

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7040492号
(P7040492)

(45)発行日 令和4年3月23日(2022.3.23)

(24)登録日 令和4年3月14日(2022.3.14)

(51)国際特許分類	F I
H 0 2 J 50/12 (2016.01)	H 0 2 J 50/12
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 P
	H 0 2 J 7/00 3 0 1 D

請求項の数 11 (全16頁)

(21)出願番号	特願2019-77463(P2019-77463)	(73)特許権者	000004260 株式会社デンソー
(22)出願日	平成31年4月16日(2019.4.16)		愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(65)公開番号	特開2020-178398(P2020-178398 A)	(74)代理人	110000028 特許業務法人明成国際特許事務所
(43)公開日	令和2年10月29日(2020.10.29)	(72)発明者	高橋 将也 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式 会社デンソー内
審査請求日	令和3年2月9日(2021.2.9)	(72)発明者	中屋敷 侑生 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式 会社デンソー内
		(72)発明者	高橋 英介 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式 会社デンソー内
		(72)発明者	金 崎 正樹

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 非接触給電装置、非接触受電装置、及び非接触給電システム

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

非接触で車両に電力を供給する非接触給電装置であって、
送電共振回路(110)と、
直流電力を供給する電源回路(130)と、
前記電源回路の直流電力を交流電力に変換して前記送電共振回路に供給する送電回路(120)と、
を備え、
前記送電回路は、
前記電源回路の直流電力を交流電力に変換するインバータ回路(122)と、
前記インバータ回路の交流電力を調整して前記送電共振回路に供給する送電側イミタンス変換回路(124)と、
を備え、
前記送電側イミタンス変換回路の特性インピーダンス(Z01)は、前記インバータ回路の交流電力の高調波成分が小さくなるように、前記送電側イミタンス変換回路から前記送電共振回路側を見た後段側インピーダンス(Z2)に対する比が調整される、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、
前記後段側インピーダンスに対する前記送電側イミタンス変換回路の特性インピーダンス

の比が 1 以下となるように、前記送電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスおよび前記後段側インピーダンスが調整される、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、
前記送電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスは、前記後段側インピーダンスの 1 / 5 以下に調整される、非接触給電装置。

【請求項 4】

非接触で車両に供給される電力を受電する非接触受電装置 (2 0 5) であって、
受電共振回路 (2 1 0) と、
前記受電共振回路で受電された交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する受電回路 (2 2 0) と、

10

を備え、

前記受電回路は、

前記受電共振回路から入力される交流電力を調整する受電側イミタンス変換回路 (2 2 4) と、

前記受電側イミタンス変換回路から入力される交流電力を直流電力に変換する整流回路 (2 2 6) と、

前記整流回路から入力される直流電力を、前記負荷に供給可能な電力に変換する電力変換回路 (2 2 8) と、

を備え、

20

前記受電側イミタンス変換回路の特性インピーダンス (Z 0 3) は、前記整流回路に入力される交流電力の高調波成分が小さくなるように、前記受電側イミタンス変換回路から前記受電共振回路側を見た前段側インピーダンス (Z 3 *) に対する比が調整される、非接触受電装置。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の非接触受電装置であって、

前記前段側インピーダンスに対する前記受電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスの比が 1 以下となるように、前記受電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスおよび前記前段側インピーダンスが調整される、非接触受電装置。

【請求項 6】

30

請求項 5 に記載の非接触受電装置であって、

前記受電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスは、前記前段側インピーダンスの 1 / 5 以下に調整される、非接触受電装置。

【請求項 7】

道路に配置された複数の送電共振回路 (1 1 0) と、車両に搭載された受電共振回路 (2 1 0) とを用いて、非接触で車両に電力を供給する非接触給電システムであって、

前記複数の送電共振回路を有する非接触給電装置 (1 0 0) と、

前記車両に搭載される非接触受電装置 (2 0 5) と、

を備え、

40

前記非接触給電装置は、

前記複数の送電共振回路と、

直流電力を供給する電源回路 (1 3 0) と、

前記電源回路の直流電力を交流電力に変換して前記複数の送電共振回路に供給する複数の送電回路 (1 2 0) と、

を備え、

前記送電回路は、

前記電源回路の直流電力を交流電力に変換するインバータ回路 (1 2 2) と、

前記インバータ回路の交流電力を調整して前記送電共振回路に供給する送電側イミタンス変換回路 (1 2 4) と、

を備え、

50

前記送電側イミタンス変換回路の特性インピーダンス (Z_{01}) は、前記インバータ回路の交流電力の高調波成分が小さくなるように、前記送電側イミタンス変換回路から前記送電共振回路側を見た後段側インピーダンス (Z_2) に対する比が調整され

前記非接触受電装置は、

前記受電共振回路と、

前記受電共振回路で受電された交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する受電回路 (220) と、

を備え、

前記受電回路は、

前記受電共振回路から入力される交流電力を調整する受電側イミタンス変換回路 (224) と、

前記受電側イミタンス変換回路から入力される交流電力を直流電力に変換する整流回路 (226) と、

前記整流回路から入力される直流電力を、前記負荷に供給可能な電力に変換する電力変換回路 (228) と、

を備え、

前記受電側イミタンス変換回路の特性インピーダンス (Z_{03}) は、前記整流回路に入力される交流電力の高調波成分が小さくなるように、前記受電側イミタンス変換回路から前記受電共振回路側を見た前段側インピーダンス (Z_{3*}) に対する比が調整される

非接触給電システム。

【請求項 8】

請求項 7 に記載の非接触給電システムであって、

前記後段側インピーダンスに対する前記送電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスの比が 1 以下となるように、前記送電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスおよび前記後段側インピーダンスが調整される、非接触給電システム。

