(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第6410511号
(P6410511)
(45)発行日　平成30年10月24日(2018.10.24)　(24)登録日　平成30年10月5日(2018.10.5)

(51)Int.Cl.　F I
H02J 50/12 (2016.01)　H02J 50/12

請求項の数 6　(全 16 頁)

(21)出願番号　特願2014-159503(P2014-159503)
(22)出願日　平成26年8月5日(2014.8.5)
(65)公開番号　特開2016-39647(P2016-39647A)
(43)公開日　平成28年3月22日(2016.3.22)
審査請求日　平成28年12月16日(2016.12.16)

(73)特許権者　000005810
マクセルホールディングス株式会社
京都府乙訓郡大山崎町大山崎小泉１番地
(72)発明者　吉弘　昌史
大阪府茨木市丑寅一丁目１番８８号　日立マクセル株式会社内
(72)発明者　戸高　義弘
大阪府茨木市丑寅一丁目１番８８号　日立マクセル株式会社内
(72)発明者　田中　淳史
大阪府茨木市丑寅一丁目１番８８号　日立マクセル株式会社内
(72)発明者　大貫　悟
大阪府茨木市丑寅一丁目１番８８号　日立マクセル株式会社内
最終頁に続く

(54)【発明の名称】非接触電力伝送装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
送電コイル及び送電容量により構成された送電共振系を有する送電装置と、
受電コイル及び受電容量により構成された受電共振系を有する受電装置とを備え、
前記送電装置から前記受電装置へ非接触で電力を伝送する非接触電力伝送装置において、
前記送電装置は、更に
前記送電共振系にパルス状の電力を供給して前記送電共振系に交流電力を生成する駆動回路と、
前記送電共振系の電流を検出する電流検出器と、
前記電流検出器が検出した電流が正から負、或いは負から正に変化する場合のゼロとなる時刻を検出する電流ゼロクロス検出器と、
前記電流がゼロとなる時刻に基づいて、前記パルス状の電力の供給が開始される時刻を制御する駆動制御回路と、
前記送電共振系の電圧を検出する共振電圧検出器とを備え、
前記送電共振系と前記受電共振系からなる送受電共振系は、共振状態の変化に応じて発振が継続する自励発振を行い、
前記駆動回路は、前記共振電圧検出器が検出した共振電圧に基づいて、前記駆動回路から前記送電共振系へ供給する電圧を変化させることにより、前記送電装置から前記受電装置へ伝送する電力の大きさを制御することを特徴とする非接触電力伝送装置。

【請求項２】
前記送電共振系の共振電圧が、前記送電コイル及び前記送電容量が破損しない共振電圧となるように、前記駆動回路から前記送電共振系へ供給する電圧を変化させることを特徴とする請求項１に記載の非接触電力伝送装置。
【請求項３】
送電コイル及び送電容量により構成された送電共振系を有する送電装置と、
受電コイル及び受電容量により構成された受電共振系を有する受電装置とを備え、
前記送電装置から前記受電装置へ非接触で電力を伝送する非接触電力伝送装置において、
前記送電装置は、更に
前記送電共振系にパルス状の電力を供給して前記送電共振系に交流電力を生成する駆動回路と、
前記送電共振系の電流を検出する電流検出器と、
前記電流検出器が検出した電流が正から負、或いは負から正に変化する場合のゼロとなる時刻を検出する電流ゼロクロス検出器と、
前記電流がゼロとなる時刻に基づいて、前記パルス状の電力の供給が開始される時刻を制御する駆動制御回路と、
前記送電共振系の平均電流を検出する平均電流検出器とを備え、
前記送電共振系と前記受電共振系からなる送受電共振系は、共振状態の変化に応じて発振が継続する自励発振を行い、
前記駆動回路は、前記平均電流検出器が検出した平均電流に基づいて、前記駆動回路から前記送電共振系へ供給する電圧を変化させることにより、前記送電装置から前記受電装置へ伝送する電力の大きさを制御することを特徴とする非接触電力伝送装置。
【請求項４】
前記駆動制御回路は、前記電流がゼロとなる時刻と前記パルス状の電力の供給を開始する時刻を、略一致させることを特徴とする請求項１から３のいずれか１項に記載の非接触電力伝送装置。
【請求項５】
前記駆動回路はＦＥＴスイッチからなるフルブリッジ回路で構成されることを特徴とする請求項１から４のいずれか１項に記載の非接触電力伝送装置。
【請求項６】
前記駆動回路はＦＥＴスイッチからなるハーフブリッジ回路で構成されることを特徴とする請求項１から４のいずれか１項に記載の非接触電力伝送装置。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、送電装置に具備された送電コイルと受電装置に具備された受電コイルを介して、非接触（ワイヤレス）で電力の伝送を行う非接触電力伝送装置に関する。
【背景技術】
【０００２】
非接触で電力を伝送する方法として、電磁誘導（数１００ｋＨｚ）による電磁誘導型、電界または磁界共鳴を介したＬＣ共振間伝送による電界・磁界共鳴型、電波（数ＧＨｚ）によるマイクロ波送電型、あるいは可視光領域の電磁波（光）によるレーザ送電型が知られている。この中で既に実用化されているのは、電磁誘導型である。これは簡易な回路（トランス方式）で実現可能であるなどの優位性はあるが、送電距離が短いという課題もある。
【０００３】
そこで、最近になって近距離伝送（～２ｍ）が可能な電界・磁界共鳴型の電力伝送が注目を浴びてきた。このうち、電界共鳴型の場合、伝送経路中に手などを入れると、人体が誘電体であるため、エネルギーを熱として吸収して誘電体損失を生じる。これに対して磁

界共鳴型の場合、人体がエネルギーをほとんど吸収せず、誘電体損失を避けられる。この点から磁界共鳴型に対する注目度が上昇してきている。

【０００４】

一般的に、磁界共鳴型の非接触電力伝送装置は、送電装置と受電装置を備える。送電装置は少なくとも送電コイルと共振容量で構成される送電共振系と、送電共振器に電力を供給する送電部を有する。受電装置は少なくとも受電コイルと共振容量で構成される受電共振系を有する。磁界共鳴型の非接触電力伝送装置は、送電共振系と受電共振系が磁界的に共鳴することを利用して、送電装置から受電装置に非接触で電力を伝送する。

