークメモリは、プログラム実行中の一時データを一時記憶するメモリである。ワークメモリは、揮発性で問題なく、高速にデータの読み書きが可能な D R A M (dynamic RAM) や S R A M (static RAM) により構成される。

[0038] タイマは、マイクロコンピュータのクロック周期を最小分解能として、時間を計測する。例えば、タイマは、プログラムの実行周期を監視する。また、タイマは、インバータ10のIGBT3を駆動するスイッチング制御信号の有効時間を計測して、当該スイッチング制御信号を生成する。また、タイマは、1回の電流フィードバック制御を実行する周期（基本制御周期）や、スイッチング制御信号の出力周期（スイッチング周期 T_c ）など、プログラムやパラメータによって予め規定される制御周期を管理する。ポートは、インバータ10のIGBT3のスイッチング制御信号などをマイクロコンピュータの端子を介して出力したり、マイクロコンピュータに入力される回転センサ13からの回転検出信号や、電流センサ12からの電流検出信号を受け取ったりする端子制御部である。

[0039] ところで、図2に示すように、直流電源部としてのバッテリー11の制御モデルの伝達関数には、周波数に依存するインピーダンス成分として、バッテリーインダクタンス L_b と、平滑コンデンサ40の静電容量（直流リンクキャパシタンス C_d ）とが含まれている。従って、システム電圧 V_{dc} は、周波数の関数となる。図3及び図4は、システム電圧 V_{dc} とインバータ10に流れるシステム電流 I_{dc} とにより規定されるゲイン（直流側電圧ゲイン）の周波数特性を示している。システム電流 I_{dc} を基準としたシステム電圧 V_{dc} のゲイン（直流側電圧ゲイン）は、バッテリーインダクタンス L_b を考慮しない場合には、下記式(1)により規定され、図3に示すような周波数特性を示す。また、直流側電圧ゲインは、バッテリーインダクタンス L_b を考慮する場合には、下記式(2)により規定され、図4に示すような周波数特性を示す。

[0040] [数1]

$$Gain(DC\ link\ voltage) = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \frac{R_b}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot C_d^2 \cdot R_b^2}} \quad \dots(1)$$

[数2]

$$\text{Gain}(\text{DC link voltage}) = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \frac{\sqrt{Rb^2 + (\omega \cdot Lb)^2}}{\sqrt{(1 - \omega^2 \cdot Cd \cdot Lb)^2 + (\omega \cdot Rb \cdot Cd)^2}} \quad \dots(2)$$

[0041] 式(1)、式(2)、及び図3、図4からわかるように、平滑コンデンサ40の静電容量（直流リンクキャパシタンスC d）が大きい方が、直流側電圧ゲインは小さい。換言すれば、平滑コンデンサ40の小型化を図るために、平滑コンデンサ40を低容量化すると、直流側電圧ゲインが大きくなり、システム電圧V d cの脈動を抑制する効果が減少する。さらに、図3と図4との比較から明らかなように、直流電源部のインピーダンスとしてバッテリーインダクタンスL bを考慮した場合には、バッテリーインダクタンスL bと直流リンクキャパシタンスC dとの共振が生じ、この共振も考慮する必要がある。つまり、直流電源部のインピーダンスとしてバッテリーインダクタンスL bを考慮しない場合には、単純に平滑コンデンサ40を低容量化すると直流側電圧ゲインが大きくなるだけである。これに対して、バッテリーインダクタンスL bを考慮する場合には、共振によって直流側電圧ゲインが非常に大きくなる周波数が出現する。図4に例示するように、直流リンクキャパシタンスC dがC 1 [μ F] の場合の共振点（Q 2）におけるゲインの値は、直流リンクキャパシタンスC dがその10倍のC 2（= 10・C 1）[μ F] の場合の共振点（Q 1）におけるゲインの値に比べて非常に大きい。

[0042] また、システム電流I d cを基準としたバッテリー電流I bのゲイン（バッテリー電流ゲイン（直流電流ゲインと称することもできる））も周波数の関数となる。図5及び図6は、バッテリー電流I bとインバータ10に流れるシステム電流I d cとにより規定されるゲイン（バッテリー電流ゲイン）の周波数特性を示している。バッテリー電流ゲインは、バッテリーインダクタンスL bを考慮しない場合には、下記式(3)により規定され、図5に示すような周波数特性を示す。また、バッテリー電流ゲインは、バッテリーインダクタンスL bを考慮する場合には、下記式(4)により規定され、図6に示すような周波数特性を

示す。

[0043] [数3]

$$Gain(battery\ current) = \frac{I_b}{I_{dc}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot C_d^2 \cdot R_b^2}} \quad \dots(3)$$

[数4]

$$Gain(battery\ current) = \frac{I_b}{I_{dc}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 \cdot C_d \cdot L_b)^2 + (\omega \cdot R_b \cdot C_d)^2}} \quad \dots(4)$$

[0044] 式(3)、式(4)、及び図5、図6からわかるように、平滑コンデンサ40の静電容量（直流リンクキャパシタンスC_d）が大きい方が、バッテリー電流ゲインは小さい。換言すれば、平滑コンデンサ40の小型化を図るために、平滑コンデンサ40を低容量化すると、ゲインが大きくなり、バッテリー電流I_bに生じる脈動を抑制する効果が減少する。さらに、図5と図6との比較から明らかなように、直流電源部のインピーダンスとしてバッテリーインダクタンスL_bを考慮した場合には、バッテリーインダクタンスL_bと直流リンクキャパシタンスC_dとの共振が生じ、この共振も考慮する必要がある。つまり、直流電源部のインピーダンスとしてバッテリーインダクタンスL_bを考慮しない場合には、単純に平滑コンデンサ40を低容量化するとバッテリー電流ゲインが大きくなるだけである。これに対して、バッテリーインダクタンスL_bを考慮する場合には、共振によってバッテリー電流ゲインが非常に大きくなる周波数が出現する。図6に例示するように、直流リンクキャパシタンスC_dがC₁ [μF] の場合の共振点（Q₂）におけるゲインの値は、直流リンクキャパシタンスC_dが10倍のC₂ [μF] の場合の共振点（Q₁）におけるゲインの値に比べて非常に大きい。

[0045] 尚、バッテリー11の抵抗成分（R成分）や誘導成分（L成分）及び平滑コンデンサの容量成分（C成分）の内、周波数に依存するインピーダンス成分はL成分とC成分である。よって、直流側電圧ゲインやバッテリー電流ゲイン

の値は、周波数がゼロから高くなるに従って増加し、共振周波数において最大値（共振点）となり、この共振点を変曲点として周波数が高くなるに従って減少していく。例えばスイッチング周波数が100 [Hz] 以上での解析においては、バッテリー11の抵抗成分（R成分）と誘導成分（L成分）のみに基づいて共振周波数が算出されてもよい。

[0046] システム電圧Vdcやバッテリー電流Ibの脈動は、インバータ10のIGBT3のスイッチングに伴う電流や電圧の変動に伴って発生する。つまり、システム電圧Vdcやバッテリー電流Ibの脈動は、IGBT3のスイッチング周波数fc（スイッチング周期Tcの逆数）に対応して発生する。例えば、スイッチング周波数fcの2倍の周波数成分“2fc”を有する脈動が発生することが知られている（リップル周波数）。直流リンクキャパシタンスCdとバッテリーインダクタンスLbとの共振周波数（後述する“frp”）が、リップル周波数“2fc”と近い場合には、直流側電圧ゲインの値が大きいことから、脈動が大きくなる。共振周波数frpは、バッテリー11など回転電機駆動装置100のハードウェア構成によって決まる。従って、リップル周波数“2fc”を共振周波数frpから遠ざけるべく、制御装置8が対応可能な範囲でスイッチング周波数fcを適切に設定することが好ましい。以下、そのようなスイッチング周波数fcの設定方法について説明する。

[0047] 図7は、直流リンクキャパシタンスCdがC1 [μF]、バッテリーインダクタンスLbがL1 [μH]、常温におけるバッテリー抵抗RbがR2 [Ω]の場合の直流側電圧ゲインのシミュレーション結果を示している。図7に示すように、共振周波数frpにおいて、共振のピークが現れている。この共振周波数frpは下記式(5)により求められる。

[0048] [数5]

$$f_{rp} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_d \cdot L_b}} \quad \dots(5)$$

[0049] 上述したように、システム電圧Vdcには、インバータ10のスイッチン

グ周波数 f_c の2倍のリプル周波数 “ $2 f_c$ ” の脈動が出現する。このリプル周波数 “ $2 f_c$ ” が共振周波数 f_{rp} に近いと、システム電圧 V_{dc} の脈動が大きくなり、バッテリー電流 I_b の脈動も大きくなる。そして、バッテリー電流 I_b の脈動によってバッテリー 11 の耐久性（寿命）を低下させる。図7に示す例において、スイッチング制御信号のスイッチング周波数 f_c が 5 [kHz] の場合、リプル周波数 “ $2 f_c$ ” は、10 [kHz] となり、共振周波数 f_{rp} は約 13 [kHz] であるから、リプル周波数 $2 f_c$ と共振周波数 f_{rp} とが近く、脈動は大きくなる。従って、リプル周波数 $2 f_c$ の元となるスイッチング周波数 f_c を共振周波数 f_{rp} から遠ざけることが好ましい。