【請求項 9】

請求項 8 に記載の非接触給電システムであって、

前記送電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスは、前記後段側インピーダンスの $1/5$ 以下に調整される、非接触給電システム。

【請求項 10】

請求項 7 から請求項 9 までのいずれか一項に記載の非接触給電システムであって、

前記前段側インピーダンスに対する前記受電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスの比が 1 以下となるように、前記受電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスおよび前記前段側インピーダンスが調整される、非接触給電システム。

【請求項 11】

請求項 10 に記載の非接触給電システムであって、

前記受電側イミタンス変換回路の特性インピーダンスは、前記前段側インピーダンスの $1/5$ 以下に調整される、非接触給電システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、非接触で車両に電力を供給する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

特許文献 1 には、非接触送電システムの送電装置のインバータと送電共振回路との間にイミタンス変換回路が設けられた構成が開示されている。この構成では、イミタンス変換回路の出力電圧に基づいて送電電流を推定することで、送電共振回路の送電コイルと、車両に搭載され受電共振回路の受電コイルとの相対位置の変化や、受電共振回路から電力を供給される負荷の電圧変動等が生じた場合に、過電流を抑制しつつ電力供給の継続が可能である。

10

20

30

40

50

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】特許第6344289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、上記のように設けられたイミタンス変換回路では、自身の特性インピーダンスと、イミタンス変換回路から送電共振回路側を見たインピーダンスとのバランスが悪い場合に、インバータの出力電流の高調波成分が大きくなり、送電効率が悪くなるという課題があることが分かった。

10

【課題を解決するための手段】

【0005】

本開示の一形態によれば、非接触で車両に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は、送電共振回路(110)と、直流電力を供給する電源回路(130)と、前記電源回路の直流電力を交流電力に変換して前記送電共振回路に供給する送電回路(120)と、を備える。前記送電回路は、前記電源回路の直流電力を交流電力に変換するインバータ回路(122)と、前記インバータ回路の交流電力を調整して前記送電共振回路に供給する送電側イミタンス変換回路(124)と、を備える。前記送電側イミタンス変換回路の特性インピーダンス(Z01)は、前記インバータ回路の交流電力の高調波成分が小さくなるように、前記送電側イミタンス変換回路から前記送電共振回路側を見た後段側インピーダンス(Z2)に対する比が調整される。

20

この非接触給電装置によれば、インバータ回路の交流電力の高調波成分を小さくすることができる。これにより、インバータ回路において発生する損失を低減することができ、車両への送電の効率の向上が可能である。

【0006】

本開示の他の一形態によれば、非接触で車両に供給される電力を受電する非接触受電装置(205)が提供される。この非接触受電装置は、受電共振回路(210)と、前記受電共振回路で受電された交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する受電回路(220)と、を備える。前記受電回路は、前記受電共振回路から入力される交流電力を調整する受電側イミタンス変換回路(224)と、前記受電側イミタンス変換回路から入力される交流電力を直流電力に変換する整流回路(226)と、前記整流回路から入力される直流電力を、前記負荷に供給可能な電力に変換する電力変換回路(228)と、を備える。前記受電側イミタンス変換回路の特性インピーダンス(Z03)は、前記整流回路に入力される交流電力の高調波成分が小さくなるように、前記受電側イミタンス変換回路から前記受電共振回路側を見た前段側インピーダンス(Z3*)に対する比が調整される。

30

この非接触受電装置によれば、整流回路に入力される交流電力の高調波成分を小さくすることができる。これにより、非接触受電装置へ電力を送電する非接触給電装置に含まれるインバータ回路の交流電力の高調波成分を小さくことができ、インバータ回路において発生する損失を低減することができ、車両への送電の効率の向上が可能である。

40

【0007】

本発明の別の一形態によれば、道路に配置された複数の送電共振回路(110)と、車両に搭載された受電共振回路(210)とを用いて、非接触で車両に電力を供給する非接触給電システムが提供される。この非接触給電システムは、前記複数の送電共振回路を有する非接触給電装置(100)と、前記車両に搭載される非接触受電装置(205)と、を備える。前記非接触給電装置は、前記複数の送電共振回路と、直流電力を供給する電源回路(130)と、前記電源回路の直流電力を交流電力に変換して前記複数の送電共振回路に供給する複数の送電回路(120)と、を備える。前記送電回路は、前記電源回路の直流電力を交流電力に変換するインバータ回路(122)と、前記インバータ回路の交流電力を調整して前記送電共振回路に供給する送電側イミタンス変換回路(124)と、を備

50

える。前記送電側イミタンス変換回路の特性インピーダンス (Z_{01}) は、前記インバータ回路の交流電力の高調波成分が小さくなるように、前記送電側イミタンス変換回路から前記送電共振回路側を見た後段側インピーダンス (Z_2) に対する比が調整される。前記非接触受電装置は、前記受電共振回路と、前記受電共振回路で受電された交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する受電回路 (220) と、を備える。前記受電回路は、前記受電共振回路から入力される交流電力を調整する受電側イミタンス変換回路 (224) と、前記受電側イミタンス変換回路から入力される交流電力を直流電力に変換する整流回路 (226) と、前記整流回路から入力される直流電力を、前記負荷に供給可能な電力に変換する電力変換回路 (228) と、を備える。前記受電側イミタンス変換回路の特性インピーダンス (Z_{03}) は、前記整流回路に入力される交流電力の高調波成分が小さくなるように、前記受電側イミタンス変換回路から前記受電共振回路側を見た前段側インピーダンス (Z_{3*}) に対する比が調整される。

