(19)日本国特許庁(JP)　(12)公表特許公報(A)　(11)特許出願公表番号
特表2017-532944
(P2017-532944A)
(43)公表日　平成29年11月2日(2017.11.2)

(51)Int.Cl.	F I	テーマコード（参考）
H02J 50/12 (2016.01)	H02J 50/12	

審査請求 有　予備審査請求 未請求　（全 21 頁）

(21)出願番号	特願2017-521126 (P2017-521126)
(86)(22)出願日	平成27年11月6日 (2015.11.6)
(85)翻訳文提出日	平成29年4月18日 (2017.4.18)
(86)国際出願番号	PCT/US2015/059491
(87)国際公開番号	WO2016/073867
(87)国際公開日	平成28年5月12日 (2016.5.12)
(31)優先権主張番号	62/076,641
(32)優先日	平成26年11月7日 (2014.11.7)
(33)優先権主張国	米国 (US)

(71)出願人　000006231
株式会社村田製作所
京都府長岡京市東神足１丁目１０番１号
(74)代理人　110001195
特許業務法人深見特許事務所
(72)発明者　ソルジェ，ジェフリー・ジョン
アメリカ合衆国、０２０４８　マサチューセッツ州、マンスフィールド、キャボット・プールバード、１１、ムラタ・パワー・ソリューションズ内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】固定チューニングおよび電力制限機能を有する可変距離ワイヤレス給電システム

(57)【要約】
ワイヤレス給電システムは、送電回路と受電回路とを含む。送電回路は、発振制御駆動段に接続され、固定周波数の出力を提供する一次直列共鳴コンデンサと、一次直列共鳴コンデンサに接続された送電コイルとを含む。送電共鳴周波数は、発振器制御駆動段の固定周波数よりも低い。受電回路は、受電コイルと、受電コイルと直列に接続された二次直列共鳴コンデンサと、受電コイルと並列に接続された二次並列共鳴コンデンサとを含む。整流回路のＤＣ出力が増加するときには、少なくとも１つの整流器の非線形容量が減少するにつれて、受電共鳴周波数が増加する。

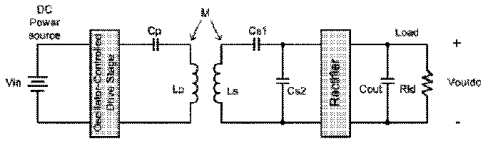


FIG. 1

【特許請求の範囲】
【請求項１】
ワイヤレス給電システムであって、
送電回路と、受電回路とを備え、
前記送電回路は、
ＤＣ入力と、
前記ＤＣ入力に接続され、固定周波数で出力を提供する発振器制御駆動段と、
前記発振器制御駆動段に接続された一次直列共鳴コンデンサと、
前記一次直列共鳴コンデンサに接続された送電コイルとを含み、
前記一次直列共鳴コンデンサおよび前記送電コイルは、送電共鳴周波数を規定し、
前記送電共鳴周波数は、前記発振器制御駆動段の前記固定周波数よりも低く、
前記受電回路は、
受電コイルと、
前記受電コイルと直列に接続された二次直列共鳴コンデンサと、
前記受電コイルと並列に接続された二次並列共鳴コンデンサと、
前記二次直列共鳴コンデンサと前記二次並列共鳴コンデンサとに接続され、少なくとも１つの整流器を有する整流回路と、
前記整流回路に接続され、整流回路のＤＣ出力を受け取るように構成された出力フィルタコンデンサとを含み、
前記二次直列共鳴コンデンサ、前記二次並列共鳴コンデンサ、前記受電コイル、および前記少なくとも１つの整流器の非線形容量は、受電共鳴周波数を規定し、
前記整流回路のＤＣ出力が増加するときには、前記少なくとも１つの整流器の非線形容量が減少するにつれて、前記受電共鳴周波数が増加する、ワイヤレス給電システム。
【請求項２】
前記送電コイルと前記受電コイルとの間の結合係数は、約Ｋ＝０．１から約Ｋ＝０．００１である、請求項１に記載のワイヤレス給電システム。
【請求項３】
前記ワイヤレス給電システムは、前記送電コイルと前記受電コイルとの間のコイル離隔距離が前記送電コイルのコイル直径の約１倍から約５倍に等しい範囲で動作する、請求項１に記載のワイヤレス給電システム。
【請求項４】
前記送電コイルおよび前記受電コイルは、同一または実質的に同一の直径を有し、最大の結合を達成するように配置される、請求項１に記載のワイヤレス給電システム。
【請求項５】
前記整流回路は、全波ブリッジ整流器である、請求項１に記載のワイヤレス給電システム。
【請求項６】
直列デチューニングコンデンサを介して前記全波ブリッジ整流器の各ブリッジレグの中心に接続されたデチューニングＭＯＳＦＥＴをさらに備える、請求項５に記載のワイヤレス給電システム。
【請求項７】
前記全波ブリッジ整流器の入力端に接続された固定コンデンサをさらに備える、請求項５に記載のワイヤレス給電システム。
【請求項８】
前記受電回路に接続された非絶縁ＤＣ－ＤＣ調整器をさらに備える、請求項１に記載のワイヤレス給電システム。
【請求項９】
前記受電回路に接続された電流調整増幅器をさらに備える、請求項１に記載のワイヤレス給電システム。
【請求項１０】

前記ワイヤレス給電システムは、高共鳴周波数および低共鳴周波数を備え、
前記高共鳴周波数は、前記送電コイルと前記受電コイルとの間の所定のコイル離隔距離の最大値に関連付けられる、請求項１に記載のワイヤレス給電システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

発明の背景

１．発明の分野

本発明は、ワイヤレス給電に関する。より詳しくは、本発明は、高給電効率を提供するように、共鳴型ワイヤレス給電システムの送電コイルと受電コイルとの間の距離の変動を補償するワイヤレス給電システムに関する。

【背景技術】

【０００２】

２．関連技術の説明

ワイヤレス給電システムを使用して、ケーブルまたはワイヤなどの直接的な物理接続を必要せず、機器に電力を供給することができる。ワイヤレス給電を行うために、静電結合、共鳴誘導結合、レーザ光およびマイクロ波ビームを含むさまざまな方法が使用されている。共鳴誘導結合を使用するワイヤレス給電システムは、比較的短いコイル離隔距離で、送電コイルから受電コイルに比較的効率的な給電を提供する。より具体的には、共鳴誘導結合は、レーザ光およびマイクロ波ビームなどの方法よりも安価であり、単純磁気誘導結合よりも利点を有する。単純磁気誘導結合は、例えば、充電マットの上面に直接配置された電動歯ブラシまたは携帯電話の充電に使用されているが、１コイル直径未満という非常に制限されたコイル離隔距離しか許されない。

【０００３】

疎結合共鳴型ワイヤレス給電システムにおいて、望ましくは、常にシステムの共鳴を再チューニングする必要がなく、広範囲の距離に亘って送電コイルおよび／または受電コイルを移動できることである。受電コイルが一次コイルによって生成された磁束の大部分を受け取れない場合、この共鳴型ワイヤレス給電システムは、疎結合であると考えられる。送電コイルと受電コイルとの間の結合係数Ｋの距離による変動と、受電装置内の整流器の非線形逆バイアス容量の出力電圧の変動とを考慮した場合、再チューニングする必要がなく、１コイル直径から５コイル直径という許容範囲のコイル離隔距離に亘って特定チューニングを確立することができる。

【０００４】

結合係数Ｋは、送電コイルから生成された磁束のうち、受電コイルを貫通する磁束の割合を示し、一般には、（１）送電コイルおよび受電コイルが相互結合されたときの、送受電コイルの相互インダクタンス、および（２）送電コイルおよび受電コイルが独立したコイルであって、結合されていないの、送電コイルおよび受電コイルの各々の自己インダクタンスに関連する。結合係数Ｋは、通常、０～１の値を有する。結合係数Ｋ＝０の場合、送電コイルと受電コイルとの間に相互磁束がなく、したがって相互インダクタンスが存在しない。結合係数Ｋ＝１の場合、受電コイルが送電コイルからの全ての磁束を受け取り、したがって、送電コイルおよび受電コイルの各々の自己インダクタンスが送受電コイルの相互インダクタンスに等しい。また、結合係数Ｋは、負の値を有してもよい。例えば、送電コイルおよび受電コイルのうち、一方の極性を反転することによって、受電コイルに誘起された電圧が送電コイルの電圧に対して１８０度の位相ずれがあった場合、結合係数Ｋは、負の値を有する。さらに、送受電コイルの相互インダクタンスおよび自己インダクタンスを決定する方程式が複雑であるため、送電コイルと受電コイルとの間の結合係数Ｋを精確に決定することが困難であり、特に結合係数Ｋの値が小さい場合、結合係数Ｋの決定に行われた測定が不精確である。

