(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2016 年 10 月 27 日(27.10.2016)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2016/170822 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01) *H02J 3/36* (2006.01)
H02J 1/00 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2016/053799

(22) 国際出願日: 2016 年 2 月 9 日(09.02.2016)

(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 2015-088148 2015 年 4 月 23 日(23.04.2015) JP

(71) 出願人: 株式会社 東芝 (KABUSHIKI KAISHA TOSHIBA) [JP/JP]; 〒1058001 東京都港区芝浦一丁目１番１号 Tokyo (JP).

(72) 発明者: 木下 喜仁 (KINOSHITA, Yoshihito); 〒1058001 東京都港区芝浦一丁目１番１号 株式会社 東芝 知的財産室内 Tokyo (JP). 野呂 康宏 (NORO, Yasuhiro); 〒1058001 東京都港区芝浦一丁目１番１号 株式会社 東芝 知的財産室内 Tokyo (JP). 直井 伸也 (NAOI, Shinya); 〒1058001 東京都港区芝浦一丁目１番１号 株式会社 東芝 知的財産室内 Tokyo (JP). 王 冕 (WANG, Mian); 〒1058001 東京都港区芝浦一丁目１番１号 株式会社 東芝 知的財産室内 Tokyo (JP). 田村 裕治 (TAMURA, Yuuji); 〒1058001 東京都港区芝浦一丁目１番１号 株式会社 東芝 知的財産室内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 木内 光春 (KIUCHI, Mitsuharu); 〒1050003 東京都港区西新橋１丁目６番１３号虎ノ門吉荒ビルディング５階 Tokyo (JP).

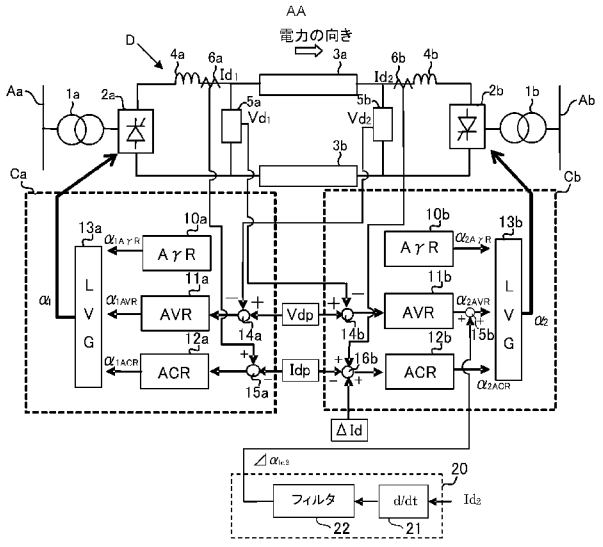
(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[続葉有]

(54) **Title**: CONTROL DEVICE FOR POWER CONVERTER

(54) 発明の名称 : 電力変換器の制御装置



22 Filter
AA Direction of power

(57) **Abstract**: Provided is a control device for a power converter with which oscillation is suppressed and DC power transmission is stabilized rapidly when DC current oscillates. This control device Cb is for a power converter 2b which, among two power converters 2a and 2b connected via a DC line 3a, is a reverse converter for converting DC power to AC power. This control device is equipped with: a constant margin-angle control circuit 10b for performing control such that the margin angle of the power converter is constant; a constant voltage control circuit 11b for performing control such that the DC voltage of the DC line 3a achieves a prescribed DC voltage reference value; a constant current control circuit 12b that performs control such that the DC current of the DC line 3a achieves a prescribed DC current reference value; an oscillation suppression circuit 20 for outputting a differential value of the DC current at the end of the reverse converter; an adder 15b for adding the output from the constant voltage control circuit 11b and the output from the oscillation suppression circuit 20; and a minimum value selection circuit 13b for selecting the minimum value from the output from the constant margin-angle control circuit 10b, the output from the adder 15b, and the output from the constant current control circuit 12b, and setting that value as the control angle of the power converter 2b.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2016/170822 A1

添付公開書類:

— 国際調査報告（条約第 21 条(3)）

直流電流が振動した場合に、速やかに振動を抑制し直流送電を安定化させる電力変換器の制御装置を提供する。直流線路３ａを介して接続される２つの電力変換器２ａ，２ｂのうち、直流電力を交流電力に変換する逆変換器である電力変換器２ｂの制御装置Ｃｂであって、電力変換器の余裕角が一定となるように制御する定余裕角制御回路１０ｂと、直流線路３ａの直流電圧が所定の直流電圧基準値となるように制御する定電圧制御回路１１ｂと、直流線路３ａの直流電流が所定の直流電流基準値となるように制御する定電流制御回路１２ｂと、逆変換器端の直流電流の微分値を出力する振動抑制回路２０と、定電圧制御回路１１ｂの出力と、振動抑制回路２０の出力と、を加算する加算器１５ｂと、定余裕角制御回路１０ｂの出力と、加算器１５ｂの出力と、定電流制御回路１２ｂの出力と、から最小値を選択し、電力変換器２ｂの制御角とする最小値選択回路１３ｂと、を備える。

明　細　書

発明の名称 ： 電力変換器の制御装置

技術分野

[0001] 本発明の実施形態は、直流送電等に適用される電力変換器の制御装置に関する。

背景技術

[0002] 直流送電設備においては、２台の電力変換器が変圧器を介してそれぞれの交流系統に接続されている。２台の電力変換器は、それぞれ順変換器と逆変換器を構成しており、直流リアクトルと直流線路を介して互いに接続される。以上の構成により、一方の交流系統からの交流電力は順変換器により直流電力に変換され、直流リアクトルと直流線路を介して送電される。送電された直流電力は、逆変換器により交流電力に変換される。

[0003] 直流送電において、直流送電の直流回路の電流が制御不安定等により振動することがある。そのため、電力変換器の制御装置には、直流電流の振動を抑制する回路が設けられている。例えば系統故障などにより順変換器側の直流電流に振動が発生した場合、振動抑制回路により、振動成分の大きさを検出し、入力された直流電流の振動に対して、位相が反転した直流電流の振動を発生させて振動を打ち消す方式が提案されている。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開平０９－０４６８９７号公報

非特許文献

[0005] 非特許文献1：町田武彦、「直流送電光学」、東京電気大学出版局、１９９９年１月３０日、ｐ．１５１－１５４

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 近年、直流送電の送電距離の長距離化に伴い、直流線路である送電ケーブ

ルも長距離化している。直流線路が海中にある場合には、送電距離に応じて直流線路の静電容量が大きくなる。上記の通り、直流送電の直流回路は直流リアクトルと直流線路等で構成される。ここで、直流線路の静電容量が増加した場合、直流リアクトルと送電ケーブルの静電容量に起因する直流回路の共振周波数が低下する。この共振周波数が、直流送電の通常運用時に動作する周波数付近まで低下した場合、直流電流が共振の影響を受けて、振動的になり不安定になる可能性があった。

[0007] 従来の直流送電設備では、制御において、逆変換器側の直流電流を考慮していない。そのため、従来の電力変換器を長距離送電に適用した場合、系統故障や直流電流設定値のステップ変化などにより急峻に直流電流が変化すると、直流回路の共振が励起されて、逆変換器側の直流電流が振動して直流回路が不安定化する可能性があった。

[0008] 本発明の実施形態は、上記のような従来技術の問題点を解決するために提案されたものである。その目的は、直流電流が振動した場合に、速やかに振動を抑制し直流送電を安定化させる電力変換器の制御装置を提供することである。

課題を解決するための手段

[0009] 上記のような目的を達成するための実施形態の電力変換器の制御装置は、直流線路を介して接続される２つの電力変換器のうち、直流電力を交流電力に変換する逆変換器である電力変換器の制御装置であって、前記電力変換器の余裕角が一定となるように制御する定余裕角制御回路と、前記直流線路の直流電圧が所定の直流電圧基準値となるように制御する定電圧制御回路と、前記直流線路の直流電流が所定の直流電流基準値となるように制御する定電流制御回路と、前記逆変換器端の直流電流の微分値を出力する振動抑制回路と、前記定電圧制御回路の出力と、前記振動抑制回路の出力と、を加算する加算器と、前記定余裕角制御回路の出力と、前記加算器の出力と、前記定電流制御回路の出力と、から最小値を選択し、前記電力変換器の制御角とする最小値選択回路と、を備えることを特徴とする

