

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4387323号
(P4387323)

(45) 発行日 平成21年12月16日(2009.12.16)

(24) 登録日 平成21年10月9日(2009.10.9)

| | | | |
|-----------------------------|------------|---|--|
| (51) Int.Cl. | F I | | |
| HO4B 5/02 (2006.01) | HO4B 5/02 | | |
| HO4B 1/58 (2006.01) | HO4B 1/58 | | |
| HO4B 1/59 (2006.01) | HO4B 1/59 | | |
| GO6K 17/00 (2006.01) | GO6K 17/00 | F | |
| HO4L 27/22 (2006.01) | HO4L 27/22 | Z | |

請求項の数 5 (全 14 頁)

| | | | |
|-----------|-------------------------------|-----------|---|
| (21) 出願番号 | 特願2005-111531 (P2005-111531) | (73) 特許権者 | 000005223 富士通株式会社 |
| (22) 出願日 | 平成17年4月8日(2005.4.8) | | 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 |
| (65) 公開番号 | 特開2006-295419 (P2006-295419A) | (73) 特許権者 | 000237639 富士通フロンテック株式会社 |
| (43) 公開日 | 平成18年10月26日(2006.10.26) | | 東京都稲城市矢野口1776番地 |
| 審査請求日 | 平成20年1月16日(2008.1.16) | (74) 代理人 | 100094514 弁理士 林 恒徳 |
| | | (74) 代理人 | 100094525 弁理士 土井 健二 |
| | | (72) 発明者 | 二宮 照尚 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内 |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】RFID用送受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

局部発振信号を生成する局部発振回路と、
前記局部発振回路から出力される局部発振信号の周波数を用いて受信信号を復調する復調回路と、
前記局部発振回路から出力される局部発振信号を変調および増幅して送信する送信回路と、
前記送信回路からの送信信号を送受共用アンテナに供給し、前記送受共用アンテナで受信される受信信号を前記復調回路側に分岐する送受共用器と、
前記局部発振回路と前記復調回路との間に遅延回路を有し、
前記遅延回路の遅延量が、前記局部発振回路から出力され送信される送信信号の前記送受共用器を経由して前記復調回路に入力する漏れ分の経路と、前記局部発振回路から前記復調回路に直接入力する局部発振信号の経路との経路差に対応した大きさに設定されている

ことを特徴とするRFID用送受信装置。

【請求項2】

請求項1において、
更に、前記復調回路の出力に基づき雑音レベルを検知する制御処理回路を有し、前記制御処理回路は、前記検知される雑音レベルに基づいて前記遅延回路の遅延量を制御することを特徴とするRFID用送受信装置。

【請求項 3】

局部発振信号を生成する局部発振回路と、
 前記局部発振回路から出力される局部発振信号の周波数を用いて受信信号を復調する復調回路と、
 前記局部発振回路から出力される局部発振信号を変調する変調回路と、
 前記変調回路から出力される送信信号を送受共用アンテナに供給し、前記送受共用アンテナで受信される受信信号を前記復調回路側に分岐する送受共用器と、
 前記変調回路から出力される送信信号を局部発振信号として前記復調回路に供給する経路とを有し、
 前記経路と、送信されるキャリア信号の前記送受共用器を經由して前記復調回路に入力する漏れ分の経路における遅延量が同じ大きさに設定されている
 ことを特徴とする R F I D 用送受信装置。 10

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれかにおいて、
 更に送受共用アンテナと、
 前記送受共用アンテナと前記送受共用器を接続する遅延回路を有し、
 該遅延回路の遅延量は、前記送受共用器から見た前記送受共用アンテナ側インピーダンスを特性インピーダンスにほぼ等しくするように設定されていることを特徴とする R F I D 用送受信装置。 20

【請求項 5】

請求項 2 において、
 前記制御処理回路における雑音レベルの検知は、前記送信回路からタグに向けてのコマンド送信を停止した状態で行うことを特徴とする R F I D 用送受信装置。 20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、R F I D システムにおける R F I D 用送受信装置に関する。特に、受信機雑音を改善した R F I D 用送受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

R F I D システムは、図 1 に示すように、質問器である R F I D 用送受信装置 1 から応答器である例えば、I C タグ 2 に向けてキャリア信号を送信する (P 1)。I C タグ 2 は、受信したキャリア信号を情報データで変調して、これを反射 (バックスキャタ) して R F I D 用送受信装置 1 に送出する。R F I D 用送受信装置 1 は、反射された信号を復調して情報データを取得する。 30