【０００５】

共鳴型ワイヤレス給電システムの共鳴を再チューニングする既知の方法の１つは、バラ

クタに依存する。バラクタとは、一種のダイオードであって、その容量が端子間に印加された電圧に従って変化する。バラクタは、共鳴型ワイヤレス給電システムにおいて電圧制御コンデンサとして使用され、コイル離隔距離が変更しても最大の電力を提供する。しかしながら、バラクタは、共鳴型ワイヤレス給電システムにおいて望ましくない電力損失を招き、しばしば複雑な制御回路または制御システムを必要とする。

【０００６】

共鳴型ワイヤレス給電システムの共鳴を再チューニングする別の既知の方法は、送電発振器および受電発振器の動作周波数を変更することによって、それぞれのシステム共鳴周波数での共鳴型ワイヤレス給電システムの動作を維持することである。しかしながら、給電周波数が電磁干渉を内的に許容する産業、科学および医療（ＩＳＭ）無線帯域に位置する場合、動作周波数の変更を行える帯域幅は殆どない。

【０００７】

１つの既知の方法によれば、より大きな容量のコンデンサを整流器の入力端に使用して、出力端に過電圧状態が発生したときに受電装置をデチューニングすることによって、共鳴型ワイヤレス給電システムの受電装置の出力端の電圧を制限することができる。これによって、送電コイルと受電コイルとの間の共鳴チューニングおよび給電を分路することができ、過度の電圧ゲインを防止することができる。特に、受電装置の負荷が小さい場合、ワイヤレス給電システムを間欠的に動作させることによって、受電装置の過度の電圧ゲインを防止することができる。しかしながら、この方法は、受電装置への給電を停止するため、受電可能な電力の量を減らしてしまう。

【０００８】

別の既知の方法によれば、受電装置の出力端をバッテリに直接に接続し、受電装置の出力端の電圧をバッテリの電圧に強制的に固定することによって、受電装置の過負荷を防止することができる。したがって、受電装置の出力端にバッテリを含む共鳴型ワイヤレス給電システムは、受電コイルで送電コイルから受電可能な最大量の電力を受電するために、結合係数Ｋが変化するたびに再チューニングしなくてもよい。より具体的には、バッテリは、受電装置の負荷に実質的に不変の電圧を供給する。これによって、受電装置の出力特性の給電曲線上に安定な動作点が形成される。しかしながら、この方法は、受電装置の出力端の電圧をバッテリの電圧に固定する必要があるため、受電装置の出力特性の給電曲線上の最大給電点に設定することができない。

【０００９】

距離に応じて、最大給電点で一定または実質的に一定の電圧出力を提供するように受電装置を調整することができるが、相対的に大きなコイル離隔距離で給電を開始する場合、受電装置は、負荷に電力を供給することができなくなる。より具体的には、十分に大きなコイル離隔距離の場合、受電装置の出力端の電圧が０Ｖに十分近いため、受電装置内の整流器がオフ状態になる。この状態において、整流器両端の逆電圧が０Ｖに十分近いため、受電装置の非線形容量が増加する。したがって、受電装置の非線形容量が高くなりすぎるため、受電装置の出力端コンデンサを負荷の動作電圧に充電するのに十分なゲインを提供できなくなる。

【００１０】

さらに別の既知の方法によれば、低電圧ロックアウト回路を受電装置の出力端電圧に追加することができる。これによって、受電装置の出力端の電圧が所定レベル未満に低下した場合、共鳴型ワイヤレス給電システムのＤＣ－ＤＣ段がオフに切換えられる。受電装置の出力端の電圧が別の所定レベルを上回ると、ＤＣ－ＤＣ段が再びオンに切換えられる。しかしながら、この方法は、ワイヤレス給電システムの断続的動作をもたらし、共鳴型ワイヤレス給電システムに過負荷の保護を提供するが、チューニングまたは再チューニングを提供できない。

【００１１】

したがって、上述した既知の方法は、共鳴型ワイヤレス給電システムの効率に損失を引き起こし、および／または複雑な制御回路またはシステムを必要とする。

【発明の概要】
【課題を解決するための手段】
【００１２】
発明の概要
上述した課題を解決するために、本発明の好ましい実施形態は、複雑な制御回路またはシステムを必要としない効率的なワイヤレス給電システムを提供する。
【００１３】
ワイヤレス給電システムの特定のチューニングに基づき、受電装置の整流器の非線形容量を用いて、整流器出力端のＤＣ出力電圧の範囲を制限することができる。このことは、受電装置の出力端にＤＣ－ＤＣコンバータを含み、システムの負荷に固定の出力電圧を供給するようなワイヤレス給電システムに望ましい。このＤＣ－ＤＣコンバータの入力端に過度に大きな電圧を加えると、コンバータに損傷を与える可能性があり、またはＤＣ－ＤＣコンバータに高電圧スイッチ素子を使用する必要があるため、効率が低下する可能性がある。負荷を減少する場合または送電コイルおよび受電コイルをより近接するように移動する場合、受電装置の出力端の電圧が大きく上昇する可能性がある。
【００１４】
したがって、上記の課題を解決するために、本発明の好ましい実施形態は、整流器の非線形容量を共鳴回路全体の一部として提供する。これによって、整流器の容量が整流器の出力電圧の増加に伴って減少するため、受電装置の共鳴をより高い周波数に自動的に再チューニングする。ワイヤレス給電システムが固定周波数で動作するため、共鳴未満の周波数で動作させることによって、共鳴ゲインを制限することができる。これによって、直列共鳴容量に対する非線形容量の相対的な大きさおよび整流器の非線形性に応じて、受電装置のＶ－Ｉ出力特性の形状を変更することができる。
【００１５】
コイル離隔距離が増加すると、受電装置の出力端から提供される電力の量が減少する。本発明の好ましい実施形態によれば、ワイヤレス給電システムの過負荷を防止するために、受電装置から負荷に出力される電力は、利用可能な最大電力の近似値に制限される。特に、本発明の好ましい実施形態によれば、受電装置から引き出せる電流は、実際に利用可能な電流量に制限され、ＤＣ－ＤＣコンバータ段の負性入力インピーダンスにより受電装置の出力端を過負荷にしてしまうことを防止する。
【００１６】
本発明の好ましい実施形態は、送電回路と受電回路とを備えるワイヤレス給電システムを提供する。送電回路は、ＤＣ入力と、ＤＣ入力に接続され、固定周波数で出力を提供する発振器制御駆動段と、発振器制御駆動段に接続された一次直列共鳴コンデンサと、一次直列共鳴コンデンサに接続された送電コイルとを含み、一次直列共鳴コンデンサおよび送電コイルは、送電共鳴周波数を規定し、送電共鳴周波数は、発振器制御駆動段の固定周波数よりも低い。受電回路は、受電コイルと、受電コイルと直列に接続された二次直列共鳴コンデンサと、受電コイルと並列に接続された二次並列共鳴コンデンサと、二次直列共鳴コンデンサと二次並列共鳴コンデンサとに接続され、少なくとも１つの整流器を有する整流回路と、整流回路に接続され、整流回路のＤＣ出力を受け取るように構成された出力フィルタコンデンサとを含む。二次直列共鳴コンデンサ、二次並列共鳴コンデンサ、受電コイル、および少なくとも１つの整流器の非線形容量は、受電共鳴周波数を規定し、整流回路のＤＣ出力が増加すると、少なくとも１つの整流器の非線形容量が減少し、受電共鳴周波数は、増加する。
【００１７】
好ましくは、送電コイルと受電コイルとの間の結合係数は、約Ｋ＝０．１から約Ｋ＝０．００１である。好ましくは、ワイヤレス給電システムは、送電コイルと受電コイルとの間のコイル離隔距離が送電コイルのコイル直径の約１倍から約５倍に等しい範囲で動作する。好ましくは、送電コイルおよび受電コイルは、同一または実質的に同一の直径を有し、最大の結合を達成するように配置される。

