

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4894894号
(P4894894)

(45) 発行日 平成24年3月14日(2012.3.14)

(24) 登録日 平成24年1月6日(2012.1.6)

(51) Int.Cl. F I
H02J 17/00 (2006.01) H02J 17/00 B

請求項の数 10 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2009-170921 (P2009-170921)	(73) 特許権者	000003067
(22) 出願日	平成21年7月22日 (2009.7.22)		T D K株式会社
(65) 公開番号	特開2011-30298 (P2011-30298A)		東京都中央区日本橋一丁目13番1号
(43) 公開日	平成23年2月10日 (2011.2.10)	(74) 代理人	100115738
審査請求日	平成22年2月19日 (2010.2.19)		弁理士 鷲頭 光宏
		(74) 代理人	100121681
			弁理士 緒方 和文
		(74) 代理人	100130982
			弁理士 黒瀬 泰之
		(74) 代理人	100127199
			弁理士 三谷 拓也
		(72) 発明者	浦野 高志
			東京都中央区日本橋一丁目13番1号 T D K株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ワイヤレス給電装置およびワイヤレス電力伝送システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

給電コイルと受電コイルの共振周波数にて、前記給電コイルから前記受電コイルにワイヤレス送電するための装置であって、

前記給電コイルと、

電源制御回路と、

前記給電コイルと磁気結合し、前記電源制御回路から供給された交流電力を前記給電コイルに供給するエキサイトコイルと、を備え、

前記電源制御回路は、第1および第2の電流経路を含み、前記第1および第2の電流経路それぞれに直列に接続される第1および第2のスイッチングトランジスタを前記共振周波数にて交互に導通させることにより、前記エキサイトコイルに前記共振周波数の交流電力を供給し、

前記第1および第2の電流経路それぞれに対して、更に、インダクタおよびキャパシタを直列接続したことを特徴とするワイヤレス給電装置。

【請求項2】

前記第1および第2のスイッチングトランジスタそれぞれに対して第1および第2のキャパシタを並列接続したことを特徴とする請求項1に記載のワイヤレス給電装置。

【請求項3】

前記インダクタおよび前記キャパシタは、前記共振周波数にて共振することを特徴とする請求項1または2に記載のワイヤレス給電装置。

【請求項 4】

前記電源制御回路の前記第 1 および第 2 の電流経路それぞれに一次コイルが接続され、
前記エキサイトコイルに二次コイルが接続され、
前記電源制御回路は、前記一次コイルと前記二次コイルにより形成される結合トランス
を介して、前記エキサイトコイルに電力を供給することを特徴とする請求項 1 から 3 のい
ずれかに記載のワイヤレス給電装置。

【請求項 5】

前記結合トランスにおいて、前記電源制御回路の出力インピーダンスと、前記エキサイ
トコイルの入力インピーダンスを一致させるように前記一次コイルと前記二次コイルの巻
き数比を設定したことを特徴とする請求項 4 に記載のワイヤレス給電装置。

10

【請求項 6】

請求項 1 から 5 のいずれかに記載のワイヤレス給電装置と、
前記受電コイルと、
前記受電コイルと磁気結合し、前記受電コイルが前記給電コイルから受電した電力を供
給されるロードコイルと、を備えることを特徴とするワイヤレス電力伝送システム。

【請求項 7】

給電コイルと受電コイルの共振周波数にて、前記給電コイルから前記受電コイルにワイ
ヤレス送電するための装置であって、

前記給電コイルと、
電源制御回路と、

20

前記給電コイルと磁気結合し、前記電源制御回路から供給された交流電力を前記給電コ
イルに供給するエキサイトコイルと、を備え、

前記電源制御回路は、第 1 および第 2 の電流経路を含み、前記第 1 および第 2 の電流経
路それぞれに直列に接続される第 1 および第 2 のスイッチングトランジスタを前記共振周
波数にて交互に導通させることにより、前記エキサイトコイルに前記共振周波数の交流電
力を供給し、

前記電源制御回路の前記第 1 および第 2 の電流経路それぞれに一次コイルが接続され、
前記エキサイトコイルに二次コイルが接続され、

前記電源制御回路は、前記一次コイルと前記二次コイルにより形成される結合トランス
を介して、前記エキサイトコイルに電力を供給することを特徴とするワイヤレス給電装置

30

【請求項 8】

前記第 1 および第 2 のスイッチングトランジスタそれぞれに対して第 1 および第 2 のキャ
パシタを並列接続したことを特徴とする請求項 7 に記載のワイヤレス給電装置。

【請求項 9】

前記結合トランスにおいて、前記電源制御回路の出力インピーダンスと、前記エキサイ
トコイルの入力インピーダンスを一致させるように前記一次コイルと前記二次コイルの巻
き数比を設定したことを特徴とする請求項 7 または 8 に記載のワイヤレス給電装置。

【請求項 10】

請求項 7 から 9 のいずれかに記載のワイヤレス給電装置と、
前記受電コイルと、
前記受電コイルと磁気結合し、前記受電コイルが前記給電コイルから受電した電力を供
給されるロードコイルと、を備えることを特徴とするワイヤレス電力伝送システム。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、ワイヤレスにて電力を送るためのワイヤレス給電装置、および、ワイヤレス
電力伝送システムに関する。

【背景技術】

【0002】

50

電源コードなしで電力を供給するワイヤレス給電技術が注目されつつある。現在のワイヤレス給電技術は、(A)電磁誘導を利用するタイプ(近距離用)、(B)電波を利用するタイプ(遠距離用)、(C)磁場の共振現象を利用するタイプ(中距離用)の3種類に大別できる。

【0003】

電磁誘導を利用するタイプ(A)は、電動シェーバーなどの身近な家電製品において一般的に利用されているが、数cm程度の近距離でしか使えないという課題がある。電波を利用するタイプ(B)は、遠距離で使えるが電力が小さいという課題がある。共振現象を利用するタイプ(C)は、比較的新しい技術であり、数m程度の中距離でも比較的高い電力伝送効率を実現できることから特に期待されている。たとえば、EV(Electric Vehicle)の車両下部に受電コイルを埋め込み、地中の給電コイルから非接触にて電力を送り込むという案も検討されている。以下、タイプ(C)を「磁場共振型」とよぶ。

10

【0004】

磁場共振型は、マサチューセッツ工科大学が2006年に発表した理論をベースとしている(特許文献3参照)。二つのコイルを向かい合わせ、一方のコイルに交流電流を流すと、他方のコイルにも交流電流が流れる。給電コイルが受電コイルの固有振動数と共振すると、給電コイルから受電コイルに特に高い効率にて電力を送り込むことができる。

