

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6609986号
(P6609986)

(45) 発行日 令和1年11月27日 (2019. 11. 27)

(24) 登録日 令和1年11月8日 (2019. 11. 8)

(51) Int. Cl.	F I
H O 2 J 50/10 (2016. 01)	H O 2 J 50/10
H O 2 J 50/80 (2016. 01)	H O 2 J 50/80
H O 4 B 5/02 (2006. 01)	H O 4 B 5/02

請求項の数 13 (全 37 頁)

(21) 出願番号	特願2015-98043 (P2015-98043)	(73) 特許権者	000002369
(22) 出願日	平成27年5月13日 (2015. 5. 13)		セイコーエプソン株式会社
(65) 公開番号	特開2016-214024 (P2016-214024A)		東京都新宿区新宿四丁目1番6号
(43) 公開日	平成28年12月15日 (2016. 12. 15)	(74) 代理人	100104710
審査請求日	平成30年5月8日 (2018. 5. 8)		弁理士 竹腰 昇
		(74) 代理人	100090479
			弁理士 井上 一
		(74) 代理人	100124682
			弁理士 黒田 泰
		(72) 発明者	大西 幸太
			長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内
		審査官	永井 啓司

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 制御装置、電子機器及び無接点電力伝送システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

送電装置と受電装置とを有する無接点電力伝送システムにおける送電側の制御装置であって、

前記受電装置に電力を送電する送電部の送電ドライバーを制御するドライバー制御回路と、

前記ドライバー制御回路を制御する制御部と、

負荷変調により通信データを送信する前記受電装置との間での通信処理を行う通信部と

、

を含み、

前記通信部は、

電源から前記送電部に流れる電流を検出し、前記電流を電圧に変換した検出電圧を出力する電流検出回路と、

前記検出電圧が入力され、前記負荷変調の周波数帯域の信号を通過させ、前記送電部の駆動周波数の帯域及びD C の帯域の信号を減衰させるバンドパスフィルター処理を行うバンドパスフィルター部と、

前記バンドパスフィルター部からの前記バンドパスフィルター処理後の前記検出電圧が入力され、基準電圧を基準として増幅された前記検出電圧の信号を出力するアンプと、

前記アンプからの前記検出電圧の信号と、判定用電圧との比較判定を行う比較回路と、

前記比較回路の比較判定結果に基づいて、前記負荷変調により変調された前記通信デー

10

20

タを検出する復調部と、
を含むことを特徴とする制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 において、
前記基準電圧を V_{RF} とし、前記比較回路を構成するコンパレーターのオフセット電圧を V_{OFF} としたときに、
前記比較回路は、
前記検出電圧の信号と、前記判定用電圧である $V_{RF} + V_{OFF}$ との比較判定を行うことを特徴とする制御装置。

【請求項 3】

請求項 2 において、
前記比較回路は、
複数のオフセット電圧 V_{OFF1} 、 V_{OFF2} の設定が可能な前記コンパレーターを用いて、複数の判定用電圧 $V_{CP1} = V_{RF} + V_{OFF1}$ 、 $V_{CP2} = V_{RF} + V_{OFF2}$ と、前記検出電圧の信号との比較判定が可能な回路であることを特徴とする制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれかにおいて、
前記アンプは、
非反転入力端子に前記バンドパスフィルタ処理後の前記検出電圧が入力され、反転入力端子に前記基準電圧が入力され、前記基準電圧を基準として増幅された前記検出電圧の信号を出力することを特徴とする制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 のいずれかにおいて、
前記比較回路と前記復調部との間に設けられ、デジタルフィルタにより構成されるフィルタ部を有し、
前記復調部は、
前記フィルタ部によるデジタルフィルタ処理後の前記比較判定結果に基づいて、前記通信データを検出することを特徴とする制御装置。

【請求項 6】

請求項 1 乃至 5 のいずれかにおいて、
前記送電部は、前記送電ドライバーと、前記送電ドライバーの電源電圧を制御する電源電圧制御部と、を有し、
前記制御部は、
前記受電装置からの前記通信データに基づいて、前記電源電圧制御部を制御することを特徴とする制御装置。

【請求項 7】

請求項 6 において、
前記電流検出回路は、
前記電源から前記電源電圧制御部を介して前記送電部に流れる前記電流を検出し、前記検出電圧を前記バンドパスフィルタ部に出力することを特徴とする制御装置。

【請求項 8】

請求項 1 乃至 7 のいずれかにおいて、
前記復調部は、
第 1 の負荷状態と第 2 の負荷状態で構成される負荷変調パターンが第 1 のパターンである場合には、第 1 の論理レベルの前記通信データであると判断し、負荷変調パターンが前記第 1 のパターンとは異なる第 2 のパターンである場合には、第 2 の論理レベルの前記通信データであると判断することを特徴とする制御装置。

【請求項 9】

請求項 8 において、
前記第 1 のパターンは、前記第 1 の負荷状態の期間の幅が前記第 2 のパターンに比べて

10

20

30

40

50

長くなるパターンであることを特徴とする制御装置。

【請求項 1 0】

請求項 8 又は 9 において、

前記復調部は、

前記第 1 のパターンにおける前記第 1 の負荷状態の期間内に設定された第 1 のサンプリングポイントから、所与のサンプリング間隔で負荷変調パターンのサンプリングを行って、所与のビット数の前記通信データを取り込むことを特徴とする制御装置。

【請求項 1 1】

請求項 1 0 において、

前記復調部は、

前記第 1 の負荷状態の期間の幅が、第 1 の範囲幅内である場合に、前記第 1 の負荷状態の期間内に、前記第 1 のサンプリングポイントを設定することを特徴とする制御装置。

【請求項 1 2】

請求項 1 乃至 1 1 のいずれかに記載の制御装置を含むことを特徴とする電子機器。

【請求項 1 3】

送電装置と受電装置とを含む無接点電力伝送システムであって、

前記送電装置は、

前記受電装置に電力を送電すると共に、負荷変調により通信データを送信する前記受電装置との間での通信処理を行い、

前記受電装置は、

前記送電装置からの電力を受電し、前記負荷変調を行って、前記送電装置に対して前記通信データを送信し、

前記送電装置は、

前記受電装置に電力を送電する送電部の送電ドライバーを制御するドライバー制御回路と、

前記ドライバー制御回路を制御する制御部と、

負荷変調により通信データを送信する前記受電装置との間での通信処理を行う通信部と

、

を含み、

前記通信部は、

電源から前記送電部に流れる電流を検出し、前記電流を電圧に変換した検出電圧を出力する電流検出回路と、

前記検出電圧が入力され、前記負荷変調の周波数帯域の信号を通過させ、前記送電部の駆動周波数の帯域及び D C の帯域の信号を減衰させるバンドパスフィルター処理を行うバンドパスフィルター部と、

前記バンドパスフィルター部からの前記バンドパスフィルター処理後の前記検出電圧が入力され、基準電圧を基準として増幅された前記検出電圧の信号を出力するアンプと、

前記アンプからの前記検出電圧の信号と、判定用電圧との比較判定を行う比較回路と、

前記比較回路の比較判定結果に基づいて、前記負荷変調により変調された前記通信データを検出する復調部と、

を含むことを特徴とする無接点電力伝送システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、制御装置、電子機器及び無接点電力伝送システム等に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

近年、電磁誘導を利用し、金属部分の接点がなくとも電力伝送を可能にする無接点電力伝送（非接触電力伝送）が脚光を浴びている、この無接点電力伝送の適用例として、家庭

10

20

30

40

50

用機器や携帯端末などの電子機器の充電が提案されている。

【 0 0 0 3 】

無接点電力伝送の従来技術としては例えば特許文献 1 ～ 4 に開示される技術がある。これらの従来技術では、負荷変調を用いて、受電側（ 2 次側 ）から送電側（ 1 次側 ）にデータを通信し、受電側の各種の情報を送電側に伝えている。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 4 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 0 9 - 3 0 3 2 9 4 号公報

【 特許文献 2 】 特開 2 0 1 0 - 2 8 4 0 5 8 号公報

【 特許文献 3 】 特開 2 0 1 1 - 2 1 1 7 8 0 号公報

【 特許文献 4 】 特開 2 0 1 2 - 6 0 7 3 0 号公報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 5 】

特許文献 1 等の従来技術の手法では、受電側が負荷変調により通信データを送信する。そして送電側は、1 次コイルのコイル端電圧等を監視し、1 次側のコイル波形の位相等を検出することで、通信データを検出していた。

【 0 0 0 6 】

しかしながら、従来技術の手法では、例えば信号に重畳するノイズが多い状況等においては、通信データの検出エラーが発生するおそれがあった。また、従来技術の手法では、受電側は、通信期間において、充電を停止したり、或いは充電電流を減らした状態で、負荷変調を行っており、通常送電期間中の常時の負荷変調を実現できなかった。

【 0 0 0 7 】

本発明の幾つかの態様によれば、負荷変調による負荷変動についての検出のノイズ耐性等を向上できる制御装置、電子機器及び無接点電力伝送システム等を提供できる。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 8 】

本発明の一態様は、送電装置と受電装置とを有する無接点電力伝送システムにおける送電側の制御装置であって、前記受電装置に電力を送電する送電部の送電ドライバーを制御するドライバー制御回路と、前記ドライバー制御回路を制御する制御部と、負荷変調により通信データを送信する前記受電装置との間での通信処理を行う通信部と、を含み、前記通信部は、前記負荷変調の周波数帯域の信号を通過させ、前記負荷変調の周波数帯域以外の帯域の信号を減衰させるバンドパスフィルター処理を行うバンドパスフィルター部の出力に基づいて、前記受電装置からの前記通信データを検出する制御装置に係する。

【 0 0 0 9 】

本発明の一態様によれば、受電装置に対して電力が送電されると共に、受電装置との間で負荷変調による通信処理が行われる。そして本発明の一態様では、バンドパスフィルター処理を行うバンドパスフィルター部の出力に基づいて、受電装置からの通信データが検出される。このように、負荷変調による負荷変動の検出の際にバンドパスフィルター処理を行うことで、負荷変調の周波数帯域の信号を検出対象にしながら、それ以外の周波数帯域の信号を減衰して、通信データを検出できるようになる。従って、負荷変調による負荷変動についての検出のノイズ耐性を向上でき、受電側との適切な通信処理を実現できるようになる。

【 0 0 1 0 】

また本発明の一態様では、前記バンドパスフィルター部は、前記送電部の駆動周波数の帯域と、DC の帯域の少なくとも一方の帯域の信号を減衰させる前記バンドパスフィルター処理を行ってもよい。

【 0 0 1 1 】

このように、送電部の駆動周波数の帯域の信号を減衰させれば、検出対象の信号に重畳

10

20

30

40

50

する駆動周波数成分のノイズを低減できるため、検出のノイズ耐性を向上できる。また、DCの帯域の信号を減衰させれば、検出対象の信号からDC成分をカットして、その後の信号処理を行うことが可能になり、好適な信号処理を実現できるようになる。

【0012】

また本発明の一態様では、前記通信部は、電源から前記送電部に流れる電流を検出し、検出電圧を前記バンドパスフィルター部に出力する電流検出回路を含んでもよい。

【0013】

このようにすれば、電源から送電部に流れる電流に基づき得られた検出電圧の信号に対して、バンドパスフィルター処理を行って、当該信号に重畳するノイズを低減することが可能になる。

10

【0014】

また本発明の一態様では、前記通信部は、前記バンドパスフィルター部による前記バンドパスフィルター処理後の前記検出電圧と、判定用電圧との比較判定を行う比較回路を有し、前記比較回路の比較判定結果に基づいて前記通信データを検出してもよい。

【0015】

このようにすれば、検出電圧の信号に重畳するノイズが、バンドパスフィルター処理により低減されて、比較回路に入力され、判定用電圧との比較判定が行われるようになる。これにより、当該ノイズが比較回路の比較判定結果に及ぼす悪影響を低減でき、ノイズ耐性の向上等を図れるようになる。

【0016】

20

また本発明の一態様では、前記比較回路は、前記バンドパスフィルター処理後の前記検出電圧と、複数の判定用電圧との比較判定が可能な回路であってもよい。

【0017】

このようにすれば、検出感度やノイズ耐性を向上させるための判定用電圧の設定が可能になる。

【0018】

また本発明の一態様では、前記比較回路の後段に設けられるフィルター部を有し、前記通信部は、前記フィルター部によるフィルター処理後の前記比較判定結果に基づいて、前記通信データを検出してもよい。

【0019】

30

このようにすれば、比較判定結果の信号に重畳するノイズの悪影響をフィルター部のフィルター処理により低減し、フィルター処理後の比較判定結果に基づいて、通信データを検出できるようになるため、ノイズ耐性の向上等を図れるようになる。

【0020】

また本発明の一態様では、前記送電部は、前記送電ドライバーと、前記送電ドライバーの電源電圧を制御する電源電圧制御部と、を有し、前記制御部は、前記受電装置からの前記通信データに基づいて、前記電源電圧制御部を制御してもよい。

【0021】

このようにすれば、受電装置からの通信データに基づいて、送電ドライバーに供給される電源電圧等を制御できるようになり、適切な電力制御や安全な電力制御等の実現が可能になる。

40

【0022】

また本発明の一態様では、前記通信部は、電源から前記送電部に流れる電流を検出する電流検出回路を含み、前記電流検出回路は、前記電源から前記電源電圧制御部を介して前記送電部に流れる電流を検出し、検出電圧を前記バンドパスフィルター部に出力してもよい。

【0023】

このようにすれば、適切な電力制御や安全な電力制御等を実現しながら、負荷変動による負荷変動についての検出のノイズ耐性の向上を図れるようになる。

【0024】

50

また本発明の一態様では、前記通信部は、第１の負荷状態と第２の負荷状態で構成される負荷変調パターンが第１のパターンである場合には、第１の論理レベルの前記通信データであると判断し、負荷変調パターンが前記第１のパターンとは異なる第２のパターンである場合には、第２の論理レベルの前記通信データであると判断してもよい。

【００２５】

このようにすれば、例えば負荷変調による第１の負荷状態を第１の論理レベルと判断し、第２の負荷状態を第２の論理レベルと判断する手法に比べて、負荷変調による負荷変動についての検出感度や検出のノイズ耐性を向上でき、受電側との適切な通信処理を実現できるようになる。

【００２６】

また本発明の一態様では、前記第１のパターンは、前記第１の負荷状態の期間の幅が前記第２のパターンに比べて長くなるパターンであってもよい。

【００２７】

このようにすれば、例えば第１の負荷状態の期間の幅を判別することで、負荷変調パターンが第１、第２のパターンのいずれなのかを判断できるようになり、検出感度や検出のノイズ耐性の向上を図れるようになる。

【００２８】

また本発明の一態様では、前記通信部は、前記第１のパターンにおける前記第１の負荷状態の期間内に設定された第１のサンプリングポイントから、所与のサンプリング間隔で負荷変調パターンのサンプリングを行って、所与のビット数の前記通信データを取り込んでよい。

【００２９】

このようにすれば、第１のサンプリングポイントの後のサンプリングポイントを簡素な処理で設定して、所与のビット数の通信データを取り込むことが可能になり、通信データの検出処理の簡素化や処理負荷の軽減等を図れるようになる。

【００３０】

また本発明の一態様では、前記通信部は、前記第１の負荷状態の期間の幅が、第１の範囲幅内である場合に、前記第１の負荷状態の期間内に、前記第１のサンプリングポイントを設定してもよい。

【００３１】

このようにすれば、第１の負荷状態の期間の幅が、ノイズ等が原因で変動してしまう場合にも、通信データをサンプリングするための適正な第１のサンプリングポイントを設定できるようになる。

【００３２】

本発明の他の態様は、上記のいずれかに記載の制御装置を含む電子機器に係る。

【００３３】

本発明の他の態様は、送電装置と受電装置とを含む無接点電力伝送システムであって、前記送電装置は、前記受電装置に電力を送電すると共に、負荷変調により通信データを送信する前記受電装置との間での通信処理を行い、前記受電装置は、前記送電装置からの電力を受電し、前記負荷変調を行って、前記送電装置に対して前記通信データを送信し、前記送電装置は、前記負荷変調の周波数帯域の信号を通過させ、前記負荷変調の周波数帯域以外の帯域の信号を減衰させるバンドパスフィルター処理を行うバンドパスフィルター部の出力に基づいて、前記受電装置からの前記通信データを検出する無接点電力伝送システムに係る。

【００３４】

本発明の他の態様によれば、受電装置は、負荷変調により通信データを送信し、送電装置は、負荷変調により送信された通信データの検出処理を行う。そして、この際に、バンドパスフィルター処理を行うバンドパスフィルター部の出力に基づいて、受電装置からの通信データが検出される。このように、負荷変調による負荷変動の検出の際にバンドパスフィルター処理を行うことで、負荷変調の周波数帯域の信号を検出対象にしながら、それ