図面の簡単な説明

[0010] [図1]第１の実施形態の電力変換器の制御装置の構成の一例を示すブロック図である。

[図2]第２の実施形態の電力変換器の制御装置の構成の一例を示すブロック図である。

[図3]直流系統の等価回路を示す回路図である。

[図4]第３の実施形態の電力変換器の制御装置の構成の一例を示すブロック図である。

発明を実施するための形態

[0011] ［第１の実施形態］

［１．構成］

（電力系統）

以下、本発明の第１の実施形態について、図面を参照して説明する。図１は、本実施形態の電力変換器の制御装置の構成の一例を示すブロック図である。まず、電力変換器の制御装置が適用される電力系統の概要を説明する。電力系統は、交流系統Ａａ，Ａｂ、および直流系統Ｄを含む。

[0012] 交流系統Ａａ，Ａｂは、交流電力を供給する電力系統であり、交流系統Ａａが送電側、交流系統Ａｂが受電側となっている。なお、交流系統Ａａ，Ａｂは、いずれも送電側または受電側となることができる。交流系統Ａａ，Ａｂは、電源や負荷、交流線路等の設備を含む。交流系統Ａａには変圧器１ａが、交流系統Ａｂには変圧器１ｂがそれぞれ接続されている。

[0013] 直流系統Ｄは、直流電力を供給する電力系統であり、一端が変圧器１ａを介して交流系統Ａａに接続されている。他端は変圧器１ｂを介して交流系統Ａｂに接続されている。直流系統Ｄには、直流送電設備が設けられている。変圧器１ａ，１ｂは、後述する電力変換器２ａ，２ｂへ電圧を供給する変換器用変圧器である。

[0014] （直流送電設備）

直流送電設備は、交流系統Ａａ，Ａｂおよび直流系統Ｄの連系を行う設備

である。直流送電設備は、電力変換器２ａ，２ｂ、直流線路３ａ，３ｂ、直流リアクトル４ａ，４ｂ、電圧検出器５ａ，５ｂ、電流検出器６ａ，６ｂを含む。電力変換器２ａ、２ｂは、半導体素子としてサイリスタを用いた他励式変換器である。電力変換器２ａは制御装置Ｃａに接続され、電力変換器２ｂは制御装置Ｃｂに接続されている。

[0015] 電力変換器２ａは順変換器であり、変圧器１ａを介して交流系統Ａａに接続されている。電力変換器２ａは、制御装置Ｃａからの点弧信号に応じてサイリスタをオンすることにより、交流電力を直流電力に変換する。また、電力変換器２ｂは逆変換器であり、変圧器１ｂを介して交流系統Ａｂに接続されている。電力変換器２ｂは、制御装置Ｃｂからの点弧信号に応じてサイリスタをオンすることにより、直流電力を交流電力に変換する。なお、電力の流れを逆にする場合は、電力変換器２ａを逆変換器、電力変換器２ｂを順変換器とすれば良い。

[0016] 電力変換器２ａと電力変換器２ｂは、直流線路３ａ、３ｂを介して接続されている。直流リアクトル４ａは、直流線路３ａにおいて、電力変換器２ａの直流側に設けられている。直流リアクトル４ｂは、直流線路３ａにおいて、電力変換器２ｂの直流側に設けられている。直流リアクトル４ａ，４ｂは、直流電流の平滑化を行うとともに、直流渦電流を抑制する平滑化リアクトルである。以上の構成により、電力変換器２ａにおいて変換された直流電力は、直流リアクトル４ａにて平滑化されて、直流線路３ａ、３ｂを送電され、再度直流リアクトル４ｂにて平滑化され電力変換器２ｂにて交流電力に変換される。

[0017] 電圧検出器５ａ，５ｂは、直流線路３ａの両端の直流電圧を検出するセンサである。電圧検出器５ａは、直流線路３ａの電力変換器２ａ側の端部と、直流リアクトル４ａの間に設けられている。電圧検出器５ａで検出された直流電圧$Ｖｄ_1$は、制御装置Ｃｂへ出力される。電圧検出器５ｂは、直流線路３ａの電力変換器２ｂ側の端部と、直流リアクトル４ｂの間に設けられている。電圧検出器５ｂで検出された直流電圧$Ｖｄ_2$は、制御装置Ｃａへ出力される

。

[0018] 電流検出器６ａ，６ｂは、直流線路３ａの両端の直流電流を検出するセンサである。電流検出器６ａは、直流線路３ａの電力変換器２ａ側の端部と、直流リアクトル４ａの間に設けられている。電流検出器６ａで検出された直流電流Ｉｄ$_1$は、制御装置Ｃａへ出力される。電流検出器６ｂは、直流線路３ａの電力変換器２ｂ側の端部と、直流リアクトル４ｂの間に設けられている。電流検出器６ｂで検出された直流電流Ｉｄ$_2$は、制御装置Ｃｂへ出力される。

[0019] （電力変換器の制御装置）

次に電力変換器２ａ，２ｂの制御装置Ｃａ，Ｃｂの構成について詳細に説明する。まず、制御装置Ｃａは、電力変換器２ａを制御する装置であり、定余裕角制御回路１０ａ、定電圧制御回路１１ａ、定電流制御回路１２ａ、最小値選択回路１３ａを有する。制御装置Ｃｂは、電力変換器２ｂを制御する装置であり、定余裕角制御回路１０ｂ、定電圧制御回路１１ｂ、定電流制御回路１２ｂ、最小値選択回路１３ｂを有する。すなわち、電力変換器２ａ，２ｂは、基本的には同様の構成を有している。

[0020] また、制御装置Ｃａは、加算器１４ａ，１５ａを有する。制御装置Ｃｂは、加算器１４ｂ，１５ｂ，１６ｂを有する。各加算器は、図１中に示す極性で入力された値を加算する演算部である。なお、極性にマイナスが含まれる場合には、加算器を減算器と捉えることもできる。

[0021] （制御装置Ｃａ）

定余裕角制御回路１０ａは、転流動作に必要な余裕角を保つための制御角を演算する回路である。電力変換器２ａは他励式変換器であるため、変換器の余裕角が減少すると、転流失敗が発生しやすくなる。そこで、定余裕角制御回路１０ａにより、逆変換器運転中において、余裕角を確保し、変換器の転流失敗を防止するための制御が行われる。定余裕角制御回路１０ａが算出した制御角$\alpha_{1A\gamma R}$は、最小値選択回路１３ａに出力される。

[0022] 定電圧制御回路１１ａは、直流電圧Ｖｄ$_2$を一定に保つ制御を行う回路であ

る。定電圧制御回路１１ａには、電圧検出器５ｂで検出された直流電圧$Ｖｄ_2$と、予め設定されている直流電圧基準値Ｖｄｐとが、加算器１４ａで加算された値が入力される。加算器１４ａは、直流電圧基準値Ｖｄｐに対する直流電圧$Ｖｄ_2$の差分を算出する。定電圧制御回路１１ａは、直流電圧基準値Ｖｄｐの値となるように、直流電圧$Ｖｄ_2$を制御する。定電圧制御回路１１ａが算出した制御角α_{1AVR}は、最小値選択回路１３ａに出力される。

[0023] 定電流制御回路１２ａは、直流電流$Ｉｄ_1$を一定に保つ制御を行う回路である。定電流制御回路１２ａには、電流検知器６ａで検出された直流電流$Ｉｄ_1$と、予め設定されている直流電流基準値Ｉｄｐとが、加算器１５ａで加算された値が入力される。加算器１５ａは、直流電流$Ｉｄ_1$に対する直流電流基準値Ｉｄｐの差分を算出する。定電流制御回路１２ａは、直流電流基準値Ｉｄｐの値となるように、直流電流$Ｉｄ_1$を制御する。定電流制御回路１２ａが算出した制御角α_{1ACR}は、最小値選択回路１３ａに出力される。

[0024] 最小値選択回路１３ａは、例えば複数の数値を比較して、数値の大小を判定する回路である。最小値選択回路１３ａには、定余裕角制御回路１０ａ、定電圧制御回路１１ａ、定電流制御回路１２ａから入力された制御角のうち、最も小さな値を選択する。最小値選択回路１３ａの出力α_1は、電力変換器２ａのゲートパルスの位相制御角であり、電力変換器２ａはこの制御角に基づいて制御される。

[0025] （制御装置Ｃｂ）

定余裕角制御回路１０ｂは、転流動作に必要な余裕角を保つための制御角を演算する回路である。電力変換器２ｂは他励式変換器であるため、変換器の余裕角が減少すると、転流失敗が発生しやすくなる。そこで、定余裕角制御回路１０ｂにより、逆変換器運転中において、余裕角を確保し、変換器の転流失敗を防止するための制御が行われる。定余裕角制御回路１０ｂが算出した制御角$\alpha_{2A\gamma R}$は、最小値選択回路１３ｂに出力される。

[0026] 定電圧制御回路１１ｂは、直流電圧$Ｖｄ_1$を一定に保つ制御を行う回路である。定電圧制御回路１１ｂには、電圧検出器５ａで検出された直流電圧$Ｖｄ_1$