【0005】

特許文献3では、4つのコイルを用意している。これらのコイルを「エキサイトコイル」、「給電コイル」、「受電コイル」、「ロードコイル」とよぶことにする。エキサイトコイルと給電コイルは近距離にて向かい合う。同様に、受電コイルとロードコイルも近距離にて向かい合う。給電コイルから受電コイルまでの距離は比較的大きい。エキサイトコイルに電力を供給すると、電磁誘導の原理により給電コイルにも電流が流れる。受電コイルは給電コイルが発生させる磁場と共振するため、受電コイルにも電流がながれる。受電コイルが受電すると、電磁誘導の原理によりロードコイルに電流が流れ、ロードコイルから電力を取り出している。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2006-230032号公報

30

【特許文献2】国際公開2006/022365号公報

【特許文献3】米国公開2008/0278264号公報

【特許文献4】米国公開2009/0072629号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

給電コイルから受電コイルへの電力伝送についてはさまざまな検討がなされているものの、給電コイル自体に電力を効率的に供給する方法については、あまり提案がなされていないのが現状である。特許文献3や特許文献4は磁場共振型のワイヤレス給電技術を開示するが、いずれも受電コイルへ電力伝送効率の向上を目的としている。

40

【0008】

本発明は、上記課題に基づいて完成された発明であり、磁場共振型のワイヤレス給電技術における給電コイルへの電力伝送効率、特に、高周波数帯における電力伝送効率を高めることを主たる目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0009】

本発明におけるワイヤレス給電装置は、給電コイルと受電コイルの共振周波数にて、給電コイルから受電コイルにワイヤレス送電するための装置である。この装置は、給電コイルと、電源制御回路と、給電コイルと磁気結合し、電源制御回路から供給された交流電力を給電コイルに送電するエキサイトコイルと、を備える。電源制御回路は、第1および第

50

2の電流経路を含み、第1および第2の電流経路それぞれに直列に接続される第1および第2のスイッチングトランジスタを共振周波数にて交互に導通させることにより、エキサイトコイルに共振周波数の交流電力を供給する。

【0010】

給電コイルに対してスイッチング電源として動作する電源制御回路を用いることにより、電源制御回路から給電コイルへの電力供給効率を高めることができる。また、電源制御回路は、共振周波数にて動作するため、システム全体としての電力伝送効率が高くなる。

【0011】

第1および第2のスイッチングトランジスタそれぞれに対して第1および第2のキャパシタを並列接続してもよい。また、第1および第2の電流経路それぞれに対して、インダクタおよびキャパシタを直列接続してもよい。このインダクタとキャパシタは、給電コイル等の共振周波数にて共振するように値設定されることが好ましい。このような構成によれば、電源制御回路を高周波数帯で動作させるときにもスイッチング損失を効果的に抑制できる。

10

【0012】

電源制御回路の第1および第2の電流経路それぞれに一次コイルを接続し、エキサイトコイルに二次コイルを接続することにより、結合トランスを形成してもよい。電源制御回路は、この結合トランスを介して、エキサイトコイルに電力を供給してもよい。結合トランスにおいて、電源制御回路の出力インピーダンスと、エキサイトコイルの入力インピーダンスを一致させるように一次コイルと二次コイルの巻き数比を設定すれば、電力伝送効率をいっそう高めやすくなる。

20

【0013】

本発明におけるワイヤレス電力伝送システムは、上述したワイヤレス給電装置と、受電コイルと、受電コイルと磁気結合して、受電コイルが給電コイルから受電した電力を供給されるロードコイルと、を備える。

【0014】

なお、以上の構成要素の任意の組み合わせ、本発明の表現を方法、装置、システムなどの変換したものもまた、本発明の態様として有効である。

【発明の効果】

【0015】

本発明によれば、磁場共振型のワイヤレス給電技術における電力伝送効率を高めることができる。

30

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】ワイヤレス電力伝送システムのシステム構成図である。

【図2】第1のスイッチングトランジスタが導通するときの電流経路を示す図である。

【図3】第2のスイッチングトランジスタが導通するときの電流経路を示す図である。

【図4】2つのスイッチングトランジスタにおける電圧および電流の変化過程を示すタイムチャートである。

【図5】調整インダクタおよび調整キャパシタを取り除いたときの電流電圧波形のタイムチャートである。

40

【図6】調整インダクタおよび調整キャパシタを取り除いたときの第2期間におけるソース・ドレイン間の電圧および電流の関係を示すタイムチャートである。

【図7】調整インダクタおよび調整キャパシタを取り付けたときの第2期間におけるソース・ドレイン間の電圧および電流の関係を示すタイムチャートである。

【図8】エキサイト回路110等における電流の変化過程を示すタイムチャートである。

【図9】エキサイトコイルと給電コイルを真円形状としたときの外観図である。

【図10】エキサイトコイルと給電コイルを矩形形状としたときの外観図である。

【図11】エキサイトコイルと給電コイルを楕円形状としたときの外観図である。

【図12】エキサイトコイルと給電コイルを多角形状としたときの外観図である。

50

【図13】エキサイトコイルおよび給電コイルの大きさと電力伝送効率の関係を示すグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0017】

以下、添付図面を参照しながら、本発明の好ましい実施形態について詳細に説明する。

【0018】

図1は、ワイヤレス電力伝送システム100のシステム構成図である。ワイヤレス電力伝送システム100は、電源制御回路200と、エキサイト回路110、給電コイル回路120、受電コイル回路130、ロード回路140を含む。給電コイル回路120と受電コイル回路130の間には数m程度の距離がある。ワイヤレス電力伝送システム100の主目的は、給電コイル回路120から受電コイル回路130に電力を送ることである。また、ワイヤレス電力伝送システム100は、ISM (Industry-Science-Medical) 周波数帯にて動作させることを想定したシステムである。本実施の形態においては、電源制御回路200をISM周波数帯内の13.56MHzにて動作させる。また、給電コイル回路120や受電コイル回路130の共振周波数 f も共に13.56MHzである。

10

【0019】

エキサイト回路110は、エキサイトコイル L_1 とトランスT2二次コイル L_i が直列接続された回路である。エキサイト回路110は、電源制御回路200からトランスT2二次コイル L_i を介して電力を供給される。トランスT2二次コイル L_i は、電源制御回路200のトランスT2一次コイル L_a およびトランスT2一次コイル L_b と共に結合トランスT2を形成し、電磁誘導により電力を供給される。エキサイトコイル L_1 の巻き数は1回、導線の直径は3mm、エキサイトコイル L_1 自体の直径は210mmである。エキサイト回路110を流れる電流 I_1 は交流であり、同図矢印にて示す方向を正方向、反対方向を負方向とする。

