

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2016-29785
(P2016-29785A)

(43) 公開日 平成28年3月3日(2016.3.3)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4L 25/02 (2006.01)	HO4L 25/02 303Z	5K012
HO4B 5/02 (2006.01)	HO4L 25/02 F	5K029
	HO4B 5/02	

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2014-210129 (P2014-210129)
 (22) 出願日 平成26年10月14日 (2014.10.14)
 (31) 優先権主張番号 特願2014-148163 (P2014-148163)
 (32) 優先日 平成26年7月18日 (2014.7.18)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(71) 出願人 000003078
 株式会社東芝
 東京都港区芝浦一丁目1番1号
 (74) 代理人 100117787
 弁理士 勝沼 宏仁
 (74) 代理人 100107582
 弁理士 関根 毅
 (74) 代理人 100118843
 弁理士 赤岡 明
 (74) 代理人 100153914
 弁理士 小澤 勝己
 (72) 発明者 藤井 伸介
 東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内

最終頁に続く

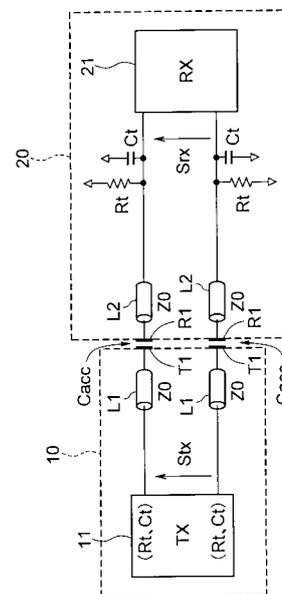
(54) 【発明の名称】 通信システム

(57) 【要約】

【課題】 受信信号の信号品質を向上する。

【解決手段】 実施形態によれば、通信システムは、送信電極と、第1伝送線路と、送信回路と、受信電極と、第2伝送線路と、受信回路と、を備える。前記第1伝送線路は、前記送信電極に一端が接続されている。前記送信回路は、前記第1伝送線路の他端に接続され、送信信号を送信する。前記受信電極は、前記送信電極に容量結合される。前記第2伝送線路は、前記受信電極に一端が接続されている。前記受信回路は、前記第2伝送線路の他端に接続され、前記受信電極と前記第2伝送線路とを介して受信信号を受信する。前記第1伝送線路および前記第2伝送線路の特性インピーダンスは、前記送信回路の出力インピーダンスより大きい。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信電極と、

前記送信電極に一端が接続された第 1 伝送線路と、

前記第 1 伝送線路の他端に接続され、送信信号を送信する送信回路と、

前記送信電極に容量結合される受信電極と、

前記受信電極に一端が接続された第 2 伝送線路と、

前記第 2 伝送線路の他端に接続され、前記受信電極と前記第 2 伝送線路とを介して受信信号を受信する受信回路と、を備え、

前記第 1 伝送線路および前記第 2 伝送線路の特性インピーダンスは、前記送信回路の出力インピーダンスより大きいことを特徴とする通信システム。 10

【請求項 2】

前記送信電極と前記受信電極との間の結合容量は、 10 pF 以下であることを特徴とする請求項 1 に記載の通信システム。

【請求項 3】

前記送信回路の前記出力インピーダンスは、 40 以上、 60 以下であることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載の通信システム。

【請求項 4】

前記第 1 伝送線路および前記第 2 伝送線路の前記特性インピーダンスは、 90 以下であることを特徴とする請求項 1 から請求項 3 の何れかに記載の通信システム。 20

【請求項 5】

前記受信回路は、入出力特性にヒステリシスを有し、前記受信信号と、第 1 閾値電圧と、前記第 1 閾値電圧より低い第 2 閾値電圧とを比較して、比較結果に応じた出力データを出力するヒステリシス回路を有し、

前記受信信号は、前記送信信号が反射されずに前記受信回路に到達した透過信号と、前記送信信号が反射されて前記受信回路に到達した反射信号と、を含み、

前記透過信号が前記第 1 閾値電圧以上または前記第 2 閾値電圧以下になるタイミングと、前記反射信号の振幅の絶対値が最大になるタイミングとが異なるように、前記第 1 伝送線路の遅延時間 $Td1$ および前記第 2 伝送線路の遅延時間 $Td2$ は設定されていることを特徴とする請求項 1 から請求項 4 の何れかに記載の通信システム。 30

【請求項 6】

送信電極と、

前記送信電極に一端が接続された第 1 伝送線路と、

前記第 1 伝送線路の他端に接続され、送信信号を送信する送信回路と、

前記送信電極に容量結合される受信電極と、

前記受信電極に一端が接続された第 2 伝送線路と、

前記第 2 伝送線路の他端に接続され、前記受信電極と前記第 2 伝送線路とを介して受信信号を受信する受信回路と、を備え、

前記受信回路は、入出力特性にヒステリシスを有し、前記受信信号と、第 1 閾値電圧と、前記第 1 閾値電圧より低い第 2 閾値電圧とを比較して、比較結果に応じた出力データを出力するヒステリシス回路を有し、 40

前記受信信号は、前記送信信号が反射されずに前記受信回路に到達した透過信号と、前記送信信号が反射されて前記受信回路に到達した反射信号と、を含み、

前記受信回路の入力において、前記透過信号が前記第 1 閾値電圧以上または前記第 2 閾値電圧以下になるタイミングと、前記反射信号の振幅の絶対値が最大になるタイミングとが異なるように、前記第 1 伝送線路の遅延時間 $Td1$ および前記第 2 伝送線路の遅延時間 $Td2$ は設定されていることを特徴とする通信システム。

【請求項 7】

前記第 1 閾値電圧を $V_{hyst} [V]$ とし、

前記透過信号のスルーレートを $SR [V/s]$ とし、 50

前記送信信号のユニットインターバルを $U I [s]$ とし、
 前記透過信号の振幅の絶対値を $V a m p [V]$ とし、
 $N _ U I$ を $U I$ の 0 以上の整数倍として、
 $2 \times T d 1$ と、 $2 \times T d 2$ と、 $2 (T d 1 + T d 2)$ との少なくとも何れかが、 $N _ U I + 0 . 9 5 \times V h y s t / S R + 0 . 5 U I - V a m p / S R$ から $N _ U I + 1 . 0 5 \times V h y s t / S R + 0 . 5 U I - V a m p / S R$ の範囲にあるように、前記遅延時間 $T d 1$ と前記遅延時間 $T d 2$ は設定されていることを特徴とする請求項 6 に記載の通信システム。

【請求項 8】

$2 \times T d 1$ と、 $2 \times T d 2$ と、 $2 (T d 1 + T d 2)$ との少なくとも何れかが、 $N _ U I + V h y s t / S R + 0 . 5 U I - V a m p / S R$ と等しくなるように、前記遅延時間 $T d 1$ と前記遅延時間 $T d 2$ は設定されていることを特徴とする請求項 7 に記載の通信システム。

10

【請求項 9】

送信コイルと、
 前記送信コイルに一端が接続された第 1 伝送線路と、
 前記第 1 伝送線路の他端に接続され、送信信号を送信する送信回路と、
 前記送信コイルに誘導結合される受信コイルと、
 前記受信コイルに一端が接続された第 2 伝送線路と、
 前記第 2 伝送線路の他端に接続され、前記受信コイルと前記第 2 伝送線路とを介して受信信号を受信する受信回路と、を備え、

20

前記受信回路は、入出力特性にヒステリシスを有し、前記受信信号と、第 1 閾値電圧と、前記第 1 閾値電圧より低い第 2 閾値電圧とを比較して、比較結果に応じた出力データを出力するヒステリシス回路を有し、

