

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7519873号
(P7519873)

(45)発行日 令和6年7月22日(2024.7.22)

(24)登録日 令和6年7月11日(2024.7.11)

(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 50/80 (2016.01) H 0 2 J 50/80

請求項の数 5 (全22頁)

(21)出願番号	特願2020-178025(P2020-178025)	(73)特許権者	000004606 ニチコン株式会社 京都府京都市中京区烏丸通御池上る二条 殿町 5 5 1 番地
(22)出願日	令和2年10月23日(2020.10.23)	(74)代理人	110000475 弁理士法人みのり特許事務所
(65)公開番号	特開2022-69069(P2022-69069A)	(72)発明者	山口 雅史 京都府京都市中京区烏丸通御池上る二条 殿町 5 5 1 番地 ニチコン株式会社内
(43)公開日	令和4年5月11日(2022.5.11)	(72)発明者	八島 由樹 京都府京都市中京区烏丸通御池上る二条 殿町 5 5 1 番地 ニチコン株式会社内
審査請求日	令和5年4月11日(2023.4.11)	審査官	東 昌秋

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 磁界共振電源装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 伝送コイル、第 1 共振コンデンサ、第 1 スイッチング素子、および前記第 1 スイッチング素子に並列接続された第 1 ダイオードを備える第 1 給電部と、

第 2 伝送コイル、第 2 共振コンデンサ、第 2 スイッチング素子、および前記第 2 スイッチング素子に並列接続された第 2 ダイオードを備える第 2 給電部と、

制御部と、を備え、

磁界共振により前記第 1 給電部から前記第 2 給電部に伝送電力を供給する磁界共振電源装置であって、

前記制御部は、

前記第 1 スイッチング素子のターンオフと前記第 2 スイッチング素子のターンオフとの時間差である第 1 位相シフト時間を、前記伝送電力の電力値に応じて制御する位相シフト制御回路と、

前記伝送電力の前記電力値に応じて前記第 1 スイッチング素子のターンオフを制御することで、前記第 1 スイッチング素子のオン時間を制御するオン時間制御回路と、を備え、

前記オン時間制御回路は、

前記伝送電力が最大となる最大伝送電力時の前記時間差である最大位相シフト時間と前記第 1 位相シフト時間との差分である位相余裕時間を算出する第 1 演算処理と、

前記最大伝送電力時における前記第 1 スイッチング素子のオン時間である最大オン時間と

前記位相余裕時間との差分である第1オン時間を算出する第2演算処理とを行い、
前記第1スイッチング素子がターンオンしてから前記第1オン時間を経過した後に前記第1
スイッチング素子をターンオフさせることを特徴とする磁界共振電源装置。

【請求項2】

第1伝送コイル、第1共振コンデンサ、第1スイッチング素子、および前記第1スイッチ
ング素子に並列接続された第1ダイオードを備える第1給電部と、

第2伝送コイル、第2共振コンデンサ、および第2ダイオードを備える第2給電部と、
制御部と、を備え、

磁界共振により前記第1給電部から前記第2給電部に伝送電力を供給する磁界共振電源
装置であって、

前記第2ダイオードは、前記第1スイッチング素子がターンオフしてから所定の時間差
である第1位相シフト時間の経過後にターンオフし、

前記制御部は、

前記伝送電力の電力値に応じて前記第1スイッチング素子のターンオフを制御すること
で、前記第1スイッチング素子のオン時間を制御するオン時間制御回路を備え、

前記オン時間制御回路は、

前記伝送電力が最大となる最大伝送電力時の前記時間差である最大位相シフト時間と前記
第1位相シフト時間との差分である位相余裕時間を算出する第1演算処理と、

前記最大伝送電力時における前記第1スイッチング素子のオン時間である最大オン時間と
前記位相余裕時間との差分である第1オン時間を算出する第2演算処理とを行い、

前記第1スイッチング素子がターンオンしてから前記第1オン時間を経過した後に前記第1
スイッチング素子をターンオフさせることを特徴とする磁界共振電源装置。

【請求項3】

第1伝送コイル、第1共振コンデンサ、第1スイッチング素子、および前記第1スイッチ
ング素子に並列接続された第1ダイオードを備える第1給電部と、

第2伝送コイル、第2共振コンデンサ、第2スイッチング素子、および前記第2スイッチ
ング素子に並列接続された第2ダイオードを備える第2給電部と、

制御部と、を備え、

磁界共振により前記第1給電部から前記第2給電部に伝送電力を供給する磁界共振電源
装置であって、

前記制御部は、

前記第1スイッチング素子のターンオフと前記第2スイッチング素子のターンオフとの時
間差である第1位相シフト時間を、前記伝送電力の電力値に応じて制御する位相シフト制
御回路と、

前記伝送電力の前記電力値に応じて前記第1スイッチング素子のターンオフを制御するこ
とで、前記第1スイッチング素子のオン時間を制御するオン時間制御回路と、

を備え、

前記制御部は、

前記第2伝送コイルを流れる電流の電流値を検出する電流検知回路と、

前記第1給電部から前記第2給電部に供給された前記伝送電力を前記第2給電部の外部へ
供給する場合に前記第2伝送コイルを流れる電流の方向を負として、前記電流値が負から
正に変化する際のゼロクロス点を検出したタイミングでゼロクロス信号を出力するゼロク
ロス検知回路と、

をさらに備え、

前記オン時間制御回路は、

前記ゼロクロス信号が入力されたタイミングで前記第1スイッチング素子をターンオフさ
せることを特徴とする磁界共振電源装置。

【請求項4】

第1伝送コイル、第1共振コンデンサ、第1スイッチング素子、および前記第1スイッチ
ング素子に並列接続された第1ダイオードを備える第1給電部と、

10

20

30

40

50

第 2 伝送コイル、第 2 共振コンデンサ、および第 2 ダイオードを備える第 2 給電部と、
制御部と、を備え、

磁界共振により前記第 1 給電部から前記第 2 給電部に伝送電力を供給する磁界共振電源装置であって、

前記第 2 ダイオードは、前記第 1 スイッチング素子がターンオフしてから所定の時間差である第 1 位相シフト時間の経過後にターンオフし、

前記制御部は、

前記伝送電力の電力値に応じて前記第 1 スイッチング素子のターンオフを制御することで、
前記第 1 スイッチング素子のオン時間を制御するオン時間制御回路を備え、

前記制御部は、

前記第 2 伝送コイルを流れる電流の電流値を検出する電流検知回路と、
前記第 1 給電部から前記第 2 給電部に供給された前記伝送電力を前記第 2 給電部の外部へ供給する場合に前記第 2 伝送コイルを流れる電流の方向を負として、前記電流値が負から正に変化する際のゼロクロス点を検出したタイミングでゼロクロス信号を出力するゼロクロス検知回路と、

をさらに備え、

前記オン時間制御回路は、

前記ゼロクロス信号が入力されたタイミングで前記第 1 スイッチング素子をターンオフさせることを特徴とする磁界共振電源装置。

【請求項 5】

前記オン時間制御回路は、前記伝送電力が所定の第 2 閾値以上のときは、前記伝送電力が小さくなるほど前記第 1 スイッチング素子のオン時間が短くなるように前記第 1 スイッチング素子のターンオフを制御する一方、前記伝送電力が前記第 2 閾値よりも小さいときは、前記第 1 スイッチング素子のオン時間が一定値となるように前記第 1 スイッチング素子のターンオフを制御することを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれかに記載の磁界共振電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、磁界共振を利用した電力伝送を行う磁界共振電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

磁界共振を利用した電力伝送を行う磁界共振電源装置として、例えば、非接触の伝送コイルを有するワイヤレス充電器の場合、電気自動車に対して非接触で数キロワット程度の伝送電力を供給することができる。この磁界共振電源装置においては、送電側給電部と受電側給電部とをそれぞれ単一のスイッチング素子で動作するシングルエンデッドコンバータで構成し、位相シフト制御により伝送電力を制御することが提案されている（例えば、特許文献 1 参照）。

【0003】

位相シフト制御を行うことにより、送電側給電部の前段および受電側給電部の後段で電圧制御を行う必要がなくなる。その結果、送電側給電部の前段および受電側給電部の後段に設けられる DC / DC コンバータ（例えば、昇降圧チョッパ回路）が不要となるので、電源装置全体のコストを低減することができる。

【0004】

しかしながら、位相シフト制御を行うことにより、低負荷時において伝送電力の伝送効率が大きく低下してしまうという問題がある。例えば、6 [kW] の定格負荷に対して、負荷が 3 [kW]、1.5 [kW] と低下するにつれて、伝送効率は 81%、50% と低下してしまう。

【0005】

特許文献 1 に記載の上記磁界共振電源装置では、送電側給電部の共振コンデンサと伝送

10

20

30

40

50

コイル間および受電側給電部の共振コンデンサと伝送コイル間に、伝送電力とは無関係に非常に大きな共振電流が無効電流として流れる。この共振電流が共振コンデンサと伝送コイルからなる共振回路に流れることで、共振回路の抵抗成分により熱として損失が発生する。例えば、共振電流が80[A]、共振回路の抵抗が50[mΩ]とすると320[W]の損失が発生し、伝送電力が6[kW]のときは約5%の損失になる。出力電圧が350[V]の場合、伝送電力が6[kW]のときの有効電流は17[A]なので、無効電流である共振電流は有効電流の約5倍になる。

【0006】

しかも、共振電流の大きさは負荷の大きさとは無関係なので、伝送電力が小さくなる低負荷時には、共振電流の損失による影響が大きくなる。例えば、伝送電力が1.5[kW]のときには、約21%の損失となる。このときの有効電流は3[A]なので、無効電流である共振電流は有効電流の約27倍になる。このように、低負荷時には共振電流の損失による影響がより大きくなり、伝送効率が大きく低下してしまうという問題がある。また、共振電流が伝送コイルに流れることにより、近接効果の影響で、伝送コイルに異常発熱が発生するという問題もあり、対策にコストを要するという課題が発生する。