[0050] 図7に示す周波数特性において、スイッチング周波数 f_c を共振周波数 f_{rp} から遠ざける場合、スイッチング周波数 f_c を低い側及び高い側の何れに移動させることも可能である。但し、スイッチング周波数 f_c を低い側に移動させると、インバータ 10 のスイッチング制御の分解能が低下するため、回転電機 MG の回転制御の円滑さも低下する可能性がある。従って、スイッチング周波数 f_c は、周波数が高くなる方向に調整されると好適である。1つの態様として、直流側電圧ゲインの値が最大となる周波数よりも高い周波数となるように、スイッチング周波数 f_c が設定されると好適である。図7から明らかなように、直流側電圧ゲインの値が最大となる周波数は共振周波数 f_{rp} である。共振周波数 f_{rp} よりも高い周波数となるように、スイッチング周波数 f_c が設定されると、スイッチング周波数 f_c の2倍の周波数は、共振周波数 f_{rp} に対して高い周波数となる方向に調整される。即ち、この場合には、スイッチング周波数 f_c の下限周波数 f_{min} は、共振周波数 f_{rp} となる。

[0051] また、1つの態様として、周波数が “0” の際のゲインと同じ値となる周波数 (f_2) を、スイッチング周波数 f_c の下限周波数 f_{min} としても好適である。図7等から明らかなように、直流側電圧ゲインの値は、周波数がゼロから高くなるに従って増加し、共振周波数 f_{rp} において最大値（共振

点) となり、この共振点を変曲点として周波数が高くなるに従って減少していく。従って、直流側電圧ゲインの値が、周波数をゼロにしたときの値となる周波数以上の高い周波数は、共振周波数 f_{rp} よりも高い周波数である。スイッチング周波数 f_c の 2 倍の周波数 ($2f_c$) は、さらに高い周波数となるから、さらに共振周波数 f_{rp} から遠ざかる。その結果、システム電圧 V_{dc} やバッテリー電流 I_b の脈動が大きくなることを有効に抑制することができる。特に、共振周波数 f_{rp} が低い場合には、スイッチング周波数 f_c を共振周波数 f_{rp} の近傍に設定した場合に比べて、共振周波数 f_{rp} とスイッチング周波数 f_c の 2 倍の周波数 ($2f_c$) との間をより離間させることができる。尚、上記式(2)から明らかなように、周波数が“0”の際のゲインの値は、バッテリー抵抗 R_b (電源内部抵抗 R_{ps}) である。また、この場合の下限周波数 f_{min} は、下記式(6)によって表される。

[0052] [数6]

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Lb^2 + 2 \cdot Cd \cdot Lb - Rb^2 \cdot Cd^2}{Rb^2 \cdot Cd^2 \cdot Lb^2}} \quad \dots(6)$$

[0053] ところで、バッテリー抵抗 R_b は、バッテリー 11 の動作温度 (回転電機駆動装置 100 の動作温度) によって変動する。従って、下限周波数 f_{min} も温度によって変動することになる。図 8 は、動作温度範囲における最高温度 (例えば 60 [°C]) と最低温度 (例えば -40 [°C]) の際の直流側電圧ゲインの周波数特性のシミュレーション結果を示している。図 8 における太線は、動作温度範囲における最高温度での周波数特性を示し、細線は最低温度での周波数特性を示している。本実施形態では、最高温度の際のバッテリー抵抗 R_b は R_1 [Ω]、最低温度の際のバッテリー抵抗 R_b は R_3 [Ω] であり、 $R_1 < R_2 < R_3$ である。

[0054] 上述したように、周波数が“0”の際の直流側電圧ゲインの値は、バッテリー抵抗 R_b である。バッテリー抵抗 R_b は、動作温度が低いほど大きくなる性質があるため、動作温度範囲内においては、最低温度の際のバッテリー抵抗 R

bの値が最も大きくなる。従って、スイッチング周波数 f_c は、回転電機駆動装置100の動作温度範囲における最低温度でのバッテリー抵抗 R_b （電源内部抵抗 R_{ps} ）の値を用いた直流側電圧ゲインの周波数特性に基づいて設定されると好適である。この場合、スイッチング周波数 f_c は、少なくとも最低温度での周波数特性に基づく周波数“ f_3 ”を下限周波数 f_{min} として設定され、過度に高い周波数となることなく、適切に設定される。当然ながら、確実性を考慮して、スイッチング周波数 f_c が、最高温度での周波数特性に基づく周波数“ f_1 ”を下限周波数 f_{min} として設定されることを妨げるものではない。また、例えば図7に示すように、常温（例えば20～25 [°C]）における周波数特性に基づく周波数“ f_2 ”を下限周波数 f_{min} として設定されることを妨げるものでもない。

[0055] また、スイッチング周波数 f_c に起因する現象としては、上述したシステム電圧 V_{dc} やバッテリー電流 I_b の脈動以外に、可聴域における騒音も知られている。可聴域とは、人の聴覚が感じ取ることができる周波数帯域であり、おおよそ20 [Hz]～20 [kHz]の範囲が該当する。スイッチング周波数 f_c が可聴域に含まれる場合には、耳障りな騒音が生じるため、車両の乗員の快適性が損なわれる可能性がある。従って、スイッチング周波数 f_c は、可聴域には含まれないように調整されると好適である。つまり、可聴域以上の値に予め規定された制限周波数 f_{lim} （例えば20 [kHz]）以上の周波数を、スイッチング周波数 f_c の下限周波数 f_{min} とすると好適である。本例では、可聴域の上限周波数である20 [kHz]を制限周波数 f_{lim} としているが、当然ながら、確実性を考慮して、それよりも高い周波数（例えば25 [kHz]など）を制限周波数 f_{lim} としてもよい。

[0056] このように、可聴域における騒音の抑制も考慮した場合には、スイッチング周波数 f_c の下限周波数 f_{min} は、直流側電圧ゲインやバッテリー電流ゲインの周波数特性に基づいて決定される周波数と、制限周波数 f_{lim} との大小関係に応じて設定される。例えば常温における周波数特性に基づいてスイッチング周波数 f_c の下限周波数 f_{min} を設定する場合において、周波

数“ f_2 ”が制限周波数 f_{lim} よりも低い場合（図7を参照）には、制限周波数 f_{lim} が下限周波数 f_{min} に設定される。また、例えば動作温度範囲の最低温度における周波数特性に基づいてスイッチング周波数 f_c の下限周波数 f_{min} を設定する場合（図8を参照）も、同様に、制限周波数 f_{lim} が下限周波数 f_{min} に設定される。一方、例えば動作温度範囲の最高温度における周波数特性に基づいてスイッチング周波数 f_c の下限周波数 f_{min} を設定する場合において、周波数“ f_1 ”が制限周波数 f_{lim} よりも高い場合には、周波数“ f_1 ”が下限周波数 f_{min} に設定される。

[0057] ところで、回転電機MGのトルクと回転数とを乗じて算出されるパワー（回転電機パワー）が大きくなるに従い、システム電流 I_{dc} は大きくなる傾向にある。また、回転電機MGの回転数が高くなるに従って、逆起電力が大きくなり、変調率が大きくなり、電圧指令値の6次高調波成分及びその整数倍の高調波成分が増加する。よって、スイッチング周波数 f_c に応じて規定されるゲインが同じであっても、回転電機MGのトルク及び回転数が大きくなるに従って、システム電圧 V_{dc} やバッテリー電流 I_b の脈動も大きくなる。尚、システム電圧 V_{dc} の脈動幅は、リップル周波数 $2f_c$ による基本リップルに、回転電機MGの回転数に応じて生じる高調波成分（特に、6次高調波成分及びその整数倍の高調波成分（ $6f$ ， $12f$ ， $18f$ ， $\dots$ ）；図11等の太い一点鎖線を参照）が重畳された電圧波形における最大値と最小値との差である。システム電圧 V_{dc} の脈動幅が大きくなり、予め規定された電圧リップル許容幅 V_p （例えば、40[V]；図11等を参照）の範囲内に収まらなくなれば、IGBT3（スイッチング素子）の十分な保護が図れなくなる。

[0058] 同様に、バッテリー電流 I_b の脈動幅は、リップル周波数 $2f_c$ による基本リップルに、回転電機MGの回転数に応じて生じる高調波成分（特に、6次高調波成分及びその整数倍の高調波成分（ $6f$ ， $12f$ ， $18f$ ， $\dots$ ）；図11等の太い一点鎖線を参照）が重畳された電流波形における最大値と最小値との差である。バッテリー電流 I_b の脈動幅が大きくなり、予め規定さ

