

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号  
特許第7420191号  
(P7420191)

(45)発行日 令和6年1月23日(2024.1.23)

(24)登録日 令和6年1月15日(2024.1.15)

|                   |                               |          |                    |         |
|-------------------|-------------------------------|----------|--------------------|---------|
| (51)国際特許分類        |                               | F I      |                    |         |
| H 0 2 J           | 50/90 (2016.01)               | H 0 2 J  | 50/90              |         |
| H 0 2 J           | 7/00 (2006.01)                | H 0 2 J  | 7/00               | 3 0 1 D |
| H 0 2 J           | 50/12 (2016.01)               | H 0 2 J  | 50/12              |         |
| H 0 2 J           | 50/40 (2016.01)               | H 0 2 J  | 50/40              |         |
| 請求項の数 7 (全36頁)    |                               |          |                    |         |
| (21)出願番号          | 特願2022-161337(P2022-161337)   | (73)特許権者 | 000004260          |         |
| (22)出願日           | 令和4年10月6日(2022.10.6)          |          | 株式会社デンソー           |         |
| (62)分割の表示         | 特願2020-87198(P2020-87198)の分割  | (74)代理人  | 110000028          |         |
| 原出願日              | 令和2年5月19日(2020.5.19)          |          | 弁理士法人明成国際特許事務所     |         |
| (65)公開番号          | 特開2022-176340(P2022-176340 A) | (72)発明者  | ▲高▼橋 将也            |         |
| (43)公開日           | 令和4年11月25日(2022.11.25)        |          | 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式 |         |
| 審査請求日             | 令和4年10月6日(2022.10.6)          | (72)発明者  | 会社デンソー内            |         |
| (31)優先権主張番号       | 特願2019-136680(P2019-136680)   |          | 高橋 英介              |         |
| (32)優先日           | 令和1年7月25日(2019.7.25)          | (72)発明者  | 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式 |         |
| (33)優先権主張国・地域又は機関 | 日本国(JP)                       |          | 会社デンソー内            |         |
|                   |                               | (72)発明者  | 角谷 勇人              |         |
|                   |                               |          | 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式 |         |
|                   |                               | (72)発明者  | 山口 宜久              |         |
|                   |                               |          | 会社デンソー内            |         |
|                   |                               |          | 最終頁に続く             |         |

(54)【発明の名称】 非接触給電装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

受電コイル（212）を有する受電装置（200）に非接触で電力を供給する非接触給電装置（100）であって、  
交流電力を送電する送電回路（130）と、  
送電コイル（112）と、送電共振コンデンサ（116）とから構成される送電共振回路（110）を複数並列に有する送電共振部と、  
を備え、  
前記送電コイルに対して前記受電コイルが対向している状態を対向状態とし、  
前記送電コイルに対して前記受電コイルが対向していない状態を非対向状態としたとき、  
前記送電共振部は、複数の前記送電共振回路のうち、前記対向状態にある送電共振回路の入力インピーダンスよりも、前記非対向状態にある送電共振回路の入力インピーダンスが大きくなるように設定する、  
非接触給電装置。

【請求項2】

請求項1に記載の非接触給電装置であって、  
前記対向状態において、前記送電共振回路が共振状態となることによって前記送電共振回路の入力インピーダンスが小さくなるように設定され、  
前記非対向状態において、前記送電共振回路が前記共振状態からはずれることによって前記送電共振回路の入力インピーダンスが大きくなるように設定される、

非接触給電装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の非接触給電装置であって、

前記非対向状態において、前記送電共振コンデンサのキャパシタンスが低下するように設定される、

非接触給電装置。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の非接触給電装置であって、

前記送電共振部は、さらに、前記送電回路と前記送電共振回路との間に配置され、フィルタ用コイル（124）とフィルタ用コンデンサ（122）とから構成されるフィルタ回路（120）を備え、

前記送電コイルに対して前記受電装置が有する受電コイル（212）が対向している対向状態において、少なくとも、前記フィルタ回路が共振状態となることによって前記フィルタ回路の入力インピーダンスが小さくなるように設定され、

前記送電コイルに対して前記受電コイルが対向していない非対向状態において、少なくとも、前記フィルタ回路が共振状態からはずれることによって、前記フィルタ回路の入力インピーダンスが大きくなるように設定される、

非接触給電装置。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の非接触給電装置であって、

前記フィルタ用コンデンサ及び前記送電共振コンデンサは、前記送電コイルと直列に接続される構成を有する、非接触給電装置。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の非接触給電装置であって、

前記非対向状態において、

前記フィルタ回路の入力インピーダンスが大きくなるように設定される場合には、前記フィルタ用コンデンサのキャパシタンスが低下するように設定される、

非接触給電装置。

【請求項 7】

請求項 1 に記載の非接触給電装置であって、

複数の前記送電コイルは、近接して配置されている、非接触給電装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、非接触給電装置に関する。

【背景技術】

【0002】

特許文献 1 には、高周波電源に並列に接続された複数の送電コイルと、移動体に搭載された受電コイルとを備えるワイヤレス給電システムが開示されている。高周波電源と各送電コイルとの間には、高周波電源から送電コイルに流れる電流が閾値未満のとき、インピーダンスが上昇し、高周波電源から送電コイルに流れる電流が閾値以上のとき、インピーダンスが低下する電流制御素子（例えば可飽和リアクトル）が配置されている。これにより、受電コイルと対向していない送電コイルに配置された電流制御素子のインピーダンスが上昇して、高周波電源から送電コイルへの電流供給が抑制されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】特開 2019-71719 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

## 【0004】

しかしながら、従来技術の構成では、非接触給電のための送電共振回路を構成する送電コイル及び共振コンデンサとは別に、インピーダンスを変化させる電流制御素子を備える必要がある。また、電流制御素子として例示されている可飽和リアクトルは、インピーダンスを高くするためにはインダクタンスを大きくする必要があるため、電流制御素子として使用する可飽和リアクトルが大型化してしまう。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0005】

本開示の一形態によれば、受電装置に非接触で電力を供給する非接触給電装置が提供される。この非接触給電装置（100）は、交流電力を送電する送電回路（130）と、送電コイル（112）と、前記送電コイルと直列に接続される送電共振コンデンサ（116）とから構成される送電共振回路（110）を有する送電共振部と、を備え、前記送電コイルに対して前記受電装置（200）が有する受電コイル（212）が対向している対向状態において、前記送電共振回路が共振状態となることによって前記送電共振回路の入力インピーダンスが小さくなるように設定され、前記送電コイルに対して前記受電コイルが対向していない非対向状態において、前記送電共振回路が前記共振状態からはずれることによって前記送電共振回路の入力インピーダンスが大きくなるように設定される。

この形態の非接触給電装置によれば、受電コイルに対向していない送電コイルを有する送電共振回路の入力インピーダンスが大きくなることで、受電コイルに対向していない送電コイルへの送電回路からの電流の供給を抑制することが可能である。これにより、従来技術の電流制御素子のような大型部品を用いることなく、電力を送電しない送電コイルでの損失、及び、漏洩磁束の低減を図ることができる。また、受電コイルに対向している送電コイルへのみ自動的に電流が供給されるため、受電コイルの位置を判断するための位置センサや、送電コイルへ電力を送電する場合と電力を送電しない場合を切り替える制御を省略することが可能である。

本発明の他の一形態によれば、受電装置に非接触で電力を供給する非接触給電装置が提供される。この非接触給電装置（100）は、交流電力を送電する送電回路（130）と、送電コイル（112）と送電共振コンデンサ（116）とから構成される送電共振回路（110）と、前記送電回路と前記送電共振回路との間に配置され、フィルタ用コイル（124）とフィルタ用コンデンサ（122）とから構成されるフィルタ回路（120）と、を有する送電共振部と、を備え、前記送電コイルに対して前記受電装置が有する受電コイル（212）が対向している対向状態において、前記送電共振回路が共振状態となることによって前記送電共振回路の入力インピーダンスが小さくなるように設定され、前記送電コイルに対して前記受電コイルが対向していない非対向状態において、前記送電共振回路が前記共振状態からはずれることによって前記送電共振回路の入力インピーダンスが大きくなるように設定される、もしくは、前記対向状態において、少なくとも、前記フィルタ回路が共振状態となることによって前記フィルタ回路の入力インピーダンスが小さくなるように設定され、前記非対向状態において、少なくとも、前記フィルタ回路が共振状態からはずれることによって、前記フィルタ回路の入力インピーダンスが大きくなるように設定される。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0006】

【図1】第1実施形態の非接触給電装置と受電装置とを示す説明図。

【図2】送電コイルに対する受電コイルの配置関係を示す説明図。

【図3】対向状態の非接触給電装置と受電装置の等価回路を示す説明図。

【図4】非対向状態の非接触給電装置の等価回路を示す説明図。

【図5】フィルタ回路が設けられた非接触給電装置及び受電装置を示す説明図。

【図6】第2実施形態の送電共振回路の構成を示す説明図。

【図7】共振コンデンサの配置の一例を示す説明図。

【図8】第3実施形態の送電共振回路の構成を示す説明図。

- 【図 9】送電コイルのインダクタンスの一例を示す説明図。  
【図 10】送電コイルのインダクタンスの変化の理由について示す説明図。  
【図 11】第 4 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 12】共振コンデンサのキャパシタンスと制御電圧の関係の一例を示す説明図。  
【図 13】共振コンデンサのキャパシタンスと対向面積の関係の一例を示す説明図。  
【図 14】共振コンデンサのキャパシタンスと対向面積の関係の他例を示す説明図。  
【図 15】共振コンデンサのキャパシタンスと対向面積の関係の別例を示す説明図。  
【図 16】第 5 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 17】第 6 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 18】第 7 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 19】第 8 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 20】給電制御のフローチャート。  
【図 21】可変制御回路の他の構成を示す説明図。  
【図 22】可変制御回路の他の構成を示す説明図。  
【図 23】第 9 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 24】第 10 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 25】第 11 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 26】第 12 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 27】第 13 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 28】第 14 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 29】第 15 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 30】第 16 実施形態の非接触給電装置を示す説明図。  
【図 31】第 16 実施形態の非接触給電装置の他の構成を示す説明図。  
【図 32】第 16 実施形態の非接触給電装置の他の構成を示す説明図。  
【図 33】第 17 実施形態の車両用非接触給電システムの概略構成図。  
【図 34】第 17 実施形態の車両用非接触給電システムの他の概略構成図。  
【図 35】第 17 実施形態の車両用非接触給電システムの他の概略構成図。  
【図 36】車両走行路に敷設される送電コイルの寸法について示す説明図。  
【図 37】車両走行路に敷設される送電コイルの寸法について示す説明図。  
【発明を実施するための形態】

10

20

30

【0007】

A. 第 1 実施形態：

図 1 に示す非接触給電装置 100 は、非接触給電装置 100 の送電コイル 112 に対して受電装置 200 の受電コイル 212 が電磁氣的に結合した状態となる対向状態で配置されている受電装置 200 に対して非接触で給電が可能な給電装置である。なお、図 1 では、非接触給電装置 100 に対して受電装置 200 が対向状態の場合と非対向状態の場合とを比較して示している。受電装置 200 は、電子機器や電気自動車等のように、電力を利用して作動する種々の装置に搭載される。

【0008】

非接触給電装置 100 は、電源回路 140 と、送電回路 130 と、送電共振回路 110 と、を備えている。受電装置 200 は、受電共振回路 210 と、受電回路 220 と、バッテリー 230 と、を備えている。

40

【0009】

送電共振回路 110 は、直列に接続された送電コイル 112 と送電共振コンデンサ 116 とを有する共振回路である。受電共振回路 210 も、送電共振回路 110 と同様に、直列に接続された受電コイル 212 と受電共振コンデンサ 216 とを有する共振回路である。送電共振回路 110 は、送電コイル 112 に対して受電コイル 212 が対向している状態となって送電コイル 112 と受電コイル 212 とが電磁氣的に結合して、送電共振回路 110 及び受電共振回路 210 が共振した場合に、受電装置 200 に対して非接触で交流電力を送電する装置である。受電共振回路 210 は、受電コイル 212 に誘導された交流

50

電力を得る装置である。送電共振回路 110 及び受電共振回路 210 には、一次直列二次直列コンデンサによる共振方式（「SS 方式」とも呼ばれる）が適用されている。また、送電側が単相の送電コイル 112 で構成され、受電側が単相の受電コイル 212 で構成された送電側単相－受電側単相の非接触給電方式が適用されている。なお、送電コイル 112 のインダクタンスは  $L_t$ 、送電共振コンデンサ 116 のキャパシタンスは  $C_t$  で表されている。また、受電コイル 212 のインダクタンスは  $L_r$ 、受電共振コンデンサ 216 のキャパシタンスは  $C_r$  で表されている。送電共振回路 110 及び受電共振回路 210 の各パラメータ、すなわち、コイルのインダクタンス及びコンデンサのキャパシタンスについては後述する。

#### 【0010】

送電回路 130 は、電源回路 140 から供給される直流電力を高周波の交流電力に変換して、送電コイル 112 に供給する回路である。送電回路 130 は、例えば、インバータ回路として構成される。電源回路 140 は、例えば、外部電源の交流電圧を整流して直流電圧を出力する AC/DC コンバータ回路として構成される。