10

【0007】

なお、特許文献2では、1次側の有効電流を増加させるように周波数を制御することで、伝送電力の伝送効率を改善する方法が提案されている。しかしながら、上記磁界共振電源装置のように位相シフト制御を行う場合、特許文献2に記載の方法で周波数を変化させて有効電流を増加させても、共振電流の大きさは変化しないので、低負荷時における伝送効率の低下を抑制することはできない。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【文献】特開2020-78232号公報

【文献】特開2013-17256号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

本発明は上記事情に鑑みてなされたものであって、その課題とするところは、低負荷時における伝送効率の低下を抑制することが可能な磁界共振電源装置を提供することにある。

30

【課題を解決するための手段】

【0010】

上記課題を解決するために、本発明の一実施形態に係る磁界共振電源装置は、
 第1伝送コイル、第1共振コンデンサ、第1スイッチング素子、および前記第1スイッチング素子に並列接続された第1ダイオードを備える第1給電部と、
 第2伝送コイル、第2共振コンデンサ、第2スイッチング素子、および前記第2スイッチング素子に並列接続された第2ダイオードを備える第2給電部と、
 制御部と、を備え、
 磁界共振により前記第1給電部から前記第2給電部に伝送電力を供給する磁界共振電源装置であって、
 前記制御部は、
 前記第1スイッチング素子のターンオフと前記第2スイッチング素子のターンオフとの時間差である第1位相シフト時間を、前記伝送電力の電力値に応じて制御する位相シフト制御回路と、
 前記伝送電力の前記電力値に応じて前記第1スイッチング素子のターンオフを制御することで、前記第1スイッチング素子のオン時間を制御するオン時間制御回路と、
 を備えることを特徴とする。

40

【0011】

この構成によれば、伝送電力の電力値に応じて第1スイッチング素子のターンオフを制

50

御することで第1スイッチング素子のオン時間を制御するので、伝送電力が小さくなるときに第1スイッチング素子のオン時間を短くすることで共振電流を小さくすることができる。その結果、伝送電力が小さくなる低負荷時に共振電流の影響により損失が大きくなるのを抑制でき、伝送効率が大きく低下してしまうのを抑制できる。

【0012】

また、上記課題を解決するために、本発明の他の実施形態に係る磁界共振電源装置は、第1伝送コイル、第1共振コンデンサ、第1スイッチング素子、および前記第1スイッチング素子に並列接続された第1ダイオードを備える第1給電部と、

第2伝送コイル、第2共振コンデンサ、および第2ダイオードを備える第2給電部と、制御部と、を備え、

磁界共振により前記第1給電部から前記第2給電部に伝送電力を供給する磁界共振電源装置であって、

前記第2ダイオードは、磁界共振により、前記第1スイッチング素子がターンオフしてから所定の時間差である第1位相シフト時間の経過後にターンオフし、

前記制御部は、

前記伝送電力の前記電力値に応じて前記第1スイッチング素子のターンオフを制御することで、前記第1スイッチング素子のオン時間を制御するオン時間制御回路を備えることを特徴とする。

【0013】

この構成によれば、伝送電力の電力値に応じて第1スイッチング素子のターンオフを制御することで第1スイッチング素子のオン時間を制御するので、伝送電力が小さくなるときに第1スイッチング素子のオン時間を短くすることで共振電流を小さくすることができる。その結果、伝送電力が小さくなる低負荷時に共振電流の影響により損失が大きくなるのを抑制でき、伝送効率が大きく低下してしまうのを抑制できる。

【0014】

上記磁界共振電源装置において、

前記オン時間制御回路は、

前記伝送電力が最大となる最大伝送電力時の前記時間差である最大位相シフト時間と前記第1位相シフト時間との差分である位相余裕時間を算出する第1演算処理と、

前記最大伝送電力時における前記第1スイッチング素子のオン時間である最大オン時間と前記位相余裕時間との差分である第1オン時間を算出する第2演算処理とを行い、

前記第1スイッチング素子がターンオンしてから前記第1オン時間を経過した後に前記第1スイッチング素子をターンオフさせるよう構成できる。

【0015】

上記磁界共振電源装置において、

前記制御部は、

前記第2伝送コイルを流れる電流の電流値を検出する電流検知回路と、

前記電流値が負から正に変化する際のゼロクロス点を検出したタイミングでゼロクロス信号を出力するゼロクロス検知回路と、

をさらに備え、

前記オン時間制御回路は、

前記ゼロクロス信号が入力されたタイミングで前記第1スイッチング素子をターンオフさせるよう構成できる。

【0016】

上記磁界共振電源装置において、

前記オン時間制御回路は、前記伝送電力と前記第1スイッチング素子のオン時間との関係を示すデータを有し、前記データに基づいて前記第1スイッチング素子のターンオフのタイミングを決定するよう構成できる。

【0017】

上記磁界共振電源装置において、

10

20

30

40

50

前記データは、前記伝送電力が最大値から所定の第1閾値までは、前記伝送電力が小さくなるほど前記第1スイッチング素子のオン時間が短くなる一方、前記伝送電力が前記第1閾値よりも小さいときは、前記第1スイッチング素子のオン時間が一定値となる関係を示すものでもよい。

【0018】

上記磁界共振電源装置において、

前記オン時間制御回路は、前記伝送電力が所定の第2閾値以上のときは、前記伝送電力が小さくなるほど前記第1スイッチング素子のオン時間が短くなるように前記第1スイッチング素子のターンオフを制御する一方、前記伝送電力が前記第2閾値よりも小さいときは、前記第1スイッチング素子のオン時間が一定値となるように前記第1スイッチング素子のターンオフを制御するよう構成できる。

10

【発明の効果】

【0019】

本発明によれば、低負荷時における伝送効率の低下を抑制することが可能な磁界共振電源装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】第1実施形態に係る磁界共振電源装置を示す図である。

【図2】比較例に係る磁界共振電源装置の各部のタイミングチャートである。

【図3】比較例に係る磁界共振電源装置の各動作モード(モード1, 2)における電流経路を示す図である。

20

【図4】比較例に係る磁界共振電源装置の各動作モード(モード3, 4)における電流経路を示す図である。

【図5】第1実施形態に係る磁界共振電源装置の各部のタイミングチャートである。

【図6】第2実施形態に係る磁界共振電源装置を示す図である。

【図7】第2実施形態に係る磁界共振電源装置の各部のタイミングチャートである。

【図8】第3実施形態に係る磁界共振電源装置を示す図である。

【図9】第3実施形態に係る磁界共振電源装置の各部のタイミングチャートである。

【図10】第4実施形態に係る磁界共振電源装置を示す図である。

【図11】伝送電力(基準電圧信号の信号値)と第1スイッチング素子のオン時間(第1オン時間)との関係を示す図である。

30

【発明を実施するための形態】

【0021】

以下、添付図面を参照して、本発明に係る磁界共振電源装置の実施形態について説明する。

【0022】

[第1実施形態]

図1に、本発明の第1実施形態に係る磁界共振電源装置100Aを示す。磁界共振電源装置100Aは、第1電源部E₁に接続される第1給電部110と、第2電源部E₂に接続される第2給電部120と、第1制御部130と、第2制御部140とを備える。第1制御部130および第2制御部140は、本発明の「制御部」に相当する。

40

【0023】

第1給電部110および第1制御部130は、例えば、家庭に設置される。第2給電部120および第2制御部140は、例えば、電気自動車やプラグインハイブリッド車等の電動車に搭載される。磁界共振電源装置100Aは、磁界共振(磁界共鳴、磁気共振、磁気共鳴と同義)により、第1給電部110から第2給電部120に伝送電力を供給する。

【0024】

第1電源部E₁は直流電源であり、第1電源部E₁は、例えば、電力系統に接続されたAC/DCコンバータ(交流/直流変換電源)の直流出力または家庭に設置された蓄電池に接続されたDC/DCコンバータの直流出力である。第1電源部E₁と第1給電部11

50

0 との間には、コイルおよびコンデンサからなる LC フィルタ回路が設けられていてもよい。

【0025】

第2電源部E₂は、例えば、電動車に搭載された蓄電池または負荷である。第2電源部E₂と第2給電部120の間には、コイルおよびコンデンサからなるLCフィルタ回路が設けられていてもよい。

【0026】

第1給電部110は、第1伝送コイルL₁と、第1共振コンデンサC₁と、第1スイッチSW₁とを備えるシングルエンデッドコンバータ(1石式コンバータ)である。第1スイッチSW₁は、第1スイッチング素子Q₁と、第1スイッチング素子Q₁に逆方向に並列接続された第1ダイオードD₁とを含む。

10

【0027】

第1伝送コイルL₁は、一端が第1電源部E₁の高電位側に接続され、他端が第1スイッチング素子Q₁の電流路を介して第1電源部E₁の低電位側に接続される。第1共振コンデンサC₁は、第1伝送コイルL₁および第1スイッチSW₁の少なくとも一方(本実施形態では、第1伝送コイルL₁)に並列接続される。

【0028】

第1スイッチング素子Q₁は、IGBT(絶縁ゲートトランジスタ)を用いているが、MOSFET(金属酸化膜半導体型電界効果トランジスタ)、バイポーラトランジスタ、またはSiC(炭化ケイ素)半導体等の電力用半導体スイッチング素子を用いてもよい。第1ダイオードD₁は、第1スイッチング素子Q₁の内蔵(寄生)ダイオード、または第1スイッチング素子Q₁とは独立した外付けダイオードである。なお、第1スイッチング素子Q₁と第1ダイオードD₁との接続関係は、各素子の能力および伝送電力に応じて適宜変更できる。

