

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4459602号
(P4459602)

(45) 発行日 平成22年4月28日(2010.4.28)

(24) 登録日 平成22年2月19日(2010.2.19)

(51) Int. Cl.	F I
HO2M 7/00 (2006.01)	HO2M 7/00 Z A A Z
B60M 7/00 (2006.01)	B60M 7/00 L
HO2M 7/48 (2007.01)	B60M 7/00 X
HO2J 17/00 (2006.01)	HO2M 7/48 E
	HO2J 17/00 B

請求項の数 2 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2003-406876 (P2003-406876)	(73) 特許権者 000173784 財団法人鉄道総合技術研究所 東京都国分寺市光町2丁目8番地38
(22) 出願日 平成15年12月5日(2003.12.5)	
(65) 公開番号 特開2005-168254 (P2005-168254A)	(73) 特許権者 000003115 東洋電機製造株式会社 東京都中央区京橋2丁目9番2号
(43) 公開日 平成17年6月23日(2005.6.23)	
審査請求日 平成18年4月11日(2006.4.11)	(74) 代理人 100089635 弁理士 清水 守
特許法第30条第1項適用 2003年8月26日に東京都八王子市の東京工科大学で開催された社団法人電気学会が主催する「平成15年電気学会産業応用部門大会」において発表	(74) 代理人 100096426 弁理士 川合 誠
	(72) 発明者 村井 敏昭 東京都国分寺市光町2丁目8番地38 財団法人 鉄道総合技術研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 コンバータの出力・位相制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

超電導磁気浮上式鉄道の地上コイルの反作用磁界の高調波成分を集電する車上の集電コイルを有する交流側の誘導集電装置と、直流側の車上電源との間に制御系を有する電力制御用コンバータにおいて、該制御系が、前記誘導集電装置から得られる集電電力と出力指令値とが入力される第1の加算器と、該第1の加算器の出力から電力制御比例ゲインを介して得られる出力と前記電力制御比例ゲインと並列に配置される積分部及び電力制御積分ゲインを介して得られる出力とが入力される第2の加算器と、該第2の加算器の出力と該制御系の最小ゲインとが入力される第3の加算器と、該第3の加算器の出力と位相指令値が入力されて、電力制御用コンバータの等価抵抗 R_c が出力される電力制御用コンバータの等価抵抗 R_c 、演算部と、電力制御用コンバータの等価抵抗 R_c と前記位相指令値が入力され、電力制御用コンバータの等価インダクタンス $L_c \times$ の値を得る L_c 演算部とを備え、前記車上電源としての直流電力 P に比例する $1/K = R_c / Z^2$ (Z は前記交流側の誘導集電装置の集電回路全体のインピーダンス) を直接、直流出力にて PI 制御し、出力制御系におけるゲイン K と位相指令値及び集電回路インピーダンス式から前記等価抵抗 R_c 、及び前記等価インダクタンス L_c を決定し、変動パラメータを予め見込んだ前記等価抵抗 R_c 、により、前記電力制御用コンバータの駆動時の直流電力の変動を低減することを特徴とするコンバータの出力・位相制御方法。

【請求項2】

請求項1記載のコンバータの出力・位相制御方法において、前記等価抵抗 R_c が

【数 1】

$$R_c = \frac{-2R_s + K \cos^2 \phi + \sqrt{(2R_s - K \cos^2 \phi)^2 - 4R_s^2}}{2}$$

等価インダクタンス L_c が

$L_c = L_s + (R_c + R_s) \tan$ であることを特徴とするコンバータの出力・位相制御方法。

ここで、 \tan は $2/f$ 、 R_s は交流回路の抵抗、 L_s は交流回路のインダクタンスである。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、コンバータの出力・位相制御方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

本発明は交流電力を直流電力に変換するコンバータに関するもので、交流側の力率を変化させる機能を有する。その例として超電導磁気浮上式鉄道の車上電源として検討されている誘導集電装置について述べる。

従来、超電導磁気浮上式鉄道の車上電源として、地上コイルが作る高調波磁界を利用する誘導集電装置が検討されている（非特許文献1）。この装置は、高調波磁界から誘導電圧を発生する集電コイルと交流電力を直流電力に変換する変換器から構成されるが、集電コイルのリアクタンス分が大きいいため、通常の全波整流器等では十分な電力が得られず、力率を1に制御すること（力率1制御）が可能なPWMコンバータを用いている。