10

この非接触給電システムによれば、非接触給電装置において、インバータ回路の交流電力の高調波成分を小さくすることができる。これにより、インバータ回路において発生する損失を低減することができる。また、非接触受電装置において、整流回路に入力される交流電力の高調波成分を小さくすることができる。これにより、非接触受電装置へ電力を送電する非接触給電装置に含まれるインバータ回路の交流電力の高調波成分を小さくことができ、インバータ回路において発生する損失を低減することができる。従って、非接触送電装置から非接触受電装置を搭載した車両への給電の効率を向上させることが可能である。

20

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】非接触給電システムの全体構成を示すブロック図。

【図2】給電時の非接触給電装置の送電回路と非接触受電装置とを示すブロック図。

【図3】図2の等価回路を示す説明図。

【図4】図3の送電側のイミタンス変換回路に着目した等価回路を示す説明図。

【図5】送電側のイミタンス変換回路への入力電流の波形を示す説明図。

【図6】送電側のイミタンス変換回路の伝達関数の第1の周波数特性を示す説明図。

【図7】送電側のイミタンス変換回路の伝達関数の第2の周波数特性を示す説明図。

【図8】送電側のイミタンス変換回路の特性インピーダンスと3次高調波成分との関係を示す説明図。

30

【図9】図3の受電側のイミタンス変換回路に着目した等価回路を示す説明図。

【図10】図9の前段側インピーダンスに対応する等価回路を示す説明図。

【発明を実施するための形態】

【0009】

A. 第1実施形態：

図1に示すように、非接触給電システムは、道路RSに設置された非接触給電装置100と、道路RSを走行する車両200に搭載された非接触受電装置205とを含み、車両200の走行中に電力を供給することが可能なシステムである。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1において、x軸方向は車両200の進行方向を示し、y軸方向は車両200の幅方向を示し、z軸方向は鉛直上方向を示す。後述する他の図におけるx, y, z軸の方向も、図1と同じ方向を示している。

40

【0010】

非接触給電装置100は、複数の送電共振回路110と、複数の送電共振回路110に交流電圧を供給する複数の送電回路120と、複数の送電回路120に直流電圧を供給する電源回路130と、受電コイル位置検出部140とを備えている。

【0011】

複数の送電共振回路110は、車両200の進行方向(「道路RSの延在方向」とも呼ぶ)に沿って道路RSに設置されている。個々の送電共振回路110は、後述する送電コイルおよび共振コンデンサを含む。送電共振回路110は、送電コイルおよび共振コンデン

50

サの両方が道路RSの延在方向に沿って設置されている必要はなく、複数の送電コイルが道路RSの延在方向に沿って設置されていけばよい。

【0012】

複数の送電回路120は、それぞれ、電源回路130から供給される直流電圧を高周波の交流電圧に変換して送電共振回路110の送電コイルに印加する回路である。送電回路120の具体的な構成例については後述する。電源回路130は、直流電圧を送電回路120に供給する回路である。例えば、電源回路130は、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。

【0013】

受電コイル位置検出部140は、後述する受電共振回路210の車両200の底部に設置された受電コイルの位置を検出する。受電コイル位置検出部140は、例えば、複数の送電回路120における送電電力や送電電流の大きさから受電共振回路210の受電コイルの位置を検出しても良く、或いは、車両200との無線通信や車両200の位置を検出する位置センサを利用して受電共振回路210の受電コイルの位置を検出しても良い。複数の送電回路120は、受電コイル位置検出部140で検出された受電共振回路210の受電コイルの位置に応じて、受電共振回路210に近い1つ以上の送電共振回路110を用いて送電を実行する。

10

【0014】

車両200は、非接触受電装置205と、メインバッテリー230と、モータジェネレータ240と、インバータ回路250と、DC/DCコンバータ回路260と、補機バッテリー270と、補機280と、制御装置290とを備えている。非接触受電装置205は、受電共振回路210と受電回路220とを有している。

20

【0015】

受電共振回路210は、後述する受電コイルおよび共振コンデンサを含んでおり、送電共振回路110との間の電磁誘導現象によって受電コイルに誘導された交流電力を得る装置である。受電回路220は、受電共振回路210から出力される交流電力を直流電力に変換する回路である。受電回路220の具体的な構成例については後述する。受電回路220から出力される直流電力は、負荷としてのメインバッテリー230の充電に利用することができ、また、補機バッテリー270の充電や、モータジェネレータ240の駆動、及び、補機280の駆動にも利用可能である。

30

【0016】

メインバッテリー230は、モータジェネレータ240を駆動するための直流電圧を出力する2次電池である。モータジェネレータ240は、3相交流モータとして動作し、車両200の走行のための駆動力を発生する。モータジェネレータ240は、車両200の減速時にはジェネレータとして動作し、3相交流電圧を発生する。インバータ回路250は、モータジェネレータ240がモータとして動作するとき、メインバッテリー230の直流電圧を3相交流電圧に変換してモータジェネレータ240を駆動する。インバータ回路250は、モータジェネレータ240がジェネレータとして動作するとき、モータジェネレータ240が出力する3相交流電圧を直流電圧に変換してメインバッテリー230に供給する。

【0017】

DC/DCコンバータ回路260は、メインバッテリー230の直流電圧を、より低い直流電圧に変換して補機バッテリー270及び補機280に供給する。補機バッテリー270は、補機280を駆動するための直流電圧を出力する2次電池である。補機280は、空調装置や電動パワーステアリング装置等の周辺装置である。