20

【0020】

給電コイル回路120は、給電コイル L_2 とキャパシタ C_2 が直列接続された回路である。エキサイトコイル L_1 と給電コイル L_2 は互いに向かい合っている。エキサイトコイル L_1 と給電コイル L_2 の距離は10mm以下と比較的近い。このため、エキサイトコイル L_1 と給電コイル L_2 は電磁氣的に強く結合している。給電コイル L_2 の巻き数は7回、導線の直径は5mm、給電コイル L_2 自体の直径は280mmである。エキサイトコイル L_1 に電流 I_1 を流すと、給電コイル回路120に起電力が発生し、給電コイル回路120には電流 I_2 が流れる。同図矢印にて示す方向を正方向、反対方向を負方向とする。電流 I_1 の向きと電流 I_2 の向きは逆(逆相)である。電流 I_2 は電流 I_1 よりも格段に大きい。給電コイル L_2 とキャパシタ C_2 それぞれの値は、給電コイル回路120の共振周波数 f が13.56MHzとなるように設定される。

30

【0021】

受電コイル回路130は、受電コイル L_3 とキャパシタ C_3 が直列接続された回路である。給電コイル L_2 と受電コイル L_3 は互いに向かい合っている。給電コイル L_2 と受電コイル L_3 の距離は、0.2m~1m程度と比較的長い。受電コイル L_3 の巻き数は7回、導線の直径は5mm、受電コイル L_3 自体の直径は280mmである。受電コイル回路130の共振周波数 f も13.56MHzとなるように、受電コイル L_3 とキャパシタ C_3 それぞれの値が設定されている。給電コイル回路120が共振周波数 f にて磁界を発生させることにより、給電コイル回路120と受電コイル回路130は磁氣的に共振し、受電コイル回路130にも大きな電流 I_3 が流れる。同図矢印に示す方向を正方向、反対方向を負方向とする。電流 I_2 の向きと電流 I_3 の向きは逆(逆相)である。すなわち、電流 I_3 は、電流 I_1 と同相である。

40

【0022】

ロード回路140は、ロードコイル L_4 と負荷Rが直列接続された回路である。受電コイル L_3 とロードコイル L_4 は互いに向かい合っている。受電コイル L_3 とロードコイル L_4 の距離は10mm以下と比較的近い。このため、受電コイル L_3 とロードコイル L_4

50

は電磁的に強く結合している。ロードコイル L_4 の巻き数は1回、導線の直径は3mm、ロードコイル L_4 自体の直径は210mmである。受電コイル L_3 に電流 I_3 が流れることにより、ロード回路140に起電力が発生し、ロード回路140に電流 I_4 が流れる。同図矢印に示す方向を正方向、反対方向を負方向とする。電流 I_3 の向きと電流 I_4 の向きは逆(逆相)である。すなわち、電流 I_4 は、電流 I_2 と同相である。こうして、電源制御回路200から供給される電力は、エキサイト回路110と給電コイル回路120により送電され、受電コイル回路130とロード回路140により受電され、負荷Rにより取り出される。

【0023】

負荷Rを受電コイル回路130に直列接続すると、受電コイル回路130のQ値が悪くなる。このため、受電用の受電コイル回路130と電力取り出し用のロード回路140を分離している。また、電力伝送効率を高めるためには、エキサイトコイル L_1 、給電コイル L_2 、受電コイル L_3 およびロードコイル L_4 の中心線を揃えることが好ましい。

【0024】

電源制御回路200は、共振周波数 f にて動作するプッシュプル回路である。電源制御回路200を共振周波数 f が動作するように各回路パラメータを設定する。ゲート駆動用トランスT1の一次側には、オシレータ202が接続される。オシレータ202は、共振周波数 f にて交流電圧を発生させる。電圧波形は正弦波でもよいが、ここでは矩形波であるとして説明する。この交流電圧により、トランスT1一次コイル L_h には正負の両方向に交互に電流が流れる。トランスT1一次コイル L_h とトランスT1二次コイル L_g 、トランスT1二次コイル L_f はゲート駆動用の結合トランスT1を形成する。電磁誘導により、トランスT1二次コイル L_g とトランスT1二次コイル L_f にも正負の両方向に交互に電流が流れる。

【0025】

トランスT1二次コイル L_f の一端とトランスT1二次コイル L_g の一端は互いに接続され、そのまま接地される。トランスT1二次コイル L_f の他端は、スイッチングトランジスタ Q_1 のゲートと接続され、トランスT1二次コイル L_g の他端は、別のスイッチングトランジスタ Q_2 のゲートと接続される。スイッチングトランジスタ Q_1 のソースとスイッチングトランジスタ Q_2 のソースも接地されている。したがって、オシレータ202が共振周波数 f にて交流電圧を発生させると、スイッチングトランジスタ Q_1 とスイッチングトランジスタ Q_2 の各ゲートには、電圧 V_x ($V_x > 0$)が共振周波数 f にて交互に印加される。このため、スイッチングトランジスタ Q_1 とスイッチングトランジスタ Q_2 は共振周波数 f にて交互にオン・オフする。スイッチングトランジスタ Q_1 とスイッチングトランジスタ Q_2 は同一特性のエンハンスメント型MOSFET (Negative-Metal Oxide Semiconductor Field effect transistor)であるが、バイポーラトランジスタなど他のトランジスタでもよい。

【0026】

スイッチングトランジスタ Q_1 のドレインは、インダクタ L_e 、キャパシタ C_b を介して、トランスT2一次コイル L_d と直列接続される。同様に、スイッチングトランジスタ Q_2 のドレインは、インダクタ L_c 、キャパシタ C_a を介して、トランスT2一次コイル L_b と直列接続される。トランスT2一次コイル L_d とトランスT2一次コイル L_b の接続点には、平滑用のインダクタ L_a が接続され、さらに、電源Vddが接続される。また、スイッチングトランジスタ Q_1 のソース・ドレイン間にはキャパシタ C_{Q1} が並列接続され、スイッチングトランジスタ Q_2 のソース・ドレイン間にはキャパシタ C_{Q2} が並列接続される。インダクタ L_e とインダクタ L_c は同一特性のコイルである。キャパシタ C_b とキャパシタ C_a は同一特性のキャパシタであり、キャパシタ C_{Q1} とキャパシタ C_{Q2} も同一特性のキャパシタである。以下においては、インダクタ L_e とインダクタ L_c をまとめていうときには「調整インダクタ」とよび、キャパシタ C_b とキャパシタ C_a 、キャパシタ C_{Q1} とキャパシタ C_{Q2} をまとめていうときには「調整キャパシタ」とよぶ。