20

【0003】

また、正確な力率1制御を行うために、誘導電圧を検出することなく、瞬時電流から無効電力を補償する方式（瞬時電流制御方式）を提案し、採用している（非特許文献2）。この瞬時電流制御方式では、単純なRC回路の発生電圧と等価になるように、瞬時電流からコンバータ電圧を発生し、集電コイルのリアクタンス電圧降下分を補償する。また、車上へ必要な電力を供給するために、出力制御も同時に行う必要があり、等価的なRC回路のリアクタンス定数にて力率1制御を行いつつ、抵抗定数にて出力制御を実施する。更に、誘導集電装置は、無効電流によって発生する電磁力にて、車両振動を抑制する磁気ダンピングを発生でき、車両の乗り心地向上が期待されている（非特許文献3）。しかし、この場合、車両振動に合わせて、任意の位相に制御する必要があり、やはり等価的なRC回路のリアクタンス定数にて制御するが、この時に出力が変化してしまうので、出力制御系との協調が重要な課題である。

30

【0004】

本発明では、コンバータの出力制御と位相制御の干渉が少ない制御系を提案し、動作シミュレーション等にてその有用性を示す。

【非特許文献1】村井，長谷川，藤原：「側壁浮上方式における誘導集電の特性改善」，電学論D，117，1，pp. 81 - 90（1997 - 1）

40

【非特許文献2】渡邊，上野，竹内，永淵，林，斉藤：「瞬時電流検出による浮上式鉄道車両誘導集電用PWMコンバータ」，電学論D，115，3，pp. 348 - 353（1995 - 3）

【非特許文献3】藤原，村井，長谷川：「誘導式磁気浮上での集電コイルを利用する磁気ダンピング」，電学論D，119，2，pp. 254 - 259（1999 - 2）

【非特許文献4】山本，村井，長谷川，塩田，田中，大山：「分散型誘導集電用PWMコンバータ装置の性能向上」，平成12年電気学会産業応用部門大会，pp. 467 - 470（2000 - 8）

【発明の開示】

50

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ここで、誘導集電用コンバータの基本原理について説明する。

図7は従来の誘導集電装置の基本構成図（非特許文献1）であり、図7（a）はその横断模式図、図7（b）はその図7（a）のA部拡大図である。

この図において、101は車両、102は台車、103はその台車102に設けられる超電導磁石低温容器外槽、104はその超電導磁石低温容器外槽103内に配置される超電導コイル、105はその超電導磁石低温容器外槽103表面に設けられる集電コイル、106は力率改善及び電力制御用コンバータ、107は蓄電池、108は車内負荷、110は軌道、111はその軌道110に配置される地上コイルである。

10

【0006】

このように、超電導磁気浮上式鉄道において、車両101を支持する電磁力は超電導コイル104とその移動によって生じる地上コイル111の反作用磁界の基本波成分との相互作用によって発生するが、誘導集電装置はその地上コイル111の反作用磁界の高調波成分を車上の集電コイル105にて集電するものである。集電コイル105は車両101の進行方向に3相回路を構成し、力率改善及び電力制御用コンバータ（電力変換装置）106及び蓄電池107を介して車内負荷108に接続される。また、集電コイル105は大きなインダクタンスを持つので、力率改善及び電力制御用コンバータ106（PWMコンバータ）を使用して、力率改善を行い、出力を増大する。

【0007】

20

このような構成で超電導磁気浮上式鉄道の車上電源は、速度350km/h程度までの低速度域を誘導集電装置（105, 106）と蓄電池107から、それ以上の高速度域を誘導集電装置（105, 106）から給電される。また、高速度域における誘導集電装置（105, 106）は蓄電池107も充電する。

ところで、上記誘導集電装置において、集電電力となる集電コイル有効電流による高調波磁界が磁気抗力を発生する一方、その無効電流による高調波磁界は上下力を発生する。そのため、車両振動速度に合わせて力率を変化させ、無効電流を通電すれば、車両振動を抑制する磁気ダンピングを発生することができる。誘導式磁気浮上では磁気ダンピングが小さいことが乗り心地向上の一つの課題であり、磁気ダンピングを行うことで乗り心地向上が期待される。しかし、磁気ダンピングを行うと出力制御に干渉し、出力に悪影響を及ぼすという問題があった。