40

【0018】

制御装置290は、車両200内の各部を制御する。制御装置290は、走行中非接触給電を受ける際には、受電回路220を制御して受電を実行する。

【0019】

非接触給電装置100の1つの送電回路120および送電共振回路110と、車両200の非接触受電装置205の受電共振回路210および受電回路220は、例えば、図2に

50

示す回路で構成されている。

【 0 0 2 0 】

送電共振回路 1 1 0 は直列に接続された送電コイル 1 1 2 と共振コンデンサ 1 1 6 とを有している。受電共振回路 2 1 0 は直列に接続された受電コイル 2 1 2 と共振コンデンサ 2 1 6 とを有している。送電共振回路 1 1 0 および受電共振回路 2 1 0 には、一次直列二次直列コンデンサ方式（「SS方式」とも呼ばれる）による磁気共振方式が適用されている。また、送電側が単相の送電コイル 1 1 2 で構成され、受電側が単相の受電コイル 2 1 2 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 1 1 2 のインダクタンス値は L_{r1} で表され、共振コンデンサ 1 1 6 のキャパシタンス値は C_{r1} で表されている。受電コイル 2 1 2 のインダクタンス値は L_{r2} で表され、共振コンデンサ 2 1 6 のキャパシタンス値は C_{r2} で表されている。

10

【 0 0 2 1 】

送電回路 1 2 0 は、電源回路 1 3 0 からの直流電力を交流電力に変換するインバータ回路 1 2 2 と、2つのインダクタンス $1 2 4 L$ と1つのコンデンサ $1 2 4 C$ を有する T - L C L 型のローパスフィルタであるイミタンス変換回路 1 2 4 とを有している。なお、インダクタンス $1 2 4 L$ のインダクタンス値は L_1 で表され、コンデンサ $1 2 4 C$ のキャパシタンス値は C_1 で表されている。

【 0 0 2 2 】

受電回路 2 2 0 は、2つのインダクタンス $2 2 4 L$ と1つのコンデンサ $2 2 4 C$ を有する T - L C L 型ローパスフィルタであるイミタンス変換回路 2 2 4 と、交流電力を直流電力に変換する整流回路 2 2 6 と、メインバッテリー 2 3 0 の充電に適した直流電圧の電力に変換する電力変換回路としての D C / D C コンバータ回路 2 2 8 と、を有している。なお、インダクタンス $2 2 4 L$ のインダクタンス値は L_2 で表され、コンデンサ $2 2 4 C$ のキャパシタンス値は C_2 で表されている。

20

【 0 0 2 3 】

以下の説明では、イミタンス変換回路 1 2 4 , 2 2 4 に含まれるインダクタンスおよびコンデンサや、送電共振回路 1 1 0 および受電共振回路 2 1 0 に含まれるコイルおよびコンデンサを、説明の都合上、それぞれの値を示す記号を符号として用いて示す場合もある。例えば、イミタンス変換回路 1 2 4 のインダクタンス $1 2 4 L$ をそのインダクタンス値 L_1 を用いて、「インダクタンス L_1 」と示す場合もある。

30

【 0 0 2 4 】

図 2 に示した給電側（「送電側」とも呼ぶ）の電源回路 1 3 0 から受電側の受電回路 2 2 0 までの構成は、図 3 に示した等価回路で表される。電源回路 1 3 0 およびインバータ回路 1 2 2 は、矩形波を出力する交流電源 S A C に置き換えられる。送電共振回路 1 1 0 および受電共振回路 2 1 0 は、送電コイル L_{r1} と受電コイル L_{r2} との間の相互インダクタンス L_m を用いた T 型等価回路 T E C に置き換えられる。 R_1 , R_2 は巻線抵抗である。整流回路 2 2 6 および D C / D C コンバータ回路 2 2 8 は、後述するインピーダンス Z_4 に置き換えられる。

【 0 0 2 5 】

以下の説明において、送電側のイミタンス変換回路 1 2 4 の入力側の端子対 P 1 - P 1 * からイミタンス変換回路 1 2 4 の入力側を見たインピーダンスを Z_1 とする。インピーダンス Z_1 は V_1 / I_1 である。 V_1 は端子対 P 1 - P 1 * 間の電圧であり、 I_1 はイミタンス変換回路 1 2 4 に流れる電流である。イミタンス変換回路 1 2 4 の特性インピーダンスを Z_{01} とする。イミタンス変換回路 1 2 4 の出力側の端子対 P 2 - P 2 * から後段側を見たインピーダンスを Z_2 とする。インピーダンス Z_2 は V_2 / I_2 である。 V_2 は端子対 P 2 - P 2 * 間の電圧であり、 I_2 は後段側に流れる電流である。受電側のイミタンス変換回路 2 2 4 の入力側の端子対 P 3 - P 3 * からイミタンス変換回路 2 2 4 の入力側を見たインピーダンスを Z_3 とする。インピーダンス Z_3 は V_3 / I_3 である。 V_3 は端子対 P 3 - P 3 * 間の電圧であり、 I_3 はイミタンス変換回路 2 2 4 に流れる電流である。イミタンス変換回路 2 2 4 の特性インピーダンスを Z_{03} とする。イミタンス変換回路

40

50

224の出力側の端子対P4 - P4*から後段側を見たインピーダンスは、Z4とする。インピーダンスZ4はV4 / I4で表される。V4は端子対P4 - P4*間の電圧であり、I4は後段側に流れる電流である。このインピーダンスZ4は、メインバッテリー230の状態に応じて変化するインピーダンスである。なお、インピーダンスZ4が最も大きくなるのは、メインバッテリー230が満充電の状態であり、インピーダンスZ4が最も小さくなるのは、メインバッテリー230の電圧が使用範囲として許容されている最も低い電圧において、許容されている最も大きい電流で充電が実行される場合である。

【0026】

図3の送電側のイミタンス変換回路124は、図4に示すように、交流電源SACから電圧V1および電流I1の矩形形状の交流電力が入力され、イミタンス変換回路124の出力側(「後段側」とも呼ぶ)にインピーダンスZ2が接続された等価回路で表される。なお、以下の説明では、このインピーダンスZ2を「後段側インピーダンスZ2」とも呼ぶ。