#### 【0011】

受電回路 220 は、受電共振回路 210 で得られた交流電力を直流電力に変換し、負荷としてのバッテリー 230 に充電する回路である。バッテリー 230 に充電された電力は、不図示のモータ等を駆動するために利用される。

#### 【0012】

ここで、図 2 に示すように、送電コイル 112 に対して受電コイル 212 が対向している状態（以下、「対向状態」とも呼ぶ）には「正対状態」と「部分重複状態」とがある。また、送電コイル 112 に対して受電コイル 212 が対向していない状態（以下、「非対向状態」とも呼ぶ）には「境界状態」と「分離状態」と「隔離状態」とがある。

#### 【0013】

「正対状態」は、送電コイル 112 のコイル面の中心と受電コイルのコイル面の中心とが一致している状態であり、送電コイル 112 のコイル面と受電コイル 212 のコイル面のいずれか一方が他方に全体的に重なっている状態である。この正対状態では、送電コイル 112 と受電コイル 212 の対向面積は最大となる。なお、「コイル面」は、ループ状の配線によって囲まれ、ループ状のコイルとして機能する面である。但し、送電コイルおよび受電コイルは、ループ状のコイルに限定されるものではなく、ソレノイドコイルであってもよい。「部分重複状態」は、送電コイル 112 のコイル面に対して受電コイル 212 のコイル面が相対的にずれて部分的に重なっている面がある状態であり、正対状態における送電コイル 112 と受電コイル 212 の対向面積に比べて、対向面積が減少している状態である。「境界状態」は、送電コイル 112 のコイル面に対して受電コイル 212 のコイル面が相対的に重なり無くずれて、送電コイル 112 のコイル面の端縁と受電コイル 212 のコイル面の端縁とが重なっている状態であり、対向面積が丁度無くなった時点の状態である。「分離状態」は、送電コイル 112 のコイル面に対して受電コイル 212 のコイル面が相対的に重なり無くずれて、送電コイル 112 のコイル面と受電コイル 212 のコイル面とが完全に分離された状態である。「隔離状態」は、送電コイル 112 と受電コイル 212 とが対向状態であっても、結合係数が非常に小さく、電磁氣的に結合していないと扱うことが可能な距離以上に隔離された状態である。これに対して、上記の対向状態では、送電コイル 112 と受電コイル 212 との間隔は、正対状態において一定以上の大きさの結合係数の結合が発生するような一定の距離以下の間隔である。

#### 【0014】

図 1 に示すように、受電コイル 212 が対向している状態の送電コイル 112 には、後述するように、送電回路 130 からの交流電力が供給される。そして、送電コイル 112 と受電コイル 212 とが電磁結合することによって、送電コイル 112 から受電コイル 212 に交流電力が送電される。受電コイル 212 に送電された交流電力は、受電回路 220 を介してバッテリー 230 に充電される。これに対して、受電コイル 212 が対向していない状態の送電コイル 112 には、後述するように、送電回路 130 からの交流電力の供

10

20

30

40

50

給は行なわれない。

【 0 0 1 5 】

ここで、送電共振回路 1 1 0 単体のインピーダンス  $Z_{110}$  は下式 (1) で表される。  
同様に受電共振回路 2 1 0 単体のインピーダンス  $Z_{210}$  は下式 (2) で表される。

【数 1】

[Math. 1]

$$Z_{110} = j \left( \omega L_t - \frac{1}{\omega C_t} \right) \cdots (1)$$

10

【数 2】

[Math. 2]

$$Z_{210} = j \left( \omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} \right) \cdots (2)$$

【 0 0 1 6 】

送電共振回路 1 1 0 の共振条件は、上式 (1) の  $(\omega L_t - 1/(\omega C_t)) = 0$  を満足することである。受電共振回路 2 1 0 の共振条件も、上式 (2) の  $(\omega L_r - 1/(\omega C_r)) = 0$  を満足することである。そこで、送電コイル 1 1 2 と受電コイル 2 1 2 が対向して、送電共振回路 1 1 0 から受電共振回路 2 1 0 に電力が伝送される場合において、送電コイル 1 1 2 のインダクタンス  $L_t$  及び送電共振コンデンサ 1 1 6 のキャパシタンス  $C_t$  は、送電共振回路 1 1 0 の共振条件が成立し、共振周波数  $f_{rt}$  が交流電力の基本周波数  $f_{sw}$  に一致するように、設定される。同様に、受電コイル 2 1 2 のインダクタンス  $L_r$  及び受電共振コンデンサ 2 1 6 のキャパシタンス  $C_r$  も、受電共振回路 2 1 0 の共振条件が成立し、共振周波数  $f_{rr}$  が交流電力の基本周波数  $f_{sw}$  に一致するように、設定される。なお、以下では、共振条件を満足するインダクタンス及びキャパシタンスとして、送電コイル 1 1 2 のインダクタンス  $L_t$  を  $L_1$ 、送電共振コンデンサ 1 1 6 のキャパシタンス  $C_t$  を  $C_1$  とする。また、受電コイル 2 1 2 のインダクタンス  $L_r$  を  $L_2$ 、共振コンデンサのキャパシタンス  $C_r$  を  $C_2$  とする。なお、以下では、インダクタンス  $L_1$ 、 $L_2$  を「共振インダクタンス  $L_1$ 、 $L_2$ 」とも呼び、キャパシタンス  $C_1$ 、 $C_2$  を「共振キャパシタンス  $C_1$ 、 $C_2$ 」とも呼ぶ。また、送電共振回路 1 1 0 の共振周波数  $f_{rt}$  は下式 (3 a) で表され、受電共振回路 2 1 0 の共振周波数  $f_{rr}$  は下式 (3 b) で表される。

【数 3】

[Math. 3]

$$f_{sw} = f_{rt} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \cdots (3a)$$

40

$$= f_{rr} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \cdots (3b)$$

【 0 0 1 7 】

ここで、送電コイル 1 1 2 と受電コイル 2 1 2 が対向して、送電共振回路 1 1 0 から受電共振回路 2 1 0 に電力が伝送される状態（対向状態）において、非接触給電装置 1 0 0 と受電装置 2 0 0 とは（図 1 の上段参照）、図 3 に示す等価回路で表すことができる。なお、 $L_m$  は送電コイル 1 1 2 と受電コイル 2 1 2 の相互インダクタンス、 $r_t$  は送電コイ

50

ル 1 1 2 の抵抗、 $r_r$  は受電コイル 2 1 2 の抵抗である。 $R_L$  は受電回路 2 2 0 およびバッテリー 2 3 0 を等価的に示した負荷である。

【0018】

図 3 の等価回路において、送電共振回路 1 1 0 の入力インピーダンス  $Z_1$  ( $=V_1 / I_1$ ) は、下式 (4) で表される。

【数 4】

[Math. 4]

$$Z_1 = \frac{[r_t + j(\omega L_t - \frac{1}{\omega C_t})][r_r + R_L + j(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r})] + \omega^2 L_m^2}{r_r + R_L + j(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r})} \quad \dots (4)$$

【0019】

上記したように、送電共振回路 1 1 0 及び受電共振回路 2 1 0 の共振条件を満たす場合の入力インピーダンス  $Z_1 = Z_{1r}$  は、上式 (4) に、 $L_t = L_1$ 、 $C_t = C_1$ 、 $L_r = L_2$ 、 $C_r = C_2$  を代入することにより、下式 (5a) 式で表される。なお、下式 (5a) では、 $L_t = L_1$  及び  $L_r = L_2$  に対応させて、 $r_t = r_1$  及び  $r_r = r_2$  として示している。

【数 5】

[Math. 5]

$$Z_{1r} = \frac{[r_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})][r_2 + R_L + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})] + \omega^2 L_m^2}{r_2 + R_L + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})} \quad \dots (5a)$$

$$= \frac{r_1(r_2 + R_L) + \omega^2 L_m^2}{r_2 + R_L} \quad \dots (5b)$$

$$= \frac{R_L + \omega^2 L_m^2}{R_L} \quad \dots (5c)$$

【0020】

上式 (5a) において、虚数項は共振により「0」となるので、入力インピーダンス  $Z_{1r}$  は上式 (5b) で表される。また、通常、 $r_1 \ll R_L$ 、 $R_2 \ll R_L$  であるので、入力インピーダンス  $Z_{1r}$  は上式 (5c) で表される。従って、送電コイル 1 1 2 と受電コイル 2 1 2 が対向している状態において、送電回路 1 3 0 (図 3) は、上式 (5b) あるいは式 (5c) で表される入力インピーダンス  $Z_{1r}$  に対応する交流の電力を送電共振回路 1 1 0 へ出力する。そして、送電共振回路 1 1 0 から受電共振回路 2 1 0 に交流の電力が伝送される。以下では、送電コイル 1 1 2 と受電コイル 2 1 2 が対向している状態における入力インピーダンス  $Z_1 = Z_{1r}$  を「対向状態の入力インピーダンス  $Z_1$ 」とも呼ぶ。

10

20

30

40

50

## 【0021】

一方、非接触給電装置100のうち、送電コイル112と受電コイル212が対向しておらず、送電共振回路110から受電共振回路210に電力が伝送されない状態のセグメントは（図3の下段参照）、図5に示す等価回路で表すことができる。図5の等価回路において、送電共振回路110の入力インピーダンス $Z_1 (=V_1 / I_1) = Z_{1n}$ は、送電共振回路110単体のインピーダンス $Z_{110}$ と同様であり、下式（6）で表される。なお、以下では、送電コイル112と受電コイル212が対向していない状態における入力インピーダンス $Z_1 = Z_{1n}$ を「非対向状態の入力インピーダンス $Z_1$ 」とも呼ぶ。

## 【数6】

[Math. 6]

$$Z_{1n}=Z_{110}=(\omega L_t - \frac{1}{\omega C_t}) \cdots (6)$$

## 【0022】

ここで、上式（6）で表される非対向状態の入力インピーダンス $Z_1 = Z_{1n}$ において、 $L_t < L_1$ あるいは $L_t > L_1$ と $C_t < C_1$ の少なくとも一方が成立した場合、送電共振回路110の共振状態（ $Z_{1n} = Z_{110} = 0$ の状態である）が崩れる。この際、非対向状態の入力インピーダンス $Z_1$ を、 $Z_1 = Z_{1n} = 0$ から $Z_1 = Z_{1n} > 0$ と大きくして、対向状態の入力インピーダンス $Z_1 = Z_{1r}$ に比べて大きくすることができる。これにより、対向状態の入力インピーダンス $Z_1 = Z_{1r}$ に供給される電流に比べて、非対向状態の入力インピーダンス $Z_1 = Z_{1n}$ に供給される電流を小さくすることができる。

## 【0023】

以上説明した構成では、送電共振回路110の送電コイル112に対して受電装置200の受電コイル212が対向している状態において、送電共振回路110の共振によって入力インピーダンス $Z_1$ が $Z_1 = Z_{1r}$ と小さくなるように設定される。また、送電コイル112に対して受電コイル212が対向していない状態において、送電共振回路110の非共振によって入力インピーダンス $Z_1$ が $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ と大きくなるように設定される。これにより、送電回路130は、送電コイル112と受電コイル212とが対向状態の場合、比較的小さい入力インピーダンス $Z_1 = Z_{1r}$ に対応した大きな電流を供給することができる。一方、送電回路130は、送電コイル112と受電コイル212とが非対向状態の場合、比較的大きな入力インピーダンス $Z_1 = Z_{1n}$ によって電流の供給を抑制することができる。これにより、従来技術の電流制御素子のような大型部品を用いずに、受電コイル212と対向していない送電コイル112での損失を低減できるとともに、受電コイル212が対向していない送電コイル112からの漏洩磁束の低減を図ることができる。また、対向状態と非対向状態とで、送電回路130から送電共振回路110の送電コイル112への電力の送電と非送電とを切り替えるための構成を省略することが可能である。

## 【0024】

なお、図5に示すように、送電共振回路110と送電回路130との間にフィルタ回路120が設けられていてもよい。フィルタ回路120は、送電回路130から供給される交流電力に含まれるスイッチングノイズ等の高周波なノイズ成分を抑制するための回路である。フィルタ回路120としては、イミタンスフィルタ回路やローパスフィルタ回路、バンドパスフィルタ回路等の種々のフィルタ回路が用いられる。フィルタ回路の次数は、2次でも3次でもよく、4次以上であってもよい。除去すべきノイズを所望のレベルまで低減することができれば、フィルタ回路の次数に限定はない。なお、図1に示したフィルタ回路を有しない構成の場合、送電共振回路110が「送電共振部」に相当し、図5に示したフィルタ回路を有する構成の場合、フィルタ回路120及び送電共振回路110が「送電共振部」に相当する。なお、フィルタ回路を有する構成の場合の送電共振回路110

は、フィルタ回路を有しない構成の場合と同様に扱うことができる。

【0025】

また、受電共振回路210と受電回路220との間にも、送電側のフィルタ回路120と同様に、高周波なノイズ成分を抑制するためのフィルタ回路215が設けられていてもよい。なお、受電側のフィルタ回路215は、送電側のフィルタ回路120が設けられない構成においても適用可能である。また、送電側のフィルタ回路120も、受電側のフィルタ回路215が設けられない構成においても適用可能である。