10

20

30

40

50

以外の周波数帯域の信号を減衰して、通信データを検出できるようになる。従って、負荷変調による負荷変動についての検出のノイズ耐性を向上でき、受電側との適切な通信処理を実現できるようになる。

【図面の簡単な説明】

【0035】

【図1】図1(A)、図1(B)は本実施形態の無接点電力伝送システムの説明図。

【図2】本実施形態の送電装置、受電装置、送電側、受電側の制御装置の構成例。

【図3】本実施形態の無接点電力伝送システムの動作シーケンスの概要の説明図。

【図4】負荷変調による通信手法の説明図。

【図5】通信部の構成例。

10

【図6】バンドパスフィルター部の構成例。

【図7】バンドパスフィルター部の周波数特性の例。

【図8】受電側の通信構成の説明図。

【図9】通信時のノイズに起因する問題点の説明図。

【図10】本実施形態の通信手法の説明図。

【図11】本実施形態の通信手法の説明図。

【図12】図12(A)、図12(B)も本実施形態の通信手法の説明図。

【図13】図13(A)、図13(B)は通信データのフォーマットの例。

【図14】本実施形態の動作シーケンスを説明する信号波形図。

【図15】本実施形態の動作シーケンスを説明する信号波形図。

20

【図16】本実施形態の動作シーケンスを説明する信号波形図。

【図17】図17(A)、図17(B)は本実施形態の電力制御手法の説明図。

【図18】図18(A)、図18(B)は本実施形態の電力制御手法を用いた場合の効果についての説明図。

【図19】受電部、充電部の詳細な構成例。

【発明を実施するための形態】

【0036】

以下、本発明の好適な実施の形態について詳細に説明する。なお以下に説明する本実施形態は特許請求の範囲に記載された本発明の内容を不当に限定するものではなく、本実施形態で説明される構成の全てが本発明の解決手段として必須であるとは限らない。

30

【0037】

1. 電子機器

図1(A)に本実施形態の無接点電力伝送システムの一例を示す。充電器500(電子機器の1つ)は送電装置10を有する。電子機器510は受電装置40を有する。また電子機器510は、操作用のスイッチ部514やバッテリー90を有する。なお図1(A)ではバッテリー90を模式的に示しているが、このバッテリー90は実際には電子機器510に内蔵されている。図1(A)の送電装置10と受電装置40により本実施形態の無接点電力伝送システムが構成される。

【0038】

充電器500には、電源アダプター502を介して電力が供給され、この電力が、無接点電力伝送により送電装置10から受電装置40に送電される。これにより、電子機器510のバッテリー90を充電し、電子機器510内のデバイスを動作させることができる。

40

【0039】

なお充電器500の電源は、USB(USBケーブル)による電源であってもよい。また、本実施形態が適用される電子機器510としては種々の機器を想定できる。例えば補聴器、腕時計、生体情報測定装置(ウェアラブル機器)、携帯情報端末(スマートフォン、携帯電話機等)、コードレス電話器、シェーバー、電動歯ブラシ、リストコンピューター、ハンディターミナル、電気自動車、或いは電動自転車などの種々の電子機器を想定できる。

50

【 0 0 4 0 】

図 1 (B) に模式的に示すように、送電装置 1 0 から受電装置 4 0 への電力伝送は、送電側に設けられた 1 次コイル L 1 (送電コイル) と、受電側に設けられた 2 次コイル L 2 (受電コイル) を電磁的に結合させて電力伝送トランスを形成することなどで実現される。これにより非接触での電力伝送が可能になる。

【 0 0 4 1 】

2 . 送電装置、受電装置、送電側、受電側の制御装置

図 2 に本実施形態の送電装置 1 0 、受電装置 4 0 、送電側の制御装置 2 0 、受電側の制御装置 5 0 の構成例を示す。図 1 (A) の充電器 5 0 0 などの送電側の電子機器は、少なくとも図 2 の送電装置 1 0 を含む。また受電側の電子機器 5 1 0 は、少なくとも受電装置 4 0 とバッテリー 9 0 と電力供給対象 1 0 0 を含むことができる。電力供給対象 1 0 0 は、例えば処理部 (D S P 等) などの各種のデバイスである。そして図 2 の構成により、1 次コイル L 1 と 2 次コイル L 2 を電磁的に結合させて送電装置 1 0 から受電装置 4 0 に対して電力を伝送し、バッテリー 9 0 の充電等を行う無接点電力伝送 (非接触電力伝送) システムが実現される。

【 0 0 4 2 】

送電装置 1 0 (送電モジュール、1 次モジュール) は、1 次コイル L 1 、送電部 1 2 、表示部 1 6 、制御装置 2 0 を含む。なお送電装置 1 0 は図 2 の構成に限定されず、その構成要素の一部 (例えば表示部等) を省略したり、他の構成要素を追加したり、接続関係を変更するなどの種々の変形実施が可能である。

【 0 0 4 3 】

送電部 1 2 は、電力伝送時において所定周波数の交流電圧を生成して、1 次コイル L 1 に供給する。この送電部 1 2 は、1 次コイル L 1 の一端を駆動する第 1 の送電ドライバー D R 1 や、1 次コイル L 1 の他端を駆動する第 2 の送電ドライバー D R 2 や、電源電圧制御部 1 4 を含む。また送電部 1 2 は、1 次コイル L 1 と共に共振回路を構成する少なくとも 1 つのキャパシター (コンデンサー) を含むことができる。

【 0 0 4 4 】

送電部 1 2 の送電ドライバー D R 1 、D R 2 の各々は、例えばパワー M O S トランジスタにより構成されるインバーター回路 (バッファ回路) などにより実現される。これらの送電ドライバー D R 1 、D R 2 は、制御装置 2 0 のドライバー制御回路 2 2 により制御 (駆動) される。

【 0 0 4 5 】

送電部 1 2 の電源電圧制御部 1 4 は、送電ドライバー D R 1 、D R 2 の電源電圧 V D R V を制御する。例えば制御部 2 4 は、受電側から受信した通信データに基づいて、電源電圧制御部 1 4 を制御する。これにより、送電ドライバー D R 1 、D R 2 に供給される電源電圧 V D R V が制御されて、例えば送電電力の可変制御等が実現される。この電源電圧制御部 1 4 は、例えば D C D C コンバーターなどにより実現できる。例えば電源電圧制御部 1 4 は、電源からの電源電圧 (例えば 5 V) の昇圧動作を行って、送電ドライバー用の電源電圧 V D R V (例えば 6 V ~ 1 5 V) を生成して、送電ドライバー D R 1 、D R 2 に供給する。具体的には、送電装置 1 0 から受電装置 4 0 への送電電力を高くする場合には、電源電圧制御部 1 4 は、送電ドライバー D R 1 、D R 2 に供給する電源電圧 V D R V を高くし、送電電力を低くする場合には、電源電圧 V D R V を低くする。

【 0 0 4 6 】

1 次コイル L 1 (送電側コイル) は、2 次コイル L 2 (受電側コイル) と電磁結合して電力伝送用トランスを形成する。例えば電力伝送が必要なときには、図 1 (A) 、図 1 (B) に示すように、充電器 5 0 0 の上に電子機器 5 1 0 を置き、1 次コイル L 1 の磁束が 2 次コイル L 2 を通るような状態にする。一方、電力伝送が不要なときには、充電器 5 0 0 と電子機器 5 1 0 を物理的に離して、1 次コイル L 1 の磁束が 2 次コイル L 2 を通らないような状態にする。

【 0 0 4 7 】

表示部 16 は、無接点電力伝送システムの各種状態（電力伝送中、ID 認証等）を、色や画像などを用いて表示するものであり、例えば LED や LCD などにより実現できる。

【0048】

制御装置 20 は、送電側の各種制御を行うものであり、集積回路装置（IC）などにより実現できる。この制御装置 20 は、ドライバ制御回路 22、制御部 24、通信部 30 を含む。また制御装置 20 は、クロック生成回路 37、発振回路 38 を含むことができる。なお制御装置 20 は図 2 の構成に限定されず、その構成要素の一部（例えばクロック生成回路、発振回路等）を省略したり、他の構成要素を追加したり、接続関係を変更するなどの種々の変形実施が可能である。例えば送電部 12 等を制御装置 20 に内蔵させる変形実施も可能である。

10

【0049】

ドライバ制御回路 22 は、受電装置 40 に電力を送電する送電部 12 の送電ドライバ DR1、DR2 を制御する。例えばドライバ制御回路 22 は、送電ドライバ DR1、DR2 を構成するトランジスタのゲートに対して制御信号（駆動信号）を出力し、送電ドライバ DR1、DR2 により 1 次コイル L1 を駆動させる。

【0050】

制御部 24 は、送電側の制御装置 20 の各種の制御処理を実行する。例えば制御部 24 は、ドライバ制御回路 22 の制御を行う。具体的には制御部 24 は、電力伝送、通信処理等に必要な各種のシーケンス制御や判定処理を行う。この制御部 24 は、例えばゲートアレイ等の自動配置配線手法で生成されたロジック回路や、或いはマイクロコンピュータなどの各種のプロセッサにより実現できる。

20

【0051】

通信部 30 は、受電装置 40 との間での通信データの通信処理を行う。例えば通信部 30 は、負荷変調により通信データを送信する受電装置 40（制御装置 50）との間での通信処理を行う。具体的には通信部 30 は、受電装置 40 からの通信データを検出して受信するための処理を行う。

【0052】

発振回路 38 は、例えば水晶発振回路などにより構成され、1 次側のクロック信号を生成する。クロック生成回路 37 は、駆動周波数を規定する駆動クロック信号等を生成する。そして、ドライバ制御回路 22 は、この駆動クロック信号や制御部 24 からの制御信号などに基づいて、所与の周波数（駆動周波数）の制御信号を生成し、送電部 12 の送電ドライバ DR1、DR2 に出力して、制御する。

30

【0053】

受電装置 40（受電モジュール、2 次モジュール）は、2 次コイル L2、制御装置 50 を含む。なお受電装置 40 は図 2 の構成に限定されず、その構成要素の一部を省略したり、他の構成要素を追加したり、接続関係を変更するなどの種々の変形実施が可能である。

【0054】

制御装置 50 は、受電側の各種制御を行うものであり、集積回路装置（IC）などにより実現できる。この制御装置 50 は、受電部 52、制御部 54、負荷変調部 56、充電部 58、放電部 60 を含む。また不揮発性メモリ 62、検出部 64 を含むことができる。なお制御装置 50 は図 2 の構成に限定されず、その構成要素の一部を省略したり、他の構成要素を追加したり、接続関係を変更するなどの種々の変形実施が可能である。例えば受電部 52 等を制御装置 50 の外部に設けるなどの変形実施が可能である。

40

【0055】

受電部 52 は、送電装置 10 からの電力を受電する。具体的には受電部 52 は、2 次コイル L2 の交流の誘起電圧を直流の整流電圧 VCC に変換して、出力する。この変換は受電部 52 が有する整流回路 53 により行われる。整流回路 53 は、例えば複数のトランジスタやダイオードなどにより実現できる。

【0056】

制御部 54 は、受電側の制御装置 50 の各種の制御処理を実行する。例えば制御部 54

50

は、負荷変調部 5 6、充電部 5 8、放電部 6 0 の制御を行う。また受電部 5 2 や不揮発性メモリー 6 2 や検出部 6 4 などの制御を行うこともできる。この制御部 5 4 は、例えばゲートアレイ等の自動配置配線手法で生成されたロジック回路や、或いはマイクロコンピュータなどの各種のプロセッサにより実現できる。

【 0 0 5 7 】

負荷変調部 5 6 は負荷変調を行う。例えば負荷変調部 5 6 は電流源 I S を有し、この電流源 I S を用いて負荷変調を行う。具体的には、負荷変調部 5 6 は電流源 I S (定電流源) とスイッチ素子 S W を有する。電流源 I S とスイッチ素子 S W は、例えば整流電圧 V C C のノード N V C と G N D (広義には低電位側電源電圧) のノードとの間に直列に設けられる。そして、例えば制御部 5 4 からの制御信号に基づいてスイッチ素子 S W がオン又はオフにされ、ノード N V C から G N D に流れる電流源 I S の電流 (定電流) をオン又はオフにすることで、負荷変調が実現される。

10

【 0 0 5 8 】

なお、ノード N V C にはキャパシター C M の一端が接続される。このキャパシター C M は例えば制御装置 5 0 の外付け部品として設けられる。またスイッチ素子 S W は M O S のトランジスタなどにより実現できる。このスイッチ素子 S W は、電流源 I S の回路を構成するトランジスタとして設けられるものであってもよい。また負荷変調部 5 6 は図 2 の構成に限定されず、例えば電流源 I S の代わりとして抵抗を用いるなどの種々の変形実施が可能である。

【 0 0 5 9 】

20

充電部 5 8 はバッテリー 9 0 の充電 (充電制御) を行う。例えば充電部 5 8 は、送電装置 1 0 からの電力を受電する受電部 5 2 が受電した電力に基づいて、バッテリー 9 0 を充電する。例えば充電部 5 8 は、受電部 5 2 からの整流電圧 V C C (広義には直流電圧) に基づく電圧が供給されて、バッテリー 9 0 を充電する。この充電部 5 8 は C C 充電回路 5 9 を含むことができる。C C 充電回路 5 9 は、バッテリー 9 0 の C C (Constant-Current) 充電を行う回路である。

【 0 0 6 0 】

放電部 6 0 はバッテリー 9 0 の放電動作を行う。例えば放電部 6 0 (電力供給部) は、バッテリー 9 0 の放電動作を行って、バッテリー 9 0 からの電力を電力供給対象 1 0 0 に対して供給する。例えば放電部 6 0 は、バッテリー 9 0 の充電電圧 V B A T が供給され、出力電圧 V O U T を電力供給対象 1 0 0 に供給する。この放電部 6 0 はチャージポンプ回路 6 1 を含むことができる。チャージポンプ回路 6 1 は、バッテリー電圧 V B A T を降圧 (例えば 1 / 3 降圧) して、出力電圧 V O U T (V B A T / 3) を電力供給対象 1 0 0 に対して供給する。この放電部 6 0 (チャージポンプ回路) は、例えば充電電圧 V B A T を電源電圧として動作する。

30

【 0 0 6 1 】

バッテリー 9 0 は例えば充電可能な二次電池であり、例えばリチウム電池 (リチウムイオン二次電池、リチウムイオンポリマー二次電池等)、ニッケル電池 (ニッケル・水素蓄電池、ニッケル・カドミウム蓄電池等) などである。電力供給対象 1 0 0 は、例えば、処理部 (D S P、マイコン) などのデバイス (集積回路装置) であり、受電装置 4 0 を内蔵する電子機器 5 1 0 (図 1 (A)) に設けられ、バッテリー 9 0 の電力供給対象となるデバイスである。

40

【 0 0 6 2 】

不揮発性メモリー 6 2 は、各種の情報を記憶する不揮発性のメモリーデバイスである。この不揮発性メモリー 6 2 は、例えば受電装置 4 0 (制御装置 5 0) のステータス情報等の各種の情報を記憶する。不揮発性メモリー 6 2 としては、例えば E E P R O M などを用いることができる。E E P R O M としては例えば M O N O S (Metal-Oxide-Nitride-Oxide-Silicon) 型のメモリーを用いることができる。例えば M O N O S 型のメモリーを用いたフラッシュメモリーを用いることができる。或いは E E P R O M として、フローティングゲート型などの他のタイプのメモリーを用いてもよい。

50

【 0 0 6 3 】

検出部 6 4 は各種の検出処理を行う。例えば検出部 6 4 は、整流電圧 V C C や充電電圧 V B A T 等を監視して、各種の検出処理を実行する。具体的には検出部 6 4 は A / D 変換回路 6 5 を有し、整流電圧 V C C や充電電圧 V B A T に基づく電圧や、不図示の温度検出部からの温度検出電圧などを、A / D 変換回路 6 5 により A / D 変換し、得られたデジタルの A / D 変換値を用いて検出処理を実行する。検出部 6 4 が行う検出処理としては、過放電、過電圧、過電流、或いは温度異常（高温、低温）の検出処理を想定できる。例えば充電時に検出部 6 4 が過電圧、温度異常を検出することで、過電圧保護、高温保護、低温保護を実現できる。また放電時に検出部 6 4 が過放電、過電流を検出することで、過放電保護、過電流保護を実現できる。

10

【 0 0 6 4 】

3 . 無接点電力伝送システムの動作シーケンスの概要

次に本実施形態の無接点電力伝送システムの動作シーケンスの概要の一例について、図 3 を用いて説明する。

【 0 0 6 5 】

図 3 の A 1 では、受電装置 4 0 を有する電子機器 5 1 0 が、送電装置 1 0 を有する充電器 5 0 0 に上に置かれておらず、取り去り状態になっている。この場合にはスタンバイ状態となる。このスタンバイ状態では、送電側はウェイティング状態となり、受電側は放電動作オンの状態となる。