れた電流リップル許容幅 I_p （例えば、60 [A]；図11等を参照）の範囲内に収まらなくなれば、バッテリー11の十分な保護が図れなくなる。

[0059] これらの問題に対して、回転電機MGのパワーが大きくなるに従って相対的に大きくなるシステム電圧 V_{dc} やバッテリー電流 I_b の脈動幅は、スイッチング周期 T_c を短くする（換言すれば、スイッチング周波数 f_c を高くすることによって補償することが可能である。即ち、図7等から明らかなように、共振周波数 f_{rp} よりも高い周波数域ではスイッチング周波数 f_c を高くすることでゲインが小さくなるので、システム電流 I_{dc} が大きくなっても、システム電圧 V_{dc} 等の脈動幅を小さく抑えることができる。そこで、回転電機MGのパワーを規定するトルク及び回転数の双方に応じて、スイッチング周波数 f_c を異なる値に設定すると好適である。1つの態様として、回転電機MGのパワーが大きくなるに従って、スイッチング周波数 f_c を高く設定すると好適である。

[0060] 図10は、回転電機MGの動作マップを示している。この動作マップでは、回転電機MGのトルク及び回転数に応じた複数の動作領域 $A_1 \sim A_4$ が設定されている。本実施形態では、これら複数の動作領域 $A_1 \sim A_4$ は、回転電機MGのトルクと回転数とを乗じて算出されるパワーに応じた領域とされている。動作領域 A_1 は、絶対値基準で、回転電機MGのパワーが予め規定された第1基準値 P_1 未満の領域である。動作領域 A_2 は、絶対値基準で、回転電機MGのパワーが第1基準値 P_1 以上であり、かつ、第1基準値 P_1 より大きい値に予め規定された第2基準値 P_2 未満の領域である。動作領域 A_3 は、絶対値基準で、回転電機MGのパワーが第2基準値 P_2 以上であり、かつ、第2基準値 P_2 より大きい値に予め規定された第3基準値 P_3 未満の領域である。動作領域 A_4 は、絶対値基準で、回転電機MGのパワーが第3基準値 P_3 以上の領域である。

[0061] そして、本実施形態では、スイッチング周波数 f_c が、複数の動作領域 $A_1 \sim A_4$ 毎に異なる値に設定されている。動作領域 A_1 には周波数 f_{c1} が設定され、動作領域 A_2 には周波数 f_{c2} ($> f_{c1}$) が設定され、動作領

域 A 3 には周波数 f_{c3} ($> f_{c2}$) が設定され、動作領域 A 4 には周波数 f_{c4} ($> f_{c3}$) が設定されている。すなわち、この例では、複数の動作領域 A 1 ~ A 4 毎に、それぞれ一定値であるスイッチング周波数 f_c が設定され、隣接する動作領域間ではスイッチング周波数 f_c がステップ的に変化するように設定されている。このように、1つの態様として、回転電機 MG のパワーが大きくなるに従って、スイッチング周波数 f_c をステップ的に高く設定すると好適である。尚、動作領域 A 1 に対応する周波数 f_{c1} は、上述した直流側電圧ゲイン、バッテリー電流ゲイン、及び制限周波数 f_{lim} に基づいて設定されるスイッチング周波数 f_c の下限周波数 f_{min} 以上に設定されている。また、周波数 f_{c1} は、後述するスイッチング周波数 f_c の上限周波数 f_{max} 以下に設定されている。周波数 $f_{c2} \sim f_{c4}$ に関しても同様である。

[0062] 図 1 1 ~ 図 1 3 は、回転電機 MG のパワーに応じてスイッチング周波数 f_c を異ならせてシミュレーションした、システム電圧 V_{dc} 及びバッテリー電流 I_b の波形を示す。定トルクの条件下、図 1 1 は回転数が 1 0 0 0 [rpm] に対してスイッチング周波数を 2 0 [kHz] とした場合を示し、図 1 2 は回転数が 2 0 0 0 [rpm] に対してスイッチング周波数を 3 0 [kHz] とした場合を示し、図 1 3 は回転数が 3 0 0 0 [rpm] に対してスイッチング周波数を 4 0 [kHz] とした場合を示している。これらの結果から明らかなように、回転電機 MG のパワーが大きくなるに従ってスイッチング周波数 f_c を高くすることによって、システム電圧 V_{dc} やバッテリー電流 I_b の脈動幅を、それぞれについて規定された許容幅 V_p , I_p の範囲内に収めることができる。

[0063] 尚、スイッチング周波数 f_c の上限周波数 f_{max} も規定されていることが好ましい。スイッチング周波数 f_c が高くなると、単位時間当たりのスイッチング回数が増加するため、インバータ 1 0 におけるスイッチング損失も大きくなる。従って、下限周波数 f_{min} だけではなく、上限周波数 f_{max} についても条件が規定されていると好ましい。1つの態様として、インバ

ータ 10 のスイッチング損失が予め規定された上限損失以下となるような周波数を、スイッチング周波数 f_c の上限周波数 f_{max} とすると好適である。

[0064] ところで、回転電機駆動装置 100 が搭載される車両を考えた場合、バッテリー 11 の供給元と、インバータ 10 の IGBT 3 の供給元と、制御装置 8 の供給元とがそれぞれ異なる場合もある。つまり、バッテリー抵抗 R_b やバッテリーインダクタンス L_b 、IGBT 3 の耐圧などが車両によって異なるような場合においても、制御装置 8 が適切なスイッチング周波数 f_c を設定することが望ましい。上述したように、本発明によれば、回転電機 MG のトルク及び回転数に応じてスイッチング周波数 f_c を設定することが可能であり、当該技術を幅広く適用することが可能である。

[0065] 以上の説明をまとめると、スイッチング周波数 f_c は、概念的には、以下のような基準を満足するように設定されると好適である。即ち、スイッチング周波数 f_c は、

(a) スwitchング周波数 f_c に応じて生じるシステム電圧 V_{dc} の脈動が、インバータ 10 の IGBT 3 (スイッチング素子) の保護を図ることができるような範囲に収まること、

(b) スwitchング周波数 f_c に応じて生じるバッテリー電流 I_b の脈動が、バッテリー 11 の保護を図ることができるような範囲に収まること、

(c) 可聴域の騒音が出ないこと、

(d) スwitchング周波数 f_c に応じたインバータ 10 のスイッチング損失が大きくなり過ぎないこと、

の全てを満足するように設定されると好適である。

[0066] より具体的には、スイッチング周波数 f_c の下限周波数 f_{min} は、

(a') スwitchング周波数 f_c に応じて生じるシステム電圧 V_{dc} の脈動幅が、インバータ 10 の IGBT 3 (スイッチング素子) の耐圧に基づいて予め規定される許容幅 (電圧リップル許容幅 V_p) の範囲内に収まること、

(b') スwitchング周波数 f_c に応じて生じるバッテリー電流 I_b の脈動幅

が、バッテリー 11 の劣化を抑制できるように予め規定される許容幅（電流リップル許容幅 I_p ）の範囲内に収まること、

（c'）可聴域以上の値に予め規定された制限周波数 f_{lim} 以上であること、

の全てを満足するように設定されると好適である。

[0067] また、スイッチング周波数 f_c の上限周波数 f_{max} は、

（d'）スイッチング周波数 f_c に応じたインバータ 10 のスイッチング損失が予め規定された上限損失以下に収まること、

を満足するように設定されると好適である。

[0068] 実用的には、上記（a'）～（d'）の全てを満足するような、回転電機 MG のパワーと、下限周波数 f_{min} から上限周波数 f_{max} までの範囲内に設定されるスイッチング周波数 f_c との関係をマップ化して備えておく（図 10 を参照）ことが好ましい。この場合、上記（c'）及び（d'）に関してはある程度定量的に規定することが可能であるから、それらに加え、回転電機 MG のパワーに応じて上記（a'）及び（b'）をさらに満足するスイッチング周波数 f_c を予め求めておくといよい。このようにして設定されるスイッチング周波数 f_c は、制限周波数 f_{lim} 以上の所定周波数からスタートして、回転電機 MG のパワーが大きくなるに従ってステップ的に大きくなるものとされる。

[0069] 尚、低容量の平滑コンデンサ 40 を用いつつ上記（a'）～（c'）を満足させようとするれば、スイッチング周波数 f_c を高く設定することが必要となるので、回転同期制御モードによる回転電機 MG の制御が困難となる。このため、本実施形態では、選択可能な制御モードに回転同期制御モードは含まれていない。尚、回転同期制御モードは、回転電機 MG の回転に同期して予め規定された数のパルスを出力する制御モード（例えば、1 パルス制御モードや 5 パルス制御モード等）である。図 9 に示すように、通常の 2 相変調モード（DPWM）に対応する動作点領域よりも高回転数側の動作点領域には、パルス変調モードではなく、弱め界磁制御を伴う 2 相変調モード（DP