【0026】

B．第2実施形態：

第2実施形態では、第1実施形態で説明した、入力インピーダンス $Z_1$ を、対向状態では $Z_1 = Z_{1r}$ （上式（5c）参照）として小さくし、非対向状態では $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ （上式（6）参照）として大きくする構成（以下、「入力インピーダンス $Z_1$ を変化させる構成」とも呼ぶ）について説明する。第2実施形態は、入力インピーダンス $Z_1$ を変化させる構成として、図6に示すように、キャパシタンスが可変となる可変コンデンサとしての送電共振コンデンサ116bを用いた構成を適用した形態である。

【0027】

可変コンデンサのキャパシタンス $C_t$ は、対向状態では、送電共振回路110が共振状態となるように、共振条件を満たす共振キャパシタンス $C_1$ に設定され、非対向状態では、送電共振回路110が共振状態から外れるように、共振キャパシタンス $C_1$ よりも小さいキャパシタンスに設定される。

【0028】

ここで、可変コンデンサとしては、送電コイル112に流れる電流の増加によって発生する磁束の増加に応じてキャパシタンス $C_t$ の容量を共振キャパシタンス $C_1$ よりも小さなキャパシタンスから共振キャパシタンス $C_1$ へと可変できるデバイスが利用可能である。例えば、電気磁気効果や、磁気誘導効果、磁気キャパシタンス効果などを利用したデバイス（以下、「電気磁気効果等を利用した可変コンデンサ」とも呼ぶ）が利用可能である。

【0029】

なお、電気磁気効果等を利用した可変コンデンサを用いた送電共振コンデンサ116bは、図7に示すように配置される。すなわち、送電共振コンデンサ116bは、送電コイル112のコア310の周囲に巻かれたループ状の配線312の内周側で、ループ状の配線312に沿ったコイル面に対応するコア310の面上に配置される。このように送電共振コンデンサ116bを配置すれば、受電コイル212が送電コイル112に対して非対向状態から対向状態に変化した際の、送電コイル112によって発生する磁束の感度を増加でき、磁束の変化に応じて送電共振コンデンサ116bのキャパシタンス $C_t$ を $C_t < C_1$ の状態から $C_t = C_1$ の状態に変化させることができる。

【0030】

以上説明したように、第2実施形態の構成においても、送電共振回路110の入力インピーダンス $Z_1$ を、対向状態では $Z_1 = Z_{1r}$ （上式（5c）参照）として小さくし、非対向状態では $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ （上式（6）参照）として大きくすることができる。これにより、第2実施形態においても第1実施形態で説明した効果を得ることができる。

【0031】

C．第3実施形態：

第3実施形態は、第1実施形態で説明した入力インピーダンス $Z_1$ を変化させる構成として、図8に示すように、インダクタンスが可変となる可変コイルとしての送電コイル112cを用いた構成を適用した形態である。

【0032】

送電コイルと送電コイルとの間のギャップ長が短い状態で実行される非接触給電の場合、送電コイルに対する受電コイルの位置関係に依存して、送電コイルのインダクタンス $L_t$ の値が大幅に変化する。例えば、図9に示すように、正対位置におけるインダクタンス $L_t$ は共振条件を満たす共振インダクタンス $L_1$ であるのに対して、正対状態からずれる

10

20

30

40

50

に従ってインダクタンス $L_t$ は減少し、非対向状態におけるインダクタンス $L_t$ は共振インダクタンス $L_1$ に比べて大幅に小さくなる、という特性を有する。このような特性の変化は以下の理由による。すなわち、図10に示すように、対向状態では、送電コイル112から生じる磁束の一部（ループ状の実線）が、透磁率の高い受電コイル212の磁性体211を通るため、送電コイル112のインダクタンスが大きくなる。これに対して、非対向状態では、送電コイル112から生じる磁束の一部（ループ状の破線）が、透磁率の低い空気部分を通るため、送電コイル112のインダクタンスが小さくなる。なお、この特性は、送電コイルと受電コイルとの間の距離（間隔）が近く結合係数が大きいほど顕著となる。そこで、正対状態での結合係数 $k$ は、 $k \geq 0.1$ となるように設定することが好ましい。

10

#### 【0033】

従って、送電コイル112（図1，図5参照）が上記の特性を有する状態で使用されることを前提とすれば、送電コイル112を、インダクタンスが可変となる可変コイルである送電コイル112cとすることができ。そして、対向状態では、送電コイル112cのインダクタンス $L_t$ は、送電共振回路110が共振状態となるように、共振インダクタンス $L_1$ に設定される。これにより、対向状態では、入力インピーダンス $Z_1$ を $Z_1 = Z_{1r}$ と（上式（5c）参照）して小さくすることができる。また、非対向状態では、送電コイル112cのインダクタンス $L_t$ は、送電共振回路110が共振状態から外れるように、共振インダクタンス $L_1$ よりも大幅に小さい値に設定される。これにより、非対向状態では、入力インピーダンス $Z_1$ を $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ （上式（6）参照）として大きくすることができる。この結果、第3実施形態においても第1実施形態で説明した効果を得ることができる。

20

#### 【0034】

なお、上記の送電コイルのインダクタンスを可変とする構成と、第2実施形態の共振コンデンサのキャパシタンスを可変とする構成の両方を適用した構成としてもよい。このようにすれば、非対向状態において、送電コイルのインダクタンスを小さくするとともに、共振コンデンサのキャパシタンスを小さくすることで、非対向状態での入力インピーダンス $Z_1 = Z_{1n}$ をより大きくして、送電回路130から送電共振回路110に流れる電流を小さくすることができる。これにより、第1実施形態で説明した効果をより効果的に得ることができる。また、非対向状態での入力インピーダンスを目標値以上として、非対向状態において送電共振回路に流れる電流を目標値以下とするために要する共振コンデンサのキャパシタンスの変化の幅を小さくすることができるので、共振コンデンサのキャパシタンスの設定が容易となる。

30

#### 【0035】

##### D. 第4実施形態：

第4実施形態は、第1実施形態で説明した入力インピーダンス $Z_1$ を変化させる構成として、図11に示すように、キャパシタンスが可変となる可変コンデンサによる送電共振コンデンサ116dを用いた構成を適用した形態である。共振コンデンサとして可変コンデンサを用いている点では第2実施形態と同じである。但し、第2実施形態の送電共振コンデンサ116bに用いた可変コンデンサは、電気磁気効果等を利用した可変コンデンサである。これに対して、第4実施形態の送電共振コンデンサ116dに用いる可変コンデンサは、与えられる制御入力、本例では、制御電圧 $V_c$ に応じてキャパシタンス $C_t$ が変化する一般的な可変コンデンサである。なお、フィルタ回路120は設けられていなくてもよい。

40

#### 【0036】

また、図11に示すように、第4実施形態の非接触給電装置100には、送電共振コンデンサ116dのキャパシタンス $C_t$ を制御する可変制御回路320が設けられている。可変制御回路320は、電流センサ322と、整流回路324と、ローパスフィルタ回路326（以下、「LPF回路326」とも呼ぶ）と、電圧変換回路328と、を備えている。

50

## 【0037】

電流センサ322は、フィルタ回路120と送電共振回路110とを接続する一方の配線に流れる電流、すなわち、送電コイル112に流れる電流を検出し、検出電圧として出力する。なお、電流センサ322は、他方の配線に流れる電流を検出するようにしてもよい。整流回路324は、検出電圧を整流する。LPF回路326は、検出電圧の高周波成分を除去する。電圧変換回路328は、差動増幅回路を用いて、基準電圧 $V_{rc}$ に対する検出電圧の差分の大きさに応じて、検出電圧を送電共振コンデンサ116のキャパシタンス $C_t$ を制御する制御電圧 $V_c$ に変換する。

## 【0038】

ここで、電流センサ322で検出される電流は、受電コイル212が送電コイル112に対して非対向状態である場合には非常に小さく、非対向状態から対向状態となって正対状態に近づくほど大きくなる。このため、電流センサ322の検出電圧はこの電流の変化に応じて変化する。

## 【0039】

また、送電共振コンデンサ116dのキャパシタンス $C_t$ は、図12の右側のグラフに示すように、正対状態において共振キャパシタンス $C_1$ となり、非対向状態となる境界状態（図2参照）において、あらかじめ設定した共振キャパシタンス $C_1$ よりも小さいキャパシタンス $C_{nf}$ に設定される。

## 【0040】

ここで、送電共振コンデンサ116dとして用いた可変コンデンサは、制御電圧 $V_c$ が大きいほど容量が小さくなる特性を有しているとする。この場合、図12の右側のグラフに示すように、電圧変換回路328（図11参照）から出力される制御電圧 $V_c$ は、正対状態に対応する検出電圧において $C_t = C_1$ に対応する電圧 $V_f$ となり、境界状態に対応する検出電圧において $C_t = C_{nf}$ に対応する電圧 $V_{nf}$ （ $V_{nf} > V_f$ ）となるように制御される。このため、電圧変換回路328は、上記の制御電圧 $V_c$ の制御に合わせて、電流センサ322の検出電圧が大きくなるほど、出力する制御電圧 $V_c$ が小さくなるように、差動増幅回路の負入力に検出電圧を入力する構成（図11参照）としている。なお、送電共振コンデンサ116dとして用いた可変コンデンサが逆の特性を有している場合には、電圧変換回路328の差動増幅回路の正入力に検出電圧を入力する構成とすればよい。

## 【0041】

なお、送電共振コンデンサ116dのキャパシタンス $C_{nf}$ は、図12の左側に示すように、電流センサ322で検出される電流 $I_c$ が予め定めた電流 $I_{nf}$ に対応するキャパシタンス $C_t$ に設定されることが好ましい。なお、予め定めた電流 $I_{nf}$ は、非対向状態において、送電コイル112に流れる電流により発生する損失の抑制及び漏洩磁束の抑制等の観点から設定されることが好ましい。

## 【0042】

可変制御回路320は、受電コイル212と送電コイル112の対向の状態に応じて送電共振コンデンサ116dのキャパシタンス $C_t$ を制御することができる。これにより、第4実施形態の構成においても、送電共振回路110の入力インピーダンス $Z_1$ を、対向状態では $Z_1 = Z_{1r}$ （上式（5c）参照）として小さくし、非対向状態では $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ （上式（6）参照）として大きくすることができる。従って、第4実施形態においても第1実施形態で説明した効果を得ることができる。

## 【0043】

なお、送電共振コンデンサ116dのキャパシタンス $C_t$ は、例えば図13～図15に示すように、受電コイル212が送電コイル112と対向する対向面積が、最も大きい正対状態の面積から、ゼロとなる境界状態の面積に減少する際に、線形に変形するように設定されることが好ましい。このようにすれば、入力インピーダンス $Z_1$ を徐々に増加させることができるため、急激なインピーダンスの増加によって送電コイル112に印加される電流や電圧にサージ電流やサージ電圧が発生することを抑制することができる。なお、キャパシタンス $C_t$ の変化は、図13～図15に示した特性に限定されるものではなく、

10

20

30

40

50

最も大きい正対状態の面積から、ゼロとなる境界状態の面積に減少する際に、線形に変形するように設定されればよく、その変化の形状は種々の形状を適用することができる。

【0044】

なお、第4実施形態の構成において、第3実施形態の送電コイルを可変とする構成を適用した構成としてもよい。このようにすれば、非対向状態において、送電コイルのインダクタンスを小さくするとともに、共振コンデンサのキャパシタンスを小さくすることで、非対向状態での入力インピーダンス  $Z_1 = Z_{1n}$  をより大きくできる。これにより、第1実施形態で説明した効果をより効果的に得ることができる。また、非対向状態での入力インピーダンスを目標値以上として、非対向状態において送電共振回路に流れる電流を目標値以下とするために要する共振コンデンサのキャパシタンスの変化の幅を小さくすることができるので、共振コンデンサのキャパシタンスの設定が容易となる。

10

【0045】

E. 第5実施形態：

第5実施形態は、図16に示すように、第4実施形態の構成（図10参照）と同様の送電共振コンデンサ116dを用いた構成を適用した形態である。但し、第4実施形態の可変制御回路320に変えて、可変制御回路320eを備えている点が異なっている。可変制御回路320eは、可変制御回路320の電流センサ322に変えて磁界センサ322eを備えている点を除いて可変制御回路320と同じである。なお、フィルタ回路120は設けられていなくてもよい。

【0046】

磁界センサ322eは、第2実施形態で説明した電気磁気等を利用した送電共振コンデンサ116b（図7参照）と同様に、送電コイル112のコア310の周囲に巻かれたループ状の配線312の内周側で、ループ状の配線312に沿ったコイル面に対応するコア310の面上に配置される。これにより、磁界センサ322eは、受電コイル212と送電コイル112との対向の状態に応じて送電コイル112によって発生する磁束の変化を検出し、電流センサ322と同様に検出電圧を出力することができる。

