

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2020-43682
(P2020-43682A)

(43) 公開日 令和2年3月19日(2020.3.19)

(51) Int. Cl. F I テーマコード (参考)
 HO2J 50/12 (2016.01) HO2J 50/12
 HO2J 50/80 (2016.01) HO2J 50/80

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願2018-168939 (P2018-168939)
 (22) 出願日 平成30年9月10日 (2018.9.10)

(特許庁注：以下のものは登録商標)

1. FRAM

(出願人による申告) 平成29年度、総務省「電波資源拡大のための研究開発」のうち「大電カワイヤレス電力伝送システムの漏えい電磁界低減化技術の研究開発」委託研究、産業技術力強化法第19条の適用を受ける特許出願

(71) 出願人 000003078
 株式会社東芝
 東京都港区芝浦一丁目1番1号
 (74) 代理人 100091982
 弁理士 永井 浩之
 (74) 代理人 100091487
 弁理士 中村 行孝
 (74) 代理人 100082991
 弁理士 佐藤 泰和
 (74) 代理人 100105153
 弁理士 朝倉 悟
 (74) 代理人 100107582
 弁理士 関根 毅
 (74) 代理人 100118876
 弁理士 鈴木 順生

最終頁に続く

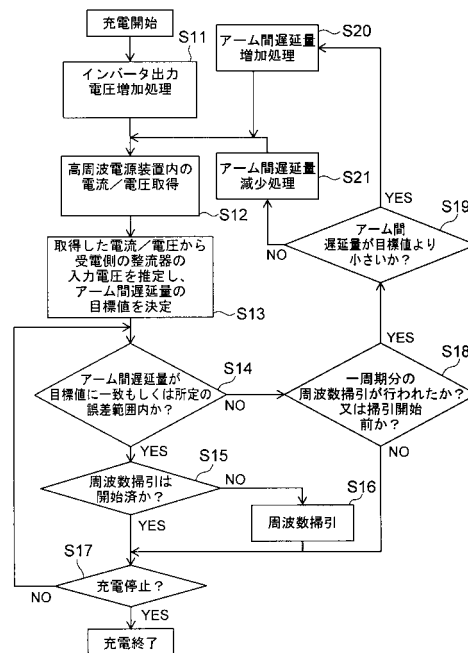
(54) 【発明の名称】 送電装置および受電装置

(57) 【要約】

【課題】周波数掃引を用いた無線電力伝送を、受電側のリップル電圧を抑制しつつ、簡易な構成で実現する送電装置および受電装置を提供する。

【解決手段】本発明の実施形態としての送電装置は、インバータと、第1制御回路と、送電共振器とを備える。前記インバータは、第1アームと第2アームとを含み、前記第1アームと前記第2アームが並列接続されている。前記第1制御回路は、前記インバータに供給する第1～第4のスイッチング信号を制御して、前記インバータから交流電力を生成する。前記送電共振器は、前記交流電力に応じた磁界を、受電ユニットのコイルに結合させることにより、前記交流電力を送電する。前記第1制御回路は、前記交流電力の送電の間、前記交流電力の周波数を掃引し、前記周波数の掃引の間、前記第1および第2アーム間の時間遅延量の変動を抑制するよう制御する。

【選択図】 図11



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 および第 2 のスイッチング素子の直列接続を含む第 1 アームと、第 3 および第 4 のスイッチング素子の直列接続を含む第 2 アームとを含み、前記第 1 アームと前記第 2 アームが並列接続されたインバータと、

前記第 1 ~ 第 4 のスイッチング素子に供給する第 1 ~ 第 4 のスイッチング信号を制御して、前記インバータから交流電力を生成する第 1 制御回路と、

前記第 1 および第 2 のスイッチング素子の接続点に電氣的に接続された第 1 端と、前記第 3 および第 4 のスイッチング素子の接続点に電氣的に接続された第 2 端とを有し、前記交流電力に応じた磁界を、受電ユニットのコイルに結合させることにより、前記交流電力を送電する送電共振器と、を備え、

前記第 1 制御回路は、前記交流電力の送電の間、前記交流電力の周波数を掃引し、前記周波数の掃引の間、前記第 1 および第 2 アーム間の時間遅延量の変動を抑制するよう制御する

送電装置。

【請求項 2】

前記第 1 制御回路は、前記インバータと前記送電共振器とを含む送電ユニット内の所定箇所の電圧および電流の少なくとも一方に基づき、前記受電ユニットの受電電圧を推定し、推定した受電電圧に基づき、前記時間遅延量の目標値を決定し、前記時間遅延量を前記目標値に維持するよう制御する

請求項 1 に記載の送電装置。

【請求項 3】

前記第 1 制御回路は、前記受電ユニットの受電電圧を表す情報を通信により取得し、前記取得した情報に基づき、前記時間遅延量の目標値を決定し、前記時間遅延量を前記目標値に維持するよう制御する

請求項 1 に記載の送電装置。

【請求項 4】

直流電力を変換し、変換した直流電力を前記インバータに供給する第 1 DC - DC コンバータを備え、

前記第 1 制御回路は、前記第 1 および第 2 アーム間の時間遅延量に基づき、前記第 1 DC - DC コンバータの入出力電圧変換比を制御する

請求項 1 ~ 3 のいずれか一項に記載の送電装置。

【請求項 5】

前記交流電力を送電する複数の前記送電共振器を備えた

請求項 1 ~ 4 のいずれか一項に記載の送電装置。

【請求項 6】

請求項 1 ~ 5 のいずれか一項に記載の送電装置から前記交流電力を受電する受電ユニットと、

第 2 制御回路とを備え、

前記受電ユニットは、前記送電共振器から送電された前記交流電力を受電する受電共振器と、受電した交流電力を整流する整流器と、整流された直流電力を変換する第 2 DC - DC コンバータとを含み、

前記第 2 制御回路は、前記送電装置における前記周波数の掃引の間、前記第 2 DC - DC 変換器の入出力電圧変換比を、前記第 1 および第 2 アーム間の時間遅延量に応じた値に維持する

受電装置。

【請求項 7】

前記第 2 制御回路は、前記受電ユニット内の所定箇所の電圧および電流の少なくとも一方に基づいて前記第 1 および第 2 アーム間の時間遅延量を推定し、推定した時間遅延量に基づき、前記第 2 DC - DC コンバータの入出力電圧変換比を決定し、前記送電装置にお

10

20

30

40

50

ける前記周波数の掃引の間、前記第2DC-DCコンバータの入出力電圧変換比を、決定した入出力電圧変換比に維持する

請求項6に記載の受電装置。

【請求項8】

前記第2制御回路は、前記第1および第2アーム間の時間遅延量の情報を前記送電装置との通信により取得し、前記取得した情報に基づき、前記第2DC-DCコンバータの入出力電圧変換比を決定し、前記送電装置における前記周波数の掃引の間、前記第2DC-DCコンバータの入出力電圧変換比を、決定した入出力電圧変換比に維持する

請求項6に記載の受電装置。

【請求項9】

前記受電ユニットは、複数の前記送電共振器から前記交流電力を受電する複数の受電共振器を備えた

請求項5を引用する請求項6～8のいずれか一項に記載の受電装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明の実施形態は、送電装置および受電装置に関する。

【背景技術】

【0002】

無線電力伝送システムでは、送電装置から受電装置に無線で電力を伝送する。送電装置は、コイルで発生させた磁界を空間に放射し、受電装置は、この磁界をコイルに結合させることで、電力を受電する。このような無線電力伝送においては、送電装置から放射される磁界（放射磁界）の強度を、電波法に代表される法令に準拠される値以下に抑えることが必要である。

【0003】

放射磁界の強度を抑制するために、予め設定した周波数範囲内で周波数を変調（掃引）することで、放射磁界の強度を時間軸上で分散させる技術がある。しかしながら、この技術では、受電装置側で受電電圧のリップルが発生する問題があった。リップルの発生は、電気回路への負荷の増大、およびバッテリー寿命の低下に繋がる。

【0004】

そこで、受電側の受電電圧の変動を低減するように、周波数の変調に追従して送電側の入力電圧の振幅を制御する技術がある。しかしながら、この技術では、周波数と入力電圧の振幅との関係データのテーブルを別途設けるか、あるいは、受電側の受電電圧等の状態を高速に送電側にフィールドバックする必要がある。このため、システム構成が複雑化する問題があった。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2010-193598号公報

【特許文献2】特開2015-33316号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

本発明の実施形態は、周波数掃引を用いた無線電力伝送を、受電側のリップル電圧を抑制しつつ、簡易な構成で実現する送電装置および受電装置を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明の実施形態としての送電装置は、インバータと、第1制御回路と、送電共振器とを備える。前記インバータは、第1および第2のスイッチング素子の直列接続を含む第1アームと、第3および第4のスイッチング素子の直列接続を含む第2アームとを含み、前

10

20

30

40

50

記第 1 アームと前記第 2 アームが並列接続されている。前記第 1 制御回路は、前記第 1 ~ 第 4 のスイッチング素子に供給する第 1 ~ 第 4 のスイッチング信号を制御して、前記インバータから交流電力を生成する。前記送電共振器は、前記第 1 および第 2 のスイッチング素子の接続点に電氣的に接続された第 1 端と、前記第 3 および第 4 のスイッチング素子の接続点に電氣的に接続された第 2 端とを有し、前記交流電力に応じた磁界を、受電ユニットのコイルに結合させることにより、前記交流電力を送電する。前記第 1 制御回路は、前記第 1 制御回路は、前記交流電力の送電の間、前記交流電力の周波数を掃引し、前記周波数の掃引の間、前記第 1 および第 2 アーム間の時間遅延量の変動を抑制するように制御する。