20

【0029】

第2給電部120は、第2伝送コイルL₂と、第2共振コンデンサC₂と、第2スイッチSW₂とを備えるシングルエンデッドコンバータ(1石式コンバータ)である。第2スイッチSW₂は、第2スイッチング素子Q₂と、第2スイッチング素子Q₂に逆方向に並列接続された第2ダイオードD₂とを含む。第2給電部120の構成は、第1給電部110の構成と同様であるため、当該構成の詳細な説明は省略する。

30

【0030】

第1制御部130は、第1共振電圧検知回路131と、第1同期回路132と、ターンオフ制御回路133と、第1通信回路134とを含む。本実施形態では、第1同期回路132およびターンオフ制御回路133が、本発明の「オン時間制御回路」に相当する。

【0031】

第2制御部140は、第2共振電圧検知回路141と、第2同期回路142と、電力検知回路143と、比較回路144と、位相差制御回路145と、第2通信回路146とを含む。本実施形態では、第2同期回路142、比較回路144および位相差制御回路145が、本発明の「位相シフト制御回路」に相当する。

【0032】

第1共振電圧検知回路131は、第1伝送コイルL₁(第1共振コンデンサC₁)の両端電圧V_{R1}を測定することで、第1伝送コイルL₁および第1共振コンデンサC₁による第1共振電圧の電圧値を取得する。第1共振電圧検知回路131は、第1共振電圧の電圧値に応じた検出信号を第1同期回路132に出力する。

40

【0033】

第1同期回路132は、第1スイッチング素子Q₁のターンオン/ターンオフを制御する。第1同期回路132は、第1スイッチング素子Q₁が零電圧スイッチング動作を行うように、第1共振電圧に同期して第1スイッチング素子Q₁のターンオンを制御する。また、第1同期回路132は、ターンオフ制御回路133からのオン時間制御信号に基づいて第1スイッチング素子Q₁のターンオフを制御する。

50

【 0 0 3 4 】

ターンオフ制御回路 1 3 3 は、後述する第 2 制御部 1 4 0 から通知される位相シフト時間に関する情報により伝送電力の電力値が小さくなると第 1 スイッチング素子 Q_1 のオン時間が短くなるように、第 1 スイッチング素子 Q_1 のターンオフを制御するためのオン時間制御信号を生成する。具体的には、ターンオフ制御回路 1 3 3 は、位相余裕時間を算出する第 1 演算処理と、第 1 オン時間を算出する第 2 演算処理とを行いオン時間制御信号を生成する。

【 0 0 3 5 】

第 1 演算処理において、ターンオフ制御回路 1 3 3 は、第 1 スイッチング素子 Q_1 のターンオフと第 2 スイッチング素子 Q_2 のターンオフとの時間差である「第 1 位相シフト時間」と、伝送電力が最大となる最大伝送電力時の上記時間差である「最大位相シフト時間」との差分 (= 位相余裕時間) を算出する。すなわち、位相余裕時間は、最大位相シフト時間と第 1 位相シフト時間との差の絶対値として、

位相余裕時間 = | 最大位相シフト時間 - 第 1 位相シフト時間 |
と表すことができる。

【 0 0 3 6 】

ターンオフ制御回路 1 3 3 は、第 1 位相シフト時間に関する信号を第 2 制御部 1 4 0 から取得する。また、ターンオフ制御回路 1 3 3 は、最大位相シフト時間を予め記憶している。最大伝送電力および最大位相シフト時間は、例えば、磁界共振電源装置 1 0 0 A の仕様によって決まる。

【 0 0 3 7 】

第 2 演算処理において、ターンオフ制御回路 1 3 3 は、最大伝送電力時における第 1 スイッチング素子 Q_1 のオン時間である「最大オン時間」と「位相余裕時間」との差分である第 1 オン時間を算出し、第 1 オン時間に関するオン時間制御信号を生成する。ターンオフ制御回路 1 3 3 は、最大オン時間を予め記憶している。最大オン時間は、例えば、磁界共振電源装置 1 0 0 A の仕様によって決まり、最大位相シフト時間を確保できる時間である。

【 0 0 3 8 】

ターンオフ制御回路 1 3 3 は、生成したオン時間制御信号を第 1 同期回路 1 3 2 に出力する。第 1 同期回路 1 3 2 は、オン時間制御信号に基づいて、第 1 スイッチング素子 Q_1 のターンオンから第 1 オン時間が経過したタイミングで、第 1 スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせる。また、第 1 同期回路 1 3 2 は、第 1 スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせるタイミングに関する第 1 タイミング信号を、第 1 通信回路 1 3 4 を介して第 2 制御部 1 4 0 に送信する。

【 0 0 3 9 】

第 1 通信回路 1 3 4 は、第 2 通信回路 1 4 6 との間で、所定の信号を光または電波で送受信するよう構成される。第 1 通信回路 1 3 4 は、例えば、送信用の発光ダイオードと受信用のフォトランジスタとで構成できる。

【 0 0 4 0 】

第 2 共振電圧検知回路 1 4 1 は、第 2 伝送コイル L_2 (第 2 共振コンデンサ C_2) の両端電圧 V_{R2} を測定することで、第 2 伝送コイル L_2 および第 2 共振コンデンサ C_2 による第 2 共振電圧の電圧値を取得する。第 2 共振電圧検知回路 1 4 1 は、第 2 共振電圧の電圧値に応じた検出信号を第 2 同期回路 1 4 2 に出力する。

【 0 0 4 1 】

第 2 同期回路 1 4 2 は、第 2 スイッチング素子 Q_2 のターンオン/ターンオフを制御する。第 2 同期回路 1 4 2 は、第 2 スイッチング素子 Q_2 が零電圧スイッチング動作を行うように、第 2 共振電圧に同期して第 2 スイッチング素子 Q_2 のターンオンを制御する。また、第 2 同期回路 1 4 2 は、位相差制御回路 1 4 5 からの第 2 タイミング信号に基づいて第 2 スイッチング素子 Q_2 のターンオフを制御する。

【 0 0 4 2 】

10

20

30

40

50

電力検知回路 143 は、第 2 給電部 120 と第 2 電源部 E_2 との間を流れる電流および電圧を測定することで、第 1 給電部 110 から第 2 給電部 120 に供給される伝送電力の電力値を取得し、当該電力値に応じた信号（例えば、電圧信号）を比較回路 144 に出力する。第 1 給電部 110 から第 2 給電部 120 に供給される伝送電力は、第 2 給電部 120 と第 2 電源部 E_2 間を流れる電流および電圧と所定の関係を有する。

【0043】

比較回路 144 は、電力検知回路 143 で取得した伝送電力の電力値と所定の目標値とを比較し、電力値と目標値との差分に応じた差分信号を位相差制御回路 145 に出力する。本実施形態では、比較回路 144 は差動増幅器で構成され、差動増幅器の反転入力端子に伝送電力の目標値に応じた基準電圧信号 V_{ref} が入力され、差動増幅器の非反転入力端子に電力検知回路 143 からの信号が入力され、差動増幅器の出力端子から差分信号を出力する。

10

【0044】

位相差制御回路 145 は、比較回路 144 から入力された差分信号に基づいて、伝送電力の上記電力値が上記目標値に近づくように、第 1 スイッチング素子 Q_1 のターンオフと第 2 スイッチング素子 Q_2 のターンオフとの時間差である第 1 位相シフト時間を算出する。位相差制御回路 145 は、第 1 位相シフト時間に関する信号を、第 2 通信回路 146 および第 1 通信回路 134 を介してターンオフ制御回路 133 に送信する。なお、伝送電力の電力値と第 1 位相シフト時間の関係は、あらかじめ測定する等により明らかにしておき、その関係を記憶する等により、その目標値を算出することができる。

20

【0045】

また、位相差制御回路 145 は、第 1 同期回路 132 から第 1 通信回路 134 および第 2 通信回路 146 を介して受信した第 1 スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせるタイミングに関する第 1 タイミング信号と、上記の第 1 位相シフト時間とに基づいて、第 2 スイッチング素子 Q_2 をターンオフさせる第 2 タイミングを決定し、第 2 タイミング信号を第 2 同期回路 142 に出力する。第 2 同期回路 142 は、第 2 タイミング信号に基づいて第 2 スイッチング素子 Q_2 をターンオフさせる。

【0046】

第 2 通信回路 146 は、第 1 通信回路 134 との間で、所定の信号を光または電波で送受信するよう構成される。第 2 通信回路 146 は、例えば、送信用の発光ダイオードと受信用のフォトトランジスタとで構成できる。

30

【0047】

次に、図 2 ~ 図 5 を参照して、磁界共振電源装置 100 A の動作について説明する。ただし、図 2 ~ 図 4 は従来動作を説明した比較例に係る磁界共振電源装置（以下、「比較例」という。）に関するものである。

【0048】

比較例は、特許文献 1 に記載の構成であり、本実施形態に係る磁界共振電源装置 100 A においてターンオフ制御回路 133 を有していない点が異なる。比較例の第 1 同期回路 132 は、第 1 スイッチング素子 Q_1 をターンオンさせてから、予め設定されたオン時間 T_{on1} が経過した後に第 1 スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせる。このため、比較例では、伝送電力の電力値に関わらず第 1 スイッチング素子 Q_1 のオン時間 T_{on1} は一定となる。比較例のその他の動作については、本実施形態に係る磁界共振電源装置 100 A の動作と共通する。