前記受信信号は、前記送信信号が反射されずに前記受信回路に到達した透過信号と、前記送信信号が反射されて前記受信回路に到達した反射信号と、を含み、

前記受信回路の入力において、前記透過信号が前記第 1 閾値電圧以上または前記第 2 閾値電圧以下になるタイミングと、前記反射信号の振幅の絶対値が最大になるタイミングとが異なるように、前記第 1 伝送線路の遅延時間 $T d 1$ および前記第 2 伝送線路の遅延時間 $T d 2$ は設定されている、通信システム。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明の実施形態は、通信システムに関する。

【背景技術】

【0002】

送信電極から信号を送信する送信回路と、送信電極に対して容量結合した受信電極を介して信号を受信する受信回路と、を備える通信システムが知られている。この受信回路は、受信した信号から、送信された元のデータパターンを復元する。その際、符号間干渉（以下、ISI：Inter Symbol Interferenceとも称す）及び反射信号（反射波）等の影響によって、受信信号の信号品質が劣化する。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開 2007 - 037114 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

本発明が解決しようとする課題は、受信信号の信号品質を向上できる通信システムを提供することである。

50

【課題を解決するための手段】

【0005】

実施形態によれば、通信システムは、送信電極と、第1伝送線路と、送信回路と、受信電極と、第2伝送線路と、受信回路と、を備える。前記第1伝送線路は、前記送信電極に一端が接続されている。前記送信回路は、前記第1伝送線路の他端に接続され、送信信号を送信する。前記受信電極は、前記送信電極に容量結合される。前記第2伝送線路は、前記受信電極に一端が接続されている。前記受信回路は、前記第2伝送線路の他端に接続され、前記受信電極と前記第2伝送線路とを介して受信信号を受信する。前記第1伝送線路および前記第2伝送線路の特性インピーダンスは、前記送信回路の出力インピーダンスより大きい。

10

【図面の簡単な説明】

【0006】

【図1】第1の実施形態に係る通信システムの概略的な構成を示すブロック図である。

【図2A】比較例の通信システムの送信信号及び受信信号を示す波形図である。

【図2B】図2Aの送信信号及び受信信号のアイパターンを示す図である。

【図3A】符号間干渉を計算するための回路図である。

【図3B】図3Aの回路の周波数特性を概略的に示す図である。

【図3C】図3Aの結合容量への入力信号及び結合容量からの出力信号を概略的に示す波形図である。

【図4】図4は、結合容量におけるリターンロスを計算するための回路図である。

20

【図5】第2伝送線路と受信回路との間のリターンロスを計算するための回路図である。

【図6】通信システムの信号の伝搬を説明するための図である。

【図7】S/N比が最大となる特性インピーダンスと結合容量との関係を示す図である。

【図8】第2の実施形態に係る通信システムの概略的な構成を示すブロック図である。

【図9】出力データのジッタと第1及び第2伝送線路の遅延時間との関係を示す図である。

【図10A】ワースト条件における受信回路の入力における透過信号と反射信号とを概略的に示す波形図である。

【図10B】ワースト条件における受信信号のアイパターンを示す図である。

【図10C】ベスト条件における受信回路の入力における透過信号と反射信号とを概略的に示す波形図である。

30

【図10D】ベスト条件における受信信号のアイパターンを示す図である。

【図11】受信回路の入力における透過信号のアイパターンを概略的に示す図である。

【図12】好ましい遅延時間の範囲を示す図である。

【図13】第3の実施形態に係る通信システムの概略的な構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0007】

以下に、図面を参照して本発明の実施形態について説明する。これらの実施形態は、本発明を限定するものではない。

【0008】

40

(第1の実施形態)

図1は、第1の実施形態に係る通信システム1の概略的な構成を示すブロック図である。図1に示すように、通信システム1は、第1の通信装置10と、第2の通信装置20と、を備える。第1の通信装置10と第2の通信装置20とは、容量結合を用いた非接触通信を行う。

【0009】

第1の通信装置10は、一对の送信電極T1と、一对の第1伝送線路L1と、送信回路11と、を有する。送信電極T1、第1伝送線路L1および送信回路11は、例えば、第1の通信装置10のプリント配線基板上に設けられている。

【0010】

50

送信電極 T 1 は、例えば、平面視で円形、楕円形、矩形など任意の形状を有する薄膜状の金属パターンである。

【 0 0 1 1 】

第 1 伝送線路 L 1 は、例えばマイクロストリップライン等であり、送信電極 T 1 に一端が接続されている。

【 0 0 1 2 】

送信回路 1 1 は、第 1 伝送線路 L 1 の他端に接続され、送信データに応じた差動の送信信号 S t x を出力する。従って、この送信信号 S t x は、第 1 伝送線路 L 1 を介して送信電極 T 1 から送信される。以下、差動の信号について説明するが、単相（シングルエンド）の信号であってもよい。

【 0 0 1 3 】

送信回路 1 1 の各出力端子は、出力インピーダンス R t と寄生容量 C t とを有している。

【 0 0 1 4 】

第 2 の通信装置 2 0 は、一对の受信電極 R 1 と、一对の第 2 伝送線路 L 2 と、受信回路 2 1 と、を有する。受信電極 R 1、第 2 伝送線路 L 2 および受信回路 2 1 は、例えば、第 2 の通信装置 2 0 のプリント配線基板上に設けられている。

【 0 0 1 5 】

受信電極 R 1 は、送信電極 T 1 と同様の形状の金属パターンである。

【 0 0 1 6 】

通信を行う際には、送信電極 T 1 と受信電極 R 1 とが近接するよう、第 1 の通信装置 1 0 と第 2 の通信装置 2 0 とは近接して配置される。送信電極 T 1 と受信電極 R 1 との距離は、例えば、数 mm である。このように配置されることにより、受信電極 R 1 は送信電極 T 1 に容量結合され、結合容量 C a c c は、例えば数百 f F ~ 数 p F になる。これにより、送信電極 T 1 から受信電極 R 1 に結合容量 C a c c を介して信号が伝達される。

【 0 0 1 7 】

第 2 伝送線路 L 2 は、例えばマイクロストリップライン等であり、受信電極 R 1 に一端が接続されている。

【 0 0 1 8 】

受信回路 2 1 は、第 2 伝送線路 L 2 の他端に接続され、受信電極 R 1 と第 2 伝送線路 L 2 とを介して、送信された送信信号 S t x に応じた差動の受信信号 S r x を受信する。受信回路 2 1 は、図示を省略したヒステリシス回路（ヒステリシスバッファ）を有する。ヒステリシス回路は、入出力特性にヒステリシスを有し、受信信号 S r x に応じて出力データを出力する。

【 0 0 1 9 】

受信回路 2 1 の各入力端子と接地との間には終端抵抗 R t が接続されている。また、終端抵抗 R t と並列に寄生容量 C t が存在する。本実施形態では、終端抵抗 R t は、送信回路 1 1 の出力インピーダンス R t と等しく、受信回路 2 1 側の寄生容量 C t は、送信回路 1 1 の出力端子の寄生容量 C t と等しいと仮定して以下の説明を行う。現実には、受信回路 2 1 側と送信回路 1 1 側とにおいてこれらの値は異なるが、値の差違が十分に小さければ、以下の説明及び数式は成立する。終端抵抗 R t 及び送信回路 1 1 の出力インピーダンス R t は、特に限定されないが、例えば、40 Ω 以上、60 Ω 以下である。