【図面の簡単な説明】

10

【0008】

【図 1】第 1 の実施形態に係る無線電力伝送システムの全体構成を示す図。

【図 2】送電装置の具体例を示す図。

【図 3】送電共振器および受電共振器の具体例を示す図。

【図 4】インバータの構成例を示す図。

【図 5】各スイッチング信号とインバータの出力電圧との関係の一例を示す図。

【図 6】各スイッチング信号とインバータの出力電圧との関係の他の例を示す図。

【図 7】受電装置の具体例を示す図。

【図 8】周波数掃引の例を示す図。

【図 9】周波数と受電電流との関係を示す図。

20

【図 10】データベースの一例を示す図。

【図 11】第 1 の実施形態に係る制御回路の動作のフローチャート。

【図 12】第 2 の実施形態に係る無線電力伝送システムの全体構成を示す図。

【図 13】第 2 の実施形態に係る制御回路の動作のフローチャート。

【図 14】第 3 の実施形態に係る無線電力伝送システムの全体構成を示す図。

【図 15】第 3 の実施形態に係る受電側の制御回路の動作のフローチャート。

【図 16】第 4 の実施形態に係る無線電力伝送システムの全体構成を示す図。

【図 17】第 4 の実施形態に係る受電側の制御回路の動作のフローチャート。

【図 18】第 6 の実施形態に係る無線電力伝送システムを示す図。

【発明を実施するための形態】

30

【0009】

(第 1 の実施形態)

図 1 に、第 1 の実施形態に係る無線電力伝送システムの全体構成を示す。本システムは、無線で交流電力を送電する送電装置 1 と、送電装置 1 から送電された交流電力を受電する受電装置 2 とを備える。送電装置 1 は、直流電力から交流電力を生成し、生成した交流電力に応じた磁界を送電共振器 1 1 2 により発生させる。受電装置 2 は、当該磁界を受電共振器 2 1 1 で結合させ、これにより送電装置 1 からの交流電力を受電する。受電装置 2 は、受電した交流電力を直流電力に変換して、バッテリー 3 0 1 に充電する。

【0010】

送電装置 1 は、送電ユニット 1 0 1 と、制御回路 1 0 2 とを備える。送電ユニット 1 0 1 は、交流電源装置である高周波電源装置 1 1 1 と、送電共振器 1 1 2 とを備える。制御回路 1 0 2 は、周波数制御回路 1 0 2 A と、電圧制御回路 1 0 2 B、スイッチング信号生成回路 1 0 2 C とを備える。

40

【0011】

受電装置 2 は、受電ユニット 2 0 1 と、バッテリー 3 0 1 とを備える。受電ユニット 2 0 1 は、受電共振器 2 1 1 と受電回路 2 1 2 とを備える。ここでは、バッテリー 3 0 1 は受電装置 2 の一部であるが、受電装置 2 とは別に定義してもよい。

【0012】

図 2 に、図 1 の送電装置 1 の構成の具体例を示す。

【0013】

50

図2において、高周波電源装置111は、交流電源121と、AC/DCコンバータ122と、DC/DCコンバータ123と、インバータ124とを備える。高周波電源装置111は、交流電力である高周波電力を生成し、生成した高周波電力を送電共振器112に供給する。高周波電源装置111の要素121～124は、制御回路102に接続されており、制御回路102により制御される。これらの要素121～124と制御回路102間で送受信される制御信号またはデータ信号が、破線で示されている。制御信号の例として、制御回路102が各要素に対する動作を指示する信号がある。データ信号の例として、制御回路102に各要素の動作状態や所定箇所の電圧または電流またはこれらの両方の値を通知する信号などがある。制御信号およびデータ信号はここで述べた以外のものでもよい。

10

【0014】

交流電源121は、一定周波数の交流電力（交流電圧および交流電流）を供給する。交流電源121の例として、商用電源がある。商用電源は、例えば、周波数50Hzまたは60Hzであって、単相100Vや3相200Vの交流電圧を出力する。

【0015】

AC/DCコンバータ122は、交流電源121に配線（ケーブル等）を介して接続されており、交流電源121から供給される交流電力の電圧を、直流電圧に変換する回路である。

【0016】

DC/DCコンバータ123は、AC/DCコンバータ122に配線を介して接続されており、AC/DCコンバータ122から供給される直流電圧を、異なる直流電圧に変換（昇圧または降圧）する回路である。DC/DCコンバータ123は、半導体スイッチ等のスイッチング素子を含み、これらのスイッチング素子を制御することで電圧変換を行う。スイッチング素子の動作周波数やスイッチングのパルス幅を制御することで、昇圧比または降圧比（以下、昇降圧比と記載）を制御できる。DC/DCコンバータ123を省略する構成も可能である。

20

【0017】

インバータ124は、DC/DCコンバータ123に配線を介して接続されており、DC/DCコンバータ123から供給される直流電圧に基づき、交流電力（交流電流および交流電圧）を生成する回路（DC-AC変換器）である。ここでは交流電力として高周波電力を生成する。インバータ124は、生成した交流電力を送電共振器112に供給する。

30

【0018】

送電共振器112は、インバータ124と配線を介して接続されている。送電共振器112は、コイル（インダクタ）と、コンデンサ（容量）とを備えた共振回路である。送電共振器112は、インバータ124から受けた高周波電力（高周波電流）に応じた磁界をコイルで発生させ、この磁界を、受電装置2の受電共振器211のコイルに結合させることで、無線電力伝送を行う。

【0019】

図3（A）、図3（B）、図3（C）に、送電共振器112の構成例を示す。図3（A）の構成では、コイル402の一端側にコンデンサ401が直列に接続されている。コンデンサ401を、図3（A）とは反対側、すなわち、コイル402の他端側に接続してもよい。図3（B）に示すように、コイル405の両側にコンデンサ403、404を接続してもよいし、図3（C）に示すように、複数のコイル407、408と、コンデンサ406とを直列に接続してもよい。図3（A）～図3（C）に示したコイル402、405、407、408は、磁性体コアに巻き付けてもよい。コイル形状としては、スパイラル巻、ソレノイド巻など、任意の巻き方でよい。図3（A）～図3（C）で示した以外の構成も可能である。受電共振器211も、図3（A）～図3（C）もしくは他の構成で実現できる。

40

【0020】

50

高周波電源装置 1 1 1 の構成は、図 2 の構成に限定されない。例えば DC / DC コンバータ 1 2 3 とインバータ 1 2 4 との間に、フィルタ回路などの回路が挿入されてもよい。

【 0 0 2 1 】

図 4 に、インバータ 1 2 4 の構成例を示す。インバータ 1 2 4 は、スイッチング素子 5 0 1、5 0 2、5 0 3、5 0 4 を備えたフルブリッジインバータである。スイッチング素子 5 0 1 ~ 5 0 4 の具体例としては、F E T (Field-Effect Transistor : 電界効果トランジスタ) または I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor : 絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) などの半導体素子がある。図 4 では、F E T 素子の場合が示されている。スイッチング素子 5 0 1 と 5 0 2 の一端同士が接続され、スイッチング素子 5 0 3 と 5 0 4 の一端同士が接続されている。スイッチング素子 5 0 1、5 0 3 の他端が、DC 電源 5 1 0 の電源端子に共通に接続され、これにより DC 電源 5 1 0 から電源電圧が供給される。スイッチング素子 5 0 2、5 0 4 の他端が、DC 電源 5 1 0 のグランド端子に共通に接続され、これにより DC 電源 5 1 0 からグランド電圧が供給される。DC 電源 5 1 0 は、図 2 の DC - DC コンバータ 1 2 3 に対応する。DC 電源 5 1 0 の電圧は、DC - DC コンバータ 1 2 3 の出力電圧に対応する。スイッチング素子 5 0 1 と 5 0 2 の組は、第 1 アーム A R 1 に対応し、スイッチング素子 5 0 3 と 5 0 4 の組は、第 2 アーム A R 2 に対応する。第 1 アーム A R 1 と第 2 アーム A R 2 は並列に接続されている。

10

【 0 0 2 2 】

スイッチング素子 5 0 1、5 0 2 間の接続ノードは、送電共振器 1 1 2 の一方の端子に接続され、スイッチング素子 5 0 3、5 0 4 間の接続ノードは、送電共振器 1 1 2 の他方の端子に接続されている。一例として、上記一方の端子が正出力端子、他方の端子が負出力端子に相当する。これらの端子間の電位差は、インバータ 1 2 4 の出力電圧に相当する。送電共振器 1 1 2 は、キャパシタ 5 2 1 とインダクタ 5 2 2 とを備えている。送電共振器 1 1 2 は、図 3 (A) と同様の構成を有しているが、図 3 (B) または図 3 (C) の構成でもよい。

20

【 0 0 2 3 】

インバータ 1 2 4 は、DC 電源 5 1 0 から供給される電源電圧およびグランド電圧に基づき、スイッチング信号生成回路 1 0 2 C から与えられるスイッチング信号に応じて、各スイッチング素子を駆動することで、交流電力 (交流電圧あるいは交流電流) を生成する。スイッチング信号は、パルス波形の信号である。以下、スイッチング素子 5 0 1 ~ 5 0 4 に供給するスイッチング信号を、スイッチング素子と同じ参照符号を用いて、スイッチング信号 5 0 1 ~ 5 0 4 と表記する。