40

【0049】

図 2 において、(A) は第 1 スイッチ SW_1 の両端電圧 V_{SW1} の波形、(B) は第 1 スイッチ SW_1 を流れる電流 I_{SW1} の波形、(C) は第 1 伝送コイル L_1 の両端電圧 V_{R1} の波形、(D) は第 1 スイッチング素子 Q_1 のゲート電圧 V_{g1} の波形、(E) は第 2 スイッチング素子 Q_2 のゲート電圧 V_{g2} の波形、(F) は第 2 伝送コイル L_2 の両端電圧 V_{R2} の波形、(G) は第 2 スイッチ SW_2 を流れる電流 I_{SW2} の波形、(H) は第 2 スイッチ SW_2 の両端電圧 V_{SW2} の波形、(I) は第 1 伝送コイル L_1 に流れる電流 I_{L1} の波

50

形、(J) は第 2 伝送コイル L_2 に流れる電流 I_{L_2} の波形である。

【 0 0 5 0 】

第 1 スイッチ SW_1 がオフの期間 T_{OFF1} では、第 1 伝送コイル L_1 の両端には、第 1 伝送コイル L_1 と第 1 共振コンデンサ C_1 による第 1 共振電圧 (電圧 V_{R1}) が発生する。電圧 V_{R1} が零と交差するゼロクロス点 t_0 を第 1 共振電圧検知回路 1 3 1 が検出すると、第 1 同期回路 1 3 2 は、ゼロクロス点 t_0 に同期した (ゼロクロス点 t_0 から所定の同期時間が経過した) 時刻 t_2 に、第 1 スイッチング素子 Q_1 のゲート電圧 V_{g1} をローレベルからハイレベルに切り替えて、第 1 スイッチング素子 Q_1 を零電圧スイッチング動作でターンオンさせる。

【 0 0 5 1 】

期間 T_{OFF1} では、第 1 スイッチ SW_1 の両端電圧 V_{SW1} は共振の弧を描き、緩やかに上昇した後、緩やかに下降して零に達する。時刻 t_1 において電圧 V_{SW1} が零に達すると、第 1 ダイオード D_1 が自動的にターンオンし、第 1 スイッチ SW_1 がオン状態 (導通状態) になる。

【 0 0 5 2 】

第 1 スイッチ SW_1 がオンの期間 T_{ON1} では、第 1 伝送コイル L_1 に第 1 電源部 E_1 の直流電圧が印加されている状態になるので、第 1 スイッチ SW_1 を流れる電流 I_{SW1} は直線的に増大する。電流 I_{SW1} が負から正に転流すると、第 1 ダイオード D_1 に流れていた電流はスムーズに第 1 スイッチング素子 Q_1 に流れ、第 1 スイッチ SW_1 のオン状態が継続する。

【 0 0 5 3 】

第 1 同期回路 1 3 2 は、時刻 t_2 から予め設定された固定期間のオン時間 T_{on1} が経過した時刻 t_6 において、第 1 スイッチング素子 Q_1 のゲート電圧 V_{g1} をハイレベルからローレベルに切り替えて、第 1 スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせる。これにより、第 1 スイッチ SW_1 がオフ状態 (遮断状態) になり、第 1 伝送コイル L_1 に蓄えられていた電流が第 1 共振コンデンサ C_1 に流れ込んで共振状態となる。なお、オン時間 T_{on1} は、最大位相シフト時間 T_M を確保できる時間 (最大オン時間) に設定される。

【 0 0 5 4 】

第 2 スイッチ SW_2 がオフの期間 T_{OFF2} では、第 2 伝送コイル L_2 の両端には、第 2 伝送コイル L_2 と第 2 共振コンデンサ C_2 による第 2 共振電圧 (電圧 V_{R2}) が発生する。電圧 V_{R2} が零と交差するゼロクロス点 t_3 を第 2 共振電圧検知回路 1 4 1 が検出すると、第 2 同期回路 1 4 2 は、ゼロクロス点 t_3 に同期した (ゼロクロス点 t_3 から所定の同期時間が経過した) 時刻 t_5 に、第 2 スイッチング素子 Q_2 のゲート電圧 V_{g2} をローレベルからハイレベルに切り替えて、第 2 スイッチング素子 Q_2 を零電圧スイッチング動作でターンオンさせる。

【 0 0 5 5 】

期間 T_{OFF2} では、第 2 スイッチ SW_2 の両端電圧 V_{SW2} は共振の弧を描き、緩やかに上昇した後、緩やかに下降して零に達する。時刻 t_4 において電圧 V_{SW2} が零に達すると、第 2 ダイオード D_2 が自動的にターンオンし、第 2 スイッチ SW_2 がオン状態 (導通状態) になる。

【 0 0 5 6 】

第 2 スイッチ SW_2 がオンの期間 T_{ON2} では、第 2 伝送コイル L_2 に蓄えられたエネルギーが第 2 スイッチ SW_2 を通して第 2 電源部 E_2 に供給される状態になるので、第 2 スイッチ SW_2 を流れる電流 I_{SW2} は直線的に増大する。電流 I_{SW2} が負から正に転流すると、第 2 ダイオード D_2 に流れていた電流はスムーズに第 2 スイッチング素子 Q_2 に流れ、第 2 スイッチ SW_2 のオン状態が継続する。

【 0 0 5 7 】

時刻 t_6 において、第 1 スイッチング素子 Q_1 がターンオフすると、第 1 同期回路 1 3 2 から位相差制御回路 1 4 5 に第 1 タイミング信号が送られる。位相差制御回路 1 4 5 は、第 1 位相シフト時間 T を算出するとともに、第 1 タイミング信号の時刻 t_6 から第 1

10

20

30

40

50

位相シフト時間 T だけ遅れた時刻 t_7 に第 2 タイミング信号を第 2 同期回路 142 に出力する。第 2 同期回路 142 は、第 2 タイミング信号に従い、時刻 t_6 から第 1 位相シフト時間 T だけ遅れた時刻 t_7 において、第 2 スwitching 素子 Q_2 のゲート電圧 V_{g2} をハイレベルからローレベルに切り替えて第 2 スwitching 素子 Q_2 をターンオフさせる。これにより、第 2 スwitch SW_2 がオフ状態（遮断状態）になり、第 2 伝送コイル L_2 に蓄えられていた電流が第 2 共振コンデンサ C_2 に流れ込んで共振状態となる。

【0058】

以上の動作により、第 1 スwitching 素子 Q_1 および第 2 スwitching 素子 Q_2 はスitching 損失の小さい零電圧スitching を維持しつつ、第 2 スwitching 素子 Q_2 のターンオフの位相を第 1 スwitching 素子 Q_1 のターンオフの位相よりも時間 T だけ（位相角 $\theta = 2\pi T / T_0$ (T_0 : 動作周期) だけ) シフトさせることができる。

10

【0059】

図 3 および図 4 は、図 2 に示した時刻 $t_1 \sim t_4$ 間をモード 1 期間、時刻 $t_4 \sim t_6$ 間をモード 2 期間、時刻 $t_6 \sim t_7$ 間をモード 3 期間、時刻 $t_7 \sim t_8$ 間をモード 4 期間とした場合の、各モード期間において第 1 給電部 110 および第 2 給電部 120 に流れる電流を模式的に示した図である。ただし、図 3 (B) は、モード 2 期間のうち、電流 I_{L1} が正で電流 I_{L2} が負の期間（時刻 $t_{51} \sim t_{52}$ 間）を示す。図 4 (B) は、モード 4 期間のうち、電流 I_{L1} が負で電流 I_{L2} が正の期間を示す。

【0060】

時刻 t_1 において、電圧 V_{SW1} が零に達するとモード 1 期間が開始する。図 3 (A) に示すモード 1 期間の第 1 給電部 110 では、第 1 ダイオード D_1 がターンオンして第 1 スwitch SW_1 がオン状態になり、第 1 伝送コイル L_1 に流れていた負電流が第 1 スwitch SW_1 に流れ、第 1 電源部 E_1 に還流する。時刻 t_2 で第 1 スwitching 素子 Q_1 がターンオンし、第 1 伝送コイル L_1 に第 1 電源部 E_1 の直流電圧が印加される。このため、電流 I_{SW1} および電流 I_{L1} は直線的に増大する。モード 1 期間の第 2 給電部 120 では、第 2 スwitch SW_2 がオフして共振状態になるため、電流 I_{SW2} は流れず、電流 I_{L2} は負のピークに達した後、緩やかに増加する。

20

【0061】

時刻 t_4 において、電圧 V_{SW2} が零に達するとモード 2 期間が開始する。モード 2 期間の第 1 給電部 110 では、モード 1 期間と同様に、電流 I_{SW1} および電流 I_{L1} は直線的に増大する。モード 2 期間の第 2 給電部 120 では、第 2 ダイオード D_2 がターンオンして第 2 スwitch SW_2 がオン状態になり、第 2 伝送コイル L_2 に蓄えられたエネルギーが第 2 スwitch SW_2 を通して第 2 電源部 E_2 に供給される。このため、電流 I_{SW2} および電流 I_{L2} は直線的に増大する。モード 2 期間のうち図 3 (B) に示した電力伝送に寄与する期間（時刻 $t_{51} \sim t_{52}$ 間）の長さは、第 1 位相シフト時間 T の長さとも一致する。

30

【0062】

時刻 t_6 において、第 1 スwitching 素子 Q_1 がオフするとモード 3 期間が開始する。図 4 (A) に示すように、モード 3 期間の第 1 給電部 110 では、第 1 スwitch SW_1 がオフ状態になり、第 1 伝送コイル L_1 に蓄えられていた電流が第 1 共振コンデンサ C_1 に流れ込んで共振状態となる。電流 I_{L1} は共振電流であり、正のピークに達した後、緩やかに減少する。モード 3 期間の第 2 給電部 120 では、モード 2 期間と同様に、電流 I_{SW2} および電流 I_{L2} は直線的に増大する。

