

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7238585号
(P7238585)

(45)発行日 令和5年3月14日(2023.3.14)

(24)登録日 令和5年3月6日(2023.3.6)

(51)国際特許分類	F I	
H 0 2 J 50/40 (2016.01)	H 0 2 J 50/40	
H 0 2 J 50/12 (2016.01)	H 0 2 J 50/12	
H 0 2 J 7/00 (2006.01)	H 0 2 J 7/00	3 0 1 D
B 6 0 M 7/00 (2006.01)	B 6 0 M 7/00	X
B 6 0 L 53/122 (2019.01)	B 6 0 L 53/122	
請求項の数 18 (全23頁) 最終頁に続く		

(21)出願番号	特願2019-87956(P2019-87956)	(73)特許権者	000004260 株式会社デンソー 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(22)出願日	令和1年5月8日(2019.5.8)	(74)代理人	110000028 弁理士法人明成国際特許事務所
(65)公開番号	特開2020-184828(P2020-184828 A)	(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
(43)公開日	令和2年11月12日(2020.11.12)	(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
審査請求日	令和3年8月25日(2021.8.25)	(72)発明者	大林 和良 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
最終頁に続く			

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

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

非接触給電装置から非接触で供給される電力を受電する非接触受電装置(205, 205B)であって、

複数相の受電共振回路部(210u, 210v, 210w, 210a, 210b)を有する受電共振回路(210, 210B)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, 220B)と、

を備え、

前記受電回路は、

各相の受電共振回路部から入力される交流電力を調整する複数相の受電側フィルタ回路部(224u, 224v, 224w, 224a, 224b)を有する受電側フィルタ回路(224, 224B)と、

各相の受電側フィルタ回路部から入力される各相の交流電力を1つの直流電力に変換する整流回路(226, 226B)と、

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

を備え、

前記複数相の受電側フィルタ回路部のうちの少なくとも2つは、互いに異なるインピーダンス特性を有し、

前記各相の受電側フィルタ回路部は、それぞれ、前記各相の受電側フィルタ回路部から前記整流回路に入力される前記各相の交流電力の特性が互いに平衡になるように設定されたインピーダンス特性を有する、非接触受電装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の非接触受電装置であって、

前記各相の受電側フィルタ回路部のインピーダンス特性は、それぞれ、前記非接触給電装置側から前記非接触受電装置の前記各相の受電共振回路部側を見た各相のインピーダンス特性のそれぞれが同じ特性になるように設定される、非接触受電装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の非接触受電装置であって、

前記各相の受電側フィルタ回路部のインピーダンス特性は、前記各相のインピーダンス特性から求まるインピーダンス値のずれが $\pm 30\%$ 以下となるように調整されている、非接触受電装置。

【請求項 4】

請求項 2 に記載の非接触受電装置であって、

前記各相の受電側フィルタ回路部のインピーダンス特性は、前記各相のインピーダンス特性から求まるインピーダンス値のずれが $\pm 10\%$ 以下となるように調整されている、非接触受電装置。

【請求項 5】

請求項 1 から請求項 4 までのいずれか一項に記載の非接触受電装置であって、

前記受電側フィルタ回路部はイミタンス変換回路であり、前記受電側フィルタ回路部のインピーダンス特性として前記イミタンス変換回路の特性インピーダンスが利用される、非接触受電装置。

【請求項 6】

非接触受電装置に非接触で電力を供給する非接触給電装置 (100) であって、

前記非接触受電装置の受電共振回路に交流電力を送電する送電共振回路 (110, 110E) と、

電源回路 (130) から供給される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, 120E) と、

を有する複数の非接触給電セグメント (Seg) 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, 122E) 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フィルタ回路 (124, 124E) と、

を備え、

前記複数の非接触給電セグメントのうちの少なくとも 2 つは、前記送電側フィルタ回路のインピーダンス特性が互いに異なり、

各非接触給電セグメントの送電側フィルタ回路は、それぞれ、前記各非接触給電セグメントの送電共振回路が前記非接触受電装置に給電する交流電力の特性の差が低減されるように設定されたインピーダンス特性を有する、非接触給電装置。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の非接触給電装置であって、

前記各非接触給電セグメントの送電側フィルタ回路のインピーダンス特性は、それぞれ、前記各非接触給電セグメントにおける前記インバータ回路から前記送電側フィルタ回路を見たインピーダンス特性の差が低減されるように、設定される、非接触給電装置。

【請求項 8】

請求項 7 に記載の非接触給電装置であって、

前記各非接触給電セグメントの前記送電側フィルタ回路のインピーダンス特性は、前記各非接触給電セグメントのインピーダンス特性から求まるインピーダンス値のずれが ± 3

10

20

30

40

50

0%以下となるように調整されている、非接触給電装置。

【請求項 9】

請求項 7 に記載の非接触給電装置であって、

前記各非接触給電セグメントの前記送電側フィルタ回路のインピーダンス特性は、前記各非接触給電セグメントのインピーダンス特性から求まるインピーダンス値のずれが $\pm 10\%$ 以下となるように調整されている、非接触給電装置。

【請求項 10】

請求項 6 から請求項 9 までのいずれか一項に記載の非接触給電装置であって、

前記送電側フィルタ回路はイミタンス変換回路であり、前記送電側フィルタ回路のインピーダンス特性として前記イミタンス変換回路の特性インピーダンスが利用される、非接触給電装置。

10

【請求項 11】

請求項 6 から請求項 9 のいずれか一項に記載の非接触給電装置であって、

前記送電共振回路 (1 1 0 E) は、複数相の送電共振回路部 (1 1 0 u , 1 1 0 v , 1 1 0 w) を有し、

前記インバータ回路 (1 2 2 E) は、前記電源回路の直流電力を複数相の交流電力に変換する回路であり、

前記送電側フィルタ回路 (1 2 4 E) は、前記インバータ回路から入力される前記複数相の交流電力を調整して前記複数相の送電共振回路部に供給する複数相の送電側フィルタ回路部 (1 2 4 u , 1 2 4 v , 1 2 4 w) を有し、

20

各相の送電側フィルタ回路部のインピーダンス特性は、それぞれ、前記各非接触給電セグメントの各相の送電共振回路部が前記非接触受電装置に給電する交流電力の特性の差が低減されるように設定されたインピーダンス特性を有する、非接触給電装置。

【請求項 12】

請求項 11 に記載の非接触給電装置であって、

前記各相の送電側フィルタ回路部のインピーダンス特性は、それぞれ、前記インバータ回路から前記各相の送電側フィルタ回路部を見たインピーダンス特性の差が低減されるように設定される、非接触給電装置。

【請求項 13】

請求項 12 に記載の非接触給電装置であって、

前記各相の送電側フィルタ回路部のインピーダンス特性は、前記各相の送電側フィルタ回路部を見たインピーダンス特性から求まるインピーダンス値のずれが $\pm 30\%$ 以下となるように調整されている、非接触給電装置。

30

【請求項 14】

請求項 12 に記載の非接触給電装置であって、

前記各相の送電側フィルタ回路部のインピーダンス特性は、前記各相の送電側フィルタ回路部を見たインピーダンス特性から求まるインピーダンス値のずれが $\pm 10\%$ 以下となるように調整されている、非接触給電装置。

【請求項 15】

請求項 11 から請求項 14 までのいずれか一項に記載の非接触給電装置であって、

前記送電側フィルタ回路部はイミタンス変換回路であり、前記送電側フィルタ回路部のインピーダンス特性として前記イミタンス変換回路の特性インピーダンスが利用される、非接触給電装置。

40

【請求項 16】

非接触給電装置 (1 0 0) から非接触受電装置 (2 0 5 , 2 0 5 B) に非接触で電力を供給する非接触給電システムであって、

前記非接触受電装置は、

受電共振回路 (2 1 0 , 2 1 0 B) 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 , 2 2 0 B) と、

50

を備え、

前記非接触給電装置は、

前記非接触受電装置の受電共振回路に交流電力を送電する送電共振回路（ 110 ， $110E$ ）と、

電源回路（ 130 ）から供給される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 ， $120E$ ）と、

を有する複数の非接触給電セグメント（*Seg*）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 ， $122E$ ）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フィルタ回路（ 124 ， $124E$ ）と、

を備え、

前記複数の非接触給電セグメントのうちの少なくとも2つは、前記送電側フィルタ回路のインピーダンス特性が互いに異なり、

各非接触給電セグメントの送電側フィルタ回路は、それぞれ、前記各非接触給電セグメントの送電共振回路が前記非接触受電装置に給電する交流電力の特性の差が低減されるように設定されたインピーダンス特性を有する、非接触給電システム。

【請求項17】

請求項16に記載の非接触給電システムであって、

前記受電共振回路は、複数相の受電共振回路部（ $210u$ ， $210v$ ， $210w$ ， $210a$ ， $210b$ ）を有し、

前記受電回路は、

各相の受電共振回路部から入力される交流電力を調整する複数相の受電側フィルタ回路部（ $224u$ ， $224v$ ， $224w$ ， $224a$ ， $224b$ ）を有する受電側フィルタ回路（ 224 ， $224B$ ）と、

前記受電側フィルタ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 ， $226B$ ）と、

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

を備え、

前記各相の受電側フィルタ回路部は、それぞれ、前記整流回路から出力される直流電力に発生する電力脈動を低減するように設定されたインピーダンス特性を有する、非接触給電システム。