【 0 0 6 6 】

具体的にはスタンバイ状態では、送電装置 1 0 の送電部 1 2 は、着地検出のための間欠送電を行う。即ち、送電部 1 2 は、通常送電のような連続送電は行わずに、所与の期間毎に間欠的に電力を送電する間欠送電を行って、電子機器 5 1 0 の着地を検出する状態になる。またスタンバイモードでは、受電装置 4 0 では、電力供給対象 1 0 0 への放電動作がオンになっており、電力供給対象 1 0 0 への電力供給がイネーブルになっている。即ち、受電装置 4 0 の放電部 6 0 は、バッテリー 9 0 からの電力を電力供給対象 1 0 0 に放電する動作を行う。これにより、処理部等の電力供給対象 1 0 0 は、バッテリー 9 0 からの電力が供給されて動作可能になる。

20

【 0 0 6 7 】

図 3 の A 2 に示すように、電子機器 5 1 0 が充電器 5 0 0 に上に置かれ、着地が検出されると、通信チェック & 充電状態になる。この通信チェック & 充電状態では、送電側は通常送電を行い、受電側は、充電動作がオンになると共に、放電動作がオフになる。また受電側は、負荷変調による通信データの送信を行う。

30

【 0 0 6 8 】

具体的には通信チェック & 充電状態では、送電装置 1 0 の送電部 1 2 は、連続送電である通常送電を行う。この際に、電力伝送の状態などに応じて電力が可変に変化する電力制御を行いながら、通常送電を行う。またバッテリー 9 0 の充電状態に基づく制御も行われる。電力伝送の状態は、例えば 1 次コイル L 1 、 2 次コイル L 2 の位置関係（コイル間距離等）などにより決まる状態であり、例えば受電部 5 2 の出力電圧である整流電圧 V C C などの情報に基づいて判断できる。バッテリー 9 0 の充電状態は、例えば充電電圧 V B A T などの情報に基づいて判断できる。

40

【 0 0 6 9 】

また通信チェック & 充電状態では、受電装置 4 0 の充電部 5 8 の充電動作がオンになり、受電部 5 2 が受電した電力に基づいてバッテリー 9 0 の充電が行われる。また放電部 6 0 の放電動作がオフになり、バッテリー 9 0 からの電力が、電力供給対象 1 0 0 に供給されなくなる。また通信チェック & 充電状態では、負荷変調部 5 6 の負荷変調により、通信データが送電側に送信される。例えば電力伝送状態情報（V C C 等）や、充電状態情報（V B A T や各種のステータスフラグ等）や、温度などの情報を含む通信データが、通常送電期間中の常時の負荷変調により、受電側から送電側に送信される。例えば送電部 1 2 の電源電圧制御部 1 4 による電力制御は、通信データに含まれる電力伝送状態情報

50

などに基づいて行われる。

【 0 0 7 0 】

図 3 の A 3 に示すように、バッテリー 9 0 の満充電が検出されると、満充電スタンバイ状態になる。満充電スタンバイ状態では、送電側はウェイティング状態となり、受電側は、放電動作オフのままの状態となる。

【 0 0 7 1 】

具体的には、送電部 1 2 は、例えば取り去り検出のための間欠送電を行う。即ち、送電部 1 2 は、通常送電のような連続送電は行わずに、所与の期間毎に間欠的に電力を送電する間欠送電を行って、電子機器 5 1 0 の取り去りを検出する状態になる。また放電部 6 0 の放電動作はオフのままとなり、電力供給対象 1 0 0 への電力供給もディスエーブルのままとなる。

10

【 0 0 7 2 】

図 3 の A 4 に示すように電子機器 5 1 0 の取り去りが検出されると、A 5 に示すように電子機器 5 1 0 が使用状態になり、受電側の放電動作がオンになる。

【 0 0 7 3 】

具体的には、放電部 6 0 の放電動作がオフからオンに切り替わり、バッテリー 9 0 からの電力が放電部 6 0 を介して電力供給対象 1 0 0 に供給される。これにより、バッテリー 9 0 からの電力が供給されて、処理部等の電力供給対象 1 0 0 が動作し、ユーザーが電子機器 5 1 0 を通常に使用できる状態となる。

【 0 0 7 4 】

20

以上のように本実施形態では図 3 の A 1 に示すように、電子機器 5 1 0 の着地が検出されると、通常送電が行われ、この通常送電期間において常時の負荷変調が行われる。また着地が検出されると、放電部 6 0 の放電動作が停止する。そして、この常時の負荷変調では、送電側の電力制御のための情報や受電側のステータスを表す情報を含む通信データが、受電側から送電側に送信される。例えば電力制御のための情報（電力伝送状態情報）を通信することで、例えば 1 次コイル L 1 と 2 次コイル L 2 の位置関係等に応じた最適な電力制御を実現できる。また受電側のステータスを表す情報を通信することで、最適で安全な充電環境を実現できる。そして本実施形態では、負荷変調が継続している間は、通常送電も継続され、放電部 6 0 の放電動作もオフのままになる。

【 0 0 7 5 】

30

また本実施形態では図 3 の A 3 に示すように、バッテリー 9 0 の満充電が検出されると、通常送電が停止し、取り去り検出用の間欠送電が行われる。そして A 4、A 5 に示すように、取り去りが検出されて、取り去り期間になると、放電部 6 0 の放電動作が行われる。これによりバッテリー 9 0 からの電力が電力供給対象 1 0 0 に供給されて、電子機器 5 1 0 の通常動作が可能になる。なお、着地検出や取り去り検出は、受電部 5 2 の出力電圧（例えば整流電圧 V C C ）に基づいて行われる。

【 0 0 7 6 】

このように本実施形態では、電子機器 5 1 0 のバッテリー 9 0 の充電期間（通常送電期間）においては、電力供給対象 1 0 0 への放電動作がオフになるため、充電期間において電力供給対象 1 0 0 により無駄に電力が消費されてしまう事態を抑制できる。

40

【 0 0 7 7 】

そして、電子機器 5 1 0 の取り去りが検出されると、通常送電から間欠送電に切り替わると共に、電力供給対象 1 0 0 への放電動作がオンになる。このように放電動作がオンになることで、バッテリー 9 0 からの電力が電力供給対象 1 0 0 に供給されるようになり、処理部（D S P）等の電力供給対象 1 0 0 の通常動作が可能になる。このようにすることで、例えば電子機器 5 1 0 が充電器 5 0 0 の上に置かれる充電期間においては動作しないようなタイプの電子機器 5 1 0（例えば、補聴器等のユーザーが装着する電子機器）において、好適な無接点電力伝送の動作シーケンスを実現できる。即ち、このようなタイプの電子機器 5 1 0 では、充電期間（通常送電期間）において、バッテリー 9 0 からの電力の放電動作がオフになることで、省電力化を実現できる。そして、取り去りが検出されると

50

、自動的に放電動作がオンになることで、電子機器 510 の電力供給対象 100 である各種のデバイスに対して、バッテリー 90 からの電力が供給され、当該デバイスが動作できるようになり、電子機器 510 の通常の動作モードに自動的に移行できるようになる。

【0078】

なお、図 3 は無接点電力伝送システムの動作シーケンスの一例であり、本実施形態の動作シーケンスは図 3 に限定されず、種々の変形実施が可能である。また動作シーケンスの詳細例については図 14、図 15、図 16 を用いて後述する。

【0079】

4. バンドパスフィルター

図 4 は、負荷変調による通信手法の一例を説明する図である。図 4 に示すように、送電側（1 次側）では、送電部 12 の送電ドライバー DR1、DR2 が 1 次コイル L1 を駆動する。具体的には送電ドライバー DR1、DR2 は、電源電圧制御部 14 から供給された電源電圧 VDRV に基づいて動作して、1 次コイル L1 を駆動する。

【0080】

一方、受電側（2 次側）では、2 次コイル L2 のコイル端電圧を受電部 52 の整流回路 53 が整流し、ノード NVC に整流電圧 VCC が出力される。なお、1 次コイル L1 とキャパシター CA1 により送電側の共振回路が構成され、2 次コイル L2 とキャパシター CA2 により受電側の共振回路が構成されている。

【0081】

受電側では、負荷変調部 56 のスイッチ素子 SW をオン・オフさせることで、電流源 IS の電流 ID2 をノード NVC から GND 側に間欠的に流して、受電側の負荷状態（受電側の電位）を変動させる。

【0082】

送電側では、負荷変調による受電側の負荷状態の変動により、電源ラインに設けられたセンス抵抗 RCS に流れる電流 ID1 が変動する。例えば送電側の電源（例えば図 1（A）の電源アダプター 502 等の電源装置）と電源電圧制御部 14 との間に、電源に流れる電流を検出するためのセンス抵抗 RCS が設けられている。電源電圧制御部 14 は、このセンス抵抗 RCS を介して電源から電源電圧が供給される。そして負荷変調による受電側の負荷状態の変動により、電源からセンス抵抗 RCS に流れる電流 ID1 が変動し、通信部 30 が、この電流変動を検出する。そして通信部 30 は、検出結果に基づいて、負荷変調により送信される通信データの検出処理を行う。

【0083】

そして本実施形態では、図 2 に示すように、送電装置 10 と受電装置 40 とを有する無接点電力伝送システムにおける送電側の制御装置 20 が、ドライバー制御回路 22 と、制御部 24 と、通信部 30 を含む。

【0084】

そして図 4 において通信部 30 は、バンドパスフィルター処理を行うバンドパスフィルター部の出力に基づいて、受電装置 40 からの通信データを検出する。後述するように、バンドパスフィルター部は、負荷変調の周波数帯域の信号を通過させ、負荷変調の周波数帯域以外の帯域の信号を減衰させるバンドパスフィルター処理を行う。具体的には、バンドパスフィルター部は、送電部 12 の駆動周波数（FCK）の帯域と、DC の帯域の少なくとも一方の帯域の信号を減衰させるバンドパスフィルター処理を行う。

【0085】

図 5 に通信部 30 の具体的な構成の一例を示す。図 5 に示すように通信部 30 は、電流検出回路 32、バンドパスフィルター部 33、比較回路 34、復調部 36 を含む。また、信号増幅用のアンプ AP、フィルター部 35 を含むことができる。なお通信部 30 は図 5 の構成に限定されず、その構成要素の一部を省略したり、他の構成要素を追加したり、接続関係を変更するなどの種々の変形実施が可能である。

【0086】

電流検出回路 32 は、電源（電源装置）から送電部 12 に流れる電流 ID1 を検出し、

10

20

30

40

50

検出電圧 V_{DT} をバンドパスフィルタ部 33 に出力する。具体的には電流検出回路 32 は、電源から電源電圧制御部 14 を介して送電部 12 に流れる電流 I_{D1} を検出し、電流 I_{D1} を電圧に変換した検出電圧 V_{DT} を、バンドパスフィルタ部 33 に出力する。この電流 I_{D1} は、例えばドライバ制御回路 22 等に流れる電流を含んでいてもよい。

【0087】

図5では、電流検出回路 32 は、 I/V 変換用アンプ I/V_C により構成される。 I/V 変換用アンプ I/V_C は、その非反転入力端子 (+) がセンス抵抗 R_{CS} の一端に接続され、その反転入力端子 (-) がセンス抵抗 R_{CS} の他端に接続される。そして I/V 変換用アンプ I/V_C は、センス抵抗 R_{CS} に微少の電流 I_{D1} が流れることで生成される微少の電圧 $V_{C1} - V_{C2}$ を増幅して、検出電圧 V_{DT} として出力する。

10

【0088】

バンドパスフィルタ部 33 は、電流検出回路 32 からの検出電圧 V_{DT} が入力される。そして検出電圧 V_{DT} の信号に対して、バンドパスフィルタ処理を行う。具体的には、バンドパスフィルタ部 33 は、負荷変調の周波数帯域の信号を通過させ、負荷変調の周波数帯域以外の帯域（例えば駆動周波数の帯域、DCの帯域）の信号を減衰させるバンドパスフィルタ処理を行う。そしてバンドパスフィルタ部 33 は、バンドパスフィルタ処理後の検出電圧 V_{DTB} を後段の回路に出力する。

【0089】

比較回路 34 は、バンドパスフィルタ部 33 によるバンドパスフィルタ処理後の検出電圧と、判定用電圧との比較判定を行う。具体的には、バンドパスフィルタ部 33 からの検出電圧 V_{DTB} は、アンプ A_P により更に増幅されて、検出電圧 V_{DTA} として比較回路 34 に出力される。例えばアンプ A_P は、その非反転入力端子に検出電圧 V_{DTB} が入力され、その反転入力端子に基準電圧 V_{RF} が入力され、基準電圧 V_{RF} を基準として増幅された検出電圧 V_{DTA} の信号を出力する。そして比較回路 34 は、検出電圧 V_{DTA} (バンドパスフィルタ処理後の検出電圧) と、判定用電圧 $V_{CP} = V_{RF} + V_{OFF}$ との比較判定を行う。そして比較判定結果 CQ を出力する。例えば検出電圧 V_{DTA} が判定用電圧 V_{CP} を上回っているか、或いは下回っているかの比較判定を行う。この比較回路 34 は、例えばコンパレータ CP により構成できる。この場合に、例えば判定用電圧 $V_{CP} = V_{RF} + V_{OFF}$ の電圧 V_{OFF} は、コンパレータ CP のオフセット電圧などにより実現してもよい。

20

30

【0090】

復調部 36 は、比較回路 34 の比較判定結果 CQ (フィルタ処理後の比較判定結果 FQ) に基づいて負荷変調パターンを判断する。即ち、負荷変調パターンの復調処理を行うことで、通信データを検出し、検出データ DAT として出力する。送電側の制御部 24 は、この検出データ DAT に基づいて種々の処理を行う。

【0091】

なお図5では、比較回路 34 と復調部 36 との間にフィルタ部 35 が設けられている。そして復調部 36 は、フィルタ部 35 によるフィルタ処理後の比較判定結果 FQ に基づいて、負荷変調パターンを判断する。このフィルタ部 35 としては、例えばデジタルフィルタ (FIR) などを用いることができるが、フィルタ部 35 としてパッシブのフィルタを用いてもよい。フィルタ部 35 を設けることで、例えば後述する図9の $F1$ 、 $F2$ でのノイズの悪影響等を低減できる。

40

【0092】

フィルタ部 35、復調部 36 は、例えば駆動クロック信号 CLK が供給されて動作する。駆動クロック信号 CLK は、送電周波数を規定する信号であり、ドライバ制御回路 22 は、この駆動クロック信号 CLK が供給されて、送電部 12 の送電ドライバ $DR1$ 、 $DR2$ を駆動する。そして、一次コイル $L1$ は、この駆動クロック信号 CLK で規定される周波数 (送電周波数) で駆動されることになる。

【0093】

図6にバンドパスフィルタ部 33 の構成例を示す。図6においては FLT はバンド

50

パスフィルター部 33 の入力であり、F L T Q は出力である。図 5 の V D T が図 6 の F L T I に対応し、V D T B が F L T Q に対応する。

【 0 0 9 4 】

図 6 のバンドパスフィルター部 33 は、抵抗とキャパシターで構成される R C 型のパッシブ方式のバンドパスフィルターである。このバンドパスフィルター部 33 は、抵抗 R D 1、R D 2 とキャパシター C D 1、C D 2 を含む。抵抗 R D 1 とキャパシター C D 1 によりローパスフィルターが構成され、キャパシター C D 2 と抵抗 R D 2 によりハイパスフィルターが構成される。そして、これらのローパスフィルターとハイパスフィルターを結合することで、バンドパスフィルターが実現される。即ち、高周波数帯域（例えば駆動周波数の帯域）については、抵抗 R D 1 とキャパシター C D 1 により構成されるローパスフィルターにより、信号レベルを減衰する。低周波数帯域（例えば D C の帯域）については、キャパシター C D 2 と抵抗 R D 2 により構成されるハイパスフィルターにより、信号レベルを減衰する。これにより、ハイパスフィルターの周波数特性を実現できる。

10

【 0 0 9 5 】

なお、バンドパスフィルター部 33 の構成は図 6 に限定されず、種々の変形実施が可能である。例えば、バンドパスフィルター部 33 は、インダクターやキャパシター等で構成される L C 型又は L C R 型のパッシブ方式のバンドパスフィルターで実現してもよい。或いは、演算増幅器などを有するアクティブ方式のバンドパスフィルターで実現してもよい。

【 0 0 9 6 】

20

図 7 はバンドパスフィルター部 33 の周波数特性の一例である。図 7 において横軸は周波数であり、縦軸はゲインである。図 7 に示すように、バンドパスフィルター部 33 は、負荷変調の周波数帯域の信号を通過させ、負荷変調の周波数帯域以外の帯域の信号を減衰させる。具体的には、負荷変調の周波数帯域以外の帯域として、送電部 12 の駆動周波数（送電周波数）の帯域や、D C の帯域の信号を減衰させる。