40

【0063】

時刻 t_7 において、第 2 スwitching 素子 Q_2 がオフするとモード 4 期間が開始する。図 4 (B) に示すように、モード 4 期間の第 2 給電部 120 では、第 2 スwitch SW_2 がオフ状態になり、第 2 伝送コイル L_2 に蓄えられていた電流が第 2 共振コンデンサ C_2 に流れ込んで共振状態となる。このため、電流 I_{SW2} は流れず、電流 I_{L2} は正のピークに達した後、緩やかに減少する。モード 4 期間の第 1 給電部 110 では、第 1 スwitch SW_1 がオフ状態で共振状態のままのため、電流 I_{SW1} は流れず、電流 I_{L1} は負のピークに達した後、緩やかに増加する。時刻 t_8 において電圧 V_{SW1} が零に達すると、モード 4 期

50

間は終了して、再びモード 1 期間が開始する。

【 0 0 6 4 】

このように、電流 I_{L1} のピーク値は、伝送電力すなわち第 1 位相シフト時間 T で決まるのではなく、最大伝送電力すなわち最大位相シフト時間 T_M で決まり、言い換えれば、最大位相シフト時間 T_M を確保できる時間であるオン時間 T_{on1} によって決まる。このため比較例では、例えば、第 2 電源部 E_2 が低負荷となる低負荷時において、共振電流である電流 I_{L1} は、第 2 電源部 E_2 には必要のない大きな無効電流となる。また、電流 I_{L2} のピーク値についても、同様にオン時間 T_{on1} に依存するので、共振電流である電流 I_{L2} は、低負荷時に必要のない大きな無効電流となる。

【 0 0 6 5 】

図 5 は、本実施形態に係る磁界共振電源装置 100 A の各部のタイミングチャートである。図 5 における各部の信号 (A) ~ (J) は、図 2 における各部の信号 (A) ~ (J) と同様である。また、図 5 におけるモード 1 ~ 4 も、図 2 におけるモード 1 ~ 4 と同様である。したがって、磁界共振電源装置 100 A の動作のうち比較例と共通する部分については、その説明を省略する。

【 0 0 6 6 】

磁界共振電源装置 100 A では、伝送電力の電力値が小さくなる低負荷時において、ターンオフ制御回路 133 は、第 1 スイッチング素子 Q_1 のオン時間が短くなるように電力値に応じて第 1 スイッチング素子 Q_1 のオン時間を制御するためのオン時間制御信号を生成する。

【 0 0 6 7 】

具体的には、ターンオフ制御回路 133 は、最大位相シフト時間 T_M と第 1 位相シフト時間 T との差の絶対値として位相余裕時間を算出し (第 1 演算処理)、最大オン時間 T_{on1} と位相余裕時間との差分である第 1 オン時間 T_{on1}' を算出して、第 1 オン時間 T_{on1}' に関するオン時間制御信号を生成する (第 2 演算処理)。

【 0 0 6 8 】

第 1 同期回路 132 は、上記オン時間制御信号に基づいて、時刻 t_2 から第 1 オン時間 T_{on1}' が経過した時刻 t_6 において、第 1 スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせる。このため、第 1 オン時間 T_{on1}' は、比較例のオン時間 T_{on1} (= 最大オン時間 T_{on1}) よりも短くなる。

【 0 0 6 9 】

時刻 t_6 において、第 1 スイッチング素子 Q_1 がターンオフすると、第 1 同期回路 132 から位相差制御回路 145 に第 1 タイミング信号が送られる。位相差制御回路 145 は、第 1 タイミング信号および第 1 位相シフト時間 T に基づいて生成した第 2 タイミング信号を第 2 同期回路 142 に出力する。第 2 同期回路 142 は、第 2 タイミング信号に従い、時刻 t_6 から第 1 位相シフト時間 T だけ遅れた時刻 t_7 において、第 2 スイッチング素子 Q_2 をターンオフさせる。このため、第 2 スイッチング素子 Q_2 のオン時間である第 2 オン時間 T_{on2}' は、比較例のオン時間 T_{on2} よりも短くなる。

【 0 0 7 0 】

第 1 オン時間 T_{on1}' および第 2 オン時間 T_{on2}' が短くなると、電流 I_{sw1} および電流 I_{sw2} のピーク値は小さくなり、電流 I_{L1} および電流 I_{L2} のピーク値も小さくなる。

【 0 0 7 1 】

すなわち、図 5 の場合における磁界共振電源装置 100 A は、位相シフト時間 (第 1 位相シフト時間 T) が比較例と同じであるため、伝送電力の電力値は比較例と同じになるが、共振電流 (電流 I_{L1} および電流 I_{L2}) のピーク値の大きさが比較例よりも小さいため、第 1 伝送コイル L_1 と第 1 共振コンデンサ C_1 および第 2 伝送コイル L_2 と第 2 共振コンデンサ C_2 の抵抗分での損失が比較例よりも小さくなる。

【 0 0 7 2 】

したがって、磁界共振電源装置 100 A は、伝送電力が小さくなる低負荷時に共振電流

10

20

30

40

50

の影響により共振回路の抵抗成分による損失が大きくなるのを抑制でき、伝送効率が大きく低下してしまうのを抑制できる。また、磁界共振電源装置 100A は、共振電流（電流 I_{L1} および電流 I_{L2} ）による第 1 伝送コイル L_1 と第 1 共振コンデンサ C_1 および第 2 伝送コイル L_2 と第 2 共振コンデンサ C_2 の発熱を低減することができ、発熱対策にかかるコストを低減できる。

【0073】

[第 2 実施形態]

図 6 に、本発明の第 2 実施形態に係る磁界共振電源装置 100B を示す。磁界共振電源装置 100B は、第 1 給電部 110 と、第 2 給電部 120 と、本発明の「制御部」に相当する第 1 制御部 130B および第 2 制御部 140B とを備える。

10

【0074】

第 1 給電部 110 および第 2 給電部 120 は、第 1 実施形態と同じ構成である。第 1 制御部 130B は、ターンオフ制御回路 133B を除いて、第 1 実施形態と同じ構成である。第 2 制御部 140B は、電流検知回路 147B およびゼロクロス検知回路 148B をさらに備える点を除いて、第 1 実施形態と同じ構成である。

【0075】

電流検知回路 147B は、第 2 伝送コイル L_2 に流れる電流 I_{L2} を測定し、測定した電流 I_{L2} の電流値に応じた信号（例えば、電圧信号）をゼロクロス検知回路 148B に出力する。

【0076】

20

ゼロクロス検知回路 148B は、電流検知回路 147B の信号を監視し、電流 I_{L2} の電流値が負から正に変化する際のゼロクロス点を検出する。ゼロクロス検知回路 148B は、ゼロクロス点を検出したタイミングでゼロクロス信号を、第 2 通信回路 146 および第 1 通信回路 134 を介してターンオフ制御回路 133B に送信する。

【0077】

ターンオフ制御回路 133B は、ゼロクロス信号を受信したタイミングで、第 1 同期回路 132 に第 1 スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせるためのターンオフ制御信号を出力する。第 1 同期回路 132 は、ターンオフ制御信号に基づいて、第 1 スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせる。

【0078】

30

図 7 は、本実施形態に係る磁界共振電源装置 100B の各部のタイミングチャートである。図 7 における各部の信号 (A) ~ (J) は、図 5 (第 1 実施形態) における各部の信号 (A) ~ (J) と同様である。また、図 7 におけるモード 1 ~ 4 も、図 5 におけるモード 1 ~ 4 と同様である。

【0079】

図 7 (J) に示すように、時刻 t_{52} において、ゼロクロス検知回路 148B が電流 I_{L2} のゼロクロス点を検出すると、ゼロクロス検知回路 148B はゼロクロス信号を第 2 通信回路 146 および第 1 通信回路 134 を介してターンオフ制御回路 133B に送信する。ゼロクロス信号を受信したターンオフ制御回路 133B は、ターンオフ制御信号を第 1 同期回路 132 に出力し、時刻 t_{62} において、第 1 同期回路 132 は第 1 スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせる。なお、時刻 t_{62} は、第 1 実施形態の時刻 t_{61} と同タイミングに相当する。

40

【0080】

モード 2 期間のうち電力伝送に寄与する期間（時刻 t_{51} ~ t_{52} 間）の長さは、第 1 位相シフト時間 T の長さとも一致し、最大伝送電力未満の低負荷時では少なくとも最大位相シフト時間 T_M よりも短くなる。このため、第 1 実施形態と同様に、第 1 オン時間 T_{on1} は比較例のオン時間 T_{on1} (= 最大オン時間 T_{on1}) より短くなり、第 2 オン時間 T_{on2} も比較例のオン時間 T_{on2} より短くなる。

【0081】

第 1 オン時間 T_{on1} および第 2 オン時間 T_{on2} が短くなると、電流 I_{sw1} および電

50

流 I_{SW2} のピーク値は小さくなり、共振電流（電流 I_{L1} および電流 I_{L2} ）のピーク値も小さくなる。

【0082】

したがって、磁界共振電源装置100Bは、伝送電力が小さくなる低負荷時に共振電流の影響により損失が大きくなるのを抑制でき、伝送効率が大きく低下してしまうのを抑制できる。また、磁界共振電源装置100Bは、共振電流（電流 I_{L1} および電流 I_{L2} ）による第1伝送コイル L_1 と第1共振コンデンサ C_1 および第2伝送コイル L_2 と第2共振コンデンサ C_2 の発熱を低減することができ、発熱対策にかかるコストを低減できる。

【0083】

[第3実施形態]