20

【0047】

第5実施形態の可変制御回路320eも、第4実施形態の可変制御回路320と同様に、受電コイル212と送電コイル112の対向の状態に応じて送電共振コンデンサ116dのキャパシタンス  $C_t$  を制御することができる。これにより、第5実施形態の構成においても、送電共振回路110の入力インピーダンス  $Z_1$  を、対向状態では  $Z_1 = Z_{1r}$ （上式（5c）参照）として小さくし、非対向状態では  $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ （上式（6）参照）として大きくすることができる。従って、第5実施形態においても第1実施形態で説明した効果を得ることができる。

30

【0048】

なお、第5実施形態の構成において、第3実施形態の送電コイルを可変とする構成を適用した構成としてもよい。このようにすれば、非対向状態において、送電コイルのインダクタンスを小さくするとともに、共振コンデンサのキャパシタンスを小さくすることで、非対向状態での入力インピーダンス  $Z_1 = Z_{1n}$  をより大きくできる。これにより、第1実施形態で説明した効果をより効果的に得ることができる。また、非対向状態での入力インピーダンスを目標値以上として、非対向状態において送電共振回路に流れる電流を目標値以下とするために要する共振コンデンサのキャパシタンスの変化の幅を小さくすることができるので、共振コンデンサのキャパシタンスの設定が容易となる。

40

【0049】

F. 第6実施形態：

第6実施形態は、第1実施形態で説明した入力インピーダンス  $Z_1$  を変化させる構成として、図17に示すように、インダクタンスが可変となる可変コイルによる送電コイル112fを用いた構成を適用した形態である。送電コイルとして可変コイルを用いている点では第3実施形態と同じである。但し、第3実施形態の送電コイル112cは、受電コイルと送電コイルとの対向の状態に応じてインダクタンスが変化する特性を利用したもので

50

ある。これに対して、第6実施形態の送電コイル112fに用いる可変コイルは、与えられる制御入力、本例では、制御電圧 $V_l$ に応じてインダクタンス $L_t$ が変化する可変コイルである。可変コイルとしては、例えば、制御電圧 $V_l$ に応じてコイルの巻数を変化させることにより、インダクタンスを変化させる可変コイル等の種々の可変コイルが利用可能である。なお、フィルタ回路120は設けられていなくてもよい。

【0050】

また、図17に示すように、第6実施形態の非接触給電装置100には、送電コイル112fのインダクタンス $L_t$ を制御する可変制御回路320fが設けられている。可変制御回路320fは、第4実施形態の可変制御回路320（図11参照）と同じである。但し、電圧変換回路328に inputsする基準電圧及び出力する制御電圧は、送電コイル112fのインダクタンス $L_t$ を制御するための電圧であるので、可変制御回路320における基準電圧 $V_{rc}$ 及び制御電圧 $V_c$ と区別するため、基準電圧 $V_{rl}$ 及び制御電圧 $V_l$ とされている。

10

【0051】

可変制御回路320fは、受電コイル212と送電コイル112の対向の状態に応じて送電コイル112fのインダクタンス $L_t$ を制御することができる。例えば、対向状態では、インダクタンス $L_t$ を $L_t = L_1$ とし、非対向状態では、 $L_t > L_1$ とする。これにより、第6実施形態の構成においても、送電共振回路110の入力インピーダンス $Z_1$ を、対向状態では $Z_1 = Z_{1r}$ （上式（5c）参照）として小さくし、非対向状態では $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ （上式（6）参照）として大きくすることができる。従って、第6実施形態においても第1実施形態で説明した効果を得ることができる。なお、上記のように、送電コイル112のインダクタンス $L_t$ の大きさを変化させることで、非対向状態の入力インピーダンス $Z_1$ を大きくする場合、送電コイル112の体格の増加が問題となる。これに対して、第4、第5実施形態のように、送電共振コンデンサ116のキャパシタンス $C_t$ の大きさを変化させることで、非対向状態の入力インピーダンス $Z_1$ を大きくする場合、送電共振コンデンサ116のキャパシタンス $C_t$ を小さくすればよい。このため、送電共振コンデンサ116の体格の増加を招くことなく、送電共振コンデンサ116のキャパシタンス $C_t$ の大きさを変化させることができる。

20

【0052】

なお、可変制御回路320fは、電流センサ322を用いた可変制御回路を例に説明したが、第5実施形態のように、磁界センサ322eを用いた可変制御回路を適用可能である。

30

【0053】

G. 第7実施形態：

第7実施形態は、図18に示すように、可変コンデンサによる送電共振コンデンサ116dを用いた第4実施形態の構成（図11参照）と、可変コイルによる送電コイル112fを用いた第6実施形態の構成（図17参照）の両方を適用した形態である。可変制御回路320gは、電流センサ322と、整流回路324と、LPF回路326と、電圧変換回路328c、328lと、を備えている。電圧変換回路328cは、第4実施形態の送電共振コンデンサ116dの制御電圧 $V_c$ を出力する電圧変換回路328と同じであり、電圧変換回路328lは、第6実施形態の送電コイル112fの制御電圧 $V_l$ を出力する電圧変換回路328と同じである。なお、フィルタ回路120は設けられていなくてもよい。

40

【0054】

可変制御回路320gは、受電コイル212と送電コイル112の対向の状態に応じて送電共振コンデンサ116dのキャパシタンス $C_t$ 及び送電コイル112fのインダクタンス $L_t$ を制御することができる。これにより、第7実施形態の構成においても、送電共振回路110の入力インピーダンス $Z_1$ を、対向状態では $Z_1 = Z_{1r}$ （上式（5c）参照）として小さくし、非対向状態では $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ （上式（6）参照）として大きくすることができる。また、送電共振コンデンサ116dのキャパシタンス $C_t$ 及び送

50

電コイル 112f のインダクタンス  $L_t$  の両方を制御することにより、非対向状態での入力インピーダンス  $Z_1 = Z_{1n}$  をより大きくできる。これにより、第4及び第6実施形態に比べてより効果的に第1実施形態で説明した効果を得ることができる。また、非対向状態での入力インピーダンスを目標値以上として、非対向状態において送電共振回路に流れる電流を目標値以下とするために要する共振コンデンサのキャパシタンスの変化の幅を小さくすることができるので、共振コンデンサのキャパシタンスの設定が容易となる。

【0055】

なお、可変制御回路 320g は、電流センサ 322 を用いた可変制御回路を例に説明したが、第5実施形態（図15参照）のように、磁界センサ 322e を用いた可変制御回路を適用可能である。

【0056】

H. 第8実施形態：

第8実施形態は、第1実施形態で説明した入力インピーダンス  $Z_1$  を変化させる構成として、図19に示すように、スイッチの切り替えによりキャパシタンスの大きさが可変される送電共振コンデンサ 116h を用いた構成を適用した形態である。なお、図19では、図1あるいは図5に示した非接触給電装置 100 の構成要素のうちの送電共振回路 110 のみを示すとともに、送電共振回路 110 の送電共振コンデンサ 116h のキャパシタンス  $C_t$  の大きさを可変するための可変制御回路 320h を示しており、他の構成要素を省略している。

【0057】

図19に示すように、送電共振コンデンサ 116h は、並列に配置された第1共振コンデンサ 116ha と、第2共振コンデンサ 116hb と、を有している。但し、第2共振コンデンサ 116hb は、直列に接続された双方向スイッチ 117 がオンの場合に第1共振コンデンサ 116ha に対して並列に接続され、双方向スイッチ 117 がオフの場合には解放される。従って、送電共振コンデンサ 116h のキャパシタンス  $C_t$  は、双方向スイッチ 117 がオフの場合には、第1共振コンデンサ 116ha のキャパシタンス  $C_{hs}$  となり、双方向スイッチ 117 がオンの場合には、第1共振コンデンサ 116ha と第2共振コンデンサ 116hb のキャパシタンス  $C_{hs}$ 、 $C_{hl}$  の和 ( $C_{hs} + C_{hl}$ ) となる。

【0058】

可変制御回路 320h は、基本的には電流センサ 322 を備える第4実施形態の可変制御回路 320（図11参照）と同様である。また、磁界センサ 322e を備える第5実施形態の可変制御回路 320e（図16参照）と同様としてもよい。但し、基準電圧  $V_{rc}$  に対する検出電圧の差分の大きさに応じた制御電圧  $V_c$  を出力する電圧変換回路 328 に換えて、閾値電圧  $V_{th}$  に対する検出電圧  $V_d$  の大小関係に応じた制御電圧  $V_s$  を出力するコンパレータを用いた電圧変換回路 328h を備えている。なお、閾値電圧  $V_{th}$  としては、非対向状態から対向状態に変化し、双方向スイッチ 117 をオンとする場合には、起動閾値  $V_{th\_on}$  に設定され、対向状態から非対向状態に変化し、双方向スイッチ 117 をオフとする場合には、停止閾値  $V_{th\_off}$  に設定されることが好ましい。

【0059】

電圧変換回路 328h は、非対向状態で検出電圧  $V_d$  が閾値電圧  $V_{th}$  よりも小さい場合には、双方向スイッチ 117 をオフとする電圧の制御電圧  $V_s$  を出力し、対向状態で検出電圧  $V_d$  が閾値電圧  $V_{th}$  よりも大きくなった場合に、双方向スイッチ 117 をオンとする電圧の制御電圧  $V_s$  を出力する。これにより、送電共振コンデンサ 116h のキャパシタンス  $C_t$  は、非対向状態では第1共振コンデンサ 116ha のキャパシタンス  $C_{hs}$  となり、対向状態では第1共振コンデンサ 116ha と第2共振コンデンサ 116hb のキャパシタンス  $C_{hs}$ 、 $C_{hl}$  の和となる。なお、第1共振コンデンサ 116ha のキャパシタンス  $C_{hs}$  及び第2共振コンデンサ 116hb のキャパシタンス  $C_{hl}$  は、対向状態のキャパシタンス  $C_t = (C_{hs} + C_{hl})$  が共振キャパシタンス  $C_1$  で、非対向状態のキャパシタンス  $C_t = C_{hs}$  が共振キャパシタンス  $C_1$  よりも小さくなるように、かつ

10

20

30

40

50

、 $C_{hs} < C_{hl}$ となるように設定すればよい。

【0060】

可変制御回路320hは、受電コイル212と送電コイル112が対向状態か非対向状態かに応じて送電共振コンデンサ116hのキャパシタンス $C_t$ の大きさを切り替えることができる。これにより、可変制御回路320hは、図20に示すように、非接触給電装置100から受電装置200への給電を自動的に制御することができる。具体的には、可変制御回路320hは、検出電圧 $V_d$ が閾値電圧 $V_{th}$ である起動閾値 $V_{th\_on}$ 以上となって、非対向状態から対向状態となったことを検出した場合に（ステップS10：YES）、切替回路（双方向スイッチ117）をオンとして（ステップS20）、送電共振回路110の入力インピーダンス $Z_1$ を $Z_1 = Z_{1r}$ （上式（5c）参照）として小さくする。これにより、非接触給電装置100から受電装置200への給電を開始することができる。そして、可変制御回路320hは、検出電圧 $V_d$ が閾値電圧 $V_{th}$ である停止閾値 $V_{th\_off}$ 以下となって、対向状態から非対向状態になったことを検出した場合に（ステップS30：YES）、切替回路をオフとして（ステップS40）、送電共振回路110の入力インピーダンス $Z_1$ を、 $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ （上式（6）参照）として大きくする。これにより、非接触給電装置100から受電装置200への給電を停止することができる。

【0061】

これにより、第8実施形態の構成においても、送電共振回路110の入力インピーダンス $Z_1$ を、対向状態では $Z_1 = Z_{1r}$ （上式（5c）参照）として小さくし、非対向状態では $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ （上式（6）参照）として大きくすることができる。従って、第8実施形態においても第1実施形態で説明した効果を得ることができる。また、送電共振コンデンサ116hのキャパシタンス $C_t$ の大きさを変化させることで、非対向状態の入力インピーダンス $Z_1$ を大きくする場合、送電共振コンデンサ116hのキャパシタンス $C_t$ を小さくすればよい。このため、送電共振コンデンサ116hの体格の増加を招くことなく、送電共振コンデンサ116hのキャパシタンス $C_t$ の大きさを変化させることができる。

【0062】

なお、双方向スイッチ117を切り替えるための可変制御回路の構成としては、図19に示した電流センサ322を用いる構成や図16に示した磁界センサ322eを用いる構成だけでなく、図21に示した可変制御回路320iや図22に示した可変制御回路320jを用いた構成とすることも可能である。

【0063】

可変制御回路320iは、送電コイル112に対向して配置されるサーチコイル118を備える構成である。可変制御回路320iは、受電コイル212と送電コイル112が対向状態か非対向状態かに応じてサーチコイル118の端子間に発生する交流電圧を検出電圧 $V_d$ として検出し、閾値電圧 $V_{th}$ に対する検出電圧 $V_d$ の大小関係に応じて出力する制御電圧 $V_s$ によって双方向スイッチ117を切替制御する構成である。

【0064】

可変制御回路320jは、受電コイル212と送電コイル112が対向状態か非対向状態かに応じて送電コイル112の端子間に発生する交流電圧を検出電圧 $V_d$ として検出し、閾値電圧 $V_{th}$ に対する検出電圧 $V_d$ の大小関係に応じて出力する制御電圧 $V_s$ によって双方向スイッチ117を切替制御する構成である。