【 0 0 2 0 】

送信信号 S t x は、ほぼ矩形波であり、送信データに応じて負電圧と正電圧との間で変化する。送信信号 S t x は、例えば、負電圧の時にデータ “ 0 ” を表し、正電圧の時にデータ “ 1 ” を表す。

【 0 0 2 1 】

主に結合容量 C a c c に起因して、受信信号 S r x は、送信信号 S t x が負電圧から正電圧に変化するタイミングに合わせて 0 V から正電圧に変化し、その後、徐々に 0 V に戻る。また、受信信号 S r x は、送信信号 S t x が正電圧から負電圧に変化するタイミング

10

20

30

40

50

に合わせて0 Vから負電圧に変化し、その後、徐々に0 Vに戻る。

【0022】

本実施形態では、第1伝送線路L1および第2伝送線路L2の特性インピーダンスZ0は、送信回路11の出力インピーダンスRt及び終端抵抗Rtより大きい。これにより、後述するように受信信号Srxの信号品質を効果的に向上できる。

【0023】

以下に、特性インピーダンスZ0をこのように設定した理由について詳しく説明する。

【0024】

本発明者等は、通信システム1による容量結合を用いた通信では、次の要因(1)から(3)により、受信信号Srxの信号品質が劣化することを独自に知得した。

(1) 容量結合による高域通過特性の影響で符号間干渉が発生する。

(2) 結合容量Caccにおけるインピーダンス不連続の影響で信号の反射が発生する。

(3) 送信回路11と第1伝送線路L1との間のインピーダンス不連続、及び、第2伝送線路L2と受信回路21との間のインピーダンス不連続の影響で信号の反射が発生する。

【0025】

要因(1)による符号間干渉と、要因(2)、(3)の反射による反射信号は、ノイズとして受信回路21に入力されるので、受信信号SrxのS/N比(信号対雑音比)を劣化させる。S/N比の劣化が大きい場合、受信回路21は、送信された元のデータパターンを正確に復元することができない可能性が高まる。

【0026】

即ち、第1伝送線路L1および第2伝送線路L2の特性インピーダンスZ0を本実施形態のように設定していない比較例の通信システムでは、このような問題が発生する。

【0027】

図2Aは、比較例の通信システムの送信信号Stx及び受信信号Srxを示す波形図である。図2Bは、図2Aの送信信号Stx及び受信信号Srxのアイパターンを示す図である。図2A、2Bに示すように、要因(1)~(3)の影響で、受信信号Srxには比較的大きな符号間干渉と反射信号とが含まれ、その結果、アイパターンにおける受信信号Srxのジッタが比較的大きくなっている。即ち、受信信号SrxのS/N比が劣化している。なお、本明細書において、アイパターンにおけるジッタとは、図2Bに示すように、受信信号Srxがヒステリシス回路の閾値電圧Vhy st以上または閾値電圧(-Vhy st)以下になるタイミングの時間軸方向の変動を表す。

【0028】

そこで本発明者等は、まず、各要因(1)~(3)が受信信号SrxのS/N比に与える影響を定量的に解析した。

【0029】

要因(1)について

図3Aは、符号間干渉を計算するための回路図であり、図3Bは、図3Aの回路の周波数特性を概略的に示す図であり、図3Cは、図3Aの結合容量Caccへの入力信号及び結合容量Caccからの出力信号を概略的に示す波形図である。

【0030】

図3Aに示すように、結合容量Caccと、特性インピーダンスZ0の第2伝送線路L2とが直列接続されているため、これらはハイパスフィルタを構成している。従って、結合容量Caccの入力から第2伝送線路L2の出力までの利得の周波数特性は、図3Bに示す高域通過特性を示す。遮断周波数fcは、 $1 / (2 Cacc Z0)$ となる。

【0031】

図3Cに示すように、この結合容量Caccに対して時刻t0で立ち上がるステップ状の入力信号Vin(t)が入力された場合、結合容量Caccからの出力信号Vout(t)は、時刻t0で立ち上がった後、徐々に低下する。出力信号Vout(t)は、次の式(1)で表せる。

10

20

30

40

【数 1】

$$v_{out}(t) = CR \left\{ u(t) - u(t - trf) - e^{-\frac{t}{CR}} + e^{-\frac{t-trf}{CR}} \right\} \quad (1)$$

ここで、 $u(t)$ は単位ステップ関数を表し、 t は時刻を表す。 trf は、ステップ状の入力信号 $V_{in}(t)$ の立ち上がり / 立ち下がり時間を表す。立ち上がり時間と立ち下がり時間は等しいと仮定して以下の説明を行う。これらの値は異なっている、値の差違が十分に小さければ、以下の説明及び数式は成立する。

10

【0032】

時刻 t_0 から $1UI$ (ユニットインターバル) 経過した時刻 t_1 における出力信号 $V_{out}(t)$ の大きさが符号間干渉となるため、符号間干渉 ISI は次の式 (2) で表せる。

$$ISI = e^{-\frac{1}{C_{acc} \times Z_0 \times (datarate + 1/trf)}} - e^{-\frac{1}{C_{acc} \times Z_0 \times (datarate)}} \quad (2)$$

20

ここで、 $datarate$ は、データレートを表す。

【0033】

式 (2) から、特性インピーダンス Z_0 が低くなるに従い、遮断周波数 f_c が高くなり、時刻 t_1 における出力信号 $V_{out}(t)$ の振幅が小さくなるのが分かる。このことは、遮断周波数 f_c が高くなると、低周波成分がより減衰するため、出力信号 $V_{out}(t)$ の立ち下がりが速くなることから分かる。そのため、 ISI を低減させる観点からは特性インピーダンス Z_0 が低いことが好ましい。

【0034】

30

要因 (2) について

図 4 は、結合容量 C_{acc} におけるリターンロス計算のための回路図である。図 4 において、第 1 伝送線路 L_1 と結合容量 C_{acc} との接続ノードから結合容量 C_{acc} 及び第 2 伝送線路 L_2 側を見たインピーダンスを Z_{acc} とする。また、第 1 伝送線路 L_1 と結合容量 C_{acc} との接続ノードにおける反射係数を a_{acc} とする。

【0035】

インピーダンス Z_{acc} は、次の式 (3) で表せる。

【数 3】

$$Z_{acc} = Z_0 + \frac{1}{sC_{acc}} \quad (3)$$

40

【0036】

この式 (3) を用いて、反射係数 a_{acc} は、次の式 (4) で表せる。

【数 4】

$$\begin{aligned}\Gamma_{acc} &= \frac{Z_{acc} - Z_0}{Z_{acc} + Z_0} \\ &= \frac{1}{1 + s \cdot 2Z_0 C_{acc}}\end{aligned}\quad (4)$$

10

式(4)から、特性インピーダンス Z_0 が高くなるに従い、反射係数 Γ_{acc} が小さくなり、リターンロスが改善することが分かる。そのため、この反射を低減させる観点からは特性インピーダンス Z_0 が高いことが好ましい。

【0037】

なお、周知の無線通信システムや有線通信システムにおいては、通常、伝送線路の特性インピーダンスは、送信回路の出力インピーダンスおよび受信回路の入力インピーダンスと等しくする。これにより、リターンロスを低減して、信号の損失を低減できるためである。本実施形態では、この点が周知の無線通信システム等と全く異なっている。

【0038】

要因(3)について

20

図5は、第2伝送線路 L_2 と受信回路21との間のリターンロスを計算するための回路図である。受信回路21の入力インピーダンスは、終端抵抗 R_t に比して十分に大きいため、受信回路21は計算には考慮しない。また、第1伝送線路 L_1 と送信回路11との間のリターンロスも、図5と同じ回路で計算できる。