30

【0008】

次に、瞬時電流制御方式の原理（非特許文献2）について説明する。

瞬時電流制御方式の原理を説明するために、1相分のみ取り出した等価回路を図8に示す。ここで集電コイルが発生する誘導電圧 e_o 、抵抗 R_s 、インダクタンス L_s 、角周波数 ω であり、コンバータの等価回路における抵抗 R_c 、コンデンサ C （インダクタンス L_c ）とする。図8に示すように、瞬時電流制御方式は、単純なRC回路が発生する電圧と等価になるように、コンバータ電圧を発生し、例えば、瞬時電流値から集電コイルのリアクタンス電圧降下分を補償するコンデンサ電圧を発生すれば、力率1制御が達成される。

【0009】

40

【数2】

$$e_s = R_s i + L_s \frac{d}{dt} i \quad [= (R_s + j\omega L_s) i] \quad (1)$$

$$e_c = R_c i + \frac{\int i dt}{C} \quad \left[= \left(R_c + \frac{1}{j\omega C} \right) i = (R_c - j\omega L_c) i \right] \quad (2)$$

なお、上記電圧を計算するにあたっては、電流と90度位相の異なる電圧を発生する必要があるが、3相平衡である場合、他相から容易に求められる。例えば、図9に示すよう

50

に、3相回路におけるu相電流 i_u の90度遅れ成分 $-j i_u$ は下式のように表される。

【0010】

【数3】

$$-j i_u = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_v - i_w) \quad (3)$$

以下、同様にして、他相の90度遅れ成分が求められ、最終的に、コンバータが発生する3相電圧は、以下ようになる。なお、実際の3相コンバータでは、 $i_w = -i_u - i_v$ として、2相電流にて制御を行っている。

【0011】

10

【数4】

$$e_{cu} = R_c i_u + \frac{\omega L_c}{\sqrt{3}} (i_v - i_w) \quad (4)$$

$$e_{cv} = R_c i_v + \frac{\omega L_c}{\sqrt{3}} (i_w - i_u) \quad (5)$$

$$e_{cw} = R_c i_w + \frac{\omega L_c}{\sqrt{3}} (i_u - i_v) \quad (6)$$

20

また、得られる集電電力 P は、図8の等価回路にて、

【0012】

【数5】

$$P = (e_0 i \cos \phi - R_s i^2) \eta$$

$$= -R_s \left(i - \frac{e_0 \cos \phi}{2 R_s} \right)^2 \eta + \frac{e_0 \cos^2 \phi \eta}{4 R_s} \quad (7)$$

30

であり、 P_{max} は以下ようになる。

【0013】

【数6】

$$P_{max} = \frac{e_0 \cos^2 \phi \eta}{4 R_s} \quad \left(i = \frac{e_0 \cos \phi}{2 R_s} \text{の時} \right) \quad (8)$$

なお、上記式(7)及び(8)における \cos は力率、 η はコンバータの効率を示す

°

一方、図8の等価回路にて $L_c = L_s$ ($\cos = 1$) に制御されるとすると、

【0014】

40

【数7】

$$i = \frac{e_0}{R_s + R_c} \quad (9)$$

であり、その集電電力 P は、

【0015】

【数 8】

$$P = R_c i^2 = \frac{R_c e_0^2}{(R_s + R_c)^2} \quad (10)$$

となる。すなわち、コンバータ等価インダクタンス L_c にて力率 1 制御して、コンバータ等価抵抗 R_c にて出力制御することができる。なお、上記 (7)、(8)、(10) 式は単相分であり、3 相分とするには 3 倍すれば良い。

【0016】

次に、出力・位相制御系の検討を行う。

10

基本的な制御方法（非特許文献 4）は以下の通りである。

上記した電力制御用コンバータは、力率 1 制御を行うため、コンバータ等価インピーダンスを制御定数に与え、等価的に RC 回路 ($1/jC = -jL_c$) として動作する。そのため、出力・位相制御もこの等価インピーダンス定数によって制御するのが容易である。現状、コンバータ等価抵抗 R_c （以下、等価抵抗）にて出力、コンバータ等価インダクタンス L_c （以下、等価インダクタンス）にて位相を制御することとして、図 10 に示すように、等価抵抗 R_c は実出力 P と出力指令値 P_c の差分による PI 制御にて決定し、等価インダクタンス L_c は位相指令値 ϕ と等価抵抗 R_c から集電回路インピーダンス式にて決定する。なお力率 1 制御を行う場合、 $\phi = 0$ である。