【0003】

図 2 は、R F I D 用送受信装置の一構成例である。外部インターフェース I / F を通して図示しないデータ処理装置に接続される。制御処理回路 10 は、局部発振回路 11 を制御して、各チャンネルに対応する局部発振信号を発生させる。 40

【0004】

局部発振回路 11 から生成される局部発振信号は、送信回路 12 により変調及び電力増幅され、送受共用器 13 を通して、アンテナ 16 により放射される。局部発振信号は、更に受信回路 14 を構成する復調回路に供給され、復調回路は I C タグ 2 からの反射信号を復調して情報データを出力する。

【0005】

ここで、図 2 において、送受信それぞれに対して別個のアンテナを備えることは、コスト、大きさの面で好ましくない。このために、R F I D 用送受信装置 1 は、図 2 に示すように送受共用アンテナ 16 を用いる場合がある。

【0006】

さらに、I C タグ 2 としてパッシブ型のタグは、動作電力 (電源エネルギー) を R F I 50

D用送受信装置1の送信電波から得るため、RFID用送受信装置1は大きな送信電力が必要である。これに対し、ICタグ2からの応答送信は反射(バックスキタ)により行うために、RFID用送受信装置の送信電波の電力に対して微弱である。このように、通信相手がパッシブタグであるRFID用送受信装置1は、ICタグ2に電源用エネルギーを供給するために高出力であることが必要であり、同時に、タグからの反射信号が微弱であるために、高感度受信機能を有するものでなければならない。

【0007】

ここで、送受共用アンテナ16を用いる場合、送信、受信信号を分岐するために、送受共用器(一般的にはサーキュレータ、またはカップラで構成される)13が備えられるが、上記のように送信信号のエネルギーが大きいため、送受共用器13の分離度に依存するレベルの送信信号の漏れ15が生じる。また、図3に示すように、送信信号の漏れ成分は共用器を減衰して通過する成分15aの他にアンテナ16の給電端で反射する成分15bもある。また、図4に示すように、携帯電話端末等のように送受信周波数 f_1 、 f_2 が異なる場合は、送受共用器13に加えて、帯域通過フィルタ12a、14aを備えることにより送受分離が可能である。これに対し、図3に示したように、RFIDシステムの場合は送信(キャリア信号)と受信(タグ反射信号)の周波数が同じなので、フィルタで分離することはできない。以上の理由で、受信回路14を構成する復調回路出力でキャリア信号の位相雑音を検波されて見えることとなる。また、送信信号の漏れによる飽和の問題があるため、復調回路の前で低雑音増幅を行うことができない。

【0008】

かかる位相雑音を検波される仕組みについて更に、図を用いて説明する。図5は、図2に示したRFID用送受信装置1の送信回路12及び受信回路14の具体的構成例を示す図である。

【0009】

図6は、受信回路14を構成する復調回路14bの入力信号を示す図である。復調回路14bの入力信号は、局部発振回路11からの局部発振信号17(図6A)と、送受共用器13を減衰して通過する成分15aとアンテナ給電端からの反射波15bを含む送信信号の漏れ成分15(図6B)である。

【0010】

したがって、復調回路14bの動作が乗算であるとして、2倍波成分を省略したときに、復調回路14bの出力は(1)式で表される。

【0011】

【数1】

$$\begin{aligned} & \cos[\omega t + p[t]] \times \cos[\omega(t - \tau) + P[t - \tau]] \\ \Rightarrow & \frac{1}{2} \cos[\omega \tau + P[t] - P[t - \tau]] \end{aligned}$$

・・・(1)