【0065】

I. 第9実施形態：

第9実施形態は、図23に示すように、第8実施形態の送電共振コンデンサ116h（図19参照）に換えて送電共振コンデンサ116kを用いた構成を適用した形態である。なお、図23も図19と同様に、非接触給電装置100の構成要素のうちの送電共振回路110のみを示すとともに、送電共振回路110の送電共振コンデンサ116kのキャパシタンス $C_t$ の大きさを可変するための可変制御回路320hを示しており、他の構成要

素を省略している。

#### 【0066】

図23に示すように、送電共振コンデンサ116kは、直列に配置された第1共振コンデンサ116kaと、第2共振コンデンサ116kbと、を有している。但し、第1共振コンデンサ116kaは、並列に接続された双方向スイッチ117がオフの場合に第2共振コンデンサ116kbに対して直列に接続され、双方向スイッチ117がオンの場合には短絡される。従って、送電共振コンデンサ116kのキャパシタンス $C_t$ は、対向状態において可変制御回路320hによって双方向スイッチ117がオンとされた場合に、第2共振コンデンサ116kbのキャパシタンス $C_{hl}$ となる。これに対して、送電共振コンデンサ116kのキャパシタンス $C_t$ は、非対向状態において可変制御回路320hによって双方向スイッチ117がオフとされた場合に、第1共振コンデンサ116kaのキャパシタンス $C_{hs}$ の逆数と、第2共振コンデンサ116kbのキャパシタンス $C_{hl}$ の逆数との和 $(C_{hs} \cdot C_{hl} / (C_{hs} + C_{hl}))$ となる。なお、第1共振コンデンサ116kaのキャパシタンス $C_{hs}$ 及び第2共振コンデンサ116kbのキャパシタンス $C_{hl}$ は、対向状態のキャパシタンス $C_t = C_{hl}$ が共振キャパシタンス $C_1$ で、非対向状態のキャパシタンス $C_t = (C_{hs} \cdot C_{hl} / (C_{hs} + C_{hl}))$ が共振キャパシタンス $C_1$ よりも小さくなるように、かつ、 $C_{hl} > C_{hs}$ となるように設定すればよい。

10

#### 【0067】

可変制御回路320hは、受電コイル212と送電コイル112が対向状態か非対向状態かに応じて送電共振コンデンサ116kのキャパシタンス $C_t$ の大きさを切り替えることができる。これにより、可変制御回路320hは、図20に示すように、非接触給電装置100から受電装置200への給電を自動的に制御することができる。

20

#### 【0068】

以上のように、第9実施形態の構成においても、送電共振回路110の入力インピーダンス $Z_1$ を、対向状態では $Z_1 = Z_{1r}$ （上式(5c)参照）として小さくし、非対向状態では $Z_1 = Z_{1n} > Z_{1r}$ （上式(6)参照）として大きくすることができる。従って、第9実施形態においても第1実施形態で説明した効果を得ることができる。また、送電共振コンデンサ116kのキャパシタンス $C_t$ の大きさを変化させることで、非対向状態の入力インピーダンス $Z_1$ を大きくする場合、送電共振コンデンサ116kのキャパシタンス $C_t$ を小さくすればよい。このため、送電共振コンデンサ116kの体格の増加を招くことなく、送電共振コンデンサ116kのキャパシタンス $C_t$ の大きさを変化させることができる。

30

#### 【0069】

なお、第8実施形態で説明したように、第9実施形態の可変制御回路の構成として、可変制御回路320hのような電流センサ322を用いる構成ではなく可変制御回路320e（図16参照）と同様の磁界センサ322eを用いる構成としてもよい。また、図21に示すように、サーチコイル118を用いる構成の可変制御回路320iや図22に示す送電コイル112端子間電圧を検出する構成の可変制御回路320jとしても良い。

#### 【0070】

J．第10実施形態：

40

図1に示した非接触給電装置100の送電共振回路110は直列に接続された送電コイル112と送電共振コンデンサ116とを有する直列共振回路であり、受電装置200の受電共振回路210も直列に接続された受電コイル212と受電共振コンデンサ216とを有する直列共振回路であった。これに対して、図24に示すように、非接触給電装置100の送電共振回路を、送電コイル112と送電共振コンデンサ116とが並列に接続された並列共振回路の送電共振回路110lとし、受電装置200の受電共振回路を、受電コイル212と受電共振コンデンサ216とが並列に接続された並列共振回路の受電共振回路210lとしてもよい。

#### 【0071】

受電コイル212が送電コイル112に対して対向状態では、送電共振回路110lが

50

並列共振するように、送電共振コンデンサ 116 のキャパシタンス  $C_t$  及び送電コイル 112 のインダクタンス  $L_t$  が設定されているものとする。この場合、対向状態では（図 24 の上段参照）、送電共振回路 110 l が共振状態となって、送電共振回路 110 の入力インピーダンス  $Z_1$  が  $Z_1 = Z_{1r}$  と小さくなり、送電回路 130 から送電コイル 112 に交流電力が供給されて、受電コイル 212 を介して受電装置 200 に交流電力が供給される。

【0072】

一方、受電コイル 212 が送電コイル 112 に対して非対向状態となった場合（図 24 の下段参照）、送電共振回路 110 l の共振状態が崩れて、入力インピーダンス  $Z_1$  が無限大になるため、送電共振回路 110 l の入力電流  $I_1$  をゼロに近づけることができる。このため、並列共振回路を用いた送電共振回路 110 l は、送電回路からの電流の抑制、すなわち、待機電力の抑制の点で、直列共振回路を用いた送電共振回路 110 に比べて効果大きい。但し、並列共振回路を用いた送電共振回路 110 l の場合、送電共振コンデンサ 116 と送電コイル 112 との間に漏洩電流  $I_{LC}$  が流れるため、送電コイル 112 で漏洩磁界が発生してしまう。このため、並列共振回路を用いた送電共振回路 110 l は、漏洩磁界抑制の点で、直列共振回路を用いた送電共振回路 110 に比べて不利である。

【0073】

K. 第 11 実施形態：

第 11 実施形態は、第 10 実施形態で示した並列共振回路を用いた送電共振回路 110 l における漏洩磁界の課題を解決するために、図 25 に示す送電共振回路 110 m および受電共振回路 210 を適用した形態である。送電共振回路 110 m は、送電コイル 112 に対して直列に接続された直列コンデンサ 116 s と、送電コイル 112 及び直列コンデンサ 116 s に対して並列に接続された並列コンデンサ 116 p とを有する並列直列共振回路である。受電共振回路 210 は、直列に接続された受電コイル 212 及び受電共振コンデンサ 216 を有する直列共振回路である。送電共振回路 110 m および受電共振回路 210 には、一次並列直列二次直列コンデンサによる共振方式（「PSS 方式」とも呼ばれる）が適用されている。

【0074】

送電コイル 112 と受電コイル 212 の対向状態で、送電共振回路 110 m が並列共振し、受電共振回路 210 が直列共振するように、送電共振回路 110 m の並列コンデンサ 116 p のキャパシタンス  $C_{pt}$  及び直列コンデンサ 116 s のキャパシタンス  $C_{st}$  と、受電共振回路 210 の受電共振コンデンサ 216 のキャパシタンス  $C_r$  とが設定される。具体的には、は、下式（7）～（9）を用いて設定される。なお、送電コイル 112 のインダクタンス  $L_t$  及び受電コイル 212 のインダクタンス  $L_r$  は、 $L_t = L_1$  及び  $L_r = L_2$  に設定されているものとする。

【数 7】

[Math. 7]

$$C_{pt} = \frac{1}{j\omega^3 L_1} \quad \dots (7)$$

【数 8】

[Math. 8]

$$C_{st} = \frac{1}{(1-j\omega)\omega^2 L_1} \quad \dots (8)$$

【数 9】

[Math. 9]

$$Cr = \frac{I}{\omega^2 L_2 (1 - k^2 / j\omega)} \quad \dots (9)$$

なお、kは送電コイル112と受電コイル212の結合係数である。

【0075】

そして、送電コイル112と受電コイル212の対向状態における入力インピーダンスZ1は、下式(10)で表される。

【数10】

[Math. 10]

$$Z1 = \left( \frac{j\omega L1}{Lm} \right)^2 RL \quad \dots (10)$$

なお、Lmは送電コイル112と受電コイル212の相互インダクタンス、RLは受電回路220およびバッテリー230を等価的に示した負荷である。

【0076】

送電コイル112と受電コイル212とが非対向状態から対向状態になった場合には、送電共振回路110mの入力インピーダンスZ1が上式(10)で表される入力インピーダンスとなって、送電回路から送電共振回路110mに電流が流れて、非接触給電装置100から受電装置200への給電が行なわれる。

【0077】

送電コイル112と受電コイル212とが対向状態から非対向状態になる場合、結合係数kが減少し、相互インダクタンスLmが減少してゼロになっていく。これにより、上式(10)の分母の値がゼロに向かって減少することになるので、入力インピーダンスZ1が増加することになる。この結果、送電共振回路110mの入力電流を抑制することができるので、送電回路からの電流の抑制、すなわち、待機電力を抑制することができる。

【0078】

但し、第10実施形態で説明したように、並列コンデンサ116pによる並列共振であるため、並列コンデンサ116pと送電コイル112との間に漏洩電流が流れるため、送電コイル112で漏洩磁界が発生してしまう。

【0079】

そこで、非対向状態においては、直列コンデンサ116sのキャパシタンスCstを、上式(8)により設定した値から低下させることが好ましい。これにより、下式(11)に示すコイル経路側のインピーダンスZsを大きくすることができるので、送電コイル112に流れる漏洩電流を抑制して、漏洩磁界の発生を抑制することができる。

【数11】

[Math. 11]

$$Zs = j\omega L1 + \frac{I}{j\omega Cst} \quad \dots (11)$$

【0080】

また、非対向状態においては、並列コンデンサ116pのキャパシタンスCpを、上式(7)により設定した値から低下させることが好ましい。これにより、下式(12)に示す並列コンデンサ経路側のインピーダンスZpをさらに大きくすることができるので、送

10

20

30

40

50

電共振回路 110m の入力電流をさらに抑制することができる。この結果、送電回路からの電流、すなわち、待機電力をより効果的に抑制することができる。

【数 12】

[Math. 12]

$$Zp = \frac{1}{j\omega Cpt} \quad \dots (12)$$

10

【0081】

なお、キャパシタンスを変化させる手法としては、上記した第 2，第 4，第 5，第 8，第 9 実施形態で説明した手法が利用可能である。

【0082】

L. 第 12 実施形態：

第 12 実施形態は、図 26 に示すように、第 1 実施形態で示した直列共振回路を用いた送電共振回路 110 に中継共振回路が設けられた送電共振回路 110n を適用した形態である、送電共振回路 110n は、送電共振回路 110 と同様の送電コイル 112 及び送電共振コンデンサ 116n を有する送電共振回路部分と、閉ループ回路を構成する中継コイル 114 及び中継共振コンデンサ 119 を有する中継共振回路部分を有している。中継コイル 114 は送電コイル 112 に対して一定の結合係数  $k1h$  を有する位置関係に設置される。

20

【0083】

送電コイル 112 と受電コイル 212 の対向状態で、送電共振回路部分、中継回路部分及び受電共振回路 210 が共振するように、送電共振回路 110n の送電共振コンデンサ 116n のキャパシタンス  $Ct$  及び中継共振コンデンサ 119 のキャパシタンス  $Ch$  と、受電共振回路 210 の受電共振コンデンサ 216 のキャパシタンス  $Cr$  とが設定される。具体的には、下式 (13) ~ (15) を用いて設定される。なお、送電コイル 112 のインダクタンス  $Lt$  は  $Lt = L1$ 、中継コイルのインダクタンスは  $Lht$ 、受電コイル 212 のインダクタンス  $Lr$  は  $Lr = L2$  に設定されているものとする。

30

【数 13】

[Math. 13]

$$\frac{1}{\omega Ct} = \omega L1 \left(1 - \frac{k1h}{kh2} k12\right) \quad \dots (13)$$

【数 14】

[Math. 14]

$$\frac{1}{\omega Ch} = \omega Lht \quad \dots (14)$$

40

【数 15】

[Math. 15]

$$\frac{1}{\omega Cr} = \omega L2 \left(1 - \frac{kh2}{k1h} k12\right) \quad \dots (15)$$

50

$k_{1h}$ は送電コイル112と中継コイル114の結合係数、 $k_{h2}$ は中継コイル114と受電コイル212の結合係数、 $K_{12}$ は送電コイル112と受電コイル212の結合係数である。

【0084】

そして、送電コイル112と受電コイル212の対向状態における入力インピーダンス $Z_1$ は、下式(16)で表される。

【数16】

[Math. 16]

$$Z_1 = \left( \frac{k_{1h}}{k_{h2}} \right)^2 \frac{L_1}{L_2} R_L \quad \dots (16)$$

10

なお、 $R_L$ は受電回路220およびバッテリー230を等価的に示した負荷である。

【0085】

送電コイル112と受電コイル212とが非対向状態から対向状態になった場合には、送電共振回路110nの入力インピーダンス $Z_1$ が上式(16)で表される入力インピーダンスとなって、送電回路から送電共振回路110nに電流が流れて、非接触給電装置100から受電装置200への給電が行なわれる。