【０００５】

しかし、送電共振系と受電共振系で構成される共振系の間に、金属片などの異物が挿入されると、共振条件が変化してしまう。さらに、共振系の間の距離が変化した場合、負荷変動が生じた場合でも共振条件が変化してしまう。共振条件が変化すると、共振系の共振状態が維持できなくなり、電力の伝送効率が低下してしまう。

【０００６】

特許文献１には、磁界共鳴型の非接触電力伝送装置において、上記のような原因で起こる共振系の変化を受電装置において検出する構成とともに、共振系の共振状態を維持する目的で、受電装置から送電装置へ通信を行い、送電共振系と受電共振系の共振状態を自動的に調整する構成が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【０００７】

【特許文献１】特開２０１１－１３５７６０号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【０００８】

非接触電力伝送装置においては、特許文献１に示されているように、いかなる条件においても、送電共振系と受電共振系で構成される共振系の共振を最適な状態に維持することが必要である。

【０００９】

共振系の共振状態は、特許文献１に示されているように、送受電共振系への異物の混入や送受電共振系間の距離変化等、そして負荷変動によって変化する。これらの要因により共振系のＱ値は大きく変化してしまう。

【００１０】

例えば、一定の駆動電圧と一定の駆動波形で送電共振系を駆動していた場合に負荷変動が生じると、送電共振系に電力が供給され続ける一方で、受電共振系外部への電力の流出が減少するので、送電共振系と受電共振系で構成される共振系自体に送電電力が蓄積されてしまう。その電力は、送電共振系と受電共振系各々を構成するコイルとコンデンサの間を流れる共振電流の増加の形で蓄積される。

【００１１】

その際、送電共振系と受電共振系各々のインピーダンスは一定のため、共振系の発熱量が増加する。また、送受電共振系のＱ値が高くなるように作用して、送電共振系と受電共振系各々の共振電圧も上昇する。

【００１２】

その結果、共振電圧が送電共振系や受電共振系を構成するコンデンサの耐圧以上に上昇する場合があり、最悪の場合はコンデンサが破損するという問題があった。更には、共振用のコイル端の電圧も高くなりコイル内部での絶縁破壊が生じる場合もあった。

【００１３】

特許文献１では、負荷変動に対する共振状態を、受電共振系で受電して直流に整流した後の受電電圧（特許文献１においては負荷電圧）により検知し、その結果を送電装置に通信する。そして、送電電圧と送電電流の位相を比較した結果に加えてスイッチング素子を

駆動する周波数を発生させるＶＣＯ（Ｖｏｌｔａｇｅ Ｃｏｎｔｒｏｌｌｅｄ Ｏｓｃｉｌｌａｔｏｒ）を制御している。

【００１４】

ＶＣＯは、受電電圧が予め定められた基準より高いと、送電周波数を下げることにより送電電力を下げる。逆に受電電圧が予め定められた基準より低いと、送電周波数を上げることにより送電電力を上げる。この場合、送電周波数をあえて共振周波数からずらすことにより送電電力の効率化を図っている。

【００１５】

ただし、特許文献１では、高周波の送電電力を生成するスイッチング素子のオン／オフするタイミングと送電電流の関係を考慮していない。スイッチング素子は送電電力がゼロでないタイミングでスイッチングされており、その結果、スイッチングのたびに次式で示すような損失が生じ、スイッチング素子が発熱するという問題があった。

【００１６】

損失は、以下の式（１）によって求められる。

【００１７】

損失＝Ｖ×Ｉ×ΔＴ／６　　・・・式（１）

Ｖ：スイッチング時の電位（Ｖ）

Ｉ：スイッチング時の電流（Ａ）

ΔＴ：スイッチングに要する時間（ｓｅｃ）

上記損失に伴う発熱は、送電電力の効率化が必ずしも最大限に図られているわけではないことを表している。

【００１８】

すなわち、特許文献１では、外乱により共振条件が変化した場合でも、送電周波数を適宜変化させることにより送電電力の効率化を図ってはいるが、必ずしも送電電力が最大限に効率化されているわけではなかった。

【００１９】

また、特許文献１では、受電装置で受電電圧を検知し、その結果を送電装置に通信していたので、受電装置と送電装置に通信機能を搭載する必要があった。この結果、非接触電力伝送装置が大型化し、かつ高価格になってしまうという問題があった。

【課題を解決するための手段】

【００２０】

本発明の非接触電力伝送装置は、送電コイル及び送電容量により構成された送電共振系を有する送電装置と、受電コイル及び受電容量により構成された受電共振系を有する受電装置とを備え、前記送電装置から前記受電装置へ非接触で電力を伝送する非接触電力伝送装置において、前記送電装置は、更に前記送電共振系にパルス状の電力を供給して前記送電共振系に交流電力を生成する駆動回路と、前記送電共振系の電流を検出する電流検出器と、前記電流検出器が検出した電流が正から負、或いは負から正に変化する場合のゼロとなる時刻を検出する電流ゼロクロス検出器と、前記電流がゼロとなる時刻に基づいて、前記パルス状の電力の供給が開始される時刻を制御する駆動制御回路と、前記送電共振系の電圧を検出する共振電圧検出器とを備え、前記送電共振系と前記受電共振系からなる送受電共振系は、共振状態の変化に応じて発振が継続する自励発振を行い、前記駆動回路は、前記共振電圧検出器が検出した共振電圧に基づいて、前記駆動回路から前記送電共振系へ供給する電圧を変化させることにより、前記送電装置から前記受電装置へ伝送する電力の大きさを制御することを特徴とする。

【００２１】

さらに、本発明の非接触電力伝送装置は、送電コイル及び送電容量により構成された送電共振系を有する送電装置と、受電コイル及び受電容量により構成された受電共振系を有する受電装置とを備え、前記送電装置から前記受電装置へ非接触で電力を伝送する非接触電力伝送装置において、前記送電装置は、更に前記送電共振系にパルス状の電力を供給して前記送電共振系に交流電力を生成する駆動回路と、前記送電共振系の電流を検出する電