【請求項18】

請求項16または請求項17に記載の非接触給電システムであって、

前記送電共振回路（ $110E$ ）は、複数相の送電共振回路部（ $110u$ ， $110v$ ， $110w$ ）を有し、

前記インバータ回路（ $122E$ ）は、前記電源回路の直流電力を複数相の交流電力に変換する回路であり、

前記送電側フィルタ回路（ $124E$ ）は、前記インバータ回路から入力される前記複数相の交流電力を調整して前記複数相の送電共振回路部に供給する複数相の送電側フィルタ回路部（ $124u$ ， $124v$ ， $124w$ ）を有し、

各相の送電側フィルタ回路部のインピーダンス特性は、それぞれ、前記各非接触給電セグメントの各相の送電共振回路部が前記非接触受電装置に給電する交流電力の特性の差が低減されるように設定されたインピーダンス特性を有する、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。

10

20

30

40

50

【背景技術】

【0002】

特許文献1には、地上側に3相の送電コイルが配置され、車両側に3相の受電コイルが配置された非接触給電システムの例が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】国際公開第2010/031595号

【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、上記の非接触給電システムにおいて、3相の送電コイルと3相の受電コイルとの間の複数の組み合わせにおいて、送電コイルと受電コイルとの間で得られる電氣的・磁氣的な特性が不平衡であると、3相の受電コイルに流れる3相の電流の振幅の変動や位相ずれが発生し、車両で受電された直流電力に発生する脈動と呼ばれる電力の変動が増加する。このため、非接触給電システムにおける給電効率が悪くなる、という課題がある。特に、車両に搭載される受電コイルには小型化が要求される。このため、各相の受電コイルによる受電電力の特性の不平衡が無視できないほど大きくなる可能性が高い。

【課題を解決するための手段】

【0005】

本開示の一形態によれば、非接触給電装置から非接触で供給される電力を受電する非接触受電装置(205, 205B)が提供される。この非接触受電装置は、複数相の受電共振回路部(210u, 210v, 210w, 210a, 210b)を有する受電共振回路(210, 210B)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, 220B)と、を備える。前記受電回路は、各相の受電共振回路部から入力される交流電力を調整する複数相の受電側フィルタ回路部(224u, 224v, 224w, 224a, 224b)を有する受電側フィルタ回路(224, 224B)と、各相の受電側フィルタ回路部から入力される各相の交流電力を1つの直流電力に変換する整流回路(226, 226B)と、前記整流回路から入力される直流電力を、前記負荷に供給される電力に変換する電力変換回路(228)と、を備える。前記複数相の受電側フィルタ回路部のうちの少なくとも2つは、互いに異なるインピーダンス特性を有し、前記各相の受電側フィルタ回路部は、それぞれ、前記各相の受電側フィルタ回路部から前記整流回路に入力される前記各相の交流電力の特性が互いに平衡になるように設定されたインピーダンス特性を有する。

この非接触受電装置によれば、整流回路から出力される直流電力に発生する電力脈動のような電力の変動を低減することができる。これにより、電力変換回路における電力変換により発生する電力損失の増加を低減することができる。この結果、非接触給電装置から非接触受電装置に非接触で電力を供給する非接触給電システムにおける給電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、非接触受電装置に非接触で電力を供給する非接触給電装置(100)が提供される。この非接触給電装置は、前記非接触受電装置の受電共振回路に交流電力を送電する送電共振回路(110, 110E)と、電源回路(130)から供給される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, 120E)と、を有する複数の非接触給電セグメント(Seg)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, 122E)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フィルタ回路(124, 124E)と、を備える。前記複数の非接触給電セグメントのうちの少なくとも2つは、前記送電側フィルタ回路のインピーダンス特性が互いに異なり、各非接触給電セグメントの送電側フィルタ回路は、それぞれ、前記各非接触給電セグメントの送

10

20

30

40

50

電共振回路が前記非接触受電装置に給電する交流電力の特性の差が低減されるように設定された特性インピーダンスを有する。

この非接触給電装置によれば、各非接触給電セグメントに対する非接触受電装置での受電電力の特性の差を低減することができるので、非接触受電装置で発生する受電電力の変動を低減することができる。これにより、非接触給電装置から非接触受電装置に非接触で電力を供給する非接触給電システムにおける給電効率の向上が可能である。

【0007】

本開示の別の形態によれば、非接触給電装置(100)から非接触受電装置(205, 205B)に非接触で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の前記非接触受電装置は、受電共振回路(210, 210B)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, 220B)と、を備える。前記非接触給電装置は、前記非接触受電装置の受電共振回路に交流電力を送電する送電共振回路(110, 110E)と、電源回路(130)から供給される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, 120E)と、を有する複数の非接触給電セグメント(Se g)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, 122E)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フィルタ回路(124, 124E)と、を備える。前記複数の非接触給電セグメントのうち少なくとも2つは、前記送電側フィルタ回路のインピーダンス特性が互いに異なり、各非接触給電セグメントの送電側フィルタ回路は、それぞれ、前記各非接触給電セグメントの送電共振回路が前記非接触受電装置に給電する交流電力の特性の差が低減されるように設定されたインピーダンス特性を有する。

この非接触給電システムによれば、各非接触給電セグメントに対する非接触受電装置での受電電力の特性の差を低減することができ、非接触受電装置の受電回路で発生する受電電力の変動を低減することができる。これにより、非接触給電装置から非接触受電装置に非接触で電力を供給する非接触給電システムにおける給電効率の向上が可能である。

【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】非接触給電装置の送電回路と非接触受電装置を示す回路図。

【図3】単相の送電コイルと3相の受電コイルの構成を示す説明図。

【図4】3相の受電コイルの配置の一例を示す模式図。

【図5】図2のU相の等価回路を示す回路図。

【図6】Z02誤差率に対する出力電力脈動の変化の一例を示すグラフ。

【図7】Z02誤差率に対するDC/DC電力損失の変化の一例を示すグラフ。

【図8】第2実施形態の非接触給電装置の送電回路と非接触受電装置を示す回路図。

【図9】第3実施形態の非接触給電装置の送電回路を示す回路図。

【図10】第4実施形態の非接触給電装置の送電回路を示す回路図。

【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。

【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に交流電力を供給する複数の送電回路120と、複数の送電回路120に直流電力を供給す

10

20

30

40

50

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 の路面上あるいは路面中に設置されている。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ればよい。

【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力を高周波の交流電力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、直流電力を送電回路 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。

10

【0013】

なお、送電共振回路 110 と、この送電共振回路 110 に交流電力を供給する送電回路 120 とは、1つのセグメント（「非接触給電セグメント」とも呼ぶ）として扱われる。図 1 には、 $i - 2$ 番目のセグメント $Seg\ i - 2 \sim i + 2$ 番目のセグメント $Seg\ i + 2$ の 5つのセグメントが示されている。

【0014】

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つ以上のセグメントの送電共振回路 110 を用いて送電を実行する。

20

【0015】

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。

30

【0016】

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。

40

【0017】

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力を出力する 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相交流電力を発生する。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 の直流電力を 3相交流電力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相交流電力を直流電力に変換してメインバッテリー 230 に供給する。

50

【 0 0 1 8 】

DC / DCコンバータ回路 2 6 0 は、メインバッテリー 2 3 0 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 2 7 0 及び補機 2 8 0 に供給する。補機バッテリー 2 7 0 は、補機 2 8 0 を駆動するための直流電力を出力する 2 次電池である。補機 2 8 0 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。

【 0 0 1 9 】

制御装置 2 9 0 は、車両 2 0 0 内の各部を制御する。制御装置 2 9 0 は、走行中非接触給電を受ける際には、受電回路 2 2 0 を制御して受電を実行する。

【 0 0 2 0 】

非接触給電装置 1 0 0 の 1 つのセグメントの送電回路 1 2 0 および送電共振回路 1 1 0 と、車両 2 0 0 の非接触受電装置 2 0 5 の受電共振回路 2 1 0 および受電回路 2 2 0 は、例えば、図 2 に示す回路で構成されている。図 2 は、 i 番目のセグメント $Seg i$ と非接触受電装置 2 0 5 との間で送電が行なわれている状態を例に示している。図 2 において、 i 番目のセグメント $Seg i$ の構成要素を示す各符号の末尾には、 i 番目のセグメント $Seg i$ の構成要素であることを示すために、「 i 」が付記されている。なお、他のセグメントの送電回路 1 2 0 および送電共振回路 1 1 0 も同様であるので図示および説明を省略する。なお、以下の説明において、特にセグメントを区別する必要がない場合には、末尾に付記する「 i 」のような、何番目のセグメントであるかを示す符号を省略して示す場合もある。