図8に、本発明の第3実施形態に係る磁界共振電源装置100Cを示す。磁界共振電源装置100Cは、第1給電部110と、第2給電部120Cと、本発明の「制御部」に相当する第1制御部130および第2制御部140Cとを備える。

【0084】

第1給電部110および第1制御部130は、第1実施形態と同じ構成である。第2給電部120Cは、第2スイッチ SW_2 が第2ダイオード D_2 のみからなる点を除いて、第1実施形態と同じ構成である。第2制御部140Cは、第2共振電圧検知回路141と第2同期回路142を備えていない点および位相差制御回路145Cを備える点を除いて、第1実施形態と同じ構成である。

【0085】

位相差制御回路145Cは、比較回路144から入力された差分信号に基づいて、伝送電力の電力値が目標値に近づくように、第1スイッチング素子 Q_1 のターンオフと第2スイッチ SW_2 （第2ダイオード D_2 ）のターンオフとの時間差である第1位相シフト時間 T を算出する。位相差制御回路145Cは、第1位相シフト時間 T に関する信号を、第2通信回路146および第1通信回路134を介してターンオフ制御回路133に送信する。

【0086】

位相差制御回路145Cは、第1実施形態とは異なり、第1スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせるタイミングに関する第1タイミング信号を受信することなく、第2スイッチング素子 Q_2 をターンオフさせるタイミングに関する第2タイミング信号を生成することもない。

【0087】

ターンオフ制御回路133は、第1実施形態と同様に、最大位相シフト時間 T_M と第1位相シフト時間 T との差の絶対値として位相余裕時間を算出し（第1演算処理）、最大オン時間 T_{on1} と位相余裕時間との差分である第1オン時間 T_{on1}' を算出して、第1オン時間 T_{on1}' に関するオン時間制御信号を生成する（第2演算処理）。

【0088】

第1同期回路132は、オン時間制御信号に基づいて、第1スイッチング素子 Q_1 をターンオンさせてから第1オン時間 T_{on1}' が経過したときに、第1スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせる。このため、第1オン時間 T_{on1}' は、最大オン時間 T_{on1} よりも短くなる。

【0089】

図9は、本実施形態に係る磁界共振電源装置100Cの各部のタイミングチャートである。図9における各部の信号(A)～(D)、(G)は、図5（第1実施形態）における各部の信号(A)～(D)、(I)と同様である。

【0090】

図9(E)は、第2スイッチ SW_2 （第2ダイオード D_2 ）を流れる電流 I_{SW2} の波形である。第1実施形態では、電圧 V_{R2} のゼロクロス信号によって第2スイッチ SW_2 の第2スイッチング素子 Q_2 をターンオンしているが、本実施形態では、第2スイッチ SW_2 が第2ダイオード D_2 のみからなるので、第2ダイオード D_2 は制御されない（自動的に

10

20

30

40

50

ターンオン、ターンオフする)。第2ダイオード D_2 は、モード2とモード3の期間がオン状態となり、モード4とモード1の期間がオフ状態となる。

【0091】

図9(F)は、第2スイッチ SW_2 (第2ダイオード D_2)の両端電圧 V_{SW_2} の波形である。本実施形態では、第1伝送コイル L_1 に電流 I_{L_1} が流れることによって、第2スイッチ SW_2 に両端電圧 V_{SW_2} が誘起される。

【0092】

図9(H)は、第2伝送コイル L_2 に流れる電流 I_{L_2} の波形である。電流 I_{L_2} は、電流 I_{L_1} に対して伝送電力に応じた位相差(第1位相シフト時間 T)を有する。また、モード2期間のうち電流 I_{L_1} が正で電流 I_{L_2} が負の期間に、第1給電部110から第2給電部120Cへの電力伝送が行われる。

10

【0093】

本実施形態では、第1スイッチング素子 Q_1 をターンオンさせてから第1オン時間 T_{on1}' が経過したとき(例えば、時刻 $t_{\tau 1}$)に第1スイッチング素子 Q_1 をターンオフさせる制御が行われる。第2スイッチ SW_2 (第2ダイオード D_2)は、制御されず、第1スイッチング素子 Q_1 をターンオフしてから第1位相シフト時間 T が経過したとき(例えば、時刻 $t_{\tau 1}$)に自動的にターンオフする。

【0094】

このため、第1実施形態と同様に、第1オン時間 T_{on1}' は比較例のオン時間 T_{on1} (=最大オン時間 T_{on1})より短くなり、第2オン時間 T_{on2}' も比較例のオン時間 T_{on2} より短くなる。第1オン時間 T_{on1}' および第2オン時間 T_{on2}' が短くなると、電流 I_{SW_1} および電流 I_{SW_2} のピーク値は小さくなり、共振電流(電流 I_{L_1} および電流 I_{L_2})のピーク値も小さくなる。

20

【0095】

したがって、磁界共振電源装置100Cは、第1実施形態と同様に、伝送電力が小さくなる低負荷時に共振電流の影響により損失が大きくなるのを抑制でき、伝送効率が大きく低下してしまうのを抑制できる。また、磁界共振電源装置100Cは、共振電流(電流 I_{L_1} および電流 I_{L_2})による第1伝送コイル L_1 と第1共振コンデンサ C_1 および第2伝送コイル L_2 と第2共振コンデンサ C_2 の発熱を低減することができ、発熱対策にかかるコストを低減できる。

30

【0096】

[第4実施形態]

図10に、本発明の第4実施形態に係る磁界共振電源装置100Dを示す。磁界共振電源装置100Dは、第1給電部110と、第2給電部120と、本発明の「制御部」に相当する第1制御部130Dおよび第2制御部140Dとを備える。

【0097】

第1給電部110および第2給電部120は、第1実施形態と同じ構成である。第1制御部130Dは、ターンオフ制御回路133Dを除いて、第1実施形態と同じ構成である。第2制御部140Dは、基準電圧信号 V_{ref} が比較回路144に入力されるとともに第2通信回路146から送信される点を除いて、第1実施形態と同じ構成である。基準電圧信号 V_{ref} は、第2通信回路146および第1通信回路134を介してターンオフ制御回路133Dに送信される。

40

【0098】

ターンオフ制御回路133Dは、伝送電力(本実施形態では、基準電圧信号 V_{ref} の電圧値)と第1スイッチング素子 Q_1 のオン時間(本実施形態では、第1オン時間 T_{on1}')との関係を示すデータを有する。ターンオフ制御回路133Dは、第1位相シフト時間 T に関する信号を第2制御部140Dから取得することなく、基準電圧信号 V_{ref} と上記データとに基づいて、第1スイッチング素子 Q_1 のターンオフのタイミングを決定してオン時間制御信号を生成する。

【0099】

50

図 1 1 に、上記データに含まれる基準電圧信号 V_{ref} と第 1 オン時間 T_{on1}' との関係の一例を示す。図 1 1 では、最大伝送電力時の基準電圧信号 V_{ref} の信号値（電圧値）を X_{max} とし、第 1 オン時間 T_{on1}' の最大値（最大オン時間 T_{on1} ）を Y_{max} とする。

【0100】

図 1 1 に示すデータでは、基準電圧信号 V_{ref} が X_{max} のときに、第 1 オン時間 T_{on1}' が Y_{max} となる。基準電圧信号 V_{ref} が所定の第 1 閾値 X_1 （ただし、 $X_1 < X_{max}$ ）から X_{max} までは、基準電圧信号 V_{ref} の信号値が小さくなるほど（すなわち伝送電力が小さくなるほど）、第 1 オン時間 T_{on1}' が短くなる。一方で、基準電圧信号 V_{ref} の信号値が第 1 閾値 X_1 よりも小さいときは、第 1 オン時間 T_{on1}' は一定値 Y_1 （ただし、 $Y_1 < Y_{max}$ ）となる。

10

【0101】

第 1 閾値 X_1 は、例えば、負荷が定格負荷の $1/3$ 程度のときの伝送電力に対応した基準電圧信号 V_{ref} の信号値（電圧値）に設定される。一定値 Y_1 は、例えば、上記伝送電力を供給するのに必要な共振電流を確保できる時間に設定される。

【0102】

磁界共振電源装置 100D は、他の実施形態と同様に、伝送電力が小さくなる低負荷時に共振電流の影響により損失が大きくなるのを抑制でき、伝送効率が大きく低下してしまうのを抑制できる。また、磁界共振電源装置 100D は、共振電流（電流 I_{L1} および電流 I_{L2} ）による第 1 伝送コイル L_1 と第 1 共振コンデンサ C_1 および第 2 伝送コイル L_2 と第 2 共振コンデンサ C_2 の発熱を低減することができ、発熱対策にかかるコストを低減できる。

20

【0103】

さらに、磁界共振電源装置 100D は、基準電圧信号 V_{ref} が第 1 閾値 X_1 よりも小さいときは、第 1 オン時間 T_{on1}' は一定値 Y_1 となるように制御するので、共振電流が小さくなりすぎて動作が不安定になるのを回避することができる。すなわち、磁界共振電源装置 100D は、定格負荷の $1/3$ 程度以下のごく低負荷の場合でも、安定して動作させることが可能となる。

【0104】

[変形例]

以上、本発明に係る磁界共振電源装置の実施形態について説明したが、本発明は上記各実施形態に限定されるものではない。

30

【0105】

本発明の一実施形態に係る磁界共振電源装置は、第 1 伝送コイル、第 1 共振コンデンサ、第 1 スイッチング素子、および第 1 スイッチング素子に並列接続された第 1 ダイオードを備える第 1 給電部と、第 2 伝送コイル、第 2 共振コンデンサ、第 2 スイッチング素子、および第 2 スイッチング素子に並列接続された第 2 ダイオードを備える第 2 給電部と、第 1 スイッチング素子のターンオフと第 2 スイッチング素子のターンオフとの時間差である第 1 位相シフト時間を伝送電力の電力値に応じて制御する位相シフト制御回路と、伝送電力の電力値に応じて第 1 スイッチング素子のターンオフを制御することで、第 1 スイッチング素子のオン時間を制御するオン時間制御回路と、を備えるのであれば、適宜構成を変更できる。

