

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)公開番号
特開2024-22249
(P2024-22249A)

(43)公開日 令和6年2月16日(2024.2.16)

(51)国際特許分類	F I	テーマコード (参考)
H 0 2 M 7/12 (2006.01)	H 0 2 M 7/12 A	5 G 5 0 3
H 0 2 J 50/10 (2016.01)	H 0 2 J 50/10	5 H 0 0 6
H 0 2 J 7/00 (2006.01)	H 0 2 J 7/00 3 0 1 D	

審査請求 未請求 請求項の数 13 O L (全24頁)

(21)出願番号 特願2022-125686(P2022-125686)	(71)出願人 000004260
(22)出願日 令和4年8月5日(2022.8.5)	株式会社デンソー
	愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
	(74)代理人 110000028
	弁理士法人明成国際特許事務所
	(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 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 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 山口 宜久
	最終頁に続く

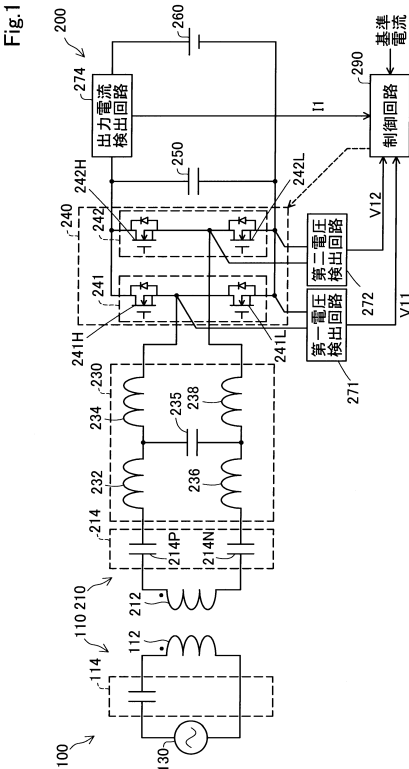
(54)【発明の名称】 受電装置

(57)【要約】

【課題】 高効率の電力調整制御を実行する受電装置を提供する。

【解決手段】 受電装置200は、同期整流回路240のスイッチング制御において、第一ブリッジ回路の通電を検出することにより第一ハイサイドスイッチおよび第二ローサイドスイッチをオンとし、第一ローサイドスイッチおよび第二ハイサイドスイッチをオフとする第一整流モードM1と、第二ブリッジ回路の通電を検出することにより第一ローサイドスイッチおよび第二ハイサイドスイッチをオンとし、第一ハイサイドスイッチおよび第二ローサイドスイッチをオフとする第二整流モードM3とを繰り返し行う電力供給制御を実行し、第一整流モードにおいて、第一ハイサイドスイッチをオフとし、第一ローサイドスイッチをオンとする第一転流モードM2と、第二整流モードにおいて、第二ハイサイドスイッチをオフとし、第二ローサイドスイッチをオンとする第二転流モードM4とを含む電力調整制御を実行する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送電装置（１００）から送電される交流電力を非接触で受電して負荷装置に供給する受電装置（２００，２００ｂ，２００ｃ，２００ｄ，２００ｅ）であって、

受電コイル（２１２）および前記受電コイルを共振させるための共振コンデンサ（２１４）を有する受電共振回路（２１０）と、

第一ハイサイドスイッチ（２４１Ｈ）と第一ローサイドスイッチ（２４１Ｌ）とを有する第一ブリッジ回路（２４１）と、第二ハイサイドスイッチ（２４２Ｈ）と第二ローサイドスイッチ（２４２Ｌ）とを有する第二ブリッジ回路（２４２）とを含む複数のブリッジ回路を有し、前記受電コイルが受電した前記交流電力を直流電力に変換する同期整流回路（２４０）と、

前記複数のブリッジ回路を制御する制御部（２９０，２９０ｂ，２９０ｃ，２９０ｄ，２９０ｅ）と、を備え、

前記制御部は、

前記第一ブリッジ回路の通電を検出することにより、前記第一ハイサイドスイッチおよび前記第二ローサイドスイッチをオンとし、前記第一ローサイドスイッチおよび前記第二ハイサイドスイッチをオフとする第一整流モード（Ｍ１）と、

前記第二ブリッジ回路の通電を検出することにより、前記第一ローサイドスイッチおよび前記第二ハイサイドスイッチをオンとし、前記第一ハイサイドスイッチおよび前記第二ローサイドスイッチをオフとする第二整流モード（Ｍ３）と、を繰り返し行う電力供給制御を実行し、

前記第一整流モードにおいて、前記第一ハイサイドスイッチをオフとし、前記第一ローサイドスイッチをオンとする第一転流モード（Ｍ２）と、

前記第二整流モードにおいて、前記第二ハイサイドスイッチをオフとし、前記第二ローサイドスイッチをオンとする第二転流モード（Ｍ４）と、を含む電力調整制御を実行する、
受電装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の受電装置であって、

さらに、前記同期整流回路の出力電流を検出する第一電流検出部（２７４）を備え、

前記制御部は、

前記電力調整制御において、前記第一電流検出部の検出値（Ｉ１）および基準電流を用いて、前記第一整流モードから前記第一転流モードへの切り替えタイミングおよび前記第二整流モードから前記第二転流モードへの切り替えタイミングを調節する、
受電装置。

【請求項 3】

請求項 1 に記載の受電装置であって、

さらに、前記第一ハイサイドスイッチにおける端子間電圧、または前記第一ローサイドスイッチにおける端子間電圧（Ｖ１１）を検出する第一電圧検出部（２７１）を備え、

前記制御部は、

前記第一電圧検出部の検出結果を取得し、前記第一ハイサイドスイッチにおける端子間電圧の立ち下がり、または前記第一ローサイドスイッチにおける端子間電圧の立ち上りを検出することによって、前記第一ブリッジ回路の通電を検出する、
受電装置。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の受電装置であって、

さらに、前記第二ハイサイドスイッチにおける端子間電圧、または前記第二ローサイドスイッチにおける端子間電圧（Ｖ１２）を検出する第二電圧検出部（２７２）を備え、

前記制御部は、

前記第二電圧検出部の検出結果を取得し、前記第二ハイサイドスイッチにおける端子間

10

20

30

40

50

電圧の立ち下がり、または前記第二ローサイドスイッチにおける端子間電圧の立ち上りを検出することによって、前記第二ブリッジ回路の通電を検出する、
受電装置。

【請求項 5】

請求項 1 に記載の受電装置であって、

さらに、前記第一ブリッジ回路における電流波形または電圧波形の周期を検出する第一周期検出器を備え、

前記制御部は、前記第一周期検出器により前記電力供給制御における 1 周期の経過を検出することにより、前記第一ローサイドスイッチをオフに切り替える、
受電装置。

10

【請求項 6】

請求項 5 に記載の受電装置であって、

さらに、前記第二ブリッジ回路における電流波形または電圧波形の周期を検出する第二周期検出器を備え、

前記制御部は、前記第二周期検出器により前記電力供給制御における 1 周期の経過を検出することにより、前記第二ローサイドスイッチをオフに切り替える、
受電装置。

【請求項 7】

請求項 1 に記載の受電装置であって、

前記制御部は、前記第一整流モードで前記第一ハイサイドスイッチがオンにされてから予め定められた電力伝送周波数に対応する 1 周期が経過した時点よりも短い時点で前記第一ローサイドスイッチをオフに切り替える、
受電装置。

20

【請求項 8】

請求項 7 に記載の受電装置であって、

前記制御部は、前記第二整流モードで前記第二ハイサイドスイッチがオンにされてから前記電力伝送周波数に対応する 1 周期が経過した時点よりも短い時点で前記第二ローサイドスイッチをオフに切り替える、
受電装置。

【請求項 9】

請求項 1 に記載の受電装置であって、

前記制御部は、前記第一整流モードから前記第一転流モードへの切り替えタイミングと、前記第二整流モードから前記第二転流モードへの切り替えタイミングとの少なくともいずれかを、予め定められた電力伝送周波数の半分の周期よりも短くさせる、
受電装置。

30

【請求項 10】

請求項 2 に記載の受電装置であって、

さらに、前記同期整流回路の入力電流を検出する第二電流検出部（276）と、
前記第二電流検出部により検出された前記入力電流を全波整流する全波整流回路（291）と、

40

前記全波整流回路により全波整流された電流波形を積分する第一積分回路（292）と、
を備え、

前記制御部は、

前記第一電流検出部の検出値および前記基準電流とともに、前記第一積分回路により積分された電流波形を用いたピーク電流モード制御により、

前記第一整流モードから前記第一転流モードへの切り替えタイミングおよび前記第二整流モードから前記第二転流モードへの切り替えタイミングを調節する、
受電装置。

【請求項 11】

請求項 2 に記載の受電装置であって、

50

さらに、前記同期整流回路の出力電流を検出する第三電流検出回路（２７８）と、
前記第三電流検出回路により検出された前記出力電流の電流波形を積分する第二積分回路（２９２ｃ）と、を備え、

前記制御部は、

前記第一電流検出部の検出値および前記基準電流とともに、前記第二積分回路により積分された電流波形を用いたピーク電流モード制御により、

前記第一整流モードから前記第一転流モードへの切り替えタイミングおよび前記第二整流モードから前記第二転流モードへの切り替えタイミングを調節する、
受電装置。

【請求項１２】

請求項２に記載の受電装置であって、

さらに、前記受電共振回路と前記同期整流回路との間に配置されるイミタンス変換器（２３０）と、

前記イミタンス変換器の出力側リアクトル（２３４，２３８）との磁氣的結合により得られる電圧波形を積分して電流波形として出力する第三積分回路（２９８）と、

前記第三積分回路から出力された前記電流波形を全波整流する全波整流回路（２９１）と、

前記全波整流回路により全波整流された電流波形を積分する第四積分回路（２９２ｄ）と、を備え、

前記制御部は、

前記第一電流検出部の検出値および前記基準電流とともに、前記第四積分回路により積分された電流波形を用いたピーク電流モード制御により、

前記第一整流モードから前記第一転流モードへの切り替えタイミングおよび前記第二整流モードから前記第二転流モードへの切り替えタイミングを調節する、
受電装置。

【請求項１３】

請求項２に記載の受電装置であって、

さらに、前記受電共振回路と前記同期整流回路との間に配置されるイミタンス変換器（２３０）と、

前記イミタンス変換器の入力電圧を検出する電圧検出回路（２７０）と、

前記電圧検出回路によって検出された前記入力電圧の電圧波形を全波整流する全波整流回路（２９１）と、

前記全波整流回路により全波整流された電流波形を積分する第五積分回路（２９２ｅ）と、を備え、

前記制御部は、

前記第一電流検出部の検出値および前記基準電流とともに、前記第五積分回路により積分された電流波形を用いたピーク電流モード制御により、

前記第一整流モードから前記第一転流モードへの切り替えタイミングおよび前記第二整流モードから前記第二転流モードへの切り替えタイミングを調節する、
受電装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本開示は、受電装置に関する。