【 0 0 2 1 】

送電共振回路 1 1 0 i は直列に接続された送電コイル 1 1 2 i と共振コンデンサ 1 1 6 i とを有している。受電共振回路 2 1 0 は U, V, W の 3 相の受電共振回路部 2 1 0 $u, 2 1 0 v, 2 1 0 w$ を有している。各受電共振回路部 2 1 0 $u, 2 1 0 v, 2 1 0 w$ は、直列に接続された受電コイル 2 1 2 $u, 2 1 2 v, 2 1 2 w$ と共振コンデンサ 2 1 6 $u, 2 1 6 v, 2 1 6 w$ とを有している。送電共振回路 1 1 0 i および受電共振回路 2 1 0 の受電共振回路部 2 1 0 $u, 2 1 0 v, 2 1 0 w$ 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）の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 i で構成され、受電側が受電コイル 2 1 2 $u, 2 1 2 v, 2 1 2 w$ の 3 相の受電コイル 2 1 2 で構成された送電側単相 - 受電側 3 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 i のインダクタンスは $L r 1 i$ で表され、共振コンデンサ 1 1 6 i のキャパシタンスは $C r 1 i$ で表されている。各相の受電コイル 2 1 2 $u, 2 1 2 v, 2 1 2 w$ のインダクタンスは $L r 2 u, L r 2 v, L r 2 w$ で表され、各相の共振コンデンサ 2 1 6 $u, 2 1 6 v, 2 1 6 w$ のキャパシタンスは $C r 2 u, C r 2 v, C r 2 w$ で表されている。

【 0 0 2 2 】

送電回路 1 2 0 i 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 i と、2 つのインダクタ 1 2 4 $L i$ と 1 つのコンデンサ 1 2 4 $C i$ を有する T - L C L 型のイミタンス変換回路 1 2 4 i とを備えている。なお、インダクタ 1 2 4 $L i$ のインダクタンスは $L 1 i$ で表され、コンデンサ 1 2 4 $C i$ のキャパシタンスは $C 1 i$ で表されている。イミタンス変換回路 1 2 4 i は、伝送する交流電力の基本角周波数 ω と等しくなるように設定される共振角周波数においては、入力側から見たインピーダンスを出力側のアドミタンスに変換するイミタンス特性に従って、入力される交流電力を調整する機能を有する。また、イミタンス変換回路 1 2 4 i は、共振周波数以外においてはローパスフィルタ回路として機能する。

【 0 0 2 3 】

受電回路 2 2 0 は、イミタンス変換回路 2 2 4 と、イミタンス変換回路 2 2 4 からの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 DC / DC コンバータ回路 2 2 8 とを備えている。

【 0 0 2 4 】

10

20

30

40

50

イミタンス変換回路 224 は、3相の受電共振回路部 210u, 210v, 210w に対応する 3相のイミタンス変換回路部 224u, 224v, 224w を有している。各イミタンス変換回路部 224u, 224v, 224w は、T-LCL 型のイミタンス変換回路であり、2つのインダクタ 224Lu, 224Lv, 224Lw と 1つのコンデンサ 224Cu, 224Cv, 224Cw とを有している。なお、インダクタ 224Lu, 224Lv, 224Lw のインダクタンスは L2u, L2v, L2w で表され、コンデンサ 224Cu, 224Cv, 224Cw のキャパシタンスは C2u, C2v, C2w で表されている。各イミタンス変換回路部 224u, 224v, 224w は、それぞれ、送電回路 120i のイミタンス変換回路 124i と同様の機能を有している。

【0025】

3相の受電共振回路部 210u, 210v, 210w は、スター結線されており、それぞれの出力は対応する相のイミタンス変換回路部 224u, 224v, 224w の入力に接続されている。3相のイミタンス変換回路部 224u, 224v, 224w もスター結線されており、それぞれの出力は整流回路 226 に接続されている。なお、3相の受電共振回路部 210u, 210v, 210w およびイミタンス変換回路部 224u, 224v, 224w の結線は、結線としてもよい。

【0026】

図3に示すように、各セグメントの送電共振回路 110 は、送電コイル 112 と、磁性体ヨーク 114 とを有している。なお、図3には、 $i - 1$ 番目 ~ $i + 1$ 番目のセグメントの送電コイル 112 $i - 1$ ~ 112 $i + 1$ と、磁性体ヨーク 114 $i - 1$ ~ 114 $i + 1$ が示されている。

【0027】

受電共振回路 210 は、受電コイル 212 と、磁性体ヨーク 214 とを有している。受電コイル 212 は、U相の受電共振回路部 210u の受電コイル 212u と、V相の受電共振回路部 210v の受電コイル 212v と、W相の受電共振回路部 210w の受電コイル 212w を含む 3相コイルとして構成されている。3つの受電コイル 212u, 212v, 212w は、図4に示すように、V相の受電コイル 212v、U相の受電コイル 212u、W相の受電コイル 212w の順で -z 方向に重なるとともに、+x 方向に順にずれるように配置されている。なお、図3の受電共振回路 210 は、図4の 3-3 断面を模式的に示している。

【0028】

なお、各コイル 112, 212u, 212v, 212w は、通常、2以上の巻線を有する集中巻コイルとして構成されるが、図3, 図4では簡略化して描かれている。各コイルのコイル線を示す丸の中に付されている黒丸「 \cdot 」とバツ印「 \times 」は、電流方向が逆方向であることを示している。

【0029】

磁性体ヨーク 114, 214 はいわゆるバックヨークであり、コイル 112, 212 の周辺の磁束密度を高めるために使用されている。送電共振回路 110 の磁性体ヨーク 114 は、送電コイル 112 の裏側に配置されている。「送電コイル 112 の裏側」とは、送電コイル 112 と受電コイル 212 の間のギャップと反対の側を意味する。同様に、受電共振回路 210 の磁性体ヨーク 214 は、受電コイル 212 の裏側に配置されている。磁性体ヨーク 114, 214 とは別に、送電コイル 112 と受電コイル 212 に磁性体コアを設けてもよい。また、磁性体ヨーク 114, 214 の裏側に、非磁性金属製の磁気シールド板をそれぞれ設けてもよい。

【0030】

図3には、受電コイル 212 の3つの受電コイル 212u, 212v, 212w による 3相の受電電力波形 P_{su} , P_{sv} , P_{sw} が描かれている。送電コイル 112 に印加する交流電力の周波数は、送電コイル 112 から受電コイル 212 への送電に関して、車両 200 の走行中にも受電コイル 212 がほぼ停止していると見なせる程度に十分に高い周波数に設定される。例えば、走行中非接触給電における受電コイル 212 の移動周波数が

10

20

30

40

50

数十Hz～数百Hzの範囲の場合には、送電コイル112に印加する交流電圧の周波数は数十kHz～数百kHzの範囲の値に設定される。このように、送電コイル112に印加する交流電圧の周波数を受電コイル212の移動周波数 f_{212} よりも十分に大きな値に設定すれば、送電コイル112から受電コイル212への送電に関しては、車両200の走行中にも受電コイル212がほぼ停止していると見なすことができる。

【0031】

ここで、図4に示したように、3つの受電コイル $212u$ 、 $212v$ 、 $212w$ に、配置のずれや重なりがある場合、これらのずれや重なり方等（以下、「配置構造」とも呼ぶ）によって、それぞれのコイルにおける電气的特性や磁气的特性が異なるため、受電する3相の交流電力が不平衡となる。特に、車両に搭載する受電コイル212には小型化が求められるため、配置構造の影響が大きくなり、受電する交流電力に無視できないほどの不平衡生じる可能性が高い。図4に示した3つの受電コイル $212u$ 、 $212v$ 、 $212w$ の配置関係では、図3に示した3相の受電電力波形 P_{su} 、 P_{sv} 、 P_{sw} のように、U相の受電電力 P_{su} が、他の相の受電電力 P_{sv} 、 P_{sw} に比べて大きくなる。このような不平衡となった3相の受電電力では、整流回路226によって変換された直流電力には、いわゆる脈動と呼ばれる電力の変動が発生する。この電力の変動は、DC/DCコンバータ回路228による出力電圧の制御によって吸収される。しかしながら、DC/DCコンバータ回路228では、この吸収制御のために、その動作範囲が大きくなるため、損失の増加を招く。これにより、非接触受電装置205における受電効率が悪くなる。また、非接触給電装置100から非接触受電装置205へ電力を供給する非接触給電システムにおける給電効率が悪くなる。

10

20

【0032】

そこで、本実施形態の非接触受電装置205は、以下で説明する構成を採用することにより、受電電力の変動を低減する。

【0033】

なお、以下の説明では、イミタンス変換回路124i、224に含まれるインダクタ（「コイル」とも呼ぶ）およびコンデンサや、送電共振回路110iおよび受電共振回路210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124iのインダクタ $124Li$ をそのインダクタンス L_{1i} を用いて「インダクタ L_{1i} 」と示し、コンデンサ $124Ci$ をそのキャパシタンス C_{1i} を用いて「コンデンサ C_{1i} 」と示す場合もある。また、以降の他の実施形態においても同様である。

30

【0034】

図2に示した給電側（「送電側」とも呼ぶ）の電源回路130から受電側の受電回路220までの構成のうち、U相に関する構成は、図5に示した等価回路で表される。電源回路130およびインバータ回路122は、交流電源SACに置き換えられる。送電共振回路110iおよび受電共振回路210の受電共振回路部 $210u$ で構成される送受電回路は、送電コイル L_{r1i} と受電コイル L_{r2u} との間の相互インダクタンス L_{miu} を用いたT型等価回路TECuに置き換えられる。 R_{1i} 、 R_{2u} は巻線抵抗である。整流回路226およびDC/DCコンバータ回路228は、後述するインピーダンス特性Z4に置き換えられる。