【 0 0 9 7 】

ここで負荷変調の周波数帯域は、図 4 の負荷変調部 56 の負荷変調に用いられる周波数の帯域である。具体的には、負荷変調の周波数帯域は、例えばスイッチ素子 S W をオン・オフするクロック信号の周波数の帯域であり、変調周波数の帯域である。駆動周波数の帯域は、例えば駆動クロック信号 F C K の周波数を含む帯域である。例えば図 2 のドライバー制御回路 22 は、クロック生成回路 37 から駆動クロック信号 F C K が供給され、この駆動クロック信号 F C K に基づき生成された制御信号（駆動信号）で、送電部 12 の送電ドライバー D R 1、D R 2 を駆動する。バンドパスフィルター部 33 で減衰される高周波数側の帯域は、この駆動クロック信号 F C K の周波数を含む帯域である。

30

【 0 0 9 8 】

例えば図 7 の周波数特性において、バンドパスフィルターの高周波数側のカットオフ周波数を C F H とし、低周波数側のカットオフ周波数を C F L とする。この場合に、高周波数側のカットオフ周波数 C F H は、駆動周波数よりも低い周波数に設定される。一方、低周波数側のカットオフ周波数 C F L は、D C よりも高い周波数に設定される。こうすることで、駆動周波数の帯域の信号や、D C の帯域の信号のレベルを、バンドパスフィルター部 33 により十分に減衰させることが可能になる。

40

【 0 0 9 9 】

なお、バンドパスフィルター部 33 は、制御装置 20 に内蔵させてもよいし、制御装置 20 の外付け部品によりバンドパスフィルター部 33 を構成してもよい。例えば図 6 の抵抗 R D 1、R D 2、キャパシター C D 1、C D 2 は、制御装置 20 の内部の回路素子であってもよいし、制御装置 20（I C）の外付け部品であってもよい。例えばバンドパスフィルター部 33 が外付け部品で構成される場合には、例えば図 6 の F L T I 用の第 1 の端子（第 1 のパッド）と F L T Q 用の第 2 の端子（第 2 のパッド）を制御装置 20 に設ける。そして図 5 の検出電圧 V D T の信号を、第 1 の端子を介して制御装置 20 の外部に出力し、バンドパスフィルター処理後の検出電圧 V D T B の信号を、第 2 の端子を介して外部

50

から制御装置 20 に入力すればよい。

【0100】

以上のように、本実施形態では、通信部 30 は、負荷変調の周波数帯域の信号を通過させ、それ以外の帯域の信号を減衰させるバンドパスフィルター処理を行うバンドパスフィルター部 33 の出力 (VDTB) に基づいて、通信データを検出している。従って、後述する図 9 のように信号に多くのノイズが重畳している場合にも、このノイズによる悪影響を十分に低減できるようになる。

【0101】

即ち、図 5 において、大電流で 1 次コイル L1 を駆動する送電部 12 や、例えばスイッチングレギュレーター方式などで電源電圧の昇圧動作を行う電源電圧制御部 14 (DCDC コンバーター) は、大きなノイズを発生するノイズ源となる。このため、後述する図 9 の F1、F2 に示すように、このノイズ等が原因で比較判定結果にスリット (グリッジ) が発生し、通信データの誤検出が発生するおそれがある。そしてこのノイズは、送電部 12 や電源電圧制御部 14 をノイズ源とするものであるため、当該ノイズには駆動周波数成分のノイズが多く含まれる。

【0102】

この点、本実施形態では、通信部 30 はバンドパスフィルター部 33 の出力に基づいて通信データの検出を行っている。従って、検出電圧 VDT の信号に重畳するノイズを低減できる。この結果、図 9 においてバンドパスフィルター処理後の検出電圧 VDTA の信号に重畳するノイズが低減されるため、通信データの検出エラーの発生を抑制できる。

【0103】

特に、図 7 の周波数特性に示すように、バンドパスフィルター部 33 は駆動周波数の帯域の信号を減衰する。従って、送電部 12 や電源電圧制御部 14 がノイズ源となって、駆動周波数成分のノイズが発生した場合にも、当該ノイズをバンドパスフィルター部 33 により十分に低減できるようになる。

【0104】

また図 7 の周波数特性に示すように、バンドパスフィルター部 33 は DC の帯域の信号を減衰する。従って、バンドパスフィルター部 33 により DC 成分をカットして、AC 成分の信号だけを後段の回路に出力できるようになる。これにより、後段のアンプ AP や比較回路 34 は、バンドパスフィルター処理後の検出電圧の信号を AC 信号として扱って、信号処理 (信号増幅、比較判定処理) を行うことが可能になる。この結果、信号の DC 成分を考慮することなく、信号処理を行うことが可能になり、好適な信号処理の実現が可能になる。

【0105】

例えば、本実施形態の比較例の手法として、電流変動に対して、DC レベルで閾値電圧を設定して、DC の信号レベルが当該閾値電圧よりも上か下かで判断する手法も考えられる。しかしながら、この手法では、ベースとなる電流の値が変動した場合に、閾値電圧をサーチして、再設定しなければならないという問題点がある。

【0106】

この点、バンドパスフィルター部 33 を用いる本実施形態の手法によれば、DC 成分をカットして AC 信号の状態では信号処理が可能になるため、上記の問題点を解消できる。

【0107】

そしてバンドパスフィルター部 33 は、このように駆動周波数の帯域や DC の帯域の信号の成分を減衰しながら、負荷変調の周波数帯域の信号を通過させる。従って、受電側が負荷変調により通信データを送信した場合に、負荷変調された信号成分については、バンドパスフィルター部 33 を通過して後段の回路に伝達されるため、後段の比較回路 34 や復調部 36 での通信データの適切な検出処理を実現できる。なお、バンドパスフィルター部 33 は、例えば負荷変調の周波数帯域の信号を増幅して通過させるような回路であってもよい。

【0108】

また図5では、センス抵抗 RCS に流れる微少の電流 $ID1$ が電流検出回路32により増幅されて、検出電圧 VDT としてバンドパスフィルター部33に出力される。このため、バンドパスフィルター部33は、微少な電流から電圧に変換されて増幅された検出電圧 VDT に対してバンドパスフィルター処理を行うことが可能になる。従って、例えば図6に示すようなパッシブ方式のバンドパスフィルターであっても、好適なバンドパスフィルター処理を実現できる。

【0109】

即ち、パッシブ方式のバンドパスフィルターは、アクティブ方式に比べて、利得を得られないという不利点がある。この点、図5では、バンドパスフィルター部33の前段の電流検出回路32の IV 変換用アンプ IVC により信号増幅が行われ、利得を稼ぐことができるため、利得を得られないパッシブ方式のバンドパスフィルターを採用できる。そして、パッシブ方式のバンドパスフィルターでは、演算増幅器が不要になるため、省電力化を図れる。また、バンドパスフィルター自体で発生するノイズも最小限に抑えることができ、好適なバンドパスフィルター処理を実現できるようになる。

【0110】

また図5では、電流検出回路32が、電源（例えば5V）から送電部12（電源電圧制御部14）に流れる電流を検出して、検出電圧 VDT を出力し、バンドフィルターフィルター部33は、この検出電圧 VDT の信号に対してバンドフィルター処理を行う。そして比較回路34は、バンドフィルター処理後の検出電圧 $VDTA$ （アンプ AP による信号増幅後の検出電圧）と、判定用電圧 $VC P$ との比較判定を行う。そして通信部30（復調部36）は、比較回路34の比較判定結果に基づいて通信データを検出する。例えば、後述する図10～図12（B）等に示す手法により通信データを検出する。

【0111】

このような構成によれば、受電側の負荷変動によりセンス抵抗 RCS （例えば0.1～0.3）に流れる微少な電流 $ID1$ （例えば数mA）を電圧に変換しながら増幅し、増幅後の信号に対してバンドフィルター処理を行い、得られた検出電圧 $VDTA$ を判定用電圧 $VC P$ と比較判定して、比較判定結果に基づいて、通信データを検出できるようになる。

【0112】

例えばL1、L2のコイルが小型であったり結合度が低い場合等においては、受電側で負荷変動を行った場合に、送電側での電流変動は微少な変動となり、その検出が難しいという問題がある。

【0113】

この点、図5の構成によれば、受電側の負荷変動による微少な電流変動を検出して、検出電圧 $VDTA$ と判定用電圧 $VC P$ を比較し、通信データを検出できる。従って、L1、L2のコイルが小型であったり結合度が低い場合等においても、通信データの適正な検出処理を実現できるようになる。

【0114】

また、前述したように、送電部12や電源電圧制御部14は、大きなノイズを発生するノイズ源となるため、図9のF1、F2に示すように、このノイズ等が原因で比較判定結果にスリット（グリッジ）が発生する。当該スリットは、バンドフィルター部33によっては除去しきれない場合がある。

【0115】

この点、図5では、例えば比較回路34の後段にフィルター部35が設けられており、フィルター部35のフィルター処理後の比較判定結果 FQ に基づいて、通信データが検出される。従って、例えばフィルター部35（遅延回路）のフィルター処理（デジタルフィルター処理）によって、図9のF1、F2に示す検出電圧 $VDTA$ のエッジ変化点でのノイズの悪影響（スリット）が、後段の復調部36に伝わらないようになり、通信データの誤検出の発生等を抑制できる。

【0116】

10

20

30

40

50

また図5では、比較回路34は、検出電圧VDTAを判定用電圧VCPと比較判定して、比較判定結果CQを出力している。この構成によれば、負荷変調部56のスイッチ素子SWのオン・オフに応じて比較判定結果CQがLレベルからHレベル、或いはHレベルからLレベルに変化する一方で、検出電圧VDTAに重畳するノイズによっては比較判定結果CQが変化しないような、判定用電圧VCPの設定が可能になる。例えば図4において負荷変調部56に流れる電流ID2に応じた最適な判定用電圧VCPを設定することで、ノイズ耐性が強い比較回路34の比較判定処理を実現でき、通信データの誤検出の発生等を、より抑制することが可能になる。

【0117】

この場合に比較回路34は、検出電圧VDTAと、複数の判定用電圧との比較判定が可能な回路であることが望ましい。例えば比較回路34が、検出電圧VDTAと、複数の判定用電圧 $VCP1 = VRF + VOFF1$ 、 $VCP1 = VRF + VOFF2$ との比較判定を行えるようにする。これは、例えば比較回路34を構成するコンパレータCPとして、複数のオフセット電圧 $VOFF1$ 、 $VOFF2$ の設定が可能なコンパレータを用いることなどで実現できる。例えば、 $VOFF1 = 20\text{ mV}$ 、 $VOFF2 = 40\text{ mV}$ に設定することで、図9の検出電圧VDTAのLレベル、Hレベルと、判定用電圧VCPとの電圧差を、例えば20 mV、40 mVに設定できるようになる。

【0118】

例えば $VCP = VCP1 (< VCP2)$ に設定すれば、 $VCP = VCP2$ に設定する場合に比べて、センス抵抗RCSでの、より微少な電流変動を、比較判定結果CQの変化として検出できるようになり、検出感度を向上できる。但し、 $VCP = VCP1$ に設定すると、ノイズによる微少な変動も、比較判定結果CQの変化として誤検出するおそれがあり、ノイズ耐性が低下する。

【0119】

一方、 $VCP = VCP2 (> VCP1)$ に設定すれば、 $VCP = VCP1$ に設定する場合に比べて、検出感度は低下するものの、ノイズ耐性を向上できるという利点がある。

【0120】

そして、比較回路34として、検出電圧VDTAと複数の判定用電圧($VCP1$ 、 $VCP2$ 等)との比較判定が可能な回路を採用すれば、負荷変調部56に流れる電流ID2の電流値や、L1、L2のコイルのサイズや結合度や、ノイズレベルの状況など応じた最適は比較判定処理の実現が可能になる。例えば検出感度を優先する場合には、より低い電圧の判定用電圧($VCP1$)を用いればよく、ノイズ耐性を優先する場合には、より高い電圧の判定用電圧($VCP2$)を用いればよい。

【0121】

また本実施形態では図4に示すように、負荷変調部56は、電流源ISを有し、この電流源ISを用いて負荷変調を行っている。このようにすれば、ノードNVCの電圧VCC(整流電圧)の大小に依存せずに、定電流の電流ID2を用いて負荷変調を行うことが可能になる。

【0122】

例えば比較例の手法として、図4の電流源ISの代わりに抵抗を設けて負荷変調を行う手法がある。しかしながら、この比較例の手法では、例えばL1、L2のコイル間の距離が近くなり、ノードNVCの電圧VCCが高くなると、負荷変調部56に流れる電流ID2が大きくなってしまふ。一方、L1、L2のコイル間の距離が遠くなり、ノードNVCの電圧VCCが低くなると、負荷変調部56に流れる電流ID2が小さくなってしまふ。従って、L1、L2のコイル間の距離等に依存して、負荷変調による送電側の電流変動の大きさも変化してしまい、安定した通信の実現の妨げとなってしまふ。例えば前述のように、図9の判定用電圧VCP($VOFF$)の設定は、検出感度とノイズ耐性を考慮して決定される。しかしながら、L1、L2のコイル間の距離等に依存して、負荷変調による送電側の電流変動の大きさが変化してしまふと、判定用電圧VCPの設定のマージンが狭くなってしまい、安定した通信の実現が難しくなる。

10

20

30

40

50

【 0 1 2 3 】

この点、図 4 では、電流源 $I S$ で生成された定電流 $I D 2$ を用いて負荷変調を行っている。このため、 $L 1$ 、 $L 2$ のコイル間の距離等が変化しても、負荷変調による送電側の電流変動の大きさはそれほど変化しなくなる。従って、判定用電圧 $V C P$ の設定のマージン等を大きくすることができ、安定した通信の実現が可能になる。

【 0 1 2 4 】

5 . 負荷変調パターンによる通信データの検出

本実施形態では負荷変調パターンにより通信データを検出する手法を採用している。以下では、この通信データの検出手法の詳細について説明する。

【 0 1 2 5 】

例えば図 8 は、受電側の通信構成を説明する図である。受電部 5 2 は、駆動クロック信号 $F C K$ に対応する周波数のクロック信号を抽出して、通信データ生成部 5 5 に供給する。通信データ生成部 5 5 は、図 2 の制御部 5 4 に設けられており、供給されたクロック信号に基づいて通信データの生成処理を行う。そして通信データ生成部 5 5 は、生成された通信データを送信するための制御信号 $C S W$ を負荷変調部 5 6 に出力し、この制御信号 $C S W$ により例えばスイッチ素子 $S W$ のオン・オフ制御を行って、通信データに対応する負荷変調を負荷変調部 5 6 に行わせる。

【 0 1 2 6 】

負荷変調部 5 6 は、例えば第 1 の負荷状態、第 2 の負荷状態というように、受電側の負荷状態（負荷変調による負荷）を変化させることで、負荷変調を行う。第 1 の負荷状態は、例えばスイッチ素子 $S W$ がオンになる状態であり、受電側の負荷状態（負荷変調の負荷）が高負荷（インピーダンス小）になる状態である。第 2 の負荷状態は、例えばスイッチ素子 $S W$ がオフになる状態であり、受電側の負荷状態（負荷変調の負荷）が低負荷（インピーダンス大）になる状態である。

【 0 1 2 7 】

そして、これまでの負荷変調手法では、例えば第 1 の負荷状態を、通信データの論理レベル「1」（第 1 の論理レベル）に対応させ、第 2 の負荷状態を、通信データの論理レベル「0」（第 2 の論理レベル）に対応させて、受電側から送電側への通信データの送信を行っていた。即ち、通信データのビットの論理レベルが「1」である場合には、スイッチ素子 $S W$ をオンにし、通信データのビットの論理レベルが「0」である場合には、スイッチ素子 $S W$ をオフにすることで、所定のビット数の通信データを送信していた。

【 0 1 2 8 】

しかしながら、例えばコイル間の結合度が低かったり、コイルが小型であったり、送電電力も低パワーであるような用途では、このような従来の負荷変調手法では、適正な通信の実現が難しい。即ち、負荷変調により受電側の負荷状態を、第 1 の負荷状態、第 2 の負荷状態というように変化させても、ノイズ等が原因で、通信データの論理レベル「1」、「0」のデータ検出エラーが発生してしまう。つまり、受電側で負荷変調を行っても、この負荷変調により、送電側のセンス抵抗 $R C S$ に流れる電流 $I D 1$ は、非常に微少な電流となる。このため、ノイズが重畳すると、データ検出エラーが発生し、ノイズ等を原因とする通信エラーが発生してしまう。

【 0 1 2 9 】

例えば図 9 は、検出電圧 $V D T A$ 、比較回路 3 0 の判定用電圧 $V C P$ 及び比較判定結果 $C Q$ の信号波形を模式的に示した図である。図 9 に示すように、検出電圧 $V D T A$ は、基準電圧 $V R F$ を基準にして変化する電圧信号になっており、判定用電圧 $V C P$ は、この基準電圧 $V R F$ にコンパレータ $C P$ のオフセット電圧 $V O F F$ ($V O F F 1$ 、 $V O F F 2$) を加算した電圧信号になっている。