流検出器と、前記電流検出器が検出した電流が正から負、或いは負から正に変化する場合のゼロとなる時刻を検出する電流ゼロクロス検出器と、前記電流がゼロとなる時刻に基づいて、前記パルス状の電力の供給が開始される時刻を制御する駆動制御回路と、前記送電共振系の平均電流を検出する平均電流検出器とを備え、前記送電共振系と前記受電共振系からなる送受電共振系は、共振状態の変化に応じて発振が継続する自励発振を行い、前記駆動回路は、前記平均電流検出器が検出した平均電流に基づいて、前記駆動回路から前記送電共振系へ供給する電圧を変化させることにより、前記送電装置から前記受電装置へ伝送する電力の大きさを制御することを特徴とする。

【発明の効果】

【００２２】

本発明では、送電回路側で送電電流がゼロとなるタイミングでスイッチング素子のオン／オフのスイッチングが可能となる。

【００２３】

この結果、スイッチング素子が発熱することがなく、送電回路と受電回路の通信を必要としない簡易的な手段で損失の少ない非接触電力伝送装置が実現できる。

【００２４】

本発明では、送電共振系の共振状態を監視しつつ送電共振系へ供給される電力を可変にすることにより共振器の共振状態を最適化する。送電回路と受電回路の通信を必要としないため、簡易的な手段で負荷変動に対応できる。

【００２５】

この結果、送受電共振系への異物の混入や送電共振系と受電共振系との距離変化等、または負荷変動による共振回路を構成するコンデンサの破損を防止できる。また、送受電共振系への異物の混入や送電共振系と受電共振系との距離変化等、または受電側に接続された負荷の変動に対応可能な非接触電力伝送装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【００２６】

【図１】本発明の実施の形態１における非接触電力伝送装置の構成を示すブロック図

【図２Ａ】本発明の実施の形態１における共振制御方法を説明するための簡略化された送電装置のブロック図

【図２Ｂ】本発明の実施の形態１における共振制御方法を説明するための簡略化された送電装置における波形図

【図３】本発明の実施の形態１におけるフルブリッジ回路の送電装置を備えた非接触電力伝送装置を示すブロック図

【図４Ａ】共振電圧の分圧に抵抗を用いた共振電圧検出器を示す回路図

【図４Ｂ】共振電圧の分圧にキャパシタを用いた共振電圧検出器を示す回路図

【図５】本発明の実施の形態２における非接触電力伝送装置の構成を示すブロック図

【図６】本発明の実施の形態２におけるフルブリッジ回路の送電装置を備えた非接触電力伝送装置を示すブロック図

【図７Ａ】本発明の実施の形態２における非接触電力伝送装置の電流ゼロクロス検出器と平均電流検出器を示す図

【図７Ｂ】本発明の実施の形態２における電流検出手段で検出される電流波形と電流ゼロクロス検出波形を示す波形図

【図８】本発明の実施の形態２において送電電圧を一定に保ったときの送電電流と送電コイルと送電容量間の共振電圧の関係を示した図

【発明を実施するための形態】

【００２７】

＜実施の形態１＞

図１は、本発明における実施の形態１の非接触電力伝送装置１００の概略構成を示す。非接触電力伝送装置１００は、送電装置１０と受電装置２０により構成される。送電装置

１０は、高周波電力を非接触伝送するための送電共振系５０を備える。受電装置２０は、送電装置１０の送電共振系５０が送電する高周波電力を受電するための受電共振系６０を備える。本発明の非接触電力伝送装置１００は、送電共振系５０と受電共振系６０を磁気的に結合させて、送電装置１０から受電装置２０に非接触で電力を伝送する。

【００２８】

更に、送電装置１０は、送電共振系５０を駆動する駆動回路３０、送電共振系５０の共振電流を検出する電流検出器４１、送電共振系５０の共振電圧を検出する共振電圧検出器４３、電流検出器４１が検出した共振電流に基づき送電共振系５０と受電共振系６０で構成される送受電共振系の共振特性のピーク点の周波数に駆動周波数を調整するための信号を検出する電流ゼロクロス検出器４２、電流ゼロクロス検出器４２の検出信号に基づいて、駆動回路３０の駆動電力を制御する駆動制御回路４０を備える。駆動回路３０は、共振電圧検出器４３が検出した送電共振系５０の共振電圧に基づいて、送電共振系５０へ供給する電力を調整する。

【００２９】

従来の非接触電力伝送装置では、送電装置１０と受電装置２０に別途通信手段を設け、受電装置２０に接続された負荷が小さくなった情報を受電装置２０が送電装置１０に送信し、その情報を受信した送電装置１０は駆動回路の電力を低下させるように制御していた。

【００３０】

これに対し、本発明の非接触電力伝送装置では、図１で示したとおり、通信手段を用いることなく、送電共振系５０の挙動を監視して送電電力を制御する。これにより、送電装置側で負荷変動による変化を吸収しつつ、送電を継続することが可能となる。

（共振電流のゼロクロス点に基づく共振制御）

図１に示した構成に於いて、駆動回路３０が送電共振系５０に過渡的な電力、例えばステップ状の電圧を印加すると、送電共振系５０と受電共振系６０からなる送受電共振系に固有の共振周波数で振動を始める。電流検出器４１は、送電共振系５０の電流を検出し、その検出結果に基づいて、電流ゼロクロス検出器４２は送電共振系５０の共振状態を検出する。電流ゼロクロス検出器４２は、検出した共振状態を駆動制御回路４０に送り、駆動回路３０を駆動する。

【００３１】

具体的には、電流検出器４１が検出した振動電流のゼロクロス点を電流ゼロクロス検出器４２で検出し、この検出点を元にして駆動回路３０の出力を変化させると、正帰還となるように共振状態が定まり共振が開始する。そして、送電共振系５０と受電共振系６０からなる送受電共振系は、送受電共振系の共振周波数に応じて発振が開始され継続する。これを以後、自励発振と呼称する。そして、この共振状態を維持しつつ電力が伝送される。

【００３２】

送受電共振系が自励発振する動作を図２Ａと図２Ｂを用いて詳細に説明する。図２Ａは送電装置１０の簡略回路図を示し、図２Ｂは図２Ａの挙動を説明する波形図を示す。なお、図２Ａは、本発明の特徴である共振電流のゼロクロス点に基づいて正帰還をかけながら共振させる方法を説明し易くするために、送電装置１０を簡略化したブロック図である。