40

【0035】

以下の説明において、インバータ回路122i（図2参照）の出力側の端子対 P_{1u} - P_{1u}^* からイミタンス変換回路124iの入力側を見た伝達特性を示すインピーダンス特性を Z_{1u} とする。インピーダンス特性 Z_{1u} は V_{1u}/I_{1u} で表される。 V_{1u} は端子対 P_{1u} - P_{1u}^* 間の電圧であり、 I_{1u} はイミタンス変換回路124iに流れる電流である。イミタンス変換回路124の特性インピーダンスを Z_{01i} とする。イミタンス変換回路124の出力側の端子対 P_{2u} - P_{2u}^* から後段側を見たインピーダンス特性を Z_{2u} とする。インピーダンス特性 Z_{2u} は V_{2u}/I_{2u} で表される。 V_{2u} は端子対 P_{2u} - P_{2u}^* 間の電圧であり、 I_{2u} は後段側に流れる電流である。受電側の

50

イミタンス変換回路部 2 2 4 u の入力側の端子対 P 3 u - P 3 u * からイミタンス変換回路部 2 2 4 u の入力側を見たインピーダンス特性を Z 3 とする。インピーダンス特性 Z 3 は V 3 / I 3 で表される。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部 2 2 4 u に流れる電流である。イミタンス変換回路部 2 2 4 u の特性インピーダンスを Z 0 3 u とする。イミタンス変換回路部 2 2 4 u の出力側の端子対 P 4 u - P 4 u * から後段側を見たインピーダンス特性は、Z 4 u とする。インピーダンス特性 Z 4 u は V 4 u / I 4 u で表される。V 4 u は端子対 P 4 u - P 4 u * 間の電圧であり、I 4 u は後段側に流れる電流である。このインピーダンス特性 Z 4 u は、メインバッテリー 2 3 0 の状態に応じて変化するインピーダンス特性 Z 4 である。なお、インピーダンス特性 Z 4 が最も大きくなるのは、メインバッテリー 2 3 0 が満充電の状態であり、インピーダンス特性 Z 4 が最も小さくなるのは、メインバッテリー 2 3 0 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。

10

【 0 0 3 6 】

図示および説明は省略するが V 相および W 相に関する等価回路も、U 相と同様の等価回路で表される。なお、V 相の等価回路では U 相の等価回路の添え字「u」を「v」に置き換えればよく、W 相の等価回路では U 相の等価回路の添え字「u」を「w」に置き換えればよい。

【 0 0 3 7 】

図 5 に示した U 相の等価回路の伝達特性であるインピーダンス特性 Z 1 u は、下式 (1 u) で表される。

20

$$Z_{1u} = Z_{01i}^2 / Z_{2u} \\ = (Z_{01i}^2 \cdot Z_{03u}^2) / (Z_{02iu}^2 \cdot Z_{4u}) \cdots (1u)$$

Z 0 1 i はイミタンス変換回路 1 2 4 i の特性インピーダンスであり、下式 (2 u) で表される。Z 0 2 i u は U 相の送受電回路 T E C u の特性インピーダンスであり、下式 (3 u) で表される。Z 0 3 u は U 相のイミタンス変換回路部 2 2 4 u の特性インピーダンスであり、下式 (4 u) で表される。Z 4 u はインピーダンス特性 Z 4 である。

$$Z_{01i} = 0 \cdot L_{1i} = 1 / (0 \cdot C_{1i}) \cdots (2u)$$

$$Z_{02iu} = 0 \cdot L_{miu} \cdots (3u)$$

$$Z_{03u} = 0 \cdot L_{2u} = 1 / (0 \cdot C_{2u}) \cdots (4u)$$

30

0 は伝送される交流電力の基本角周波数である。L 1 i および C 1 i は送電側のイミタンス変換回路 1 2 4 i のインダクタンスおよびキャパシタンスである。L m i u は U 相の送受電回路 T E C u の相互インダクタンスである。L 2 u および C 2 u は、受電側の U 相のイミタンス変換回路部 2 2 4 u のインダクタンスおよびキャパシタンスである。

【 0 0 3 8 】

同様に、V 相のインピーダンス特性 Z 1 v は下式 (1 v) で表され、W 相のインピーダンス特性 Z 1 w は下式 (1 w) で表される。

$$Z_{1v} = Z_{01i}^2 / Z_{2v} \\ = (Z_{01i}^2 \cdot Z_{03v}^2) / (Z_{02iv}^2 \cdot Z_{4v}) \cdots (1v)$$

$$Z_{1w} = Z_{01i}^2 / Z_{2w} \\ = (Z_{01i}^2 \cdot Z_{03w}^2) / (Z_{02iw}^2 \cdot Z_{4w}) \cdots (1w)$$

40

Z 0 2 i v は V 相の送受電回路 T E C u の特性インピーダンスであり、下式 (3 v) で表される。Z 0 3 v は V 相のイミタンス変換回路部 2 2 4 v の特性インピーダンスであり、下式 (4 v) で表される。Z 0 2 i w は W 相の送受電回路 T E C w の特性インピーダンスであり、下式 (3 w) で表される。Z 0 3 w は W 相のイミタンス変換回路部 2 2 4 w の特性インピーダンスであり、下式 (4 w) で表される。Z 4 v , Z 4 w はインピーダンス特性 Z 4 である。

$$Z_{02iv} = 0 \cdot L_{miv} \cdots (3v)$$

$$Z_{03v} = 0 \cdot L_{2v} = 1 / (0 \cdot C_{2v}) \cdots (4v)$$

$$Z_{02iw} = 0 \cdot L_{miw} \cdots (3w)$$

50

$$Z_{03w} = 0 \cdot L_{2w} = 1 / (0 \cdot C_{2w}) \cdots (4w)$$

$L_{mi v}$ はV相の送受電回路TECVの相互インダクタンスである。 L_{2v} および C_{2v} は、受電側のV相のイミタンス変換回路部224vのインダクタンスおよびキャパシタンスである。 $L_{mi w}$ はW相の送受電回路TECWの相互インダクタンスである。 L_{2w} および C_{2w} は、受電側のW相のイミタンス変換回路部224wのインダクタンスおよびキャパシタンスである。

【0039】

上式(1u), (1v), (1w)で表されるインピーダンス特性 Z_{1u} , Z_{1v} , Z_{1w} が同じ、すなわち、 $Z_{1u} = Z_{1v} = Z_{1w}$ であれば、各相の受電電力の特性は平衡となり、不平衡による電力の変動は理論的には発生しないと言える。この点に着目すると、上式(1u), (1v), (1w)で共通するパラメータ Z_{01i} , Z_{4u} , Z_{4v} , Z_{4w} は省略可能であり、インピーダンス特性 Z_{1u} , Z_{1v} , Z_{1w} は、それぞれ、下式(5u), (5v), (5w)で表されるインピーダンス特性 Z_u , Z_v , Z_w に置き換えて表すことができる。従って、各相のインピーダンス特性 Z_u , Z_v , Z_w の差が小さくなるように、すなわち、 $Z_u = Z_v = Z_w$ となるように各構成要素を設定すれば、各相の受電電力の不平衡により発生する電力の変動の低減が可能と考えられる。

$$Z_u = Z_{03u}^2 / Z_{02iu}^2 \cdots (5u)$$

$$Z_v = Z_{03v}^2 / Z_{02iv}^2 \cdots (5v)$$

$$Z_w = Z_{03w}^2 / Z_{02iw}^2 \cdots (5w)$$

【0040】

ここで、上式(5u), (5v), (5w)の特性インピーダンス Z_{02iu} , Z_{02iv} , Z_{02iw} は、上式(3u), (3v), (3w)で表されるように、それぞれの相互インダクタンス L_{miu} , L_{miv} , L_{miw} で表され、上記したように発生する受動コイルの配置構造等によって発生する不平衡に応じて変化するものである。そこで、このような不平衡に応じて発生する特性インピーダンス Z_{02iu} , Z_{02iv} , Z_{02iw} の変動は、各相のイミタンス変換回路部224u, 224v, 224wの特性インピーダンス Z_{03u} , Z_{03v} , Z_{03w} を、 $Z_u = Z_v = Z_w$ となるように設定することにより、低減が可能と考えられる。

【0041】

なお、各相のイミタンス変換回路部224u, 224v, 224wを構成するインダクタ L_{2u} , L_{2v} , L_{2w} のインダクタンスの値およびコンデンサ C_{2u} , C_{2v} , C_{2w} のキャパシタンスの値は、上式(4u), (4v), (4w)から求めることができる。

【0042】

ここで、 $Z_u > Z_v = Z_w$ の条件で、U相の特性インピーダンス Z_{02iu} を基準として、V, W相の特性インピーダンス Z_{02iv} , Z_{02iw} のパラメータを変化させて、出力電力の脈動およびDC/DCコンバータ回路228の電力損失について、シミュレーションした。具体的には、上記の各相のイミタンス変換回路部224u, 224v, 224wの特性インピーダンス Z_{03u} , Z_{03v} , Z_{03w} の調整により、特性インピーダンス Z_{02iu} , Z_{02iv} , Z_{02iw} の誤差補償を行なった場合と、誤差補償を行なわなかった合について、シミュレーションした。なお、以下では、特性インピーダンス Z_{02iu} , Z_{02iv} , Z_{02iw} の誤差補償を単に「特性インピーダンス Z_{02} の誤差補償」とも呼ぶ。