【 0 1 3 0 】

そして図 9 に示すように、例えば検出電圧 $V D T A$ の信号にノイズが重畳すると、 $F 1$ 、 $F 2$ に示すように比較判定結果 $C Q$ の信号のエッジの位置が変化し、期間 $T M 1$ の幅（間隔）が長くなったり、短くなるというように変動してしまう。例えば期間 $T M 1$ が論理

10

20

30

40

50

レベル「１」に対応する期間であるとする、期間ＴＭ１の幅が変動すると、通信データのサンプリングエラーが発生してしまい、通信データの検出エラーが生じるおそれがある。特に、受電側が、通常送電期間において常時の負荷変調を行って、送電電力設定情報を送信する場合には、通常送電を行っている送電部１２等がノイズ源となつて、通信データの検出エラーが発生する確率が高くなってしまう。

【０１３１】

そこで本実施形態では、通信データの各ビットの論理レベル「１」（データ１）、論理レベル「０」（データ０）を、負荷変調パターンを用いて、受電側から送信し、送電側において検出する手法を採用している。

【０１３２】

具体的には図１０に示すように、受電側の負荷変調部５６は、送電装置１０に送信する通信データの第１の論理レベル「１」については、負荷変調パターンが第１のパターンＰＴ１となる負荷変調を行う。一方、通信データの第２の論理レベル「０」については、負荷変調パターンが第１のパターンＰＴ１とは異なる第２のパターンＰＴ２となる負荷変調を行う。

【０１３３】

そして送電側の通信部３０（復調部）は、負荷変調パターンが第１のパターンＰＴ１である場合には、第１の論理レベル「１」の通信データであると判断する。一方、負荷変調パターンが第１のパターンＰＴ１とは異なる第２のパターンＰＴ２である場合には、第２の論理レベル「０」の通信データであると判断する。

【０１３４】

ここで負荷変調パターンは、第１の負荷状態と第２の負荷状態で構成されるパターンである。第１の負荷状態は、負荷変調部５６による受電側の負荷が、例えば高負荷になる状態である。具体的には、図１０において、第１の負荷状態の期間ＴＭ１は、負荷変調部５６のスイッチ素子ＳＷがオンになって、電流源ＩＳの電流がノードＮＶＣからＧＮＤ側に流れる期間であり、第１、第２のパターンＰＴ１、ＰＴ２のＨレベル（ビット＝１）に対応する期間である。

【０１３５】

一方、第２の負荷状態は、負荷変調部５６による受電側の負荷が、例えば低負荷になる状態である。具体的には、図１０において第２の負荷状態の期間ＴＭ２は、負荷変調部５６のスイッチ素子ＳＷがオフになる期間であり、第１、第２のパターンＰＴ１、ＰＴ２のＬレベル（ビット＝０）に対応する期間である。

【０１３６】

そして図１０において、第１のパターンＰＴ１は、第１の負荷状態の期間ＴＭ１の幅が第２のパターンＰＴ２に比べて長くなるパターンとなっている。このように第１の負荷状態の期間ＴＭ１の幅が、第２のパターンＰＴ２に比べて長い第１のパターンＰＴ１については、論理レベル「１」であると判断される。一方、第１の負荷状態の期間ＴＭ１の幅が、第１のパターンＰＴ１に比べて短い第２のパターンＰＴ２については、論理レベル「０」であると判断される。

【０１３７】

図１０に示すように、第１のパターンＰＴ１は、例えば（１１１０）のビットパターンに対応するパターンである。第２のパターンＰＴ２は、例えば（１０１０）のビットパターンに対応するパターンである。これらのビットパターンにおいて、ビット＝１は、負荷変調部５６のスイッチ素子ＳＷがオンになる状態に対応し、ビット＝０は、負荷変調部５６のスイッチ素子ＳＷがオフになる状態に対応する。

【０１３８】

例えば受電側は、送信する通信データのビットが論理レベル「１」である場合には、第１のパターンＰＴ１に対応する（１１１０）のビットパターンで、負荷変調部５６のスイッチ素子ＳＷをオン又はオフにする。具体的には、スイッチ素子ＳＷを、順に、オン、オン、オン、オフにするスイッチ制御を行う。そして送電側は、負荷変調パターンが、（１

10

20

30

40

50

110)のビットパターンに対応する第1のパターンPT1であった場合には、通信データのビットの論理レベルは「1」とであると判断する。

【0139】

一方、受電側は、送信する通信データのビットが論理レベル「0」である場合には、第2のパターンPT2に対応する(1010)のビットパターンで、負荷変調部56のスイッチ素子SWをオン又はオフにする。具体的には、スイッチ素子SWを、順に、オン、オフ、オン、オフにするスイッチ制御を行う。そして送電側は、負荷変調パターンが、(1010)のビットパターンに対応する第2のパターンPT2であった場合には、通信データのビットの論理レベルは「0」とであると判断する。

【0140】

ここで、送電部12の駆動周波数をFCKとし、駆動周期を $T = 1 / FCK$ とした場合には、第1、第2のパターンPT1、PT2の長さは、例えば $512 \times T$ と表すことができる。この場合に、1つのビット区間の長さは、 $(512 \times T) / 4 = 128 \times T$ と表される。従って、受電側は、通信データのビットが論理レベル「1」である場合には、例えば $128 \times T$ の間隔で、第1のパターンPT1に対応する(1110)のビットパターンで、負荷変調部56のスイッチ素子SWをオン又はオフにする。また受電側は、通信データのビットが論理レベル「0」である場合には、例えば $128 \times T$ の間隔で、第2のパターンPT2に対応する(1010)のビットパターンで、負荷変調部56のスイッチ素子SWをオン又はオフにする。

【0141】

なお、駆動周波数FCKは例えば80～120KHz程度であり、負荷変調部56の負荷変調の周波数FMD(スイッチ素子SWのオン・オフのクロック周波数)は、例えば300～500Hz程度である。具体的には、駆動周波数を $FCK = 1 / T$ とすると、負荷変調の周波数FMDは、図10においては $FMD = 1 / (256 \times T) = FCK / 256$ と表すことができる。

【0142】

一方、送電側は、例えば図11に示す手法で通信データの検出処理及び取り込み処理を行う。例えば通信部30(復調部)は、第1のパターンPT1における第1の負荷状態の期間TS1内に設定された第1のサンプリングポイントSP1から、所与のサンプリング間隔SIで負荷変調パターンのサンプリングを行って、所与のビット数の通信データを取り込む。

【0143】

例えば図11のサンプリングポイントSP1、SP2、SP3、SP4、SP5、SP6は、サンプリング間隔SI毎に設定されるサンプリングポイントである。このサンプリング間隔SIは、負荷変調パターンの長さに対応する間隔である。即ち、負荷変調パターンである第1、第2のパターンPT1、PT2の長さに対応する間隔である。例えば図10では、第1、第2のパターンPT1、PT2の長さは $512 \times T (= 512 / FCK)$ となっているため、サンプリング間隔SIの長さも $512 \times T$ になる。

【0144】

そして図11では、期間TS1、TS2、TS3、TS4、TS5、TS6での負荷変調パターンは、各々、PT1、PT2、PT1、PT2、PT2、PT2になっている。ここで期間TS1、TS2、TS3、TS4、TS5、TS6はサンプリングポイントSP1、SP2、SP3、SP4、SP5、SP6に対応する期間である。従って、図11の場合には、第1のサンプリングポイントSP1から、サンプリング間隔SIで負荷変調パターンのサンプリングを行うことで、例えばビット数=6である通信データ(101000)が取り込まれることになる。

【0145】

具体的には通信部30は、信号レベルがHレベルとなるパルスを検出し、そのパルスの幅が第1の範囲幅内(例えば $220 \times T \sim 511 \times T$)である場合に、ビット同期を行う。例えば復調部36は、比較判定結果CQ(FQ)の信号が所定ビット数分だけLレベル

10

20

30

40

50

(「0」)である状態からHレベル(「1」)になる第1のエッジと、第1のエッジ後に比較判定結果CQ(FQ)がHレベルからLレベルになる第2のエッジを検出する。そして、第1のエッジと第2のエッジにより規定されるパルスの幅が、第1の範囲幅内($220 \times T \sim 511 \times T$)である場合には、ビット同期したと判断して、通信データの1番目のビットの論理レベル「1」を検出する。そして、ビット同期した場合には、そのパルス幅の中心点に第1のサンプリングポイントSP1を設定し、第1のサンプリングポイントSP1からサンプリング間隔SI(例えば $512 \times T$)毎に信号を取り込む。そして取り込んだ信号のレベルが、Hレベルであれば、論理レベル「1」(第1のパターンPT1)であると判断し、Lレベルであれば、論理レベル「0」(第2のパターンPT2)であると判断する。このようにすることで、図11では、通信データ(101000)が取り込まれることになる。実際には、ビット同期後(SP1での1ビット分のデータを取り込んだ後)、15ビット分のデータを取り込むことで、全体として16ビット分の通信データが取り込まれる。この16ビットの通信データでは最初の1ビット(ビット同期したビット)は必ず「1」になる。

10

【0146】

このように本実施形態では、第1の負荷状態の期間TM1の幅が、第1の範囲幅内($220 \times T \sim 511 \times T$)である場合に、図11に示すように、第1の負荷状態の期間TM1内に、第1のサンプリングポイントSP1を設定する。

【0147】

具体的には図12(A)に示すように、信号レベルがHレベルとなる期間TM1の幅が、第1の範囲幅RW1内である場合に、ビット同期を行い、その期間TM1内の例えば中心点に、第1のサンプリングポイントSP1を設定する。そして、設定された第1のサンプリングポイントSP1から、サンプリング間隔SI毎にサンプリングを行う。ここで第1の範囲幅RW1($220 \times T \sim 511 \times T$)は、第1のパターンPT1における第1の負荷状態の期間TM1($384 \times T$)に対応して設定される範囲幅である。

20

【0148】

即ち、図9で説明したように、ノイズ等が原因となって、期間TM1の幅は変動してしまう。そして第1のパターンPT1における期間TM1の幅のティピカル値は、3ビット分(111)に対応する幅である $128 \times 3 \times T = 384 \times T$ である。従って、この $384 \times T$ を含むような第1の範囲幅RW1($220 \times T \sim 511 \times T$)を設定する。そして、第1の範囲幅RW1($220 \times T \sim 511 \times T$)内であるHレベルの期間については、第1のパターンPT1の期間TM1であると判断し、第1のサンプリングポイントSP1を設定するためのビット同期を行う。このようにすることで、図9に示すようにノイズが信号に重畳している場合にも、適正なビット同期を行って、適切な第1のサンプリングポイントSP1を設定できるようになる。

30

【0149】

そして、このように第1のサンプリングポイントSP1を設定した後は、サンプリング間隔SI毎にサンプリングを行い、各サンプリングポイントでの信号レベルに基づいて、第1、第2のパターンPT1、PT2のいずれなのかを判断する。

【0150】

具体的には通信部30は、図12(A)に示すように、第1のサンプリングポイントSP1の次の第2のサンプリングポイントSP2において、負荷状態が第1の負荷状態である場合(信号レベルがHレベルである場合)には、第2のサンプリングポイントSP2での負荷変調パターンが第1のパターンPT1であると判断する。即ち、通信データのビットの論理レベルが「1」であると判断する。また図12(A)に示すように、第2のサンプリングポイントSP2の次の第3のサンプリングポイントSP3において、負荷状態が第1の負荷状態(Hレベル)である場合には、第3のサンプリングポイントSP3での負荷変調パターンが第1のパターンPT1であり、通信データのビットの論理レベルが「1」であると判断する。その後のサンプリングポイントにおいても同様である。

40

【0151】

50

一方、図 1 2 (B) に示すように、第 2 のサンプリングポイント S P 2 において、負荷状態が第 2 の負荷状態である場合 (信号レベルが L レベルである場合) には、第 2 のサンプリングポイント S P 2 での負荷変調パターンが第 2 のパターン P T 2 であると判断する。即ち、通信データのビットの論理レベルが「 0 」であると判断する。また第 3 のサンプリングポイント S P 3 において、負荷状態が第 2 の負荷状態である場合 (L レベル) には、第 3 のサンプリングポイント S P 3 での負荷変調パターンが第 2 のパターン P T 2 であり、通信データのビットの論理レベルが「 0 」であると判断する。その後のサンプリングポイントにおいても同様である。

【 0 1 5 2 】

例えば図 1 1 では、サンプリングポイント S P 2 での負荷状態は第 2 の負荷状態 (L レベル) であるため、第 2 のパターン P T 2 であると判断され、論理レベルが「 0 」であると判断される。サンプリングポイント S P 3 での負荷状態は第 1 の負荷状態 (H レベル) であるため、第 1 のパターン P T 1 であると判断され、論理レベルが「 1 」であると判断される。サンプリングポイント S P 4、S P 5、S P 6 での負荷状態は第 2 の負荷状態 (L レベル) であるため、第 2 のパターン P T 2 であると判断され、論理レベルが「 0 」であると判断される。

【 0 1 5 3 】

なお、図 1 1 ~ 図 1 2 (B) の各サンプリングポイントにおいて、そのサンプリングポイントを含む負荷状態の期間の幅が、所定の範囲幅内であるか否かを確認するようにしてもよい。即ち、信号の取り込みの際にパルス幅が範囲幅内にあるかを条件に加える。

【 0 1 5 4 】

例えば図 1 2 (A) に示すように、第 2 のサンプリングポイント S P 2 において、負荷状態が第 1 の負荷状態 (H レベル) であり、且つ、第 2 のサンプリングポイント S P 2 を含む第 1 の負荷状態の期間 T M 1 の幅 (H レベルのパルス幅) が、第 1 の範囲幅 R W 1 内 ($220 \times T \sim 511 \times T$) である場合には、第 2 のサンプリングポイント S P 2 での負荷変調パターンが第 1 のパターン P T 1 (論理レベル「 1 」) であると判断する。同様に第 3 のサンプリングポイント S P 3 において、負荷状態が第 1 の負荷状態 (H レベル) であり、且つ、第 3 のサンプリングポイント S P 3 を含む第 1 の負荷状態の期間 T M 1 の幅 (H レベルのパルス幅) が、第 1 の範囲幅 R W 1 内である場合には、第 3 のサンプリングポイント S P 3 での負荷変調パターンが第 1 のパターン P T 1 であると判断する。

【 0 1 5 5 】

一方、図 1 2 (B) に示すように、第 2 のサンプリングポイント S P 2 において、負荷状態が第 2 の負荷状態 (L レベル) であり、且つ、第 2 のサンプリングポイント S P 2 を含む第 2 の負荷状態の期間 T M 2 の幅 (L レベルのパルス幅) が、第 2 の範囲幅 R W 2 内 (例えば $80 \times T \sim 150 \times T$) である場合には、第 2 のサンプリングポイント S P 2 での負荷変調パターンが第 2 のパターン P T 2 (論理レベル「 0 」) であると判断する。同様に第 3 のサンプリングポイント S P 3 において、負荷状態が第 2 の負荷状態 (L レベル) であり、且つ、第 3 のサンプリングポイント S P 3 を含む第 2 の負荷状態の期間 T M 2 の幅 (L レベルのパルス幅) が、第 2 の範囲幅 R W 2 内である場合には、第 3 のサンプリングポイント S P 3 での負荷変調パターンが第 2 のパターン P T 2 であると判断する。

【 0 1 5 6 】

ここで第 2 の範囲幅 R W 2 ($80 \times T \sim 150 \times T$) は、第 2 のパターン P T 2 における第 2 の負荷状態の期間 T M 2 ($128 \times T$) に対応して設定される範囲幅である。期間 T M 2 のティピカル値は、1 ビットに対応する幅である $128 \times T$ となるため、この $128 \times T$ を含むような第 2 の範囲幅 R W 2 ($80 \times T \sim 150 \times T$) が設定される。

【 0 1 5 7 】

例えば、通信状態が通常である場合には、H レベル、L レベルのパルス幅 (期間 T M 1、T M 2 のパルス幅) の大きさ (R W 1、R W 2) を確認することなく、図 1 1 に示すようにサンプリングポイント S P 1 からサンプリング間隔 S I 毎に設定されたサンプリングポイント S P 2、S P 3、S P 4・・・において信号を取り込んでデータを検出しても、

10

20

30

40

50

大きな問題は生じない。

【 0 1 5 8 】

しかしながら、例えば通信中に、例えば図 1 (A) の充電器 5 0 0 と電子機器 5 1 0 との間で位置ズレが発生したり、振動などが発生すると、これによる電流変動が原因で、通信エラーが発生してしまうという問題がある。この場合に、後述する C R C のエラーチェックを行うことで、上記のような通信エラーの発生を低減できる。しかし、例えば C R C (例えば 8 ビット) によるエラーチェックだけでは、所定の確率 (例えば 1 / 2 5 6) で上記の通信エラーを検出できず、間違った判断をしてしまうおそれがある。