WM + AFR) が設定されている。

[0070] 本発明は、上述したような概念に基づいて設計される回転電機駆動装置に広く適用することが可能である。当業者であれば、上述した具体的な実施形態に基づき、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で、適宜改変が可能であることが容易に理解できるであろう。従って、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で改変された別の実施形態も当然ながら、本発明に含まれるものである。

[0071] 例えば、1つの態様として、上述した回転電機MGのパワーに代えて、変調率Mに応じてスイッチング周波数 f_c が可変に設定されてもよい（図14を参照）。即ち、スイッチング周波数 f_c が、制限周波数 f_{lim} 以上の所定周波数からスタートして、変調率Mが大きくなるに従ってステップ的に大きくなるように設定（ $f_{c1}' < f_{c2}' < f_{c3}' < f_{c4}'$ ）されてもよい。尚、変調率Mは、システム電圧 V_{dc} に対する交流電圧指令値の実効値の比率を表す指標であり、ベクトル制御法における2軸の電圧指令値 V_d 、 V_q を用いて、以下の式(7)によって算出される。

[0072] [数7]

$$M = \frac{\sqrt{V_d^2 + V_q^2}}{V_{dc}} \quad \dots(7)$$

[0073] 1つの態様として、例えば図14に示すように、複数の基準値 $M_1 \sim M_3$ （ $M_1 < M_2 < M_3$ ）を用いて、変調率Mに応じた動作領域 $B_1 \sim B_4$ を、回転電機MGのトルク及び回転数に対応付けてマップ化することも可能である。変調率Mに応じてスイッチング周波数 f_c を設定する場合にも、上記（ a' ）～（ d' ）を満足させることが考慮されると好適である。

[0074] また、1つの態様として、回転電機MGのパワー又は変調率Mに応じてスイッチング周波数 f_c を可変に設定するに際して、ステップ的ではなく連続的に変化させてもよい。即ち、スイッチング周波数 f_c が、制限周波数 f_{lim} 以上の所定周波数からスタートして、回転電機MGのパワー又は変調率Mが大きくなるに従って連続的に大きくなるように設定されてもよい。

[0075] また、1つの態様として、スイッチング周波数 f_c の下限周波数 f_{min} を設定するに際して、上記 (c') を考慮することなく、上記 (a') 及び (b') のみを満足させることが考慮されてもよい。この場合、制御装置 8 は、システム電圧 V_{dc} の脈動幅とバッテリー電流 I_b の脈動幅とに応じ、スイッチング周波数 f_c を、回転電機 MG のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する。より詳しくは、制御装置 8 は、システム電圧 V_{dc} の脈動幅とバッテリー電流 I_b の脈動幅とがそれぞれ予め規定された許容幅の範囲内に収まるように、スイッチング周波数 f_c を、回転電機 MG のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する。この場合、可聴域における騒音が生じる場合があるが、少なくともインバータ 10 の IGBT 3 (スイッチング素子) やバッテリー 11 の保護を図ることができる。

[0076] また、上記 (c') を考慮するか否かに拘らず、上記 (a') 及び (b') の内の一方のみが考慮されても良い。すなわち、上記 (a') が考慮される場合には、制御装置 8 は、システム電圧 V_{dc} の脈動幅に応じ、スイッチング周波数 f_c を、回転電機 MG のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する。より詳しくは、制御装置 8 は、システム電圧 V_{dc} の脈動幅が予め規定された許容幅の範囲内に収まるように、スイッチング周波数 f_c を、回転電機 MG のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する。この場合、少なくともインバータ 10 の IGBT 3 (スイッチング素子) の保護を図ることができる。また、上記 (b') が考慮される場合には、制御装置 8 は、バッテリー電流 I_b の脈動幅に応じ、スイッチング周波数 f_c を、回転電機 MG のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する。より詳しくは、制御装置 8 は、バッテリー電流 I_b の脈動幅が予め規定された許容幅の範囲内に収まるように、スイッチング周波数 f_c を、回転電機 MG のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する。この場合、少なくともバッテリー 11 の保護を図ることができる。

[0077] また、上記の実施形態では、スイッチング素子として IGBT 3 を用いる場合を例として説明したが、本発明の構成は、スイッチング素子として Si

C-MOSFETやSiC-SiCなどのSiCデバイスを用いる場合にも非常に適している。すなわち、これらのSiCデバイスは、Siデバイスに比べて、スイッチング損失が少なく、高温でも安定的に動作可能であるため、比較的高いスイッチング周波数としても損失を抑えて安定的に動作させることができるという特性を備えている。そのため、本発明の構成は、このようなSiCデバイスをスイッチング素子として用い、スイッチング周波数として幅広い周波数域を利用する場合に特に好適である。

産業上の利用可能性

[0078] 本発明は、交流の回転電機を駆動制御する回転電機駆動装置に利用することができる。

符号の説明

- [0079] 8 : 制御装置（インバータ制御部）
10 : インバータ
11 : バッテリ（直流電源）
40 : 平滑コンデンサ
100 : 回転電機駆動装置
A : 動作領域
B : 動作領域
I_b : バッテリ電流（電源電流）
I_{d c} : システム電流
I_p : 電流リップル許容幅
M : 変調率
MG : 回転電機
V_{d c} : システム電圧
V_p : 電圧リップル許容幅
f_c : スwitchング周波数
f_{l i m} : 制限周波数

請求の範囲

- [請求項1] 交流の回転電機を駆動制御する回転電機駆動装置であって、
 直流電源と前記回転電機との間に電氣的に介在されて、直流と交流との間で電力を変換するインバータと、
 前記直流電源と前記インバータとの間に電氣的に介在され、前記インバータの直流側の正極と負極との間に接続される平滑コンデンサと、
 、
 前記インバータのスイッチング素子を、予め規定されたスイッチング周波数に従ってスイッチング制御するインバータ制御部と、を備え、
 、
 前記インバータ制御部は、前記インバータの直流側の電圧であるシステム電圧の脈動幅と前記直流電源を流れる電流である電源電流の脈動幅とに応じ、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する回転電機駆動装置。
- [請求項2] 前記インバータ制御部は、前記インバータの直流側の電圧であるシステム電圧の脈動幅と前記直流電源を流れる電流である電源電流の脈動幅とがそれぞれ予め規定された許容幅の範囲内に収まるように、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する請求項1に記載の回転電機駆動装置。
- [請求項3] 交流の回転電機を駆動制御する回転電機駆動装置であって、
 直流電源と前記回転電機との間に電氣的に介在されて、直流と交流との間で電力を変換するインバータと、
 前記直流電源と前記インバータとの間に電氣的に介在され、前記インバータの直流側の正極と負極との間に接続される平滑コンデンサと、
 、
 前記インバータのスイッチング素子を、予め規定されたスイッチング周波数に従ってスイッチング制御するインバータ制御部と、を備え、
 、

前記インバータ制御部は、前記インバータの直流側の電圧であるシステム電圧の脈動幅に応じ、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する回転電機駆動装置。

[請求項4] 前記インバータ制御部は、前記インバータの直流側の電圧であるシステム電圧の脈動幅が予め規定された許容幅の範囲内に収まるように、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する請求項3に記載の回転電機駆動装置。

[請求項5] 交流の回転電機を駆動制御する回転電機駆動装置であって、
直流電源と前記回転電機との間に電氣的に介在されて、直流と交流との間で電力を変換するインバータと、

前記直流電源と前記インバータとの間に電氣的に介在され、前記インバータの直流側の正極と負極との間に接続される平滑コンデンサと、

前記インバータのスイッチング素子を、予め規定されたスイッチング周波数に従ってスイッチング制御するインバータ制御部と、を備え、

前記インバータ制御部は、前記直流電源を流れる電流である電源電流の脈動幅に応じ、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する回転電機駆動装置。

[請求項6] 前記インバータ制御部は、前記直流電源を流れる電流である電源電流の脈動幅が予め規定された許容幅の範囲内に収まるように、前記スイッチング周波数を、前記回転電機のトルク及び回転数の双方に応じて異なる値に設定する請求項5に記載の回転電機駆動装置。

[請求項7] 前記インバータ制御部は、前記回転電機のトルクと回転数とを乗じて算出される回転電機パワー、又は前記インバータの直流側の電圧であるシステム電圧に対する交流電圧指令値の実効値の比率を表す変調率が大きくなるに従って、前記スイッチング周波数を高く設定する請