30

スイッチング信号生成回路 1 0 2 C は、基準信号 (クロック) を生成する P L L (P h a s e L o c k e d L o o p) および複数の可変移相器などを用いて構成できる。簡単な構成例として、各スイッチング素子に対応づけた可変移相器に、P L L から出力された基準信号を入力する。可変移相器には、入力された基準信号を予め定めた位相量だけ移相するようパラメータを設定しておく。各可変移相器の出力信号をスイッチング信号として、対応するスイッチング素子のゲート端子に入力する。ここで述べた構成は一例であり、遅延素子を用いる方法など、他にも様々な構成が可能である。

40

【 0 0 2 4 】

制御回路 1 0 2 は、スイッチング素子 5 0 1 とスイッチング素子 5 0 2 を相補的に駆動し、スイッチング素子 5 0 3 とスイッチング素子 5 0 4 を相補的に駆動するように、スイッチング信号生成回路 1 0 2 C を制御して、スイッチング信号 5 0 1 ~ 5 0 4 を生成する。より詳細に、制御回路 1 0 2 の電圧制御回路 1 0 2 B は、スイッチング信号 5 0 1 と 5 0 3 の位相関係 (時間遅延量) を調整、およびスイッチング信号 5 0 2 と 5 0 4 の位相関係 (時間遅延量) を調整することで、送電共振器への出力電圧の実効値を調整可能である。また、制御回路 1 0 2 の周波数制御回路 1 0 2 A は、スイッチング信号 5 0 1 ~ 5 0 4 の周期 (単位時間当たりのパルスの繰り返し回数) を調整することで、出力電流の周波数を調整できる。

【 0 0 2 5 】

50

スイッチング素子501およびスイッチング素子504がオン(ON)で、スイッチング素子502およびスイッチング素子503がオフ(OFF)のときは、DC電源510から、スイッチング素子501、コイル522、スイッチング素子504を経由して、DC電源510のグランド側に電流が流れる。スイッチング素子501およびスイッチング素子504がOFFで、スイッチング素子502およびスイッチング素子503がONのときは、DC電源510から、スイッチング素子503、コイル522、スイッチング素子502を経由して、DC電源510のグランド側に電流が流れる。このように各スイッチング素子のON・OFFの切り替えを制御することにより、向きが変化する電流を生成することで、交流電力が生成される。この交流電流が送電共振器に供給され電磁界が発生させられる。この電磁界が、受電側の受電共振器のコイルと結合することで、電力が伝送される

10

【0026】

図5および図6を用いて、スイッチング信号501~504とインバータ124の出力電圧との関係について説明する。

【0027】

図5(A)は、ある送電周波数 f_a [Hz]においてスイッチング信号501~504とインバータ124の出力電圧との関係の例を示す図である。図5(A)の上側には、スイッチング信号501がハイレベル(スイッチング信号502がローレベル)になっている時間区間TS1と、スイッチング信号501がローレベル(スイッチング信号502がハイレベル)になっている時間区間TS2とが時間軸に沿って交互に繰り返されている。時間区間TS1、TS2の長さは同じである。すなわち、スイッチング信号501のハイレベルとローレベルの時間比は同じであり(すなわちデューティ比=1/2)、同様に、スイッチング信号502のデューティ比も1/2である。

20

【0028】

図5(A)の下側には、スイッチング信号503がハイレベル(スイッチング信号504がローレベル)になっている時間区間TS3と、スイッチング信号503がローレベル(スイッチング信号504がハイレベル)になっている時間区間TS4とが交互に繰り返されている。時間区間TS3、TS4の長さは同じである。スイッチング信号503のデューティ比は1/2であり、同様に、スイッチング信号504のデューティ比も1/2である。

30

【0029】

波形Wは、インバータ124の出力電圧を表す。送電周波数の周期 T_a は、 $1/f_a$ [秒]である。スイッチング信号501~504の周期は、送電周波数の周期と同じ T_a ($=1/f_a$)である。スイッチング信号501~504のパルス幅は、周期 T_a の1/2(すなわち $1/(2f_a)$)である。スイッチング信号503(もしくはスイッチング信号504)は、スイッチング信号501(もしくはスイッチング信号502)よりも時間 T_d だけ遅れている。すなわち、第2アームAR2は、第1アームAR1よりも時間 T_d だけ遅れている。すなわち、第1アームAR1および第2アームAR2間の時間遅延量(以下、アーム間遅延量)は T_d である。時間 T_d に対応する位相差は、1周期を360度とすると、180度である。

40

【0030】

図5(B)は、図5(A)と同じ送電周波数において、第1アームAR1と第2アームAR2間の時間遅延量を図5(A)よりも小さくした例を示す。時間 T_{d1} は、時間 T_d よりも d_1 だけ短くなっている。時間 T_{d1} に対応する位相差は、180度から時間 d_1 に対応する位相量(位相シフト量)だけ減らした値である。図5(A)と比較して、1周期あたり、出力電圧が0となる期間が挿入される。これにより出力電圧の実効値は小さくなる。波形W1は、インバータ124の出力電圧を表す。ここではアーム間遅延量を図5(A)の T_d よりも小さくした例を示したが、アーム間遅延量を図5(A)よりも大きくすることも可能である(後述する図7参照)。

【0031】

50

図5(C)は、送電周波数を f_a よりも高い周波数 f_b に変更しつつ、アーム間遅延量は図5(B)と同じ T_{d1} とした例を示す。送電周波数の周期 T_b は、 $1/f_b$ [秒]である。スイッチング信号501~504は、同じ周期 T_b を有する。図5(B)よりも、パルスのオン/オフの繰り返し周期が短くなっている。すなわちパルス幅が短くなっている。周期が短くなっているにも拘わらず、アーム間遅延量は図5(B)と同じ T_{d1} であるため、アーム間の位相差は、図5(B)よりも大きい。波形W2は、インバータ124の出力電圧の波形である。図5(B)よりも出力電圧が0となる期間が短いため、出力電圧の実効値は、図5(B)の場合よりも大きくなる。

【0032】

図5(B)および図5(C)ではアーム間遅延量を図5(A)のアーム間遅延量 T_d よりも小さくしたが、 T_d よりも大きくする例を、図6を用いて説明する。

10

【0033】

図6(A)は、送電周波数 f_a [Hz]においてスイッチング信号501~504とインバータ124の出力電圧との関係を示す図である。図6(A)は、図5(A)と同じである。

【0034】

図6(B)は、図6(A)と同じ送電周波数において、第1アームAR1と第2アームAR2の時間遅延量を図6(A)の T_d よりも大きくした例を示す。時間 T_{d11} は、時間 T_d よりも d_{11} だけ長くなっている。時間 T_{d11} に対応する位相差は、 180 度から時間 d_{11} に対応する位相量(位相シフト量)だけ大きくした値である。図6(A)の波形と比較して、1周期あたり、出力電圧が0となる期間が挿入される。これにより出力電圧の実効値は小さくなる。波形W11は、インバータ124の出力電圧を表す。

20

【0035】

図6(C)は、送電周波数を f_a よりも高い周波数 f_b に変更しつつ、アーム間遅延量は図6(B)と同じ T_{d11} とした例を示す。送電周波数の周期 T_b は、 $1/f_b$ [秒]である。スイッチング信号501~504は、同じ周期 T_b を有する。図6(B)よりも、パルスのオン/オフの繰り返し周期が短くなっている。すなわちパルス幅が短くなっている。周期が短くなっているにも拘わらず、アーム間遅延量は図6(B)と同じ T_{d11} であるため、アーム間の位相差は、図6(B)よりも大きくなっている。波形W12は、インバータ124の出力電圧の波形である。図6(B)よりも出力電圧が0となる期間が長いため、出力電圧の実効値は図6(B)の場合よりも小さくなる。

30

【0036】

図5(B)、図5(C)および図6(B)、図6(C)の説明から理解できるように、アーム間の時間遅延量を維持(固定)しつつ、送電周波数(スイッチング信号の周波数)を高くまたは低く変更することで、出力電圧を高く、もしくは低くすることができる。この際、出力電圧がどのように変化するかは、時間遅延量の値と、周波数の変更範囲等に依存する。例えば、送電周波数を高く変更していく場合に、ある周波数の範囲では周波数を高くするほど出力電圧が順次高くなり、別の範囲では周波数を高くするほど順次低くなる。

【0037】

なお、図5および図6においてアーム間遅延量は、パルスの一周期を越える長さとなってもかまわない。図5(B)を例にとると、 $T_{d1} + n/f_a$ により一周期を越える時間遅延量を表すことができる。 n は整数である。各スイッチング信号は周期信号であり、 360 度の位相シフトを行っても同じ波形信号であるから、 $T_{d1} + n/f_a$ の場合の出力電圧の波形は、時間遅延量 T_{d1} の場合の出力電圧の波形と等価になる。

40

【0038】

図1における受電装置2の受電ユニット201は、受電共振器211と、受電回路212とを備える。受電共振器211は、送電ユニット101の送電共振器112から放射される磁界と結合することにより無線で交流電力(高周波電力)を受電する。受電共振器211は、送電共振器112と任意の結合係数で結合されている。受電共振器211は、受

50

電した交流電力を受電回路 2 1 2 に供給する。受電共振器 2 1 1 は、前述したように、例えば図 3 (A) ~ 図 3 (C) の構成で実現できる。受電共振器 2 1 1 の共振周波数は、送電共振器 1 1 2 の共振周波数と同じか、もしくはこれに近い値を有する。これにより効率的な無線電力伝送が行われる。

【 0 0 3 9 】

受電回路 2 1 2 は、受電共振器 2 1 1 に配線を介して接続されており、受電共振器 2 1 1 で受電された交流電力を、バッテリー 3 0 1 に適した直流電圧に変換して、出力する。