【 0 1 5 9 】

この点、図 1 2 (A)、図 1 2 (B) で説明したように、各サンプリングポイントにおいて、H レベル、L レベルのパルス幅が第 1、第 2 の範囲幅 R W 1、R W 2 内にあることを確認する手法を採用すれば、上記のような問題の発生を解消できるようになる。

【 0 1 6 0 】

以上のように本実施形態では、負荷変調パターンを判別して通信データの論理レベルを判定している。例えば従来では、負荷変調部 5 6 のスイッチ素子 S W がオンになる第 1 の負荷状態を論理レベル「 1 」と判断し、スイッチ素子 S W がオフになる第 2 の負荷状態を論理レベル「 0 」と判断するような手法を採用している。しかしながら、この従来例の手法では、図 9 で説明したように、ノイズ等が原因で通信データの検出エラーが発生してしまうおそれがある。

【 0 1 6 1 】

これに対して本実施形態では、負荷変調パターンが、例えば図 1 0 に示すような第 1、第 2 のパターン P T 1、P T 2 のいずれであるかを判別することで、通信データの各ビットの論理レベルを検出している。従って、図 9 のようなノイズが多いような状況においても、通信データの適正な検出が可能になる。即ち、図 1 0 の第 1、第 2 のパターン P T 1、P T 2 では、例えば第 1 の負荷状態 (H レベル) の期間 T M 1 の幅 (パルス幅) が大きく異なっており、本実施形態では、この期間 T M 1 の幅の違いを判別することで、パターンを判別して、通信データの各ビットの論理レベルを検出している。例えば図 1 1 ~ 図 1 2 (B) の最初のビット同期において、期間 T M 1 の幅が第 1 の範囲幅 R W 1 内 ($2 \times T \sim 5 \times T$) である場合に、その期間 T M 1 の中心点にサンプリングポイント S P 1 を設定し、その後のサンプリングポイント S P 2、S P 3、S P 4・・・での信号の取り込みを行っている。従って、例えばノイズが原因でサンプリングポイント S P 1 での期間 T M 1 の幅等が変動した場合にも、通信データの適正な検出が可能になる。また、以降のサンプリングポイント S P 2、S P 3、S P 4・・・は、サンプリング間隔 S I に基づき簡素な処理で設定できるため、通信データの検出処理の処理負荷も軽減できるという利点がある。

【 0 1 6 2 】

なお本実施形態の通信手法は、図 1 0 ~ 図 1 2 (B) 等で説明した手法に限定されず、種々の変形実施が可能である。例えば図 1 0 では第 1 のパターン P T 1 に論理レベル「 1 」を対応づけ、第 2 のパターン P T 2 に論理レベル「 0 」を対応づけているが、この対応づけは逆であってもよい。また、図 1 0 の第 1、第 2 のパターン P T 1、P T 2 は負荷変調パターンの一例であり、本実施形態の負荷変調パターンはこれに限定されず、種々の変形実施が可能である。例えば図 1 0 では、第 1、第 2 のパターン P T 1、P T 2 は同じ長さに設定されているが、異なる長さに設定してもよい。また図 1 0 では、ビットパターン (1 1 1 0) の第 1 のパターン P T 1 と、ビットパターン (1 0 1 0) の第 2 のパターン P T 2 を用いているが、これらとは異なったビットパターンの第 1、第 2 のパターン P T 1、P T 2 を採用してもよい。例えば第 1、第 2 のパターン P T 1、P T 2 は、少なくとも第 1 の負荷状態の期間 T M 1 (或いは第 2 の負荷状態の期間 T M 2) の長さが異なるパターンであればよく、図 1 0 とは異なる種々のパターンを採用できる。

【 0 1 6 3 】

また本実施形態では図 5 に示すように、フィルター部 3 5 を復調部 3 6 の前段側に設け

10

20

30

40

50

ており、これにより例えば $16 \times T$ 以下の長さのデータについては復調部 36 に伝わらないようにするローパスのデジタルフィルタ処理が行われる。この結果、例えば図 9 の F1、F2 に示すようなスリット（グリッジ）については例えば $16 \times T$ 以下のデータとされて、復調部 36 には伝わらないようになる。

【0164】

図 13（A）、図 13（B）に、本実施形態で用いられる通信データのフォーマットの例を示す。

【0165】

図 13（A）では、通信データは 64 ビットで構成され、この 64 ビットで 1 つのパケットが構成される。一番目の 16 ビットは 00h となっている。例えば受電側の負荷変調を検出して送電側が通常送電（或いは間欠送電）を開始する場合に、通信部 30 の電流検出回路 32 等が動作して、通信データを適正に検出できるようになるまでに、ある程度の時間が必要になる。このため、一番目の 16 ビットには、ダミー（空）のデータである 00h を設定する。送電側は、この 1 番目の 16 ビットの 00h の通信期間において、例えばビット同期のために必要な種々の処理を行うことになる。

【0166】

次の 2 番目の 16 ビットには、データコードと、整流電圧（VCC）の情報が設定される。データコードは、図 13（B）に示すように、次の 3 番目の 16 ビットで通信されるデータを特定するためのコードである。整流電圧（VCC）は、送電装置 10 の送電電力設定情報として用いられる。具体的には、電源電圧制御部 14 は、この整流電圧（VCC）の情報等に基づいて、送電ドライバー DR1、DR2 に供給する電源電圧 VDRV を可変に制御し、これにより送電部 12 の送電電力を可変に制御する。

【0167】

3 番目の 16 ビットには、データコードでの設定に従って、温度、充電電圧、充電電流、ステータスフラグ、サイクル回数、或いは IC 番号などの情報が設定される。温度は例えばバッテリー温度などである。充電電圧、充電電流は、バッテリー 90 の充電電圧（VBAT 等）、充電電流であり、充電状態を表す情報である。ステータスフラグは、例えば温度エラー（高温異常、低温異常）、バッテリーエラー（1.0V 以下のバッテリー電圧）、過電圧エラー、タイマーエラー、満充電（ノーマルエンド）などの受電側のステータスを表す情報である。サイクル回数（サイクルタイム）は充電回数を表す情報である。IC 番号は、制御装置の IC を特定するための番号である。4 番目の 16 ビットには CRC の情報が設定される。CRC は、CRC のエラーチェックのための情報である。

【0168】

なお、後述する図 14 に示すように、電子機器 510 の着地が検出されて、 $VCC > 6.0V$ になった場合に、B5 の負荷変調では、まず初めに例えば 1 パケット（64 ビット）の空データ（ダミーデータ）の通信データが送信される。そして送電側は、この空データの通信データを検出して、通常送電を開始することになる。

【0169】

また、以上では本実施形態の通信手法の一例を示したが、本実施形態の通信手法はこれに限定されず種々の変形実施が可能である。例えば本実施形態の通信手法は、図 10～図 12（B）のように負荷変調パターンを論理レベルに対応づける手法には限定されず、例えば第 1 の負荷状態を論理レベル「1」に対応づけ、第 2 の負荷状態を論理レベル「0」に対応づける手法などを採用してもよい。また、通信データのフォーマットや通信処理も本実施形態で説明した手法に限定されず、種々の変形実施が可能である。

【0170】

6. 動作シーケンスの詳細例

図 14、図 15、図 16 は本実施形態の無接点電力伝送システムの動作シーケンスの詳細を説明するための信号波形図である。

【0171】

図 14 の B1 は、図 3 の A1 のスタンバイステートであり、着地検出用の間欠送電が行

10

20

30

40

50

われている。即ち、期間 T L 1 の間隔毎に期間 T L 2 の間隔の送電が行われる。T L 1 の間隔は例えば 3 秒であり、T L 2 の間隔は例えば 5 0 ミリ秒である。そして図 1 4 の B 2、B 3 では、受電部 5 2 の出力電圧である整流電圧 V C C は 6 . 0 V 以下であるため、負荷変調による通信は行われない。

【 0 1 7 2 】

一方、B 4 では整流電圧 V C C が着地検出の閾値電圧である 6 . 0 V を超えたため、B 5 に示すように負荷変調部 5 6 が負荷変調を開始する。即ち、B 2、B 3 では L 1、L 2 のコイルが十分には電磁的結合状態になっていないが、B 4 では L 1、L 2 のコイルが図 1 (B) に示すように適正な電磁的結合状態になっている。このため、整流電圧 V C C が上昇して、6 . 0 V を超え、負荷変調が開始する。そして、この負荷変調 (空の通信データ) が送電側により検出されると、B 6 に示すように送電部 1 2 による通常送電が開始する。B 6 の通常送電は、B 1 の間欠送電とは異なる連続送電であり、この通常送電による電力により、充電部 5 8 によるバッテリー 9 0 の充電が開始する。この時、放電部 6 0 の放電動作はオフになっている。また、B 5 に示す負荷変調により、整流電圧や充電電圧やステータスフラグなどの各種の情報を含む通信データが、受電側から送電側に送信されて、送電制御が実行される。なお、B 5 の負荷変調は、B 7 に示す着地検出用の間欠送電により整流電圧 V C C が上昇したことにより開始している。

10

【 0 1 7 3 】

図 1 5 の C 1 では、バッテリー 9 0 の充電が行われる通常送電期間において、電子機器 5 1 0 が取り去られている。この C 1 の取り去りは、C 2、C 3 に示すように、バッテリー 9 0 の満充電前の取り去りである。即ち、満充電フラグが非アクティブレベルである L レベルになっている状態での取り去りである。

20

【 0 1 7 4 】

このように電子機器 5 1 0 の取り去りが行われると、送電側の電力が受電側に伝達されなくなり、受電部 5 2 の出力電圧である整流電圧 V C C が低下する。そして C 4 に示すように例えば $V C C < 3 . 1 V$ になると、C 5 に示すように負荷変調部 5 6 による負荷変調が停止する。負荷変調が停止すると、C 6 に示すように送電部 1 2 による通常送電が停止する。

【 0 1 7 5 】

また、整流電圧 V C C (出力電圧) が低下し、判定電圧である例えば 3 . 1 V を下回ると、不図示の受電側のスタートキャパシタの放電が開始する。このスタートキャパシタは、受電側の放電動作の起動用 (起動期間の計測用) のキャパシタであり、例えば受電側の制御装置 5 0 の外付け部品として設けられる。そして、整流電圧 V C C が判定電圧 (3 . 1 V) を下回ってから、起動期間 T S T が経過すると、C 8 に示すように放電部 6 0 の放電動作がオフからオンに切り替わり、バッテリー 9 0 からの電力が電力供給対象 1 0 0 に供給されるようになる。具体的には、スタートキャパシタの電圧 (充電電圧) が放電動作オンのための閾値電圧を下回ると、起動期間 T S T が経過したと判断され、放電部 6 0 の放電動作がオンになって、バッテリー 9 0 からの電力を電力供給対象 1 0 0 に対して放電される。これにより、図 3 の A 5 に示すように電子機器 5 1 0 が使用可能な状態になる。また送電部 1 2 は、通常送電を停止した後、C 9 に示すように、着地検出用の間欠送電を行うようになる。

30

40

【 0 1 7 6 】

なお本実施形態では図 2 の受電側の制御部 5 4 として、充電系の制御部と、放電系の制御部が設けられている。充電系の制御部は、受電部 5 2 の整流電圧 V C C (出力電圧) による電源電圧が供給されて動作する。放電系の制御部や放電部 6 0 は、バッテリー電圧 V B A T による電源電圧が供給されて動作する。そして充電部 5 8、負荷変調部 5 6 の制御等は充電系の制御部が行う。一方、スタートキャパシタの充放電の制御や放電部 6 0 の制御 (放電動作のオン・オフ制御) 等は、放電系の制御部が行う。

【 0 1 7 7 】

図 1 6 の D 1 では、満充電フラグがアクティブレベルである H レベルになっており、バ

50

バッテリー 90 の満充電が検出されている。このように満充電が検出されると、図 3 の A 3 に示すように満充電スタンバイ状態に移行し、D 2 に示すように満充電後の取り去り検出用の間欠送電が行われる。即ち、期間 T R 1 の間隔毎に期間 T R 2 の間隔の送電が行われる。T R 1 の間隔は例えば 1 . 5 秒であり、T R 2 の間隔は例えば 5 0 ミリ秒である。取り去り検出用の間欠送電の期間 T R 1 の間隔は、着地検出用の間欠送電の期間 T L 1 の間隔に比べて、短くなっている。

【 0 1 7 8 】

この取り去り検出用の間欠送電により、図 1 6 の D 3、D 4 に示すように受電部 5 2 の整流電圧が $V_{CC} > 6 . 0 V$ となり、D 5、D 6 に示すように負荷変調が行われる。送電側は、この負荷変調（空の通信データ等）を検出することで、電子機器 5 1 0 が未だ取り

10

【 0 1 7 9 】

そして、前述のスタートキャパシターにより設定される D 7 に示す起動期間 T S T の間隔（例えば 3 秒）に比べて、取り去り検出用の間欠送電の期間 T R 1 の間隔（例えば 1 . 5 秒）は短い。従って、電子機器 5 1 0 が取り去られていない状態では、スタートキャパシターの電圧（充電電圧）は、放電動作オンのための閾値電圧 V_T を下回らず、D 8 に示すように放電動作のオフからオンへの切り替わりは行われない。

【 0 1 8 0 】

一方、D 9 では、電子機器 5 1 0 が取り去られている。そして、D 4 に示す取り去り検出用の間欠送電の期間 T R 2 の終了後に、D 1 0 に示すように、受電部 5 2 の整流電圧 V_{CC} は判定電圧である 3 . 1 V を下回るため、D 7 に示す起動期間 T S T の計測がスタートする。そして D 1 1 では、スタートキャパシターの電圧が放電動作オンのための閾値電圧 V_T を下回っており、起動期間 T S T の経過が検出されている。これにより、放電部 6 0 の放電動作がオフからオンに切り替わり、バッテリー 9 0 からの電力が電力供給対象 1 0 0 に供給されるようになる。また D 1 2 に示すように、電子機器 5 1 0 の着地検出用の間欠送電が行われるようになる。

20

【 0 1 8 1 】

以上のように本実施形態では、図 1 4 の B 5 に示すように受電装置 4 0 が負荷変調を開始したことを条件に、B 6 に示すように送電部 1 2 による通常送電が開始する。そして B 5 の負荷変調が継続されている間は、B 6 に示す通常送電は継続する。具体的には図 1 5 の C 5 に示すように負荷変調が非検出となった場合に、C 6 に示すように送電部 1 2 による通常送電が停止する。そして C 9 に示すように送電部 1 2 による着地検出用の間欠送電が行われるようになる。

30

【 0 1 8 2 】

このように本実施形態では、負荷変調の開始を条件に通常送電を開始し、負荷変調が継続されている間は通常送電を継続し、負荷変調が非検出になると通常送電を停止するという動作シーケンスを採用している。このようにすれば、複雑な認証処理等を不要にでき、シンプルで簡素な動作シーケンスで、無接点電力伝送と、負荷変調による通信を実現できるようになる。また、通常送電期間中において、常時の負荷変調による通信を行うことで、電力伝送の状態等に応じた効率的な無接点電力伝送も実現できるようになる。

40

【 0 1 8 3 】

また本実施形態では、図 1 6 の D 1 に示すように、受電側からの通信データに基づいて受電装置 4 0 のバッテリー 9 0 の満充電が検出された場合には、D 2 に示すように、送電部 1 2 による通常送電が停止し、取り去り検出用の間欠送電が行われるようになる。そして D 9 に示すように電子機器 5 1 0 が取り去られて、当該取り去りが検出されると、D 1 2 に示すように送電部 1 2 による着地検出用の間欠送電が行われるようになる。

【 0 1 8 4 】

このようにすれば、満充電が検出されると、連続送電である通常送電が停止し、間欠的に電力を伝送する間欠送電に移行するようになる。これにより、取り去り期間等において、無駄に電力が消費されてしまうのを抑制でき、省電力化等を図れるようになる。

50

【 0 1 8 5 】

また本実施形態では、通信データに基づいて受電側の異常が検出された場合にも、送電部 1 2 による通常送電が停止し、取り去り検出用の間欠送電が行われるようになる。この受電側の異常とは、例えばバッテリー 9 0 の電圧が 1 . 0 V を下回るバッテリーフェールなどのバッテリー充電エラーや、充電時間が所定期間（例えば 6 ～ 8 時間）を超えてしまうタイマーエンドのエラーなどである。このようにすれば、受電側の異常が検出された場合に、連続送電である通常送電が自動的に停止して、間欠送電に移行するようになるため、安全性や信頼性等を確保できる。