【0017】

20

一方、ダンピング制御を行うために位相を変化させる場合、出力制御と位相制御間に干渉があり、出力が変動してしまう。その対策の一つとして、車両振動周波数（5 Hz 程度）にて位相指令値が変化する位相制御系に対して、出力制御系の時定数（周波数）を十分大きく設計する必要がある。

前述したように、超電導リニア用誘導集電を行う場合には、誘導電圧に対してリアクタンス分が大きく、そのまま負荷を取ると電圧降下が大きいため、出力を確保できない。そこで、PWM コンバータで力率を 1 に制御することで十分な出力を確保するようにしている。その場合、力率 1 制御として、瞬時電流方式を採用することにより、出力制御が抵抗定数の変更により可能であり、力率を変化させることで、無効電流を流し、車両振動を抑制する磁気ダンピングを可能にする利点を有するが、この磁気ダンピングを行うと出力制御に干渉し、出力に悪い影響を及ぼすといった問題があった。

30

【0018】

このように、従来の基本方式では力率 1 の時以外は、出力制御と位相制御が干渉することになる。すなわち、この時の集電電力 P は集電回路全体のインピーダンスを Z とすると、次式となる。

【0019】

【数 9】

$$P = R_c i^2 = R_c \left(\frac{e_0}{Z} \right)^2 \quad (11)$$

40

$$Z = \{ (R_c + R_s)^2 + \omega^2 (L_c - L_s)^2 \}^{1/2}$$

$$= (R_c + R_s)^2 (1 + \tan^2 \phi)^{1/2} \quad (12)$$

すなわち、集電電力 P は R_c / Z^2 に比例するが、基本方式では等価抵抗 R_c の決定後、位相指令 ϕ にて等価インダクタンス L_c を決定するため、位相指令値 ϕ によってインピーダンス Z 、そして集電電力 P が変化する。例えば、位相指令 ϕ を $\pi/4$ から 0 に変化させると、インピーダンス Z は $1/\sqrt{2}$ 倍、集電電力は 2 倍となる。

【0020】

50

本発明は、上記した状況に鑑みて、集電電力に比例する式を用いて直接出力制御することにより、従来のコンバータの出力制御と位相制御の干渉を排除し、良好な出力特性を得ることができるコンバータの出力・位相制御方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0021】

本発明は、上記目的を達成するために、

〔1〕コンバータの出力・位相制御方法において、超電導磁気浮上式鉄道の地上コイルの反作用磁界の高調波成分を集電する車上の集電コイルを有する交流側の誘導集電装置と、直流側の車上電源との間に制御系を有する電力制御用コンバータにおいて、この制御系が、前記誘導集電装置から得られる集電電力（ P ）と出力指令値（ P_c ）とが入力される第1の加算器（1）と、この第1の加算器（1）の出力から電力制御比例ゲイン（ K_p ）を介して得られる出力と前記電力制御比例ゲイン（ K_p ）と並列に配置される積分部（2）及び電力制御積分ゲイン（ K_i ）を介して得られる出力とが入力される第2の加算器（3）と、この第2の加算器（3）の出力とこの制御系の最小ゲイン（ $4R_s$ ）とが入力される第3の加算器（4）と、この第3の加算器（4）の出力と位相指令値が入力されて、電力制御用コンバータの等価抵抗 R_c が出力される電力制御用コンバータの等価抵抗 R_c 演算部（5）と、電力制御用コンバータの等価抵抗 R_c と前記位相指令値が入力され、電力制御用コンバータの等価インダクタンス $L_c \times$ の値を得る L_c 演算部（6）とを備え、前記車上電源としての直流電力 P に比例する $1/K = R_c / Z^2$ （ Z は前記交流側の誘導集電装置の集電回路全体のインピーダンス）を直接、直流出力にて PI 制御し、出力制御系におけるゲイン K と位相指令値 及び集電回路インピーダンス式から前記等価抵抗 R_c 及び前記等価インダクタンス L_c を決定し、変動パラメータを予め見込んだ前記等価抵抗 R_c により、前記電力制御用コンバータの駆動時の直流電力の変動を低減することを特徴とする。