【 0 0 4 0 】

図 7 に、受電装置 2 の構成の具体例を示す。受電回路 2 1 2 は、整流器 2 2 1 と、D C / D C コンバータ 2 2 2 とを備えている。

10

【 0 0 4 1 】

整流器 2 2 1 は、受電共振器 2 1 1 に配線を介して接続されており、受電共振器 2 1 1 から受けた受電電力（交流電力）を、直流電圧に変換する。すなわち、整流器 2 2 1 は、交流を直流に変換する回路である。整流器 2 2 1 は一例としてダイオードブリッジで構成されるが、その他の構成でもよい。

【 0 0 4 2 】

D C / D C コンバータ 2 2 2 は、整流器 2 2 1 に配線を介して接続されており、整流器 2 2 1 から出力される直流電圧を、バッテリー 3 0 1 で利用可能な電圧（当該直流電圧よりも高い、あるいは、同一、あるいは、低い電圧）に変換して、出力する。D C / D C コンバータ 2 2 2 は、半導体スイッチ等のスイッチング素子を含み、これらのスイッチング素子を制御することで、電圧変換を行う。例えば、スイッチング素子の動作周波数やスイッチングのパルス幅を制御することで、昇圧比または降圧比（以下、昇降圧比と記載）を制御できる。

20

【 0 0 4 3 】

バッテリー 3 0 1 は、受電回路 2 1 2 の D C / D C コンバータ 2 2 2 から入力される電力を蓄積する装置である。バッテリー 3 0 1 の代わりに、電力を消費する抵抗体（モータ等）を用いてもよい。抵抗体およびバッテリーを総称して、負荷装置と呼ぶ。

【 0 0 4 4 】

図 2 の送電装置 1 における制御回路 1 0 2 は、交流電源 1 2 1、A C / D C コンバータ 1 2 2、D C / D C コンバータ、インバータ 1 2 4 を制御する。制御回路 1 0 2 は、上述したように、周波数制御回路 1 0 2 A と、電圧制御回路 1 0 2 B と、スイッチング信号生成回路 1 0 2 C とを備えている。

30

【 0 0 4 5 】

周波数制御回路 1 0 2 A は、送電期間の間、高周波電源装置 1 1 1 の出力交流電力の周波数（送電周波数）を、予め定めた周波数範囲で掃引（変調）する。具体的には、開始周波数から終了周波数まで周波数を掃引する。周波数を掃引することを、周波数を変調すると呼ぶこともある。周波数の変更は、前述したように、複数のスイッチング素子 5 0 1 ~ 5 0 4 の駆動タイミングを制御することで行う。例えば、周波数を高くする場合、スイッチング信号 5 0 1 ~ 5 0 4 の周波数を高くする。つまり一定時間あたりのパルスのオン/オフの繰り返し回数を多くする。周波数を低くする場合、これとは逆の動作を行う。

40

【 0 0 4 6 】

開始周波数と終了周波数は任意に定義される。例えば、開始周波数は、周波数範囲の最低周波数であり、終了周波数は、当該周波数範囲の最大周波数である。あるいは、開始周波数は、周波数範囲の最大周波数、終了周波数は、当該周波数範囲の最低周波数でもよい。周波数の掃引速度および掃引単位幅（1 回あたりの周波数の変更幅）は事前に決めておけばよい。

【 0 0 4 7 】

図 8 に周波数掃引の例を示す。開始周波数 f_1 から終了周波数 f_N まで周波数掃引を行う。一定幅で周波数 $f_1, f_2, f_3, \dots, f_{N-2}, f_{N-1}, f_N$ が配置されている。 f_1 で送電を開始し、一定時間経ったら、次の周波数 f_2 に移動し、 f_2 で送電を行う

50

。一定時間経ったら、次の周波数 f_3 に移動し、 f_3 で送電を行う。 f_N まで同様の動作を繰り返し行う。 f_N での送電が完了したら、周波数 f_1 に戻る。ここに示した掃引は一例であり、これに限定されるものではない。例えば1回の周波数の変更幅を細かくし、 f_1 から f_N までより滑らかに移動するようにしてもよい。または、 f_{N-2} 、 f_3 、 f_N 、 f_{N-1} 、 f_2 、... のように飛び飛びの周波数に移動してもよい。

【0048】

制御回路102の電圧制御回路102Bは、受電回路212の受電電圧、すなわち受電ユニットの受電電圧に基づいて、アーム間遅延量の目標値を決定し、周波数掃引の間、アーム間遅延量を、決定した目標値に維持させるように制御する。受電回路212の受電電圧は、整流器221の入力電圧でもある。周波数掃引の間、アーム間遅延量を目標値に制御することで、受電側でリップル電圧の発生を抑制する。

10

【0049】

電圧制御回路102Bは、高周波電源装置111内の1つまたは複数の所定箇所の電圧、電流又はこれらの両方（以下、電圧/電流）の情報を取得し、取得した情報を用いて、整流器221の入力電圧を推定する。高周波電源装置111は、所定箇所の電圧/電流を検出する検出回路を備えている。電圧制御回路102Bは、推定した入力電圧に基づき、アーム間遅延量の目標値を決定する。なお、後述する第2の実施形態に記載するように、受電側から入力電圧の情報を受信することで、整流器221の入力電圧を特定してもよい。

【0050】

高周波電源装置111における1つまたは複数の所定箇所の電圧/電流と、整流器221の入力電圧との関係を、回路シミュレーションや出荷時の試験により把握する。当該関係を表すデータ（関係データ）を、テーブルまたは計算式等として保持しておく。そして、関係データと、上記電圧/電流の情報とに基づき、整流器221の入力電圧を推定する。

20

【0051】

整流器221の入力電圧を推定するための電圧/電流を検出する箇所は、整流器221の入力電圧と依存関係のある箇所であれば、どこでもかまわない。一例として、AC/DCコンバータ122の出力電圧、DC/DCコンバータ123の入力電圧、インバータ124の入力電圧、インバータ124の出力電圧、または、DC/DCコンバータ123の出力電圧などがある。また、AC/DCコンバータ122、DC/DCコンバータ123またはインバータ124内の任意の素子の端子における電圧または電流でもよい。

30

【0052】

関連技術では、周波数掃引の間、スイッチング信号501と503の位相差を180度（図5（A）参照）とする（スイッチング信号502と504の位相差も180度とする）。しかしながら、この場合、受電装置2において受電電圧のリップルが発生し、受電電流が変動する問題がある。

【0053】

図9に、関連技術のグラフとして、共振周波数82kHzにおける無線電力伝送システムにおいて、周波数を70～150kHzの間で変化させた場合の受電電流（充電電流）をシミュレーションによって計算した例を示す。シミュレーションにはSPICE（Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis）を用いた。図には本実施形態のグラフも表示されているが、これについては後述する。

40

【0054】

周波数70～150kHzの範囲うち、実際に無線電力伝送で使用する範囲として、共振周波数である82kHz（もしくはそれより少し前）から、110kHzくらいまでを想定すると、この範囲では、周波数の増加に伴って受電電流も変動（上昇）している（すなわちリップルが発生している）。本実施形態では、この受電電流の変動を抑制するよう制御する。周波数掃引の間、アーム間遅延量を、上述の目標値に維持するよう制御する（すなわち、周波数掃引の間、アーム間遅延量の変動を抑制するよう制御する）ことで、こ

50

れを実現する。図の本実施形態のグラフは、関連技術と同様の条件でシミュレーションを行った例を示す。90～118kHzの周波数範囲において、受電電流の変動を抑制できていることが分かる。以下、アーム間遅延量の目標値を決定する方法について詳細に説明する。

【0055】

アーム間遅延量の候補を複数生成する。例えば一定間隔でアーム間遅延量の候補を複数生成する。各候補を順番に選択する。送電装置を立ち上げ、選択した候補の値にアーム間遅延量を維持するよう制御しつつ、開始周波数から終了周波数まで周波数掃引する。送電装置の立ち上げ時の周波数は、送電共振器または受電共振器の共振周波数でもよいし、掃引範囲の開始周波数でもよいし、その他の周波数でもよい。周波数掃引の間、受電回路212の受電電圧（整流器の入力電圧）および受電電流等を計測する。周波数掃引の範囲もしくはその一部の範囲において、受電電流の変動が最も少ない候補を特定する。特定した候補を目標値とし、目標値に、整流器の入力電圧および当該入力電圧が測定された周波数の組を対応づけて、データベース（第1データベース）に格納する。周波数は、周波数掃引の開始周波数でもよいし、終了周波数でもよいし、その他の周波数でもよい。また、共振周波数でもよいし、送電装置の立ち上げ時の周波数でもよい。整流器の入力電圧と周波数との組を複数生成し、目標値にこれら複数の組を関連づけてデータベースに記憶してもよい。例えば開始周波数から終了周波数までのすべての掃引周波数についてそれぞれ整流器の入力電圧を測定し、周波数と入力電圧の各組を、上記の特定した候補に対応づけてもよい。

10

20

【0056】

受電側の受電電力は、送電側のコイルおよび受電側のコイルの位置関係（例えばコイル間距離）やその他の要因等によって変化する。このため図8に示したような周波数と受電電流の関係も変化する。そこで、受電装置の配置を変更して、上記と同様の処理を行って目標値を決定し、決定した目標値に、整流器の入力電圧および当該入力電圧が測定された周波数の組を対応付けて、上記のデータベースに格納する。整流器の入力電圧と周波数の組を複数生成し、これら複数の組を、決定した目標値に対応づけてもよい。受電装置の配置の変更を複数通り行い、同様の処理を繰り返す。これにより、データベースには、複数の目標値が格納され、各目標値には、入力電圧および周波数の組が少なくとも1つ対応付けられる。ただし、整流器の入力電圧の推定に用いられる周波数が事前に決められている場合は、データベースにおいて、目標値と整流器の入力電圧のみを対応づけ、周波数を対応づけなくてもよい。