と、予め設定されている直流電圧基準値Ｖｄｐとが、加算器１４ｂで加算された値が入力される。加算器１４ｂは、直流電圧基準値Ｖｄｐに対する直流電圧$Ｖｄ_1$の差分を算出する。定電圧制御回路１１ｂは、直流電圧基準値Ｖｄｐの値となるように、直流電圧$Ｖｄ_1$を制御する。定電圧制御回路１１ｂが算出した制御角α_{2AvR}は、加算器１５ｂに出力される。加算器１５ｂには、後述する振動抑制回路２０の出力$\Delta\alpha_{Id2}$も入力される。加算器１５ｂは、定電圧制御回路１１ｂの制御角α_{2AvR}と振動抑制回路２０の出力$\Delta\alpha_{Id2}$を加算し、最小値選択回路１３ｂに出力する。

[0027] なお、振動抑制回路２０の出力$\Delta\alpha_{Id2}$は、加算器１４ｂに入力する構成としても良い。加算器１４ｂを用いる場合には、定電圧制御回路１１ｂの逆特性、すなわち定電圧制御回路１１ｂを構成する伝達関数の逆数を適用し、加算器１５ｂに入力した場合と同じ特性となるようにする。

[0028] 定電流制御回路１２ｂは、直流電流$Ｉｄ_2$を一定に保つ制御を行う回路である。定電流制御回路１２ｂには、電流検知器６ｂで検出された直流電流$Ｉｄ_2$と、予め設定されている直流電流基準値Ｉｄｐと、電流マージンΔＩｄが、加算器１６ｂで加算された値が入力される。加算器１６ｂは、直流電流$Ｉｄ_2$に対する直流電流基準値Ｉｄｐの差分に、電流マージンΔＩｄを加算する。定電流制御回路１２ｂは、直流電流基準値Ｉｄｐの値となるように、直流電流$Ｉｄ_2$を制御する。定電流制御回路１２ｂが算出した制御角α_{2ACR}は、最小値選択回路１３ｂに出力される。

[0029] 最小値選択回路１３ｂは、例えば複数の数値を比較して、数値の大小を判定する回路である。最小値選択回路１３ｂには、定余裕角制御回路１０ｂ、加算器１５ｂ、定電流制御回路１２ｂから入力された制御角のうち、最も小さな値を選択する。この最小値選択回路１３ｂの出力α_2は、電力変換器２ｂのゲートパルスの位相制御角であり、電力変換器２ｂはこの制御角に基づいて制御される。

[0030] （振動抑制回路）

振動抑制回路２０は、直流電流に含まれる振動を抑制する回路であり、近

似微分値算出回路２１と、フィルタ回路２２とを有する。近似微分値算出回路２１には、直流電流Ｉｄ$_2$が入力される。近似微分値算出回路２１は、直流電流Ｉｄ$_2$の微分値ｄ（Ｉｄ$_2$）／ｄｔを算出する回路である。算出された微分値ｄ（Ｉｄ$_2$）／ｄｔは、フィルタ回路２２に入力される。

[0031] フィルタ回路２２は、所定の範囲の周波数帯のみを通過させる回路である。フィルタ回路２２は、直流電流Ｉｄ$_2$の振動を抑制したい周波数帯のみを通過させるように構成されている。フィルタ回路２２は、例えば、コイルやリアクトルおよびコンデンサを含む回路により構成できる。

[0032] フィルタ回路２２は、入力された微分値ｄ（Ｉｄ$_2$）／ｄｔに適用され、直流電流Ｉｄ$_2$の振動を抑制したい周波数帯の微分値ｄ（Ｉｄ$_2$）／ｄｔを通過させる。フィルタ回路２２の出力Δαｄ$_2$は、加算器１５ｂに出力される。上述の通り、加算器１５ｂは、定電圧制御回路１１ｂと振動抑制回路２０の出力を加算し、最小値選択回路１３ｂに出力する。

[0033] ［２．動作］

本実施形態の電力変換器の制御装置の動作について、図１を参照して説明する。

（定常動作時）

上記の通り本実施形態では交流系統Ａａが送電側、交流系統Ａｂが受電側となっており、電力変換器２ａが順変換器として動作し、電力変換器２ｂが逆変換器として動作する。この場合、制御装置Ｃａにおいては、定余裕角制御回路１０ａと定電圧制御回路１１ａの出力よりも、定電流制御回路１２ａの制御角が小さくなる。よって、最小値選択回路１３ａは、定電流制御回路１２ａの制御角を出力する。電力変換器２ａは、定電流制御回路１２ａの制御角に基づいて、直流電流Ｉｄ$_1$を一定に保つ定電流動作を行う。

[0034] また、制御装置Ｃｂにおいては、交流系統Ａｂの交流電圧が定格値近傍である場合、定余裕角制御回路１０ｂと定電流制御回路１２ｂの出力よりも、定電圧制御回路１１ｂの制御角が小さくなる。直流電流Ｉｄ$_2$に振動がない場合、振動抑制回路２０の近似微分値算出回路２１では、直流電流Ｉｄ$_2$の微分

値ｄ（Ｉｄ$_2$）／ｄｔはほぼゼロとなるため、フィルタ回路２２の出力ΔαＩｄ$_2$もほぼゼロとなる。よって、加算器１５ｂにおいて電圧制御回路１１ｂの出力に振動抑制回路２０の出力ΔαＩｄ$_2$を加算しても値は大きく変わらない。そのため、最小値選択回路１３ｂは、定電圧制御回路１１ｂの制御角を出力する。電力変換器２ｂは、定電圧制御回路１１ｂの制御角に基づいて、直流電圧Ｖｄ$_1$を一定に保つ定電圧動作を行う。

[0035]（振動発生時）

一方、直流電流Ｉｄ$_2$に振動が生じた場合、微分値ｄ（Ｉｄ$_2$）／ｄｔは振動に応じた値となるため、振動抑制回路２０の出力Δα$_{Id2}$が加算器１５ｂにおいて電圧制御回路１１ｂの出力α$_{2AVR}$に加算されることとなる。ここで、電圧制御回路１１ｂの出力α$_{2AVR}$に振動抑制回路２０の出力Δα$_{Id2}$を加算した電力変換器２ｂの制御角α$_2$と、電力変換器２ｂの直流電圧Ｖｄ$_2$とには、数１に示す関係がある。数１において、Ｖａｃ$_2$は交流系統Ａｂの母線電圧、Ｘ$_2$は変圧器１ｂのリアクタンスであり、電力変換器２ｂの制御角はα$_2$＞π／２である。

[0036] [数1]

$$\mathrm{Vd}_2 = -\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{ac2} \cos\alpha_2 - \frac{3}{\pi} X_2 Id_2\right)$$

[0037] 振動抑制回路２０の出力Δα$_{Id2}$は、直流電圧Ｉｄ$_2$の振動波形が増加傾向にある場合には、Δα$_{Id2}$＞０となる。よって、数１の制御角α$_2$を増加させるため、直流電圧Ｖｄ$_2$が大きくなるように作用する。また、直流電流Ｉｄ$_2$の大きさは直流電圧Ｖｄ$_1$－直流電圧Ｖｄ$_2$に依存するため、直流電圧Ｖｄ$_2$が大きくなることで直流電流Ｉｄ$_2$が減少する。

[0038] 一方、振動抑制回路２０の出力Δα$_{Id2}$は、直流電流Ｉｄ$_2$の振動波形が減少傾向にある場合には、Δα$_{Id2}$＜０となる。よって、数１の制御角α$_2$を減少させるため、直流電圧Ｖｄ$_2$は小さくなり、直流電流Ｉｄ$_2$が増加するように作用する。このように、振動抑制回路２０の出力Δα$_{Id2}$は、振動波形が増加傾向にある場合には直流電流Ｉｄ$_2$を減少させ、振動波形が減少傾向にある

場合には直流電流Ｉｄ$_2$を増加させるように変化させる。このように定電圧制御回路１１ｂの出力に、直流電流Ｉｄ$_2$の逆位相成分を含めることで、振動が相殺される。

[0039] ［３．作用効果］

以上のような本実施形態の作用効果は以下のとおりである。

（１）直流線路３ａを介して接続される２つの電力変換器２ａ，２ｂのうち、直流電力を交流電力に変換する逆変換器である電力変換器２ｂの制御装置Ｃｂであって、電力変換器２ｂの余裕角が一定となるように制御する定余裕角制御回路１０ｂと、直流線路３ａの直流電圧が所定の直流電圧基準値となるように制御する定電圧制御回路１１ｂと、直流線路３ａの直流電流が所定の直流電流基準値となるように制御する定電流制御回路１２ｂと、逆変換器端の直流電流の微分値を出力する振動抑制回路２０と、定電圧制御回路１１ｂの出力と、振動抑制回路２０の出力と、を加算する加算器１５ｂと、定余裕角制御回路１０ｂの出力と、加算器１５ｂの出力と、定電流制御回路１２ｂの出力と、から最小値を選択し、電力変換器２ｂの制御角とする最小値選択回路１２ｂと、を備える。