【0027】

10

20

30

40

50

スイッチングトランジスタ Q_1 のソース・ドレイン間の電圧をソース・ドレイン電圧 V_{DS1} 、スイッチングトランジスタ Q_2 のソース・ドレイン間の電圧をソース・ドレイン電圧 V_{DS2} とよぶ。また、スイッチングトランジスタ Q_1 のソース・ドレイン間を流れる電流をソース・ドレイン電流 I_{DS1} 、スイッチングトランジスタ Q_2 のソース・ドレイン間を流れる電流をソース・ドレイン電流 I_{DS2} とする。同図矢印に示す方向を正方向、反対方向を負方向とする。

【0028】

エキサイト回路110の入力インピーダンスは、たとえば、50()である。また、電源制御回路200の出力インピーダンスがこの入力インピーダンス50()と等しくなるようにトランスT2一次コイル L_b およびトランスT2一次コイル L_d の巻き数を設定している。電源制御回路200の出力インピーダンスとエキサイト回路110の入力インピーダンスが一致するとき、電源制御回路200の出力は最大となる。

10

【0029】

電源制御回路200は、図1に示すように上下対称形の電気回路である。インダクタ L_e とキャパシタ C_b (インダクタ L_c とキャパシタ C_a)は、共振周波数 f にて電流共振するように値設定される。インダクタ L_e とキャパシタ C_b はソース・ドレイン電流 I_{DS1} の電流波形を変化させ、インダクタ L_c とキャパシタ C_a はソース・ドレイン電流 I_{DS2} の電流波形を変化させるために挿入される。

【0030】

キャパシタ C_{Q1} はソース・ドレイン電圧 V_{DS1} の電圧波形を変化させ、キャパシタ C_{Q2} はソース・ドレイン電圧 V_{DS2} の電圧波形を変化させるために挿入される。詳細については後述する。

20

【0031】

図2は、スイッチングトランジスタ Q_1 が導通するときの電流経路を示す図である。スイッチングトランジスタ Q_1 が導通(オン)するとき、スイッチングトランジスタ Q_2 は非導通(オフ)となる。このときのメインの電流経路(以下、「第1電流経路」とよぶ)は、電源 V_{dd} から平滑用のインダクタ L_a 、トランスT2一次コイル L_d 、キャパシタ C_b 、インダクタ L_e 、スイッチングトランジスタ Q_1 を経由してグランドへ至る経路となる。スイッチングトランジスタ Q_1 は、第1電流経路の導通・非導通を制御するスイッチとして機能する。

30

【0032】

図3は、スイッチングトランジスタ Q_2 が導通するときの電流経路を示す図である。スイッチングトランジスタ Q_2 が導通(オン)するとき、スイッチングトランジスタ Q_1 は非導通(オフ)となる。このときのメインの電流経路(以下、「第2電流経路」とよぶ)は、電源 V_{dd} から平滑用のインダクタ L_a 、トランスT2一次コイル L_b 、キャパシタ C_a 、インダクタ L_c 、スイッチングトランジスタ Q_2 を経由してグランドへ至る経路となる。スイッチングトランジスタ Q_2 は、第2電流経路の導通・非導通を制御するスイッチとして機能する。

【0033】

図4は、スイッチングトランジスタ Q_1 およびスイッチングトランジスタ Q_2 の電圧および電流の変化過程を示すタイムチャートである。時刻 t_0 ~時刻 t_1 の期間(以下、「第1期間」とよぶ)は、スイッチングトランジスタ Q_1 がオン、スイッチングトランジスタ Q_2 がオフとなる期間である。時刻 t_1 ~時刻 t_2 の期間(以下、「第2期間」とよぶ)は、スイッチングトランジスタ Q_1 がオフ、スイッチングトランジスタ Q_2 がオンとなる期間、時刻 t_2 ~時刻 t_3 の期間(以下、「第3期間」とよぶ)は、スイッチングトランジスタ Q_1 がオン、スイッチングトランジスタ Q_2 がオフとなる期間、時刻 t_3 ~時刻 t_4 の期間(以下、「第4期間」とよぶ)は、スイッチングトランジスタ Q_1 がオフ、スイッチングトランジスタ Q_2 がオンとなる期間である。

40

【0034】

電源 V_{dd} の値は、スイッチングトランジスタ Q_1 のゲート・ソース電圧 V_{GS1} が所

50

定の閾値を超えたとき、スイッチングトランジスタ Q_1 が飽和状態となるように設定されている。したがって、第1期間の開始タイミングである時刻 t_0 にスイッチングトランジスタ Q_1 がオン(導通)となると、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} が流れ始める。第1電流経路に挿入されているインダクタ L_e とキャパシタ C_b が電流共振するため、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} の第1期間における電流波形は矩形波とはならず、立ち上がり立ち下がりが緩やかになる。このためには、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} が第1期間の中間地点で最大値となり、第1期間の終了時点(時刻 t_1)でローレベルに戻るよう、インダクタ L_e とキャパシタ C_b の値をあらかじめ適切に設定しておく必要がある。具体的には、電源制御回路200の動作中にソース・ドレイン電流 I_{DS1} の電流波形を計測し、インダクタ L_e とキャパシタ C_b の最適値を求めればよい。

10

【0035】

第2期間の開始タイミングである時刻 t_1 にスイッチングトランジスタ Q_1 がオフ(非導通)となると、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} は流れなくなる。スイッチングトランジスタ Q_1 のソース・ドレイン間にはキャパシタ C_{Q1} が並列接続されているため、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} の第2期間における電圧波形は矩形波とはならず、立ち上がり立ち下がりが緩やかになる。このためには、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} が第2期間の中間地点で最大値となり、第2期間の終了時点(時刻 t_2)でローレベルに戻るよう、キャパシタ C_{Q1} の値をあらかじめ適切に設定しておく必要がある。具体的には、電源制御回路200の動作中にソース・ドレイン電圧 V_{DS1} の電圧波形を計測し、キャパシタ C_{Q1} の最適値を求めればよい。

20

【0036】

第1期間はスイッチングトランジスタ Q_2 のオフ期間であるから、第1期間における V_{GS2} 、 I_{DS2} 、 V_{DS2} の変化は、第2期間における V_{GS1} 、 I_{DS1} 、 V_{DS1} の変化と同様である。第2期間はスイッチングトランジスタ Q_2 のオン期間であるから、第2期間における V_{GS2} 、 I_{DS2} 、 V_{DS2} の変化は、第1期間における V_{GS1} 、 I_{DS1} 、 V_{DS1} の変化と同様である。第3期間、第4期間以降についても同様である。