30

【0057】

図10(A)にデータベースの一例を示す。受電装置の各配置a、b、c・・・に対して求めたアーム間遅延量の目標値を、掃引周波数範囲内の開始から終了までの各掃引周波数と整流器の入力電圧との組に対応付けている。例えばTd__aは、受電装置が配置aの場合に特定された目標値であり、この目標値が、整流器の入力電圧Vin__1aと周波数f1の組、整流器の入力電圧Vin__2aと周波数f2の組等に対応づけられている。Vin__1aは、周波数f1のときに検出された整流器の入力電圧である。図10(B)にデータベースの他の例を示す。この例では、整流器の入力電圧とアーム間遅延量のみを格納している。図10(B)のデータベースでは、整流器の入力電圧の推定に用いられる周波数が事前に決められている場合を想定している。

40

【0058】

データベースは一例として制御回路102内の記憶部または制御回路102からアクセス可能な外部の記憶部に保存されている。記憶部は、SRAM、DRAMなどの揮発性メモリであってもよいし、NAND、MRAM、FRAMなどの不揮発性メモリでもよい。またハードディスク、SSDなどのストレージ装置でもよい。ここではシミュレーションによりデータベースを構築したが、試験を行うことによりデータベースを構築してもよい。また、データベースではなく、整流器の入力電圧および周波数の少なくとも前者から目標値を算出する関数を生成してもよい。以下の説明ではデータベースを利用する例を示す

50

が、関数を用いることも可能である。

【0059】

電圧制御回路102Bは、上記の推定した整流器221の入力電圧と当該入力電圧が推定されたときの送電周波数との組に対応する目標値を、上記のデータベース(図10(A)参照)から特定する。整流器の入力電圧の推定に用いられる周波数が事前に決められている場合は、整流器の入力電圧に対応する目標値をデータベース(図10(B)参照)から特定する。

【0060】

図11は、第1の実施形態に係る制御回路102の動作のフローチャートである。

【0061】

ステップS11において、制御回路102の電圧制御回路102Bは、外部の装置から充電制御命令を受信すると、立ち上げ動作を行い、インバータ124の出力電圧を目標電圧まで上昇させる。ここで、外部の装置は、ユーザの入力インタフェース(タッチパネル等)、無線電力伝送システムの制御装置、その他の装置などである。立ち上げ動作時の送電周波数は、例えば、送電共振器または受電共振器の共振周波数またはこれに近い周波数、もしくは掃引範囲内の他の周波数である。

【0062】

ステップS12において、インバータ124の出力電圧が目標電圧まで達すると、立ち上げ時の周波数にて、送電が開始され(この時点ではまだ周波数掃引は開始されない)、電圧制御回路102Bは、高周波電源装置111内の1つまたは複数の所定箇所の電圧/電流の情報を取得する。

【0063】

ステップS13において、電圧制御回路102Bは、取得した電圧/電流の情報から、上述の関係データを利用して、整流器221の入力電圧(受電回路212の受電電圧)を推定する。推定した入力電圧と、当該入力電圧が推定されたときの送電周波数とのうちの少なくとも前者に基づき、上記のデータベース(第1データベース)から、アーム間遅延量の目標値を決定する。

【0064】

ステップS14において、電圧制御回路102Bは、アーム間遅延量が目標条件を満たすかを判断する。アーム間遅延量は、例えば各スイッチング信号の信号レベルを測定することで特定できる。アーム間遅延量が目標値に一致している、もしくは目標値に対して所定の誤差範囲内の場合には目標条件を満たすと判断し、これ以外の場合には目標条件を満たさないと判断する。所定の誤差範囲は、例えば目標値に対してプラスマイナスの範囲など、受電電流の変動が許容範囲に収まるように決めておく。は予め定めた値でもよいし、目標値に一定の係数を乗じた値でもよい。所定の誤差範囲は、前述のシミュレーション結果から定めてもよい。

【0065】

アーム間遅延量が目標条件を満たす場合(S14のYES)、ステップS15において、周波数掃引が開始済みか判断する。フローチャートの処理の開始後、1回目のステップS15では、まだ周波数掃引は開始されていない(S15のNO)。このため、ステップS16に進み、周波数制御回路102Aが、周波数掃引を開始する。この後、ステップS17に進む。

【0066】

ステップS17で、充電の終了条件が満たされたか判断する。終了条件の例として、送電開始から一定時間経過した場合、バッテリー301の充電が完了した場合、バッテリーのユーザから終了指示を、入力インタフェースを介して受信した場合などがある。終了条件が満たされた場合(YES)、本処理を終了する。終了条件が満たされない場合(NO)、ステップS14に戻る。

【0067】

ステップS14で、アーム間遅延量が目標条件を満たさないと判断した場合は(NO)

10

20

30

40

50

、ステップ S 1 8 で、一周期分の掃引が終わったか、および掃引開始前か（すなわちステップ S 1 6 を実行済みか）を判断する。一周期分の掃引が終わるとは、掃引範囲の開始周波数から終了周波数まで掃引が完了することである。一周期分の掃引が終わったと判断された場合もしくは掃引開始前の場合、アーム間遅延量の調整のため、ステップ S 1 9 に進む。一方、これ以外の場合、すなわち、一周期分の掃引が終わっていない場合（すなわち掃引の途中である場合）は（NO）、ステップ S 1 7 に進む。すなわち、掃引の開始後は、その周期の掃引が終わるまで、アーム間遅延量の調整は行わない。

【0068】

ステップ S 1 9 において、アーム間遅延量が目標値より小さいかを判断する。アーム間遅延量が目標値より小さい場合は（ステップ S 1 9 の YES）、アーム間遅延量を増加させるよう、スイッチング信号生成回路 102C を制御する（S 20）。例えば、現在のアーム間遅延量と、目標値と差分だけ遅延量を増加させるよう制御する。これにより、アーム間遅延量を目標値に近づける、または所定の誤差範囲内に収めることができる。別の方法として、予め定めた増加幅 Δ_1 だけ、アーム間遅延量を増加させてもよい。

10

【0069】

一方、アーム間遅延量が目標値より大きい場合は（ステップ S 1 9 の NO）、ステップ S 21 において、アーム間遅延量を減少させるようスイッチング信号生成回路 102C を制御する。例えば、現在のアーム間遅延量と、目標値と差分だけアーム間遅延量を減少させる。これにより、アーム間遅延量を目標値に近づける、または所定の誤差範囲内に収める。なお、別の方法として、予め定めた減少幅 Δ_1 だけ、アーム間遅延量を減少させてもよい。

20

【0070】

ステップ S 20 又は S 21 でアーム間遅延量を増加または減少させた後、ステップ S 12 に戻る。ステップ S 12 および続くステップ S 13 では、例えば開始周波数における整流器の入力電圧を推定し、アーム間遅延量の目標値を決定する（前回の目標値と同じ場合もあるし、異なる場合もあり得る）。以降、ステップ S 14 の処理は前述と同様である。

【0071】

本フローチャートの動作では、周波数の掃引が開始周波数から終了周波数まで実行されたとき後、アーム間遅延量の調整を行ったが、掃引の途中でアーム間遅延量の調整を行ってもよい。例えば、ステップ S 14 でアーム間遅延量が目標条件を満たさないと判断された場合、その時点で（現在の掃引の周期の完了を待たずに）、アーム間遅延量の調整を行ってもよい。

30

【0072】

本フローチャートの動作では、ステップ S 20 または S 21 の後、ステップ S 12、S 13 で目標値の再決定を行うが、充電開始後に受電装置の位置が維持されているなど目標値が変わる可能性が低い場合は、ステップ S 12、S 13 をスキップして、ステップ S 14 に進んでもよい。

【0073】

このように、アーム間遅延量が目標条件を満たすようにスイッチング信号の生成を制御しつつ、周波数掃引を行うことで、放射磁界強度を低減させつつ、受電側の受電電流の変動（リップルの発生）を抑制できる。これにより、受電側の電気回路へ大きな負荷がかかることを防止し、またバッテリー寿命の低下を抑制できる。

40

【0074】

また、送電側は、高周波電源装置内の所定箇所の電圧 / 電流から整流器の入力電圧を推定する。すなわち、予め当該所定箇所の電圧 / 電流と、整流器の入力電圧との関係を取得しておき、この関係のデータを利用して、受電側の電圧を推定する。このため、受電装置 2 の状態を送電装置 1 にフィードバックする必要はない。よって、構成が簡単である。

【0075】

本実施形態では、整流器の入力電圧からアーム間遅延量の目標値を決定したが、受電回路の他の箇所の電圧 / 電流からアーム間遅延量の目標値を決定する構成も可能である。こ

50

の場合も、高周波電源装置内の所定箇所の電圧／電流から、受電回路の当該他の箇所の電圧／電流を推定し、推定した電圧／電流からアーム間遅延量の目標値を決定すればよい。

【 0 0 7 6 】

(第 2 の実施形態)

図 1 2 は、第 2 の実施形態に係る無線電力伝送システムを示す。図 1 と同じまたは対応する要素には同一の符号を付し、説明は適宜省略する。図 1 のシステムに対して、送電側に通信回路 1 0 3、受電側に通信回路 2 0 3 が追加されている。送電側の通信回路 1 0 3 は、制御回路 1 0 2 に接続されている。受電側の通信回路 2 0 3 は、受電回路 2 1 2 に接続されている。通信回路 1 0 3、2 0 3 は、予め定めた手順に従って、互いに通信を行う。通信は、無線通信でも、有線通信でもよい。無線通信の場合は、通信回路 1 0 3、2 0 3 にはそれぞれ 1 つ以上のアンテナが搭載される。