求項 1 から 6 のいずれか一項に記載の回転電機駆動装置。

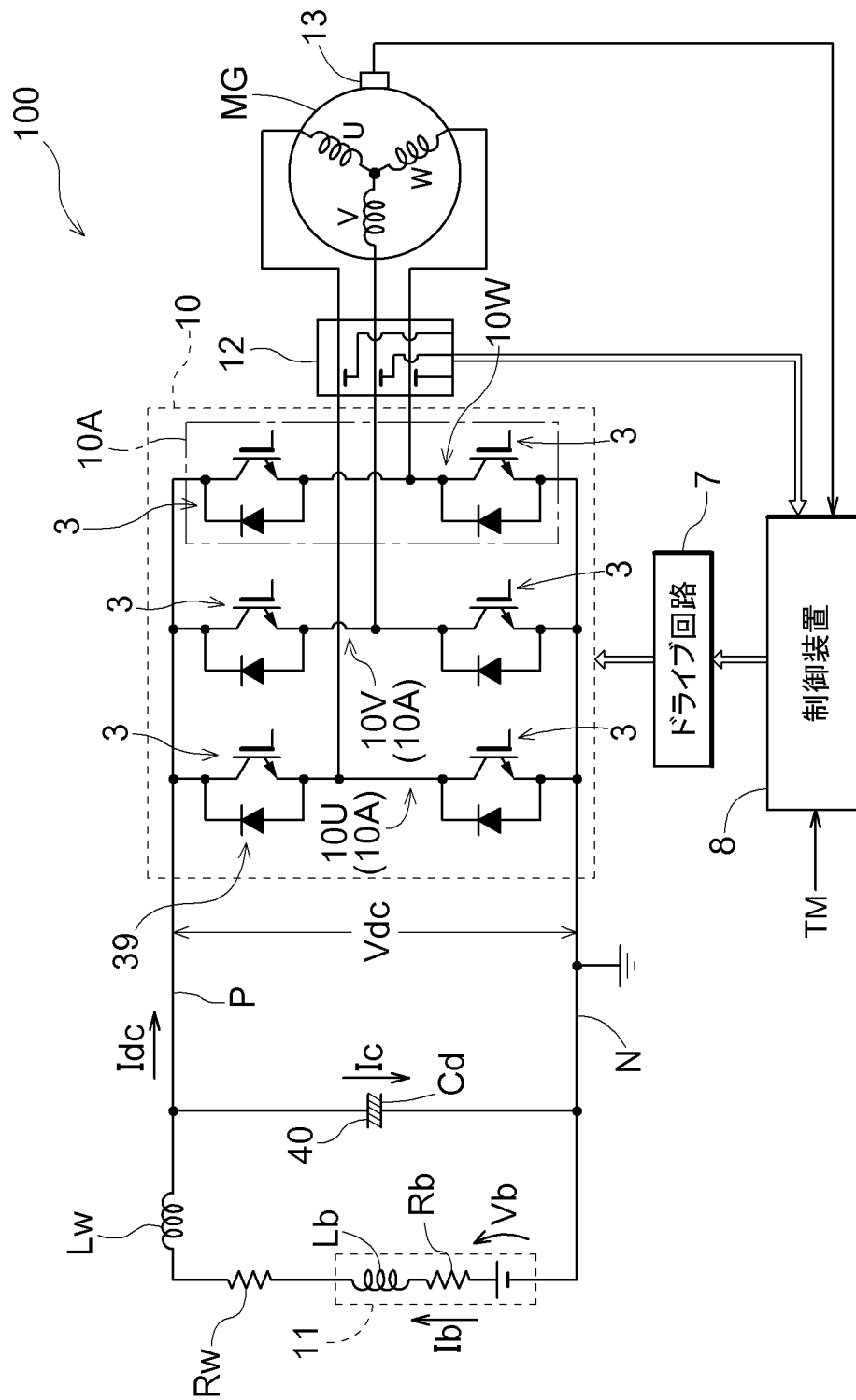
[請求項8] 前記インバータ制御部は、可聴域以上の値に予め規定された制限周波数以上の周波数となるように、かつ、前記インバータの直流側の電圧であるシステム電圧を前記インバータの直流側の電流であるシステム電流で除した直流側電圧ゲインの周波数特性において、前記直流側電圧ゲインの値が最大となる周波数よりも高い周波数となるように、前記スイッチング周波数を設定する請求項 1 から 7 のいずれか一項に記載の回転電機駆動装置。

[請求項9] 前記インバータ制御部は、前記制限周波数以上の周波数となるように、かつ、前記直流側電圧ゲインの周波数特性において、前記直流側電圧ゲインの値が周波数をゼロとしたときの値と同じとなる周波数以上の周波数となるように、前記スイッチング周波数を設定する請求項 8 に記載の回転電機駆動装置。

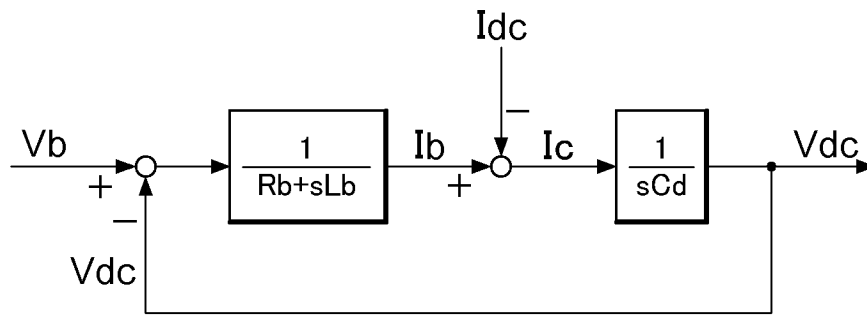
[請求項10] 前記回転電機のトルクと回転数とを乗じて算出されるパワーに応じて複数の動作領域が設定され、

前記インバータ制御部は、前記スイッチング周波数を前記動作領域毎に異なる値に設定する請求項 1 から 9 のいずれか一項に記載の回転電機駆動装置。

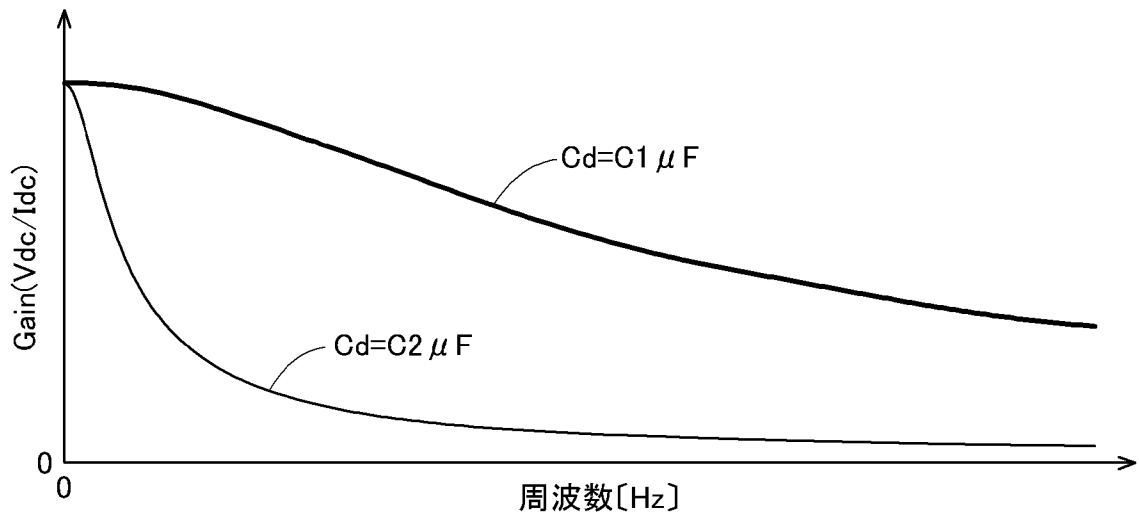
[図1]



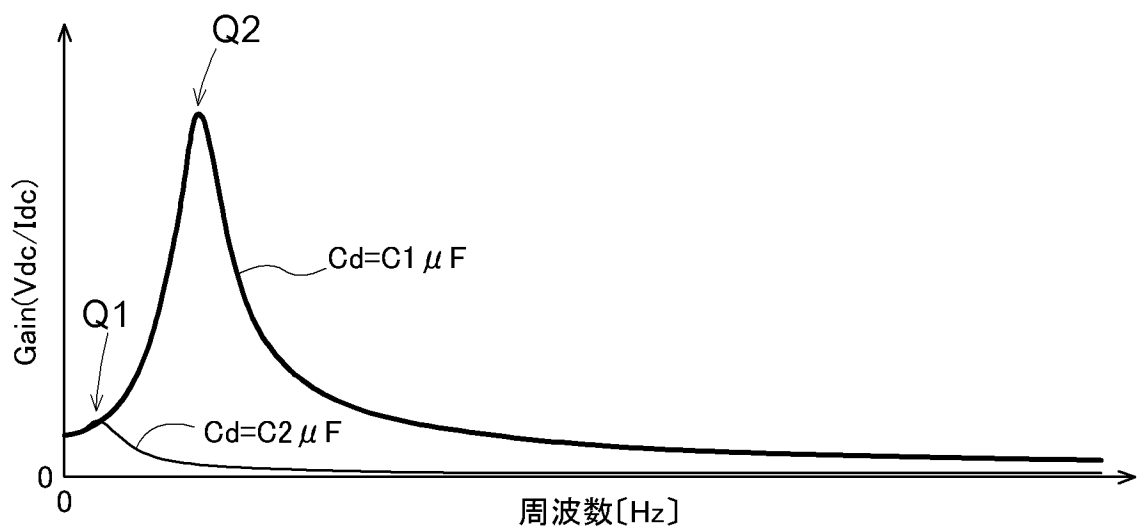
[図2]