【００３３】

図２Ａに於いて、ラッチ回路４０６はＤタイプであり、Ｄはデータ入力、Ｃはクロック入力、Ｑはラッチ出力、ＱバーはＱの反転出力を示している。Ｃに入力されるクロックの立ち上がり毎にＤのデータ入力信号をラッチしてＱに出力する。図２Ａでは反転出力Ｑバーがデータ入力Ｄに接続されているので、Ｃに入力されるクロックの立ち上がり毎に出力Ｑが反転する。

【００３４】

ラッチ回路４０６は接地され、不図示のスイッチを介して電源４０５にも接続される。自励発振開始時に、不図示のスイッチがオンとなり、電源４０５からラッチ回路４０６に電圧の供給が開始される。ラッチ回路４０６の出力Ｑには、抵抗５０３、電力伝送用の送

電コイル５０１、送電容量５０２が接続され、送電コイル５０１と送電容量５０２が、図１に記載した送電共振系５０の直列共振回路を構成する。

【００３５】

電流検出手段４５０は、送電共振系５０の直列共振回路に流れる電流を検出する。具体的には、送電共振系５０の直列共振回路に直列に電流検出用の抵抗が設けられ、電流検出手段４５０は、その電流検出用の抵抗の両端の電位差を検出することにより送電共振系５０の直列共振回路に流れる電流を検出する。また、電流検出手段４５０は、検出された電流値に基づいて、電流が０となるゼロクロス点を検出し、ゼロクロス点でＬｏｗからＨｉｇｈに立ち上がるクロック信号を生成する。電流検出手段４５０が生成したクロック信号は、ラッチ回路４０６のクロックＣに入力される。

【００３６】

以下では、図２Ａの回路図に基づいて、自励発振の動作を説明する。なお、電源投入による動作開始に際して、不図示のセット信号でラッチ回路４０６の出力ＱがＨｉｇｈで開始するように初期設定されているとして説明する。セット信号を用いるほかにも、別途、電源電圧の上昇により動作開始を検出して、ラッチ出力ＱがＨｉｇｈの場合にはクロック信号を追加で入力してもよいし、更に、電源投入開始後に発振していないことを検出した場合は開始動作のトリガを別途生成し加えてもよい。

【００３７】

図２Ｂは図２Ａに示した端子Ｅ，Ｆ、Ｇにおける電圧波形と、送電コイル５０１と送電容量５０２で構成される直列共振回路に流れる電流Ｉの電流波形である。図中においてレベルを表す１や０は、電圧や電流の大きさを模式的に表し、電圧の場合、例えば１Ｖのレベルに相当するものとする。また、Ｔ１，Ｔ２・・・は破線で示したタイミングに付けたラベルである。また、図２Ａにおいて電流Ｉで示す方向に電流が流れる場合を正の電流とする。

【００３８】

図２Ｂは、ラッチ回路４０６に時刻Ｔ２のタイミングで電源が投入された場合における図２Ａの回路の動作について説明する。時刻Ｔ２以前の破線で囲った５０４の範囲は電源投入前であって、図２Ａの端子Ｅ、Ｆ、Ｇは接地電位であり、図２Ａの回路には電流も流れていない状態であることを示している。

【００３９】

ラッチ回路４０６に電源が投入されると、図２Ｂの５０５に示すようにラッチ出力ＱがＨｉｇｈとなり、Ｅ端子の電圧がＨｉｇｈになる。端子Ｅの箇所で電圧が上昇することにより、抵抗５０３、送電コイル５０１を経由して送電容量５０２に充電されるように電流が流れる。その結果、送電容量５０２に電荷が次第に蓄積され、端子Ｇの電圧が上昇し始める。

【００４０】

電流は、端子Ｅの電圧と端子Ｆの電圧が等しくなるまで流れ続ける。すなわち、送電容量５０２の両端の電位が等しくなるように電流が流れ始め、その結果、送電コイル５０１に流れる電流がついには最大となり、送電コイル５０１に蓄えられる磁界エネルギーも最大となる。その後、送電コイル５０１に蓄えられたエネルギーを放出しようとするため、電流が連続して流れ、これにより更に送電容量５０２にかかる電圧が上昇する。送電コイル５０１の磁界エネルギーが放出されてしまうと電流が０となり、一方で、送電容量５０２にかかる電圧は最大となる。この時、送電容量５０２の両端の電圧はラッチ回路４０６の出力Ｑから出力されている電圧の約２倍に達する。

【００４１】

ここで、ラッチ出力ＱがＨｉｇｈを維持する場合、送電容量５０２にかかる電圧がラッチ出力Ｑの電圧より高いため、送電容量５０２が放電する方向に電流が流れ、送電コイル５０１に再び磁界エネルギーが蓄積されていく。

【００４２】

このような、送電コイル５０１と送電容量５０２の間でエネルギーのやり取りが繰り返

されることにより、図２Ａの回路が共振する。ただし、エネルギーが抵抗５０３で消費されるため、このようなエネルギーのやり取りは減衰振動となり、暫時、共振振幅が低下して、最終的には共振が停止する。

【００４３】

そこで、共振状態を維持するために下記の動作を行う。

【００４４】

まず、電流検出手段４５０は、図２Ｂに示した電流のゼロクロス点５０９を検出して、ゼロクロス点５０９でＬｏｗからＨｉｇｈに立ち上がるクロック信号を生成する。ゼロクロス点５０９は時刻Ｔ４とほぼ一致する。生成されたクロック信号は、ラッチ回路４０６のクロックＣに入力される。図２Ａに示したように、反転出力Ｑバーがデータ入力Ｄに接続されているので、Ｃに入力されるクロックの立ち上がり毎に出力Ｑが反転する。したがって、電流のゼロクロス点５０９に対応するクロック信号の立ち上がり応じて、ラッチ回路４０６において時刻Ｔ４でラッチ出力Ｑが反転する。

【００４５】

ラッチ出力Ｑが反転せずにＨｉｇｈのままであった場合には、ラッチ出力Ｑの電圧が１であるのに対して送電容量５０２の電圧が２であり、抵抗５０３と送電コイル５０１との両端には、その差分である１の電圧が印加されていた。

【００４６】

ラッチ出力Ｑが反転し出力がＬｏｗとなると、抵抗５０３と送電コイル５０１との両端には、さらに１の電圧が合わさって、２の電圧が印加することになる。すなわち、更に高い電圧が抵抗５０３と送電コイル５０１との両端に印加され、より多くのエネルギーを送電コイル５０１が一時的に蓄えられることになる。