10

【 0 0 7 7 】

第 1 の実施形態では、送電側の電圧制御回路 1 0 2 B が、高周波電源装置 1 1 1 内の所定箇所の電圧／電流から、受電側の整流器 2 2 1 の入力電圧（受電回路 2 1 2 の受電電圧）を推定した。本実施形態では、整流器 2 2 1 の入力電圧を推定するのではなく、受電側の通信回路 2 0 3 から、整流器 2 2 1 の入力電圧を表す情報を送信する。通信回路 1 0 3 が通信回路 2 0 3 から当該情報を受信し、受信した情報を電圧制御回路 1 0 2 B に渡す。

【 0 0 7 8 】

受電回路 2 1 2 または整流器 2 2 1 は、整流器の入力電圧（受電回路の受電電圧）を検出する検出回路を備えている。検出回路は、検出した入力電圧を表す情報を、通信回路 2 0 3 に通知する。通信回路 2 0 3 は当該情報を送電装置 1 に送信する。検出回路は、予め定めた間隔で整流器の入力電圧を検出してもよいし、送電装置 1 から測定指示を受けたタイミングで整流器の入力電圧を検出してもよい。後者の場合、制御回路 1 0 2 は、整流器の入力電圧の測定指示を、通信回路 1 0 3 を介して送信する。通信回路 2 0 3 は、測定指示を受信して、受信した測定指示を受電回路 2 1 2 または整流器 2 2 1 に通知する。

20

【 0 0 7 9 】

図 1 3 は、本実施形態に係る制御回路 1 0 2 の動作のフローチャートである。図 1 1 のステップ S 1 2 が削除され、ステップ S 1 3 が S 2 3 に変更されている。ステップ S 2 3 では、受電装置 2 から、整流器 2 2 1 の入力電圧（受電回路 2 1 2 の受電電圧）を表す情報を、通信により取得する。それ以外の動作は、第 1 の実施形態と同様である。

30

【 0 0 8 0 】

本実施形態によれば、送電装置 1 の制御回路 1 0 2 は、整流器 2 2 1 の入力電圧を表す情報を受電装置 2 から取得すればよい（整流器の入力電圧を推定する必要はない）ため、送電装置の構成を簡単にできる。

【 0 0 8 1 】

(第 3 の実施形態)

図 1 4 は、第 3 の実施形態に係る無線電力伝送システムを示す。図 1、図 4 および図 7 と同じまたは対応する要素には同一の符号を付し、説明は適宜省略する。

【 0 0 8 2 】

受電装置 2 に制御回路 2 3 0 が設けられている。また DC / DC コンバータ 2 2 2 に電圧調整回路 2 2 3 が設けられている。制御回路 2 3 0 は DC / DC コンバータ 2 2 2 に接続されている。制御回路 2 3 0 は、受電回路（整流器 2 2 1、DC / DC コンバータ 2 2 2）における 1 つ又は複数の箇所の電圧／電流に基づき、送電側のインバータ 1 2 4 におけるアーム間遅延量を推定する。受電回路は、1 つ又は複数の箇所の電圧／電流を検出する検出回路を含む。制御回路 2 3 0 は、推定したアーム間遅延量に基づき、DC / DC コンバータ 2 2 2 の入出力電圧変換比を決定する。決定した変換比を指定する指示信号を DC / DC コンバータの電圧調整回路 2 2 3 に出力する。電圧調整回路 2 2 3 は、指示信号に基づき入出力電圧変換比を調整する。入出力電圧変換比の調整は、例えば周波数掃引の周期ごとに行う。この場合、周波数掃引の一周期の間は、入出力電圧変換比は維持されている。

40

50

【 0 0 8 3 】

図 1 5 は、本実施形態に係る受電装置 2 における制御回路 2 3 0 の動作の一例のフローチャートである。本フローチャートの動作は、一例として周波数掃引の周期毎、例えば周波数掃引が開始周波数に戻った時点で開始される。制御回路 2 3 0 は予め周波数掃引の周期の開始タイミングを知っているか、もしくは、周波数掃引の周期の開始タイミングを表す情報を、通信により送電装置 1 から取得する。例えば、送電装置 1 から受電装置 2 に周波数掃引の一周期ごとにトリガー信号を送信し、受電装置 2 ではトリガー信号に基づき、当該周期の開始タイミングを決定してもよい。他の方法によって、周波数掃引の周期の開始タイミングを決定してもよい。

【 0 0 8 4 】

本フローチャートの動作が開始されると、ステップ S 3 1 において、制御回路 2 3 0 は、受電回路における 1 つ又は複数の箇所の電圧 / 電流を特定する。ここでは、一例として、整流器 2 2 1 の入力電圧を特定する。続いて、制御回路 2 3 0 は、特定した入力電圧に基づき、送電側のインバータ 1 2 4 のアーム間遅延量を推定する (S 3 2)。推定したアーム間遅延量に基づき、DC - DC コンバータ 2 2 2 の入出力電圧変換比が適正かを判断する (S 3 3)。適正と判断した場合は (Y E S)、本処理を終了する。適正でないとは判断した場合は (N O)、適正な入出力電圧変換比を決定し、決定した値を示す信号を電圧調整回路 2 2 3 に出力する (S 3 4)。電圧調整回路 2 2 3 は、当該信号が示す値に出力電圧変換比を補正する。

【 0 0 8 5 】

ステップ S 3 2 の詳細について説明する。整流器 2 2 1 の入力電圧とアーム間遅延量とを対応づけたデータベース (第 2 データベース) と、アーム間遅延量と入出力電圧変換比とを対応づけたデータベース (第 3 データベース) とを、制御回路 2 3 0 内の記憶部または制御回路 2 3 0 からアクセス可能な外部の記憶部に格納しておく。記憶部は、S R A M、D R A M などの揮発性メモリであってもよいし、N A N D、M R A M、F R A M などの不揮発性メモリでもよい。またハードディスク、S S D などのストレージ装置でもよい。第 2 データベースは、整流器 2 2 1 の入力電圧とアーム間遅延量との関係をシミュレーションまたは試験により求めることで構築すればよい。第 3 データベースは、基本的には第 1 の実施形態のデータベース構築方法に準じて、受電電流の変動を少なくするように、構築すればよい。第 1 の実施形態と同様に整流器の入力電圧が検出された周波数をデータベースに含めてもよい。制御回路 2 3 0 は、第 2 データベースにおいて、ステップ S 3 1 で特定した入力電圧に対応するアーム間遅延量を特定し、これをインバータ 1 2 4 の推定アーム間遅延量とする。

【 0 0 8 6 】

ステップ S 3 3 では、第 3 データベースにおいて、ステップ S 3 2 で推定したアーム間遅延量に対応する入出力電圧変換比を特定する。DC - DC コンバータ 1 2 2 の現在の入出力電圧変換比が、特定した入出力電圧変換比に一致もしくは所定の誤差範囲内である場合 (S 3 3 の Y E S)、現在の入出力電圧変換比は適正と判断する。それ以外の場合は (S 3 3 の N O)、現在の入出力電圧変換比は適正でないとは判断する。DC - DC コンバータ 1 2 2 の入出力電圧変換比が、特定した入出力電圧変換比になるよう、電圧変換回路に指示信号を送る (S 3 4)。

【 0 0 8 7 】

本実施形態によれば、DC - DC コンバータ 1 2 2 の入出力電圧変換比も調整することで、受電電流の変動を、より抑制することができる。

【 0 0 8 8 】

(第 4 の実施形態)

図 1 6 は、第 4 の実施形態に係る無線電力伝送システムを示す。図 1 4 のシステムに対して、送電側に通信回路 1 0 3、受電側に通信回路 2 0 3 が追加されている。図 1、図 4、図 7 および図 1 4 と同じまたは対応する要素には同一の符号を付し、説明は適宜省略する。

10

20

30

40

50

【0089】

第3の実施形態では、受電側でアーム間遅延量を推定したが、第4の実施形態では送電装置1の通信回路103から受電装置2の通信回路203に、アーム間遅延量の情報（もしくはアーム間遅延量の目標値でもよい。以下同様）を送信する。通信回路203が通信回路103から当該アーム間遅延量の情報を受信する。送電装置1は、アーム間遅延量の情報を、一例として周波数掃引の周期毎、例えばアーム間遅延量の補正を行った時点（図11のS20、S21参照）や周波数掃引の開始時点（図11のS16参照）で、送信する。受電装置2の制御回路230は、受信した情報が示すアーム間遅延量を用いて、DC/DCコンバータ222の入出力電圧変換比を調整する。

【0090】

図17は、本実施形態に係る制御回路230の動作のフローチャートである。図15のステップS31が削除され、ステップS32がS42に変更されている。ステップS42では、送電装置1からインバータ124のアーム間遅延量の情報を取得する。続くステップS33では、取得した情報に基づき、DC-DCコンバータ122の入出力電圧変換比が適正かを判断する。それ以外の処理は、第1の実施形態と同様である。

【0091】

本実施形態によれば、受電装置2の制御回路230は、送電側のインバータ124のアーム間遅延量を表す情報を送電装置1から取得すればよい（送電側のインバータ124のアーム間遅延量を推定する必要はない）ため、受電装置2の構成を簡単にできる。