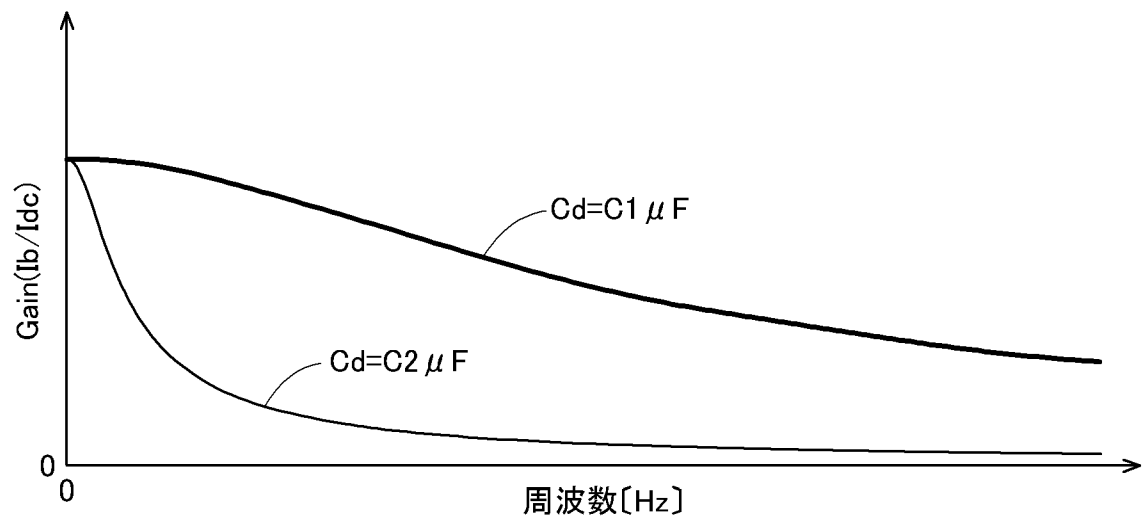
[図3]



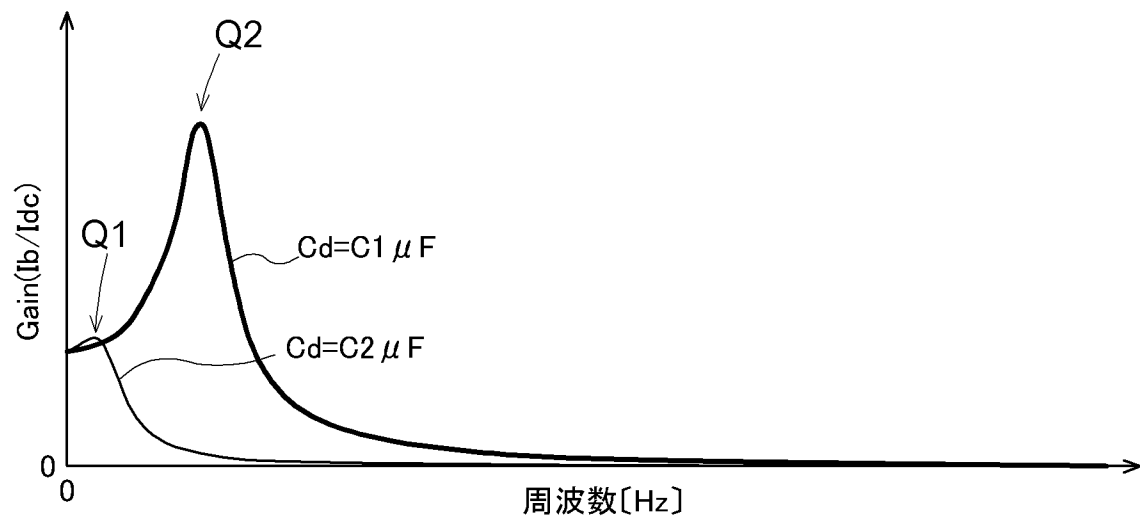
[図4]



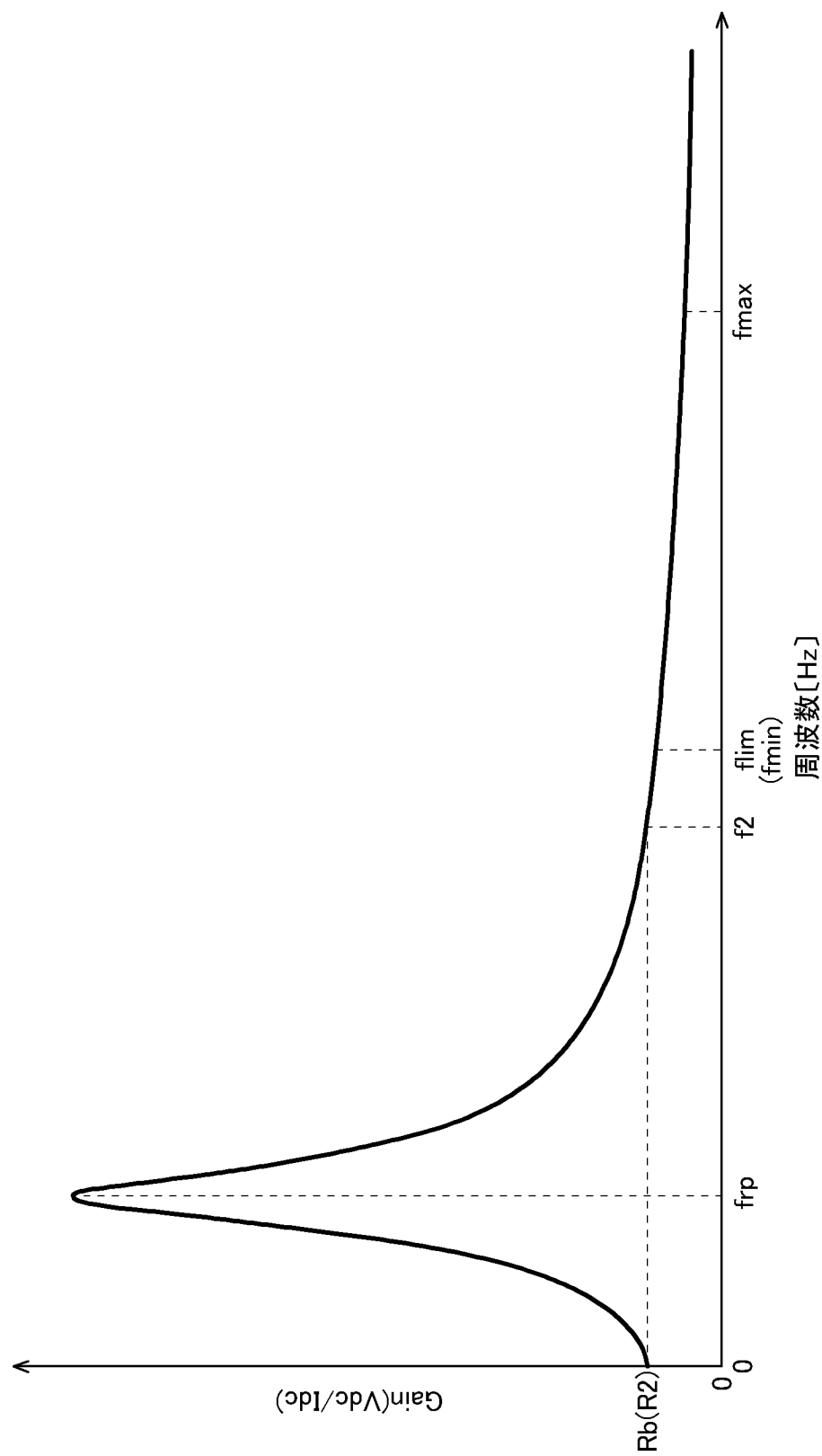
[図5]