【0022】

〔2〕上記〔1〕記載のコンバータの出力・位相制御方法において、前記等価抵抗 R_c が

【0023】

【数10】

$$R_c = \frac{-2R_s + K \cos^2 \phi + \sqrt{(2R_s - K \cos^2 \phi)^2 - 4R_s^2}}{2}$$

、等価インダクタンス L_c が

$$L_c = L_s + (R_c + R_s) \tan \quad \text{であることを特徴とする。}$$

ここで、 f は交流回路の周波数、 R_s は交流回路の抵抗、 L_s は交流回路のインダクタンスである。

【発明の効果】

【0024】

本発明によれば、変動パラメータを予め見込んだ等価抵抗 R_c 式を演算する方式を採用することにより、コンバータの駆動時の直流電力の変動を極力低減することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0025】

本発明のコンバータの出力・位相制御方法は、超電導磁気浮上式鉄道の地上コイルの反作用磁界の高調波成分を集電する車上の集電コイルを有する交流側の誘導集電装置と、直流側の車上電源との間に制御系を有する電力制御用コンバータにおいて、この制御系が、前記誘導集電装置から得られる集電電力と出力指令値とが入力される第1の加算器と、この第1の加算器の出力から電力制御比例ゲインを介して得られる出力と前記電力制御比例ゲインと並列に配置される積分部及び電力制御積分ゲインを介して得られる出力とが入力される第2の加算器と、この第2の加算器の出力とこの制御系の最小ゲインとが入力され

る第3の加算器と、この第3の加算器の出力と位相指令値が入力されて、電力制御用コンバータの等価抵抗 R_c が出力される電力制御用コンバータの等価抵抗 R_c 演算部と、電力制御用コンバータの等価抵抗 R_c と前記位相指令値が入力され、電力制御用コンバータの等価インダクタンス $L_c \times$ の値を得る L_c 演算部とを備え、前記車上電源としての直流電力 P に比例する $1/K = R_c / Z^2$ (Z は前記交流側の誘導集電装置の集電回路全体のインピーダンス) を直接、直流出力にて PI 制御し、出力制御系におけるゲイン K と位相指令値及び集電回路インピーダンス式から前記等価抵抗 R_c 及び前記等価インダクタンス L_c を決定し、変動パラメータを予め見込んだ前記等価抵抗 R_c により、前記電力制御用コンバータの駆動時の直流電力の変動を低減するようにする。

【実施例】

10

【0026】

以下、本発明の実施の形態について詳細に説明する。

図1は本発明の実施例を示す超電導リニア用誘導集電コンバータの出力・位相制御方式の構成図である。

図1において、 P は集電電力、 P_c は出力指令値、 θ は位相指令値、 K_p は電力制御比例ゲイン、 K_i は電力制御積分ゲイン、 K_{min} はこの制御系の最小ゲイン ($4R_s$)、1, 3, 4 は加算器、2 は積分部、5 は R_c 演算部、6 は L_c 演算部である。

【0027】

ここでは、出力制御と位相制御の干渉を低減するため、 R_c / Z^2 にて直接、出力制御する方法を用いる。

20

図1に示すように、集電電力 P に比例する $1/K = R_c / Z^2$ を直接、直流出力にて PI 制御して、その出力制御系におけるゲイン K と位相指令値及び集電回路インピーダンス式から等価抵抗 R_c 及び等価インダクタンス L_c を決定する。

【0028】

本発明の方法では、位相指令値に依らず、集電電力 P は一定となるため、過渡応答による影響があるにしても、基本的に出力制御系への影響は小さいと考えられる。しかし、 R_c を決定するにあたっては、下記の(13)式のようにやや複雑な式となる。

【0029】

【数11】

$$R_c = \frac{-2R_s + K \cos^2 \phi + \sqrt{(2R_s - K \cos^2 \phi)^2 - 4R_s^2}}{2} \quad (13)$$

30

また、 L_c 式は、 $L_c = L_s + (R_c + R_s) \tan$ となる。

以下、数値例による検討・試験を行ったので説明する。

その緒元は表1のようである。

【0030】

【表 1】

集電コイル	
誘導電圧	0.25 V r m s / H z
抵抗値	0.077 Ω
インダクタンス	350 μ H
コンバータ	
サンプリング周波数	10 k H z
効率	95%
出力	25 k W
電力制御積分ゲイン K_i	2.7×10^{-3}
電力制御比例ゲイン K_p	1.6×10^{-6}