【0086】

なお、中継コイル114側を流れる電流 $I_{ht}$ は、非対向状態の場合、下式(17)で表され、対向状態で送電共振回路部分、中継共振回路部分及び受電共振回路210が共振している場合、下式(18)で表される。

【数17】

[Math. 17]

$$I_{ht} = \frac{j\omega L_m}{[j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_t})][j(\omega L_{ht} - \frac{1}{\omega C_{ht}})] + \omega^2 L_1 L_{ht}^2} V_1 \quad \dots (17)$$

30

【数18】

[Math. 18]

$$I_{ht} = \frac{1}{\omega L_1 L_h} V_1 \quad \dots (18)$$

40

なお、 $L_m$ は送電コイル112と受電コイル212の相互インダクタンスであり、 $L_{1h}$ は送電コイル112と中継コイル114の相互インダクタンスである。 $V_1$ は、送電共振回路110mの入力電圧である。

【0087】

送電コイル112と受電コイル212とが対向状態から非対向状態になる場合、結合係数 $k_{h2}$ が減少してゼロになっていく。これにより、上式(16)の分母の値がゼロに向かって減少することになるので、入力インピーダンス $Z_1$ が増加することになる。この結果、送電共振回路110nの入力電流を抑制することができるので、送電回路からの電流の抑制、すなわち、待機電力を抑制することができる。

【0088】

50

しかしながら、上式（１７）で表される電流 $I_{ht}$ が中継コイル１１４に流れるため、中継コイル１１４で漏洩磁界が発生してしまう。

【００８９】

そこで、非対向状態においては、送電共振回路部分の送電共振コンデンサ１１６ $n$ のキャパシタンス $C_t$ を、上式（１３）により設定した値から低下させることが好ましい。これにより、入力インピーダンス $Z_1$ をより大きくすることにより、送電コイル１１２に掛かる電圧を小さくできる。具体的には、送電共振コンデンサ１１６ $n$ のキャパシタンス $C_t$ が小さくなることにより、上式（１７）の分母が大きくなるので、中継コイル１１４に流れる電流 $I_{ht}$ を抑制することができ、中継コイル１１４で発生する漏洩磁界を抑制することができる。また、中継共振コンデンサ１１９のキャパシタンス $C_{ht}$ も上式（１４）により設定した値から低下させるようにしてよい。このようにしても、中継コイル１１４に流れる電流 $I_{ht}$ を抑制することができる。

【００９０】

なお、キャパシタンスを変化させる手法としては、上記した第２，第４，第５，第８，第９実施形態で説明した手法が利用可能である。

【００９１】

M．第１３実施形態：

第１実施形態から第１２実施形態では、送電共振回路の入力インピーダンス $Z_1$ を、受電コイル２１２と送電コイル１１２との対向の状態に応じて変化させる形態について説明した。これに対して、図５のフィルタ回路１２０を構成するフィルタ用コンデンサ１２２のキャパシタンス及びフィルタ用コイル１２４のインダクタンスを変化させる構成として、対向状態でフィルタ回路１２０を共振状態とし、非対向状態でフィルタ回路１２０を共振状態からはずれるようにしてもよい。具体的には、図２７に示すように、可変制御回路３２０ $o$ によって、フィルタ回路１２０ $o$ を構成するフィルタ用コンデンサ１２２ $o$ のキャパシタンス及びフィルタ用コイル１２４ $o$ のインダクタンスを変化させる構成としてもよい。

【００９２】

フィルタ回路１２０ $o$ は、直列に接続されたコンデンサ１２２ $o$ とコイル１２４ $o$ とで構成されるバンドパスフィルタ回路である。コンデンサ１２２ $o$ とコイル１２４ $o$ の順序は逆であってもよい。コンデンサ１２２ $o$ は、制御電圧 $V_{co}$ に応じてキャパシタンスが可変となる可変コンデンサである。可変コンデンサとしては、種々の一般的な可変コンデンサが適用可能である。コイル１２４ $o$ は、制御電圧 $V_{lo}$ に応じてインダクタンスが可変となる可変コイルである。可変コイルとしては、種々の一般的な可変コイルが適用可能である。

【００９３】

可変制御回路３２０ $h$ の構成は、第７実施形態の可変制御回路３２０ $g$ （図１８参照）の電圧変換回路３２８ $c$ ，３２８ $l$ に変えて、電圧変換回路３２８ $co$ ，３２８ $lo$ を備えている点を除いて、可変制御回路３２０ $g$ と同じである。また、電圧変換回路３２８ $co$ は、基準電圧 $V_{rco}$ を基準として、コンデンサ１２２ $o$ のキャパシタンスを制御する制御電圧 $V_{co}$ を出力する点を除いて、電圧変換回路３２８ $c$ と同じである。電圧変換回路３２８ $lo$ は、基準電圧 $V_{rlo}$ を基準として、コイル１２４ $o$ のインダクタンスを制御する制御電圧 $V_{lo}$ を出力する点を除いて、電圧変換回路３２８ $l$ と同じである。

【００９４】

可変制御回路３２０ $o$ は、受電コイル２１２と送電コイル１１２の対向の状態に応じて、フィルタ回路１２０ $o$ のコイル１２４ $o$ のインダクタンス及びコンデンサ１２２ $o$ のキャパシタンスを制御することができる。具体的には、非対向状態では、インダクタンスおよびキャパシタンスを小さくして、フィルタ回路１２０ $o$ の入力インピーダンスを大きくし、送電回路１３０からの電流を抑制する。これに対して、対向状態では、バンドパスフィルタとして機能するように、インダクタンス及びキャパシタンスを大きくする。これにより、第１３実施形態においても第１実施形態で説明した効果と同様の効果を得ることが

できる。

【0095】

なお、可変制御回路320oは、電流センサ322を用いた可変制御回路を例に説明したが、第5実施形態（図15参照）のように、磁界センサ322eを用いた可変制御回路を適用可能である。

【0096】

なお、フィルタ回路120oのコイル124oのインダクタンス及びコンデンサ122oのキャパシタンスの両方を変化させるのではなく、いずれか一方のみを変化させる構成としても良い。また、フィルタ回路120oのコイル124oのインダクタンス及びコンデンサ122oのキャパシタンスの少なくとも一方を可変するだけでなく、送電共振回路110の送電コイル112のインダクタンス及び送電共振コンデンサ116のキャパシタンスの少なくとも一方を可変する構成としてもよい。

【0097】

また、第8，第9実施形態で説明したように、フィルタ用コンデンサを複数のコンデンサで構成し、複数のコンデンサの接続を切り替えることにより、フィルタ用コンデンサのキャパシタンスを変化させる構成を適用してもよい。また、フィルタ用インダクタンスも複数のインダクタンスで構成し、複数のインダクタンスの接続を切り替えることにより、フィルタ用インダクタンスのインダクタンスを変化させる構成を適用してもよい。

【0098】

N．第14実施形態：

第14実施形態は、図28に示すように、第13実施形態のフィルタ回路120o（図27参照）及びこれを制御する可変制御回路320oを、フィルタ回路120p及びこれを制御する可変制御回路320pに置き換えた構成である。

【0099】

フィルタ回路120pは、1つのフィルタ用コンデンサ122pと2つのフィルタ用コイル124p、124pとで構成されるイミタンスフィルタ回路である。コンデンサ122pは、制御電圧Vcpに応じてキャパシタンスが可変となる可変コンデンサである。可変コンデンサとしては、種々の一般的な可変コンデンサが適用可能である。コイル124pは、制御電圧Vlpに応じてインダクタンスが可変となる可変コイルである。可変コイルとしては、種々の一般的な可変コイルが適用可能である。

【0100】

可変制御回路320pは、第13実施形態の可変制御回路320o（図27参照）の電圧変換回路328co，328loに変えて、電圧変換回路328cp，328lpを備えている点を除いて、可変制御回路320oと同じである。また、電圧変換回路328cpは、基準電圧Vrcpを基準として、コンデンサ122pのキャパシタンスを制御する制御電圧Vcpを出力する点を除いて、電圧変換回路328coと同じである。電圧変換回路328lpは、基準電圧Vrlpを基準として、コイル124pのインダクタンスを制御する制御電圧Vlpを出力する点を除いて、電圧変換回路328loと同じである。

【0101】

可変制御回路320pは、受電コイル212と送電コイル112の対向の状態に応じて、フィルタ回路120pのコイル124pのインダクタンス及びコンデンサ122pのキャパシタンスを制御することができる。具体的には、非対向状態では、インダクタンスおよびキャパシタンスを小さくして、フィルタ回路120pのインピーダンスを大きくし、送電回路130からの電流を抑制する。これに対して、対向状態では、イミタンスフィルタとして機能するように、インダクタンス及びキャパシタンスを大きくする。これにより、第14実施形態においても第1実施形態で説明した効果と同様の効果を得ることができる。

【0102】

なお、可変制御回路320pは、電流センサ322を用いた可変制御回路を例に説明したが、第5実施形態（図15参照）のように、磁界センサ322eを用いた可変制御回路

10

20

30

40

50

を適用可能である。

【0103】

また、上記構成では、コンデンサ122pのキャパシタンス及びコイル124pのインダクタンスの両方を制御する構成を例に説明したが、いずれか一方を制御する構成としても良い。また、コンデンサ122pのキャパシタンス及びコイル124pのインダクタンスの少なくとも少なくとも一方を可変するだけでなく、送電共振回路110の送電コイル112のインダクタンス及び送電共振コンデンサ116のキャパシタンスの少なくとも一方を可変する構成としてもよい。

【0104】

また、第8，第9実施形態で説明したように、フィルタ用コンデンサを複数のコンデンサで構成し、複数のコンデンサの接続を切り替えることにより、フィルタ用コンデンサのキャパシタンスを変化させる構成を適用してもよい。また、フィルタ用インダクタンスも複数のインダクタンスで構成し、複数のインダクタンスの接続を切り替えることにより、フィルタ用インダクタンスのインダクタンスを変化させる構成を適用してもよい。

【0105】

また、第13実施形態ではフィルタ回路としてバンドパスフィルタ回路を適用し、第14実施形態ではフィルタ回路としてイミタンスフィルタ回路を適用した構成を例に説明したが、これに限定されるものではなく、他の種々のフィルタ回路を適用することも可能である。

【0106】

O. 第15実施形態：

第15実施形態は、図29に示すように、第13実施形態の直列共振型の送電共振回路110（図27参照）を並列共振型の送電共振回路110l（図24参照）に置き換えた構成である。この構成においても、第13実施形態と同様に、第1実施形態で説明した効果を得ることができる。なお、フィルタ回路120oを第14実施形態のフィルタ回路120p（図28参照）等の他のフィルタ回路を用いた構成としてもよい。なお、送電共振回路を図25に示した並列共振型の送電共振回路110mに置き換えても良い。

【0107】

P. 第16実施形態：

上記各実施形態の非接触給電装置100は、1つの送電共振部を備える構成を例に説明したが、これに限定されるものではなく、図30～図32に示すように、1つの送電回路に対して複数の送電共振部を並列に備える構成であってもよい。

【0108】

図30は、送電回路130に対して送電共振部として図1に示した送電共振回路110を複数並列に配置した構成を示している。図31は、送電回路130と複数の送電共振回路110との間に1つのフィルタ回路120が配置される構成を示している。複数の送電共振回路110のうち、受電装置200の受電共振回路210の受電コイル212が対向する送電コイル112を有する送電共振回路110を、第1実施形態で説明した対向状態と同様に動作させ、他の送電共振回路110を、第1実施形態で説明した非対向状態と同様に動作させればよい。このようにすれば、第1実施形態で説明した効果と同様の効果を得ることができる。

【0109】

図32は、送電回路130に対して送電共振部として図5に示したフィルタ回路120および送電共振回路110を複数並列に配置した構成を示している。この構成においても、複数の送電共振回路110のうち、受電装置200の受電共振回路210の受電コイル212が対向する送電コイル112を有する送電共振回路110を、第1実施形態で説明した対向状態と同様に動作させ、他の送電共振回路110を、第1実施形態で説明した非対向状態と同様に動作させればよい。このようにすれば、第1実施形態で説明した効果と同様の効果を得ることができる。また、複数のフィルタ回路120のうち、受電装置200の受電共振回路210の受電コイル212が対向する送電コイル112を有するフィル

10

20

30

40

50

タ回路 120 を、第 13, 第 14 実施形態で説明した対向状態のフィルタ回路 (図 27, 図 28 参照) と同様に動作させ、その他のフィルタ回路 120 を第 13, 第 14 実施形態で説明した非対向状態のフィルタ回路と同様に動作させればよい。このようにすれば、第 13, 第 14 実施形態並びに第 1 実施形態で説明した効果と同様の効果を得ることができる。

#### 【0110】

なお、図 30 ~ 図 32 に示した複数の送電共振部を備える非接触給電装置は、図 1, 図 5 に示した送電共振回路を例として示したものであるが、他の実施形態で示した送電共振回路部を適用することも可能である。また、図 32 に示した複数の送電共振部を備える非接触給電装置は、図 27, 図 28 に示したフィルタ回路を例として図示したものであるが、他のフィルタ回路を例として適用することも可能である。