【背景技術】

【０００２】

送電側ＤＣ／ＡＣ変換回路に接続された送電側コイルと磁気結合により送受電する受電側コイルと、受電側コイルに接続される受電側ＡＣ／ＤＣ変換回路と、受電側ＡＣ／ＤＣ変換回路のＤＣ出力側に接続される出力コンデンサと、出力コンデンサに接続される負荷に流れる電流を測定する電流センサと、を備える受電装置が知られている（例えば、特許

10

20

30

40

50

文献 1)。この受電装置では、送電側 DC / AC 変換回路により負荷の電圧が予め定められた範囲に制御されているときに、電流センサにより検出された負荷電流値に応じて、受電側 AC / DC 変換回路の電力調整制御により、コンデンサへの電流をゼロにする転流モードの期間を変化させている。この電力調整制御は、いわゆるダイオード整流に基づく電力調整制御であり、転流モードの際に一部の整流素子のみがスイッチング制御されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特許第 701877 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、ダイオード整流では電力損失が大きくなることがある。この場合には、受電装置の機器の大型化やシステム効率が低下する可能性がある。そのため、受電装置では、電力損失を抑制する観点から同期整流による高効率化が望まれていた。

【課題を解決するための手段】

【0005】

本開示は、以下の形態として実現することが可能である。

【0006】

本開示の一形態によれば、送電装置 (100) から送電される交流電力を非接触で受電して負荷装置に供給する受電装置 (200, 200b, 200c, 200d, 200e) が提供される。この受電装置は、受電コイル (212) および前記受電コイルを共振させるための共振コンデンサ (214) を有する受電共振回路 (210) と、第一ハイスайдスイッチ (241H) と第一ローサイドスイッチ (241L) とを有する第一ブリッジ回路 (241) と、第二ハイスайдスイッチ (242H) と第二ローサイドスイッチ (242L) とを有する第二ブリッジ回路 (242) とを含む複数のブリッジ回路を有し、前記受電コイルが受電した前記交流電力を直流電力に変換する同期整流回路 (240) と、前記複数のブリッジ回路を制御する制御部 (290) と、を備える。前記制御部は、前記第一ブリッジ回路の通電を検出することにより、前記第一ハイスайдスイッチおよび前記第二ローサイドスイッチをオンとし、前記第一ローサイドスイッチおよび前記第二ハイスайдスイッチをオフとする第一整流モード (M1) と、前記第二ブリッジ回路の通電を検出することにより、前記第一ローサイドスイッチおよび前記第二ハイスайдスイッチをオンとし、前記第一ハイスайдスイッチおよび前記第二ローサイドスイッチをオフとする第二整流モード (M3) と、を繰り返し行う電力供給制御を実行する。前記制御部は、前記第一整流モードにおいて、前記第一ハイスайдスイッチをオフとし、前記第一ローサイドスイッチをオンとする第一転流モード (M2) と、前記第二整流モードにおいて、前記第二ハイスайдスイッチをオフとし、前記第二ローサイドスイッチをオンとする第二転流モード (M4) と、を含む電力調整制御を実行する。

【0007】

この形態の受電装置によれば、同期整流回路の各整流素子のオンオフを切り替えるスイッチング制御により、高効率の電力調整制御を実行することができる。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図 1】第 1 実施形態に係る受電装置を備える非接触給電システムの概略構成を示す説明図。

【図 2】受電装置が実行する同期整流回路のスイッチング制御の概要を示すタイミングチャート。

【図 3】第一整流モードにおける整流素子の動作状態および電流の流れを模式的に示す説明図。

10

20

30

40

50

【図４】第一転流モードにおける整流素子の動作状態および電流の流れを模式的に示す説明図。

【図５】第二整流モードにおける整流素子の動作状態および電流の流れを模式的に示す説明図。

【図６】第二転流モードにおける整流素子の動作状態および電流の流れを模式的に示す説明図。

【図７】第２実施形態に係る受電装置の構成を示す説明図。

【図８】ピーク電流モード制御の詳細を示すタイミングチャート。

【図９】第３実施形態に係る受電装置の構成を示す説明図。

【図１０】第４実施形態に係る受電装置の構成を示す説明図。

【図１１】第５実施形態に係る受電装置の構成を示す説明図。

【図１２】他の実施形態に係る非接触給電システムの構成を示す第１の説明図。

【図１３】他の実施形態に係る非接触給電システムの構成を示す第２の説明図。

【図１４】他の実施形態に係る非接触給電システムの構成を示す第３の説明図。

【図１５】他の実施形態に係る非接触給電システムの構成を示す第４の説明図。

【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、送電装置１００と、受電装置２００とを備えており、送電装置１００から受電装置２００に非接触で電力を供給する。送電装置１００は、送電共振回路１１０と、交流電源装置１３０と、を備えている。

【００１０】

送電共振回路１１０は、送電コイル１１２と、送電コイル１１２に直列に接続された送電共振コンデンサ１１４と、を有している。送電共振コンデンサ１１４は、送電コイル１１２に供給された電力を共振させるための共振コンデンサである。給電時における送電共振コンデンサ１１４のキャパシタンスは、送電コイル１１２の自己インダクタンスに基づき、動作周波数と共振周波数とが略一致するように設定されている。送電共振回路１１０は、電磁誘導現象を利用し、送電コイル１１２と受電コイル２１２とが磁気的に結合された共振結合の状態において送電コイル１１２に誘導された交流電力を受電コイル２１２に送電する。送電装置１００の動作周波数は、任意に設定することが可能である。本実施形態では、送電装置１００の動作周波数は、例えば８５kHzであり、電波法等によって規定される予め定められた電力伝送周波数を用いて設定されている。

【００１１】

交流電源装置１３０は、予め定められた動作周波数の交流電力を送電共振回路１１０に供給する。交流電源装置１３０は、電源回路や送電回路を備えている。電源回路は、例えばAC／DCコンバータ回路であり、系統電源などの外部電源から供給される交流電力を直流電力に変換する。送電回路は、電源回路から供給される直流電力を動作周波数の交流電力に変換するインバータ等である。送電回路には、さらに整流回路やフィルタ回路などが含まれてもよい。

【００１２】

受電装置２００は、送電装置１００から送電される交流電力を非接触で受電し、負荷装置に供給する。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。受電装置２００は、受電共振回路２１０と、イミタンス変換器２３０と、同期整流回路２４０と、平滑コンデンサ２５０と、バッテリー２６０とを備えている。

【００１３】

受電共振回路２１０は、受電コイル２１２と、受電コイル２１２に直列に接続された共振コンデンサとしての受電共振コンデンサ２１４と、を有している。受電共振コンデンサ２１４の給電時のキャパシタンスは、例えば受電コイル２１２の自己インダクタンスに基づき、動作周波数と共振周波数とが略一致するように設定されている。受電コイル２１２

10

20

30

40

50

が送電コイル 1 1 2 に対向する対向状態になると、送電コイル 1 1 2 と受電コイル 2 1 2 とが電磁氣的に結合する。受電共振回路 2 1 0 は、受電コイル 2 1 2 と送電コイル 1 1 2 とが磁氣的に結合された共振結合の状態において、送電コイル 1 1 2 から受電コイル 2 1 2 に誘導された交流電力を非接触で受電する。本実施形態では、受電共振コンデンサ 2 1 4 は、正極側の第一コンデンサ 2 1 4 P と、負極側の第二コンデンサ 2 1 4 N とを備えている。正極および負極の双方に共振コンデンサを配置することにより、コモンモードノイズを抑制することができる。なお、負極側の第二コンデンサ 2 1 4 N は、省略することが可能である。

【0014】

イミタンス変換器 2 3 0 は、受電共振回路 2 1 0 で受電した交流電力に含まれ得る高調波ノイズを除去する。本実施形態において、イミタンス変換器 2 3 0 は、正極側に配置される入力側第一リアクトル 2 3 2 および出力側第一リアクトル 2 3 4、およびコンデンサ 2 3 5 を備えるいわゆる T-LCL 型のイミタンス変換器である。リアクトル 2 3 2、2 3 4 のインダクタンス及びコンデンサ 2 3 5 のキャパシタンスは、動作周波数でイミタンス特性が得られるように設定されている。本実施形態では、イミタンス変換器 2 3 0 は、さらに、負極側に配置される入力側第二リアクトル 2 3 6 および出力側第二リアクトル 2 3 8 を備えている。正極および負極の双方にリアクトルを配置することにより、コモンモードノイズを抑制することができる。なお、入力側第二リアクトル 2 3 6 および出力側第二リアクトル 2 3 8 は、省略することが可能である。また、イミタンス変換器 2 3 0 は、T-LCL 型に代えて、入力側第一リアクトル 2 3 2 および入力側第二リアクトル 2 3 6 を省略した、いわゆる CL 型のイミタンス変換器とすることも可能である。この場合には、さらに、出力側第二リアクトル 2 3 8 を省略することも可能である。

【0015】

同期整流回路 2 4 0 は、受電コイル 2 1 2 が受電した交流電力を、バッテリー 2 6 0 に供給可能な直流電力に変換する。同期整流回路 2 4 0 は、複数のブリッジ回路を備えている。本実施形態では、同期整流回路 2 4 0 は、4 つの MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) を整流素子として用いる単相ブリッジ整流器である。より具体的には、同期整流回路 2 4 0 は、第一ハイサイドスイッチ 2 4 1 H と第一ローサイドスイッチ 2 4 1 L とを有する第一ブリッジ回路 2 4 1 と、第二ハイサイドスイッチ 2 4 2 H と第二ローサイドスイッチ 2 4 2 L とを有する第二ブリッジ回路 2 4 2 との 2 つのブリッジ回路を備えている。単相ブリッジ整流器は、フルブリッジ回路とも呼ばれることがある。なお、同期整流回路 2 4 0 は、単相ブリッジ整流器には限らず、例えば、6 つの整流素子を有する 3 つのブリッジ回路を備える三相ブリッジ整流回路や、複数の三相ブリッジ整流回路を有する 1 2 相整流などの種々の全波整流器が用いられてよい。