【００１８】
好ましくは、整流回路は、全波ブリッジ整流器である。好ましくは、ワイヤレス給電は、直列デチューニングコンデンサを介して、全波ブリッジ整流器の各ブリッジレグの中心に接続されたデチューニングＭＯＳＦＥＴをさらに備える。好ましくは、ワイヤレス給電システムは、全波ブリッジ整流器の入力端に接続された固定コンデンサをさらに備える。
【００１９】
好ましくは、ワイヤレス給電システムは、受電回路に接続された非絶縁ＤＣ－ＤＣ調整器をさらに備える。好ましくは、ワイヤレス給電システムは、受電回路に接続された電流調整増幅器をさらに備える。好ましくは、ワイヤレス給電システムは、高共鳴周波数および低共鳴周波数を備え、高共鳴周波数は、前記送電コイルと前記受電コイルとの間の所定のコイル離隔距離の最大値に関連付けられる。
【００２０】
本発明の上記および他の特徴、要素、特徴、工程および利点は、添付図面を参照しながら、本発明の好ましい実施形態の以下の詳細な説明からより明らかになるであろう。
【図面の簡単な説明】
【００２１】
【図１】本発明の好ましい実施形態に含まれるワイヤレス給電システムを示す回路図である。
【図２】本発明の好ましい実施形態に従って、ワイヤレス給電システムの挙動を近似するモデルを示す回路図である。
【図３】図２のＶｉｎｒｍｓから Ｖｏｕｔｒｍｓまでの直列共鳴経路を示す回路図である。
【図４】効果的な並列回路配置である図２の一次共鳴回路および二次共鳴回路を示す回路図である。
【図５】低共鳴周波数ｆｌおよび高共鳴周波数ｆｕが結合係数Ｋに従って変化する様子を示すグラフである。
【図６】結合係数Ｋに従って変化する固定負荷インピーダンスを有する図２の等価回路の周波数応答を示すグラフである。
【図７】整流器の逆容量と印加された逆電圧との間の典型的な関係を示すグラフである。
【図８】ブリッジ整流器の差動入力容量を示すグラフである。
【図９】ブリッジ整流器の差動入力容量を示すグラフである。
【図１０】ブリッジ整流器の平均差動入力容量とＤＣ出力電圧との間の関係を示すグラフである。
【図１１】本発明の好ましい実施形態に従って、結合係数の関数としての受電装置のシミュレートされた出力特性を示すグラフである。
【図１２】比較例に従って、結合係数の関数としての受電装置のシミュレートされた出力特性を示すグラフである。
【図１３Ａ】本発明の好適な実施形態に従ったクラスＤ電力段を示す回路図である。
【図１３Ｂ】図１３Ａに示す回路図の簡略回路図である。
【図１４】本発明の好ましい実施形態に従ったワイヤレス受電装置を示す回路図である。
【図１５Ａ】本発明の好ましい実施形態に従って、調整された受電装置を示す回路図である。
【図１５Ｂ】本発明の好ましい実施形態に従って、調整された受電装置を示す回路図である。
【発明を実施するための形態】
【００２２】
好ましい実施形態の詳細な説明
図１は、本発明の好ましい実施形態に含まれる典型的なワイヤレス給電システムを示す簡略回路図である。ＤＣ電源は、発振器制御駆動段に接続される。駆動段は、一次共鳴タンク回路を励振する。一次共鳴タンク回路は、一次共鳴コンデンサＣｐと、一次送電コイ

ルＬｐとを含む。二次受電コイルＬｓは、二次直列共鳴コンデンサＣｓ１および二次並列共鳴コンデンサＣｓ２を介して、整流回路に接続される。整流回路は、並列共鳴コンデンサＣｓ２に並列に接続される。その結果、負荷ＲｌｄにＤＣ電力を供給するコンデンサＣｏｕｔの出力端にＤＣ出力電圧がもたらされる。

【００２３】

一次送電コイルＬｐと二次受電コイルＬｓとは、相互インダクタンスＭを有するように結合されている。相互インダクタンスＭと相互結合係数Ｋとの関係は、以下の式により表される。

【００２４】

【数１】

$$M = K \times \sqrt{(Lp \times Ls)}$$

【００２５】

一次コイルＬｐおよび二次コイルＬｓが同一または実質的に同一の大きさ、形状および巻数である（すなわち、Ｌｐ＝Ｌｓ）場合、上記式をＭ＝Ｋ×ＬｐまたはＭ＝Ｋ×Ｌｓに簡略化することができる。したがって、相互インダクタンスの各側の漏れインダクタンスは、Ｌｌｋｐ＝Ｌｌｋｓ＝Ｌｐ×（１－Ｋ）またはＬｌｋｐ＝Ｌｌｋｓ＝Ｌｓ×（１－Ｋ）で表すことができる。式中、Ｌｌｋｐは、一次漏れインダクタンスを示し、Ｌｌｋｓは、二次漏れインダクタンスを示す。これが共鳴システムであるため、一次コイルＬｐ内の一次電流および二次コイルＬｓ内の二次電流は、発振器制御駆動段によって決定された基本動作周波数では、通常、正弦波の形を有する。第一高調波以外の高調波は、共鳴回路によって実質的に減衰されて、供給する電力がゼロまたは実質的にゼロになるため、第一高調波以外の高調波を無視して、システムに第一高調波解析を適用することができる。さらに、第一高調波解析は、システム全体を簡略化して、周波数応答の観点からシステムをより容易に評価することができる。

【００２６】

駆動段の出力が低い方のレベルで０ボルト（Ｖ）であり、高い方のレベルでＶｉｎボルト（Ｖ）を有する矩形波（または実質的に矩形波）であると仮定する場合、駆動段の出力は、以下の式により表されるＶｉｎｒｍｓの二乗平均平方根（ｒｍｓ）値を有する正弦波で置き換えることができる。この正弦波は、一次共鳴タンク回路に印加される矩形波電圧の第一高調波である。

【００２７】

【数２】

$$Vinrms = Vin \times \sqrt{2/\pi}$$

【００２８】

出力整流器が全波整流器である場合、出力整流器およびＤＣ出力端の負荷Ｒｌｄは、以下の式によって与えられる等価ＡＣ負荷抵抗Ｒｌｄａｃで置き換えることができる。

【００２９】

【数３】

$$Rldac = 8 \times Rld/\pi^2$$

【００３０】

さらに、ＤＣ出力電圧は、以下の式に従って、整流器の入力側を基準とする第一高調波ＲＭＳ電圧に関連する。

【００３１】

【数４】

$$Voutrms = Voutdc \times \sqrt{8/\pi}$$

【００３２】

上記の説明および式に従い、ワイヤレス給電システムの挙動を近似するモデルが開発され、図２に示されている。

【００３３】

図２に示された疎結合ワイヤレス給電システムにおいて、Ｋ＝０．１～０．００１という結合係数の範囲に特に注目すべきである。この範囲は、両方のコイルが同一または実質的に同一の直径を有し、且つ両方のコイルが最大の結合を達成するように配置される、すなわち、両方のコイルが同一の軸または実質的に同一の軸を中心にまたは実質的に中心にして配置され、互いに平行または実質的に平行であると仮定する場合、１コイル直径～５コイル直径というコイル離隔距離の近似範囲を表す。両方のコイルの配置にずれがあった場合および／または両方のコイルが同一軸を中心にしていない場合、同様の結合係数を得るためには、コイル間の離隔距離を短くする必要がある。図２に示された等価回路の周波数応答は、２つの異なる共鳴周波数ｆｕおよびｆｌ（ｆｕは、高共鳴周波数であり、ｆ１は、低共鳴周波数である）を提供する。図３に示すように、高共鳴周波数ｆｕは、ＶｉｎｒｍｓからＶｏｕｔｒｍｓまでの直列共鳴経路を表す。同様に、低共鳴周波数ｆｌは、相互インダクタンスＭを含む。図４に示すように、一次共鳴回路および二次共鳴回路は、並列回路として効果的に配置される。主に一次コイルＬｐおよび二次コイルＬｓの交流抵抗に関連する一次側損失抵抗Ｒｐおよび二次側損失抵抗Ｒｓは、送電装置および受電装置の周波数応答時の共鳴周波数に関係しないため、図３および図４に示されていない。

【００３４】

結合係数Ｋが０．００１から０．１に増加する場合、低共鳴周波数ｆｌが減少し、高共鳴周波数ｆｕが増加する。しかしながら、結合係数Ｋをこの範囲に制限する場合、低共鳴周波数ｆｌと高共鳴周波数ｆｕとは十分に近似するため、低共鳴周波数ｆｌから高共鳴周波数ｆｕの全周波数範囲に亘って適切な量の共鳴ゲインを提供することができる。これによって、共鳴型ワイヤレス給電システムは、広範囲のコイル離隔距離に亘って十分なＤＣ出力電圧を提供することができる。特に、高共鳴周波数ｆｕが所定のコイル離隔距離の最大値に関連する動作周波数になるようにシステムを調整した場合、距離が減少するにつれて、共鳴周波数ｆｌと高共鳴周波数ｆｕとの間の帯域において、依然として適切なゲインを提供することができ、一次コイルから二次コイルに効率的な給電を行うことができる。

【００３５】

したがって、ワイヤレス給電システムは、共鳴周波数で動作しなくても、適切なゲインおよび効率的な給電を提供することができ、インピーダンスを受電装置の出力インピーダンスの共役複素インピーダンスに対して整合させる必要がない。たとえば、受電装置の出力インピーダンスがＲ＋ｊＸである場合、最大給電を行うための受電装置の理想的な整合負荷は、Ｒ－ｊＸである。この状態は、ワイヤレス給電システムの周波数応答曲線上の共鳴ピークによって示され、二次直列共鳴コンデンサＣｓ１および二次並列共鳴コンデンサＣｓ２が二次コイルＬｓの誘導出力特性を相殺することによって現れる。しかしながら、負荷が受電装置の出力インピーダンスに対して完全に整合されていない場合、負荷に与えられたインピーダンスは、負荷に伝送される電力量を減少させるリアクタンス成分を有する。しかしながら、受電装置の出力インピーダンスを負荷に比較的近く一致するように整合すれば、負荷に十分な電力を出力することができる。