#### 【0111】

Q. 第 17 実施形態:

図 30 ~ 図 32 に示した複数の送電共振部を備える非接触給電装置 100 は、図 33 ~ 図 35 に示すように、車両用非接触給電システムの非接触給電装置として適用可能である。

#### 【0112】

図 33 ~ 図 35 に示す車両用非接触給電システムは、車両走行路 RS の走路に沿って敷設された非接触給電装置 100 から受電装置 200 としての車両 (以下、「車両 200」とも呼ぶ) に対して電力を供給することが可能な給電システムである。車両 200 は、例えば、電気自動車」やハイブリッド車として構成される。図 33 ~ 図 35 において、x 軸方向は車両走行路 RS の車線に沿った車両 200 の進行方向を示し、y 軸方向は車両走行路 RS の幅方向を示し、z 軸方向は垂直上方向を示す。後述する他の図における x, y, z 軸の方向も、図 33 ~ 図 35 と同じ方向を示している。

#### 【0113】

送電共振回路 110 は、車両走行路 RS に敷設された送電コイル 112 及び不図示の送電共振コンデンサ 116 (図 30 ~ 図 32 参照) を有している。各送電共振回路 110 の送電コイル 112 は、車両走行路 RS の車線に沿った方向である x 方向に沿って配列されている。なお、図 33 ~ 図 35 には、7 つの送電共振回路 110 が示されている。但し、これに限定されるものではなく、x 方向及び y 方向に沿って送電コイル 112 が複数配列された構成としてもよい。

#### 【0114】

受電共振回路 210 は、受電コイル 212 と、不図示の受電共振コンデンサ 216 (図 30 ~ 図 32 参照) を有しており、少なくとも、受電コイル 212 は、車両 200 の底部に、送電共振回路 110 の送電コイル 112 に対向するように配置されている。

#### 【0115】

受電共振回路 210 で得られた交流電力は、受電回路 220 によって直流電力に変換され、バッテリー 230 に充電されて、不図示のモータ等を駆動するためのエネルギーとして利用される。

#### 【0116】

この車両用非接触給電システムの非接触給電装置においても、上記実施形態の非接触給電装置と同様の効果を得ることができる。

#### 【0117】

ここで、車両走行路 RS に敷設される送電コイル 112 の寸法は、以下で説明するように設定されることが好ましい。

#### 【0118】

図 36 は、受電コイルと対向する部分がある送電コイル (ハッチングで示す送電コイル) の全てから受電コイルに対して給電を行なう設定の場合について示している。図の上段に示すように、送電コイル 112 の配列方向、すなわち、x 方向に沿った送電コイル寸法  $DT_x$  が受電コイル 212 の x 方向に沿った受電コイル寸法  $DR_x$  以上の場合、受電コイル 212 が対向していない部分の面積 (以下、「非対向面積」とも呼ぶ) が多くなり、漏

洩磁束が大きくなる場合がある。これに対して図の下段に示すように、送電コイル寸法  $D_{Tx}$  が受電コイル寸法  $D_{Rx}$  よりも小さい場合には、上段の場合と比較して、非対向面積を少なくすることができ、漏洩磁束を小さくすることができる。

【0119】

また、図37は、受電コイルと送電コイルの対向面積50%以上の送電コイル（ハッチングで示す送電コイル）のみ受電コイルに対して給電を行なう設定の場合について示している。図の上段に示すように、送電コイル寸法  $D_{Tx}$  が受電コイル寸法  $D_{Rx}$  以上の場合、図36で示した場合と同様に、非対向面積が多くなり、漏洩磁束が大きくなる場合がある。また、受電コイル212が送電コイル112と対向する部分の面積（対向面積）が少なくなり、受電コイル212が受電できる電力が減少する場合がある。これに対して図の下段に示すように、送電コイル寸法  $D_{Tx}$  が受電コイル寸法  $D_{Rx}$  よりも小さい場合には、上段の場合と比較して、非対向面積を少なくすることができ、漏洩磁束を小さくすることができる。また、上段の場合と比較して、対向面積を増加させることができ、受電コイル212が受電できる電力を増加させることができる。

【0120】

そこで、送電コイル112の寸法は、送電コイル寸法  $D_{Tx}$  が受電コイル寸法  $D_{Rx}$  よりも小さくすることが好ましい。

【0121】

R. 他の実施形態：

(1) 上記実施形態では、コンデンサのキャパシタンスやコイルのインダクタンスを変化させる物理量として電圧や磁界を利用する構成を例に説明したが、これに限定されるものではなく、光や温度、力等の物理量に応じてキャパシタンスが変化するコンデンサや、インダクタンスが変化するコイルを利用するようにしてもよい。この場合、送電コイルと受電コイルとの対向する状態に応じて、対応する物理量を出力する可変制御回路を利用するようにすればよい。

【0122】

(2) 上記実施形態では、送電共振回路あるいはフィルタ回路のインピーダンスを変化させる場合について説明したが、送電共振回路およびフィルタ回路の両方のインピーダンスを変化させる構成としてもよい。

【0123】

(3) 上記実施形態では、送電側の送電コイル112も受電側の受電コイル212も単相の場合を例に説明している。しかしながら、これに限定されるものではない。送電側を複数相の送電コイルの構成としてもよい。また、受電側を複数相の受電コイルの構成としてもよい。例えば、送電側は単相の送電コイルで受電側は2相あるいは3相以上の複数相の受電コイルの構成としてもよい。また、送電側は2相あるいは3相以上の複数相の送電コイルの構成で、受電側は単相、あるいは、複数相の受電コイルの構成であってもよい。

【0124】

本開示に記載の制御部及びその手法は、コンピュータプログラムにより具体化された一つ乃至は複数の機能を実行するようにプログラムされたプロセッサ及びメモリーを構成することによって提供された専用コンピュータにより、実現されてもよい。あるいは、本開示に記載の制御部及びその手法は、一つ以上の専用ハードウェア論理回路によってプロセッサを構成することによって提供された専用コンピュータにより、実現されてもよい。もしくは、本開示に記載の制御部及びその手法は、一つ乃至は複数の機能を実行するようにプログラムされたプロセッサ及びメモリーと一つ以上のハードウェア論理回路によって構成されたプロセッサとの組み合わせにより構成された一つ以上の専用コンピュータにより、実現されてもよい。また、コンピュータプログラムは、コンピュータにより実行されるインストラクションとして、コンピュータ読み取り可能な非遷移有形記録媒体に記憶されていてもよい。

【0125】

本開示は、上述の実施形態に限られるものではなく、その趣旨を逸脱しない範囲におい

て種々の構成で実現することができる。例えば、発明の概要の欄に記載した各形態中の技術的特徴に対応する実施形態中の技術的特徴は、上述の課題の一部又は全部を解決するために、あるいは、上述の効果の一部又は全部を達成するために、適宜、差し替えや、組み合わせを行うことが可能である。また、その技術的特徴が本明細書中に必須なものとして説明されていなければ、適宜、削除することが可能である。

【符号の説明】

【 0 1 2 6 】

1 0 0 …非接触給電装置、1 1 0 …送電共振回路、1 1 2 …送電コイル、1 1 6 …送電共振コンデンサ、1 2 0 …フィルタ回路、1 2 2 …フィルタ用コンデンサ、1 2 4 …フィルタ用コイル、1 3 0 …送電回路、1 4 0 …電源回路、2 0 0 …受電装置、2 1 0 …受電共振回路、2 1 2 …受電コイル、2 1 6 …受電共振コンデンサ