[0040] 以上の構成により、振動抑制御回路２０により、電力変換器２ｂでの直流電流Ｉｄ$_2$に近似微分とフィルタを適用して求めた出力Δα$_{Id2}$が、定電圧制御回路１１ｂの出力に印加される。直流電流Ｉｄ$_2$の振動時には、電力変換器２ｂにより定電圧制御を行いながら直流電流Ｉｄ$_2$の振動に対して、直流電流Ｉｄ$_2$が逆に振動するように直流電圧Ｖｄ$_2$を変化させる。すなわち、直流電流Ｉｄ$_2$の変動分の逆位相成分を定電圧制御の入力に印加する。従って、直流電流Ｉｄ$_2$が振動した場合に、速やかに振動を抑制し直流送電を安定化させることができる。

[0041] （２）振動抑制回路２０は、逆変換器端の直流電流の微分値を算出する近似微分値算出回路２１と、逆変換器端の直流電流において、振動を抑制したい周波数帯の微分値を出力するフィルタ回路２２と、を備える。近似微分値算出回路２１が算出した微分値を定電圧制御回路１１ｂに加算することで、ダ

ンピングの性能があがり、振動が減衰しやすくなる。

[0042] ［第２の実施形態］

［１．構成］

第２の実施形態の電力変換器の制御装置の構成は、基本的には第１の実施形態と同じである。ただし、本実施形態の電力変換器の制御装置では、図２に示す通り、電力変換器２ａの制御装置Ｃａにおいて、定電流制御回路１２ａが算出した制御角α_{1ACR}は、加算器１６ａに出力される。加算器１６ａには、後述する振動抑制回路２０の出力$\Delta\alpha_{Id2}$’も入力される。加算器１６ａは、定電流制御回路１２ａの制御角α_{1ACR}と振動抑制回路２０の出力$\Delta\alpha_{Id2}$’を加算し、最小値選択回路１３ａに出力する。

[0043] なお、振動抑制回路２０の出力$\Delta\alpha_{Id2}$’は、加算器１５ａに入力する構成としても良い。加算器１５ａを用いる場合には、定電流制御回路１２ａの逆特性、すなわち定電流制御回路１２ａを構成する伝達関数の逆数を適用し、加算器１６ａに入力した場合と同じ特性となるようにする。

[0044] 上記の通り、本実施形態の振動抑制回路２０の出力は、電力変換器２ａの制御装置Ｃａに入力されるように構成されている。振動抑制回路２０は、直流回路特性演算回路２３を有する。直流回路特性演算回路２３には、フィルタ回路２２の出力$\Delta\alpha_{Id2}$が入力されている。

[0045] 直流回路特性演算回路２３は、電力変換器２ａ端の直流電圧Vd_1から直流電流Id_2までの伝達関数の逆特性となる特性を有するフィルタ回路である。まず、直流電圧Vd_1が直流電流Id_2に作用する特性を示した伝達関数について説明する。図３は、直流系統Ｄの等価回路である。図３中の記号は以下の値を示す。

Vd_{REC}：電力変換器２ａ（順変換器）端の直流電圧Vd_1

Vd_{INV}：電力変換器２ｂ（逆変換器）端の直流電圧Vd_2

C_l：直流線路の静電容量値

R_l：直流線路の抵抗値

L_l：直流線路のリアクトル値

L_d：直流リアクトルのリアクトル値

V_l：直流線路の中間の電圧

[0046] この等価回路に基づいて直流系統Ｄを数式化したものを数２に示す。

[数2]

$$Vd_{REC} = (L_d + L_l)\frac{d(Id_1)}{dt} + R_l Id_1 + V_l$$

$$Vd_{INV} = -(L_d + L_l)\frac{d(Id_2)}{dt} - R_l Id_2 + V_l$$

$$V_l = \frac{1}{C_l}\int (Id_1 - Id_2)dt$$

[0047] この数２をラプラス変換し、整理することで得られる直流系統Ｄの特性を示した伝達関数を数３に示す。

（数３）

$Id_1=P_{11}(s)Vd_{REC}+P_{12}(s)Vd_{INV}$

$Id_2=P_{21}(s)Vd_{REC}+P_{22}(s)Vd_{INV}$

ここで、P_{11}（ｓ）は直流電圧Vd_{REC}から直流電流Id_1までの伝達関数、P_{12}（ｓ）は直流電圧Vd_{INV}から直流電流Id_1までの伝達関数、P_{21}（ｓ）は直流電圧Vd_{REC}から直流電流Id_2までの伝達関数、P_{22}（ｓ）は直流電圧Vd_{INV}から直流電流Id_2までの伝達関数とする。

[0048] 上記数３において、直流電圧Vd_{REC}を変化させた場合、直流電流Id_2への作用は、伝達関数P_{21}（ｓ）にVd_{REC}を乗じた値が作用することが分かる。そこで、振動抑制回路２０による直流電圧Vd_{REC}の変化分ΔVd_{REC}を、$\Delta Vd_{REC} \fallingdotseq -P_{21}(s)^{-1}(\Delta\alpha Id_2)$として数３に代入し、下記数４を得た。

（数４）

$Id_2=P_{21}(s)(Vd_{REC}+\Delta Vd_{REC}) + P_{22}(s)Vd_{INV}$

$= P_{21}(s)Vd_{REC} - \Delta\alpha Id_2 + P_{22}(s)Vd_{INV}$

[0049] 上記数４より、直流回路特性演算回路２３の特性を、直流電圧Vd_{REC}から直流電流Id_2までの伝達関数の逆数である$P_{21}(s)^{-1}$と設定すれば、フィルタ回路２２の出力$\Delta\alpha_{Id2}$を、直流回路の特性（P_{21}（ｓ））に影響無く、

直流電流Ｉｄ$_2$に作用させることができることが分かる。

[0050] ［２．動作］

本実施形態の電力変換器の制御装置の動作について、以下に説明する。電力変換器２ａの制御角α_1と直流電圧Ｖｄ$_1$には数５に示す関係がある。数５中のＶ$_{ac1}$は交流系統Ａａの母線電圧、Ｘ$_1$は変圧器１ａのリアクタンスであり、電力変換器２ａの制御角は$\alpha_1 < \pi / 2$である。

[数5]

$$\mathrm{Vd}_1 = \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{ac1} \cos\alpha_1 - \frac{3}{\pi} X_1 Id_1\right)$$

[0051] 直流回路特性演算回路２３は、直流電流Ｉｄ$_2$の微分値に、直流電圧Ｖｄ$_{REC}$が直流電流Ｉｄ$_2$に及ぼす影響の逆特性Ｐ$_{21}$（ｓ）$^{-1}$を反映させる。直流回路特性演算回路２３の出力Δα_{Id2}’は、加算器１６ａに入力され、定電流制御回路１２ａの制御角α_{1ACR}に加算される。そのため、電力変換器２ａの制御角α_1は、制御角α_{1ACR}＋出力Δα_{Id2}’から得られる。

[0052] 振動抑制回路２０の出力Δα_{Id2}’は、直流電流Ｉｄ$_2$の振動波形が増加傾向にある場合には、直流電圧Ｖｄ$_1$を変化させたときの直流電流Ｉｄ$_2$に対する直流回路の特性を補償する。よって、数５の制御角α_1を増加させるため、直流電圧Ｖｄ$_1$を減少させ、直流電流Ｉｄ$_2$が減少するように作用する。

[0053] 一方、振動抑制回路２０の出力Δα_{Id2}’は、直流電流Ｉｄ$_2$の振動波形が減少傾向にある場合には、制御角α_1を減少させるため、直流電圧Ｖｄ$_1$は大きくして、直流電流Ｉｄ$_2$が増加するように作用する。このように、直流回路特性演算回路２３は、直流電圧Ｖｄ$_1$から直流電流Ｉｄ$_2$の伝達関数の逆特性の成分を定電流制御回路１２ａの制御角α_{1ACR}に含ませることで、直流電流Ｉｄ$_2$の振動が相殺される。