【００３６】

図５は、例えば２７．１２ＭＨｚという固定周波数で動作するようにワイヤレス給電システムを調整した場合に、低共鳴周波数ｆｌおよび高共鳴周波数ｆｕが結合係数Ｋに従って変化する様子を示すグラフである。図５に示すように、結合係数Ｋが増加され、一次コイルおよび二次コイルがより近接するように移動されるにつれて、低共鳴周波数ｆｌと高次共鳴周波数ｆｕとの間により広範囲の周波数が許容される。図６は、結合係数Ｋの関数として、固定負荷インピーダンスを有する図２の等価回路の周波数応答を示している。図６に示すように、高ゲインを提供する共鳴周波数の間のギャップは、Ｋの値の増加に伴って増加する。

【００３７】

受電装置の応答への結合係数Ｋの影響に加えて、他の要因も受電装置の出力特性に影響を与える。特に、ソリッドステート整流器の逆バイアス容量は、印加された逆電圧に対して、電圧の増加に伴って容量が減少するという非線形容量を示す。整流器の逆容量と印加された逆電圧との間の典型的な関係は、図７に示される。好ましくは、受電装置の整流器は、比較的低い順方向電圧降下を有するショットキー整流器を含む。しかしながら、整流器の逆回復に十分な時間が許されるならば、標準的な整流器をより低い動作周波数において使用してもよい。代替的に、炭化ケイ素整流器または窒化ガリウム整流器を使用してもよい。

【００３８】

全波整流器装置において、導通状態と非導通状態との間の異なる整流器の遷移につれて、全波整流器の入力端の実際の容量が変化する。すなわち、全波整流器の入力端の合計容量は、各整流器の容量変化の組み合わせに関連する。例えば、整流器が４つのフルブリッジ構成のダイオードを含む場合、ブリッジ整流器の入力端に印加されたＡＣ電圧波形の各極性に対応してダイオードが導通する直前に、その容量が最大値である。切換サイクルの中点では、ブリッジ整流器の差動入力電圧がゼロまたはほぼゼロであり、容量が最小値である。典型的な全波整流器の左ブリッジレグまたは右ブリッジレグに含まれた整流器は、並列に結合する容量を有する。図８に示すように、左右のブリッジレグの容量が直列に結合することによって、ブリッジ整流器の差動入力容量を与える。さらに、デチューニングＭＯＳＦＥＴ（金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ）が整流器入力端に設けられた場合、ＭＯＳＦＥＴも、左右ブリッジレグ容量を並列に結合する同様の非線形逆容量を示す。これらのＭＯＳＦＥＴがブリッジ整流器の差動入力容量に与える影響も同様に図８に示される。

【００３９】

１つのスイッチング周期に亘る整流器ブリッジレグの平均入力容量は、逆バイアスされた２つの整流器の容量の組み合わせである。すなわち、１つの整流器は、最大の容量である０Ｖまたは実質的に０Ｖでスイッチング周期を開始するが、ブリッジレグの反対側の整流器は、Ｖｏｕｔでスイッチング周期を開始する。その理由は、ダイオードの両端に０Ｖの電圧を印加する場合、ダイオードの接合容量が最大になり、定格逆電圧を印加してダイオードを逆方向にバイアスする場合、ダイオードの接合容量が最小になるためである（ダイオードを順方向にバイアスする場合、接合容量が本質的に短絡する）。言い換えれば、ＤＣ出力電圧が高くなるほど、スイッチング周期の開始時に反対側の整流器入力端の容量が低くなる。したがって、ＤＣ出力電圧が増加する場合、ブリッジ整流器の実効平均差動入力容量が減少する。図８および図９に示すように、ＤＣ出力電圧を２０Ｖｄｃから４０Ｖｄｃに増加すると、容量が減少する。

【００４０】

図２に示された並列共鳴コンデンサＣｓ２の一部であるブリッジ整流器の等価差動入力容量をモデル化するために、ブリッジ整流器の平均差動入力容量と図１に示されたＤＣ出力電圧Ｖｏｕｔｄｃとの間の関係を決定する必要がある。この関係は、解析されるＤＣ出力電圧の各々に対応する容量曲線（図８および図９に示されるものと同様である）を積分し、積分値をＤＣ出力電圧で割ることによって決定することができる。これにより、図１０に示すように、ブリッジ整流器の平均差動入力容量とＤＣ出力電圧との関係が得られる。

【００４１】

上述したような受電整流器の非線形効果を決定および考慮する方法によれば、結合係数Ｋおよび負荷の関数としての受電電圧を決定することができる。特に、スイッチング周期の全体に亘って、０Ｖから最大出力電圧まで受電装置の各出力電圧に対して、ブリッジ整流器入力端の非線形容量を平均化することによって、非線形効果が考慮される。図２に示すモデルを使用する場合、第一高調波で共鳴型ワイヤレス給電システムを直線近似に変換するために、以下の３つの方程式が必要である。

【００４２】

【数５】

$$Vinrms = Vin \times \sqrt{2/\pi}$$

【００４３】

【数６】

$$Voutrms = Voutdc \times \sqrt{8/\pi}$$

【００４４】

【数７】

$$Rldac = 8 \times Rld/\pi^2$$

【００４５】

図１０に示された平均非線形ブリッジ入力容量とＤＣ出力電圧との関係によれば、ＡＣ解析を用いた複数のシミュレーションを行うことができる。各シミュレーションにおいて、計算されたＤＣ出力電圧が図１０に示された容量と同一または実質的に同一の容量を提供する電圧と一致するまで、非線形ブリッジ入力容量を調整する。複雑且つ広範な計算および／または測定を必要せず、閉形式解（closed-form solution）を決定するように、シミュレーションを行った。これによって、出力電圧に従って、非線形容量を調整することができる。

【００４６】

上述の簡略化した等価回路および解析方法により、完全なワイヤレス給電システムの共鳴を再チューニングする必要なく、広範囲のコイル離隔距離に亘って受電するように、ワイヤレス給電システムを調整することができる。また、電圧の増加に伴って受電装置の共鳴周波数を自動的に高くシフトさせるように、非線形整流器の逆バイアス容量を用いて、受電装置のＤＣ出力電圧を制限しているため、受電装置のゲインの動作点の確定、したがって受電装置のＤＣ出力電圧の動作点の確定は、整流器の非線形容量によって制限される。受電装置のＤＣ出力電圧が制限されるため、受電電圧がコイルの位置およびコイルの離隔距離に従って大きく変化しても、受電装置の出力端にＤＣ－ＤＣコンバータを追加することによって、固定且つ安定的なＤＣ出力電圧を供給することができる。さらに、（特定チューニングの関数である）受電装置の出力Ｖ－Ｉ特性、一次コイルと二次コイルとの間の結合係数Ｋ、および非線形整流器の逆バイアス容量に従って、ＤＣ－ＤＣコンバータ回路の電力制限を行うことにより、受電装置から引き出される電流を実際に利用可能な電流量に制限することができる。これにより、ＤＣ－ＤＣコンバータ段の負性入力インピーダンスが受電装置の出力端を過負荷状態にすることを防ぎ、給電を続行することができる。

【００４７】

以下、上記の結果を提供するための特定チューニング方法を説明する。まず、直列共鳴コンデンサを介して、送電増幅器を一次（送電）コイルに接続する。直列共鳴コンデンサは、一次コイルと共に、ワイヤレス給電システムの固定動作周波数より僅かに低い共鳴周波数を生成するように選択される。すなわち、ワイヤレス送電装置は、共鳴周波数よりも僅かに高い共鳴周波数で動作するため、送電増幅器の負荷は、誘導性負荷である。共鳴周波数に近い周波数で送電装置を動作させることは、送電周波数においてコイル電流に応じたほぼ正弦波の応答を提供すると共に、誘導性負荷は、ゼロ電圧の切換および送電増幅器の効率的な動作を容易にする。典型的には、一次コイルおよび二次コイルが少なくとも１コイル直径の離隔距離で疎結合するため、コイル間の距離が大きくなると、送電装置をチューニングする重要性がなくなり、受電コイルが存在しなくても、送電装置をチューニングすることができる。すなわち、本発明の好ましい実施形態による送電装置チューニング方法において、一次コイルと二次コイルとは、非常に遠く離れていると仮定され、よって、受電装置は送電装置に影響を与えない、すなわちＫ＝０の状態である。これにより、より短いコイル離隔距離で電力を依然として伝送できると共に、最大コイル離隔距離で共鳴するようにワイヤレス給電システムをチューニングすることができる。