【0043】

図6は、 Z_{02} 誤差率、具体的には、 Z_{02iv} , Z_{02iw} に Z_{01iu} の比、に対する出力電力の脈動[W]の変化のシミュレーション結果の一例を示している。図7は、図6と同様の Z_{02} 誤差率に対するDC/DCコンバータ回路228の電力損失[W]の変化のシミュレーション結果の一例を示している。

【0044】

図6に示すように、特性インピーダンス Z_{02} の誤差補償の有無に関わらず、 Z_{02} 誤差率の低下、すなわち、各相の特性インピーダンス Z_{02iu} , Z_{02iv} , Z_{02iw}

10

20

30

40

50

の誤差の増加に応じて、出力電力の脈動は増加の傾向にある。しかしながら、特性インピーダンス Z_{02} の誤差補償を行うことにより、出力電力の脈動の低減が可能であることを確認した。また、出力電力の脈動は、DC/DCコンバータ回路 228 の制御動作範囲を拡大する。このため、図 7 に示すように、DC/DCコンバータ回路 228 の電力損失も、特性インピーダンス Z_{02} の誤差補償の有無に関わらず、 Z_{02} 誤差率の低下に応じて増加の傾向にある。この電力損失の増加は、一般的に、出力電力に対して指数関数的に増加する特性を有している。但し、補償を行なうことにより、電力損失の増加量の低減が可能であることを確認した。

【0045】

また、 Z_{02} 誤差率が 0.7 以上であれば、電力損失の増加を許容増加率 R_{pls} 以下とすることが可能であることを確認した。なお、許容増加率 R_{pls} は、 Z_{02} 誤差率が 1、すなわち、誤差が無い場合の電力損失に対して許容できる増加量の割合を示している。この許容増加率 R_{pls} は、あらかじめ定められており、本例では、 $R_{pls} = 20\%$ とされている。また、 Z_{02} 誤差率が 0.7 以上は、各相の特性インピーダンス Z_{02i_u} , Z_{02i_v} , Z_{02i_w} の誤差が $\pm 30\%$ 以内であることを意味している。すなわち、各相の特性インピーダンス Z_{02i_u} , Z_{02i_v} , Z_{02i_w} の誤差が $\pm 30\%$ 以内であれば、電力損失の増加を、許容増加率 R_{pls} 以下とすることが可能であると言える。

10

【0046】

さらにまた、 Z_{02} の誤差率が 0.9 以上であれば、 Z_{02} 誤差率が 1、すなわち、誤差が無い場合の電力損失と同等として扱うことが可能であることを確認した。なお、 Z_{02} 誤差率が 0.9 以上は、各相の特性インピーダンス Z_{02i_u} , Z_{02i_v} , Z_{02i_w} の誤差が $\pm 10\%$ 以内であることを意味している。すなわち、各相の特性インピーダンス Z_{02i_u} , Z_{02i_v} , Z_{02i_w} の誤差が $\pm 10\%$ 以内であれば、誤差が無い場合の電力損失と同等として扱うことが可能であると言える。

20

【0047】

以上説明したように、第 1 実施形態の非接触給電システムの非接触受電装置 205 では、3 相の受電コイル 212_u , 212_v , 212_w による 3 相の受電電力の不均衡を低減するように、3 相のイミタンス変換回路部 224_u , 224_v , 224_w のインピーダンス特性としての特性インピーダンスが、それぞれ、設定されている。具体的には、非接触給電装置 100 の送電回路 120 のインバータ回路 122 から後段側を見た 3 相のインピーダンス特性 Z_u , Z_v , Z_w の差が小さくなるように、各相のイミタンス変換回路部 224_u , 224_v , 224_w のインピーダンス特性としての特性インピーダンスが、それぞれ、設定されている。これにより、整流回路 226 から出力される直流電力に発生する電力脈動、すなわち、電力の変動を低減することができる。また、DC/DCコンバータ回路 228 において、整流回路 226 から出力される直流電力の変動を吸収するための制御によって発生する電力損失の増加を低減することができる。この結果、非接触給電装置 100 から非接触受電装置 205 に非接触で電力を供給する非接触給電システムにおける給電効率の向上が可能である。

30

【0048】

B. 第 2 実施形態：

第 1 実施形態の非接触受電装置 205 は、図 2 に示すように 3 相の受電コイル 212_u , 212_v , 212_w を備える構成の場合を例に説明したが、図 8 に示すように、2 相の受電コイル 212_a , 212_b を備える構成の非接触受電装置 205 B であってもよい。なお、第 2 実施形態の非接触給電装置は、第 1 実施形態の非接触給電装置 100 と同じである。

40

【0049】

非接触受電装置 205 B は、A, B の 2 相の受電共振回路部 210_a , 210_b を有する受電共振回路 210_B を備えている。また、非接触受電装置 205 B は、2 相の受電共振回路部 210_a , 210_b に対応して、2 相のイミタンス変換回路部 224_a , 224

50

bを有するイミタンス変換回路224Bと、整流回路部226a, 226bを有する整流回路226Bと、DC/DCコンバータ回路228と、を有する受電回路220Bを備えている。

【0050】

2相の受電共振回路部210a, 210bの構成は、3相の受電共振回路部210u, 210v, 210w(図3参照)と同じであり、直列に接続された受電コイル212a, 212bと共振コンデンサ216a, 216bとを有している。受電コイル212a, 212bのインダクタンスは L_{r2a} , L_{r2b} で表され。共振コンデンサ216a, 216bのキャパシタンスは C_{r2a} , C_{r2b} で表されている。2相のイミタンス変換回路部224a, 224bも3相のイミタンス変換回路部224u, 224v, 224w(図3参照)と同じであり、2つのインダクタ224La, 224Lbと1つのコンデンサ224Ca, 224Cbとを有している。インダクタ224La, 224Lbのインダクタンスは L_{2a} , L_{2b} で表され、コンデンサ224Ca, 224Cbのキャパシタンスは C_{2a} , C_{2b} で表されている。

10

【0051】

A相の整流回路部226aはA相のイミタンス変換回路部224aから出力される交流電力を直流電力に変換し、B相の整流回路部226bはB相のイミタンス変換回路部224bから出力される交流電力を直流電力に変換する。

【0052】

2相の受電コイル212a, 212bを有する構成の場合にも、受電する2相の交流電力の不平衡によって整流回路226Bから出力される直流電力に電力脈動が発生し、DC/DCコンバータ回路228の電力損失の増加が発生する。そこで、第2実施形態においても、第1実施形態と同様に、2相の受電コイル212a, 212bによる2相の受電電力の不平衡を低減するように、2相のイミタンス変換回路部224a, 224bの特性インピーダンス Z_{03a} , Z_{03b} が、それぞれ、設定されているようにすれば良い。2相のイミタンス変換回路部224a, 224bの特性インピーダンス Z_{03a} , Z_{03b} は、具体的には、以下のように設定することができる。

20

【0053】

図8に示した回路において、インバータ回路122iから後段側のA, Bの各相の伝達特性を示すインピーダンス特性 Z_{1a} , Z_{1b} は表す下式(6a), (6b)で表される。

30

$$Z_{1a} = (Z_{01i}^2 \cdot Z_{03a}^2) / (Z_{02ia}^2 \cdot Z_{4a}) \quad \dots (6a)$$

$$Z_{1b} = (Z_{01i}^2 \cdot Z_{03b}^2) / (Z_{02ib}^2 \cdot Z_{4b}) \quad \dots (6b)$$

Z_{01i} はイミタンス変換回路124iの特性インピーダンスであり、下式(7)で表される。 Z_{02ia} はA相の送受電回路の特性インピーダンスであり、下式(8a)で表される。 Z_{02ib} はB相の送受電回路の特性インピーダンスであり、下式(8b)で表される。 Z_{03a} はA相のイミタンス変換回路部224aの特性インピーダンスであり、下式(9a)で表される。 Z_{03b} はB相のイミタンス変換回路部224bの特性インピーダンスであり、下式(9b)で表される。 Z_{4a} , Z_{4b} は、整流回路部226a, 226bから後段側を見たインピーダンス特性であり、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特性 Z_4 である。

40

$$Z_{01i} = 0 \cdot L_{1i} = 1 / (0 \cdot C_{1i}) \quad \dots (7)$$

$$Z_{02ia} = 0 \cdot L_{mia} \quad \dots (8a)$$

$$Z_{02ib} = 0 \cdot L_{mib} \quad \dots (8b)$$

$$Z_{03a} = 0 \cdot L_{2a} = 1 / (0 \cdot C_{2a}) \quad \dots (9a)$$

$$Z_{03b} = 0 \cdot L_{2b} = 1 / (0 \cdot C_{2b}) \quad \dots (9b)$$

0は伝送される交流電力の基本角周波数である。 L_{1i} および C_{1i} は送電側のイミタンス変換回路124iのインダクタンスおよびキャパシタンスである。 L_{mia} はA相の送受電回路の相互インダクタンスである。 L_{mib} はB相の送受電回路の相互インダクタンスである。 L_{2a} および C_{2a} は、受電側のA相のイミタンス変換回路部224aのインダクタンスおよびキャパシタンスである。 L_{2b} および C_{2b} は、受電側のB相のイ