10

20

30

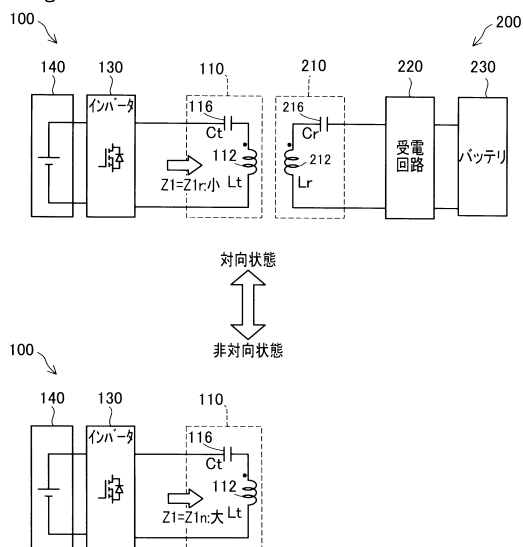
40

50

【図面】

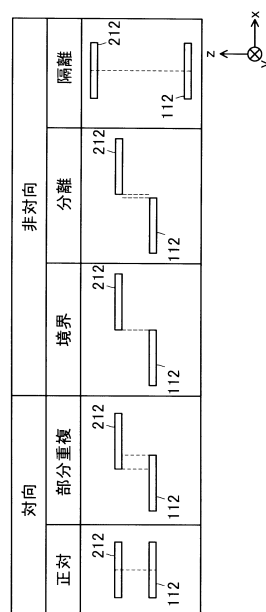
【図 1】

Fig.1



【図 2】

Fig. 2

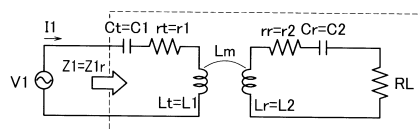


10

20

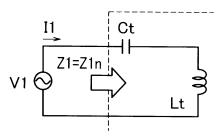
【図 3】

Fig.3



【図 4】

Fig.4

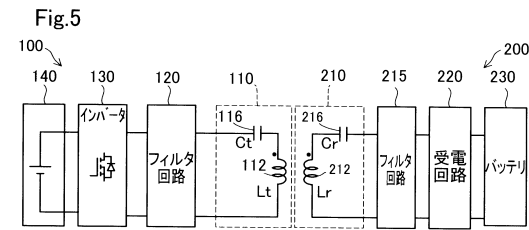


30

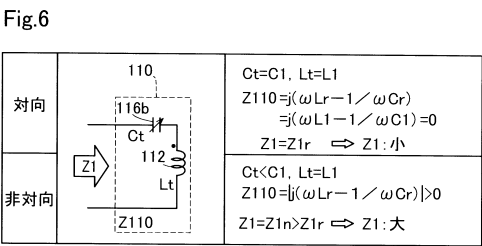
40

50

【図 5】

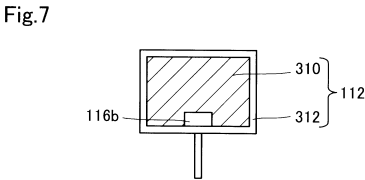


【図 6】

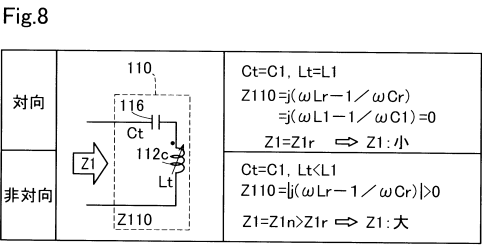


10

【図 7】

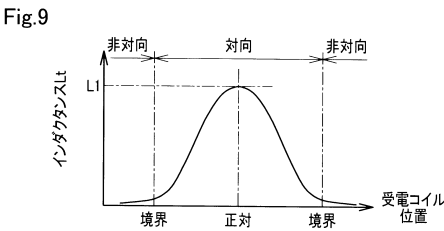


【図 8】

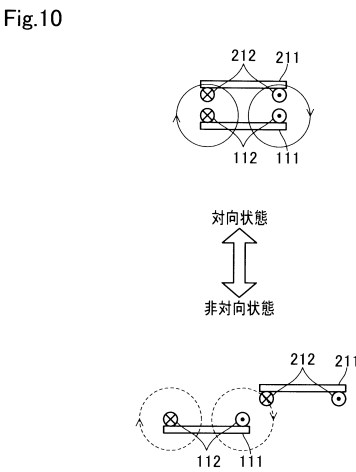


20

【図 9】



【図 10】



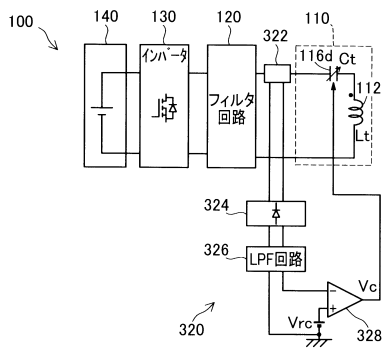
30

40

50

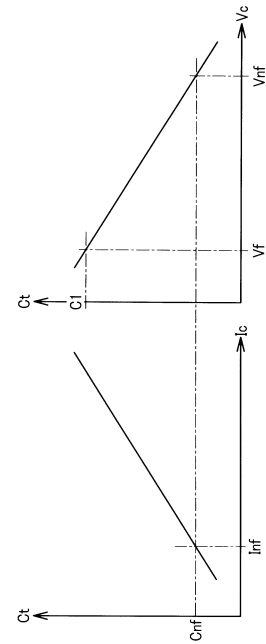
【図 1 1】

Fig.11



【図 12】

Fig.12

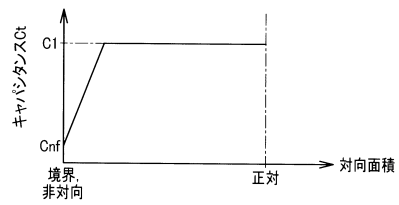


10

20

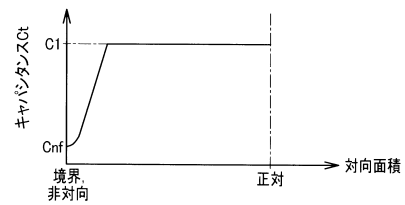
【図 13】

Fig.13



【図 14】

Fig.14



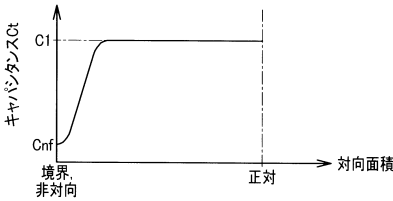
30

40

50

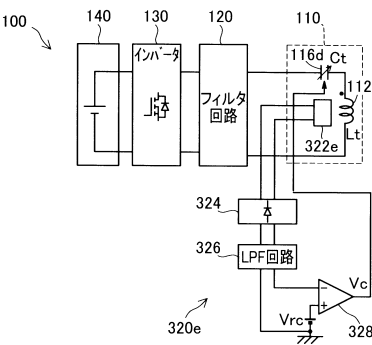
【図 15】

Fig.15



【図 16】

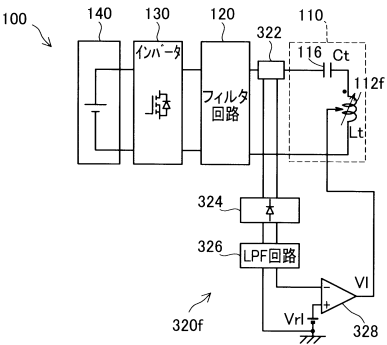
Fig.16



10

【図 17】

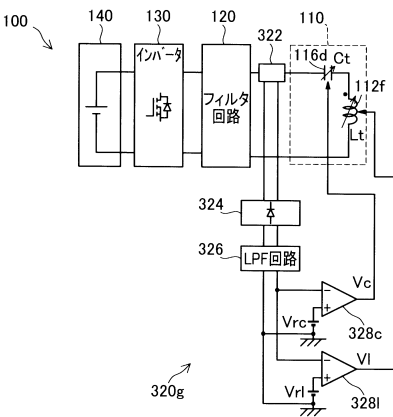
Fig.17



20

【図 18】

Fig.18

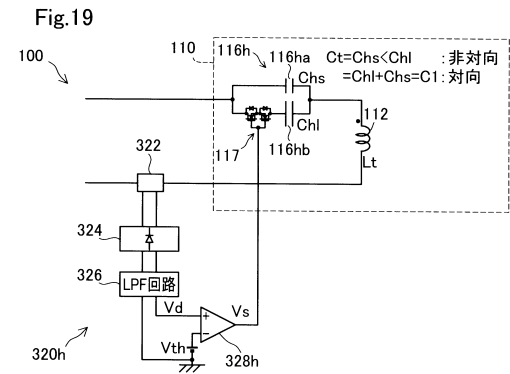


30

40

50

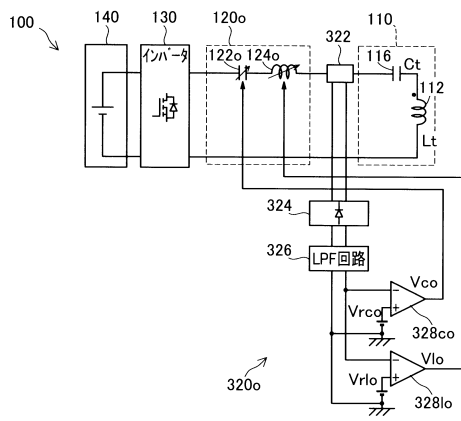
【図 19】





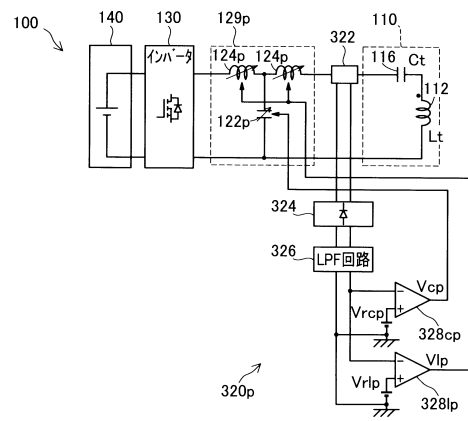
【図 27】

Fig.27



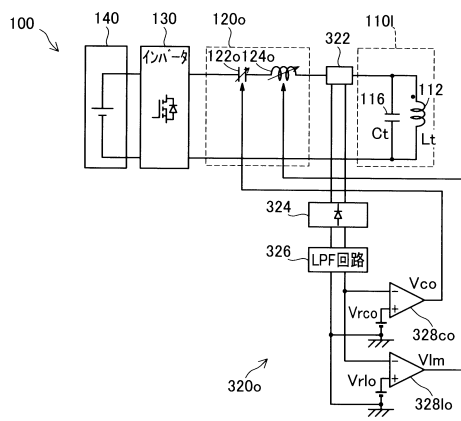
【圖 28】

Fig.28



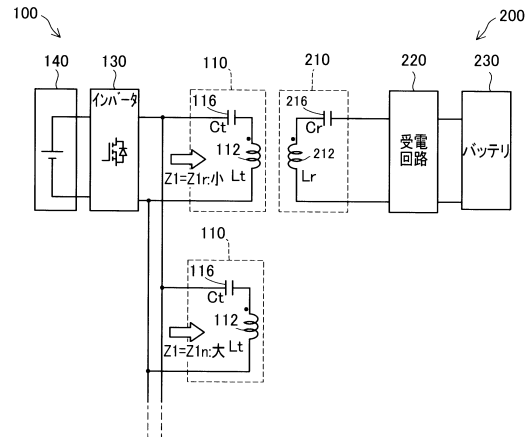
【図 29】

Fig.29

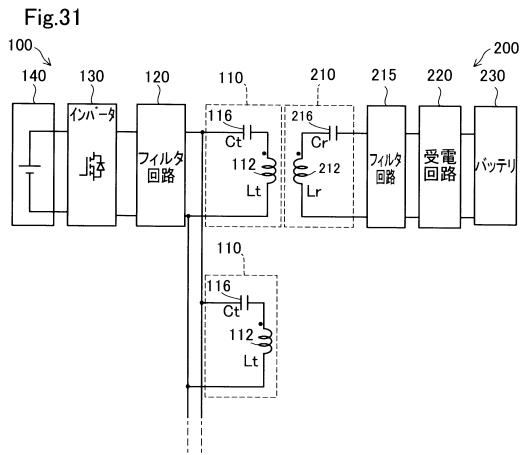


【図 30】

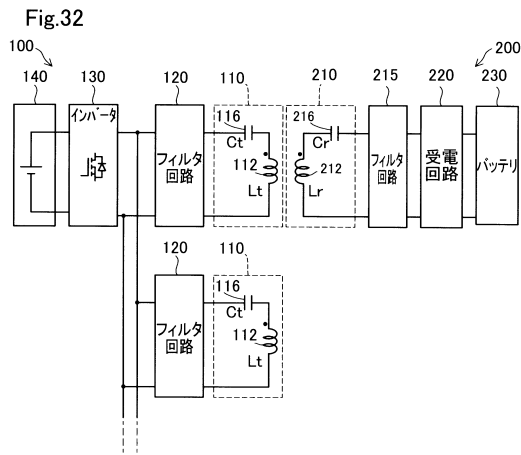
Fig.30



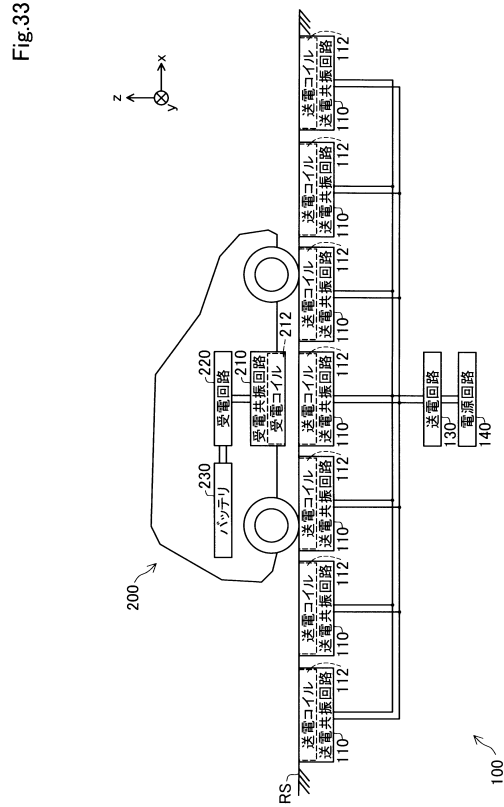
【図 3 1】



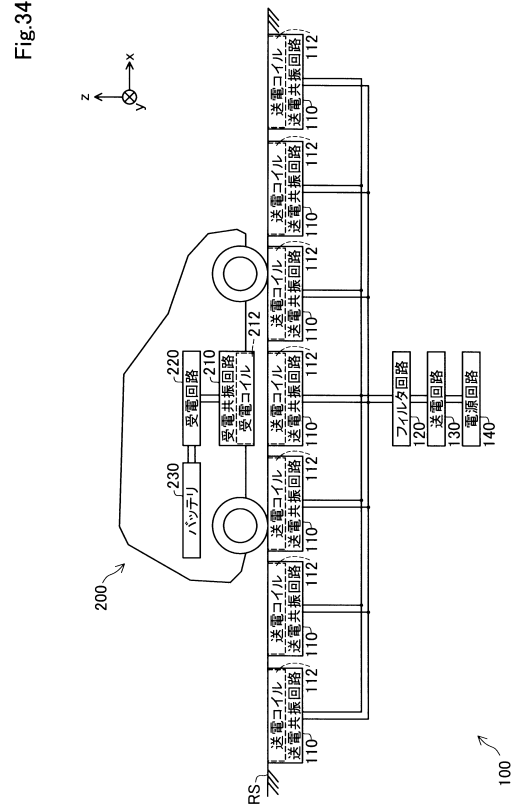
【図 3 2】



【図 3 3】



【図 3 4】



10

20

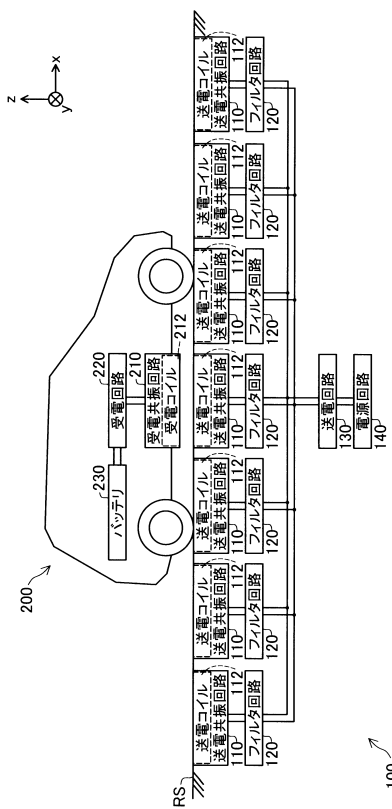
30

40

50

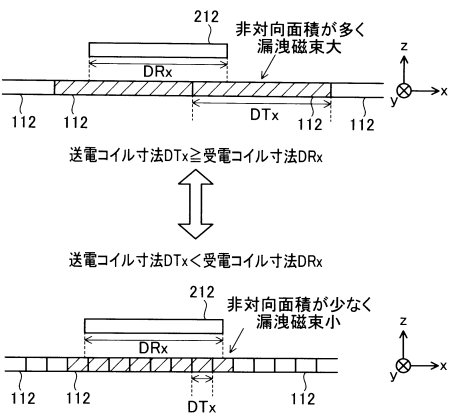
【図 3 5】

Fig.35



【図 3 6】

Fig.36

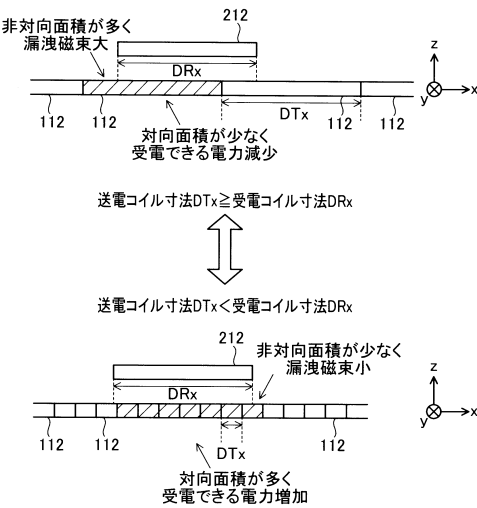


10

20

【図 3 7】

Fig.37



30

40

50

フロントページの続き

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

審査官 辻丸 詔

- (56)参考文献 特開2011-167031 (JP, A)  
特開2011-050140 (JP, A)  
特開2019-071719 (JP, A)  
国際公開第2012/111085 (WO, A1)  
米国特許出願公開第2014/0183967 (US, A1)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)  
H02J 50/90  
H02J 7/00  
H02J 50/12  
H02J 50/40