[0054] ［３．作用効果］

以上のような本実施形態の作用効果は以下のとおりである。

（１）直流線路３ａを介して接続される２つの電力変換器２ａ，２ｂのうち、交流電力を直流電力に変換する順変換器を制御する電力変換器の制御装置

Ｃａであって、電力変換器２aの余裕角が一定となるように制御する定余裕角制御回路１０ａと、直流線路の直流電圧が所定の直流電圧基準値となるように制御する定電圧制御回路１１ａと、直流線路３ａの直流電流が所定の直流電流基準値となるように制御する定電流制御回路１２ａと、逆変換器端の直流電流の微分値を出力する振動抑制回路２１と、振動を抑制したい周波数帯の微分値を出力するフィルタ回路２２と、微分値に対して、順変換器２ａ端の直流電圧から、逆変換器端の直流電流までの伝達関数の逆特性を反映させる直流回路特性演算回路２３と、定電流制御回路１２ａの出力と、直流回路特性演算回路２３の出力と、を加算する加算器１６ａと、定余裕角制御回路１０ａの出力と、加算器１６ａの出力と、定電圧制御回路１１ａの出力と、から最小値を選択し、前記電力変換器の制御角とする最小値選択回路と、を備える。

[0055] 以上の構成により、振動抑制御回路２０により、電力変換器２ｂでの直流電流Ｉｄ$_2$に近似微分とフィルタを適用して求めた出力Δα_{Id2}が、直流回路特性演算回路２３に出力される。直流回路特性演算回路２３では、Δα_{Id2}に対し、直流電圧Ｖｄ１から直流電流Ｉｄ$_2$までの伝達関数の逆特性が反映され、出力Δα_{Id2}’が定電流制御回路１２ａの出力に印加される。直流電流Ｉｄ$_2$の振動時には、電力変換器２ａにより定電流制御を行いながら直流電流Ｉｄ$_2$の振動に対して、直流電流Ｉｄ$_2$が逆に振動するように直流電圧Ｖｄ$_1$を変化させる。すなわち、直流電流Ｉｄ$_2$の変動分の逆位相成分を定電流制御の入力に印加する。従って、直流電流Ｉｄ$_2$が振動した場合に、速やかに振動を抑制し直流送電を安定化させることができる。

[0056] （２）振動抑制回路２０は、逆変換器端の直流電流の微分値を算出する近似微分値算出回路２１と、逆変換器端の直流電流において、振動を抑制したい周波数帯の微分値を出力するフィルタ回路２２と、直流電圧Ｖｄ１から直流電流Ｉｄ$_2$までの伝達関数の逆特性を反映する直流回路特性演算回路２３を備える。振動抑制回路２０の出力を定電流制御回路１２ｂに加算することで、ダンピングの性能があがり、振動が減衰しやすくなる。

[0057] ［第３の実施形態］

［１．構成］

第３の実施形態の電力変換器の制御装置の構成は、基本的には第１の実施形態と同じである。ただし、図４に示す通り、振動抑制回路２０に加え、α_{bias}回路３０を有する。α_{bias}回路３０は、直流電流Ｉｄ$_2$に加え余裕角γが減少している場合に、制御角α_2を減少させるバイアスを出力する回路である。α_{bias}回路３０は、$\gamma-\alpha_{bias}$’変換回路３１、近似微分値算出回路３２、一次遅れ回路３３を有する。

[0058] $\gamma-\alpha_{bias}$’変換回路３１は、直流電流Ｉｄ$_2$が振動し、余裕角γが予め記憶されている設定値γｍｉｎ以下となった場合に、一時的に制御角α_2を減少させる回路である。$\gamma-\alpha_{bias}$’変換回路３１には、電力変換器２ｂの余裕角γが入力されている。$\gamma-\alpha_{bias}$’変換回路３１は、（γｍｉｎ－γ）が一定値以上となる場合に、γｍｉｎ－γに比例したα_{bias}’を出力する。$\gamma-\alpha_{bias}$’変換回路３１の出力α_{bias}’は、近似微分値算出回路３１に出力される。

[0059] 近似微分値算出回路３２は、$\gamma-\alpha_{bias}$’変換回路３１の出力α_{bias}’の微分値ｄ（α_{bias}’）／ｄｔを求めるリミッタ付きの近似微分値算出回路である。近似微分値算出回路３２は、$\gamma-\alpha_{bias}$’変換回路３１の出力α_{bias}’の増加のみを検出するように、微分値ｄ（α_{bias}’）／ｄｔ＞０のときのみ微分値ｄ（α_{bias}’）／ｄｔを一次遅れ回路３２に出力する。

[0060] 一次遅れ回路３３は、近似微分算出回路３２の出力ｄ（α_{bias}’）／ｄｔを下限リミッタ値とする回路である。一次遅れ回路３３は、一度、ｄ（α_{bias}’）／ｄｔ＞０となれば、その後ｄ（α_{bias}’）／ｄｔが低下しても出力α_{bias}が時定数Ｔに応じて値が徐々に減少する。一次遅れ回路３３の出力α_{bias}は、フィルタ振動回路２０の減算器２４に出力される。

[0061] 振動抑制回路２０は、近似微分値算出回路２１およびフィルタ回路２２に加え、減算器２４を有する。減算器２４は、振動抑制回路２０の出力$\Delta\alpha_{Id2}$から、α_{bias}回路３０の出力α_{bias}を減算する。振動抑制回路２０の出力Δ

α_{Id2}’は、定余裕角制御回路１０ｂに出力される。

[0062] 定余裕角制御回路１０ｂは、入力側に加算器１７ｂを有する。加算器１７ｂには、直流電流Ｉｄ$_2$と振動抑制回路２０の出力Δα_{Id2}’が入力されて加算される。加算器１７ｂは、直流電流Ｉｄ$_2$と振動抑制回路２０の出力Δα_{Id2}’を加算し、定余裕角制御回路１０ｂは、出力Ｉｄ$_2$’を用いて制御角の算出を行う。なお、加算器１７ｂの代わりに加算器１７ｃを用いて直流電流Ｉｄ$_2$と振動抑制回路２０の出力Δα_{Id2}’を加算しても良い。

[0063] ［２．動作］

本実施形態の電力変換器の制御装置の動作について、以下に説明する。逆変換器である電力変換器２ｂが接続されている交流系統Ａｂの系統電圧が通常時より低い場合、電力変換器２ｂの制御装置Ｃｂでは、定電圧制御回路１１ｂの出力α_{2AVR}よりも定余裕角制御回路１０ｂの出力$\alpha_{2A\gamma R}$の方が小さくなる。そのため、最小値選択回路１３ｂは、定余裕角制御回路１０ｂの出力$\alpha_{2A\gamma R}$を出力する。電力変換器２ｂは、下記数６の余裕角γを一定に保つ定余裕角制御を行う。

[数6]

$$\gamma = \pi - \cos^{-1}(\cos(\alpha_2) - \frac{\sqrt{2}X_2Id_2}{V_{ac2}})$$

[0064] ここで、系統故障や直流電流設定値のステップ変化などにより急峻に直流電流Ｉｄ$_1$や直流電流Ｉｄ$_2$が変化し直流電流Ｉｄ$_1$や直流電流Ｉｄ$_2$が直流回路の共振の影響を受けて振動的になる場合を想定する。この場合、振動抑制回路２０は定余裕角制御により動作している電力変換器５ｂの直流電流Ｉｄ$_2$を安定化させる。また、α_{bias}回路３０は、振動抑制回路２０により電力変換器２ｂが転流失敗することを防ぐ。

[0065] すなわち、振動抑制回路２０では、近似微分値算出回路２１が、直流電流Ｉｄ$_2$の微分値ｄ（Ｉｄ$_2$）／ｄｔを出力する。フィルタ回路２２は、微分値ｄ（Ｉｄ$_2$）／ｄｔに対して、直流電流Ｉｄ$_2$の振動を抑制したい周波数帯域に予め設定されたフィルタ（例えばバンドパスフィルタ）を適用する。フィ

ルタ回路２２で得られた出力$\Delta\alpha_{Id2}$は、減算器２４を介して、定余裕角制御回路１０ｂに出力される。

[0066] 上記実施形態と同様に、フィルタ回路２２の出力$\Delta\alpha_{Id2}$は、直流電圧Ｉｄ$_2$の振動波形が増加傾向にある場合には、$\Delta\alpha_{Id2}>0$となる。よって、数１の制御角α_2を増加させるため、直流電圧Ｖｄ$_2$が大きくなるように作用する。一方、フィルタ回路２２の出力$\Delta\alpha_{Id2}$は、直流電流Ｉｄ$_2$の振動波形が減少傾向にある場合には、$\Delta\alpha_{Id2}<0$となる。よって、数１の制御角α_2を減少させるため、直流電圧Ｖｄ$_2$は小さくなり、直流電流Ｉｄ$_2$が増加するように作用する。