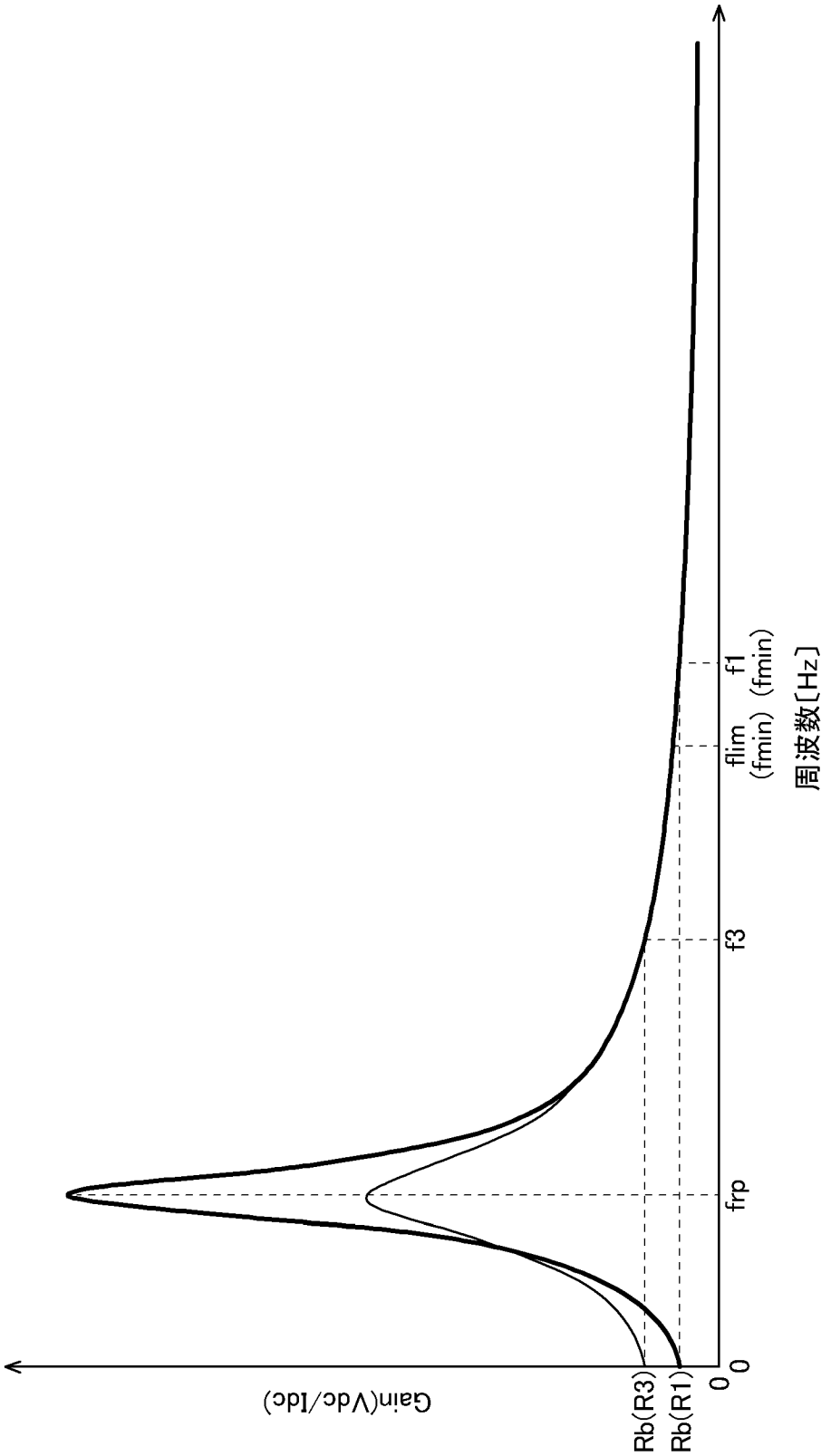
[図6]



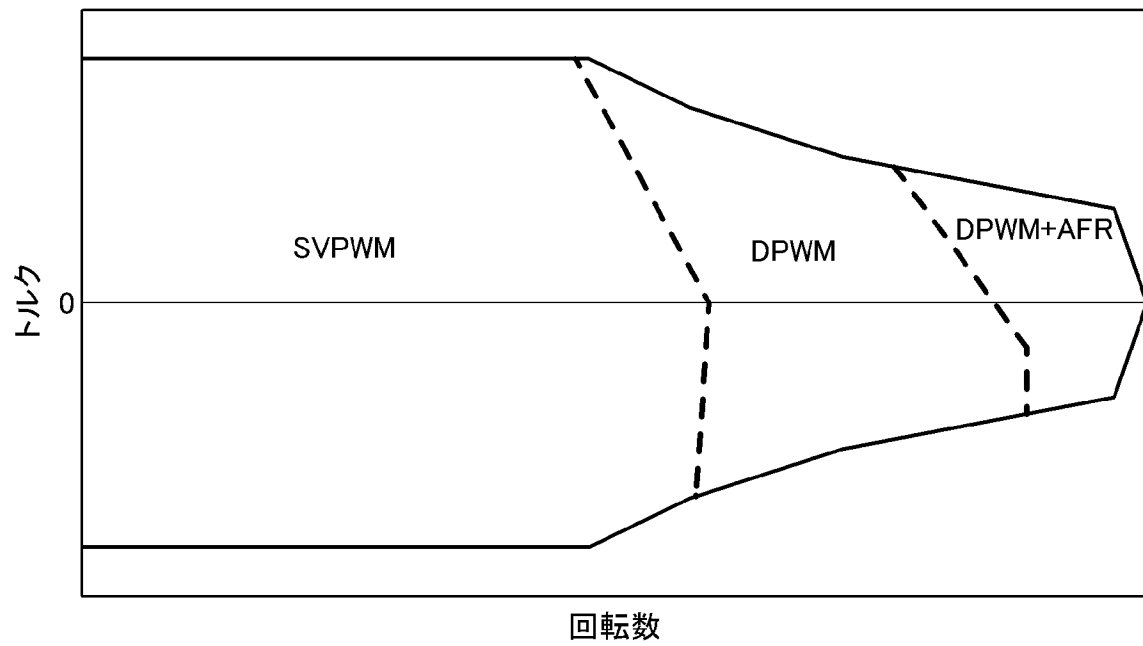
[図7]



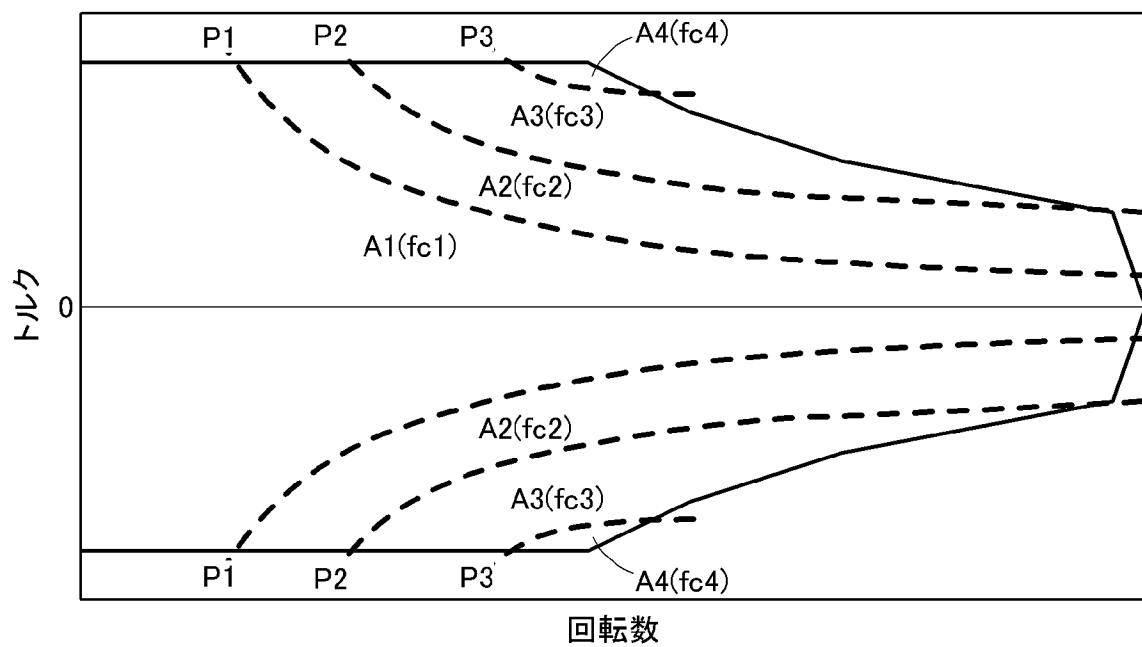
[図8]