【００４８】
次に、受電装置を追加する。この受電装置は、受電コイルと、直列共鳴コンデンサと、その入力端に非線形逆バイアス容量を有する整流ブリッジと、整流された電力をＤＣ出力電圧にフィルタリングするための出力フィルタコンデンサとを含む。送電装置が動作している状態で、受電装置を所定の最大動作距離に配置し、二次直列共鳴コンデンサＣｓ１を選択することによって、受電装置を粗く調整する。その後、最大量の電力を受電するまで、整流器ブリッジ入力端と並列に配置された調整可能なコンデンサを用いて受電装置を細かく調整する。必要に応じて、直列デチューニングコンデンサを介して、整流器ブリッジの各ブリッジレグの中央にデチューニングＭＯＳＦＥＴを追加することができる。さらに、ブリッジ整流器の入力端に固定コンデンサを追加することによって、直列共鳴コンデンサＣｓ１と並列共鳴コンデンサＣｓ２との比を調整すると共に、並列共鳴コンデンサＣｓ２の非線形性を調整することができる。

【００４９】
受電装置が最大動作距離で最大の電力を受電するように一度チューニングされると、得られた受電装置の出力Ｖ－Ｉ特性を距離および負荷の関数として評価することができる。

【００５０】
例えば、図１および図２の以下のモデル値、すなわち、Ｖｉｎ＝４０Ｖｄｃ、Ｃｐ＝３２ｐＦ、Ｒｐ＝０．６Ω、Ｌｐ＝１．１１μＨ、Ｌｓ＝１．１１μＨ、Ｒｓ＝１．２Ω、およびＣｓ１＝３５ｐＦを使用して、２７．１２ＭＨｚにおけるワイヤレス給電システムのシミュレーションを実行した。Ｋを０．００３～０．０４まで変化させる間、並列共鳴コンデンサＣｓ２の値は、図１０に示すグラフの上方曲線から得られる。また、無負荷から過負荷までの負荷条件に応じて受電装置の出力Ｖ－Ｉ特性を追跡するように、負荷Ｒｌｄも変化させられる。このシミュレーションの結果は、図１１に示される。

【００５１】
図１１は、固定のチューニングパラメータセットを使用しながら、広範囲の結合係数Ｋに亘って、大量の電力が一次コイルから二次コイルに伝送されることを示している。また、図１１は、例示の受電装置の出力電圧が常に４５Ｖｄｃ未満に制限され、距離または結合係数Ｋの関数として可変の電力限界を確立するために必要な情報が、受電装置の出力特性により提供されていることを示している。図１１の最大電力ラインは、結合の増加に伴う出力電圧の単調増加を示している。よって、任意の所定の受電電圧に対して、受電装置の過負荷状態を防止するために、超えてはならない負荷電流が存在している。多項式またはルックアップテーブルを用いて、非線形最大電力ラインの曲線フィットなどのデジタル方法を実行することによって、最大電力ラインを決定することができる。代替的には、例えば簡単な誤差増幅回路を用いて、最大電力ラインの線形近似を提供することによって、受電装置の電力制限を行うことができる。

【００５２】
非線形並列共鳴コンデンサＣｓ２の代わりに、線形並列共鳴コンデンサＣｓ２′を用いた以外、上記条件と同様の条件で、比較例として、二次シミュレーションを行った。図１１に示すように、線形並列共鳴コンデンサＣｓ２′は、Ｋ＝０．００３で最大出力電力を提供する非線形並列共鳴コンデンサＣｓ２の非線形値に等しくなるように設定された。受電装置の出力電圧が負荷の関数として常に変化し、それによって、非線形並列共鳴コンデンサＣｓ２の非線形値の変化ももたらされるが、チューニング容量に非線形性がない場合、負荷の線形応答の変化を示すように、Ｋ＝０．００３時の最大電力出力電圧における値のみが線形比較に使用された。二次シミュレーションの結果は、図１２に示される。

【００５３】
線形並列共鳴コンデンサＣｓ２′を受電装置に使用した場合、Ｋ＝０．００３時の最大電力は、非線形並列共鳴コンデンサＣｓ２を使用した場合と同様である。しかしながら、負荷および結合係数Ｋを変化させた場合、線形並列共鳴コンデンサＣｓ２′がＤＣ出力電圧の増加に伴って減少しなかったため、ＤＣ出力電圧を制限することができなかった。また、最大電力ラインに対して線形近似を明確に規定することができず、結合係数の増加に

伴う最大電力点のＤＣ出力電圧の単調増加がもはや存在しない。

【００５４】

本発明の好ましい実施形態において、好ましくは、クラスＤ増幅器を用いて、一次コイルを駆動する。図１３Ａは、クラスＤ電力段を示す回路図であり、図１３Ｂは、図１３Ａに示された回路図の簡略図である。トランジスタＱ３およびＱ４は、ハーフブリッジ構成に接続され、共鳴タンク回路の入力端に矩形波または台形波を供給するように、交互にオン／オフに切換られる。共鳴タンク回路は、（コンデンサＣ１８～Ｃ２１を含む）直列共鳴コンデンサと、一次コイルＬｐとを含む。送電回路の電力損失を最小化するために、好ましくは、直列共鳴コンデンサを構成する各コンデンサは、例えば、低損失ＲＦセラミックコンデンサである。一次コイルＬｐは、好ましくは、例えば約１１．４ｃｍ直径を有するループ内に形成された２巻きのＡＷＧ１０（約２．６ｍｍ）マグネットワイヤを含む。一次コイルの２つの巻線の間の近接効果を低減することによって、一次コイルの交流抵抗を低下するように、好ましくは、一次コイルの巻線間の間隔は、例えば約４ｍｍである。ハーフブリッジトランジスタをゼロ電圧スイッチング（zero-voltage switching：ＺＶＳ）するのに十分な誘導性負荷をクラスＤ電力段に印加するように、一次コイルまたはコンデンサは、動作周波数よりも僅かに低い共鳴周波数に調整される。クラスＤ電力段には、入力フィルタが設けられる。この入力フィルタは、コンデンサＣ４２と、トランスＴ２と、コンデンサＣ１０～Ｃ１３とを含む。トランスＴ２は、好ましくは、コモンモードチョークである。さらに、抵抗Ｒ１３およびコンデンサＣ１４を含む減衰回路は、入力フィルタ共鳴からの低周波リンギングによる送電電力の変調を防止する。

【００５５】

本発明の他の好ましい実施形態によれば、クラスＥ増幅器、クラスＥプッシュプル増幅器、およびクラスＥ／Ｆオッド（odd）増幅器を含む他の増幅器を使用して、一次コイルを駆動することができる。さらに、クラスＥ増幅器をクラスＤ増幅器の共鳴ゲート駆動部に設けることによって、共鳴正弦波で、クラスＤ増幅器内のトランジスタのゲートを駆動することができる。

【００５６】

本発明の好ましい実施形態において、好ましくは、全波整流直列共鳴回路を用いて、受電（二次）コイルを整流器ブリッジの入力端に接続する。整流器ブリッジの入力端における非線形並列共鳴コンデンサＣｓ２は、二次直列共鳴コンデンサＣｓ１よりも大きく、非線形並列共鳴コンデンサＣｓ２の非線形性は、整流出力電圧の増加に伴って減少する。図１４は、ワイヤレス受電装置を示す回路図である。

【００５７】

共振回路網は、二次直列共鳴コンデンサＣｓ１と、整流ブリッジの入力端における総容量と、並列共鳴コンデンサＣｓ２と、受電コイルとを含む。受電回路の電力損失を最小化するために、好ましくは、二次直列共鳴コンデンサＣｓ１は、低損失ＲＦセラミックコンデンサである。二次コイルは、好ましくは、例えば約１１．４ｃｍ直径を有するループ内に形成された２巻きのＡＷＧ１２（約２．１ｍｍ）マグネットワイヤを含む。二次コイルに流れる電流がより少ないため、好ましくは、二次コイルは、一次コイルのワイヤよりも小さいサイズのワイヤを使用する。しかしながら、一次コイルおよび二次コイルの両方は、同一サイズのワイヤを使用してもよい。二次コイルの２つの巻線の間の近接効果を低減することによって、二次コイルの交流抵抗を低下するために、好ましくは、二次コイルの巻線間の間隔は、例えば約４ｍｍである。より具体的には、表皮効果および近接効果の両方によって、各コイルのＡＣ抵抗がＤＣ抵抗よりも大きい。両方の効果は、コイルのワイヤに電流の再分配を引き起こし、コイルの有効断面積を減少する。したがって、コイルは、好ましくは、これらの効果による影響を低減するように構成され、製造される。

【００５８】

ブリッジ入力端のコンデンサ、すなわち、並列共鳴コンデンサＣｓ２の両端の共鳴電圧は、ブリッジ整流ダイオードＤ２０～Ｄ２３によって整流され、出力フィルタコンデンサＣ６０の両端にＤＣ電圧を供給する。