【 0 1 8 6 】

また本実施形態では、図 1 5、図 1 6 で説明したように、受電装置 4 0 は、受電部 5 2 の出力電圧である整流電圧 V C C が低下し、放電動作の起動期間 T S T が経過した後に、バッテリー 9 0 からの電力を電力供給対象 1 0 0 に対して放電する。具体的には整流電圧 V C C が判定電圧（3 . 1 V）を下回ってから、起動期間 T S T が経過した後に、放電動作が開始する。即ち、図 1 5 の C 8 や図 1 6 の D 1 1 に示すように、放電部 6 0 の放電動作がオンになって、バッテリー 9 0 からの電力が電力供給対象 1 0 0 に供給されるようになる。そして本実施形態では、図 1 6 の D 2 と D 7 に示すように、起動期間 T S T（例えば 3 秒）よりも短い期間 T R 1（例えば 1 . 5 秒）の間隔で、取り去り検出用の間欠送電が行われる。

【 0 1 8 7 】

このようにすれば、取り去り検出用の期間 T R 1 の長さでは、起動期間 T S T は経過しないため、取り去り検出用の間欠送電の期間においては放電部 6 0 の放電動作はオンにならないようになる。そして図 1 6 の D 9 に示すように、電子機器 5 1 0 が取り去られると、取り去り検出用の間欠送電の期間のように整流電圧 V C C が定期的に上昇することなくなり、D 7 に示す起動期間 T S T が経過することで、D 1 1 に示すように放電部 6 0 の放電動作がオンになる。従って、電子機器 5 1 0 の取り去りを検出して、自動的に、放電部 6 0 の放電動作をオンにして、バッテリー 9 0 からの電力を電源供給対象 1 0 0 に供給できるようになる。

【 0 1 8 8 】

7 . 電力制御

本実施形態では、送電側は受電側からの通信データに基づいて送電制御を行う手法を採用している。具体的には図 2 において、送電部 1 2 は、送電ドライバー D R 1、D R 2 と、送電ドライバー D R 1、D R 2 の電源電圧 V D R V を制御する電源電圧制御部を有する。そして制御部 2 4 は、受電装置 4 0（制御装置 5 0）からの通信データに基づいて、電源電圧制御部 1 4 を制御する。

【 0 1 8 9 】

具体的には、制御部 2 4 は、通常送電の期間では、通信データが含む送電電力設定情報に基づき可変に変化する電源電圧 V D R V を、電源電圧制御部 1 4 から送電ドライバー D R 1、D R 2 に供給させる。これにより、送電部 1 2 の送電電力が、送電電力設定情報に基づき可変に制御されるようになる。

【 0 1 9 0 】

一方、制御部 2 4 は、着地検出用、取り去り検出用の間欠送電の期間では、着地検出用、取り去り検出用の電源電圧 V D R V を、電源電圧制御部 1 4 から送電ドライバー D R 1、D R 2 に供給させる。

【 0 1 9 1 】

ここで、着地検出用、取り去り検出用の電源電圧は、図 1 4、図 1 5、図 1 6 の 1 次コイル駆動電圧の信号波形において、高電位側の電圧レベルに対応する電圧である。これらの着地検出用の電源電圧と取り去り検出用の電源電圧は同じ電圧であってもよいし、異なる電圧であってもよい。例えば、取り去り検出用の電源電圧を、着地検出用の電源電圧よりも高い電圧に設定してもよい。取り去り検出用の電源電圧を高い電圧に設定することで、図 3 において電子機器 5 1 0 が実際には取り去られていないのに、取り去られたと誤検

10

20

30

40

50

出されるような事態を抑制できる。

【 0 1 9 2 】

図 1 7 (A)、図 1 7 (B) は、送電電力設定情報 (整流電圧 V_{CC} 等) に基づいて送電電力を制御する手法を説明する図である。

【 0 1 9 3 】

図 1 7 (A) は、 L_1 、 L_2 のコイル間の距離を近づけた場合の例を示している。この場合には 9 V の電源電圧 V_{DRV} での着地検出が行われた後、コイル間の距離が近づくにつれて、電源電圧 V_{DRV} が徐々に低下する制御が行われる。即ち、電源電圧制御部 1 4 は、制御部 2 4 の制御の下で、送電ドライバー DR_1 、 DR_2 に供給される電源電圧 V_{DRV} を低下させる制御を行う。つまり、受電部 5 2 の出力電圧である整流電圧 V_{CC} が一定になるように電源電圧 V_{DRV} が制御される。これにより、 L_1 、 L_2 のコイル間の距離が近づいた場合にも、受電装置 4 0 の受電電力が一定になるような電力制御が行われ、最適で安定した電力制御を実現できる。

10

【 0 1 9 4 】

図 1 7 (B) は、 L_1 、 L_2 のコイル間の距離を離れた場合の例を示している。この場合には、コイル間の距離が離れるにつれて、電源電圧 V_{DRV} が徐々に上昇する制御が行われる。即ち、電源電圧制御部 1 4 は、制御部 2 4 の制御の下で、送電ドライバー DR_1 、 DR_2 に供給される電源電圧 V_{DRV} を上昇させる制御を行う。つまり、受電部 5 2 の出力電圧である整流電圧 V_{CC} が一定になるように電源電圧 V_{DRV} が制御される。これにより、 L_1 、 L_2 のコイル間の距離が離れた場合にも、受電装置 4 0 の受電電力が一定になるような電力制御が行われ、最適で安定した電力制御を実現できるようになる。

20

【 0 1 9 5 】

図 1 8 (A)、図 1 8 (B) は本実施形態の電力制御の効果について説明する図である。図 1 8 (A) において、 Z は、図 1 (B) に示す L_1 、 L_2 のコイルにおいて高さ方向に沿った軸である Z 軸での距離を表すものである。 r は、 Z 軸に直交する XY 平面での位置ズレ (コイル中心から半径方向での位置ズレ) の距離を表すものである。図 1 8 (A) に示すように、6 V や 9 V の固定の電源電圧を用いる場合に比べて、送電電力設定情報に基づき電源電圧を可変に制御する本実施形態の手法によれば、位置余裕度を向上できる。

【 0 1 9 6 】

また図 1 8 (B) において、 I_{in} は、電源から受電側の装置 (送電部 1 2、制御装置 2 0 等) に流れる消費電流を表すものである。図 1 8 (B) に示すように、電源電圧を 6 V、9 V、12 V に固定する手法に比べて、送電電力設定情報に基づき電源電圧を可変に制御する本実施形態の手法によれば、省電力化を図れるようになる。

30

【 0 1 9 7 】

8 . 受電部、充電部

図 1 9 に、受電部 5 2、充電部 5 8 等の詳細な構成例を示す。図 1 9 に示すように、受電部 5 2 の整流回路 5 3 は、整流用のトランジスター TA_1 、 TA_2 、 TA_3 、 TA_4 と、これらのトランジスター $TA_1 \sim TA_4$ を制御する整流制御部 5 1 を有する。

【 0 1 9 8 】

トランジスター TA_1 は、2 次コイル L_2 の一端のノード NB_1 と、 GND (低電位側電源電圧) のノードとの間に設けられる。トランジスター TA_2 は、ノード NB_1 と整流電圧 V_{CC} のノード NVC との間に設けられる。トランジスター TA_3 は、2 次コイル L_2 の他端のノード NB_2 と、 GND のノードとの間に設けられる。トランジスター TA_4 は、ノード NB_2 とノード NVC との間に設けられる。これらのトランジスター $TA_1 \sim TA_4$ の各々のドレイン・ソース間にはボディーダイオードが設けられている。整流制御部 5 1 は、トランジスター $TA_1 \sim TA_4$ のゲートに対して制御信号を出力して、整流電圧 V_{CC} を生成するための整流制御を行う。

40

【 0 1 9 9 】

整流電圧 V_{CC} のノード NVC と GND のノードとの間には抵抗 RB_1 、 RB_2 が直列に設けられている。整流電圧 V_{CC} を、抵抗 RB_1 、 RB_2 で電圧分割した電圧 ACH_1

50

が、例えば図2のA/D変換回路65に入力される。これにより整流電圧VCCの監視が可能になり、整流電圧VCCの情報に基づく電力制御等を実現できる。

【0200】

レギュレーター57は、整流電圧VCCの電圧調整(レギュレート)を行って、電圧VD5を出力する。この電圧VD5は、トランジスターTC1を介して、充電部58のCC充電回路59に供給される。トランジスターTC1は、例えば充電電圧VBATが所与の電圧(例えば4.25V)を超える過電圧の検出時において、制御信号GC1に基づいてオフになる。なお制御装置50の各回路(放電部60等の放電系の回路を除く回路)は、この電圧VD5に基づく電圧(VD5をレギュレートした電圧等)を電源電圧として動作する。

10

【0201】

CC充電回路59は、トランジスターTC2と、演算増幅器OPCと、抵抗RC1と、電流源ISCを有する。トランジスターTC2は、演算増幅器OPCの出力信号に基づき制御される。演算増幅器OPCの非反転入力端子は、抵抗RC1の一端に接続される。抵抗RC1の他端は、制御装置50の外付け部品として設けられるセンス抵抗RSの一端に接続される。センス抵抗RSの他端は、演算増幅器OPCの反転入力端子に接続される。電流源ISCは、演算増幅器OPCの非反転入力端子とGNDのノードとの間に設けられる。電流源ISCに流れる電流は、信号ICDAに基づいて制御される。

【0202】

演算増幅器OPCの仮想接地により、抵抗RC1の一端の電圧(非反転入力端子の電圧)と、センス抵抗RSの他端の電圧VCS2(反転入力端子の電圧)が等しくなるように、トランジスターTC2が制御される。信号ICDAの制御により電流源ISCに流れる電流をIDAとし、抵抗RSに流れる電流をIRSとする。すると、 $IRS \times RS = IDA \times RC1$ となるように、制御される。即ち、このCC充電回路59では、センス抵抗RSに流れる電流IRS(充電電流)が、信号ICDAにより設定される一定の電流値になるように制御される。これにより、CC(Constant-Current)充電が可能になる。

20

【0203】

充電時には、信号CHONがアクティブになる。これにより、トランジスターTC3、TC4がオン状態になり、バッテリー90への充電が行われるようになる。またトランジスターTC3のゲートと充電電圧VBATのノードNBATとの間に設けられる抵抗RC2等により、バッテリー90からの逆流も防止される。またノードNBATとGNDのノードとの間には抵抗RC3、RC4が直列に設けられており、充電電圧VBATを、抵抗RC3、RC4で電圧分割した電圧ACH2が、A/D変換回路65に入力される。これにより充電電圧VBATの監視が可能になり、バッテリー90の充電状態に応じた各種の制御を実現できる。

30

【0204】

またバッテリー90の近くには、サーミスターTH(広義には温度検出部)が設けられている。このサーミスターTHの一端の電圧RCTが制御装置50に入力され、これによりバッテリー温度の測定が可能になる。

【0205】

なお、上記のように本実施形態について詳細に説明したが、本発明の新規事項および効果から実体的に逸脱しない多くの変形が可能であることは当業者には容易に理解できるであろう。従って、このような変形例はすべて本発明の範囲に含まれるものとする。例えば、明細書又は図面において、少なくとも一度、より広義または同義な異なる用語と共に記載された用語は、明細書又は図面のいかなる箇所においても、その異なる用語に置き換えることができる。また本実施形態及び変形例の全ての組み合わせも、本発明の範囲に含まれる。また送電側、受電側の制御装置、送電装置、受電装置の構成・動作等も、本実施形態で説明したものに限定されず、種々の変形実施が可能である。

40

【符号の説明】

【0206】

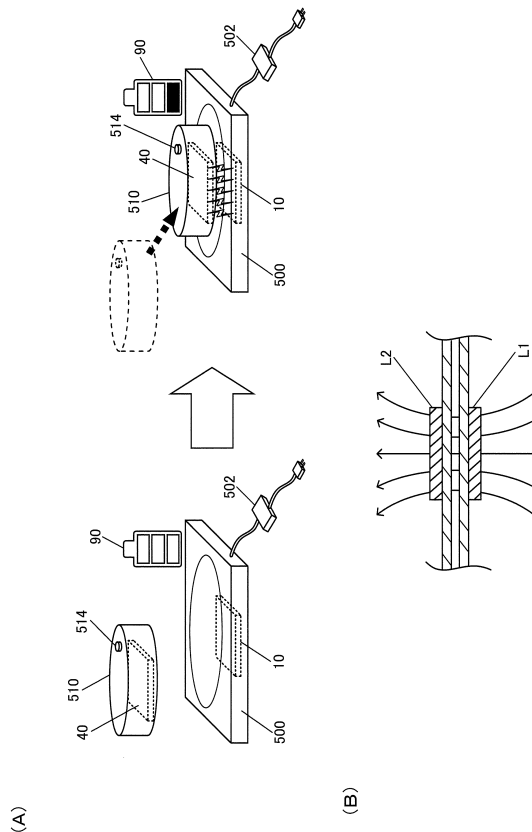
50

L 1 1次コイル、L 2 2次コイル、D R 1、D R 2 送電ドライバー、
 I S、I S C 電流源、S W スイッチ素子、C M キャパシター、
 I V C I V変換用アンプ、A P アンプ、C P コンパレーター、
 T A 1 ~ T A 4、T C 1 ~ T C 4 トランジスター、
 R C S、R S センス抵抗、R B 1、R B 2、R C 1 ~ R C 3 抵抗、
 O P C 演算増幅器、T H サーミスター（温度検出部）、
 P T 1、P T 2 第1、第2のパターン、T M 1、T M 2 第1、第2の負荷状態の期間、
 S P 1 ~ S P 6 第1 ~ 第6のサンプリングポイント、S I サンプリング間隔、
 R W 1、R W 2 第1、第2の範囲幅、
 10 送電装置、12 送電部、14 電源電圧制御部、16 表示部、
 20 制御装置、22 ドライバー制御回路、24 制御部、
 30 通信部、32 電流検出回路、33 バンドパスフィルター部、
 34 比較回路、35 フィルター部、36 復調部、
 37 クロック生成回路、38 発振回路、
 40 受電装置、50 制御装置、51 整流制御部、52 受電部、
 53 整流回路、54 制御部、55 通信データ生成部、56 負荷変調部、
 57 レギュレーター、58 充電部、59 C C充電回路、60 放電部、
 61 チャージポンプ回路、62 不揮発性メモリー、64 検出部、
 90 バッテリー、100 電力供給対象、
 500 充電器、502 電源アダプター、510 電子機器、514 スイッチ部