【0039】

図5において、第2伝送線路 L_2 と終端抵抗 R_t との接続ノードから終端抵抗 R_t 側を見たインピーダンスを Z_{trx} とする。また、第2伝送線路 L_2 と終端抵抗 R_t との接続ノードにおける反射係数を Γ_{trx} とする。

【0040】

インピーダンス Z_{trx} は、次の式(5)で表せる。

30

【数 5】

$$Z_{trx} = \frac{R_t}{1 + sC_t R_t} = \frac{R_t(1 - j\omega C_t R_t)}{1 + (\omega C_t R_t)^2}\quad (5)$$

【0041】

この式(5)を用いて、反射係数 Γ_{trx} は、次の式(6)で表せる。

【数 6】

$$\begin{aligned} \Gamma_{trx} &= \frac{Z_{trx} - Z_0}{Z_{trx} + Z_0} \\ &= \frac{R_t - Z_0}{R_t + Z_0} \cdot \frac{1 - s \frac{Z_0 R_t C_t}{R_t - Z_0}}{1 + s \frac{Z_0 R_t C_t}{R_t + Z_0}} \quad (6) \end{aligned}$$

10

式(6)から、特性インピーダンス Z_0 が低くなるに従い、高周波領域において、反射係数 Γ_{trx} が小さくなり、リターンロスが改善することが分かる。そのため、高周波領域における反射を低減させる観点からは特性インピーダンス Z_0 が低いことが好ましい。

【0042】

本発明者等は、これらの計算により、最適な特性インピーダンス Z_0 が、結合容量 C_{acc} 、データレート $data\ rate$ 、及び、出力インピーダンス R_t などに応じて異なる値になることを知得した。

20

【0043】

このような知得に基づき、本発明者等は、次に説明するようにして最適な特性インピーダンス Z_0 を具体的に求めた。

【0044】

図6は、通信システム1の信号の伝搬を説明するための図である。説明を明確化するため、送信回路11をブロック1とし、第1伝送線路L1をブロック2とし、結合容量 C_{acc} をブロック3とし、第2伝送線路L2をブロック4とし、受信回路21をブロック5とする。図6に示す矢印は、時刻の経過に従い、送信信号 S_{tx} がブロック1~5を伝搬していく様子を示している。

30

【0045】

α_{xy} は、ブロック x からブロック y への透過係数を示す。 β_{xy} は、ブロック x からブロック y への反射係数(ブロック x からブロック y を見た反射係数)を示す。 x 、 y は、それぞれ1~5の整数である。

【0046】

透過信号 S_{sig} は、送信信号 S_{tx} がブロック2~4を透過して、反射されずに受信回路21に到達した信号である。透過信号 S_{sig} は、

$$S_{sig} = \alpha_{12} \alpha_{23} \alpha_{34} \alpha_{45} S_{tx}$$

と表すことができる。符号間干渉と反射信号が存在しないと仮定した場合、受信信号 S_{rx} は透過信号 S_{sig} と等しくなるが、現実には、受信信号 S_{rx} は、透過信号 S_{sig} と符号間干渉と反射信号との和となる。

40

【0047】

反射信号 $RefA$ は、透過信号 S_{sig} が受信回路21の入力に到達した後、最初に受信回路21の入力に到達する反射信号であり、反射信号 $Ref2$ 、 $Ref4$ 、 $Ref5$ 、 $Ref6$ 、 $Ref7$ 、 $Ref8$ を考慮している。従って、反射信号 $RefA$ は、

$$RefA = (\beta_{21} \alpha_{23} + \beta_{32} \alpha_{34} + \beta_{45} \alpha_{43}) \alpha_{12} \alpha_{23} \alpha_{34} \alpha_{45} S_{tx}$$

と表すことができる。

【0048】

反射信号 $RefB$ は、主要と考えられる反射を考慮したものであり、ブロック4とプロ

50

ック5との間で反射した信号が、更にブロック2とブロック1との間で反射し、再度ブロック5まで到達した反射信号である。この経路を、図6中に破線の矢印で示している。反射信号Ref Bは、反射信号Ref Aより遅れて受信回路21の入力に到達する。反射信号Ref Bは、

Ref B = $\begin{matrix} 2 & 1 & & 4 & 5 & & 1 & 2 & & 2 & 3 & & 2 & & 3 & 4 & & 2 & & 4 & 5 & & 4 & 3 & & 3 & 2 & S t x \end{matrix}$
と表すことができる。

【0049】

図6に示した以外にも多重反射が生じているため、全ての反射信号を考慮することは現実的ではない。また、複数回反射された反射信号は弱まっている。そこで、以下の計算では、最も強いと考えられる上記2つの反射信号Ref A, Ref Bを考慮する。

10

【0050】

次に、これらの透過信号Sig及び反射信号Ref A, Ref Bの大きさを計算する。

【0051】

各透過係数 λ_{12} 、 λ_{23} 、 λ_{34} 、 λ_{45} は、以下の式(7)~(10)で表すことができる。

【数7】

$$\lambda_{12} = \frac{2Z_0}{Z_0 + Z_{tx}} = \frac{2Z_0}{R_t + Z_0} \cdot \frac{1 + sC_t R_t}{1 + s \frac{R_t Z_0}{R_t + Z_0} C_t} \quad (7)$$

20

$$\lambda_{23} = \frac{2Z_{acc}}{Z_{acc} + Z_0} = \frac{2(1 + sZ_0 C_{acc})}{1 + s \cdot 2Z_0 C_{acc}} \quad (= \lambda_{43}) \quad (8)$$

$$\lambda_{34} = \frac{2Z_0}{Z_0 + Z_{acc}} = \frac{s \cdot 2Z_0 C_{acc}}{1 + s \cdot 2Z_0 C_{acc}} \quad (= \lambda_{32}) \quad (9)$$

$$\lambda_{45} = \frac{2Z_{tx}}{Z_{tx} + Z_0} = \frac{2R_t}{R_t + Z_0} \cdot \frac{1}{1 + s \frac{R_t Z_0}{R_t + Z_0} C_t} \quad (10)$$

30

【0052】

従って、次の式(11)が得られる。

【数 8】

$$\lambda_{12}\lambda_{23}\lambda_{34}\lambda_{45} = \frac{16Z_0^2 R_t C_{acc}}{(R_t + Z_0)^2} \cdot \frac{s(1 + sZ_0 C_{acc}) \cdot (1 + sC_t R_t)}{(1 + s \cdot 2Z_0 C_{acc})^2 \cdot \left(1 + s \frac{R_t Z_0}{R_t + Z_0} C_t\right)^2}$$

$$|\lambda_{12}\lambda_{23}\lambda_{34}\lambda_{45}| = \frac{16Z_0^2 R_t C_{acc}}{(R_t + Z_0)^2} \cdot \frac{\omega \sqrt{(1 + (\omega Z_0 C_{acc})^2) \cdot (1 + (\omega R_t C_t)^2)}}{(1 + (2\omega Z_0 C_{acc})^2) \cdot \left(1 + \left(\omega \frac{R_t Z_0}{R_t + Z_0} C_t\right)^2\right)} \quad (11) \quad 10$$

透過信号 S i g は、式 (1 1) の右辺と送信信号 S t x との積となる。

【 0 0 5 3】

また、各反射係数 Γ_{21} 、 Γ_{23} 、 Γ_{32} 、 Γ_{34} 、 Γ_{45} 、 Γ_{43} は、以下の式 (1 2)、(1 3) で表すことができる。