40

【0106】

本発明の他の実施形態に係る磁界共振電源装置は、第 1 伝送コイル、第 1 共振コンデンサ、第 1 スイッチング素子、および第 1 スイッチング素子に並列接続された第 1 ダイオードを備える第 1 給電部と、第 2 伝送コイル、第 2 共振コンデンサ、および第 2 ダイオードを備える第 2 給電部と、制御部とを備え、第 2 ダイオードは、第 1 スイッチング素子がターンオフしてから所定の時間差である第 1 位相シフト時間の経過後にターンオフし、制御部が、伝送電力の電力値に応じて第 1 スイッチング素子のターンオフを制御することで、第 1 スイッチング素子のオン時間を制御するオン時間制御回路を備えるのであれば、適宜

50

構成を変更できる。

【0107】

例えば、第1実施形態では、位相シフト制御における位相差を 0° を中心に 90° までの範囲で制御することを想定して説明したが、これに限定するものではなく、 -180° から -90° の範囲で制御してもよい。その場合は、最大位相シフト時間 T_M が最小となるので、第1位相シフト時間 T から最大位相シフト時間 T_M を差し引くと位相余裕時間になる。

【0108】

第3実施形態では、第2スイッチ SW_2 が第2ダイオード D_2 のみからなる構成としたが、第2スイッチ SW_2 が第2スイッチング素子 Q_2 と、第2スイッチング素子 Q_2 に逆方向に並列接続された第2ダイオード D_2 とを含む構成とし、第2スイッチング素子 Q_2 を常時オフ状態にしてもよい。

10

【0109】

第1実施形態および第2実施形態では、説明を簡単にするために、第1給電部110から第2給電部120への片方向に電力伝送する構成を示して説明したが、制御回路(第1制御部および第2制御部)を適宜双方向に対応することで双方向に電力伝送する構成にも適用できる。

【0110】

第1実施形態および第2実施形態において、第1給電部110から第2給電部120への電力伝送を行う場合、第2スイッチング素子 Q_2 をオフ状態にし、第2ダイオード D_2 によるダイオード整流を利用して電力伝送を行ってもよい。

20

【0111】

第1～第4実施形態において、第1通信回路134および第2通信回路146を非接触の通信手段としたが、有線接続が可能な環境では有線接続による通信手段であってもよい。

【0112】

第4実施形態では、基準電圧信号 V_{ref} が第1閾値 X_1 よりも小さいときには第1オン時間 T_{on1}' が一定値 Y_1 となるように第1スイッチング素子 Q_1 のターンオフを制御しているが、第1～第3実施形態においても、低負荷で伝送電力が所定の第2閾値 X_2 よりも小さいとき、例えば、負荷が定格の $1/3$ を下回るようなごく低負荷の場合には、第1オン時間 T_{on1}' が一定値(例えば、 Y_1)となるように第1スイッチング素子 Q_1 のターンオフを制御することが好ましい。また、伝送電力が第2閾値 X_2 以上のときは、伝送電力が小さくなるほど第1オン時間 T_{on1}' が短くなるように第1スイッチング素子 Q_1 のターンオフを制御すればよい。

30

【0113】

第1実施形態において、第1給電部110と、第2給電部120と、第1制御部130と、第2制御部140とは、1つの装置として構成でき、例えば、家庭に設置することができる。1つの装置とした場合、第1通信回路134および第2通信回路146は装置内の通信回路として簡単化または省略することもできる。

【0114】

第1実施形態では、送電側の第1スイッチング素子 Q_1 のターンオフのタイミングを受電側の位相差制御回路145に通知する相互位相検知制御方式について説明したが、送電側または受電側で送電電力を検知することにより位相差(第1位相シフト時間)を検知する自己位相検知制御方式においても適用可能である。自己位相検知制御方式の場合、受電側または送電側に位相情報を送信し、第1スイッチング素子 Q_1 のオン時間を位相余裕時間分短縮する制御を行ってもよい。

40

【符号の説明】

【0115】

100A, 100B, 100C, 100D 磁界共振電源装置

110 第1給電部

120, 120C 第2給電部

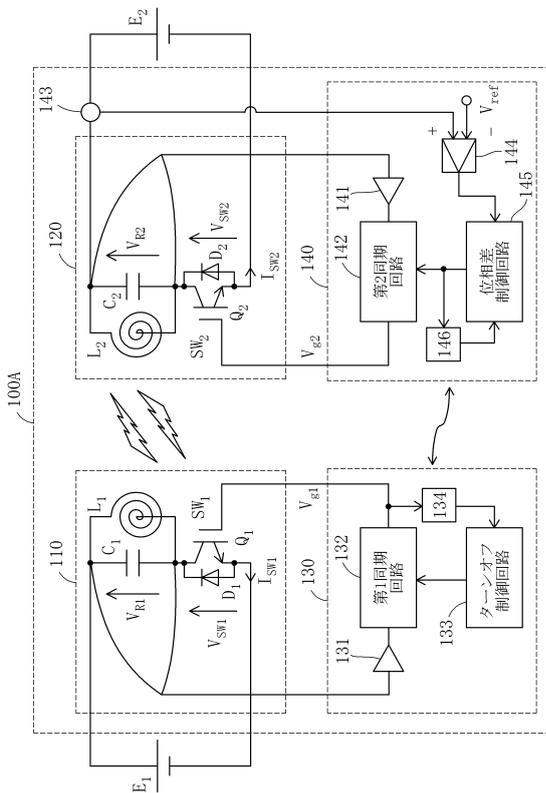
50

- 1 3 0 , 1 3 0 B , 1 3 0 D 第 1 制 御 部
- 1 3 1 第 1 共 振 電 圧 検 知 回 路
- 1 3 2 第 1 同 期 回 路
- 1 3 3 , 1 3 3 B , 1 3 3 D ターンオフ制御回路
- 1 3 4 第 1 通 信 回 路
- 1 4 0 , 1 4 0 B , 1 4 0 C , 1 4 0 D 第 2 制 御 部
- 1 4 1 第 2 共 振 電 圧 検 知 回 路
- 1 4 2 第 2 同 期 回 路
- 1 4 3 電 力 検 知 回 路
- 1 4 4 比 較 回 路
- 1 4 5 , 1 4 5 C 位 相 差 制 御 回 路
- 1 4 6 第 2 通 信 回 路
- 1 4 7 B 電 流 検 知 回 路
- 1 4 8 B ゼロクロス検知回路