10

【0027】

なお、後段側インピーダンスZ2は、下式(1)で表される。

$$Z2 = Z02^2 / Z3 = (Z02^2 / Z03^2) \cdot Z4 \dots (1)$$

Z02はT型等価回路TECの特性インピーダンスであり、Z03は受電側のイミタンス変換回路124の特性インピーダンスである。T型等価回路TECの特性インピーダンスZ02は、交流電力の角周波数を ω として用いて下式(2)で表される。受電側のイミタンス変換回路124の特性インピーダンスZ03は下式(3)で表される。

$$Z02 = \omega \cdot Lm \dots (2)$$

20

$$Z03 = (L2 / C2)^{1/2} \dots (3)$$

【0028】

ここで、入力電流I1を入力とし、入力電圧V1を出力とする伝達関数を示すインピーダンスZ1は、後段側インピーダンスZ2と、イミタンス変換回路124のインダクタンスL1およびコンデンサC1と、角周波数 ω および虚数jとを用いて、下式(4)で表される。

$$Z1 = (1 - \omega^2 \cdot L1 \cdot C1) \cdot Z2 + j \cdot \omega \cdot L1 \cdot (2 - \omega^2 \cdot L1 \cdot C1) / ((1 - \omega^2 \cdot L1 \cdot C1) + j \cdot \omega \cdot C1 \cdot Z2) \dots (4)$$

【0029】

インピーダンスZ1の共振条件は、上式(4)の虚数部が0となることであり、下式(5)で表される。

30

$$\omega \cdot L1 \cdot (2 - \omega^2 \cdot L1 \cdot C1) - (1 - \omega^2 \cdot L1 \cdot C1) - C1 \cdot Z2^2 \cdot (1 - \omega^2 \cdot L1 \cdot C1) = 0 \dots (5)$$

【0030】

上式(5)を満たす共振角周波数には、下式(6)で表される並列共振の共振角周波数 ω_{0_1} と、下式(7)で表される直列共振の共振角周波数 ω_{0_2} の2つが存在する。

$$\omega_{0_1} = 1 / (L1 \cdot C1)^{1/2} \dots (6)$$

$$\omega_{0_2} = (2 - (C1 / L)) \cdot Z2^2)^{1/2} / (L1 \cdot C1)^{1/2} \dots (7)$$

【0031】

また、Q値は、下式(8)で表される。

40

$$Q = (1 - Z2^2 \cdot (L1 / C1))^{1/2} \cdot (L1 / C1)^{1/2} / Z2 \dots (8)$$

【0032】

直列共振の共振角周波数 ω_{0_2} は、上式(7)に示すように、後段側インピーダンスZ2が小さくなるにつれて、 $\omega_{0_2} = (2 / (L1 \cdot C1))^{1/2}$ に向かって高周波側へシフトすることになる。このため、直列共振の共振角周波数 ω_{0_2} は、一定な値である並列共振の共振角周波数 $\omega_{0_1} = 1 / (L1 \cdot C1)^{1/2}$ (上式(6)参照)に対して離れていくことになる。また、Q値は、上式(8)に示すように、後段側インピーダンスZ2が小さくなるにつれて、大きくなっていく。なお、 $Z2^2 \cdot (L1 / C1) \ll 1$ のとき、上式(8)から得られるQ値は並列共振のQ値に相当し、下式(9)で表される。

50

$$Q = (L_1 / C_1)^{1/2} / Z_2 \cdots (9)$$

【0033】

上式(9)からわかるように、並列共振のQ値は、上式(8)のQ値に比べて高く、後段側インピーダンス Z_2 が小さくなって、直列共振の共振角周波数 ω_2 が並列共振の共振角周波数 ω_1 から離れるほど、顕著になると考えられる。

【0034】

本実施形態における送電共振回路110および受電共振回路210(図2参照)は上記のように直列共振を利用する構成であるため、インバータ回路122から出力する交流電力の周波数は、直列共振の周波数に合わせて設定される。このため、後段側インピーダンス Z_2 が小さくなるほど、インバータ回路122からイミタンス変換回路124に入力される交流電力(電流あるいは電圧)に対して、並列共振の影響によって、入力される交流電力の基本周波数の成分の減衰が大きくなり、高調波成分の割合が大きくなると考えられる。

10

【0035】

ここで、下式(10)で表されるイミタンス変換回路124の特性インピーダンス Z_{01} を用いると、上式(7)は下式(11)のように表される。

$$Z_{01} = (L_1 / C_1)^{1/2} \cdots (10)$$

$$\omega_2 = (2 - Z_2^2 / Z_{01}^2)^{1/2} / (L_1 \cdot C_1)^{1/2} \cdots (11)$$

【0036】

上式(7)において「後段側インピーダンス Z_2 が小さくなっていく」ことは、上式(11)において「特性インピーダンス Z_{01} が後段側インピーダンス Z_2 以上となる」ことに対応する。そこで、下式(12)に示すように、特性インピーダンス Z_{01} を後段側インピーダンス Z_2 以下の大きさに設定すれば、並列共振の影響を低減し、直列共振を主たる共振とすることが可能である。これにより、インバータ回路122から出力される交流電力における高調波成分の割合を抑制することが可能である。この高調波成分の低減によって、インバータ回路122における交流変換によって発生するスイッチング損失を低減することが可能である。この結果、非接触給電システムの全体としての送電の効率を向上させることが可能である。

20

$$Z_{01} / Z_2 = 1 \cdots (12)$$

【0037】

図4に示した等価回路において、交流電源SACを、矩形波ではなく、周波数 $f_0 = 100 \text{ kHz}$ 、入力電圧 $V_1 = 10 \text{ V}$ の正弦波として、 $Z_{01} > Z_2$ の場合と $Z_{01} < Z_2$ の場合の入力電流 I_1 についてシミュレーションした。