50

ミタンス変換回路部 2 2 4 b のインダクタンスおよびキャパシタンスである。

【 0 0 5 4 】

なお、第 1 実施形態で説明したように、上式 (6 a) , (6 b) に共通するパラメータ Z_{01i} , Z_{4a} , Z_{4b} は省略可能であり、インピーダンス特性 Z_{1a} , Z_{1b} は、それぞれ、下式 (1 0 a) , (1 0 b) で表されるインピーダンス特性 Z_a , Z_b に置き換えて表すことができる。従って、2 相の特性インピーダンス Z_a , Z_b の差が小さくなるように、すなわち、 $Z_a = Z_b$ となるように、2 相のイミタンス変換回路部 2 2 4 a , 2 2 4 b の特性インピーダンス Z_{03a} , Z_{03b} を設定すればよい。

$$Z_a = Z_{03a}^2 / Z_{02ia}^2 \cdots (10a)$$

$$Z_b = Z_{03b}^2 / Z_{02ib}^2 \cdots (10b)$$

10

【 0 0 5 5 】

なお、上式 (1 0 a) , (1 0 b) の特性インピーダンス Z_{02ia} , Z_{02ib} は、上式 (8 a) , (8 b) で表されるように、送電コイル 1 1 2 i と受電コイル 2 1 2 a , 2 1 2 b の相互インダクタンス L_{mia} , L_{mib} で表され、上記したように発生する受動コイルの配置等によって発生する不平衡に応じて変化するものである。

【 0 0 5 6 】

また、各相のイミタンス変換回路部 2 2 4 a , 2 2 4 b を構成するインダクタ L_{2a} , L_{2b} のインダクタンスの値およびコンデンサ C_{2a} , C_{2b} のキャパシタンスの値は、上式 (9 a) , (9 b) から求めることができる。

【 0 0 5 7 】

20

以上説明したように、第 2 実施形態においても、第 1 実施形態と同様に、整流回路 2 2 6 B から出力される直流電力に発生する電力脈動、すなわち、電力の変動を低減することができる。また、DC / DC コンバータ回路 2 2 8 において、整流回路 2 2 6 B から出力される直流電力の変動を吸収するための制御によって発生する電力損失の増加を低減することができる。この結果、非接触給電装置 1 0 0 から非接触受電装置 2 0 5 B に非接触で電力を供給する非接触給電システムにおける給電効率の向上が可能である。

【 0 0 5 8 】

なお、第 2 実施形態においても、第 1 実施形態と同様に、各相の特性インピーダンス Z_{02} の誤差が $\pm 3\%$ 以内であれば、電力損失の増加を、許容増加率 R_{pls} 以下とすることが可能である。また、各相の特性インピーダンス Z_{02} の誤差が $\pm 10\%$ 以内であれば、誤差が無い場合の電力損失と同等として扱うことが可能である。

30

【 0 0 5 9 】

C . 第 3 実施形態 :

第 1 実施形態では 3 相の受電コイル 2 1 2 u , 2 1 2 v , 2 1 2 w を備える非接触受電装置 2 0 5 (図 2 参照) において、3 相の受電コイルによる受電電力の不平衡によって発生する電力脈動の低減、および、DC / DC コンバータ回路 2 2 8 の電力損失の増加の低減を可能とする構成について説明した。また、第 2 実施形態では 2 相の受電コイル 2 1 2 a , 2 1 2 b を備える非接触受電装置 2 0 5 B (図 8 参照) において、2 相の受電コイルによる受電電力の不平衡によって発生する電力脈動の低減、および、DC / DC コンバータ回路 2 2 8 の電力損失の増加の低減を可能とする構成について説明した。非接触受電装置としては、2 相あるいは 3 相の受電コイルを備える非接触受電装置 2 0 5 , 2 0 5 B に限定されるものではない。4 相以上の複数相の受電コイルを備える非接触受電装置であってもよい。このような非接触受電装置においても、同様に、非接触給電装置の送電回路のインバータ回路から後段を見た各相の伝達特性を示すインピーダンス特性の差が小さくなり、等しくなるように、非接触受電装置の各相のイミタンス変換回路部の特性インピーダンスを設定すればよい。このようにすれば、各相のイミタンス変換回路部から出力される交流電力の不平衡を低減することができ、整流回路から出力される直流電力に発生する電力脈動を低減することができる。また、DC / DC コンバータ回路において、整流回路から出力される直流電力の変動を吸収するための制御によって発生する電力損失の増加を低減することができる。この結果、非接触給電装置から非接触受電装置に非接触で電力を供

40

50

給する非接触給電システムにおける給電効率の向上が可能である。

【0060】

なお、第3実施形態においても、第1実施形態と同様に、各相の特性インピーダンス Z_{02} の誤差が $\pm 30\%$ 以内であれば、電力損失の増加を、許容増加率 R_{pls} 以下とすることが可能である。また、各相の特性インピーダンス Z_{02} の誤差が $\pm 10\%$ 以内であれば、誤差が無い場合の電力損失と同等として扱うことが可能である。

【0061】

D. 第4実施形態：

第1～第3実施形態では、非接触給電装置100（図1，図2，図8参照）の各セグメント $Segn$ （ n はセグメントの番号、例えば、1， \dots ， i ， \dots を示す）は、インバータ回路122 n の後段の伝達特性を示すインピーダンス特性 Z_{1n} （ Z_{1n} は、 Z_{11} ， \dots ， Z_{1i} ， \dots を示す）が同じであることを前提として説明した。具体的には、 i 番目のセグメント $Segi$ と非接触受電装置205，205Bについて説明した。

10

【0062】

ここで、図9は、 i 番目のセグメント $Segi$ （図2参照）のインバータ回路122 i の出力端に相当する端子対 $P_{1i} - P_{1i^*}$ から送電共振回路110 i までの回路について、配線を考慮した回路図を示している。イミタンス変換回路124 i は、 $T - LCL$ 型の回路であり、2つのインダクタンス L_{1i} ， L_{11i} と1つのコンデンサ C_{1i} とで構成される。なお、2つのインダクタンス L_{1i} ， L_{11i} は、通常、図2に示すように、同じインダクタンスの値に設定されるが、本実施形態では、後述するように、イミタンス変換回路124 i の特性インピーダンス Z_{01i} の調整を明確にするため、異なる符号で示している。インバータ回路122 i とイミタンス変換回路124 i との間、および、イミタンス変換回路124 i と送電共振回路110 i との間は、実際には、それぞれの間を繋ぐ配線によって接続されている。そして、これらの配線はインダクタンス成分 L_{wp1i} ， L_{wp2i} および抵抗成分 R_{wp1i} ， R_{wp2i} を有している。また、送電共振回路110 i の直列に接続された共振コンデンサ C_{r1i} と送電コイル L_{r1i} の間の配線および送電コイル L_{r1i} の巻線は抵抗成分 R_{2i} を有している。

20

【0063】

上記配線等のインダクタンス成分および抵抗成分を考慮した場合における端子対 $P_{1i} - P_{1i^*}$ から後段の伝達特性を示すインピーダンス特性 Z_{1i} は、下式(11)で表される。

30

$$Z_{1i} = (R_{wp1i}^2 + R_{wp1i}(R_{wp2i} + R_{2i}) + Z_{01i}^2) / (R_{wp1i} + R_{wp2i} + R_{2i}) \dots (11)$$

Z_{01i} は、 i 番目のセグメント $Segi$ のイミタンス変換回路124 i の特性インピーダンスであり、下式(12)で表される。

$$Z_{01i} = \omega(L_{1i} + L_{wp1i}) = \omega(L_{11i} + L_{wp2i}) = 1 / (\omega \cdot C_{1i}) \dots (12)$$

【0064】

なお、図示は省略するが他のセグメントも同様である。

【0065】

40

各セグメント $Segn$ の配線等のインダクタンス成分および抵抗成分が同じである場合、あるいは、小さい場合には、各セグメント $Segn$ のインピーダンス特性 Z_{1n} は同じ、あるいは、同じとして扱ってもよい。

【0066】

しかしながら、道路 RS （図1参照）に配置される各セグメント $Segn$ は、それぞれの送電能力を高めるためには、送電回路120 n が大型化する傾向にある。各セグメント $Segn$ の送電回路120 n が大型化した場合、配線の長さや太さ配置環境に依存して、配線に有するインダクタンス成分および抵抗成分が大きくなるとともに、セグメント間でのインダクタンス成分および抵抗成分のばらつきが無視できないほど大きくなる可能性が高い。このセグメント間でのインダクタンス成分および抵抗成分のばらつきは、各セグメ

50

ント $Segn$ のインピーダンス特性 Z_{1n} にばらつきを発生させる。各セグメント $Segn$ のインピーダンス特性 Z_{1n} のばらつきは、第 1 ~ 第 3 実施形態で説明したように、非接触受電装置の受電コイルによる不平衡を抑制したとしても、送電するセグメントの違いによって、受電コイルの不平衡の場合と同様な受電電力の変動を招くことになる。