【0016】

各整流素子は、制御回路 2 9 0 により制御され、例えばブートストラップ回路により生成されるゲート信号によりスイッチングされる。同期整流回路 2 4 0 によって整流された電流は、バッテリー 2 6 0 に並列に接続された平滑コンデンサ 2 5 0 の充放電によって平滑化される。なお、整流素子は、MOSFET には限らず、例えば、接合型 FET (JFET) や IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) などであってもよく、ボディダイオードあるいは並列接続されたダイオードを有する種々のスイッチング素子を用いることができる。ボディダイオードは、寄生ダイオード、内部ダイオードなどとも呼ばれることがある。以下の説明において、第一ハイサイドスイッチ 2 4 1 H が有するボディダイオードを「第一ハイサイドボディダイオード」とも呼び、第一ローサイドスイッチ 2 4 1 L が有するボディダイオードを「第一ローサイドボディダイオード」とも呼び、第二ハイサイドスイッチ 2 4 2 H が有するボディダイオードを「第二ハイサイドボディダイオード」とも呼び、第二ローサイドスイッチ 2 4 2 L が有するボディダイオードを「第二ローサイドボディダイオード」とも呼ぶ。

【0017】

同期整流回路 2 4 0 には、第一電圧検出回路 2 7 1 および第二電圧検出回路 2 7 2 が接

10

20

30

40

50

続されている。本実施形態では、第一電圧検出回路 271 は、第一ローサイドスイッチ 241L の両端に接続されており、第一ローサイドスイッチ 241L の端子間電圧 V_{11} 、すなわちドレイン・ソース間電圧（以下、「DS 電圧」とも呼ぶ）を検出する第一電圧検出部として機能する。第二電圧検出回路 272 は、第二ローサイドスイッチ 242L の両端に接続されており、第二ローサイドスイッチ 242L の端子間電圧 V_{12} を検出する第二電圧検出部として機能する。各 DS 電圧の検出結果は、制御回路 290 に出力される。これにより、制御回路 290 は、第一ローサイドスイッチ 241L における端子間電圧の立ち上り、および第二ローサイドスイッチ 242L における端子間電圧の立ち上りを検出することができる。なお、第一ローサイドスイッチ 241L に代えて第一ハイサイドスイッチ 241H における端子間電圧の立ち下がりを検出するために、第一電圧検出回路 271 を第一ハイサイドスイッチ 241H の両端に接続して、第一ハイサイドスイッチ 241H の DS 電圧を検出してもよい。また、第二ローサイドスイッチ 242L に代えて第二ハイサイドスイッチ 242H における端子間電圧の立ち下がりを検出するために、第二電圧検出回路 272 を第二ハイサイドスイッチ 242H の両端に接続して、第二ハイサイドスイッチ 242H の DS 電圧を検出してもよい。

10

【0018】

図 1 に示すように、本実施形態の受電装置 200 では、平滑コンデンサ 250 とバッテリー 260 との間に出力電流検出回路 274 が設けられている。出力電流検出回路 274 は、バッテリー 260 に直列に接続されており、同期整流回路 240 の出力電流を検出する第一電流検出部として機能する。図 1 の例では、同期整流回路 240 の出力電流とは、平滑コンデンサ 250 により平滑化された出力電流 I_1 である。出力電流検出回路 274 によって検出された出力電流 I_1 は、制御回路 290 に出力される。

20

【0019】

バッテリー 260 は、受電共振回路 210 に誘導された交流電力が利用される負荷装置の一例である。バッテリー 260 は、受電共振回路 210 で得られた交流電力の供給により充電することができる。バッテリー 260 に充電された電力は、例えば、受電装置 200 に搭載された装置などで利用される。なお、図 1 の例では、負荷装置には、同期整流回路 240 および平滑コンデンサ 250 が含まれる。負荷装置としては、同期整流回路 240、平滑コンデンサ 250 ならびにバッテリー 260 には限定されず、受電共振回路 210 から出力される交流電力を利用する種々の装置が適用可能である。

30

【0020】

制御回路 290 は、図示しない CPU と、ROM や RAM 等のメモリとを有するマイクロコンピュータ、あるいは論理回路である。メモリには、例えば同期整流回路 240 の各整流素子のスイッチング制御を行う制御部の機能など、本実施形態において提供される各機能を実現するためのプログラムが格納されており、CPU がこれを RAM 等に展開して実行することによって、これらの一部または全部の機能が実現される。制御回路 290 は、第一ブリッジ回路 241 および第二ブリッジ回路 242 をそれぞれ別個独立に制御することが可能である。

【0021】

制御回路 290 は、計時のための図示しないカウンタを備えている。以下の説明において、第一ブリッジ回路 241 のスイッチング制御での計時に用いられるカウンタを「第一カウンタ」とも呼び、第二ブリッジ回路 242 のスイッチング制御での計時に用いられるカウンタを「第二カウンタ」とも呼ぶ。なお、制御回路 290 は、カウンタに代えてクロックを備えてもよい。

40

【0022】

図 2 とともに適宜に図 3 から図 6 を用いて、制御回路 290 によって実行される電力供給制御および電力調整制御における整流素子のスイッチング制御について説明する。図 2 に示す横軸は時間軸（単位： $\mu\text{sec.}$ ）である。縦軸には、各整流素子のオンオフ、各整流素子でのボディダイオードの通電の有無、ならびに第一カウンタおよび第二カウンタでのパルスの計数結果が示されている。図 2 の最上段には、第一ブリッジ回路 241 のス

50

スイッチング制御における周期の「開始」から「半周期」および「1周期」のタイミングが模式的に示されている。「1周期」は、動作周波数と同じであり、イミタンス変換器230からの出力電流は、半周期ごとに反転する。本実施形態において、「1周期」は、電力伝送周波数としての85kHzと一致する。なお、図3から図6では、便宜のために、第一電圧検出回路271、第二電圧検出回路272、出力電流検出回路274、ならびに制御回路290の図示は省略されている。

【0023】

図2の時間T0よりも前の状態では、同期整流回路240は、受電コイル212と送電コイル112とが対向しない非対向状態である。非対向状態では、同期整流回路240は、各整流素子をすべてオフ（開放）とする状態で待機する。受電コイル212と送電コイル112とが対向状態になると、受電共振回路210は、受電コイル212を介して送電コイル112からの交流電力を受電する。このとき、イミタンス変換器230からの出力電流は、図2に信号S1として示すように、第一ハイサイドスイッチ241Hのボディダイオードを導通する。この結果、時間T0において、第一ローサイドスイッチ241Lの端子間電圧が立ち上がる。端子間電圧の立ち上がりは、第一電圧検出回路271によって検出される。

【0024】

制御回路290は、第一電圧検出回路271の検出結果から第一ローサイドスイッチ241Lの端子間電圧の立ち上がりを検出することで、第一ブリッジ回路241の通電を検出する。制御回路290は、ブートストラップ回路を介して第一ハイサイドスイッチ241Hおよび第二ローサイドスイッチ242Lに対して所定のゲート・ソース間電圧（以下、「GS電圧」とも呼ぶ）を出力し、第一ハイサイドスイッチ241Hおよび第二ローサイドスイッチ242Lオン（短絡）に切り替える。第一ブリッジ回路241のスイッチング制御の周期は、この時点から開始され、制御回路290は、第一カウンタによる計時を開始する。なお、最初の周期では第一ローサイドスイッチ241Lおよび第二ハイサイドスイッチ242Hはオフ（開放）の状態である。2周期以降では、第一ローサイドスイッチ241Lおよび第二ハイサイドスイッチ242Hはオンの状態であり、この場合には、制御回路290はオフに切り替える。

【0025】

この結果、図3に示すように、電流は、矢印で示す方向ID1に流れ、平滑コンデンサ250およびバッテリー260に電流が流れる。図2および図3に示すように、この期間での各整流素子のオンオフの状態を「第一整流モードM1」とも呼ぶ。なお、図3から図6では、オン（短絡）された状態の整流素子を実線で示し、オフ（開放）された状態の整流素子を破線で図示している。

【0026】

第一整流モードM1は、電力調整制御を実行しない場合には、第一カウンタによる半周期の経過あるいは第二カウンタによる1周期の経過により第二整流モードM3へと切り替えられ、以降も同様に、第一整流モードM1と第二整流モードM3とが繰り返される。これに対して、図2に示すように、電力調整制御を実行する場合には、制御回路290は、第一整流モードM1から第一転流モードへの切り替えタイミングを調節することで、1周期中における第一転流モードの長さを調節する。電力調整制御を実行する場合としては、例えば、バッテリー260のSOCが高いなど、バッテリー260への充電量を低減させる場合などであり、負荷装置は入力電流値を下げる、もしくはすでに下げた入力電流値を上げるための目標値としての基準電流を設定する。制御回路290は、例えば、出力電流検出回路274により検出された電流値と、基準電流とを用いて第一転流モードの期間を演算し、第一転流モードの期間に対応する第一カウンタの閾値TH1を算出する。なお、第一転流モードの期間の決定には、出力電流検出回路274により検出された電流値および基準電流と第一転流モードの期間との対応関係を示すテーブルなどが用いられてもよい。

【0027】

本実施形態では、図 2 に矢印 P 1 で示すように、電力調整制御において、第一整流モード M 1 から第一転流モードへの切り替えタイミングを、1 周期の半分の周期、すなわち予め定められた電力伝送周波数の半分の周期よりも短くさせることで平滑コンデンサ 2 5 0 およびバッテリー 2 6 0 に電流が流れない期間を生成している。これにより、電力調整制御における第一ローサイドスイッチ 2 4 1 L のオン時間を半周期よりも長くさせている。このように構成することにより、半周期を超えたタイミングで第一整流モードから第一転流モードへ切り替える電力調整制御と比較して、第一ブリッジ回路 2 4 1 のゲート駆動に用いるブートストラップ回路のコンデンサの容量を小さくすることができ、受電装置 2 0 0 の大型化を抑制することができる。