30

【0038】

$Z_{01} = 1.6$ 、 $Z_2 = 1.0$ で $Z_{01} > Z_2$ の場合には、図6に示すように、入力電圧 V_1 に対する入力電流 I_1 の伝達関数のゲイン(実線で示す)および位相差(破線で示す)の特性において、並列共振の共振角周波数 ω_1 を示す共振周波数 100 kHz に対して、直列共振の共振角周波数 ω_2 を示す共振周波数が 140 kHz と、高くなっていることを確認した。そして、この場合、図5に示すように、入力電流 I_1 の波形は、3次高調波成分の割合が大きくなって、歪の大きい波形となることが分かった。

【0039】

これに対して、 $Z_{01} = 1.6$ 、 $Z_2 = 1.0$ で $Z_{01} < Z_2$ の場合には、図7に示すように、入力電圧 V_1 に対する入力電流 I_1 の伝達関数のゲイン(実線で示す)および位相差(破線で示す)の特性において、並列共振の共振角周波数 ω_1 を示す共振周波数 100 kHz に対して、直列共振の共振角周波数 ω_2 がほぼ同じ 100 kHz となっていることを確認した。そして、この場合、図5に示すように、入力電流 I_1 の波形は、3次高調波成分の割合が小さくなって、歪の小さい波形となることが分かった。

40

【0040】

以上のことから、上式(12)を満たすように、特性インピーダンス Z_{01} を後段側インピーダンス Z_2 以下の大きさに設定すれば、インバータ回路122から出力される交流電力における高調波成分の割合を抑制し、インバータ回路122におけるスイッチング損失

50

を低減することが可能である。この結果、非接触給電システムの全体としての送電の効率を向上させることが可能であることが分かった。

【 0 0 4 1 】

また、図 8 は、後段側インピーダンス Z_2 に対する特性インピーダンス Z_0 の大きさ Z_0 / Z_2 と、基本波成分に対する 3 次高調波成分の割合 $R_3 / 0$ [%] との関係を示している。この関係から、特性インピーダンス Z_0 を後段側インピーダンス Z_2 の $1 / 5$ 以下とすれば、3 次高調波成分の割合を 3 % 以下に低減可能であることが分かった。

【 0 0 4 2 】

そこで、本実施形態の非接触給電装置 100 では、各送電回路 120 に有するイミタンス変換回路 124 において、それぞれ、自身の特性インピーダンス Z_0 を、自身の後段側インピーダンス Z_2 以下となるように調整している。これにより、各送電回路 120 において、インバータ回路 122 から出力される交流電力の高調波成分を低減することができ、送電の効率を向上させることが可能である。特に、自身の特性インピーダンス Z_0 を自身の後段側インピーダンス Z_2 の $1 / 5$ 以下となるように調整すれば、基本波成分に対する 3 次高調波成分の割合を 3 % 以下に調整することができる。これにより、より効果的に、インバータ回路 122 から出力される交流電力における高調波成分の割合を抑制し、インバータ回路 122 におけるスイッチング損失を低減することが可能である。この結果、より効果的に、非接触給電システムの全体としての送電の効率を向上させることが可能である。

【 0 0 4 3 】

なお、下式 (13) で表される結合係数 k が最小となる場合において、インバータ回路 122 から出力される交流のインバータ電流が最も大きくなり、これに含まれる高調波成分も最も大きくなる。

$$k = L_m / (L_{r1} \cdot L_{r2})^{1/2} \dots (13)$$

そこで、結合係数 k が最小となる条件、すなわち、インバータ電流に含まれる高調波成分が最も大きくなる条件で、特性インピーダンス Z_0 を後段側インピーダンス Z_2 に対して調整することが好ましい。結合係数 k が最小となる条件は、受電コイル L_{r2} の中心の位置が、送電コイル L_{r1} の中心の位置に対して、高さ方向 (図 1 の z 方向である) で許容されている最大の高さにあり、かつ、水平方向 (図 1 の y 方向である) のずれとして許容されている範囲内で最大のずれの位置にある場合である。この条件で、特性インピーダンス Z_0 を後段側インピーダンス Z_2 に対して調整すれば、最も厳しい高調波発生の条件において高調波成分を低減することが可能である。なお、受電コイル L_{r2} の高さは、上記したように通常車両の底面に配置されるので、通常、車両に依存するパラメータである。

【 0 0 4 4 】

B . 第 2 実施形態 :

図 2 に示した非接触受電装置 205 の受電回路 220 に設けられた受電側のイミタンス変換回路 224 に関しても、整流回路 226 の整流動作によって、イミタンス変換回路 224 に矩形波の交流電力が印加される動きとして扱うことができる。このため、受電側のイミタンス変換回路 224 は、図 9 に示すように、イミタンス変換回路 224 の出力側すなわち後段側 (本例では入力側となる) に交流電源 SAC が接続され、イミタンス変換回路 224 の入力側すなわち前段側 (本例では出力側となる) にインピーダンス Z_3^* が接続された等価回路で表される。なお、このインピーダンス Z_3^* は、図 10 に示す図 3 と同様の等価回路において、イミタンス変換回路 224 の入力側の端子対 P3 - P3* から前段側を見たインピーダンスである。なお、以下の説明では、このインピーダンス Z_3^* を「前段側インピーダンス Z_3^* 」とも呼ぶ。

【 0 0 4 5 】

図 9 の等価回路で表された受電側のイミタンス変換回路 224 も、図 4 の等価回路で表された送電側のイミタンス変換回路 124 と同様と考えられる。すなわち、下式 (14) に示すように、受電側のイミタンス変換回路 224 の特性インピーダンス Z_0 を前段側イ