[0067] 以上からも明らかな通り、フィルタ回路２２の出力$\Delta\alpha_{Id2}$は、直流電圧Ｉｄ$_2$が増加傾向にある場合には、制御角α_2を増加させる。すなわち、数１において制御角α_2がπに近づくため、定余裕角制御時には転流失敗が生じる可能性がある。そこで、直流電流Ｉｄ$_2$が振動し、余裕角γが設定値以下となった場合に、α_{bias}回路３０が一時的にα_2を減少させて転流失敗を防ぐ。

[0068] すなわち、図４において、α_{bias}回路３０の$\gamma-\alpha_{bias}$'変換回路３１は余裕角γが低下して、（$\gamma_{min}-\gamma$）が一定値以上となる場合、$\gamma min-\gamma$に比例したα_{bias}'を出力する。近似微分値算出回路３２は、微分値ｄ（α_{bias}'）／ｄｔ＞０のときのみ微分値ｄ（α_{bias}'）／ｄｔを出力することで、$\gamma-\alpha_{bias}$'変換回路３１の出力α_{bias}'の増加のみを検出する。

[0069] 一次遅れ回路３３は、似微分算出回路３２出力ｄ（α_{bias}'）／ｄｔを下限リミッタ値とし、ｄ（α_{bias}'）／ｄｔ＞０となった場合、ｄ（α_{bias}'）／ｄｔが低下しても時定数Ｔに応じて出力α_{bias}を徐々に減少させる。よって、α_{bias}回路３０は、余裕角γが一定値以下の際に、直流電流Ｉｄ$_2$が振動してｄ（α_{bias}'）／ｄｔ＞０となると、α_{bias}を出力して転流失敗を防ぐように作用する。

[0070] なお、直流電流Ｉｄ$_2$の振動が抑制され余裕角γが変動しなくなれば、近似微分値算出回路３２の出力はｄ（α_{bias}'）／ｄｔ≒０となる。また、一次遅れ回路３３も時定数Tに依存して徐々に減少し、$\alpha_{bias}=0$となる。そのた

め、定常時において、α_{bias}回路３０は定余裕角制御回路１０ｂに作用しない。

[0071] ［３．作用効果］

以上のような本実施形態の作用効果は以下のとおりである。

（１）直流線路３ａを介して接続される２つの電力変換器２ａ，２ｂのうち、直流電力を交流電力に変換する逆変換器である電力変換器２ｂの制御装置Ｃｂであって、電力変換器２ｂの余裕角が一定となるように制御する定余裕角制御回路１０ｂと、直流線路３ａの直流電圧が所定の直流電圧基準値となるように制御する定電圧制御回路１１ｂと、直流線路３ａの直流電流が所定の直流電流基準値となるように制御する定電流制御回路１２ｂと、逆変換器端の直流電流の微分値を出力する振動抑制回路２０と、微分値に対するバイアスを出力するα_{bias}回路３０と、振動抑制回路２０の出力と、α_{bias}回路３０の出力と、を定余裕角制御回路１０ｂの入力側に加算する加算器１７ｂと、定余裕角制御回路１０ｂの出力と、定電圧制御回路１１ｂの出力と、定電流制御回路１２ｂの出力と、から最小値を選択し、電力変換器２ｂの制御角とする最小値選択回路１３ｂと、を備える。

[0072] 以上の構成により、振動抑制御回路２０により、電力変換器２ｂでの直流電流Ｉｄ$_2$に近似微分とフィルタを適用して求めた出力Δα_{Id2}が、定電圧制御回路１１ｂの出力に印加される。直流電流Ｉｄ$_2$の振動時には、電力変換器２ｂにより定電圧制御を行いながら直流電流Ｉｄ$_2$の振動に対して、直流電流Ｉｄ$_2$が逆に振動するように直流電圧Ｖｄ$_2$を変化させる。すなわち、直流電流Ｉｄ$_2$の変動分の逆位相成分を定電圧制御の入力に印加する。従って、直流電流Ｉｄ$_2$が振動した場合に、速やかに振動を抑制し直流送電を安定化させることができる。

[0073] また、α_{bias}回路３０は、余裕角γの低下と振動を検知し、一時的に制御角α_2を減少させるオフセット値を有する。そのため、振動抑制回路２０の出力Δα_{Id2}により制御角α_2が増加して、電力変換器２ｂが転流失敗することを防ぐことができる。

[0074] （２）振動抑制回路２０は、逆変換器端の直流電流の微分値を算出する近似微分値算出回路２１と、逆変換器端の直流電流において、振動を抑制したい周波数帯の微分値を出力するフィルタ回路２２と、を備える。近似微分値算出回路２１が算出した微分値を定電圧制御回路１１ｂに加算することで、ダンピングの性能があがり、振動が減衰しやすくなる。

[0075] ［他の実施形態］

（１）上記の実施形態では、電力変換器の制御装置として説明したが、他の態様として、上記の各回路の機能をコンピュータに実行させるプログラムとして捉えることもできる。すなわち、制御装置Ｃａ，Ｃｂは、コンピュータを所定のプログラムで制御することによって、若しくは専用の電子回路によって実現できる。この場合のプログラムは、コンピュータのハードウェアを物理的に活用することで、上記に述べるような各部の処理を実現するものである。なお、各部の処理を実行する方法、プログラム及びプログラムを記録した記録媒体も、実施形態の一態様である。また、ハードウェアで処理する範囲、プログラムを含むソフトウェアで処理する範囲をどのように設定するかは、特定の態様には限定されない。

[0076] （２）本発明のいくつかの実施形態を説明したが、これらの実施形態は、例として提示したものであり、発明の範囲を限定することは意図していない。これら実施形態は、その他の様々な形態で実施されることが可能であり、発明の要旨を逸脱しない範囲で、種々の省略、置き換え、変更を行うことができる。これら実施形態やその変形は、発明の範囲や要旨に含まれると同様に、請求の範囲に記載された発明とその均等の範囲に含まれるものである。

符号の説明

[0077] Ａａ，Ａｂ…交流系統

Ｄ…直流系統

Ｃａ，Ｃｂ…電力変換器の制御装置

１ａ，１ｂ…変圧器

２ａ，２ｂ…電力変換器

３ａ，３ｂ…直流線路

４ａ，４ｂ…直流リアクトル

５ａ，５ｂ…電圧検出器

６ａ，６ｂ…電流検出器

１０ａ，１０ｂ…定余裕角制御回路

１１ａ，１１ｂ…定電圧制御回路

１２ａ，１２ｂ…定電流制御回路

１３ａ，１３ｂ…最小値選択回路

１４ａ，１４ｂ，１５ａ，１５ｂ，１６ａ，１６ｂ，１７ｂ，１７ｃ，２４…加算器または減算器

２０…振動抑制回路

２１…近似微分値算出回路

２２…フィルタ回路

２３…直流回路特性演算回路

３０…α_{bias}回路

３１…$\gamma-\alpha_{bias}$’変換回路

３２…近似微分値算出回路

３３…一次遅れ回路

請求の範囲

[請求項1] 直流線路を介して接続される２つの電力変換器のうち、直流電力を交流電力に変換する逆変換器である電力変換器の制御装置であって、

前記電力変換器の余裕角が一定となるように制御する定余裕角制御回路と、

前記直流線路の直流電圧が所定の直流電圧基準値となるように制御する定電圧制御回路と、

前記直流線路の直流電流が所定の直流電流基準値となるように制御する定電流制御回路と、

前記逆変換器端の直流電流の微分値を出力する振動抑制回路と、

前記定電圧制御回路の出力と、前記振動抑制回路の出力と、を加算する加算器と、

前記定余裕角制御回路の出力と、前記加算器の出力と、前記定電流制御回路の出力と、から最小値を選択し、前記電力変換器の制御角とする最小値選択回路と、を備えることを特徴とする電力変換器の制御装置。

[請求項2] 直流線路を介して接続される２つの電力変換器のうち、交流電力を直流電力に変換する順変換器である電力変換器の制御装置であって、

前記電力変換器の余裕角が一定となるように制御する定余裕角制御回路と、

前記直流線路の直流電圧が所定の直流電圧基準値となるように制御する定電圧制御回路と、

前記直流線路の直流電流が所定の直流電流基準値となるように制御する定電流制御回路と、

逆変換器端の直流電流の微分値を出力する振動抑制回路と、

前記微分値に対して、前記順変換器端の直流電圧から、逆変換器端の直流電流までの伝達関数の逆特性を反映させる直流回路特性演算回路と、

前記定電流制御回路の出力と、前記直流回路特性演算回路の出力と、を加算する加算器と、

前記定余裕角制御回路の出力と、前記加算器の出力と、前記定電圧制御回路の出力と、から最小値を選択し、前記電力変換器の制御角とする最小値選択回路と、を備えることを特徴とする電力変換器の制御装置。