【0067】

そこで、各セグメント $Segn$ のインピーダンス特性 Z_{1n} の差が小さくなって、等しくなるように、各セグメント $Segn$ のイミタンス変換回路 $124n$ の特性インピーダンス Z_{01n} を、それぞれ、設定することが好ましい。このようにすれば、送電するセグメントの違いによる受電電力の変動を低減することができる。これにより、非接触受電装置の整流回路から出力される直流電力に発生する電力脈動を低減することができる。また、DC/DCコンバータ回路において、整流回路から出力される直流電力の変動を吸収するための制御によって発生する電力損失の増加を低減することができる。この結果、非接触給電システムにおける給電効率の向上が可能である。

10

【0068】

なお、第 1 ~ 第 3 実施形態で説明した各相の特性インピーダンス Z_{02} の誤差の条件は、第 4 実施形態の各セグメントのインピーダンス特性 Z_{1n} の誤差にも同様に適用可能である。すなわち、各セグメントのインピーダンス特性 Z_{1n} の誤差が $\pm 30\%$ 以内であれば、電力損失の増加を、許容増加率 R_{pls} 以下とすることが可能である。また、各セグメントのインピーダンス特性 Z_{1n} の誤差が $\pm 10\%$ 以内であれば、誤差が無い場合の電力損失と同等として扱うことが可能である。

20

【0069】

E. 第 5 実施形態：

上記第 4 実施形態は、上記第 1 実施形態（図 2 参照）と同様に、各セグメント $Segn$ が単相の送電コイルを有する構成において、各セグメント $Segn$ のインピーダンス特性 Z_{1n} の差が小さくなるように、各イミタンス変換回路 $124n$ の特性インピーダンス Z_{01n} を設定する構成について説明した。これに対して、各セグメント $Segn$ が複数相の送電コイルを有する構成の場合も考えられる。例えば、図 10 は、U, V, W の 3 相の送電コイル $112ui, 112vi, 112wi$ を有する構成の i 番目のセグメント $Segi$ の回路構成の例を示している。セグメント $Segi$ は、3 相の送電共振回路部 $110ui, 110vi, 110wi$ を有する送電共振回路 $110Ei$ と、3 相のイミタンス変換回路部 $124ui, 124vi, 124wi$ を有するイミタンス変換回路 $124Ei$ と、3 相の交流電力を出力する整流回路 $122Ei$ と、を備えている。

30

【0070】

各相の送電共振回路部 $110ui, 110vi, 110wi$ は、直列に接続される送電コイル $112ui, 112vi, 112wi$ と共振コンデンサ $116ui, 116vi, 116wi$ とを有している。送電コイル $112ui, 112vi, 112wi$ のインダクタンスは $Lr1ui, Lr1vi, Lr1wi$ で表され、共振コンデンサ $116ui, 116vi, 116wi$ のキャパシタンスは $Cr1ui, Cr1vi, Cr1wi$ で表されている。

【0071】

各相のイミタンス変換回路部 $124ui, 124wi, 124vi$ は、2 つのインダクタ $124Lui, 124Lvi, 124Lwi$ と 1 つのコンデンサ $124Cui, 124Cvi, 124Cwi$ とを有している。インダクタ $124Lui, 124Lvi, 124Lwi$ のインダクタンスは $L1ui, L1vi, L1wi$ で表され、コンデンサ $124Cui, 124Cvi, 124Cwi$ のキャパシタンスは $C1ui, C1vi, C1wi$ で表されている。

40

【0072】

なお、図 10 に示した回路図は、配線のインダクタンス成分および抵抗成分は省略して示しており、実際には、各相の配線等には、図 9 と同様のインダクタンス成分および抵抗成分が存在する。

50

【 0 0 7 3 】

このように複数相の送電コイルを備える構成の場合も、第4実施形態の各セグメントと同様に、例えば、 i 番目のセグメント $Seg\ i$ の各相のインピーダンス特性 $Z_{1u\ i}$, $Z_{1v\ i}$, $Z_{1w\ i}$ について、ずれが発生する可能性が高く、これによっても、受電コイルの不均衡の場合と同様に受電電力の変動を招くことになる。

【 0 0 7 4 】

そこで、各セグメント $Seg\ n$ の各相のインピーダンス特性 $Z_{1u\ n}$, $Z_{1v\ n}$, $Z_{1w\ n}$ の差が小さくなり、各相の送電共振回路部 $110\ u\ n$, $110\ v\ n$, $110\ w\ n$ が非接触受電装置に供給する交流電力の特性の差が小さくなるように、各セグメント $Seg\ n$ の各相のイミタンス変換回路部 $124\ u\ n$, $124\ v\ n$, $124\ w\ n$ の特性インピーダンス $Z_{01\ u\ n}$, $Z_{01\ v\ n}$, $Z_{01\ w\ n}$ を、それぞれ設定することが好ましい。このようにすれば、送電するセグメントの違いおよび相の違いによる受電電力の変動を低減することができる。これにより、非接触受電装置の整流回路から出力される直流電力に発生する電力脈動を低減することができる。また、DC/DCコンバータ回路において、入力側の電圧の変動を吸収することによって発生する電力損失の増加を低減することができる。この結果、非接触給電システムにおける給電効率の向上が可能である。

【 0 0 7 5 】

なお、第1～第3実施形態で説明した各相の特性インピーダンス Z_{02} の誤差の条件は、第5実施形態の各セグメントの各相のインピーダンス特性 $Z_{1u\ n}$, $Z_{1v\ n}$, $Z_{1w\ n}$ の誤差にも同様に適用可能である。すなわち、各セグメントの各相のインピーダンス特性 $Z_{1u\ n}$, $Z_{1v\ n}$, $Z_{1w\ n}$ の誤差が $\pm 30\%$ 以内であれば、電力損失の増加を、許容増加率 $R_{pl\ s}$ 以下とすることが可能である。また、各セグメントの各相のインピーダンス特性 $Z_{1u\ n}$, $Z_{1v\ n}$, $Z_{1w\ n}$ の誤差が $\pm 10\%$ 以内であれば、誤差が無い場合の電力損失と同等として扱うことが可能である。

【 0 0 7 6 】

また、上記説明では、3相の送電コイルの場合例に説明したが、これに限定されるものではなく、2相あるいは4相以上の送電コイルを備える構成においても同様に適用可能である。

【 0 0 7 7 】

F. 他の実施形態：

(1) 上記第1～第3実施形態では、非接触給電システムを構成する非接触受電装置の複数相の受電コイルによる受電電力の不均衡を低減する構成について説明した。また、第4～第5実施形態では、非接触給電システムを構成する非接触給電装置の複数のセグメントの間の伝達特性としてのインピーダンス特性のずれにより、非接触受電装置において発生する受電電力の変動を低減する構成について説明した。さらに第5実施形態では、各セグメントにおいて複数相の送電コイルを備え構成によって、それぞれの相の伝達特性のインピーダンス特性のずれにより、非接触受電装置において発生する受電電力の変動を低減する構成について説明した。第1～第3実施形態の非接触受電装置と、第4～第5実施形態の非接触給電装置とを組み合わせる構成される非接触給電システムとして適用するようにしてもよい。なお、第4～第5実施形態の非接触給電装置に組み合わせる非接触受電装置としては、第1～第3実施形態の非接触受電装置だけでなく、単相の受電コイルを備える非接触受電装置であってもよい。

【 0 0 7 8 】

(2) 上記第1～第3実施形態では、非接触受電装置のフィルタ回路を構成する各相のフィルタ回路部としてT-LCL型のイミタンス変換回路を用いた場合を例に説明した。しかしながら、これに限定されるものではない。例えば、各相のフィルタ回路部としてT-CLC型のイミタンス変換回路や、他のローパスフィルタ回路、バンドパスフィルタ回路を用いてもよい。また、第4～第5実施形態でも、各セグメントのフィルタ回路あるいは各相のフィルタ回路部としてT-LCL型のイミタンス変換回路を用いた場合を例に説明したが、同様に、各相のフィルタ回路部としてT-CLC型のイミタンス変換回路や、他

10

20

30

40

50

のローパスフィルタ回路、バンドパスフィルタ回路を用いてもよい。

【 0 0 7 9 】

(3) 上記実施形態では、直列共振を利用した送電共振回路および受電共振回路を例に説明したが、これに限定されるものではなく、並列共振を利用した送電共振回路および受電共振回路としてもよく、いずれか一方は直列共振で他方は並列共振を利用した共振回路としてもよい。

【 0 0 8 0 】

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 0 8 1 】

1 0 0 ... 非接触給電装置、 1 1 0 ... 送電共振回路、 1 2 0 ... 送電回路、 1 2 2 ... インバータ回路、 1 2 4 ... イミタンス変換回路、 1 3 0 ... 電源回路、 2 0 5 , 2 0 5 B ... 非接触受電装置、 2 1 0 , 2 1 0 B ... 受電共振回路、 2 1 0 u , 2 1 0 v , 2 1 0 w , 2 1 0 a , 2 1 0 b ... 受電共振回路部、 2 2 0 , 2 2 0 B ... 受電回路、 2 2 4 , 2 2 4 B ... イミタンス変換回路、 2 2 4 u , 2 2 4 v , 2 2 4 w , 2 2 4 a , 2 2 4 b ... イミタンス変換回路部、 2 2 6 , 2 2 6 B ... 整流回路、 2 2 8 ... D C / D C コンバータ回路、 S e g ... 非接触給電セグメント