【0037】

次に、調整インダクタと調整キャパシタの役割を明確にするため、調整インダクタと調整キャパシタを取り除いた場合の電流電圧特性について説明し、その問題点を指摘する。

30

【0038】

図5は、調整インダクタおよび調整キャパシタを取り除いた場合の電流電圧波形のタイムチャートである。スイッチングトランジスタ Q_1 とスイッチングトランジスタ Q_2 の動作は基本的に同じであるため、ここでは、スイッチングトランジスタ Q_1 のソース・ドレイン電圧 V_{DS1} およびソース・ドレイン電流 I_{DS1} に注目して説明する。スイッチングトランジスタ Q_1 のソース・ドレイン間に並列接続されるキャパシタ C_{Q1} を取り除くと、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} の電圧波形は矩形波となる。

【0039】

第1期間の開始タイミングである時刻 t_0 にスイッチングトランジスタ Q_1 がオン(導通)となると、スイッチングトランジスタ Q_1 のソース・ドレイン電圧 V_{DS1} はローレベル(たとえばゼロ)となる。キャパシタ C_{Q1} を取り除いているため、スイッチングトランジスタ Q_1 のオン・オフに連動して、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} はハイレベルとローレベルの間を急峻に変化する。ただし、スイッチングトランジスタ Q_1 の内部的な遅延により、スイッチングトランジスタ Q_1 がオンとなっても、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} はすぐにゼロ(ローレベル)にはならない。時刻 t_0 から所定の遅延時間が経過してからソース・ドレイン電圧 V_{DS1} はゼロとなる。

40

【0040】

第1期間の終了タイミングである時刻 t_1 にスイッチングトランジスタ Q_1 がオフ(非導通)となると、スイッチングトランジスタ Q_1 のソース・ドレイン電圧 V_{DS1} はハイレベルとなる。この場合にも、スイッチングトランジスタ Q_1 の内部的な遅延によりソー

50

ス・ドレイン電圧 V_{DS1} はすぐにハイレベルには至らない。したがって、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} の電圧波形は台形状となる。

【0041】

第1期間の開始タイミングである時刻 t_0 において、スイッチングトランジスタ Q_1 のソース・ドレイン電流 I_{DS1} はハイレベルとなる。インダクタ L_e とキャパシタ C_b を取り除いているため、スイッチングトランジスタ Q_1 のオン・オフに連動して、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} もローレベルとハイレベルの間を急峻に変化する。ただし、スイッチングトランジスタ Q_1 の内部的な遅延により、スイッチングトランジスタ Q_1 がオンとなっても、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} はすぐにハイレベルにはならない。時刻 t_0 から所定の遅延時間が経過してからソース・ドレイン電流 I_{DS1} はハイレベルとなる。

10

【0042】

第1期間の終了タイミングである時刻 t_1 にスイッチングトランジスタ Q_1 がオフ（非導通）となると、スイッチングトランジスタ Q_1 のソース・ドレイン電流 I_{DS1} はローレベルとなる。この場合にも、スイッチングトランジスタ Q_1 の内部的な遅延によりソース・ドレイン電流 I_{DS1} はすぐにローレベルにはならない。したがって、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} の電流波形も台形状となる。

【0043】

図6は、調整インダクタおよび調整キャパシタを取り除いたときの第2期間（時刻 $t_1 \sim t_2$ ）における V_{DS1} と I_{DS1} の関係を示すタイムチャートである。同図では、わかりやすさのため、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} とソース・ドレイン電流 I_{DS1} を重ねて描いている。ソース・ドレイン電圧 V_{DS2} とソース・ドレイン電流 I_{DS2} の関係も基本的に同じであるため、ここでは、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} とソース・ドレイン電流 I_{DS1} の関係に注目して説明する。第2期間の開始タイミングである時刻 t_1 に至り、スイッチングトランジスタ Q_1 がオフとなると、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} は増加し始め、所定の遅延時間 T_S 後にハイレベルに安定する。一方、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} は減少し始め、遅延時間 T_S 後にローレベルに安定する。この遅延時間 T_S 中は「 $V_{DS1} > 0$ 、かつ、 $I_{DS1} > 0$ 」となるため、スイッチングトランジスタ Q_1 において無駄な電力が消費される。すなわち、スイッチング損失が発生している。

20

【0044】

第2期間の終了タイミングである時刻 t_2 に至り、スイッチングトランジスタ Q_1 がオンとなるときにも同様である。ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} は減少し始め、所定の遅延時間 T_E 後にローレベルに安定する。一方、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} は増加し始め、遅延時間 T_E 後にハイレベルに安定する。遅延時間 T_E 中も、「 $V_{DS1} > 0$ 、かつ、 $I_{DS1} > 0$ 」となるため、スイッチング損失が発生する。

30

【0045】

以上のように、スイッチングトランジスタ Q_1 のオン・オフを切り換えるごとに、スイッチングトランジスタ Q_1 からはわずかながら電力が消費される。ISM周波数帯のような高周波数帯で電源制御回路200を動作させる場合には、スイッチング損失の影響が特に大きくなる。

【0046】

一般的には、周波数が高くなると、スイッチング損失の影響が大きくなる。スイッチング損失を抑制するためには、スイッチングトランジスタ Q_1 やスイッチングトランジスタ Q_2 の遅延時間 T_S 、 T_E を短くするための工夫が必要であるが物理的な限界もあるため遅延時間をゼロにするのは難しい。本実施の形態では、電源制御回路200に調整インダクタ L_e 、 L_c および調整キャパシタ C_b 、 C_a 、 C_{Q1} 、 C_{Q2} を挿入し、いわゆるソフトスイッチング方式に基づいてスイッチング損失を抑制している。

40

【0047】

図7は、調整インダクタおよび調整キャパシタを取り付けたときの第2期間（時刻 $t_1 \sim t_2$ ）における V_{DS1} と I_{DS1} の関係を示すタイムチャートである。この図でも、わかりやすさのため、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} とソース・ドレイン電流 I_{DS1} を

50

重ねている。ソース・ドレイン電圧 V_{DS2} とソース・ドレイン電流 I_{DS2} の関係も基本的に同じであるため、ここでは、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} とソース・ドレイン電流 I_{DS1} の関係に注目して説明する。第1期間(時刻 $t_0 \sim t_1$)の後半に、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} は減少し始め、時刻 t_1 に到達するときにはローレベルに到達している。時刻 t_1 にスイッチングトランジスタ Q_1 がオフとなると、ソース・ドレイン電圧 V_{DS1} は徐々に増加し、第2期間の途中でハイレベルに到達する。したがって、第2期間が開始する時刻 t_1 の付近で「 $V_{DS1} > 0$ 、かつ、 $I_{DS1} > 0$ 」となる期間がほとんど存在しなくなるため、スイッチング損失もほとんど発生しない。