【００４７】

この動作を、時刻Ｔ６、Ｔ８、・・・と順次繰り返せば、図２Ｂに示したように共振電圧が増加していき、図２Ａに示した回路の共振が継続するようになる。

【００４８】

一方、抵抗５０３でエネルギーが消費されるので、最終的には有限の共振電圧で共振を継続し、所謂、ＲＬＣ共振回路のＱ値で決まる電圧まで共振電圧が上昇する。

【００４９】

以上に示したように、最初のステップ状の電圧の印加で共振を開始し、最初のゼロクロス点で駆動する手段の出力を変化させることにより、振動を継続させることができる。この構成を用いることにより自励発振による無線給電が可能となる。

【００５０】

なお、ラッチ回路４０６の出力Ｑの電圧がゼロクロスするタイミング毎に、更なる電圧が共振コンデンサの電圧に加算されるので、本来は、共振開始から急速に共振電圧が上昇していくが、図では共振の動作を分かりやすくするため、振幅の増加を抑えて模式的に示している。

【００５１】

また、抵抗５０３の値のバラツキ等により共振電流や共振電圧が変化するので、共振回路の電流を検出し、その増加を抑制するように駆動電圧を制御することが望ましい。

【００５２】

図２Ａで示した回路は、以下に述べる実施の形態と一部重複する部分もあるが、自励発振のメカニズムをわかりやすく説明するための回路である。図２Ａのラッチ回路４０６は、後に述べる図３と図６の駆動パルス生成回路４０１に相当する。

【００５３】

以上に示したように、最初のステップ状の電圧の印加で共振を開始し、最初のゼロクロス点で駆動する手段の出力を変化させることにより、振動を継続させることができる。

【００５４】

このようなソフトスイッチングを用いることにより、スイッチング損失の少ない最適な状態で自励発振による無線給電が可能となる。

【００５５】
但し、抵抗５０３は一般的には回路の配線抵抗やコイルの抵抗成分に相当し共振の減衰等の挙動に関わっている。すなわち、共振回路にあえて抵抗５０３を挿入するという意味ではなく、上記において説明の簡単化のために抵抗５０３を明記したものである。
（送電共振系の電圧監視に基づく電力制御）
図１の送電共振系５０と受電共振系６０からなる送受電共振系は、送電共振系５０と受電共振系６０の相対的な位置関係に依存して結合係数が変動した場合や、負荷が変動すると、送電共振系５０と受電共振系６０の共振電圧や共振周波数が変動する。
【００５６】
本発明の非接触電力伝送装置１００では、これらの変動を含めた共振特性に応じた共振周波数で自励発振を行い、電力伝送動作を継続させる。その結果、送電共振系５０と受電共振系６０の相対的な位置関係に依存して結合係数が変動した場合や、負荷変動が生じた場合でも、安定して共振電圧を高く維持できるので高い伝送電力を実現できる。
【００５７】
本発明の実施の形態１では、送電共振系５０の電圧監視を行い、送電共振系５０の電力制御を行う。以下、詳細に説明する。
【００５８】
図４Ａに共振電圧検出器４３の回路構成の一例である共振電圧検出器４３１を示す。図４Ａの端子Ｇ、Ｈは、図３の端子Ｇ、Ｈに相当する。
【００５９】
図３に示した送電コイル５０１と送電容量５０２の間の端子Ｇの電位は、送電周波数と、送電コイル５０１と送電容量５０２の送電周波数におけるインピーダンスと、送電コイル５０１と送電容量５０２を移動する電荷に応じた電圧となる。
【００６０】
送電電力の方が受電系での消費電力を上回ると、余剰電力は送電コイル５０１と送電容量５０２の間および、受電コイル６０１と受電容量６０２との間の電荷のやりとりの形で蓄積される。電力が増えるほど送電コイル５０１と送電容量５０２の間を移動する電荷は増加し続け、余剰電力の増加分が、送電コイル５０１と送電容量５０２および受電コイル６０１と受電容量６０２の発熱によるジュール損及びコイルからの放射損とバランスするまで、蓄積される電荷は増加し続ける。
【００６１】
このとき、端子Ｇにおける信号は、蓄積した電荷に比例したほぼ正弦波となる。電圧制御回路３０１の出力電圧が仮に２４Ｖで、送電コイル５０１と送電容量５０２のＱ値が１００だった場合、端子Ｇの電位の最大値は２０００Ｖを超える可能性もある。
【００６２】
そのため、図４Ａでは抵抗４５１を数十ＭΩの高抵抗として電流を抑制する必要がある。さらには、ダイオード４５２、４５３で検波し、出力を数Ｖ程度の共振電圧に比例した略直流に変換する。実施の形態１では、この出力電圧を一定に保つ様に、送電共振系５０の駆動電力を制御する。このように、共振電圧検出器４３で送電共振系５０の共振電圧を検出し、共振電圧検出器４３が検出した共振電圧に基づいて、送電共振系５０が破損する恐れのない共振電圧まで低下するように、送電共振系５０の駆動電力を低下させる。
【００６３】
図３に示したように、駆動回路３０が検出した共振電圧に基づいて、電圧制御回路３０１がＦＥＴ３１１～３１４に供給する電圧を変化させ、駆動制御回路４０がパルス状のＦＥＴ駆動信号でＦＥＴ３１１～３１４をスイッチングさせることにより、駆動回路３０全体としてパルス振幅変調（以下、ＰＡＭという）が実現でき、送電共振系５０の駆動電力を制御できる。図３の動作については後で詳しく説明する。
【００６４】
図４Ａとは異なり、図４Ｂの場合のように端子Ｇの電位をキャパシタ４６１と４６２を用いて低電圧の正弦波に分圧してもよい。図４Ｂの端子Ｇ、Ｈは、図３の端子Ｇ、Ｈに相

当する。図４Ａの場合と同様に、端子Ｇでは高い電圧となる可能性があるので、端子Ｈでの電位をＰＡＭ制御が可能な数Ｖ程度の共振電圧に比例した略直流に変換する。そのためには、キャパシタ４６１の容量とキャパシタ４６２の容量の比を１：１００程度にする必要がある。