[請求項3] 直流線路を介して接続される２つの電力変換器のうち、直流電力を交流電力に変換する逆変換器である電力変換器の制御装置であって、

前記電力変換器の余裕角が一定となるように制御する定余裕角制御回路と、

前記直流線路の直流電圧が所定の直流電圧基準値となるように制御する定電圧制御回路と、

前記直流線路の直流電流が所定の直流電流基準値となるように制御する定電流制御回路と、

前記逆変換器端の直流電流の微分値を出力する振動抑制回路と、

前記微分値に対するバイアスを出力するα_{bias}回路と、

前記振動抑制回路の出力と、前記α_{bias}回路の出力と、を前記定余裕角制御回路入力側に加算する加算器と、

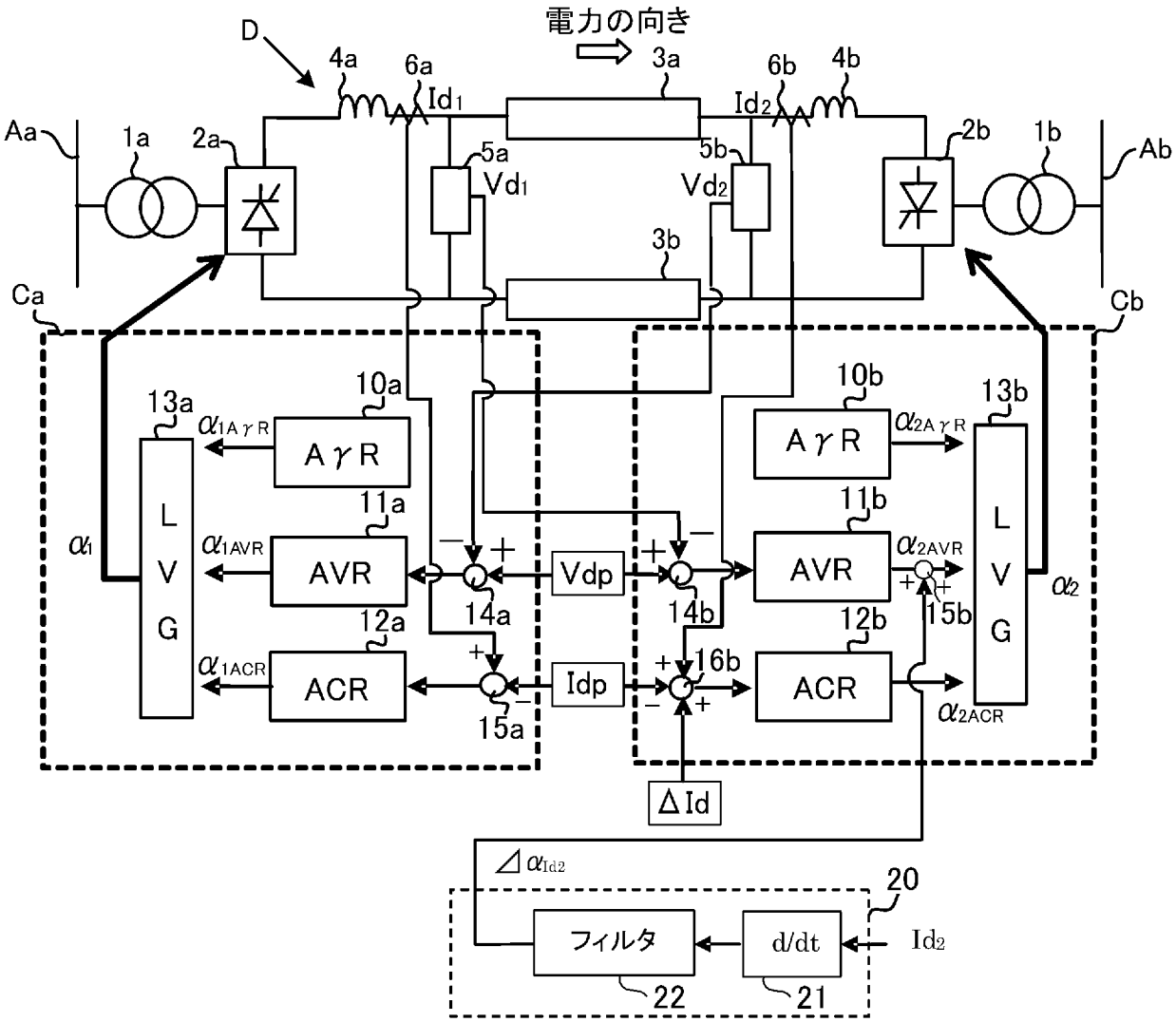
前記定余裕角制御回路の出力と、前記定電圧制御回路の出力と、前記定電流制御回路の出力と、から最小値を選択し、前記電力変換器の制御角とする最小値選択回路と、を備えることを特徴とする電力変換器の制御装置。

[請求項4] 前記振動抑制回路は、

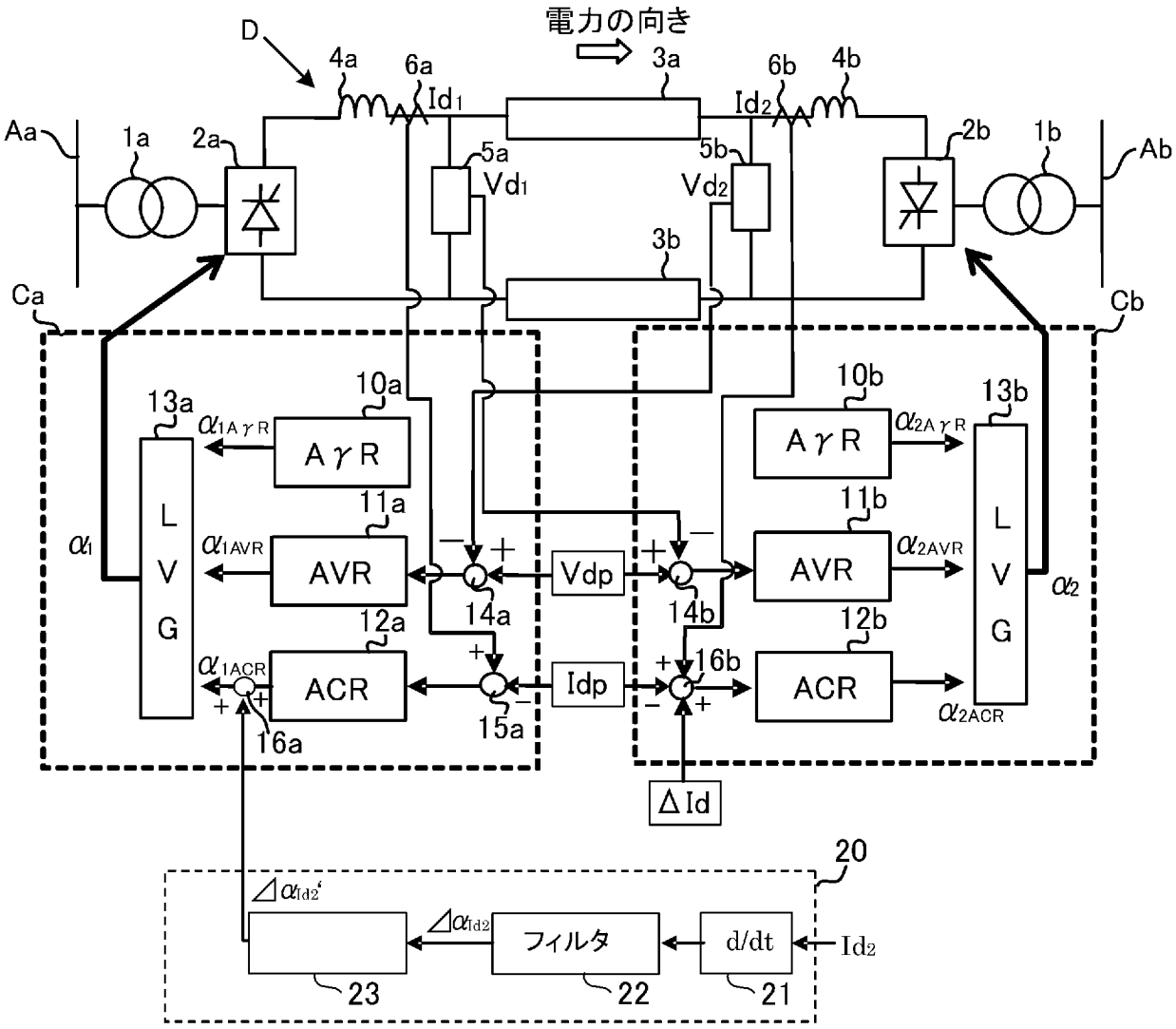
前記逆変換器端の直流電流の微分値を算出する近似微分値算出回路と、

前記逆変換器端の直流電流において、振動を抑制したい周波数帯の微分値を出力するフィルタ回路と、を備えることを特徴とする請求項１から３いずれか一項記載の電力変換器の制御装置。