【0048】

時刻 t_2 に至り、スイッチングトランジスタ Q_1 がオンとなるときにも同様である。このときまでにソース・ドレイン電圧 V_{DS1} は減少してローレベルまで到達する。一方、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} は徐々に増加する。したがって、オフからオンへの切り換え時においても「 $V_{DS1} > 0$ 、かつ、 $I_{DS1} > 0$ 」となる期間がほとんど存在しなくなるためスイッチング損失を抑制できる。

【0049】

図8は、電流 $I_1 \sim I_4$ の変化過程を示すタイムチャートである。図4に示したように、第1期間においては、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} が流れ、ソース・ドレイン電流 I_{DS2} は流れない。このため、エキサイト回路110には、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} に連動して正方向の電流 I_1 が流れる。第2期間においては、ソース・ドレイン電流 I_{DS1} は流れず、ソース・ドレイン電流 I_{DS2} が流れる。このため、エキサイト回路110には、ソース・ドレイン電流 I_{DS2} に連動して負方向の電流 I_1 が流れる。給電コイル回路120には電流 I_1 の逆相の電流 I_2 が流れる。受電コイル回路130には、その逆相、すなわち、電流 I_1 と同相の電流 I_3 が流れる。そして、ロード回路140には、電流 I_2 と同相、電流 I_1 および電流 I_3 と逆相の電流 I_4 が流れる。

【0050】

次に、エキサイトコイル L_1 と給電コイル L_2 の形状について述べる。図9に示すようにエキサイトコイル L_1 と給電コイル L_2 を真円形状であってもよい。図9から図12において、左側は正面図であり右側は側面図である。エキサイトコイル L_1 と給電コイル L_2 の中心は一致している。図10に示すようにエキサイトコイル L_1 と給電コイル L_2 を矩形形状としてもよい。図11に示すようにエキサイトコイル L_1 と給電コイル L_2 を楕円形状としてもよいし、図12に示すように六角形形状としてもよい。なお、エキサイトコイル L_1 と給電コイル L_2 の形状は必ずしも一致させる必要はない。たとえば、エキサイトコイル L_1 の形状を矩形とし、給電コイル L_2 の形状を真円としてもよい。

【0051】

エキサイトコイル L_1 に電流 I_1 を流し、給電コイル L_2 に大きな電流 I_2 を発生させるためには、エキサイトコイル L_1 のサイズ(面積)と給電コイル L_2 のサイズ(面積)をなるべく近づけることが好ましい。エキサイトコイル L_1 のサイズが小さすぎるとエキサイトコイル L_1 が発生させる磁束が少なくなり、エキサイトコイル L_1 のサイズが大きすぎるとエキサイトコイル L_1 が発生させる磁束のうち給電コイル L_2 を貫く磁束の割合が小さくなる。

【0052】

しかし、本発明者の実験によれば、エキサイトコイル L_1 のサイズ(面積)と給電コイル L_2 のサイズ(面積)を近づけすぎると、電源制御回路200の動作が不安定になってしまうことがわかった。エキサイトコイル L_1 が発生させる磁束が給電コイル L_2 に起電力を発生させる一方、給電コイル L_2 が発生させる磁束がエキサイトコイル L_1 に起電力を発揮させ、結合トランスT2を介して電源制御回路200にも電流が流れてしまうのが原因であると考えられる。すなわち、給電コイル L_2 自体が大きなQを有する共振子であるため、エキサイトコイル L_1 が給電コイル L_2 の強い磁場の影響を受けて逆に励起されてしまう。電源制御回路200は共振周波数 f で動作する回路であるため、給電コイル L_2 が発生する共振周波数 f の磁場の影響を受けやすい。したがって、エキサイトコイル L

10

20

30

40

50

L_1 のサイズ（面積）と給電コイル L_2 のサイズ（面積）の間には、最適な関係が存在すると考えられる。

【実施例】

【0053】

図13は、エキサイトコイル L_1 および給電コイル L_2 の大きさと電力伝送効率の関係を示すグラフである。エキサイトコイル L_1 および給電コイル L_2 の形状は、共に真円である。横軸はエキサイトコイル L_1 の直径 D_1 と給電コイル L_2 の直径 D_2 の直径比 (D_1 / D_2) を示す。縦軸は負荷 R から取り出される電力を示す。取り出し得る電力の最大値は 20 (W) である。実験の条件は以下の通りである。

電源 V d d の電圧 = 40 (V)

共振周波数 $f = 13.56$ MHz

給電コイル L_2 および受電コイル L_3 の直径 $D_2 = 280$ mm

ロードコイル L_4 の直径 $D_4 = 210$ mm

給電コイル L_2 および受電コイル L_3 の巻き数 = 7 回

エキサイトコイル L_1 およびロードコイル L_4 の巻き数 = 1 回

給電コイル L_2 および受電コイル L_3 の厚み = 70 mm

エキサイトコイル L_1 と給電コイル L_2 の距離 = 10 mm

給電コイル L_2 と受電コイル L_3 の距離 = 1 m

受電コイル L_3 とロードコイル L_4 の距離 = 10 mm

負荷 R の大きさ = 50 ()

【0054】

エキサイトコイル L_1 および給電コイル L_2 の形状が共に真円であり、それぞれの直径を D_1 、 D_2 とする場合、直径比 (D_1 / D_2) が 0.8 より大きく 1.2 よりも小さいとき、いいかえれば、エキサイトコイル L_1 および給電コイル L_2 の面積比が 0.64 以上 1.44 以下のときには電源制御回路 200 の動作が不安定化し、電力を負荷 R から取り出せなくなることがわかった。したがって、直径比 (D_1 / D_2) は 0.8 以下、または、1.2 以上であることが好ましい。直径比 (D_1 / D_2) は、0.43 以上 0.8 以下、または、1.2 以上であることがより好ましい。面積比で表せば、0.18 以上 0.64 以下、または、1.44 以上である。この場合には、負荷 R から取り出せる最大電力 20 (W) の 50% 以上を取り出すことができる。直径比 (D_1 / D_2) は 0.63 以上 0.8 以下、または、1.2 以上であることが更に好ましい。面積比で表せば、0.40 以上 0.64 以下、または、1.44 以上である。この場合には、負荷 R から取り出せる最大電力の 80% 以上を取り出すことができる。直径比 (D_1 / D_2) は 0.72 以上 0.8 以下、または、1.2 以上であればより好ましい。面積比で表せば、0.52 以上 0.64 以下、または、1.44 以上である。この場合には、負荷 R から取り出せる最大電力の 90% 以上を取り出すことができる。