【0028】

10

図 2 に示す時間 T 1 では、第一カウンタのカウント値が閾値 T H 1 以上となり、制御回路 2 9 0 は、第一ハイサイドスイッチ 2 4 1 H をオフ（開放）に切り替えるとともに、第一ローサイドスイッチ 2 4 1 L をオン（短絡）に切り替える。本実施形態では、いわゆるデッドタイムを設けるために、第一ハイサイドスイッチ 2 4 1 H をオフへの切り替えが完了した後、所定の間隔を空けた時間 T 1 0 で第一ローサイドスイッチ 2 4 1 L をオンに切り替える。この結果、図 4 に示すように、電流は、矢印で示す方向 I D 2 に流れ、入力電圧はゼロとなり、平滑コンデンサ 2 5 0 およびバッテリー 2 6 0 に電流は流れない。図 2 および図 4 に示すように、この期間での各整流素子の状態を「第一転流モード M 2」とも呼ぶ。

【0029】

20

図 2 に示す時間 T 2 は、第一ブリッジ回路 2 4 1 のスイッチング制御における半周期であり、第二ブリッジ回路 2 4 2 のスイッチング制御での 1 周期に相当する。最初の周期では、制御回路 2 9 0 は、第一カウンタにより第一ブリッジ回路 2 4 1 のスイッチング制御における半周期に到達したこと、あるいは第二カウンタにより第二ブリッジ回路 2 4 2 のスイッチング制御での 1 周期を検出すると、第二ローサイドスイッチ 2 4 2 L をオフに切り替える。2 周期以降では、制御回路 2 9 0 は、第二カウンタによる 1 周期ごとに第二ローサイドスイッチ 2 4 2 L をオフにする。本実施形態では、制御回路 2 9 0 は、第二ハイサイドスイッチ 2 4 2 H のボディダイオードを導通させる期間を設けるために、半周期となる時間 T 2 よりも所定の間隔だけ短い時間 T 2 0 で第二ローサイドスイッチ 2 4 2 L をオフに切り替える。

30

【0030】

時間 T 2 0 において、第二ハイサイドスイッチ 2 4 2 H および第二ローサイドスイッチ 2 4 2 L がオフの状態となると、イミタンス変換器 2 3 0 からの出力電流は、図 2 に信号 S 2 として示すように、第二ハイサイドスイッチ 2 4 2 H のボディダイオードを導通する。この結果、時間 T 2 において、第二ローサイドスイッチ 2 4 2 L の端子間電圧が立ち上がる。この端子間電圧は、第二電圧検出回路 2 7 2 によって検出される。

【0031】

制御回路 2 9 0 は、第二電圧検出回路 2 7 2 の検出結果から第二ローサイドスイッチ 2 4 2 L の端子間電圧の立ち上がりを検出することで、第二ブリッジ回路 2 4 2 の通電を検出する。制御回路 2 9 0 は、第一ローサイドスイッチ 2 4 1 L および第二ハイサイドスイッチ 2 4 2 H に対して所定の G S 電圧を出力して、第一ローサイドスイッチ 2 4 1 L および第二ハイサイドスイッチ 2 4 2 H をオンに切り替えるとともに、第一ハイサイドスイッチ 2 4 1 H および第二ローサイドスイッチ 2 4 2 L をオフに切り替える。なお、図 2 に示すように、第一転流モード M 2 後であれば、第一ハイサイドスイッチ 2 4 1 H は、すでにオフとされた状態であり、第一ローサイドスイッチ 2 4 1 L はすでにオンとされた状態である。この結果、図 5 に示すように、電流は、矢印で示す方向 I D 3 に流れ、平滑コンデンサ 2 5 0 およびバッテリー 2 6 0 に電流が流れる。第二ブリッジ回路 2 4 2 のスイッチング制御の周期は、第一ローサイドスイッチ 2 4 1 L および第二ハイサイドスイッチ 2 4 2 H をオンに切り替える時点から開始され、制御回路 2 9 0 は、第二カウンタによる計時を開始する。図 2 および図 5 に示すように、この期間での各整流素子の状態を「第二整流モ

40

50

ードM3」とも呼ぶ。

【0032】

第二整流モードM3は、電力調整制御を実行しない場合には、第一カウンタによる1周期の経過あるいは第二カウンタによる半周期の経過により第一整流モードM1へと切り替えられる。なお、本開示において「1周期」「半周期」とは、1周期あるいは半周期が経過した時点と、デッドタイムあるいはボディダイオードを導通させるために1周期あるいは半周期から所定の間隔だけ前後させた時点とが含まれる。図2に示すように、電力調整制御を実行する場合では、制御回路290は、第二整流モードM3から第二転流モードへの切り替えタイミングを調節することで、1周期中における第二転流モードM4の長さを調節する。本実施形態では、制御回路290は、第二転流モードM4の期間を第一転流モードM2の期間と同様に、出力電流検出回路274により検出された電流値および基準電流とを用いて決定し、第二転流モードM4の期間に対応する第二カウンタの閾値TH1を決定する。

10

【0033】

本実施形態では、図2に矢印P2で示すように、電力調整制御において、第二整流モードM3から第二転流モードへの切り替えタイミングを、電力伝送周波数の半分の周期よりも短くさせることで平滑コンデンサ250およびバッテリー260に電流が流れない期間を生成している。このように構成することにより、電力調整制御における第二ローサイドスイッチ242Lのオン時間を半周期よりも長くさせている。このように構成することにより、第二ブリッジ回路242のブートストラップコンデンサの容量増加を小さくすることができ、受電装置200の大型化を抑制することができる。

20

【0034】

図2に示す時間T3では、第二カウンタのカウント値が閾値TH1以上となり、制御回路290は、第二ハイサイドスイッチ242Hをオフに切り替えるとともに、第二ローサイドスイッチ242Lをオンに切り替える。本実施形態では、デッドタイムを設けるために、第二ハイサイドスイッチ242Hをオフへ切り替えてから所定の間隔を空けた時間T30で第二ローサイドスイッチ242Lをオンに切り替える。この結果、図6に示すように、電流は、矢印で示す方向ID4に流れ、入力電圧はゼロとなり、平滑コンデンサ250およびバッテリー260に電流は流れない。図2および図6に示すように、この期間での各整流素子の状態を「第二転流モードM4」とも呼ぶ。

30

【0035】

第一整流モードM1および第二整流モードM3は、同期整流回路240の制御によりバッテリー260を含む負荷装置に電力を供給する「電力供給制御」に含まれる。第一転流モードM2および第二転流モードM4は、電力供給制御のうち、負荷装置に流れる電流をゼロにする期間を設けることにより電力供給を低減させる「電力調整制御」に該当する。第一転流モードM2は、第一整流モードM1から切り替えられ、第二転流モードM4は、第二整流モードM3から切り替えられるモードである。

【0036】

図2に示す時間T4では、第一ブリッジ回路241のスイッチング制御での1周期に相当する。制御回路290は、例えば、第一カウンタにより1周期に到達したことを検出すると、第一ローサイドスイッチ241Lをオフに切り替える。第一カウンタにより1周期に到達したか否かは、例えば、第一カウンタによるカウント値が1周期に対応する予め定められた閾値TH2以上になったか否かによって判定することができる。

40

【0037】

ここで、第一ローサイドスイッチ241Lがオンのままであると、第一ハイサイドスイッチ241Hのボディダイオードが導通しない。そのため、例えば、1周期を超えても第一ローサイドスイッチ241Lがオンのままである場合には、第一ブリッジ回路241の通電を検出することができず、周期的な同期整流動作ができなくなる可能性がある。本実施形態では、制御回路290は、電力伝送周波数に対応する1周期ごとに第一ローサイドスイッチ241Lをオフに切り替えることによって、例えば、センサ等を利用して第一ハ

50

イサイドスイッチ 241H の DS 電圧の立ち下がりを検出して第一ローサイドスイッチ 241L をオフに切り替える場合よりも確実に周期的な同期整流動作を繰り返すことができる。また、本実施形態では、制御回路 290 は、さらに、第一ハイサイドスイッチ 241H のボディダイオードを導通させる期間を設けるために、時間 T4 よりも所定の間隔だけ短い時間 T40 で第一ローサイドスイッチ 241L をオフに切り替えている。

【0038】

イミタンス変換器 230 からの出力電流が第一ハイサイドスイッチ 241H のボディダイオードを導通することにより、制御回路 290 は、第一ブリッジ回路 241 の通電を検出して 2 周期目の第一整流モード M1 を開始し、以降も同様に繰り返す。なお、二周期以降では、図 2 の時間 T5 のように、制御回路 290 は、例えば第二カウンタのカウント値が閾値 TH2 以上になるなど、第二カウンタによる 1 周期の検出によって、第二ローサイドスイッチ 242L をオフに切り替える。これにより、例えば、センサ等を利用して第二ハイサイドスイッチ 242H の DS 電圧の立ち下がりを検出して第二ローサイドスイッチ 242L をオフに切り替える場合よりも確実に周期的な同期整流動作を繰り返すことができる。本実施形態では、制御回路 290 は、第二ハイサイドスイッチ 242H のボディダイオードを導通させる期間を設けるために、半周期となる時間 T5 よりも所定の間隔だけ短い時間 T50 で第二ローサイドスイッチ 242L をオフに切り替える。