【数 9】

$$\Gamma_{45} = \Gamma_{21}, \quad \Gamma_{43} = \Gamma_{23}, \quad \Gamma_{34} = \Gamma_{32} = -\Gamma_{23} \quad (12)$$

$$\Gamma_{21} = \frac{Z_0 - Z_{trx}}{Z_0 + Z_{trx}}, \quad \Gamma_{23} = \frac{Z_0 - Z_{acc}}{Z_0 + Z_{acc}} \quad (13)$$

【 0 0 5 4】

従って、次の式 (1 4) が得られる。

【数 1 0】

$$\begin{aligned} & (\Gamma_{21}\Gamma_{23} + \Gamma_{32}\Gamma_{34} + \Gamma_{45}\Gamma_{43}) \\ &= \Gamma_{23}(2\Gamma_{21} + \Gamma_{23}) \\ &= \frac{s^2 \cdot 4Z_0^2 R_t C_{acc} C_t + s(4Z_0^2 C_{acc} - 4C_{acc} Z_0 R_t + C_t R_t Z_0) + Z_0 - 3R_t}{(1 + s \cdot 2C_{acc} Z_0)^2 (R_t + Z_0 + sC_t R_t Z_0)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & |\Gamma_{21}\Gamma_{23} + \Gamma_{32}\Gamma_{34} + \Gamma_{45}\Gamma_{43}| \\ &= \frac{\sqrt{(Z_0 - 3R_t - 4\omega^2 Z_0^2 R_t C_{acc} C_t)^2 + \omega^2 (4Z_0^2 C_{acc} - 4C_{acc} Z_0 R_t + C_t R_t Z_0)^2}}{(1 + (2\omega C_{acc} Z_0)^2) \sqrt{(R_t + Z_0)^2 + (\omega C_t R_t Z_0)^2}} \quad (14) \quad 40 \end{aligned}$$

反射信号 R e f A は、式 (1 4) の右辺と透過信号 S i g との積となる。

【 0 0 5 5】

詳細な数式の記載は省略するが、同様にして、反射信号 R e f B も求めることができる。

【 0 0 5 6】

次に、受信信号 S r x の S / N 比を計算する。S / N 比は、透過信号 S i g とノイズと 50

の比である。ノイズは、式(2)の符号間干渉ISIと、反射信号RefAと、反射信号RefBとの和とする。従って、次の式(15)のようにS/N比が求められる。

$$S/N \text{ 比} = \text{Sig} / (\text{ISI} + \text{RefA} + \text{RefB}) \quad (15)$$

【0057】

ここでは、出力インピーダンス R_t 及び終端抵抗 R_t は 50Ω とし、寄生容量 C_t は 0.5 pF とする。送信信号 S_{tx} の立ち上がり/立ち下がり時間 t_{rf} は、 80 ps とする。これにより、周波数 f は 3.5 GHz に決まり、角速度は 22.0 Grad/s に決まる。データレート data rate は、 6 Gbps とする。これにより、 1 UI は 166.7 ps に決まる。

【0058】

これらの数値を式(15)に代入すると、受信信号 S_{rx} のS/N比が最大となるためには、特性インピーダンス Z_0 と結合容量 C_{acc} は、図7に示す関係を満たす必要があることが分かる。

【0059】

図7は、S/N比が最大となる特性インピーダンス Z_0 と結合容量 C_{acc} との関係を示す図である。図7の関係線71上の特性インピーダンス Z_0 と結合容量 C_{acc} との組み合わせにおいて、最大のS/N比が得られる。従って、最大のS/N比を得るためには、結合容量 C_{acc} が小さくなるに従い、特性インピーダンス Z_0 を大きくする必要がある。

【0060】

また、S/N比を1.8倍より大きくするためには、特性インピーダンス Z_0 と結合容量 C_{acc} を、最大値曲線72と最小値曲線73との間に設定する必要がある。最大値曲線72は、S/N比を1.8倍より大きくできる最大の特性インピーダンス Z_0 と、結合容量 C_{acc} との関係を示す。最小値曲線73は、S/N比を1.8倍より大きくできる最小の特性インピーダンス Z_0 と、結合容量 C_{acc} との関係を示す。例えば、結合容量 C_{acc} が 1 pF である場合、特性インピーダンス Z_0 を、約46以上、約67以下に設定することで、S/N比を1.8倍より大きくできる。1.8倍は一例であるが、S/N比を1.8倍より大きくできれば、受信回路21の設計が容易になる。

【0061】

特に、結合容量 C_{acc} が 1 pF 以下である場合、特性インピーダンス Z_0 が出力インピーダンス R_t 及び終端抵抗 $R_t (= 50 \Omega)$ より大きく且つ90以下である時に、S/N比を改善できる。結合容量 C_{acc} が小さいこの範囲では、前述した要因(1)、(3)よりも要因(2)が支配的になっているためである。

【0062】

データレート data rate 、立ち上がり/立ち下がり時間 t_{rf} 、出力インピーダンス R_t 等が変化すると、図7の関係線71は多少変化する。このように以上の説明とは異なる条件であっても、例えば、結合容量 C_{acc} が 10 pF 以下である場合には、特性インピーダンス Z_0 が送信回路11の出力インピーダンス R_t より大きい場合にS/N比を改善できる。

【0063】

以上で説明したように、本実施形態によれば、特性インピーダンス Z_0 が送信回路11の出力インピーダンス R_t 及び終端抵抗 R_t より大きい場合、結合容量 C_{acc} が 1 pF 以下であり、そのインピーダンスが高い状態であっても、結合容量 C_{acc} におけるリターンロスを低減できる。これにより、結合容量 C_{acc} における信号の反射を低減できるので、透過信号 Sig に重なる反射信号 RefA 、 RefB 等の振幅を低減できる。従って、ノイズを低減できるため、受信信号 S_{rx} のS/N比を改善できる。即ち、受信信号 S_{rx} の信号品質を向上できる。

【0064】

(第2の実施形態)

第2の実施形態は、第1伝送線路L1の遅延時間 T_{d1} および第2伝送線路L2の遅延

10

20

30

40

50

時間 $T d 2$ が適切な値に設定されていることを特徴の 1 つとする。

【 0 0 6 5 】

図 8 は、第 2 の実施形態に係る通信システム 1 の概略的な構成を示すブロック図である。図 8 では、図 1 と共通する構成部分には同一の符号を付しており、以下では相違点を中心に説明する。

【 0 0 6 6 】

図 8 では、説明を明確化するためにシングルエンドの構成を示しているが、第 2 の実施形態の通信システム 1 は、基本的な構成は第 1 の実施形態と同じである。即ち、図 1 に示した差動の構成でもよい。また、第 1 の実施形態と同様に特性インピーダンス $Z 0$ が送信回路 1 1 の出力インピーダンス $R t$ より大きくてもよく、このように設定されていなくてもよい。

10

【 0 0 6 7 】

受信回路 2 1 は、ヒステリシス回路を有する。ヒステリシス回路は、入出力特性にヒステリシスを有し、受信信号 $S r x$ と、第 1 閾値電圧 $V h y s t$ と、第 1 閾値電圧 $V h y s t$ より低い負の第 2 閾値電圧 ($- V h y s t$) とを比較して、比較結果に応じた出力データ $D o u t$ を出力する。具体的には、ヒステリシス回路は、受信信号 $S r x$ が第 1 閾値電圧 $V h y s t$ 以上に变化した場合にハイレベル (“ 1 ”) の出力データ $D o u t$ を出力し、受信信号 $S r x$ が第 2 閾値電圧 ($- V h y s t$) 以下に変化した場合にローレベル (“ 0 ”) の出力データ $D o u t$ を出力する。