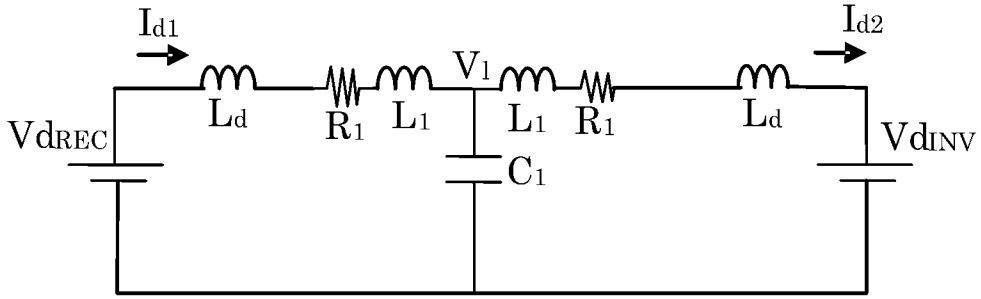
[図1]


電力の向き
D
4a
6a
Id1
3a
6b
4b
Id2
Aa
1a
2a
5a
Vd1
5b
Vd2
2b
1b
Ab
3b
Ca
Cb
10a
13a
α1AγR
AγR
11a
α1
α1AVR
AVR
12a
α1ACR
ACR
LVG
14a
15a
Vdp
Idp
10b
13b
α2AγR
AγR
11b
α2AVR
AVR
12b
α2ACR
ACR
LVG
α2
14b
15b
16b
ΔId
⊿αId2
20
フィルタ
d/dt
Id2
22
21

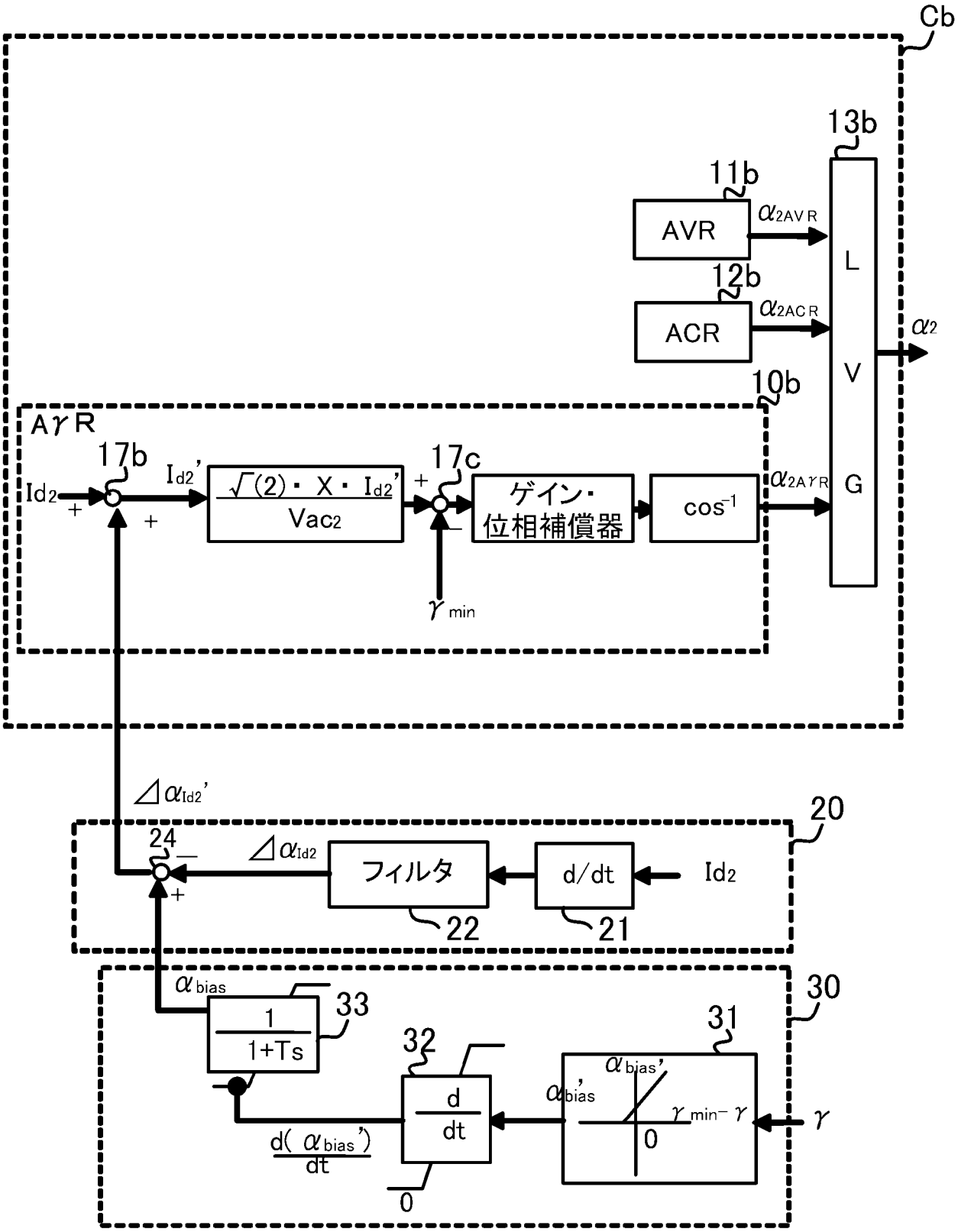
[図2]


電力の向き
D
4a
6a
Id1
3a
6b
4b
Id2
Aa
1a
2a
5a
Vd1
5b
Vd2
2b
1b
Ab
3b
Ca
Cb
10a
13a
α1AγR
AγR
10b
13b
α2AγR
11a
α1
α1AVR
AVR
Vdp
11b
α2AVR
α2
LVG
12a
α1ACR
ACR
14a
14b
16b
Idp
12b
α2ACR
16a
15a
ΔId
20
Δα1d2'
Δα1d2
フィルタ
d/dt
Id2
23
22
21

[図3]


Id1
Id2
Ld
R1
L1
V1
L1
R1
Ld
VdREC
VdINV
C1

[図4]


Cb
13b
11b
AVR
α2AVR
L
12b
ACR
α2ACR
α2
V
10b
AγR
17b
Id2
Id2'
√(2)・X・Id2'
Vac2
17c
ゲイン・
位相補償器
cos-1
α2AγR
G
γmin
⊿αId2'
20
24
⊿αId2
フィルタ
d/dt
Id2
22
21
αbias
1
1+Ts
33
32
31
30
d
dt
αbias'
γmin−γ
γ
0
d(αbias')
dt
0

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2016/053799

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M7/48(2007.01)i, *H02J1/00*(2006.01)i, *H02J3/36*(2006.01)i

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02M7/48, H02J1/00, H02J3/36

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	1996-2016
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2016	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2016

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.
A	JP 2001-197669 A (Electric Power Development Co., Ltd. et al.), 19 July 2001 (19.07.2001), paragraphs [0032] to [0047]; fig. 3, 6 to 7 (Family: none)	1-4
A	JP 58-112475 A (The Tokyo Electric Power Co., Inc. et al.), 04 July 1983 (04.07.1983), page 1, lower right column, line 7 to page 2, upper left column, line 15; fig. 1 (Family: none)	1-4

☐ 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	Date of mailing of the international search report
15 April 2016 (15.04.16)	26 April 2016 (26.04.16)

Name and mailing address of the ISA/	Authorized officer
Japan Patent Office 3-4-3,Kasumigaseki,Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915,Japan	Telephone No.

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１６／０５３７９９

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M7/48(2007.01)i, H02J1/00(2006.01)i, H02J3/36(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（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M7/48, H02J1/00, H02J3/36

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	１９７１－２０１６年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１６年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１６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
A	JP 2001-197669 A（電源開発株式会社（他１名））2001.07.19, 段落 32-47, 図 3, 6-7（ファミリーなし）	1-4
A	JP 58-112475 A（東京電力株式会社（他１名））1983.07.04, 第１頁右下欄第７行-第２頁左上欄第 15 行, 図１（ファミリーなし）	1-4

☐　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	国際調査報告の発送日
１５．０４．２０１６	２６．０４．２０１６

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ）
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）　５Ｇ　９５６１
柳下　勝幸
電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３５２６