【００５９】
ブリッジ入力端コンデンサの総容量は、ブリッジ整流器用に選択された整流ダイオードの定格、ドレイン－ソース間容量を提供するデチューニングＭＯＳＦＥＴの追加、ブリッジ整流器の入力端への固定コンデンサの追加、および、電力を受電する最大距離で受電装置の共鳴周波数を細かく調整するように調整可能なコンデンサの追加によって調整される。例えば、図１４に示すトランジスタＱ１０およびＱ１１は、デチューニングＭＯＳＦＥＴとして構成することができる。最大距離で最大ゲイン応答を提供するように受電装置を調整するために、共鳴コンデンサとブリッジ入力端コンデンサとの直列連結を調整して、動作周波数で最大電力を供給する。したがって、Ｃｓ１／（Ｃｓ１＋Ｃｓ２）の比は、最大出力伝送を行うための受電出力電圧および理想負荷インピーダンスをスケール変化させる。すなわち、最大出力電力を供給するようにブリッジ入力端コンデンサＣｓ２の負荷を選択した場合、Ｃｓ１／（Ｃｓ１＋Ｃｓ２）の比は、ブリッジ整流器の入力端の両端の電圧を二次コイルの両端の電圧に関係付ける。ブリッジ入力端コンデンサＣｓ２が増加する場合、共鳴周波数が動作周波数と同一かまたは実質的に同一であるように、二次直列共鳴コンデンサＣｓ１を小さくする必要がある。これによって、ブリッジ入力端コンデンサＣｓ２の両端の電圧がスケーリング因子で減少するが、同一電力を供給できるため、最大出力電力に対応する負荷抵抗が式$Pmax = Vcs2^2 / Rac$に従って減少する。
【００６０】
ブリッジ入力端コンデンサＣｓ２の非線形性は、半導体素子の適切な定格の選択、および固定コンデンサまたは調整可能なコンデンサの追加によって達成された線形容量の相対量によって制御される。整流器ブリッジ入力端におけるより高い程度の非線形容量は、負荷の関数として受電装置の出力端に供給される電圧の範囲を制限する。しかしながら、整流器ブリッジ入力におけるより高い程度の非線形容量は、ＤＣ出力電圧がゼロであるときに、受電装置が最大距離で電力受電を開始する能力を制限する。すなわち、０Ｖ出力電圧の場合、高共鳴周波数ｆｕの位置は、動作周波数よりもはるかに低いところへ動くため、十分な共鳴ゲインを得られず、負荷がなくても必要な出力電圧を供給できない。
【００６１】
受電装置の生の出力がコイルの離隔距離および負荷に従って大きく変化するため、負荷に有用な電力を供給するために、好ましくは、電圧を調整する必要がある。本発明の好ましい実施形態において、受電装置の出力と負荷との間に非絶縁ＤＣ－ＤＣ調整器を設けることによって、調整された出力電力を供給する。図１５Ａおよび図１５Ｂは、調整された受電装置の回路図を示している。
【００６２】
図１１を参照すると、フルパワーで負荷を動作させるのに利用可能な十分な電力がある通常条件の下では、動作が最大電力ラインの上方のグラフの左上領域に制限される。この場合、電圧調整は、電圧ループ増幅器によって行われ、電力段ＰＷＭのデューティ比は、図１５Ａおよび１５Ｂに示された誤差信号Ｖｅｒｒによって制御される。しかしながら、負荷を増加した場合または結合係数を減少した場合、動作が図１１に示された最大電力ラインの下方のグラフの右下領域に押し出され得る。ＤＣ－ＤＣ調整器は、一定の出力電力を供給するため、その入力も一定の電力特性を含む。言い換えれば、入力電圧を低下した場合、一定の電力を維持するために、入力電流を増加する必要がある。この挙動は、負性インピーダンスで表すことができ、最大電力ラインの下の安定動作を妨げる。特に、この挙動は、受電装置の出力端の過負荷および受電装置の出力端電圧Ｖｏｕｔｄｃの落ち込み（collapse）をもたらす。図１に示すように、受電整流ブリッジの未調整ＤＣ出力電圧を表す受電装置の出力端電圧Ｖｏｕｔｄｃは、負荷Ｒｌｄ両端の電圧である。
【００６３】
受電装置出力端の過負荷を防止するために、電流調整増幅器を設けることによって、図１１に示す特性に基づいて、受電装置の負荷を利用可能なレベルに低減する。電流調整増幅器は、図１５Ａおよび図１５Ｂに示され、その応答は、図１１に示す線形近似を提供するように調整される。図１５Ａおよび図１５Ｂの下方部に示すように、受電装置の出力端

電圧Ｖｏｕｔｄｃは、分圧器によってスケーリングされ、電流ループ増幅器の基準として使用される。受電装置から取り出された電流は、電流モニタによって検知され且つスケーリングされることによって、比例電圧Ｒｅａｄ＿Ｉｉｎを提供する。比例電圧Ｒｅａｄ＿Ｉｉｎおよび固定電圧Ｖｒｅｆは、電流ループ増幅器の反転入力端で合計され、スケーリングされ、図１１に示す線形近似線に一致する適切なゲインおよびオフセットを提供する。

【００６４】

固定電圧Ｖｒｅｆは、調整された固定電圧であり、好ましくは、受電装置の出力端電圧に接続されたバイアス調整器などの線形調整器または分圧器によって、別の調整電圧源から提供される。電流ループ増幅器は、固定電圧を使用して、受電装置のゼロ電流が非ゼロＤＣ出力電圧に対応するように、応答にオフセットを生成する。さらに、誤差信号Ｉｅｒｒは、バックレギュレータとして動作しているＤＣ－ＤＣコンバータのＰＷＭデューティ比を制御する。これによって、比例電圧Ｒｅａｄ＿Ｉｉｎでバックレギュレータへの入力電流が、固定電圧Ｖｒｅｆによって与えられたオフセットを有する受電装置の出力端電圧Ｖｏｕｔｄｃによって確立された固定点に追従する。

【００６５】

したがって、受電装置の出力端電圧によって確立された変化する限界に追従するよう、受電装置の負荷電流を規制することができる。さらに、非線形ブリッジ入力容量を使用して制限電圧Ｖ－Ｉ特性を提供するため、送受電コイルの離隔距離が減少すると、最大電力点で単調に増加する電圧が生成される。したがって、線形近似および簡単な増幅回路を使用して、受電装置の電力を制限することができる。

【００６６】

電圧ループ増幅器によって生成された誤差信号Ｖｅｒｒが電流ループ増幅器によって生成された誤差信号Ｉｅｒｒより大きい大きさを有する場合、電圧ループおよび電流ループ増幅器の出力端に配置された一組のアナログＯＲダイオードを介して、誤差信号Ｉｅｒｒによって調整制御を行う。これにより、受電装置の電流出力が受電装置の出力端に存在する対応の電圧と一致するまで、調整された出力電圧が低下する。その後、送電コイルおよび受電コイルを近接するように移動すると、受電装置の出力端の電圧が上昇するため、誤差信号Ｉｅｒｒが誤差信号Ｖｅｒｒよりも大きくなり、通常の出力電圧調整が再開するまで、受電装置の電流出力を高くすることができる。

【００６７】

本発明の好ましい実施形態によれば、整流器の非線形容量が、共鳴回路全体の一部として提供される。これによって、整流器の出力電圧の増加に伴う整流器の容量の減少が、受電装置の共鳴をより高い周波数に自動的に再チューニングする。送電装置の一次コイルと受電装置の二次コイルとの間のコイル離隔距離に関して本発明の好ましい実施形態を説明したが、本発明の好ましい実施形態は、これに限定されない。例えば、本発明の好ましい実施形態は、一次コイルおよび二次コイルが互いに中心を合わせて配置されておらず、または一次コイルおよび二次コイルが互いに角度をもって配置されるワイヤレス給電システムにも適用可能である。特に、結合係数Ｋは、コイルの離隔距離だけでなく、コイルの整列にも関連する。したがって、本発明の好ましい実施形態によるワイヤレス給電システムは、中心を合わせて配置された一次コイルおよび二次コイルまたは角度をもって配置された一次コイルおよび二次コイルの変動を補償することができる。

【００６８】

本発明の好ましい実施形態によれば、ＤＣ－ＤＣ調整器の出力電圧は、出力電圧の調整に使用されない。これによって、過負荷状態が発生した場合、いくつかの有用なワイヤレス給電機能およびワイヤレス給電実装を提供することができる。例えば、