【 0 0 6 8 】

第 1 の実施形態でも説明したように、受信信号 $S r x$ は、送信信号 $S t x$ が反射されずに受信回路 2 1 に到達した透過信号と、送信信号 $S t x$ が 1 回以上反射されて受信回路 2 1 に到達した反射信号と、を含んでいる。

20

【 0 0 6 9 】

本実施形態では、受信回路 2 1 の入力において、透過信号が第 1 閾値電圧 $V h y s t$ 以上または第 2 閾値電圧 ($- V h y s t$) 以下になるタイミングと、反射信号の振幅の絶対値が最大になるタイミングとが異なるように、第 1 伝送線路 $L 1$ の遅延時間 $T d 1$ および第 2 伝送線路 $L 2$ の遅延時間 $T d 2$ は設定されている。これにより、後述するように受信信号 $S r x$ の信号品質を効果的に向上できる。

【 0 0 7 0 】

以下に、遅延時間 $T d 1$, $T d 2$ をこのように設定した理由について詳しく説明する。

30

【 0 0 7 1 】

図 9 は、出力データ $D o u t$ のジッタと第 1 及び第 2 伝送線路 $L 1$, $L 2$ の遅延時間 $T d 1$, $T d 2$ との関係を示す図である。図 9 に示すように、本発明者等は、遅延時間 $T d 1$, $T d 2$ を変化させると、出力データ $D o u t$ のジッタが変化することを独自に知得した。即ち、出力データ $D o u t$ のジッタは、遅延時間 $T d 1$, $T d 2$ によって最小値又は最大値になる場合がある。本発明者等は、この独自の知得に基づき、本発明をなすに至った。

【 0 0 7 2 】

図 1 0 A は、ワースト条件における受信回路 2 1 の入力における透過信号と反射信号とを概略的に示す波形図である。図 1 0 A に示すように、透過信号が第 1 閾値電圧 $V h y s t$ 以上または第 2 閾値電圧 ($- V h y s t$) 以下になる各タイミング $t 1 1$, $t 1 2$, $t 1 3$, $t 1 4$, $t 1 5$ において、反射信号の振幅の絶対値が最大になっている。

40

【 0 0 7 3 】

なお、図 1 0 A 中に付した数字 - 1 ~ 5 は、例えば、透過信号の数字 0 の波形が反射により遅延して、反射信号の同じ数字 0 の波形となることを表している。

【 0 0 7 4 】

図 1 0 B に示すように、透過信号と反射信号とが重なった受信信号 $S r x$ のアイパターンは、受信信号 $S r x$ が第 1 閾値電圧 $V h y s t$ 以上または第 2 閾値電圧 ($- V h y s t$) 以下になるタイミングにおいて、比較的大きなジッタを有している。その理由は、反射

50

信号の遅延時間が伝送線路の遅延時間により変動するため、このタイミングにおいて反射信号の振幅の絶対値が大きいことで、反射信号が受信信号 S_{rx} のジッタを増大させるためである。従って、出力データ D_{out} のジッタも大きくなる。

【0075】

図10Cは、ベスト条件における受信回路21の入力における透過信号と反射信号とを概略的に示す波形図である。図10Cに示すように、透過信号が第1閾値電圧 $V_{hy st}$ 以上または第2閾値電圧 ($-V_{hy st}$) 以下になる各タイミング t_{11} 、 t_{12} 、 t_{13} 、 t_{14} 、 t_{15} において、反射信号の振幅の絶対値が最小になっている。

【0076】

これにより、図10Dに示すように、受信回路21の入力における受信信号 S_{rx} のアイパターンは、受信信号 S_{rx} が第1閾値電圧 $V_{hy st}$ 以上または第2閾値電圧 ($-V_{hy st}$) 以下になるタイミングにおいて、図10Bの場合よりも小さなジッタを有している。このタイミングにおいて反射信号の振幅の絶対値が最小であるため、反射信号が受信信号 S_{rx} に与える影響も小さいためである。従って、出力データ D_{out} のジッタも図10A、10Bの場合よりも小さくなる。

10

【0077】

なお、図10Dの場合、受信信号 S_{rx} が立ち上がってから立ち下がる領域101、及び、受信信号 S_{rx} が立ち下がってから立ち上がる領域102において、アイパターンの時間軸方向の変化が図10Bの場合より大きい。しかし、ヒステリシス回路の特性により、このタイミングでは出力データ D_{out} は変化しないので、出力データ D_{out} のジッタには影響を与えない。

20

【0078】

続いて、このようなベスト条件に設定するための方法を説明する。

【0079】

図11は、受信回路21の入力における透過信号のアイパターンを概略的に示す図である。

【0080】

ここで、透過信号のスルーレートを $SR [V/s]$ とし、送信信号 S_{tx} のユニットインターバルを $UI [s]$ とする。

【0081】

透過信号が変化したタイミングを $0UI$ とすると、前述のように、 $0UI + V_{hy st} / SR [s]$ のタイミングで反射信号の振幅の絶対値が最大にならないようにする必要がある。よって、 $0UI + V_{hy st} / SR [s]$ のタイミングと、次に透過信号が第1閾値電圧 $V_{hy st}$ 以上または第2閾値電圧 ($-V_{hy st}$) 以下になる可能性がある $V_{hy st} / SR + 1UI [s]$ のタイミングとの中間のタイミング付近で、反射信号の振幅の絶対値が最大になることがベスト条件である。即ち、 $(V_{hy st} / SR) + 0.5UI [s]$ のタイミング付近で反射信号の振幅の絶対値が最大になればよい。

30

【0082】

ここで、図8に示すように、送信回路11と結合容量 C_{acc} との間の反射と、結合容量 C_{acc} と受信回路21との間の反射と、送信回路11と受信回路21との間の反射とを考慮する。送信回路11と結合容量 C_{acc} との間の反射による反射波は、透過波より $2 \times T_{d1}$ だけ遅延する。結合容量 C_{acc} と受信回路21との間の反射による反射波は、透過波より $2 \times T_{d2}$ だけ遅延する。送信回路11と受信回路21との間の反射による反射波は、透過波より $2(T_{d1} + T_{d2})$ だけ遅延する。

40

【0083】

そこで、透過信号の振幅の絶対値を $V_{amp} [V]$ とし、 N_UI を UI の0以上の整数倍として、 $2 \times T_{d1}$ と、 $2 \times T_{d2}$ と、 $2(T_{d1} + T_{d2})$ との少なくとも何れかが、 $N_UI + V_{hy st} / SR + 0.5UI - V_{amp} / SR$ とほぼ等しくなるように、遅延時間 T_{d1} と遅延時間 T_{d2} が設定されていけばよい。これにより、上述したベスト条件になり、ジッタを最小にできる。 $2 \times T_{d1}$ と、 $2 \times T_{d2}$ と、 $2(T_{d1} + T_{d2})$

50

2)のうちのより多くのものが上記条件を満たすほど、ジッタをより小さくできる。

【0084】

図12は、好ましい遅延時間 $Td1$ 、 $Td2$ の範囲を示す図である。例えば、 $2 \times Td1$ と、 $2 \times Td2$ と、 $2(Td1 + Td2)$ との少なくとも何れかは、 $N_UI + 0.95 \times V_{hyst} / SR + 0.5UI - V_{amp} / SR$ から $N_UI + 1.05 \times V_{hyst} / SR + 0.5UI - V_{amp} / SR$ の範囲にあれば、ジッタを効果的に低減できる。この範囲は更に広くてもよいが、 $2 \times Td1$ 等が $N_UI + V_{hyst} / SR + 0.5UI - V_{amp} / SR$ から離れるほどジッタの低減効果は小さくなる。つまり、 $2 \times Td1$ と、 $2 \times Td2$ と、 $2(Td1 + Td2)$ との少なくとも何れかが、 $N_UI + V_{hyst} / SR - V_{amp} / SR$ とは異なるように、遅延時間 $Td1$ と遅延時間 $Td2$ が設定されていれば、ワースト条件よりもジッタを低減できる。