【００６５】

この場合、キャパシタ４６１には非常に高い電圧がかかるので、直流帯耐圧２０００Ｖ以上（１００ｋＨｚで耐圧７００Ｖ）のポリプロピレンフィルムコンデンサを直列に接続して使用した。それをダイオード４６３で整流して、図４Ａの場合と同様に出力を、数Ｖ程度の共振電圧に比例した略直流に変換することもできる。後は、図４Ａと同様であるので詳細な説明は省略する。

（フルブリッジ回路を用いた送電装置）

図３はフルブリッジ回路を用いた場合における本発明の送電装置１０の構成を詳細に示したものである。図３に示した送電装置１０においても、図２Ａ及び図２Ｂで説明した共振電流のゼロクロス点に基づく共振制御を行っている。なお、図３の受電装置２０は図１に示した受電装置２０と同じであるが、以下の説明で必要な要素部分のみを記載している。

【００６６】

駆動制御回路４０は、駆動パルス生成回路４０１と、ＦＥＴ駆動回路４０２、ＦＥＴ駆動回路４０３で構成される。

【００６７】

図３に示したように、まずは、送電共振系５０に電力を供給して共振を開始させるために、駆動制御回路４０が駆動回路３０にパルス状の信号を供給する。

【００６８】

図３を用いて詳しく説明すると、駆動パルス生成回路４０１は、ＦＥＴ駆動回路４０２とＦＥＴ駆動回路４０３を駆動するパルス状のＦＥＴ駆動信号を生成する。ＦＥＴ駆動回路４０２からＦＥＴ３１１とＦＥＴ３１２にＦＥＴ駆動信号が供給され、ＦＥＴ駆動回路４０３からＦＥＴ３１３とＦＥＴ３１４にＦＥＴ駆動信号が供給される。ＦＥＴ３１１～３１４はそのスイッチング動作により、交流電力が発生するように制御される。

【００６９】

パルス状のＦＥＴ駆動信号による共振の開始の方法としては、電圧制御回路３０１から電源電圧が出力されると、駆動パルス生成回路４０１の制御出力を得た駆動回路Ａ４０２と駆動回路Ｂ４０３は、端子Ｅ、又は端子Ｆの出力を、高電圧側、又は低電圧側に設定するように、不図示のセット回路等を用いればよい。

【００７０】

送電コイル５０１と送電容量５０２は送電共振系５０を構成し、受電共振系６０と合わせて送受電共振系を構成している。

【００７１】

電流検出器４１はＦＥＴ３１１～３１４までの合計の電流を検出する。例えば、電流検出器４１の箇所に電流検出用の抵抗を挿入し、その抵抗の両端電圧を測定することにより電流を検出できる。電流検出用の抵抗を用いる場合には、電流検出器４１を小型化でき、好適である。

【００７２】

電流ゼロクロス検出器４２は、電流検出器４１が検出した電流値に基づき、電流のゼロクロスを検出する。

【００７３】

以後、駆動パルス生成回路４０１は、電流ゼロクロス検出器４２の検出信号に基づいて、ＦＥＴ駆動信号を生成する。

【００７４】

後は、図２及び図３で説明したように、電流のゼロクロスに基づいて、ＦＥＴ３１１～ＦＥＴ３１４のオン／オフ制御が行われて、共振系の振動が開始されて自励発振が継続す

る。送電共振系５０と受電共振系６０で送受電共振系が構成されており、送電共振系５０と受電共振系６０が共振結合することにより、送受電共振系における周波数特性のピークの周波数で振動が継続するようになる。

【００７５】

なお、図２Ａで示す回路図のように、共振コイル５０１と共振コンデンサ５０２で構成される共振ループに電流検出手段４５０を挿入して検出できる電流波形と、図３のようにそれぞれのブリッジ回路を束ねて接地との間に電流検出器４１を挿入して検出できる電流波形とでは、波形が異なる。しかし、電流が０付近を経由する場合がゼロクロス点であることは変わりなく、同様に電流のゼロクロス点を検出して送受電共振系の駆動回路を構成できる。

【００７６】

電力制御については、先述したとおりであり、共振電圧検出器４３が検出した送電共振系５０の共振電圧に基づいて、駆動回路３０がＰＡＭを行うことにより、送電共振系５０の駆動電力を変調する。

【００７７】

以上のように、本発明における実施の形態１の非接触電力伝送装置では、共振電流のゼロクロス点に基づいて正帰還をかけながら共振させるので、最適化された共振制御が可能である。さらに、送電側と受電側で通信を行わずに送電側での電力制御ができるので、非接触電力伝送装置の小型化、及び低価格化を実現できる。

【００７８】

なお、送電装置にフルブリッジ回路を用いた場合を例として説明したが、送電装置にハーフブリッジ回路を用いても同等の効果を得ることができる。

＜実施の形態２＞

図５は、本発明における実施形態２の非接触電力伝送装置の概略構成を示す。図６は第２の実施形態における送電装置１１の構成を詳細に示した図である。

【００７９】

実施の形態１では、共振電圧検出器４３が検出した送電共振系５０の共振電圧に基づいて、駆動回路３０がＰＡＭを行うことにより、送電共振系５０の駆動電力を変調する。

【００８０】

一方、実施の形態２では、図５及び図６に示したように平均電流検出器４５が検出した送電共振系５０の平均電流に基づいて、駆動回路３０がＰＡＭを行うことにより、送電共振系５０の駆動電力を変調する。

【００８１】

なお、共振電流のゼロクロス点に基づく共振制御は、実施の形態１と同様の手段で行われる。

【００８２】

以下、実施の形態１との相違点を中心に詳しく説明する。

【００８３】

第２の実施形態では、電流検出器４１が検出した送電共振系５０の電流から、電流ゼロクロス検出４２が電流のゼロクロス時刻を検出し、平均電流検出器４５が電流の平均値を検出する。

【００８４】

図７Ａは、電流検出器４１、電流ゼロクロス検出器４２、及び平均電流検出器４５を詳細に示した図である。図７Ａの端子Ｊ、Ｋ、Ｌは、図６の端子Ｊ、Ｋ、Ｌに相当する。

【００８５】

電流検出器４１には、端子Ｊを通じて、電圧制御回路３０１から、ＦＥＴ３１１、共振コイル５０１、共振容量５０２、ＦＥＴ３１４を経由した電流と、電圧制御回路３０１から、ＦＥＴ３１３、共振容量５０２、共振コイル５０１、ＦＥＴ３１２を経由した電流が、交互に流れ込む。