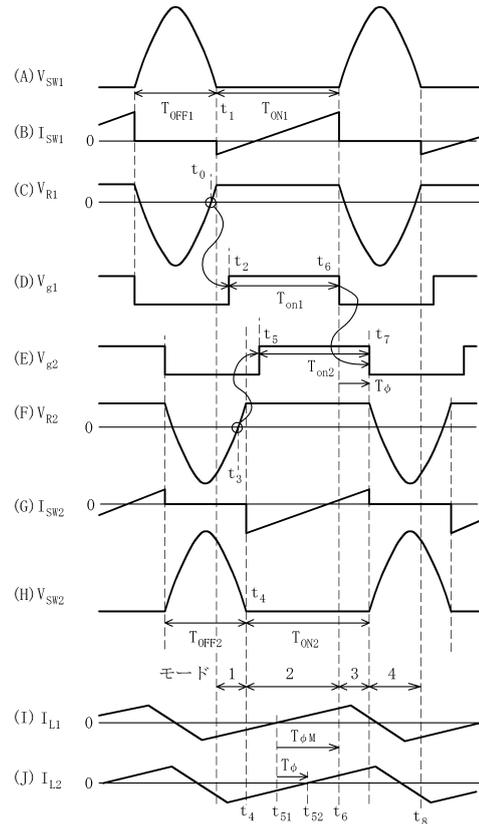
10

【 図 面 】

【 図 1 】



【 図 2 】



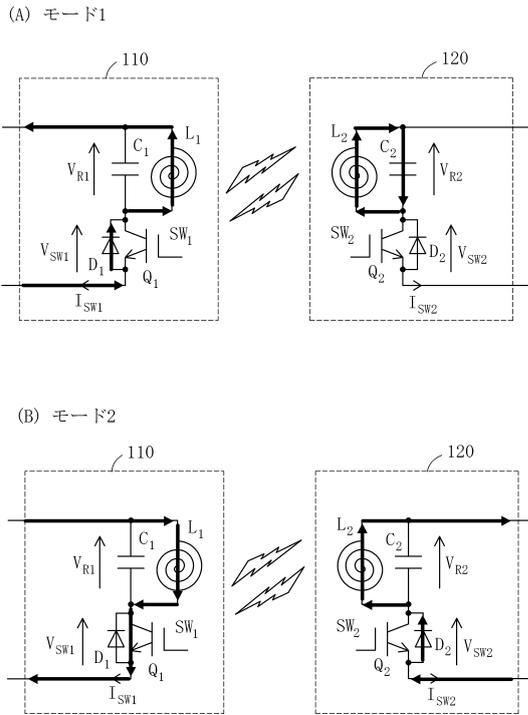
20

30

40

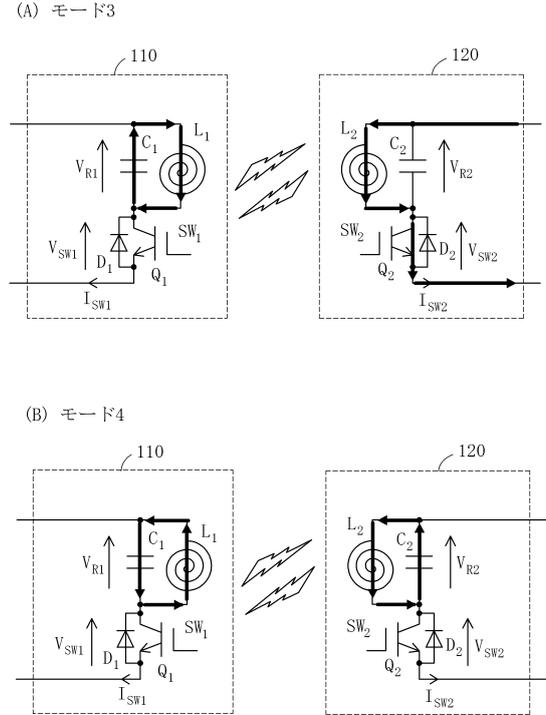
50

【図3】



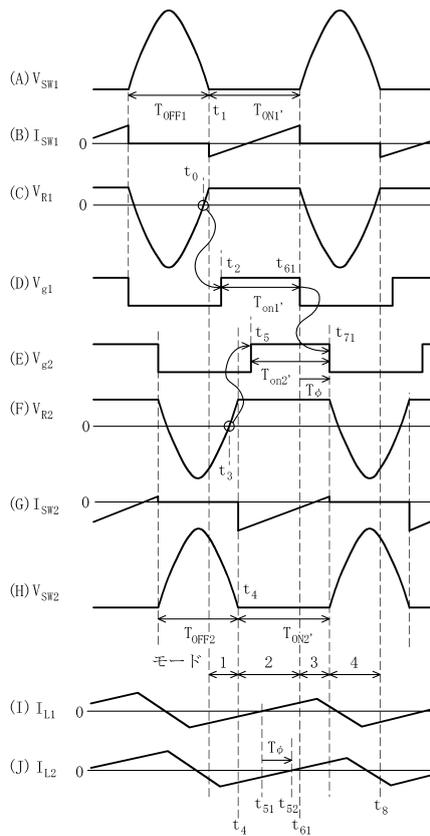
10

【図4】

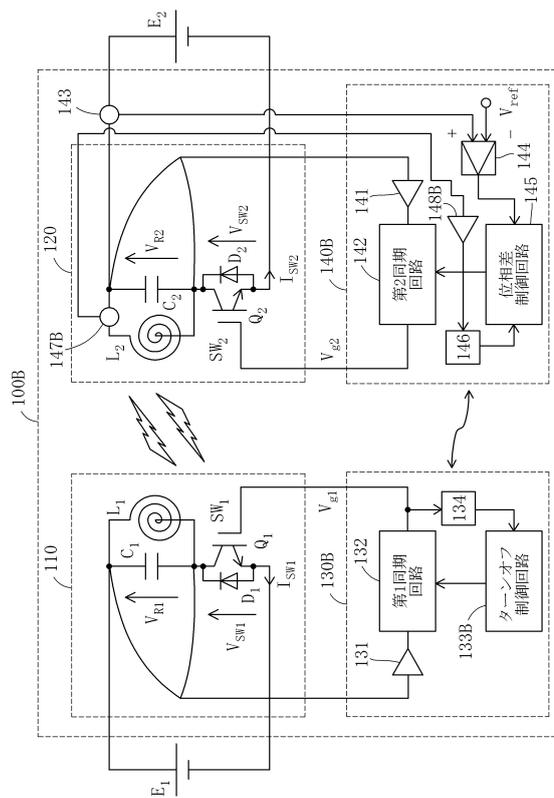


20

【図5】



【図6】

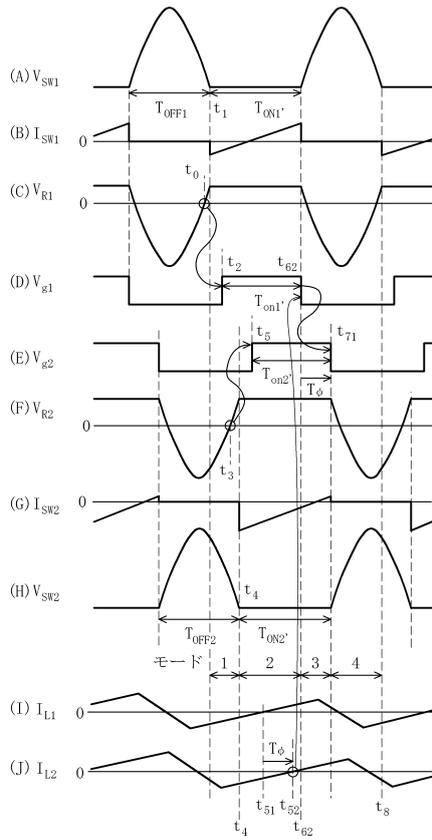


30

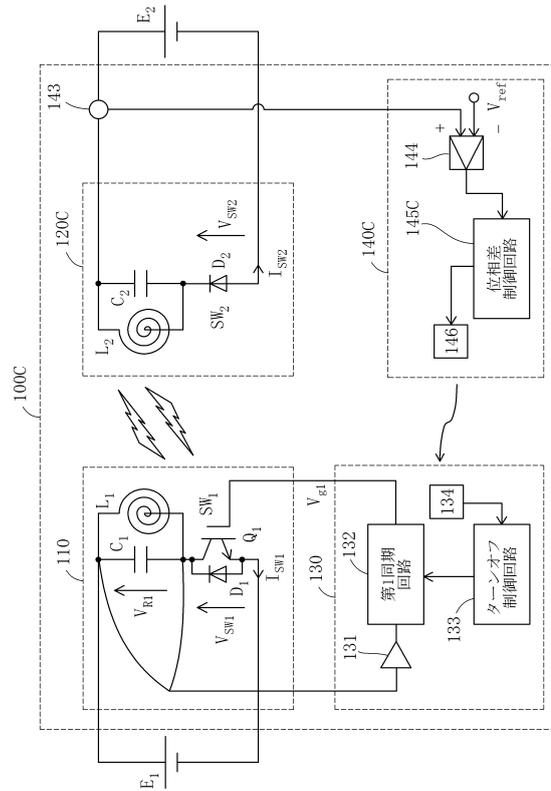
40

50

【図 7】



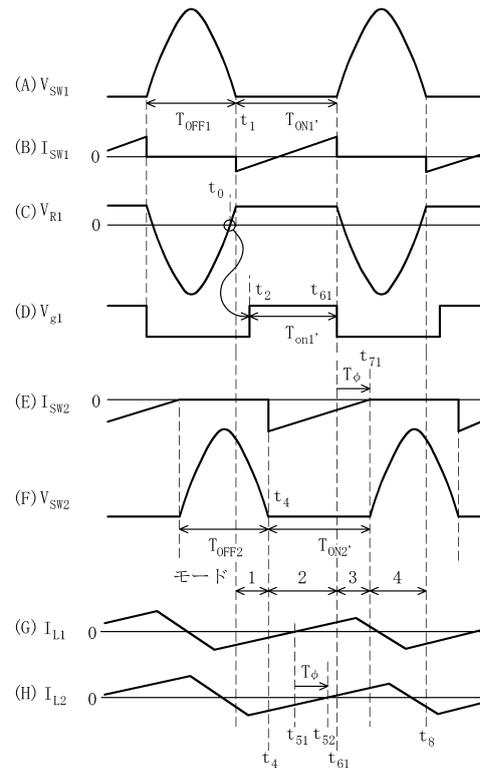
【図 8】



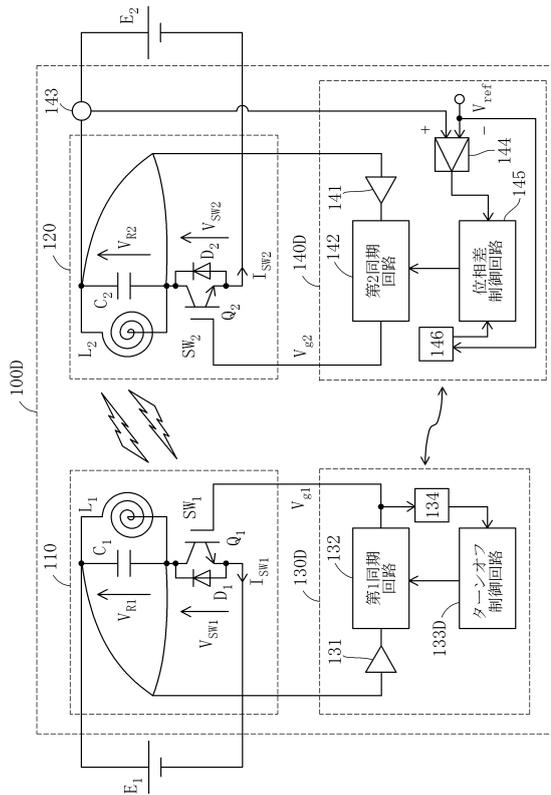
10

20

【図 9】



【図 10】

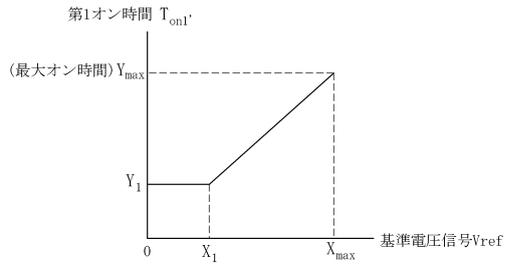


30

40

50

【図 11】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 国際公開第2020/091042(WO,A1)
国際公開第2013/133028(WO,A1)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02J 50/00 - 50/90