【0092】

（第5の実施形態）

第3または第4の実施形態と同様に、前述した第1および第2の実施形態においてもDC-DCコンバータ123の入出力電圧変換比の値を、周波数掃引の間、維持する構成も可能である。第3または第4の実施形態と同様に、計測したアーム間遅延量（もしくはアーム間遅延量の目標値）から入出力電圧変換比を決定し、決定した値に入出力電圧変換比の値を維持すればよい。具体的な説明は、第3および第4の実施形態の説明から自明なため省略する。DC-DCコンバータ123の入出力電圧変換比も調整することで、受電電流の変動を、より抑制することができる。

【0093】

（第6の実施形態）

図18は、第6の実施形態に係る無線電力伝送システムを示す。図1、図2および図7と同じまたは対応する要素には同一の符号を付して、説明を適宜省略する。

【0094】

第1の実施形態では、送電共振器および受電共振器はそれぞれ1つであったが、本実施形態ではそれぞれ2つの場合を示す。つまり、2系統で無線電力伝送を行う。

【0095】

送電共振器112Aと送電共振器112Bのそれぞれが、インバータ124の出力端子（プラス端子、マイナス端子）に接続されている。ただし、接続の極性は互いに逆になっている。すなわち、送電共振器112Aのプラス端子はインバータ124のプラス端子に接続され、送電共振器112Aのマイナス端子は、インバータ124のマイナス端子に接続されている。一方、送電共振器112Bのプラス端子はインバータ124のマイナス端子に接続され、送電共振器112Bのマイナス端子は、インバータ124のプラス端子に接続されている。これにより、インバータ124から出力された電流は、互いに180度または略180度だけ位相のずれた電流（逆相の電流）として、送電共振器112Aと送電共振器112Bに入力される。このように逆相にすることで、送電共振器112Aと送電共振器112Bから放射する磁界を遠方で互いに打ち消し、これにより漏洩磁界を低減する。なお、磁界の打ち消し効果を得るために、必ずしも180度の位相差である必要はなく、例えば180度に対しプラスマイナスの範囲の位相差を持たせることで、所望の程度の低減効果を得るようにしてもよい。

【0096】

10

20

30

40

50

送電共振器 1 1 2 A と送電共振器 1 1 2 B で発生させられた磁界は、それぞれ受電共振器 2 1 1 A、2 1 1 B で結合される。受電共振器 2 1 1 A と受電共振器 2 1 1 B は、整流器 2 2 1 の入力端子（プラス端子、マイナス端子）に接続されている。ただし、接続の極性は互いに逆になっている。すなわち、受電共振器 2 1 1 A のプラス端子は整流器 2 2 1 のプラス端子に接続され、受電共振器 2 1 1 A のマイナス端子は、整流器 2 2 1 のマイナス端子に接続されている。一方、受電共振器 2 1 1 B のプラス端子は整流器 2 2 1 のマイナス端子に接続され、受電共振器 2 1 1 B のマイナス端子は、整流器 2 2 1 のプラス端子に接続されている。これにより、受電共振器 2 1 1 A と受電共振器 2 1 1 B からは同相の電流が出力され、これらの電流の合計に応じた合計電力が整流器 2 2 1 に供給される。

【 0 0 9 7 】

本実施形態では、2 系統で無線電力伝送を行ったが、3 系統以上でもよい。この場合、系統数を N とすると、3 6 0 度 / N または略 3 6 0 度 / N だけずれた位相が、N 個の送電共振器にそれぞれ入力されるように、インバータ 1 2 4 の出力電流の位相を制御すればよい。

【 0 0 9 8 】

本実施形態では、インバータ 1 2 4 の出力を送電共振器 1 1 2 A、1 1 2 B に共用したが、送電共振器ごとに個別にインバータを接続してもよい。これにより送電共振器毎にインバータ駆動を制御できる。

【 0 0 9 9 】

その他の構成は、第 1 の実施形態と同じである。本実施形態のように、系統数を 2 以上にする形態は、第 2 ~ 第 5 の実施形態にも同様に適用可能である。

【 0 1 0 0 】

なお、本発明は上記実施形態そのままに限定されるものではなく、実施段階ではその要旨を逸脱しない範囲で構成要素を変形して具体化できる。また、上記実施形態に開示されている複数の構成要素の適宜な組み合わせにより、種々の発明を形成できる。例えば、実施形態に示される全構成要素から幾つかの構成要素を削除してもよい。さらに、異なる実施形態にわたる構成要素を適宜組み合わせてもよい。

【 符号の説明 】

【 0 1 0 1 】

- 1 : 送電装置
- 2 : 受電装置
- 1 0 1 : 送電ユニット
- 1 0 2 : 制御回路
- 1 0 2 A : 周波数制御回路
- 1 0 2 B : 電圧制御回路
- 1 0 2 C : スイッチング信号生成回路
- 1 0 3 : 通信回路
- 1 1 1 : 高周波電源装置
- 1 1 2 : 送電共振器
- 1 1 2 A : 送電共振器
- 1 1 2 B : 送電共振器
- 1 2 1 : 交流電源
- 1 2 2 : A C / D C コンバータ
- 1 2 3 : D C / D C コンバータ
- 1 2 4 : インバータ
- 2 1 1 : 受電共振器
- 2 1 1 A : 受電共振器
- 2 1 1 B : 受電共振器
- 2 0 1 : 受電ユニット
- 2 0 2 : 制御回路

10

20

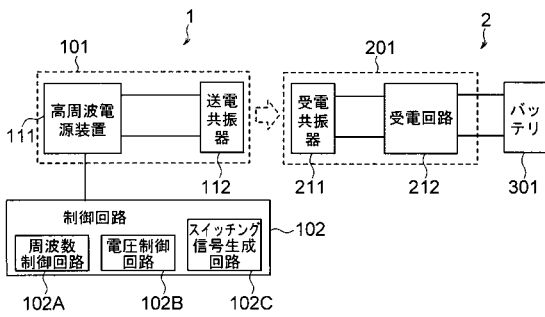
30

40

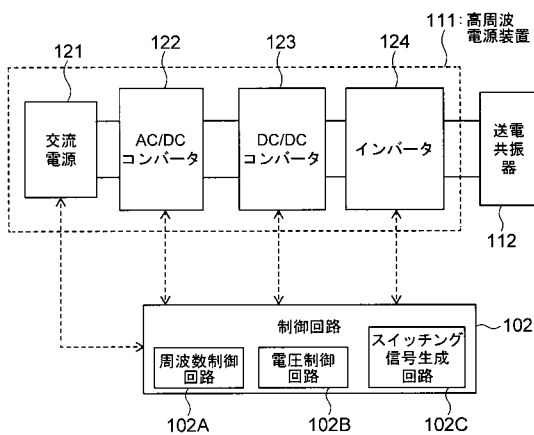
50

- 203 : 通信回路
- 221 : 整流器 (整流回路)
- 222 : DC / DC コンバータ
- 223 : 電圧調整回路
- 230 : 制御回路
- 301 : バッテリ
- 401、403、404、406、521 : コンデンサ
- 402、405、407、408 : コイル
- 501 ~ 504 : スイッチング素子
- 510 : DC 電源