【００８６】

図７Ｂは、電流検出器４１が検出する電流波形と、電流ゼロクロス検出器４２が検出するゼロクロス信号を示した波形図である。

【００８７】

電流検出器４１に流れ込む電流の波形は、正弦波を折り返したような形になる。図７Ａに示したように、電流検出器４１を構成する抵抗４７１は、その一端が接地されている。したがって、電流検出器４１から電流ゼロクロス検出器４２と平均電流検出４５へ出力される信号は、同一波形になる。

【００８８】

電流ゼロクロス検出器４２はヒステリシス付きのゼロクロスコンパレータで構成されており、その出力信号は図７Ｂのようになる。この出力信号が駆動パルス生成回路４０１に送られて、駆動パルス生成回路４０１が電流ゼロクロス検出器４２の出力信号に基づいて、ＦＥＴ３１１～３１４を駆動するＦＥＴ駆動信号を生成する。ＦＥＴ３１１～３１４はそのスイッチング動作により、交流電力が発生するように制御される。

【００８９】

平均電流検出器４２は、電流検出器４１の出力信号を増幅器で増幅した後、ローパスフィルタで平均化して出力する。この出力信号が電圧制御回路３０１へ送られて、電圧制御回路３０１が送電共振系５０における共振電流が所定の値になるように制御する。具体的には、電圧制御回路３０１がＦＥＴ３１１～３１４に供給する電圧を変化させることにより、駆動回路３０全体としてＰＡＭが実現でき、送電共振系５０の駆動電力を制御できる。

【００９０】

図８は送電電圧を一定に保ったときの送電電流と送電コイル５０１と送電容量５０２間の共振電圧の関係を示した一例である。縦軸は所定の電圧値で規格化し、横軸は所定の電流値で規格化した。図８に示すように、送電電流と共振電圧は比例している。したがって、送電電流を一定に制御することにより、送電共振系５０と受電共振系６０の相対的な位置関係に依存して結合係数が変動した場合や、負荷変動が生じた場合でも、共振電圧を所定の値に維持できる。その結果、伝送電力効率が高い非接触電力伝送装置を実現できる。

【産業上の利用可能性】

【００９１】

本発明の非接触電力伝送装置は、負荷の変動に応じて伝送する電力量を調整しつつ、電力伝送回路の破損を防止できる。

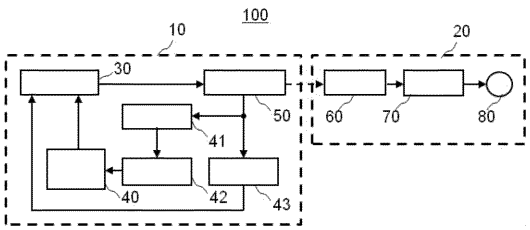
【符号の説明】

【００９２】

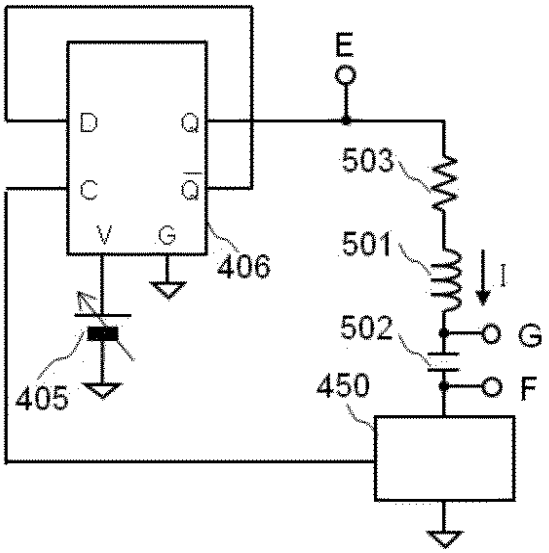
１０、１１　送電装置
２０　受電装置
３０　駆動回路
４０　駆動制御回路
４１　電流検出器
４２　電流ゼロクロス検出器
４３、４３１、４３２　共振電圧検出器
４５　平均電流検出器
５０　送電共振系
６０　受電共振系
７０　検波手段
８０　出力
１００、１０１　非接触電力伝送装置
３０１　電圧制御回路
３１１、３１２、３１３、３１４　ＦＥＴ
４０１　駆動パルス生成回路
４０２、４０３　ＦＥＴ駆動回路

４０５　電源
４０６　ラッチ回路
４５０　電流検出手段
４５１、４５５、４６５、４７１　抵抗
４５２、４５３、４６３　ダイオード
４５４、４６１、４６２、４６４　キャパシタ
５０１　送電コイル
５０２　送電容量
５０３　抵抗
５０９　ゼロクロス点
６０１　受電コイル
６０２　受電容量