【0039】

以上、説明したように、本実施形態の受電装置 200 によれば、受電コイル 212 および共振コンデンサを有する受電共振回路 210 と、第一ハイサイドスイッチ 241H と第一ローサイドスイッチ 241L とを有する第一ブリッジ回路 241 および第二ハイサイドスイッチ 242H と第二ローサイドスイッチ 242L とを有する第二ブリッジ回路 242 を有する同期整流回路 240 と、第一ブリッジ回路 241 および第二ブリッジ回路 242 を制御する制御回路 290 と、を備えている。制御回路 290 は、第一ブリッジ回路 241 の通電を検出することにより、第一ハイサイドスイッチ 241H および第二ローサイドスイッチ 242L をオンとし、第一ローサイドスイッチ 241L および第二ハイサイドスイッチ 242H をオフとする第一整流モード M1 と、第二ブリッジ回路 242 の通電を検出することにより、第一ローサイドスイッチ 241L および第二ハイサイドスイッチ 242H をオンとし、第一ハイサイドスイッチ 241H および第二ローサイドスイッチ 242L をオフとする第二整流モード M3 と、を繰り返し行う電力供給制御を実行する。制御回路 290 は、第一整流モード M1 において、第一ハイサイドスイッチ 241H をオフとし、第一ローサイドスイッチ 241L をオンとする第一転流モード M2 と、第二整流モード M3 において、第二ハイサイドスイッチ 242H をオフとし、第二ローサイドスイッチ 242L をオンとする第二転流モード M4 と、を含む電力調整制御を実行する。本実施形態の受電装置 200 によれば、同期整流回路 240 の各整流素子のオンオフを切り替えるスイッチング制御により、高効率の電力調整制御を実行することができる。したがって、受電装置 200 の電力損失を抑制することができる。

【0040】

本実施形態の受電装置 200 によれば、さらに、同期整流回路 240 の出力電流 I1 を検出するための出力電流検出回路 274 を備えている。制御回路 290 は、電力調整制御において、出力電流検出回路 274 の検出値および負荷装置から要求される目標値としての基準電流を用いて、第一整流モード M1 から第一転流モード M2 への切り替えタイミングおよび第二整流モード M3 から第二転流モード M4 への切り替えタイミングを調節する。したがって、負荷装置からの要求に基づく適正な電力供給を行うことができる。

【0041】

本実施形態の受電装置 200 によれば、さらに、第一ローサイドスイッチ 241L の端子間電圧 V11 を検出する第一電圧検出回路 271 を備えている。制御回路 290 は、第一電圧検出回路 271 の検出結果を取得し、第一ローサイドスイッチ 241L における端子間電圧 V11 の立ち上りを検出することによって、第一ブリッジ回路 241 の通電を検出する。電圧検出という簡易な構成により電力供給制御および電力調整制御を実行するこ

10

20

30

40

50

とができるとともに、電流センサよりも安価な構成にすることが容易となる。

【0042】

本実施形態の受電装置200によれば、さらに、第二ローサイドスイッチ242Lにおける端子間電圧V12を検出する第二電圧検出回路272を備えている。制御回路290は、第二電圧検出回路272の検出結果を取得し、第二ローサイドスイッチ242Lにおける端子間電圧V12の立ち上りを検出することによって、第二ブリッジ回路242の通電を検出する。電圧検出という簡易な構成により電力供給制御および電力調整制御を実行することができるとともに、電流センサよりも安価な構成にすることが容易となる。

【0043】

本実施形態の受電装置200によれば、制御回路290は、第一整流モードM1で第一ハイサイドスイッチ241Hがオンにされてから予め定められた電力伝送周波数に対応する1周期が経過した時間T4で第一ローサイドスイッチ241Lがオンである場合には、第一ローサイドスイッチ241Lをオフに切り替える。電力伝送周波数の周期ごとに第一ローサイドスイッチ241Lをオフに切り替えることができるので、例えば、センサ等により第一ハイサイドスイッチ241HのDS電圧の立ち下がりを検出することで第一ローサイドスイッチ241Lをオフに切り替える場合と比較して、周期的な同期整流動作を確実に繰り返すことができる。また、本実施形態の受電装置200では、さらに、時間T4よりも短い時間T40で第一ローサイドスイッチ241Lをオフに切り替えることにより、1周期が経過するよりも前の時点で第一ハイサイドスイッチ241Hのボディダイオードを導通可能な状態にすることができ、より確実に電力伝送周波数の周期ごとの同期整流動作を繰り返すことができる。

【0044】

本実施形態の受電装置200によれば、制御回路290は、第二整流モードM3で第二ハイサイドスイッチ242Hがオンにされてから予め定められた電力伝送周波数に対応する1周期が経過した時間T5で第二ローサイドスイッチ242Lがオンである場合には、第二ローサイドスイッチ242Lをオフに切り替える。電力伝送周波数の周期ごとに第二ローサイドスイッチ242Lをオフに切り替えることができるので、例えば、センサ等により第二ハイサイドスイッチ242HのDS電圧の立ち下がりを検出する場合と比較して、周期的な同期整流動作を確実に繰り返すことができる。また、本実施形態の受電装置200では、さらに、時間T5よりも短い時間T50で第二ローサイドスイッチ242Lをオフに切り替えることにより、1周期が経過するよりも前の時点で第二ハイサイドスイッチ242Hにボディダイオードを導通させる状態にすることができ、より確実に電力伝送周波数の周期ごとの同期整流動作を繰り返すことができる。

【0045】

本実施形態の受電装置200によれば、制御回路290は、第一整流モードM1から第一転流モードM2への切り替えタイミングと、第二整流モードM3から第二転流モードM4への切り替えタイミングとを、それぞれ予め定められた電力伝送周波数の半周期よりも短くしている。したがって、電力調整制御における第一ローサイドスイッチ241Lおよび第二ローサイドスイッチ242Lのオン時間を半周期よりも長くすることができるので、第一ハイサイドスイッチ241Hおよび第二ハイサイドスイッチ242Hのオン時間を長くする場合と比較して、第一ブリッジ回路241および第二ブリッジ回路242のブートストラップコンデンサの容量を低減し、受電装置200の大型化を抑制することができる。

【0046】

B. 第2実施形態：

図7に示すように、第2実施形態に係る受電装置200bは、第1実施形態の受電装置200とは、さらに入力電流検出回路276を備える点と、制御回路290に代えて制御回路290bを備える点とにおいて相違し、それ以外の構成は同様である。本実施形態では、制御回路290bは、ピーク電流モード制御によって、第一整流モードM1から第一転流モードM2への切り替えタイミングおよび第二整流モードM3から第二転流モードM

4 への切り替えタイミングを調節する。図では、基準電流と出力電流 I_1 との差分が大きいことから、ピーク電流モード制御を利用して出力電流 I_1 を基準電流に近づけるフィードバック制御が実行される例が示されている。

【0047】

入力電流検出回路 276 は、イミタンス変換器 230 と同期整流回路 240 との間に配置されており、同期整流回路 240 の入力電流を検出する第二電流検出部として機能する。制御回路 290b は、第 1 実施形態での制御回路 290 の機能構成に加え、さらに、全波整流回路 291 と、第一積分回路 292 と、定電流制御部 293 と、コンパレータ 294 と、スイッチ信号生成回路 296 と、リセット回路 299 とを備えている。全波整流回路 291 には、図 8 の最上段に示すように、同期整流回路 240 によって検出された交流の電流波形 V_1 が入力される。全波整流回路 291 は、入力された電流波形 V_1 を全波整流し、図 8 に示す電流波形 V_2 を生成して第一積分回路 292 に出力する。全波整流回路 291 は、例えば 4 つのダイオードを備えるフルブリッジ回路など、公知の全波整流回路を用いることができる。

10

【0048】

第一積分回路 292 は、全波整流された電流波形 V_2 を、位相あるいは時間で積分して、図 8 に示す電流波形 V_3 を生成する。電流波形 V_1 の波形は正弦波であるため、電流波形 V_3 は第一積分回路 292 の積分によって余弦波へと変換される。すなわち、 $\sin(x)$ $\sin(x)$ で表される電流波形 V_2 を、積分によって $-\cos(x)$ となる電流波形 V_3 へと変換している。図 8 に示す電流波形 V_2 のように正弦波のままでは、時間軸に対して電流値の増減が発生するため、ピーク電流モード制御には適していない。これに対して、本実施形態では、電流波形 V_3 のように、横軸に対して増加傾向を示す電流波形であればピーク電流モード制御に利用することができる。

20

【0049】

リセット回路 299 は、所定の期間ごとに第一積分回路 292 による演算結果をリセットする。本実施形態では、リセット回路 299 は、例えば図 8 に波形 R_1 および波形 R_2 で示されるように、第一ローサイドスイッチ 241L の DS 電圧の立ち上がり H_1 と、第二ローサイドスイッチ 242L の DS 電圧の立ち上がり H_2 とを検出した場合に、第一積分回路 292 による演算結果をリセットするように設定されている。このように構成することにより、電力伝送周波数の半周期ごとに第一積分回路 292 の演算結果をリセットすることができ、第一ブリッジ回路 241 および第二ブリッジ回路 242 のスイッチング制御において、半周期ごとのピーク電流モード制御を実行することができる。

30

【0050】

定電流制御部 293 は、負荷装置から要求される基準電流と、出力電流検出回路 274 により検出された同期整流回路 240 の出力電流 I_1 との比較に基づく出力電流 V_4 を出力する。定電流制御部 293 は、例えば、バッテリー 260 に流れる電流を大きくする場合には、両者の差分を小さくするために大きい出力電流 V_4 を出力し、バッテリー 260 に流れる電流を小さくする場合には、両者の差分を小さくするために小さい出力電流 V_4 を出力する。

【0051】

コンパレータ 294 は、出力電流 V_4 と電流波形 V_3 とを比較して、電流波形 V_3 が出力電流 V_4 以上となった場合に、図 8 に示す H レベル信号 V_5 を出力する。スイッチ信号生成回路 296 は、同期整流回路 240 の各スイッチング素子を制御する。スイッチ信号生成回路 296 は、上述した同期整流回路 240 の各整流素子のスイッチング制御を行う制御部の機能を兼ねるとともに、さらに、 H レベル信号 V_5 に基づくスイッチング制御を実行して、第一整流モード M_1 から第一転流モード M_2 への切り替えタイミング、および第二整流モード M_3 から第二転流モード M_4 への切り替えタイミングを調節する。具体的には、スイッチ信号生成回路 296 は、第一整流モード M_1 において H レベル信号 V_5 を検出した場合には、第一ハイサイドスイッチ 241H をオフとするとともに第一ローサイドスイッチ 241L をオンとして第一転流モード M_2 へと切り替え、第一転流モード M_2

40

50

においてHレベル信号V5を検出した場合には、第二ハイスサイドスイッチ242Hをオフとするとともに第二ローサイドスイッチ242Lをオンとすることにより第二転流モードM4へと切り替える。図8に示すように、ピーク電流モード制御において、基準電流が大きくされることで定電流制御部293の出力電流V4が大きくされることにより、第一転流モードM2および第二転流モードM4の期間TM1～TM4は徐々に短縮され、バッテリー260の入力電流は徐々に大きくなる。