式(1)において、復調回路の出力における位相雑音成分の大きさを決める項

【0012】

【数2】

$$P[t] - P[t - \tau]$$

は、 $\tau = 0$ の時、0であり、位相雑音が時間に関して相関を持つときが大きくなるほど大きくなる。

【0013】

ただし、上記式において、

【0014】

10

20

30

40

【数 3】

$$\cos[\omega t + P[t]]$$

は、局部発振回路 11 からの局部発振信号（図 6 A）であり、

【0015】

【数 4】

$$\cos[\omega(t - \tau) + P[t - \tau]]$$

は、送信信号の漏れ 15（図 6 B）である。

【0016】

一方、位相雑音成分は、

【0017】

【数 5】

$$P[t] = \int_0^t du \int_0^u h[u - v] g[v] dv$$

のように表される。ここで、

【0018】

【数 6】

$$g[t]$$

は局部発振回路 11 の VCO の入力雑音、

【0019】

【数 7】

$$h[t]$$

は VCO 入力段の周波数特性（ループフィルタ特性）であり、位相雑音成分は時間に関して相関を持つ。

【0020】

上記関係式から局部発振回路 11 からの局部発振信号と送信信号の漏れ 15 に対する復調回路 14 b 入力までの経路がそれぞれ異なり、図 6 に示されるように復調回路への経路時間差がある場合、経路時間差が大きくなるほど送信信号の漏れ 15（図 6 B）と局部発振信号（図 6 A）の相関が小さくなり、復調回路 14 b から出力される雑音成分が大きくなることわかる。図 7 は、経路時間差と雑音レベル（相対値）の関係を示すグラフである。図 7 のグラフから経路時間差が大きくなるほど検波されてくる位相雑音レベルが大きくなり、経路時間差がなければ位相雑音成分は、ほぼキャンセルされることが理解できる。

【0021】

従来技術として特許文献 1 に記載の発明がある。特許文献 1 には、質問器の送出する搬送波（キャリア）自身が持つ位相雑音と、同期検波に付随する PLL 発振回路の位相雑音が復調信号に現れ、これにより受信感度が悪化することに触れている。そして、特許文献 1 に記載の発明は、質問器の同期検波での受信感度の低下を防止することを目的としている。

【特許文献 1】特開 2003 - 174388 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0022】

しかしながら、上記特許文献 1 に記載の発明は、タグからの応答信号を基準にローカル信号 LO の位相を補正する構成である。かかる構成は、応答信号と送信信号の漏れの振幅・位相が殆ど変わらないシステム、即ち 13.56 MHz 程度の低い周波数で応答器との距離が 30 cm 程度の近距離を対象とするシステムにおいて効果を得ることが可能である

10

20

30

40

50

。

【0023】

しかし、UHF帯(860MHz~960MHz)以上の周波数帯でRFID用送受信装置とICタグとの距離が数mでの利用の場合は、距離により位相は360°の10倍以上に変動する。

【0024】

したがって、本発明の目的は、上記特許文献1に記載の発明では適用できない条件においても、タグとの距離に拘わらず雑音低下、従って高感度受信を可能とするRFID用送受信装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

10

【0025】

上記の本発明の目的を達成するRFID用送受信装置の第1の態様は、局部発振信号を生成する局部発振回路と、前記局部発振回路から出力される局部発振信号の周波数を用いて、受信信号を復調する復調回路と、前記局部発振回路から出力される局部発振信号を変調および増幅して送信する送信回路と、前記送信回路からの送信信号を送受共用アンテナに供給し、前記送受共用アンテナで受信される受信信号を前記復調回路側に分岐する送受共用器と、更に、前記局部発振回路と前記復調回路との間に遅延回路を有し、前記遅延回路の遅延量が前記局部発振回路から出力され、送信される送信信号の前記送受共用器を経由して前記復調回路に入力する漏れ分の経路と、前記局部発振回路から前記復調回路に直接入力する経路との経路差に対応した大きさに設定されていることを特徴とする。

20

【0026】

上記の本発明の目的を達成するRFID用送受信装置の第2の態様は、第1の態様において、

更に、前記復調回路の出力に基づき雑音レベルを検知する制御処理回路を有し、前記制御処理回路は、前記検知される雑音レベルに対応して前記遅延回路の遅延量をフィードバック制御することを特徴とする。

【0027】

上記の本発明の目的を達成するRFID用送受信装置の第3の態様は、局部発振信号を生成する局部発振回路と、前記局部発振回路から出力される局部発振信号の周波数を用いて、受信信号を復調する復調回路と、前記局部発振回路から出力される局部発振信号を変調する変調回路と、前記変調回路から出力される送信信号を送受共用アンテナに供給し、前記送受共用アンテナで受信される受信信号を前記復調回路側に分岐する送受共用器と、更に、前記変調回路から出力される局部発振信号を前記復調回路に供給する経路とを有し、前記経路と、送信される送信信号の前記送受共用器を経由して前記復調回路に入力する漏れ分の経路における遅延量が同じ大きさに設定されていることを特徴とする。