【0055】

以上、実施形態に基づいてワイヤレス電力伝送システム 100 を説明した。ワイヤレス電力伝送システム 100 は、給電コイル L_2 から受電コイル L_3 に、同一共振周波数で効率よく送電するシステムである。電源制御回路 200 は、共振型のプッシュプルコンバータであり、給電コイル L_2 から受電コイル L_3 への電力伝送効率を高めるために共振周波数 f にて動作する。トランジスタにバイアスをかけた状態を動作点とする、いわゆるリニア・アンプ (A 級、AB 級等) などにより電力を供給する場合、電源 V d d から供給された電力のうち、エキサイト回路 110 に供給できる電力はその 40% にも満たない。これに対して、電源制御回路 200 の場合には 80 ~ 90% 程度の電力をエキサイト回路 110 に提供できる。調整インダクタ L_e 、 L_c や調整キャパシタ C_b 、 C_a 、 C_{Q1} 、 C_{Q2} を取り除くと、スイッチング周波数が 10 MHz 以上の高周波数の場合にはスイッチング損失の影響が大きくなるため 60% 程度まで低下し、ロスが大きくなるため、トランジスタの発熱が大きくなりやすい。

【0056】

10

20

30

40

50

また、エキサイトコイル L_1 および給電コイル L_2 のサイズ比率（面積比や直径比など）を最適調整することにより、給電コイル回路120が発生する磁場のエキサイト回路110や電源制御回路200への影響を抑制しつつ、ロード回路140の負荷Rから大きな電力を取り出すことができる。

【0057】

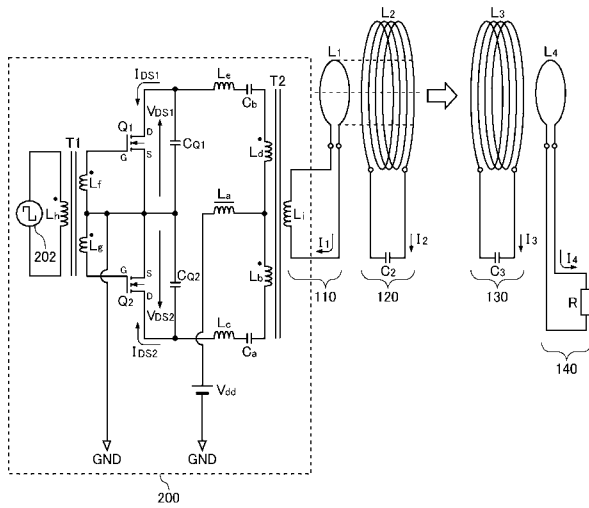
以上、本発明を実施の形態をもとに説明した。実施の形態は例示であり、それらの各構成要素や各処理プロセスの組合せにいろいろな変形例が可能なこと、またそうした変形例も本発明の範囲にあることは当業者に理解されるところである。

【符号の説明】

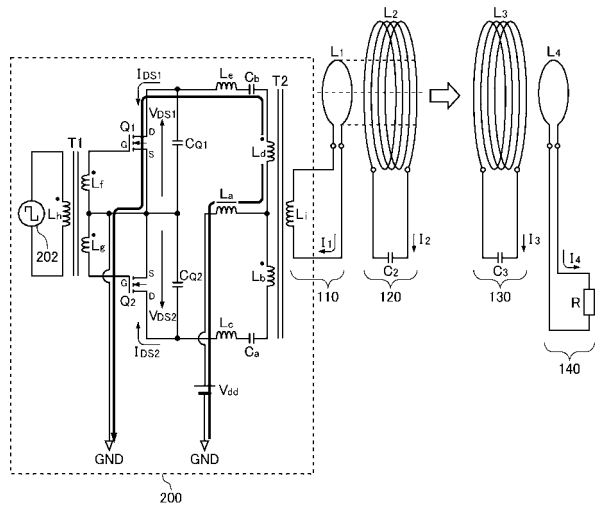
【0058】

- 100 ワイヤレス電力伝送システム
- 110 エキサイト回路
- 120 給電コイル回路
- 130 受電コイル回路
- 140 ロード回路
- 200 電源制御回路
- 202 オシレータ