【0052】

本実施形態の受電装置200によれば、さらに、同期整流回路240の入力電流である電流波形V1を検出する入力電流検出回路276と、入力電流検出回路276により検出された電流波形V1を全波整流した電流波形V2を出力する全波整流回路291と、全波整流回路291により全波整流された電流波形V2を積分した電流波形V3を出力する第一積分回路292と、を備えている。制御回路290bは、出力電流検出回路274の検出値である出力電流I1および基準電流とともに、第一積分回路292により積分された電流波形V3を用いたピーク電流モード制御により、第一整流モードM1から第一転流モードM2への切り替えタイミングおよび第二整流モードM3から第二転流モードM4への切り替えタイミングを調節する。この形態の受電装置200によれば、第一積分回路292により電流波形を時間軸に対して増加傾向を示す余弦波に変換することができ、ピーク電流モード制御を実行することができる。そのため、制御回路290bのスイッチング制御における応答性能やラインレギュレーション特性を向上させることができる。したがって、例えば、送電装置100と受電装置200との対向状態が大きく変化する場合など、送電装置100から受電した交流電力が大きく変化する場合であっても、安定した電力供給制御ならびに電力調整制御を実行することができる。また、第一積分回路292を用いることにより電流波形へのノイズの影響を低減することができる。

【0053】

C. 第3実施形態：

図9に示すように、第3実施形態に係る受電装置200cは、図7で示した第2実施形態の受電装置200bとは、入力電流検出回路276および制御回路290bに代えて、C電流検出回路278および制御回路290cを備える点で相違し、それ以外の構成は同様である。第2実施形態の受電装置200bでは、入力電流検出回路276により検出された同期整流回路240の入力電流を用いたピーク電流モード制御を制御回路290bが実行する例を示した。これに対して、第3実施形態に係る受電装置200cは、C電流検出回路278により検出される同期整流回路240の出力電流を用いたピーク電流モード制御を実行する。

【0054】

C電流検出回路278は、同期整流回路240の出力側に配置されており、同期整流回路240の出力電流を検出する第三電流検出回路として機能する。図9に示すように、受電装置200cが平滑コンデンサ250を備える場合には、C電流検出回路278は、平滑コンデンサ250と同期整流回路240との間に配置される。C電流検出回路278によって検出される同期整流回路240の出力電流は、図8で示した同期整流回路240の入力電流の電流波形V1とは異なり、電流波形V2と同様に全波整流された状態の電流波形V2Cである。

【0055】

制御回路290cは、第2実施形態で示した制御回路290bとは、全波整流回路291を備えない点と、第一積分回路292に代えて第二積分回路292cを備える点とにおいて相違し、それ以外の構成は制御回路290bと同様である。第二積分回路292cは、第一積分回路292と同様な機能を備えており、全波整流された電流波形V2Cを位相あるいは時間で積分して、図8に示す電流波形V3を出力する。したがって、本実施形態の受電装置200cであっても第2実施形態と同様のピーク電流モード制御を実行することができる。

【0056】

10

20

30

40

50

本実施形態の受電装置 200c によれば、制御回路 290c は、出力電流検出回路 274 の検出値である出力電流 I1 および基準電流とともに、第二積分回路 292c により積分された電流波形 V3 を用いたピーク電流モード制御を実行して、上記第 2 実施形態と同様に、第一整流モード M1 から第一転流モード M2 への切り替えタイミング、および第二整流モード M3 から第二転流モード M4 への切り替えタイミングを調節する。本実施形態の受電装置 200c によれば、制御回路 290c を全波整流回路 291 が省略された簡易な構成にしつつ、ピーク電流モード制御を実行することができる。

【0057】

D. 第 4 実施形態：

図 10 に示すように、第 4 実施形態に係る受電装置 200d は、図 7 で示した第 2 実施形態の受電装置 200b とは、入力電流検出回路 276 および制御回路 290b に代えて、リアクトル電圧取得部 297 および制御回路 290d を備える点において相違し、それ以外の構成は、第 2 実施形態の受電装置 200b と同様である。第 4 実施形態に係る受電装置 200d は、リアクトル電圧取得部 297 により検出されたイミタンス変換器 230 の出力側リアクトルの電圧を用いたピーク電流モード制御を実行する。

【0058】

本実施形態では、リアクトル電圧取得部 297 は、イミタンス変換器 230 の出力側リアクトルとして、出力側第一リアクトル 234 の電圧を取得する。より具体的には、リアクトル電圧取得部 297 は、出力側第一リアクトル 234 との磁氣的結合により得られる電圧波形を取得するコイルである。図 9 には、出力側第一リアクトル 234 に対して受電側のリアクトル電圧取得部 297 が磁氣的に結合された状態であることを 2 本の平行線にて示している。リアクトル電圧取得部 297 は、例えば、出力側第一リアクトル 234 のコア（鉄心）に電気伝導体を巻き付けることによって形成することができる。なお、リアクトル電圧取得部 297 は、イミタンス変換器 230 の出力側リアクトルとして、出力側第一リアクトル 234 に代えて出力側第二リアクトル 238 の電圧波形を取得してもよい。

【0059】

制御回路 290d は、第 2 実施形態で示した制御回路 290b とは、さらに第三積分回路 298 を備える点と、第一積分回路 292 に代えて第四積分回路 292d を備える点において相違し、それ以外の構成は制御回路 290b と同様である。第三積分回路 298 は、リアクトル電圧取得部 297 によって取得された出力側第一リアクトル 234 の電圧波形を位相あるいは時間で積分し、全波整流回路 291 に出力する。出力側第一リアクトル 234 の電圧波形を積分することにより、出力側第一リアクトル 234 に流れる電流と略同一の電流波形 V1D を得ることができる。全波整流回路 291 は、入力された電流波形 V1D を全波整流し、図 8 に示す電流波形 V2 を生成する。第四積分回路 292d は、第一積分回路 292 と同様に、電流波形 V2 を位相あるいは時間で積分して電流波形 V3 を出力し、以降も第 2 実施形態と同様のピーク電流モード制御が実行される。

【0060】

以上のように、本実施形態の受電装置 200d において、制御回路 290d は、出力電流検出回路 274 の検出値である出力電流 I1 および基準電流とともに、リアクトル電圧取得部 297 により取得され全波整流回路 291 により全波整流された電流波形 V2 をさらに第四積分回路 292d で積分した電流波形 V3 を用いたピーク電流モード制御を実行して、上記第 2 実施形態と同様に、第一整流モード M1 から第一転流モード M2 への切り替えタイミング、および第二整流モード M3 から第二転流モード M4 への切り替えタイミングを調節する。本実施形態の受電装置 200d によれば、例えば、出力側第一リアクトル 234 のコア（鉄心）に電気伝導体を巻き付けるなどの簡易な構成により受電装置 200d の電流を検出することができ、電流センサを備えることなくピーク電流モード制御を実行することができる。

【0061】

E. 第 5 実施形態：

図 1 1 に示すように、第 5 実施形態に係る受電装置 2 0 0 e は、図 7 で示した第 2 実施形態の受電装置 2 0 0 b とは、入力電流検出回路 2 7 6 および制御回路 2 9 0 b に代えて、入力電圧検出回路 2 7 7 および制御回路 2 9 0 e を備える点で相違し、それ以外の構成は同様である。第 5 実施形態に係る受電装置 2 0 0 e は、入力電圧検出回路 2 7 7 により検出された同期整流回路 2 4 0 の入力電圧 V_{1E} を用いたピーク電流モード制御を実行する。

【0062】

入力電圧検出回路 2 7 7 は、受電共振回路 2 1 0 とイミタンス変換器 2 3 0 との間に配置され、イミタンス変換器 2 3 0 の入力電圧を検出する。ここで、イミタンス変換器 2 3 0 は、出力側から見ると定電流源に見え、入力電圧に比例した定電流を出力する。そのため、イミタンス変換器 2 3 0 からの出力電流（同期整流回路 2 4 0 への入力電流）に代えてイミタンス変換器 2 3 0 の入力電圧 V_{1E} を取得することにより、第 2 実施形態と同様にピーク電流モード制御を実行することができる。

【0063】

制御回路 2 9 0 e は、第一積分回路 2 9 2 と同様の機能を有する第五積分回路 2 9 2 e を備えている。全波整流回路 2 9 1 は、入力電圧 V_{1E} を全波整流した電流波形 V_2 を出力し、第五積分回路 2 9 2 e は、位相あるいは時間 T_0 で電流波形 V_2 を積分することにより、第 2 実施形態と同様に電流波形 V_3 を出力する。

【0064】

このように、制御回路 2 9 0 e は、イミタンス変換器 2 3 0 の入力電圧 V_{1E} を用いたピーク電流モード制御により、第一整流モード M_1 から第一転流モード M_2 への切り替えタイミングおよび第二整流モード M_3 から第二転流モード M_4 への切り替えタイミングを調節する。この形態の受電装置 2 0 0 e であっても、第 2 実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0065】

F. 他の実施形態：

(F 1) 上記各実施形態では、図 1 に示すように送電共振回路 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による共振方式（「SS 方式」とも呼ばれる）が適用される例を示した。これに対して、図 1 2 に示すように、送電共振回路 1 1 0 f は、送電共振コンデンサ 1 1 4 f が送電コイル 1 1 2 に対して並列に接続された並列共振回路とされてもよく、送電共振回路 1 1 0 f および受電共振回路 2 1 0 には、一次並列二次直列方式（「PS 方式」とも呼ばれる）が適用されてもよい。また、図 1 3 に示すように、送電共振回路 1 1 0 g は、送電コイル 1 1 2 に対して並列に接続される送電共振コンデンサ 1 1 4 g 1 と、送電コイル 1 1 2 に対して直列に接続される送電共振コンデンサ 1 1 4 g 2 とを備えてもよく、送電共振回路 1 1 0 g および受電共振回路 2 1 0 には、一次並列直列二次直列方式（「PSS 方式」とも呼ばれる）が適用されてもよい。また、図 1 4 に示すように、送電装置 1 0 0 には、さらに、送電共振回路 1 1 0 とは独立した回路であり、三次コイル 3 1 2 と三次共振コンデンサ 3 1 4 とが直列に接続された三次共振回路 3 1 0 h が設けられてもよい。三次共振回路 3 1 0 h は、三次コイル 3 1 2 が送電コイル 1 1 2 および受電コイル 2 1 2 のそれぞれと磁氣的に結合された状態となるように配置される。なお、三次コイル 3 1 2 と三次共振コンデンサ 3 1 4 とが並列に接続された三次共振回路 3 1 0 h とすることもできる。また、図 1 5 に示すように、送電装置 1 0 0 には、三次コイル 3 1 2 i と三次共振コンデンサ 3 1 4 i とが並列に接続された三次共振回路 3 1 0 i が送電コイル 1 1 2 に対して直列に接続されていてもよい。三次共振回路 3 1 0 i は、三次コイル 3 1 2 i が送電コイル 1 1 2 および受電コイル 2 1 2 のそれぞれと磁氣的に結合された状態となるように配置される。