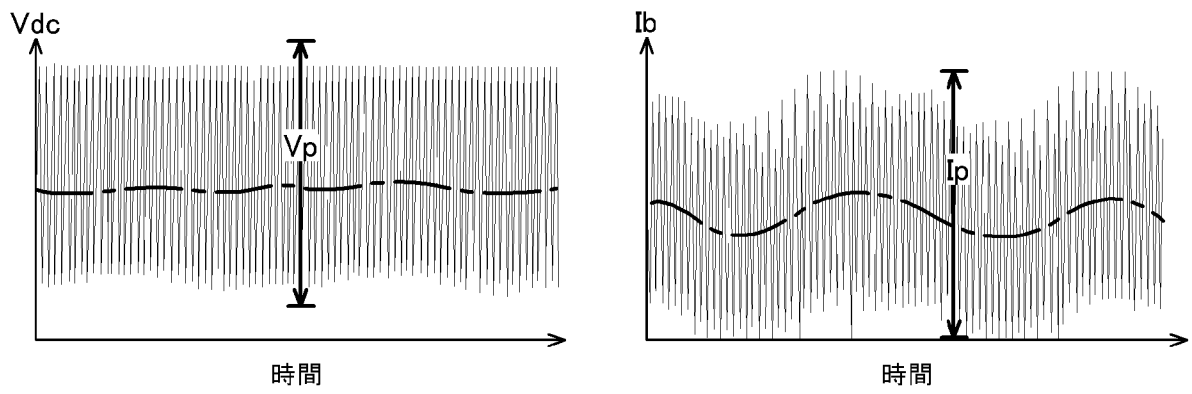
[図9]



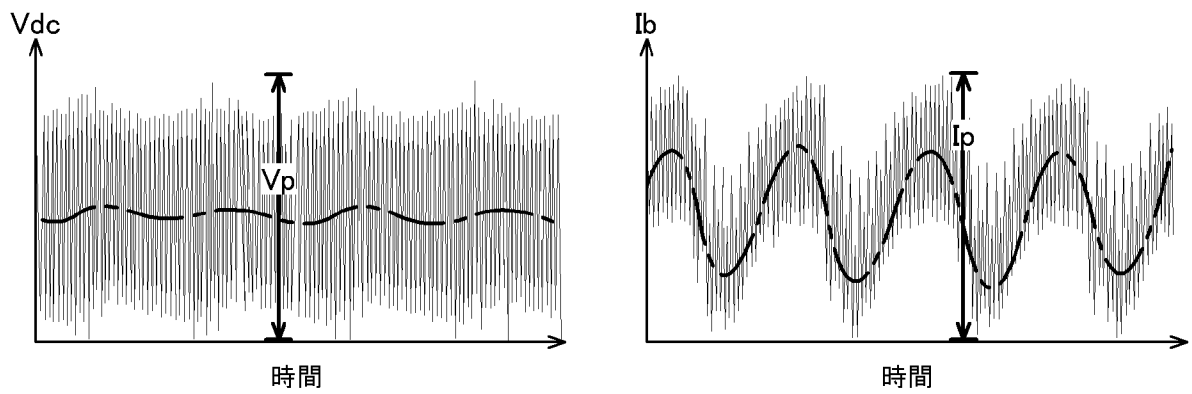
[図10]



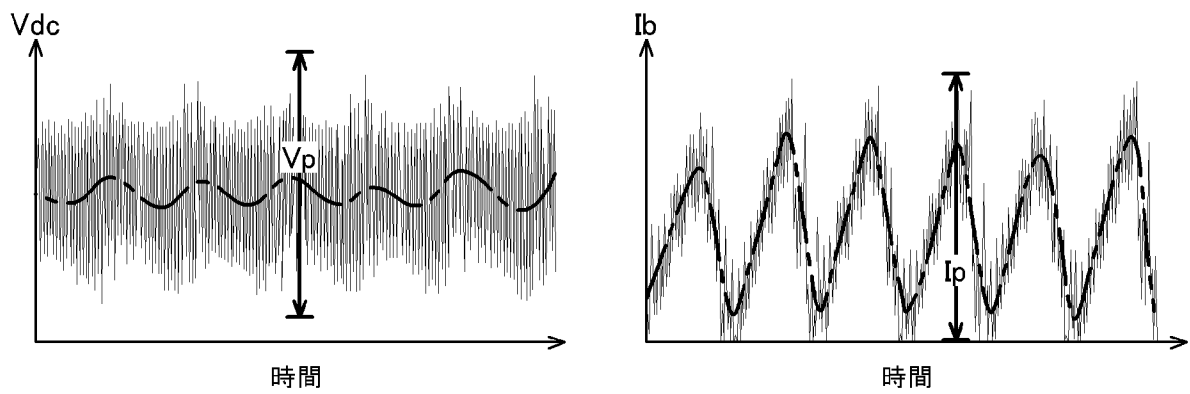
[図11]



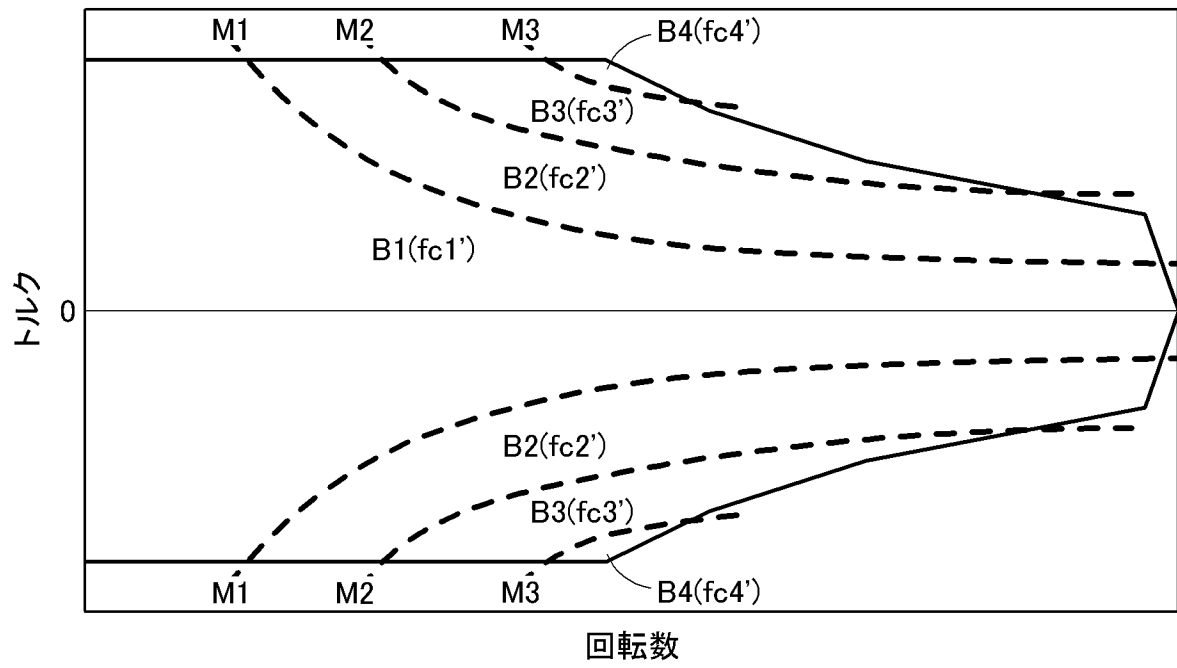
[図12]



[図13]



[図14]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/059145

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P27/06(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)

H02P27/06

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	WO 2011/155013 A1 (Toyota Motor Corp.), 15 December 2011 (15.12.2011), paragraphs [0019] to [0057]; fig. 1 to 5 & US 2013/0169206 A1 & EP 2579452 A1 & CN 102934355 A	1-10
Y	JP 2013-027149 A (Panasonic Corp.), 04 February 2013 (04.02.2013), paragraphs [0018] to [0023]; fig. 1, 3 (Family: none)	1-10
Y	WO 2009/001738 A1 (Toyota Motor Corp.), 31 December 2008 (31.12.2008), page 12, line 11 to page 15, line 16; fig. 5 to 7 & US 2010/0164416 A1 & EP 2161828 A1 & CN 101689828 A	2, 4, 6

☐ 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
05 June, 2014 (05.06.14)

Date of mailing of the international search report
17 June, 2014 (17.06.14)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P27/06(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. H02P27/06

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	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2014年
日本国実用新案登録公報	1996-2014年
日本国登録実用新案公報	1994-2014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	WO 2011/155013 A1（トヨタ自動車株式会社）2011.12.15, 段落 [0019] - [0057]、[図1] - [図5] & US 2013/0169206 A1 & EP 2579452 A1 & CN 102934355 A	1-10
Y	JP 2013-027149 A（パナソニック株式会社）2013.02.04, 段落【0018】 - 【0023】、【図1】、【図3】 （ファミリーなし）	1-10

☒ 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

05.06.2014

国際調査報告の発送日

17.06.2014

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）

宮崎 基樹

3V

3424

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
Y	WO 2009/001738 A1 (トヨタ自動車株式会社) 2008. 12. 31, 第 1 2 頁第 1 1 行ー第 1 5 頁第 1 6 行、F I G. 5ー7 & US 2010/0164416 A1 & EP 2161828 A1 & CN 101689828 A	2, 4, 6