10

20

30

40

50

ンピーダンス Z_{3^*} 以下の大きさに設定すれば、並列共振の影響を低減し、直列共振を主たる共振とすることが可能である。

$$Z_{03} / Z_{3^*} = 1 \cdots (14)$$

これにより、整流回路 226 に入力される交流電力における高調波成分の割合を抑制することが可能であり、この結果、非接触給電装置 100 のインバータ回路 122 から出力される交流電力における高調波成分の割合を抑制することができる。この結果、インバータ回路 122 におけるスイッチング損失を低減することが可能であり、非接触給電システムの全体としての送電の効率を向上させることが可能である。また、特性インピーダンス Z_{03} を前段側インピーダンス Z_{3^*} の $1/5$ 以下とすれば、3 次高調波成分の割合を 3% 以下に低減可能であり、より効果的に、この結果、より効果的に、非接触給電システムの全体としての送電の効率を向上させることが可能である。

10

【0046】

なお、前段側インピーダンス Z_{3^*} は、下式 (15) で表される。

$$Z_{3^*} = Z_{02}^2 / Z_{2^*} = (Z_{02}^2 / Z_{01}^2) \cdot Z_{1^*} \cdots (15)$$

Z_{02} は T 型等価回路 T E C の特性インピーダンスであり、上式 (2) で表される。また、 Z_{01} は送電側のイミタンス変換回路 124 の特性インピーダンスであり、上式 (10) で表される。 Z_{2^*} は図 10 に示すように、受電側のイミタンス変換回路 124 の出力の端子対 P2 - P2* から前段側を見たインピーダンスである。インピーダンス Z_{2^*} は V_{2^*} / I_{2^*} である。 V_{2^*} は端子対 P2 - P2* 間の電圧であり、 I_{2^*} は前段側に流れる電流である。 Z_{1^*} は図 10 に示すように、受電側のイミタンス変換回路 124 の入力側の端子対 P1 - P1* から前段側を見たインピーダンスである。インピーダンス Z_{1^*} は V_{1^*} / I_{1^*} である。 V_{1^*} は端子対 P1 - P1* 間の電圧であり、 I_{1^*} は前段側に流れる電流である。

20

【0047】

なお、上式 (13) で表される結合係数 k が最大となる場合において、整流回路 226 へ流れる交流の整流電流が最も大きくなり、これに含まれる高調波成分も最も大きくなる。そこで、結合係数 k が最大となる条件、すなわち、整流電流に含まれる高調波成分が最も大きくなる条件で、特性インピーダンス Z_{03} を前段側インピーダンス Z_{3^*} に対して調整することが好ましい。結合係数 k が最大となる条件は、受電コイル L_{r2} の中心の位置が、送電コイル L_{r1} の中心の位置に対して、高さ方向 (図 1 の z 方向である) で許容されている最小の高さにあり、かつ、水平方向 (図 1 の y 方向) のずれとして許容されている範囲内で最小のずれの位置にある場合である。この条件で、特性インピーダンス Z_{03} を前段側インピーダンス Z_{3^*} に対して調整すれば、最も厳しい高調波発生条件において高調波成分を低減することが可能である。

30

【0048】

C. 第 3 実施形態：

第 1 実施形態では、非接触給電装置 100 の送電回路 120 に設けられたイミタンス変換回路 124 について、その特性インピーダンス Z_{01} が後段側インピーダンス Z_2 に対して調整される構成について説明した。また、第 2 実施形態では、車両 200 に搭載された非接触受電装置 205 の受電回路 220 に設けられたイミタンス変換回路 224 について、その特性インピーダンス Z_{03} が前段側インピーダンス Z_{3^*} に対して調整される構成について説明した。各実施形態で説明したように、非接触給電装置あるいは非接触受電装置の一方のイミタンス変換回路の特性インピーダンスが上記したように調整されている構成であってもよく、両方のイミタンス変換回路の特性インピーダンスが上記したように調整されている構成であってもよい。両方のイミタンス変換回路の特性インピーダンスが上記したように調整されている構成とすれば、より効果的に、非接触給電装置 100 から車両 200 の非接触受電装置 205 への給電の効率をより向上させることが可能である。

40

【0049】

D. 他の実施形態：

(1) 上記実施形態の説明では、送電側の送電コイル 112 も受電側の受電コイル 212

50

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、送電側は単相の導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。複数相の送電コイルあるいは受電コイルの構成の場合、各相について、それぞれにイミタンス変換回路が設けられ、それぞれのイミタンス変換回路の特性インピーダンスは、上記実施形態で説明したようにして調整されることが好ましい。

【0050】

(2) 上記実施形態の説明では、道路RSに設置された非接触給電装置100として、複数の送電共振回路110および複数の送電共振回路110に対応する複数の送電回路120を備える構成を例に説明した。しかしながら、これに限定されるものではなく、1つの送電共振回路110および1つの送電共振回路110に対応する1つの送電回路120と、を備える非接触給電装置としてもよい。この場合、例えば、設置された1つの送電コイル112に対して受電コイル212が対向する位置に配置されるように車両200を停車させた状態とすることにより、車両200に電力を給電する構成とすることが可能である。

【0051】

(3) 上記実施形態の説明では、T-LCL型のイミタンス変換回路を例として説明しているが、T-CLC型のイミタンス変換回路であってもよい。この場合には、T-CLC型のイミタンス変換回路に対応する特性インピーダンスが上記実施形態で説明したように調整されることが好ましい。