10

図 2 はシミュレーションモデルの概略ブロック図である。

20

11 は負荷回路、12 は電流・負荷測定回路（離散化）、13 はコンバータ電圧生成部、14 は離散化補正部、15 は誘起電圧生成部、16 は加算器、17 は集電コイル回路である。

【0031】

シミュレーションには、MATLAB (SIMLINK) を使用した。

3 相から 2 相に変換し、2 相交流として計算し、離散化 / 離散化補正を模擬した。

なお、ここでは、交直変換部は模擬しないが、負荷回路は伝達関数として模擬する。

図 3 は位相制御時の動作（シミュレーション）を示す図であり、図 3 (a) は従来の基本方式の特性図、図 3 (b) は本発明の方式の特性図であり、横軸に時間（秒）、左縦軸に位相指令の角度を示し、右縦軸に電力（kW）を示している。ここで、図 3 (a) より従来の基本方式の最大集電電力が 30.6 kW（+側変動分は 5.6 kW）、図 3 (b) より本発明の最大集電電力が 25.3 kW（+側変動分は 0.3 kW）であることがわかる。これらより、本発明の方式が、従来の基本方式に比べて集電電力の良好な出力特性を有していることは明らかである。

30

【0032】

図 4 は試験回路の模式図である。

この図において、21 は PWM インバータ、22 はトランス、23 は模擬集電コイル、24 は PWM コンバータ、25 は負荷（抵抗・コンデンサ）である。

図 5 は従来の基本方式のシミュレーションと試験結果との比較を示す図であり、図 5 (a) はシミュレーションの結果、図 5 (b) は試験結果であり、ここでは、位相指令は -30 度 ~ +30 度とし、横軸に時間（秒）、左縦軸に位相指令の角度を示し、右縦軸に電力（kW）を示している。

40

【0033】

これらの図からシミュレーションの結果と試験結果と略一致していることが分かる。

図 6 は本発明の方式のシミュレーションと試験結果との比較を示す図であり、図 6 (a) はシミュレーションの結果、図 6 (b) は試験結果であり、ここでは、位相指令は -30 度 ~ +30 度とし、横軸に時間（秒）、左縦軸に位相指令の角度を示し、右縦軸に電力（kW）を示している。

【0034】

これらの図からシミュレーションの結果と試験結果と略一致していることが分かる。

50

そして、図5においては、コンバータが駆動すると同時に集電電力が+に大きく変動するのに対して、図6の本発明の場合は、コンバータが駆動すると同時に集電電力はわずかに-に変動するだけであり、良好な集電電力の出力特性を得ることができることがわかる。

なお、上記実施例では、超電導リニア用誘導集電コンバータについて述べたが、力率調整装置として一般のコンバータにも適用可能である。

【0035】

また、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、本発明の趣旨に基づき種々の変形が可能であり、これらを本発明の範囲から排除するものではない。

【産業上の利用可能性】

【0036】

本発明は、コンバータの出力・位相制御方法として好適である。

【図面の簡単な説明】

【0037】

【図1】本発明の実施例を示す超電導リニア用誘導集電コンバータの出力・位相制御方式の構成図である。

【図2】シミュレーションモデルの概略ブロック図である。

【図3】位相制御時の動作（シミュレーション）を示す図である。

【図4】試験回路の模式図である。

【図5】従来の基本方式のシミュレーションと試験結果との比較を示す図である。

【図6】本発明の方式のシミュレーションと試験結果との比較を示す図である。

【図7】従来の誘導集電装置の基本構成図である。

【図8】瞬時電流制御方式の原理を説明する1相分等価回路図である。

【図9】3相平衡時の各相電流の関係を示す図である。

【図10】出力・位相制御の従来の基本方式の構成図である。

【符号の説明】

【0038】

P 集電電力

P_c 出力指令値

位相指令値

K_p 電力制御比例ゲイン

K_i 電力制御積分ゲイン

K_{min} 制御系の最小ゲイン ($4R_s$)