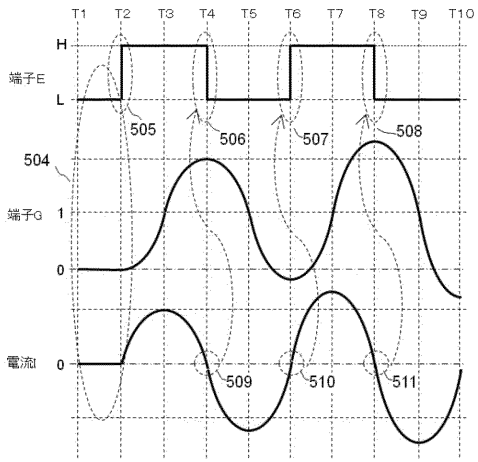
【図１】



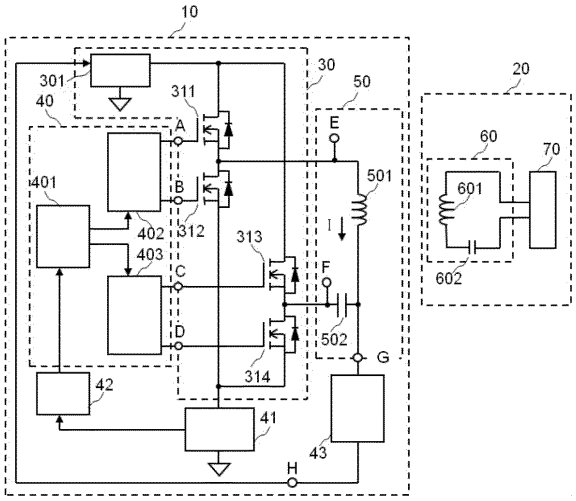
【図２Ａ】



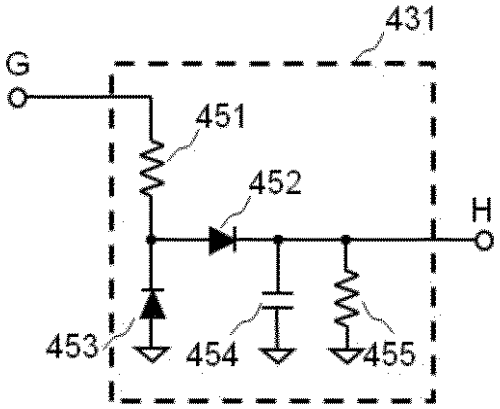
【図２Ｂ】



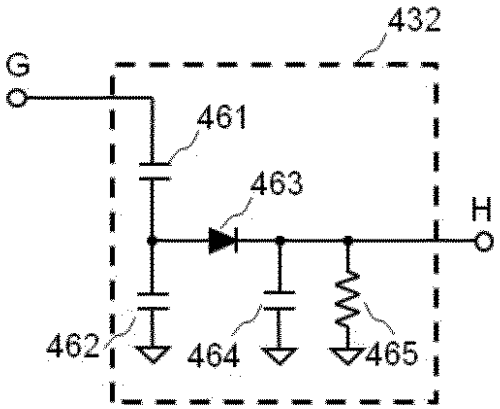
【図３】



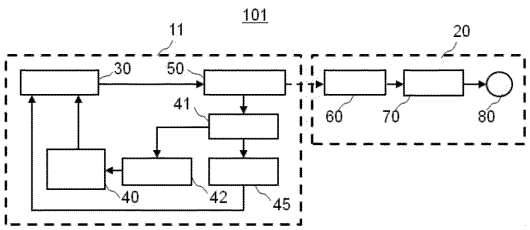
【図４Ａ】



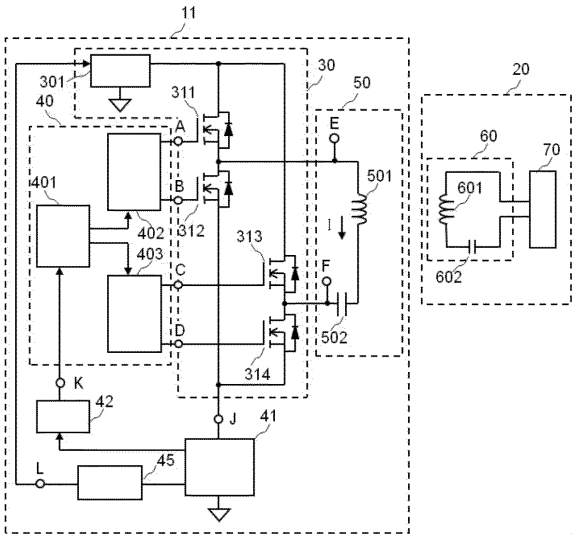
【図４Ｂ】



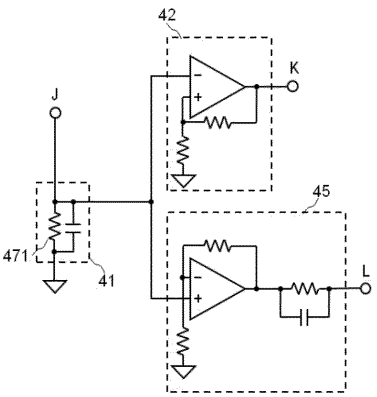
【図５】



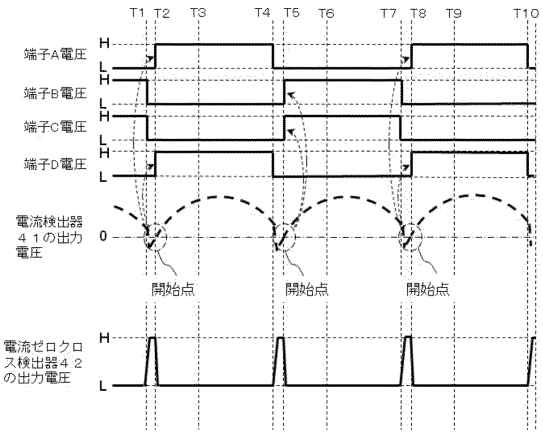
【図６】



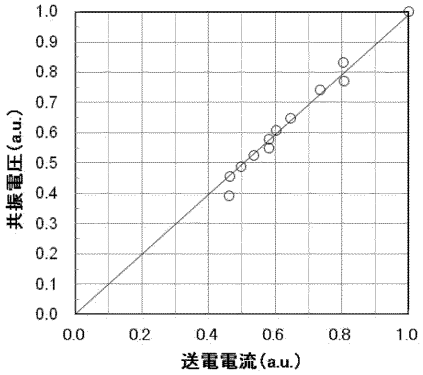
【図７Ａ】



【図７Ｂ】



【図８】



フロントページの続き

(72)発明者　宮内　靖
大阪府茨木市丑寅一丁目１番８８号　日立マクセル株式会社内
(72)発明者　井戸　寛
大阪府茨木市丑寅一丁目１番８８号　日立マクセル株式会社内

審査官　猪瀬　隆広

(56)参考文献　特開２０１４－１１０６６２（ＪＰ，Ａ）
特開２０１１－０４５１９５（ＪＰ，Ａ）
特開２０１０－２３９８１６（ＪＰ，Ａ）
特開２０１３－１８８１２７（ＪＰ，Ａ）
特開２０１４－０３３５０１（ＪＰ，Ａ）
特表２０１１－５０７４８２（ＪＰ，Ａ）
国際公開第２０１２／０３５７４５（WO，Ａ１）
特開２０１２－１２０２５３（ＪＰ，Ａ）
特開２０１０－１６６６９３（ＪＰ，Ａ）
米国特許出願公開第２０１３／０１７６６５２（ＵＳ，Ａ１）
特開２０１３－１３５５３４（ＪＰ，Ａ）
特開２００６－２１７７３１（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０２Ｊ　　７／００
Ｈ０２Ｊ　５０／００－５０／９０