１）照明は、低下した強度で動作し続けることができる。

【００６９】

２）モータは、低下した速度および／またはトルクで動作し続けることができる。

３）バッテリは、低下した充電率で引き続き充電することができる。

【００７０】
４）誤差信号ＶｅｒｒおよびＩｅｒｒ、誤差信号ＶｅｒｒおよびＩｅｒｒの差、またはＤＣ－ＤＣコンバータ段の調整された出力電圧Ｖｒｅｇを直接に検知することによって、過負荷状態の開始を機器に通知することができ、したがって、機器を再構成または再配置することにより、消費電力を削減することができる。
【００７１】
本明細書に記載された本発明の好ましい実施形態に従って、以下のようなさまざまな変形例を行うことができる。
【００７２】
１）クラスＤ増幅器の代わりに、クラスＥ増幅器、クラスＥ／Ｆ増幅器、またはクラスＦ増幅器などを送電装置に使用してもよい。
【００７３】
２）上述した４つの整流器を備えた単一のコイルの代わりに、２つの整流器を備えたセンタータップ付き二次コイルを受電装置に使用してもよい。
【００７４】
３）受電装置の二次コイルは、一端が接地され、他端が共鳴コンデンサを介して単一整流器ブリッジレグの中間点に結合され、半波整流器として使用してもよい。
【００７５】
４）上述した電圧ループ増幅器および電流ループ増幅器用のアナログＯＲダイオードの代わりに、異なる接続方法を用いて、電圧ループ増幅器を介して電力制限増幅器を接続することによって、受電装置の電力を制限することができる。例えば、電圧ループ増幅器の入力端を介して、誤差信号Ｉｅｒｒをルーティングすることができる。
【００７６】
５）ＤＣ－ＤＣ調整器は、電流モード制御を使用することができる。これによって、電力制限増幅器を別の場所に配置することができる。言い換えれば、電圧ループ増幅器および電流ループ増幅器を引き続きＯＲにするが、ＯＲされた信号を代わりにＤＣ－ＤＣインダクタ用の別の電流ループ増幅器に印加してもよく、またはＯＲされた信号をＰＷＭ変調器に直接印加する代わりに、切換電流を使用してもよい。
【００７７】
６）受電装置の出力端電圧Ｖｏｕｔｄｃを使用して電流ループ増幅器の限界を設定する代わりに、固定電圧（例えば、固定基準電圧Ｖｒｅｆ）を使用して、電流ループ増幅器の限界を設定するによって、電力制限を達成することができる。
【００７８】
７）バッテリ充電の場合、出力電圧の代わりに充電電流を減少させることによって、同様の方式を使用して受電装置の負荷を低減することができる。これは、上述したＤＣ－ＤＣコンバータの電流モード制御と同様である。
【００７９】
８）線形近似およびアナログ増幅器の代わりに、図１１に示された給電最大電力ラインと一致する非線形最大電力曲線を直接に使用することができる。すなわち、ルックアップテーブルまたは多項式を使用して、受電装置の出力端に存在する電圧に基づいて、電力制限された受電装置の出力電流を設定することができる。この電流の基準電圧は、電流ループ増幅器の非反転入力端に直接に印加することができ、またはデジタル制御を行うために、ＰＩＤまたは他の種類の補償器を使用してもよい。
【００８０】
９）本発明の好ましい実施形態は、バッテリ充電および負荷供給に使用される電気通信およびデータ通信電源のフロントエンド整流器に含まれる定電力制限回路に適用することができる。定電力制限回路は、好ましくは、比較的高い制限電流および比較的低い出力電圧を有する一定の電力を供給するために使用される。これにより、電気通信およびデータ通信機器に固定量の電力を供給しながら、低電圧でバッテリを充電することができる。定電力制限回路を含む電源の全体は、電気通信およびデータ通信の分野で一般的に使用され

ている用語に従って「整流器」と呼ばれることがある。

【００８１】

１０）受電装置の生の出力電圧に基づく電力制限点がコイル離隔距離の増加に伴い、電力制限を減少するように、距離に従って電力制限点を調整することができる。

【００８２】

前述の説明は、本発明の例示に過ぎないことを理解すべきである。当業者であれば、本発明から逸脱することなく、さまざまな代替例および変更例を考案することができる。したがって、本発明は、添付の特許請求の範囲に含まれる代替例、変更例および変形例のすべてを包含するように意図している。