1, 3, 4, 16 加算器

2 積分部

5 R_c 演算部

6 L_c 演算部

11 負荷回路

12 電流・負荷測定回路（離散化）

13 コンバータ電圧生成部

14 離散化補正部

15 誘起電圧生成部

17 集電コイル回路

21 PWMインバータ

22 トランス

23 模擬集電コイル

24 PWMコンバータ

25 負荷（抵抗・コンデンサ）

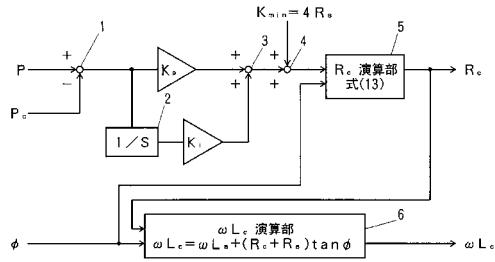
10

20

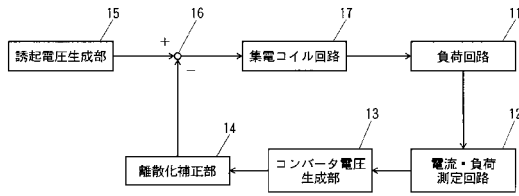
30

40

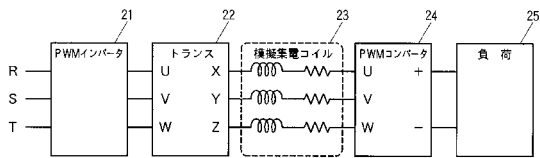
【図1】



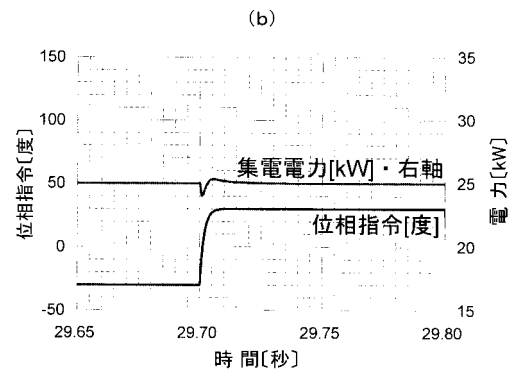
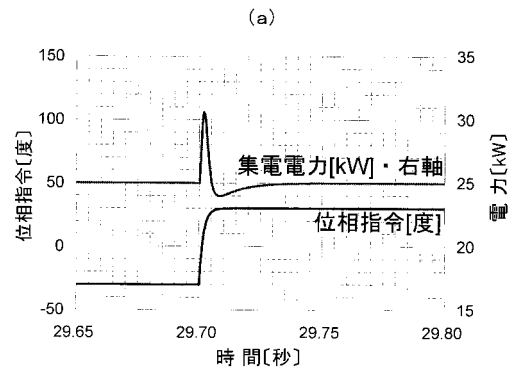
【図2】



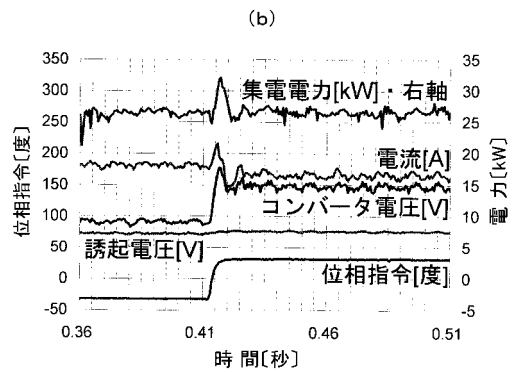
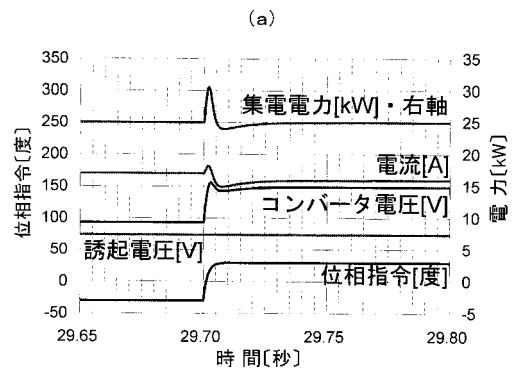
【図4】