【0066】

(F 2) 上記各実施形態では、第一ローサイドスイッチ 2 4 1 L の端子間電圧 V_{11} を検出することにより第一ブリッジ回路 2 4 1 の通電を検出する第一電圧検出回路 2 7 1 と、第二ローサイドスイッチ 2 4 2 L の端子間電圧 V_{12} を検出することにより第二ブリッジ

10

20

30

40

50

回路 242 の通電を検出する第二電圧検出回路 272 とが設けられる例を示した。これに対して、受電装置 200 は、第一電圧検出回路 271 に代えて、またはこれとともに、第一ブリッジ回路 241 の通電を検出するために、第一ハイサイドスイッチ 241H のボディダイオードの通電を検出する電流センサを設けてもよい。また、第二電圧検出回路 272 に代えて、またはこれとともに、第二ブリッジ回路 242 の通電を検出するために、第二ハイサイドスイッチ 242H のボディダイオードの通電を検出する電流センサが設けられてもよい。例えば、第一ハイサイドスイッチ 241H の下流側、第二ハイサイドスイッチ 242H の下流側に電流センサを設けることができる。このように構成した場合であっても、第一ブリッジ回路 241 の通電、ならびに第二ブリッジ回路 242 の通電を検出することができる。

10

【0067】

(F3) 上記各実施形態では、制御回路 290 は、第一ローサイドスイッチ 241L、第二ローサイドスイッチ 242L の DS 電圧の立ち上がりを検出することによって第一ハイサイドスイッチ 241H がオンに切り替えられ、第二ハイサイドスイッチ 242H がオンに切り替えられる例を示した。これに対して、制御回路 290 は、第一ハイサイドスイッチ 241H、第二ハイサイドスイッチ 242H の DS 電圧の立ち下がりを検出することによって、第一ハイサイドスイッチ 241H をオンに、第二ハイサイドスイッチ 242H をオンに切り替えてもよい。この場合には、第一電圧検出回路 271 は、第一ハイサイドスイッチ 241H の両端に接続され、第二電圧検出回路 272 は、第二ハイサイドスイッチ 242H の両端に接続される。このように構成した場合であっても、上記各実施形態と同様の効果を得ることができる。

20

【0068】

(F4) 上記各実施形態では、制御回路 290 は、第一整流モード M1 から第一転流モード M2 への切り替えタイミングと、第二整流モード M3 から第二転流モード M4 への切り替えタイミングとの双方が、予め定められた電力伝送周波数の半周期よりも短くされている例を示した。これに対して、いずれか一方のタイミングのみが電力伝送周波数の半周期よりも短くされてもよい。

【0069】

(F5) 上記各実施形態では、制御回路 290 は、第一整流モード M1 で第一ハイサイドスイッチ 241H がオンにされてから電力伝送周波数に対応する 1 周期ごとに第一ローサイドスイッチ 241L をオフに切り替えることにより、第一ブリッジ回路 241 での周期的な同期整流動作を繰り返す例を示した。これに対して、受電装置 200 に、さらに、第一ブリッジ回路 241 における電流波形または電圧波形の周期を検出する第一周期検出器が設けられてもよい。この場合において、制御回路 290 は、第一周期検出器の検出結果から電力供給制御における電流波形または電圧波形の 1 周期の経過を検出することによって、第一ローサイドスイッチ 241L をオフに切り替えるようにしてもよい。この形態の受電装置 200 でも、センサ等を利用して第一ハイサイドスイッチ 241H の DS 電圧の立ち下がりを検出する場合よりも確実に周期的な同期整流動作を繰り返すことができる。

30

【0070】

(F6) 上記各実施形態では、制御回路 290 は、第二整流モード M3 で第二ハイサイドスイッチ 242H がオンにされてから電力伝送周波数に対応する 1 周期ごとに第二ローサイドスイッチ 242L をオフに切り替えることにより、第二ブリッジ回路 242 での周期的な同期整流動作を繰り返す例を示した。これに対して、受電装置 200 に、さらに、第二ブリッジ回路 242 における電流波形または電圧波形の周期を検出する第二周期検出器が設けられてもよい。この場合において、制御回路 290 は、第二周期検出器の検出結果から電力供給制御における電流波形または電圧波形の 1 周期の経過を検出することによって、第二ローサイドスイッチ 242L をオフに切り替えるようにしてもよい。この形態の受電装置 200 でも、センサ等を利用して第二ハイサイドスイッチ 242H の DS 電圧の立ち下がりを検出する場合よりも確実に周期的な同期整流動作を繰り返すことができる。

40

【0071】

50

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。

10

【0072】

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】

【0073】

100…送電装置、200, 200b, 200c, 200d, 200e…受電装置、210…受電共振回路、212…受電コイル、214…受電共振コンデンサ、240…同期整流回路、241…第一ブリッジ回路、241H…第一ハイサイドスイッチ、241L…第一ローサイドスイッチ、242…第二ブリッジ回路、242H…第二ハイサイドスイッチ、242L…第二ローサイドスイッチ、290, 290b, 290c, 290d, 290e…制御回路、M1…第一整流モード、M2…第一転流モード、M3…第二整流モード、M4…第二転流モード