【図１】

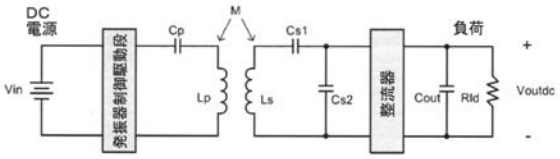


FIG. 1

【図２】

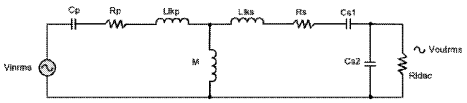


FIG. 2

【図３】

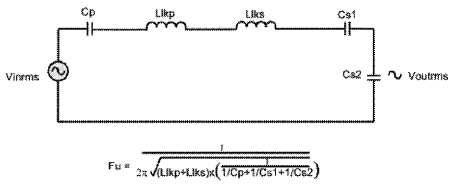


FIG. 3

【図４】

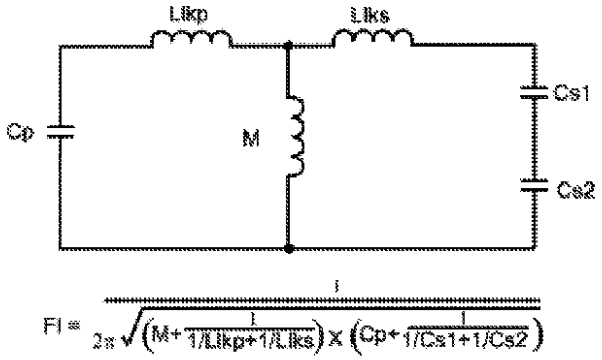


FIG. 4

【図５】

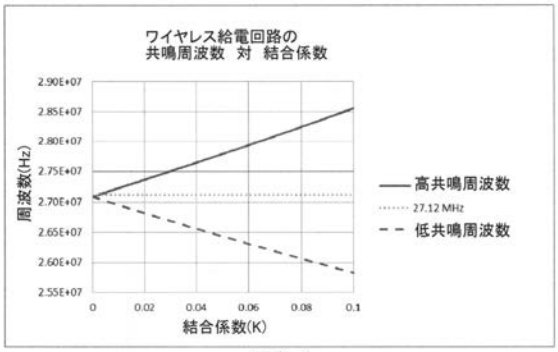


FIG. 5

【図６】

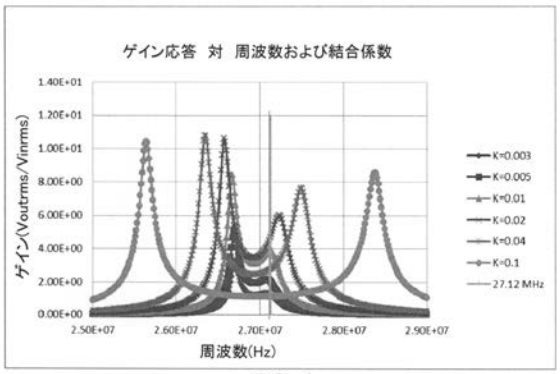


FIG. 6

【図７】

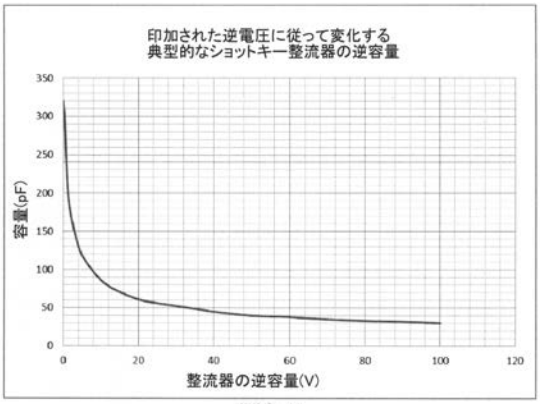


FIG. 7

【図８】

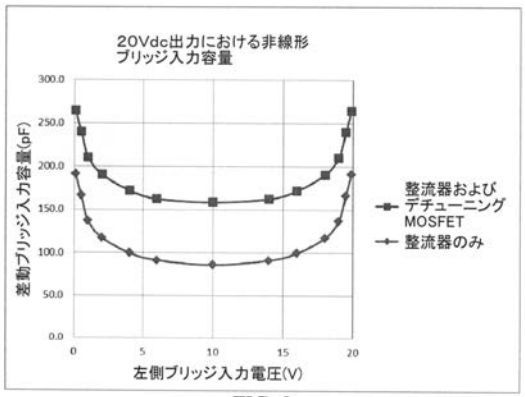


FIG. 8

【図９】

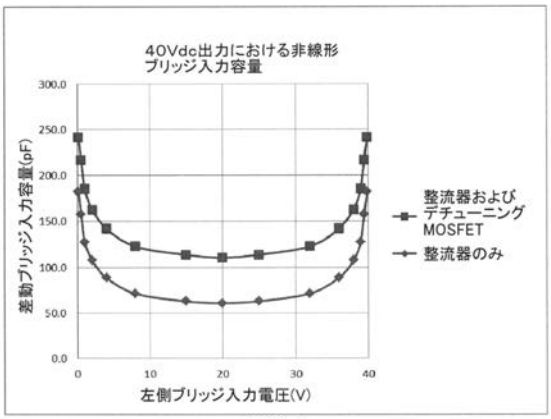


FIG. 9

【図１０】

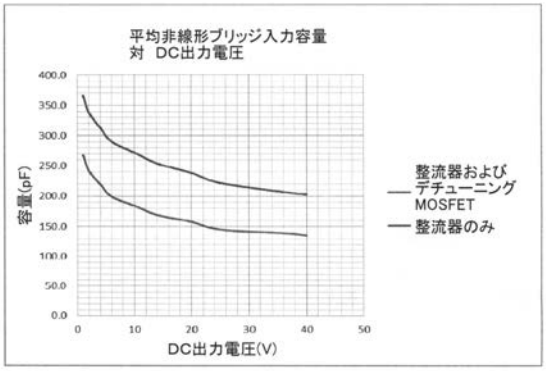


FIG. 10

【図１１】

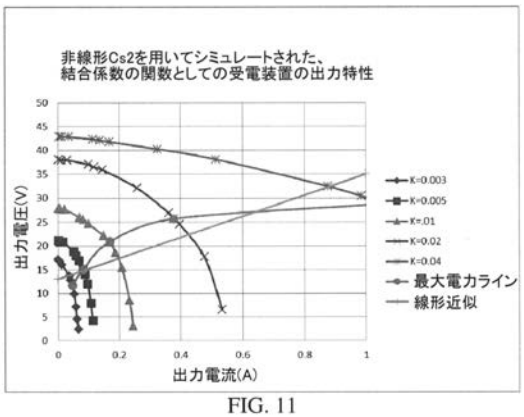


FIG. 11

【図１２】

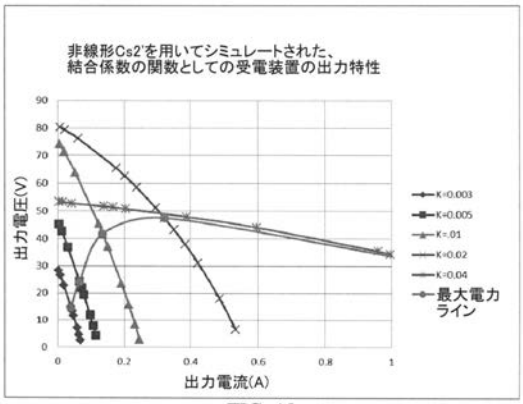


FIG. 12

【図１３Ａ】

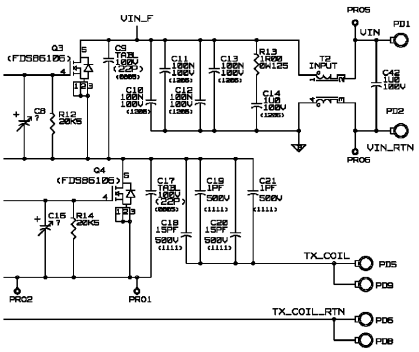


FIG. 13A

【図１３Ｂ】

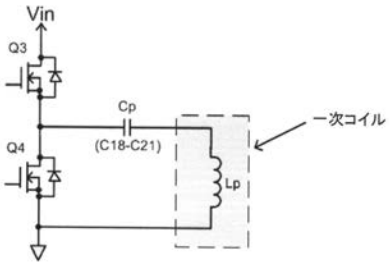


FIG. 13B

【図１４】

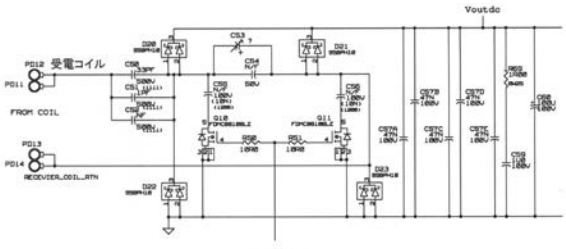


FIG. 14

【図１５Ａ】

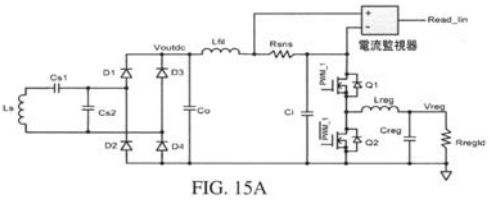


FIG. 15A

【図１５Ｂ】

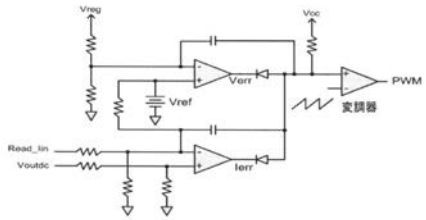


FIG. 15B

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US2015/059491

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02J 50/00(2016.01)i, H02J 5/00(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)
H02J 50/00; B60L 11/18; H02J 17/00; H02J 5/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Korean utility models and applications for utility models
Japanese utility models and applications for utility models

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
eKOMPASS(KIPO internal) & keywords: wireless power transfer, oscillator, resonant, capacitor, coil, frequency

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	KR 10-2014-0057506 A (LG INNOTEK CO., LTD.) 13 May 2014 See abstract, paragraphs [0001],[0066]-[0088],[0248],[0252] and figures 1-15.	1-10
A	US 2012-0169137 A1 (GIANPAOLO LISI et al.) 05 July 2012 See abstract, paragraphs [0020]-[0054] and figures 1-10.	1-10
A	US 2014-0111151 A1 (QUALCOMM INCORPORATED) 24 April 2014 See abstract, paragraphs [0040]-[0050] and figure 2.	1-10
A	US 2014-0001882 A1 (QUALCOMM INCORPORATED) 02 January 2014 See abstract, claims 1-7 and figures 1-5.	1-10
A	US 2014-0125142 A1 (PANASONIC CORPORATION) 08 May 2014 See abstract, paragraphs [0035]-[0047] and figures 1-10.	1-10

☐ 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
19 February 2016 (19.02.2016)	**19 February 2016 (19.02.2016)**

Name and mailing address of the ISA/KR
International Application Division
Korean Intellectual Property Office
189 Cheongsa-ro, Seo-gu, Daejeon, 35208, Republic of Korea
Facsimile No. +82-42-472-7140

Authorized officer
PARK, Hye Lyun
Telephone No. +82-42-481-3463

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (January 2015)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/US2015/059491

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
KR 10-2014-0057506 A	13/05/2014	CN 103683527 A	26/03/2014
		EP 2713475 A2	02/04/2014
		JP 2014-068529 A	17/04/2014
		JP 5744997 B2	08/07/2015
		KR 10-2014-0040570 A	03/04/2014
		US 2014-0084701 A1	27/03/2014
US 2012-0169137 A1	05/07/2012	CN 103283120 A	04/09/2013
		JP 2014-501488 A	20/01/2014
		JP 2014-506111 A	06/03/2014
		US 2012-0169133 A1	05/07/2012
		US 2012-0169136 A1	05/07/2012
		US 9077192 B2	07/07/2015
		US 9088307 B2	21/07/2015
		WO 2012-092177 A2	05/07/2012
		WO 2012-092177 A3	23/08/2012
		WO 2012-092183 A2	05/07/2012
		WO 2012-092183 A3	22/11/2012
		WO 2012-092205 A2	05/07/2012
		WO 2012-092205 A3	23/08/2012
US 2014-0111151 A1	24/04/2014	CN 104755312 A	01/07/2015
		EP 2909061 A2	26/08/2015
		KR 10-2015-0090065 A	05/08/2015
		WO 2014-062577 A2	24/04/2014
		WO 2014-062577 A3	27/11/2014
US 2014-0001882 A1	02/01/2014	CN 102150340 A	10/08/2011
		CN 102150340 B	28/01/2015
		CN 104617678 A	13/05/2015
		EP 2342796 A2	13/07/2011
		JP 2012-503469 A	02/02/2012
		JP 2015-008625 A	15/01/2015
		KR 10-1343706 B1	20/12/2013
		KR 10-1435249 B1	29/08/2014
		KR 10-1488632 B1	04/02/2015
		KR 10-2011-0053487 A	23/05/2011
		KR 10-2013-0025434 A	11/03/2013
		KR 10-2013-0027042 A	14/03/2013
		KR 10-2013-0112963 A	14/10/2013
		US 2010-184371 A1	22/07/2010
		US 8532724 B2	10/09/2013
		WO 2010-033727 A2	25/03/2010
		WO 2010-033727 A3	10/06/2010
US 2014-0125142 A1	08/05/2014	EP 2916428 A1	09/09/2015
		WO 2014-068989 A1	08/05/2014

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW,GH,GM,KE,LR,LS,MW,MZ,NA,RW,SD,SL,ST,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,RU,TJ,TM),EP(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),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,KM,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AO,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BH,BN,BR,BW,BY,BZ,CA,CH,CL,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DO,DZ,EC,EE,EG,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,GT,HN,HR,HU,ID,IL,IN,IR,IS,JP,KE,KG,KN,KP,KR,KZ,LA,LC,LK,LR,LS,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