10

【0085】

以上で説明したように、本実施形態によれば、透過信号が第1閾値電圧 V_{hyst} 以上または第2閾値電圧($-V_{hyst}$)以下になるタイミング、即ち受信回路21からの出力データ $Dout$ が変化するタイミングにおいて、反射信号の振幅の絶対値が最大値にならないようにしている。これにより、このタイミングでの受信信号 Srx のジッタを低減できるので、受信信号 Srx の信号品質を向上できる。

【0086】

この結果、反射信号が存在しても出力データ $Dout$ のジッタを低減できる。

【0087】

また、第1の実施形態と同様に特性インピーダンス $Z0$ を送信回路11の出力インピーダンス Rt より大きく設定することにより、受信信号 Srx の S/N 比を改善できるので、受信信号 Srx の信号品質を更に向上できる。

20

【0088】

(第3の実施形態)

第2の実施形態を、誘導結合を利用した通信システムに適用してもよい。以下、第2の実施形態との相違点を中心に説明する。

【0089】

図13は、第3の実施形態に係る通信システム1Aの概略的な構成を示すブロック図である。この通信システム1Aは、送信電極 $T1$ 及び受信電極 $R1$ に替えて、送信コイル Ltx 及び受信コイル Lrx を備える点が、第2の実施形態と異なる。

30

【0090】

つまり、一对の第1伝送線路 $L1$ は、送信コイル Ltx に一端が接続されている。具体的には、一对の第1伝送線路 $L1$ の一端の間に、送信コイル Ltx が接続されている。

【0091】

一对の第2伝送線路 $L2$ は、受信コイル Lrx に一端が接続されている。具体的には、一对の第2伝送線路 $L2$ の一端の間に、受信コイル Lrx が接続されている。

【0092】

通信を行う際には、受信コイル Lrx は送信コイル Ltx に誘導結合される。これにより、受信回路21は、受信コイル Lrx と第2伝送線路 $L2$ とを介して受信信号 Srx を受信する。

40

【0093】

なお、各第1伝送線路 $L1$ の一端と接地との間に送信コイル Ltx を接続し、各第2伝送線路 $L2$ の一端と接地との間に受信コイル Lrx を接続してもよい。また、シングルエンドの構成であってもよい。

【0094】

本実施形態においても、第2の実施形態と同様に、受信回路21の入力において、透過信号が第1閾値電圧 V_{hyst} 以上または第2閾値電圧($-V_{hyst}$)以下になるタイミングと、反射信号の振幅の絶対値が最大になるタイミングとが異なるように、第1伝送線路 $L1$ の遅延時間 $Td1$ および第2伝送線路 $L2$ の遅延時間 $Td2$ は設定されている。

50

【 0 0 9 5 】

また、第 2 の実施形態と同様に、送信回路 1 1 と送信コイル L_{tx} との間の反射による反射波は、透過波より $2 \times Td1$ だけ遅延する。受信コイル L_{rx} と受信回路 2 1 との間の反射による反射波は、透過波より $2 \times Td2$ だけ遅延する。送信回路 1 1 と受信回路 2 1 との間の反射による反射波は、透過波より $2 (Td1 + Td2)$ だけ遅延する。そして、 $2 \times Td1$ と、 $2 \times Td2$ と、 $2 (Td1 + Td2)$ との少なくとも何れかは、第 2 の実施形態で説明した条件を満たす。

【 0 0 9 6 】

従って、誘導結合を利用した通信システム 1 A においても、第 2 の実施形態と同様に、受信信号 S_{rx} の信号品質を向上できる。

10

【 0 0 9 7 】

本発明のいくつかの実施形態を説明したが、これらの実施形態は、例として提示したものであり、発明の範囲を限定することは意図していない。これら新規な実施形態は、その他の様々な形態で実施されることが可能であり、発明の要旨を逸脱しない範囲で、種々の省略、置き換え、変更を行うことができる。これら実施形態やその変形は、発明の範囲や要旨に含まれるとともに、特許請求の範囲に記載された発明とその均等の範囲に含まれる。

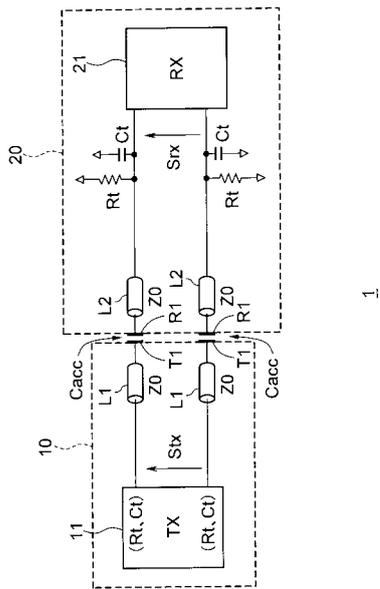
【 符号の説明 】

【 0 0 9 8 】

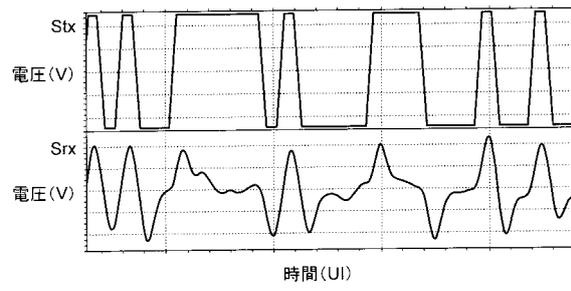
- 1 通信システム
- 1 0 第 1 の通信装置
- T 1 送信電極
- L 1 第 1 伝送線路
- 1 1 送信回路
- 2 0 第 2 の通信装置
- R 1 受信電極
- L 2 第 2 伝送線路
- 2 1 受信回路 (ヒステリシス回路)