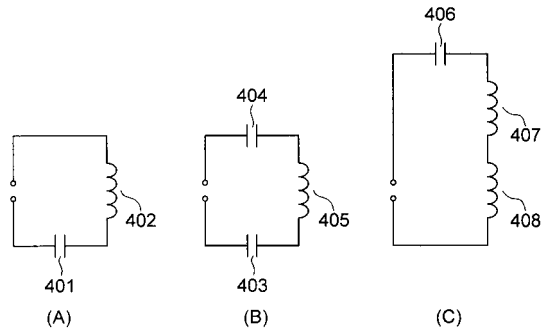
【 図 1 】



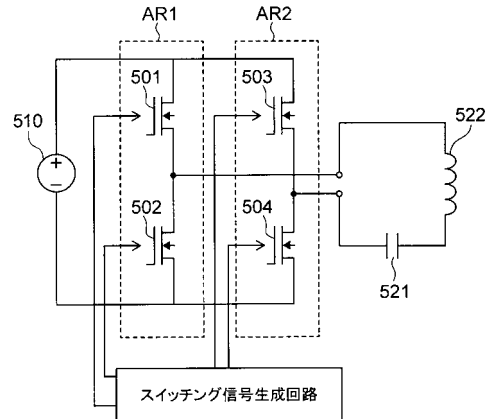
【 図 2 】



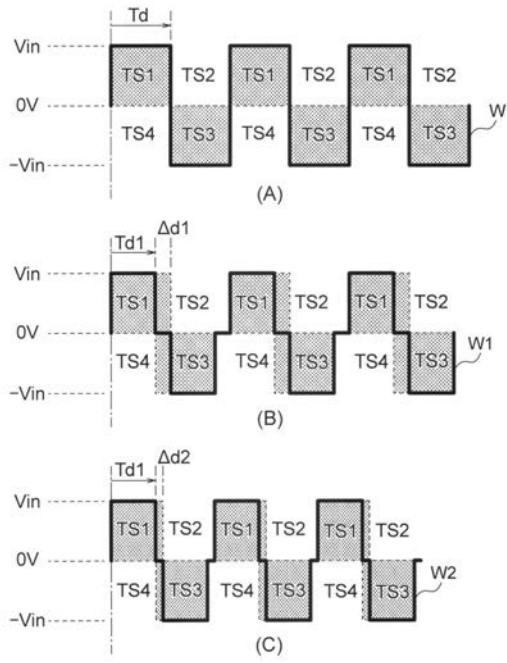
【 図 3 】



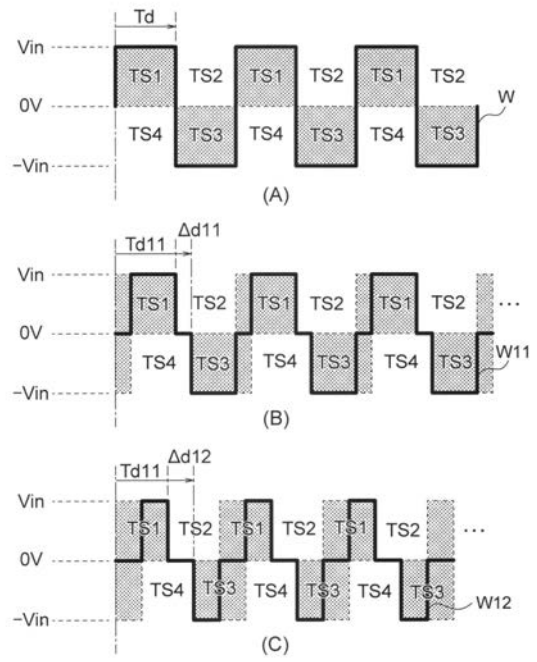
【 図 4 】



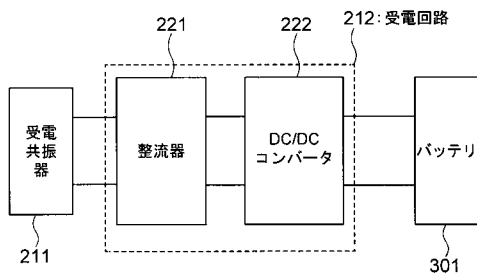
【 図 5 】



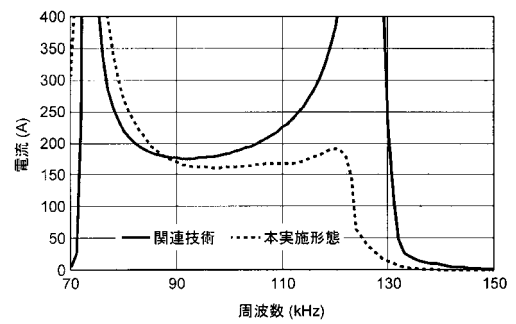
【 図 6 】



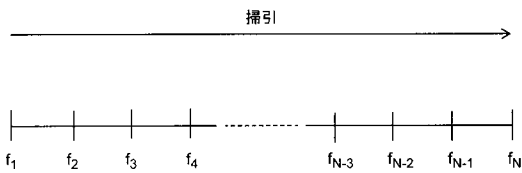
【 図 7 】



【 図 9 】



【 図 8 】



【図10】

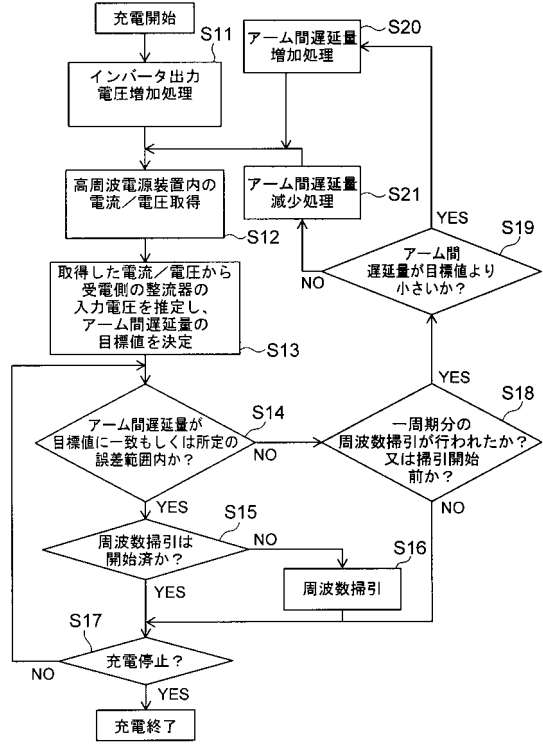
整流器の入力電圧	送電周波数	アーム間遅延量の目標値
Vin_1a	f1	Td_a
Vin_2a	f2...	Td_a
...
Vin_Na	fN	Td_a
Vin_1b	f1	Td_b
Vin_2b	f2...	Td_b
...

(A)

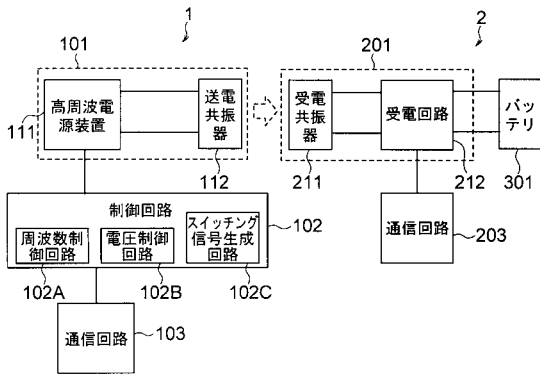
整流器の入力電圧	アーム間遅延量の目標値
Vin_a	Td_a
Vin_b	Td_b
Vin_c	Td_c
Vin_d	Td_d
...	...

(B)

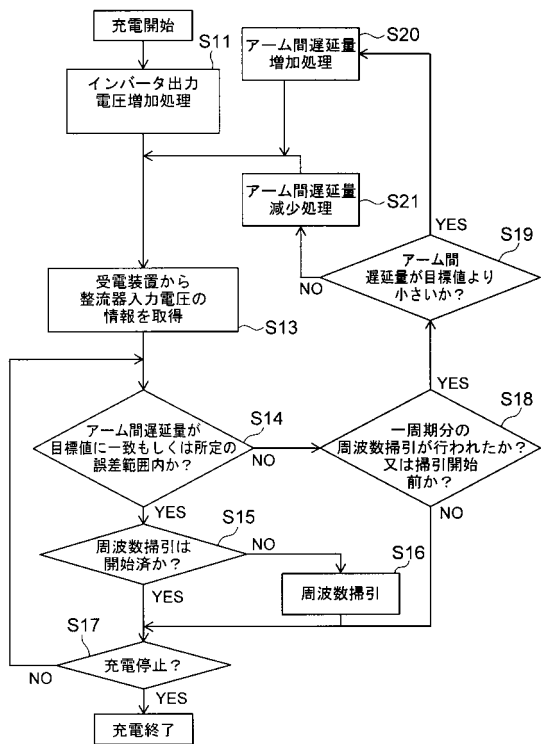
【図11】



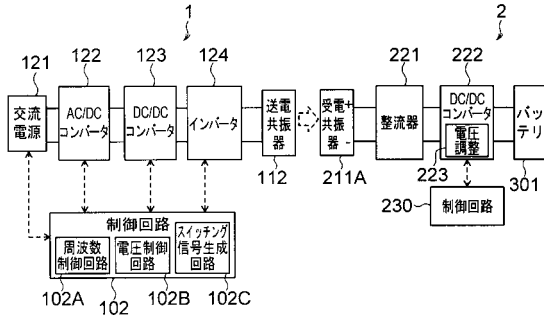
【図12】



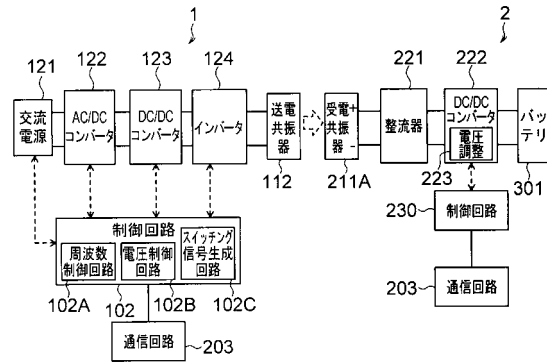
【図13】



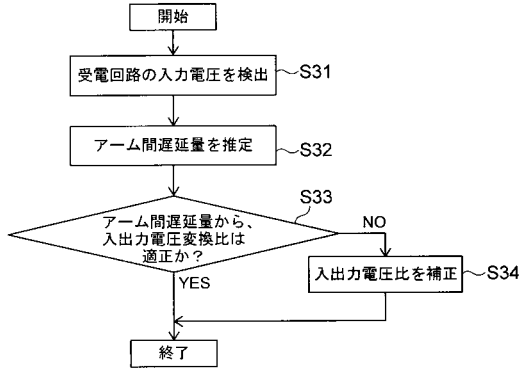
【図14】



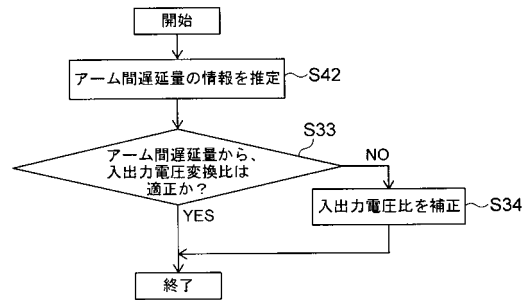
【図16】



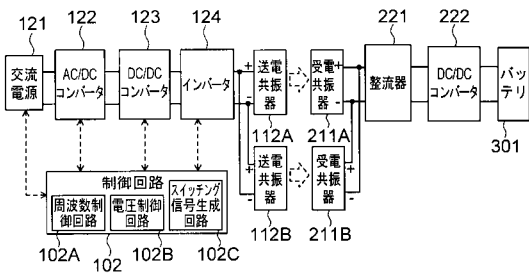
【図15】



【図17】



【図18】



フロントページの続き

- (72)発明者 鈴木 正俊
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 兼清 靖弘
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内