10

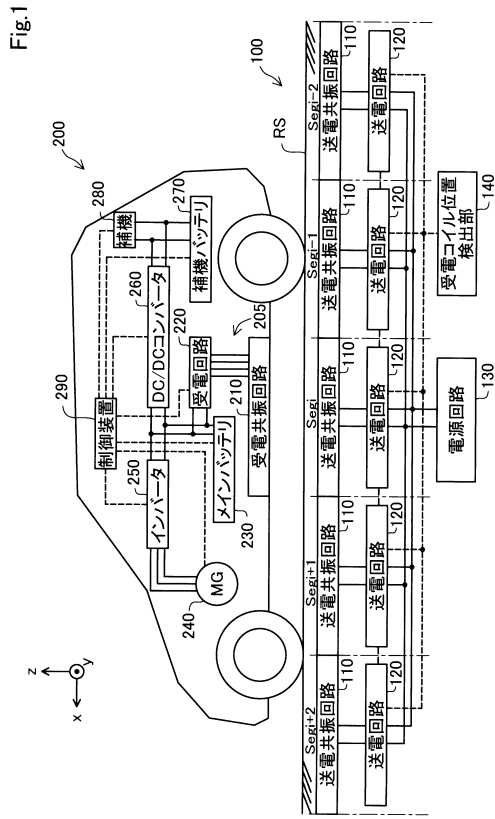
20

30

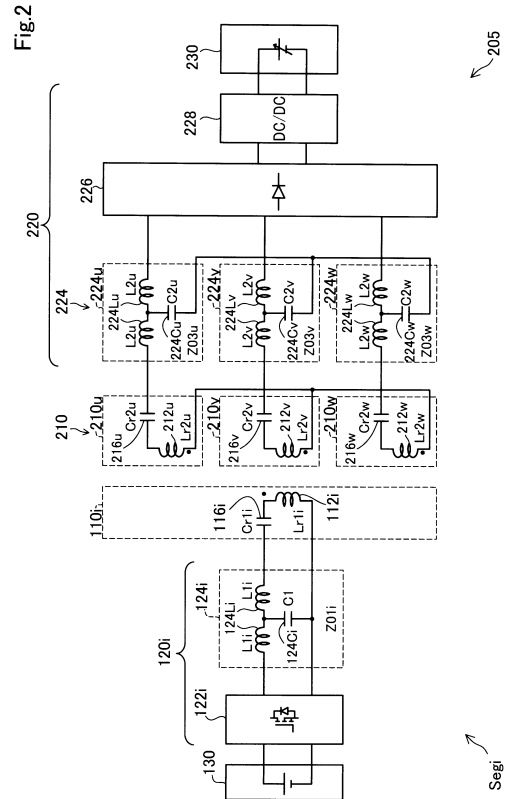
40

50

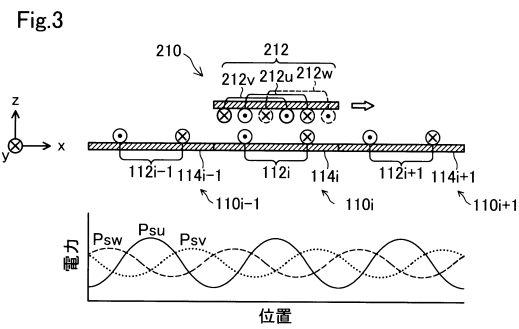
【図面】
【図 1】



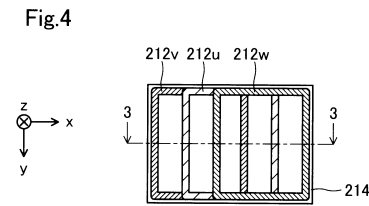
【図 2】



【図 3】



【図 4】



10

20

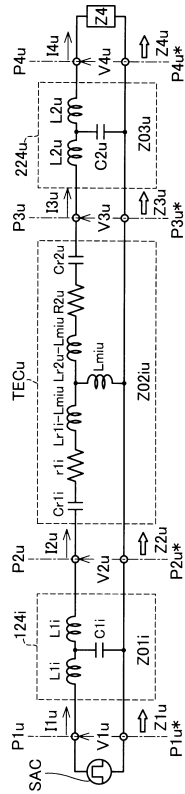
30

40

50

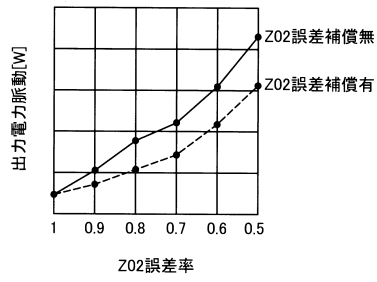
【 図 5 】

Fig.5



【 図 6 】

Fig.6

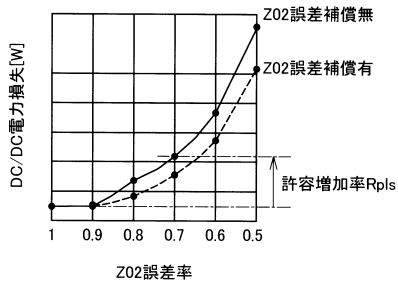


10

20

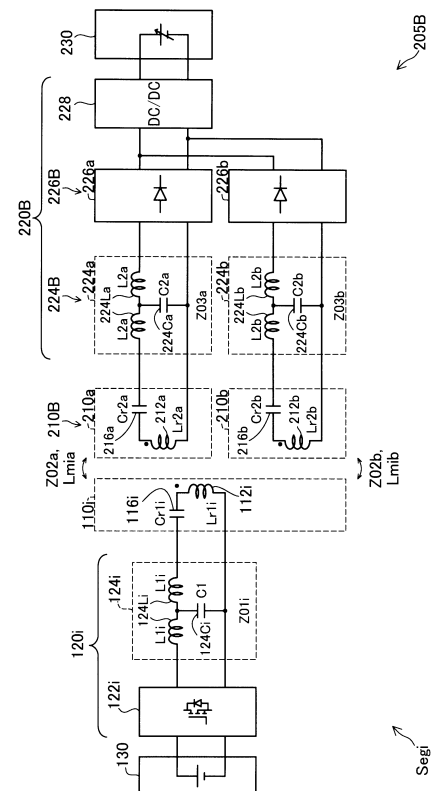
【 図 7 】

Fig.7



【 図 8 】

Fig.8



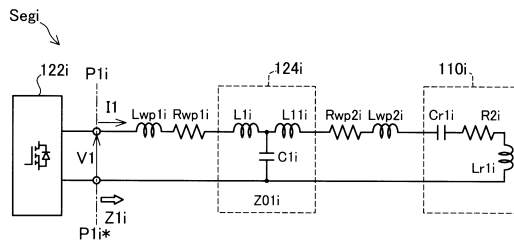
30

40

50

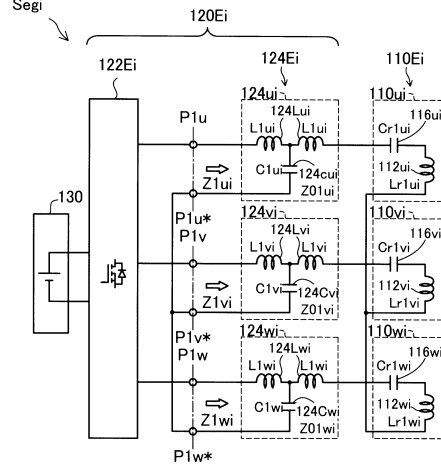
【 図 9 】

Fig.9



【 図 10 】

Fig.10



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- | | | | | |
|------------|-------------------------|-----|---------------|---|
| (51)国際特許分類 | | F I | | |
| | B 6 0 L 53/12 (2019.01) | | B 6 0 L 53/12 | |
| | B 6 0 L 5/00 (2006.01) | | B 6 0 L 5/00 | B |
| | B 6 0 L 50/53 (2019.01) | | B 6 0 L 50/53 | |
- 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 瀧田 晋平
- 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 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
- (72)発明者 金 崎 正樹
- 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 間崎 耕司
- 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 柴沼 満
- 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 角谷 勇人
- 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 木口 拓也
- 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内
- 審査官 右田 勝則
- (56)参考文献 米国特許出願公開第 2 0 1 2 / 0 0 5 5 7 5 1 (U S , A 1)
- 特開 2 0 1 7 - 0 9 3 1 8 2 (J P , A)
- 特開 2 0 0 2 - 3 5 9 9 2 7 (J P , A)
- 特開 2 0 0 2 - 3 2 0 3 4 7 (J P , A)
- 特開 2 0 1 6 - 0 2 5 7 7 1 (J P , A)
- 特開 2 0 1 3 - 1 6 2 6 7 1 (J P , A)
- 特開 2 0 0 9 - 0 3 3 9 2 1 (J P , A)
- 特開平 0 1 - 0 3 0 4 0 3 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., D B 名)
- H 0 2 J 5 0 / 4 0
- H 0 2 J 5 0 / 1 2
- H 0 2 J 7 / 0 0
- B 6 0 M 7 / 0 0
- B 6 0 L 5 3 / 1 2 2
- B 6 0 L 5 3 / 1 2
- B 6 0 L 5 / 0 0
- B 6 0 L 5 0 / 5 3