20

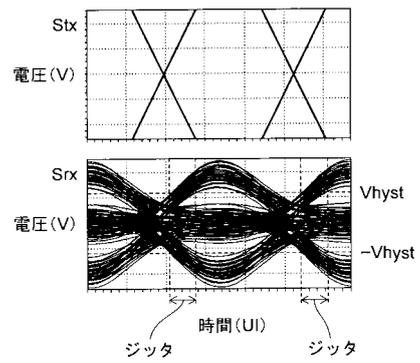
【 図 1 】



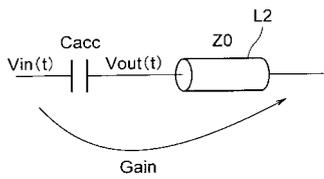
【 図 2 A 】



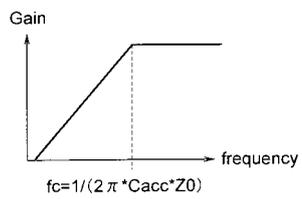
【 図 2 B 】



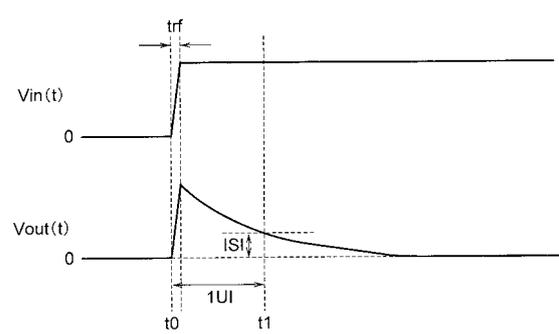
【 図 3 A 】



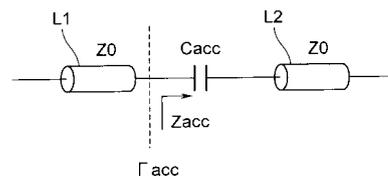
【 図 3 B 】



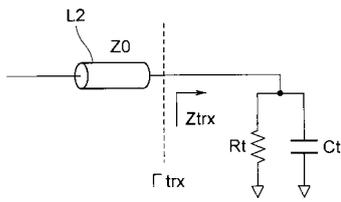
【 図 3 C 】



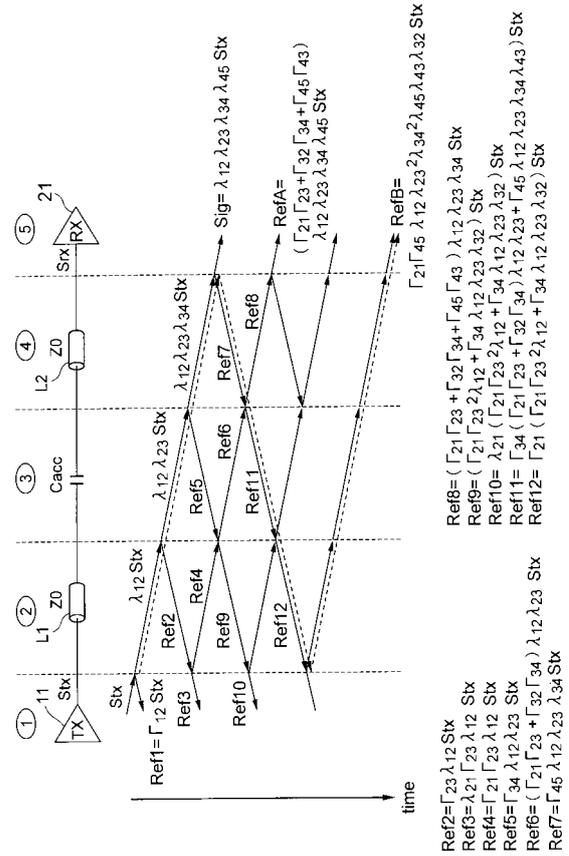
【 図 4 】



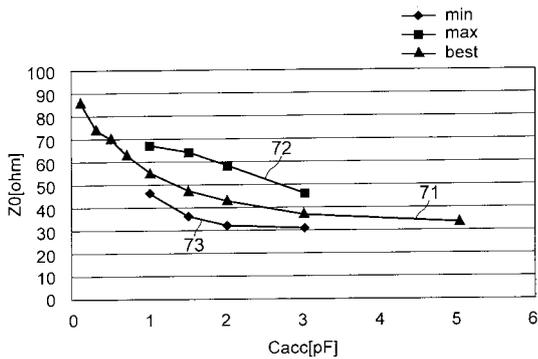
【 図 5 】



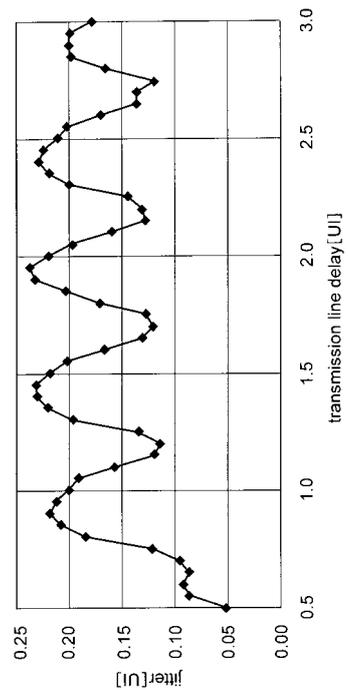
【 図 6 】



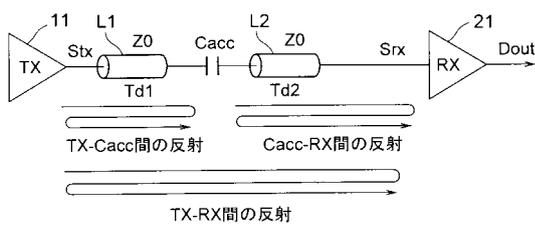
【 図 7 】



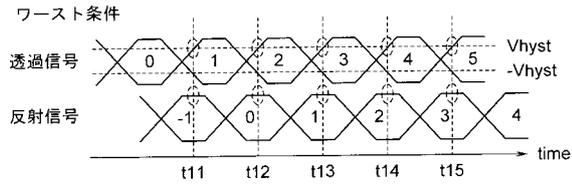
【 図 9 】



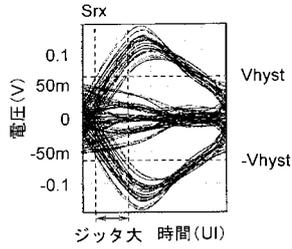
【 図 8 】



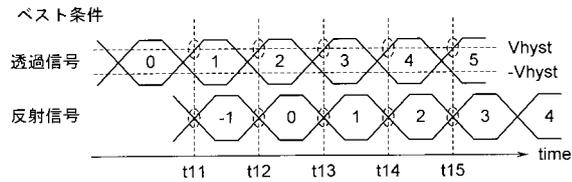
【図10A】



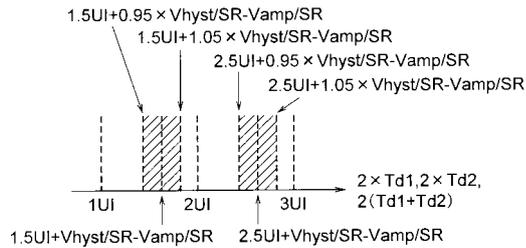
【図10B】



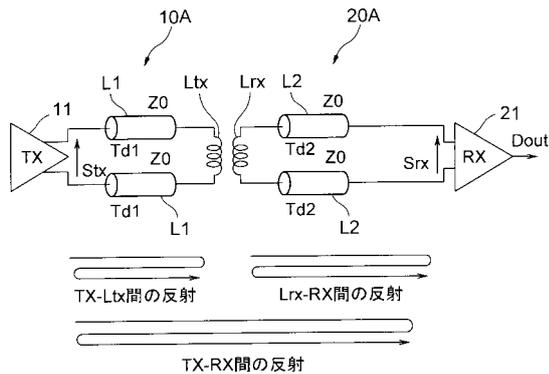
【図10C】



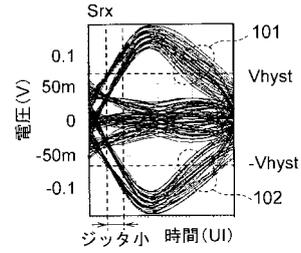
【図12】



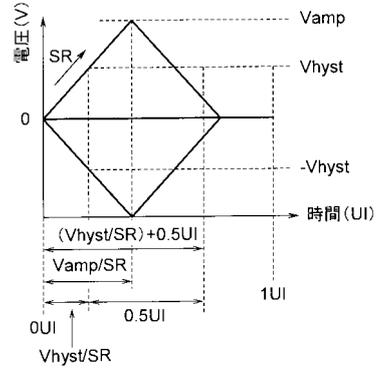
【図13】



【図10D】



【図11】



フロントページの続き

(72)発明者 青山 琢磨
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内

(72)発明者 柴山 裕征
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内

Fターム(参考) 5K012 AB03 AB04 AC06 AC08 AC10
5K029 JJ00 JJ03 JJ08