【0052】

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】

【0053】

100...非接触給電装置、110...送電共振回路、112...送電コイル、116...共振コンデンサ、120...送電回路、122...インバータ回路、124...イミタンス変換回路、124C...コンデンサ、124L...インダクタンス、130...電源回路、140...受電コイル位置検出部、200...車両、205...非接触受電装置、210...受電共振回路、212...受電コイル、216...共振コンデンサ、220...受電回路、224...イミタンス変換回路、224C...コンデンサ、224L...インダクタンス、226...整流回路、228...DC/DCコンバータ回路、Z01...特性インピーダンス、Z03...特性インピーダンス、Z2...後段側インピーダンス、Z3*...前段側インピーダンス

10

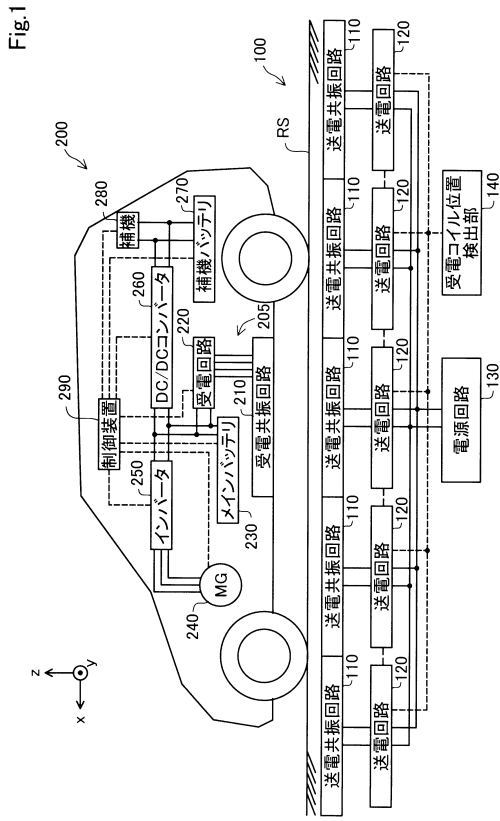
20

30

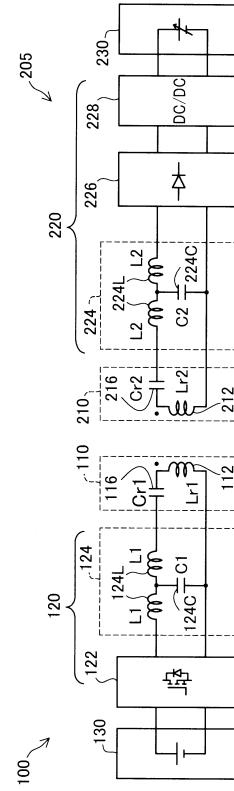
40

50

【図面】
【図 1】



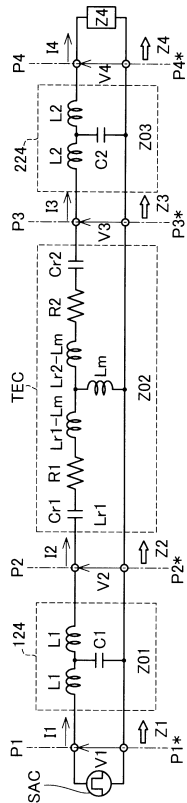
【図 2】
Fig.2



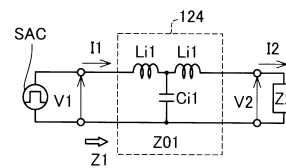
10

20

【図 3】
Fig.3



【図 4】
Fig.4



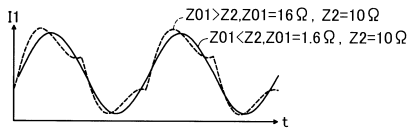
30

40

50

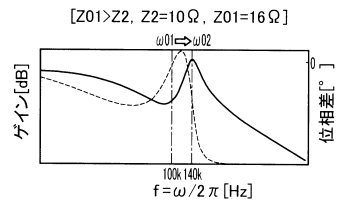
【 図 5 】

Fig.5



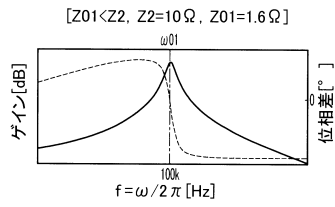
【 図 6 】

Fig.6



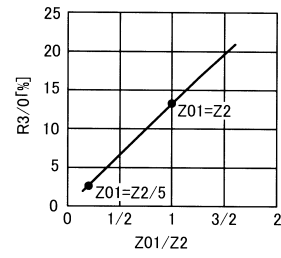
【 図 7 】

Fig.7



【 図 8 】

Fig.8



10

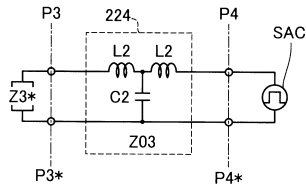
20

30

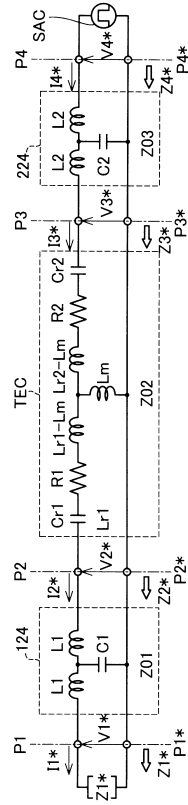
40

50

【 図 9 】
Fig.9



【 図 10 】
Fig.10



10

20

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
(72)発明者 宇田 和弘
- 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内
(72)発明者 山口 宜久
- 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 特表 2 0 1 4 - 5 1 4 9 0 1 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 0 4 9 4 2 8 (J P , A)
特表 2 0 1 4 - 5 3 3 4 8 1 (J P , A)
特開 2 0 1 7 - 0 7 0 0 6 2 (J P , A)
特開 2 0 1 8 - 0 0 7 4 6 2 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
H 0 2 J 5 0 / 0 0 - 5 0 / 9 0
H 0 2 J 7 / 0 0