20

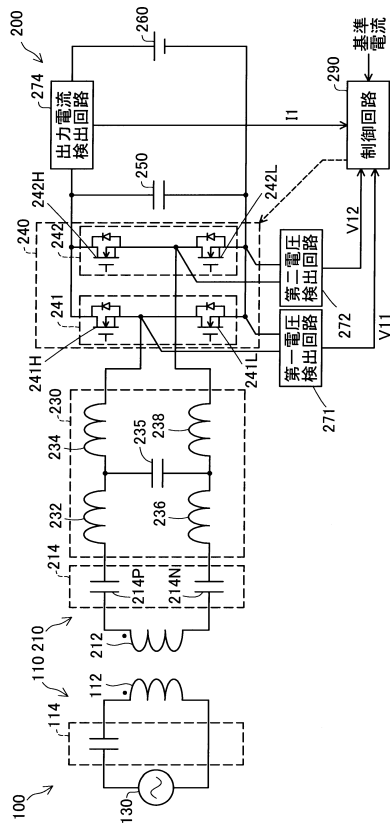
30

40

50

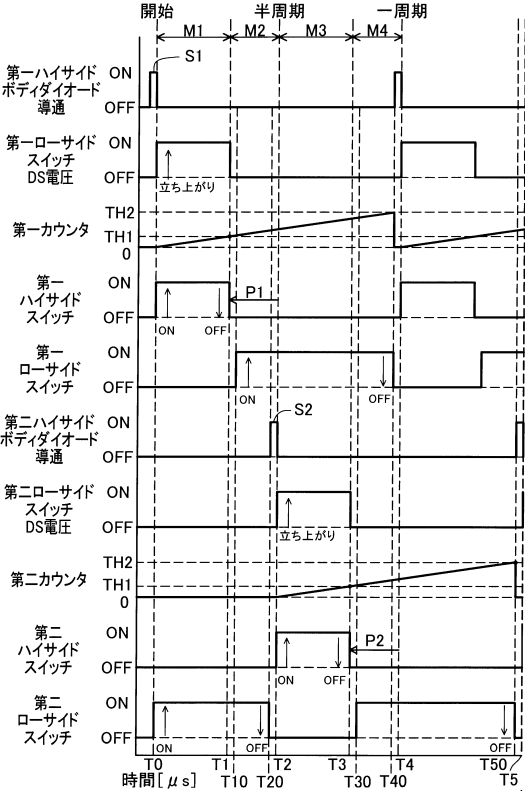
【図面】
【図 1】

Fig.1



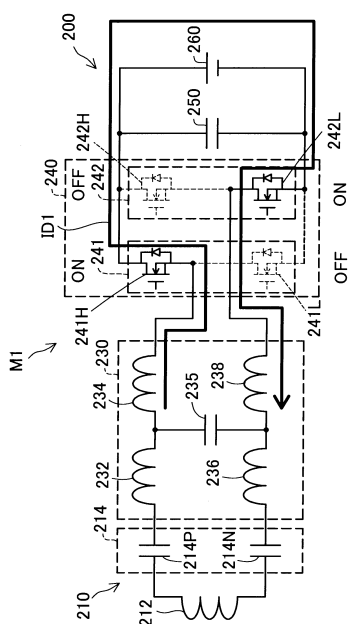
【図 2】

Fig.2



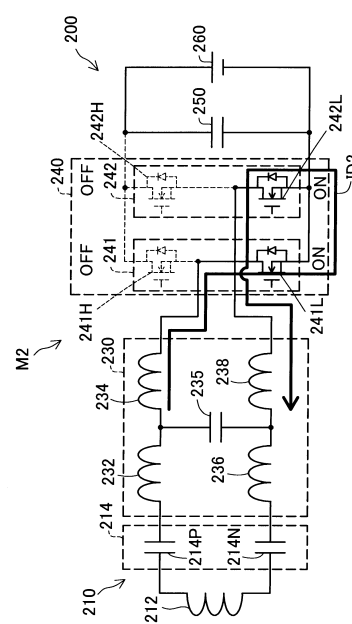
【図 3】

Fig.3



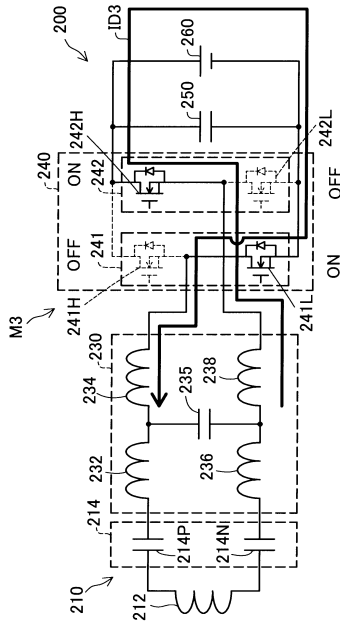
【図 4】

Fig.4



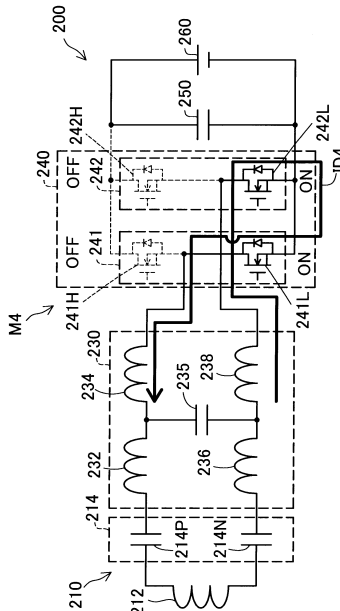
【図 5】

Fig.5



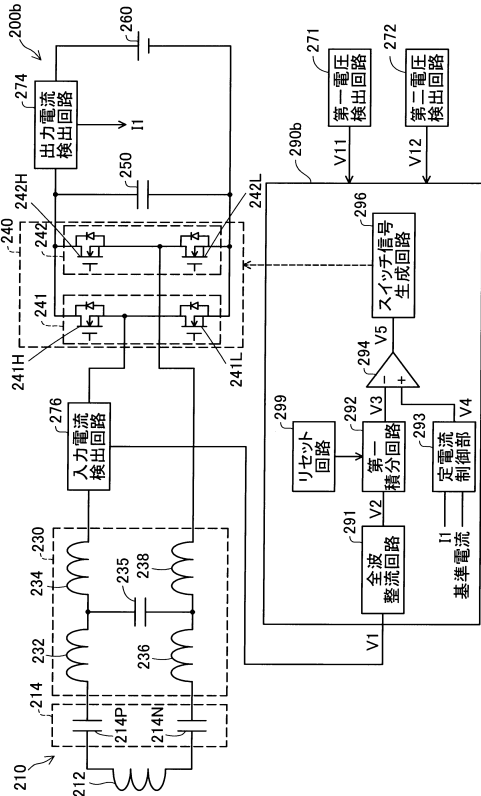
【図 6】

Fig.6



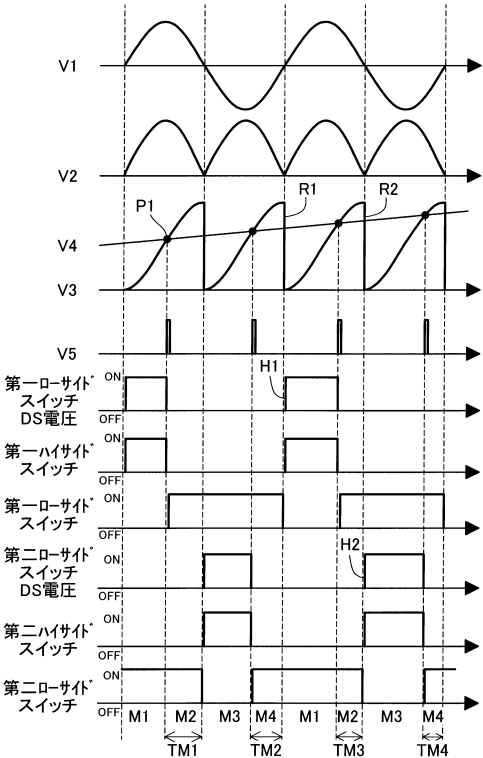
【図 7】

Fig.7



【図 8】

Fig.8



10

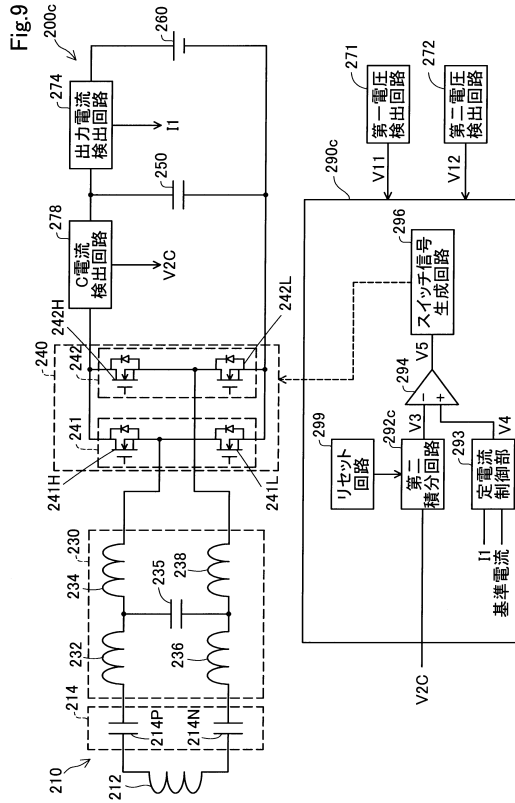
20

30

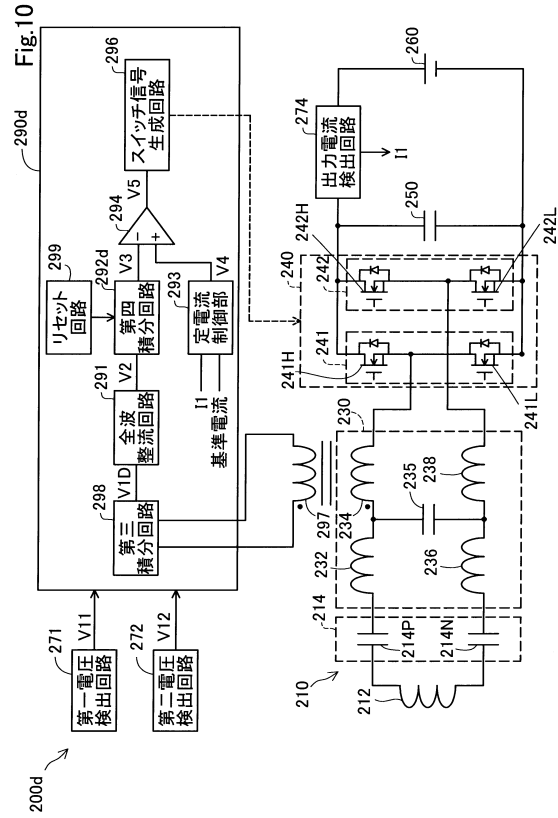
40

50

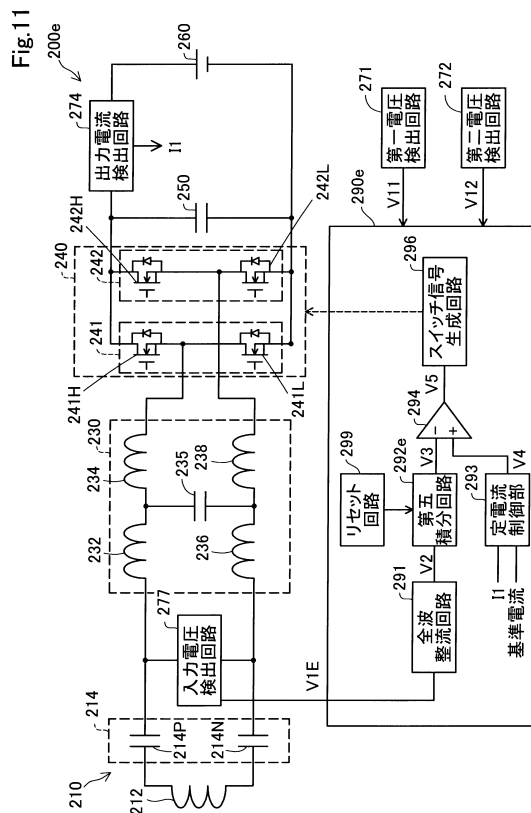
【図 9】



【図 10】

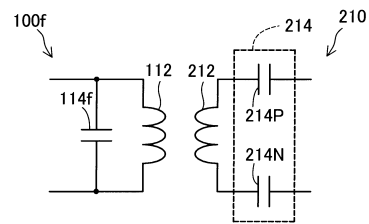


【図 11】



【図 12】

Fig.12



10

20

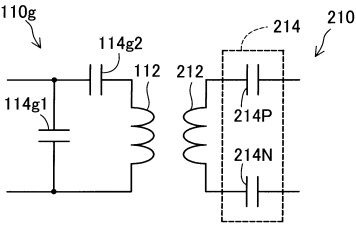
30

40

50

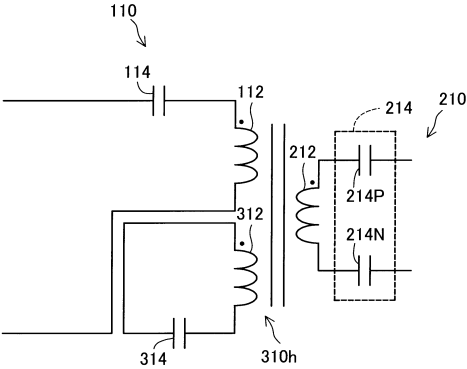
【図 1 3】

Fig.13



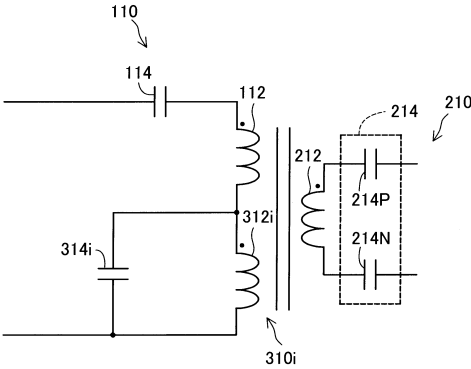
【図 1 4】

Fig.14



【図 1 5】

Fig.15



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

F ターム (参考) 5G503 AA01 BA01 BB01 CA01 CA11 GB08
 5H006 CA02 CB01 CB07 CB09 CC02 CC08 DA02 DA04 DC02 DC05