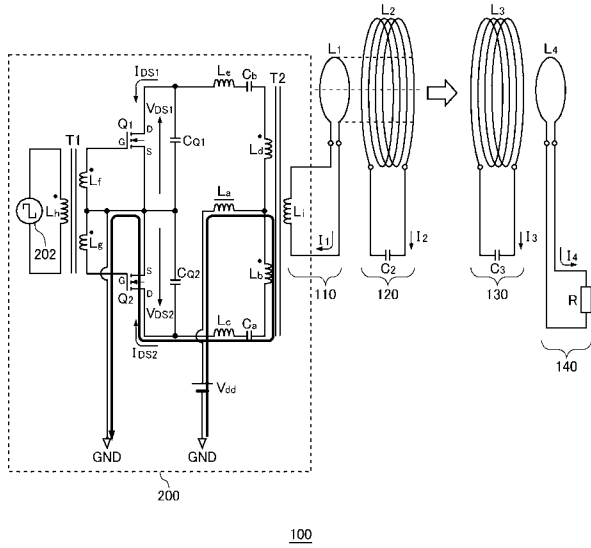
【図1】



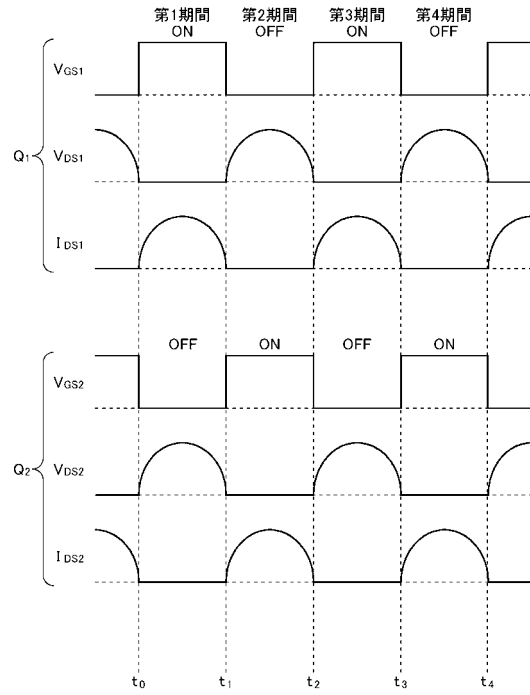
【図2】



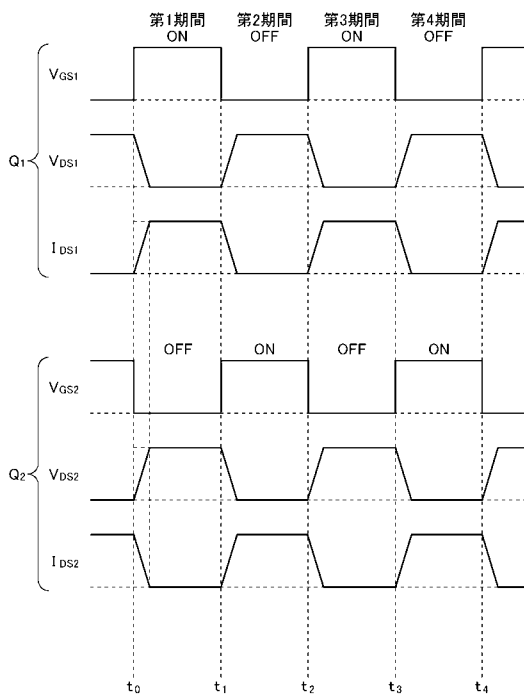
【図3】



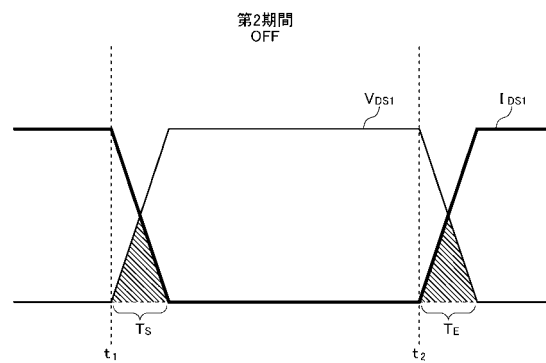
【図4】



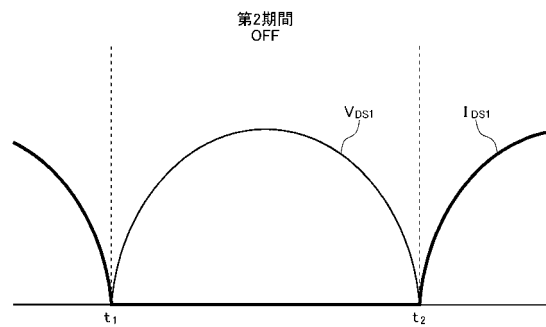
【図5】



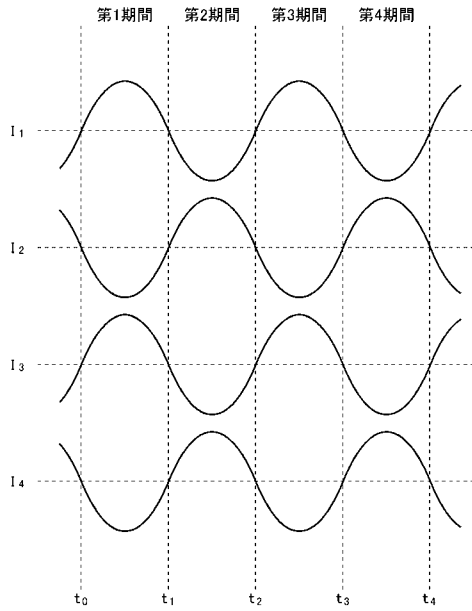
【図6】



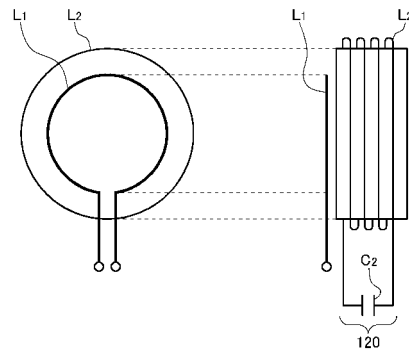
【図7】



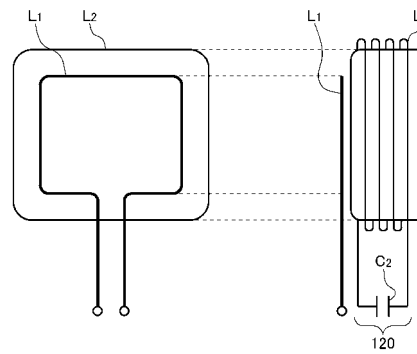
【 図 8 】



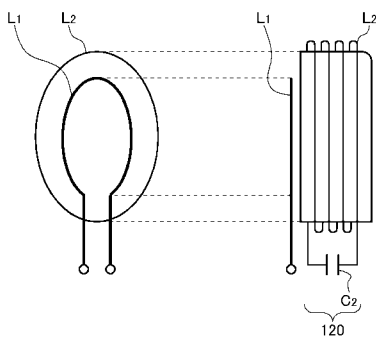
【 図 9 】



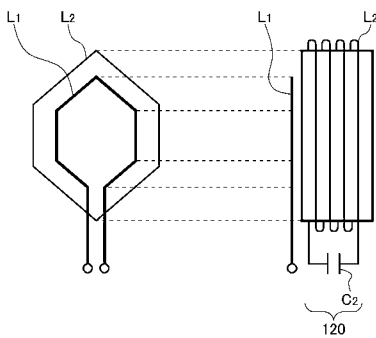
【 図 10 】



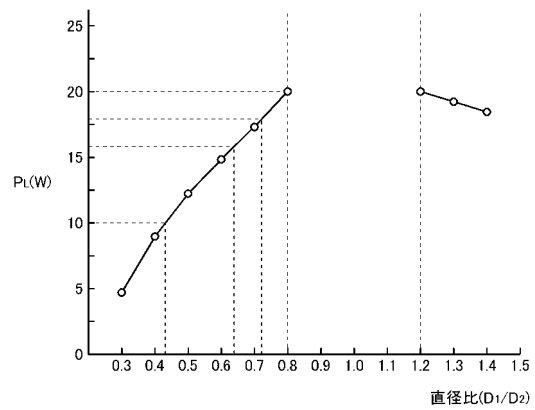
【 図 11 】



【 図 12 】



【 図 13 】



フロントページの続き

審査官 赤穂 嘉紀

- (56)参考文献 特開2009-106136(JP,A)
国際公開第2006/022365(WO,A1)
特表2001-526517(JP,A)
特開平08-079976(JP,A)
特開2002-272127(JP,A)
国際公開第2009/023155(WO,A2)
特開平09-163734(JP,A)
特開平10-028384(JP,A)
Wenzhen Fu, et al., Study on Frequency-tracking Wireless Power Transfer System by Resonant Coupling, Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC. IEEE 6th International, 米国, IEEE, 2009年 5月, 2658-2663
A. Kurs, et al., Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances, Science, 米国, American Association for the Advancement of Science, 2007年, 317, 83-86
- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02J 17/00