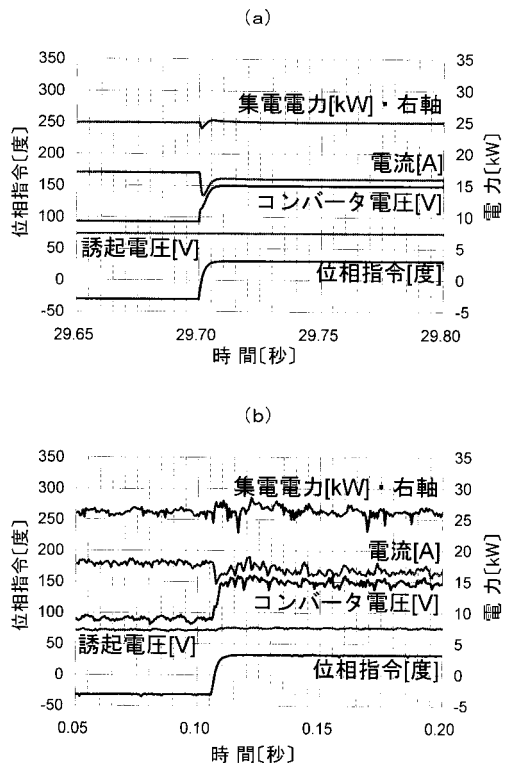
【図3】



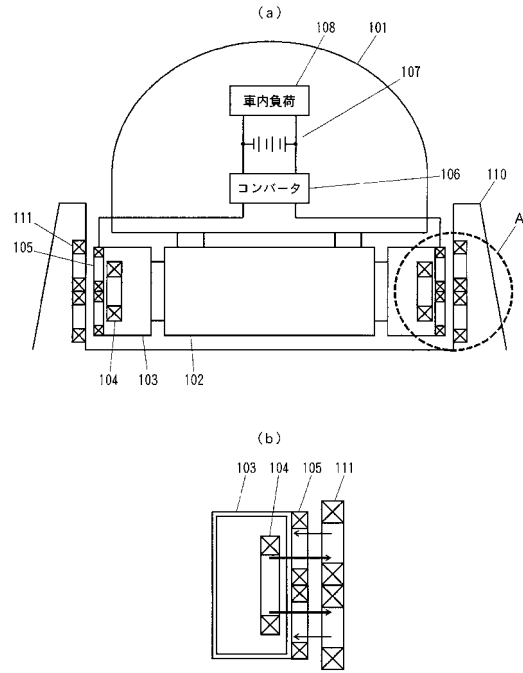
【図5】



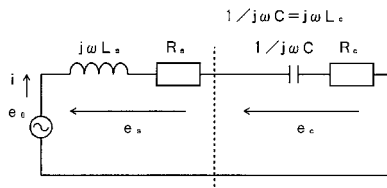
【図6】



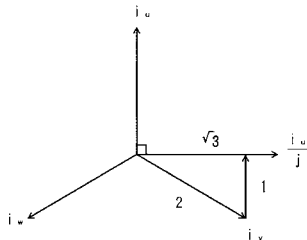
【図7】



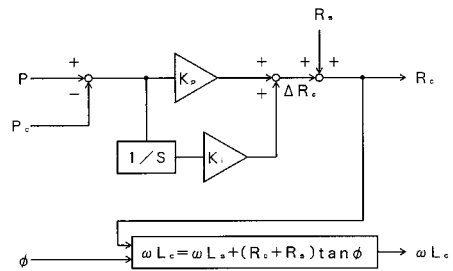
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

- (72)発明者 柏木 隆行
東京都国分寺市光町2丁目8番地38 財団法人 鉄道総合技術研究所内
- (72)発明者 山本 貴光
東京都国分寺市光町2丁目8番地38 財団法人 鉄道総合技術研究所内
- (72)発明者 長谷川 均
東京都国分寺市光町2丁目8番地38 財団法人 鉄道総合技術研究所内
- (72)発明者 佐野 孝
神奈川県横浜市金沢区福浦3-8 東洋電機製造株式会社内
- (72)発明者 田中 孝佳
神奈川県横浜市金沢区福浦3-8 東洋電機製造株式会社内

審査官 松本 泰典

- (56)参考文献 特開平11-285257(JP,A)
特開2000-166240(JP,A)
特開2001-190077(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/00
B60M 7/00
H02M 7/48
H02J 17/00