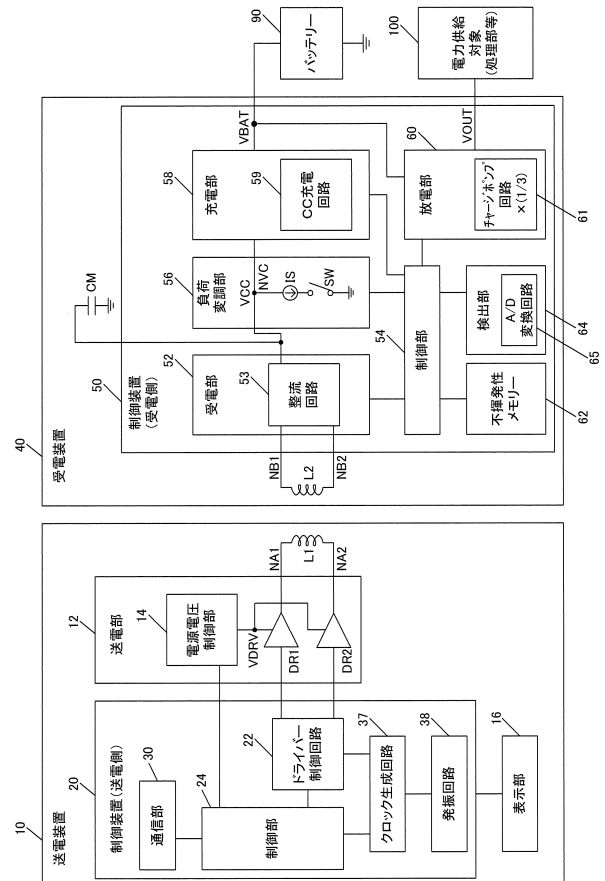
10

20

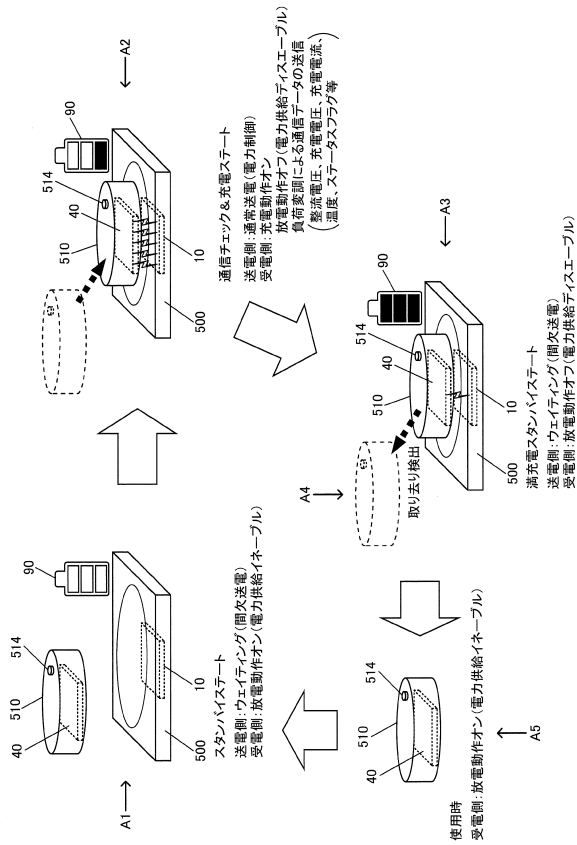
【図1】



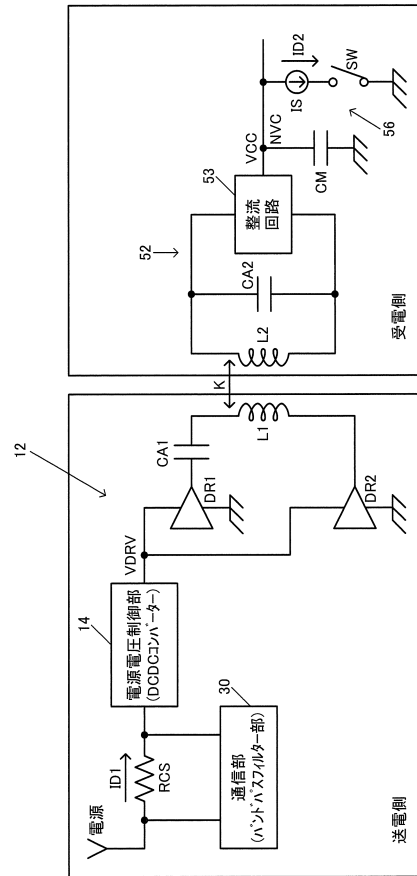
【図2】



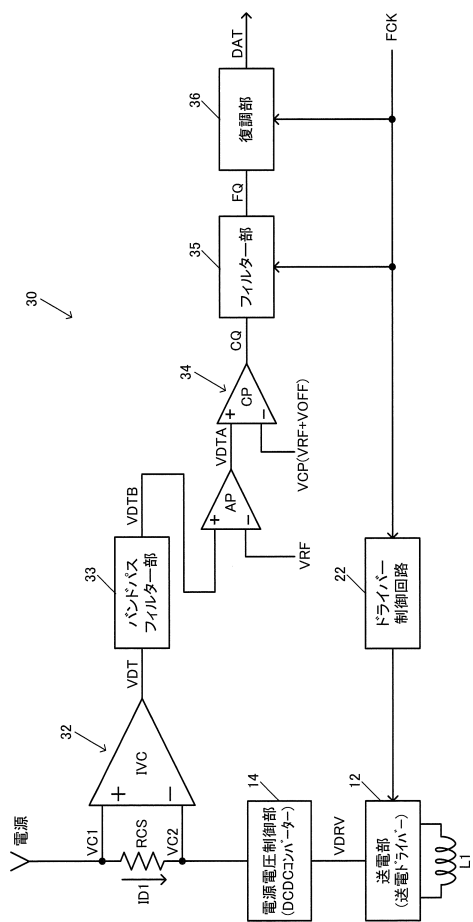
【図 3】



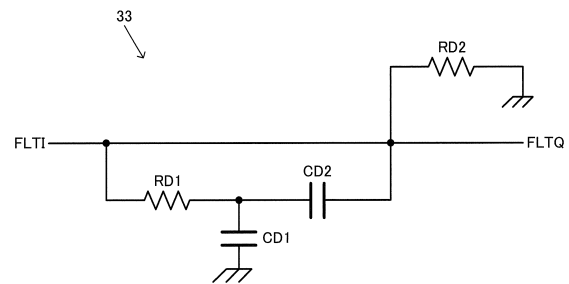
【図 4】



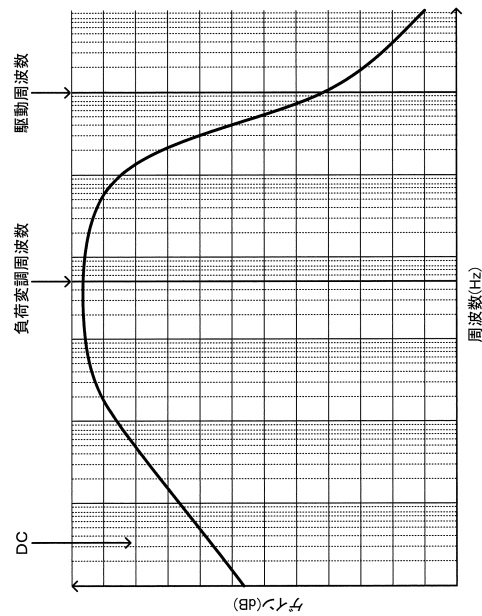
【図 5】



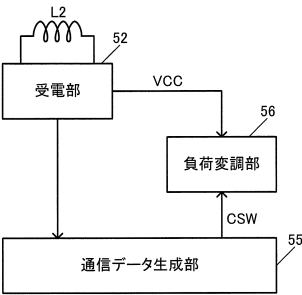
【図 6】



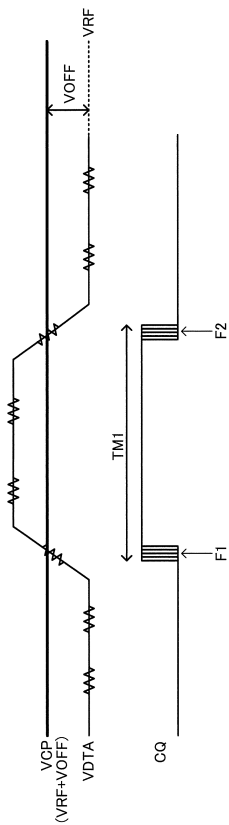
【図 7】



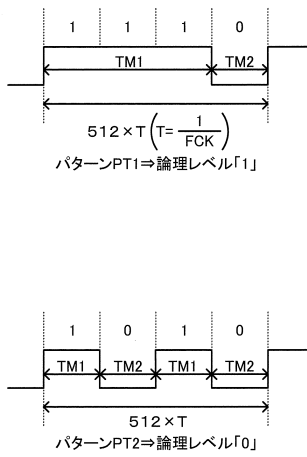
【図 8】



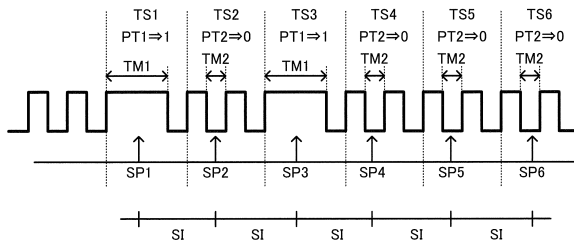
【図 9】



【図 10】

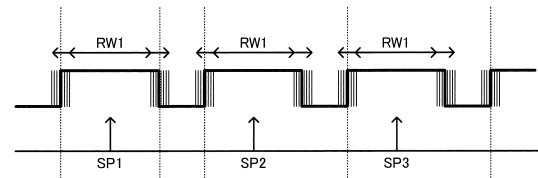


【図 1 1】

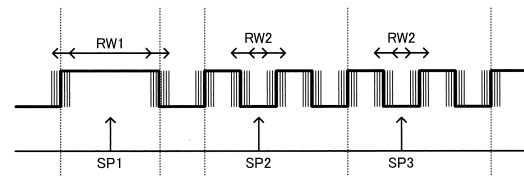


【図 1 2】

(A)



(B)



【図 1 3】

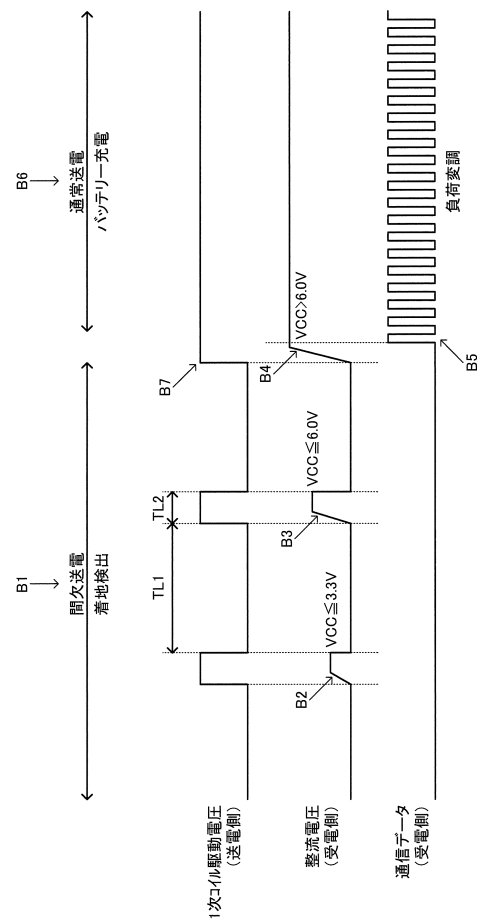
(A)

16bit	16bit	16bit	16bit
00h	(1)データコード + 整流電圧	(2)(3)(4)(5)(6)(7)	(8)CRC

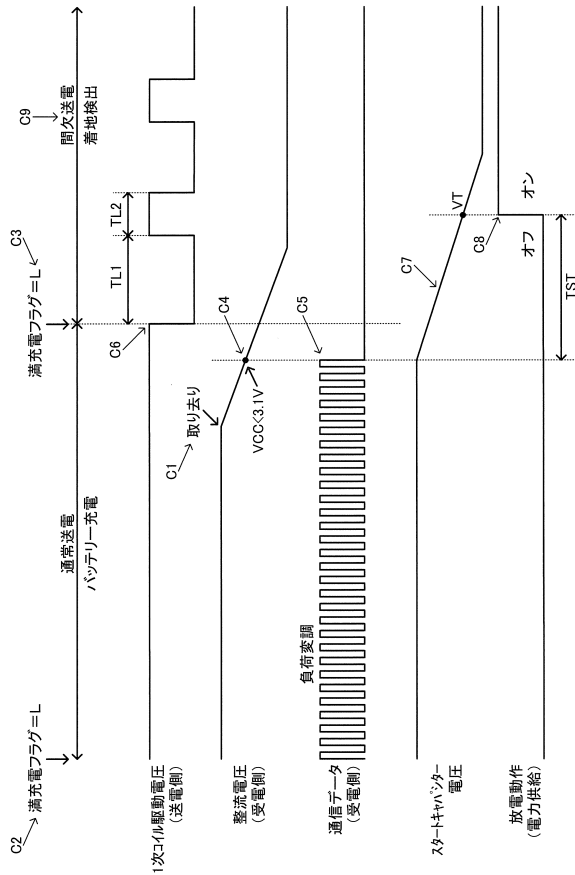
(B)

bit15	bit0
(1)	データコード
(2)	温度
(3)	充電電圧
(4)	充電電流
(5)	ステータスフラグ
(6)	サイクル回数
(7)	IC番号
(8)	CRC

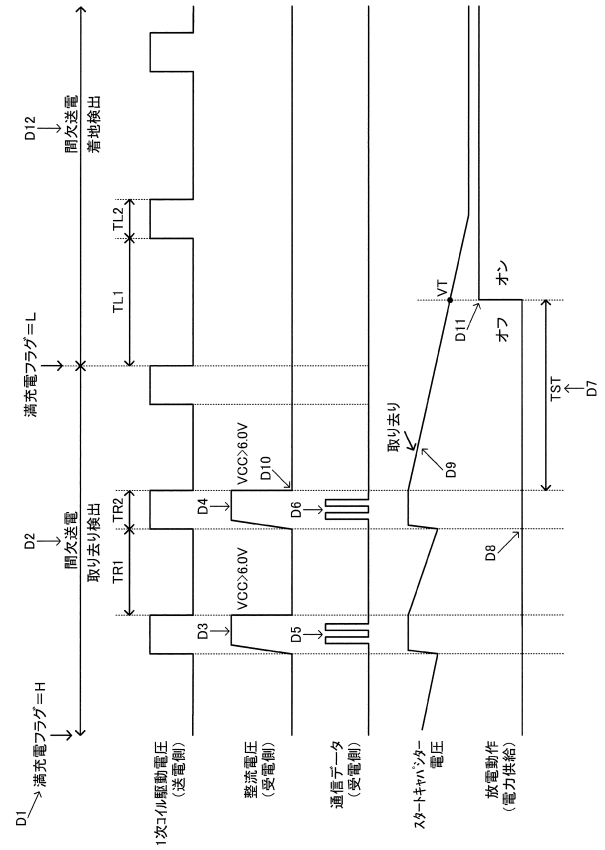
【図 1 4】



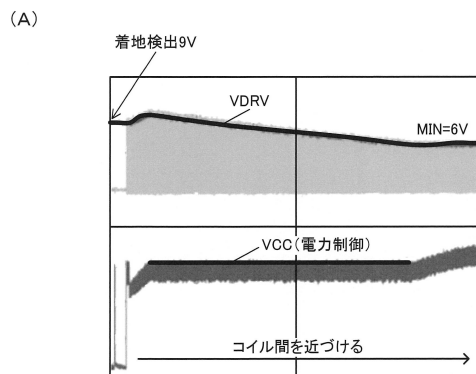
【図 15】



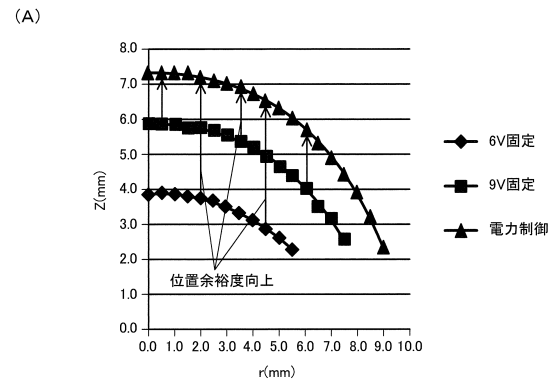
【図 16】



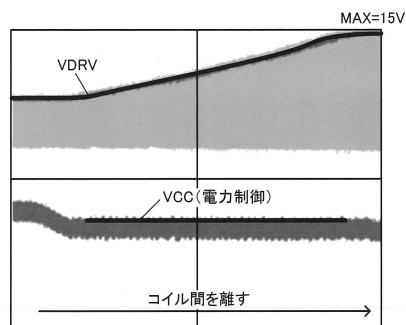
【図 17】



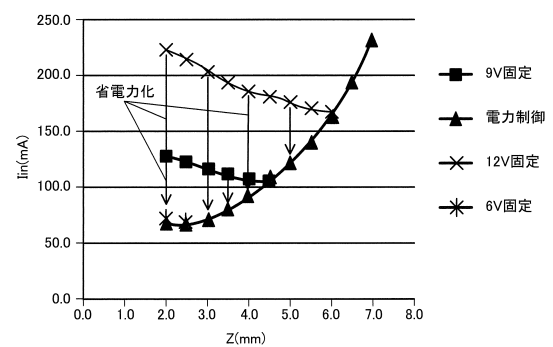
【図 18】



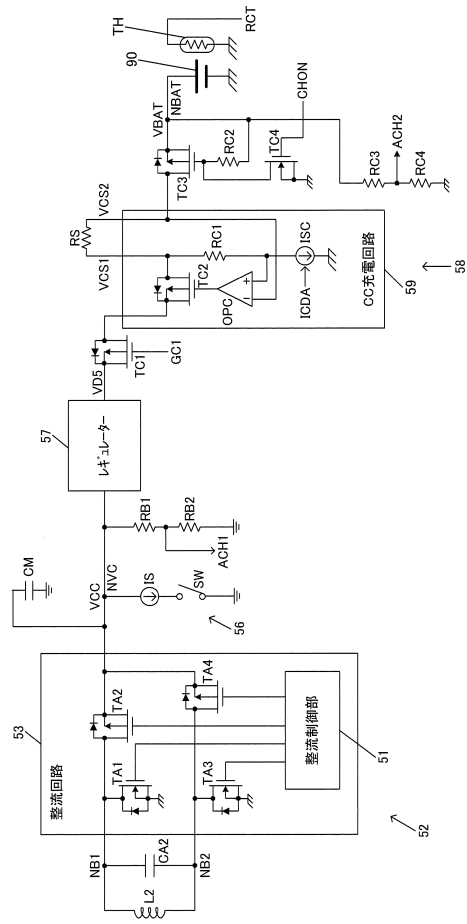
(B)



(B)



【図 19】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 2014 - 171278 (JP, A)
特開 2010 - 028934 (JP, A)
国際公開第 2014 / 103430 (WO, A1)
特開 2004 - 064328 (JP, A)
特開 2009 - 135581 (JP, A)
特表 2014 - 509486 (JP, A)
米国特許出願公開第 2015 / 0093989 (US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G06K17/00
H02J50/00 - 50/90
H04B5/00 - 5/06