30

【0028】

上記の本発明の目的を達成するRFID用送受信装置の第4の態様は、前記第1乃至3の態様のいずれかにおいて、更に送受共用アンテナと、前記送受共用アンテナと前記送受共用器を接続する遅延回路を有し、該遅延回路の遅延量は、前記送受共用器から前記送受共用アンテナ側を見たインピーダンスを特性インピーダンスにほぼ等しくするように設定されていることを特徴とする。

40

【0029】

上記の本発明の目的を達成するRFID用送受信装置の第5の態様は、前記第2の態様において、前記制御処理回路における雑音レベルの検知は、前記送信回路からタグに向けてのコマンド送信を停止した状態で行うことを特徴とする。

【0030】

本発明の特徴は、以下に図面に従い説明される発明の実施の形態例から更に明らかになる。

【発明の効果】

【0031】

50

本発明により、タグとの距離に拘わらず雑音レベルを低下させ、従って高感度受信が可能であり、また、UHF帯以上の周波数におけるシステムの安定化を可能とするRFID用送受信装置が得られる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0032】

以下に図面に従い、本発明の実施の形態例を説明する。なお、実施の形態例は本発明の理解のためのものであり、本発明の技術的範囲がこれに限定されるものではない。

【0033】

図8は、本発明に従うRFID用送受信装置の第1の実施例ブロック図である。本実施例の特徴は、図5に示す従来構成との比較において局部発振回路11と復調回路14bとの間に遅延回路18を備えていることにある。

10

【0034】

図8において、局部発振回路11から変調回路12b及び電力増幅器12cを通して送出される送信信号が送受共用器13から漏れて復調回路14bに至る漏れ信号15の経路は、局部発振回路11から復調回路14bに直接供給される局部発振信号17の経路よりも大きく、位相差が生じる。

【0035】

したがって、図8における特徴として、遅延回路18により局部発振回路11から復調回路14bに直接供給される局部発振信号17の経路に遅延を与えて漏れ信号15の経路を等しくする。これにより、図7に示したように、経路差が“0”である場合と同じになり、相対雑音レベルを最小にすることができる。

20

【0036】

図9は、本発明に従うRFID用送受信装置の第2の実施例ブロック図である。第2の実施例の特徴は、局部発振回路11から復調回路14bに供給される局部発振信号17の経路と、局部発振回路11から送受共用器13を経由する漏れ信号15の経路を実質的に等しくするように回路構成を組み合わせた点にある。

【0037】

すなわち、局部発振回路11から復調回路14bに直接局部発振信号を供給せずに、電力増幅器12cの後段に結合回路12dを設けて、復調回路14bに供給される局部発振信号17と、送受共用器13を経由する漏れ信号15との経路の差を小さくする。さらに、存在する経路の微少差に対応する遅延量は、結合回路12dと復調回路14bとの間に遅延回路18を設けて調整する。

30

【0038】

かかる図9の実施例においても復調回路14bに供給される局部発振信号17と、送受共用器13を経由する漏れ信号15との経路をほぼ同じにすることができるので、位相雑音を低減することができる。

【0039】

図10は、更に第3の実施例である。この実施例の特徴は、図8の第1の実施例における遅延回路18の遅延量を受信検知される雑音レベルに応じて適応的に制御することにある。

40

【0040】

すなわち、復調回路14bの出力を増幅器14c及びローパスフィルタ14を通してA/D変換器14dに入力し、デジタル信号に変換する。A/D変換器14dのデジタル出力は、制御処理回路10に入力され、雑音レベルが判断される。

【0041】

制御処理回路10は、雑音レベルに応じた補正量制御信号19を遅延回路18に送り対応する遅延量を与えるようにフィードバック制御する。これにより遅延量を雑音レベルに従って適応的に制御が可能である。制御処理回路10は、かかる制御を実行するために補正レベルと補正量制御信号との対応テーブルを備えて構成することが可能である。

【0042】

50

図 1 1 は、図 1 0 における復調回路 1 4 b の構成例である。図 1 2 は、図 1 1 の復調回路を用いる場合の制御処理回路 1 0 の遅延回路 1 8 に対する処理フローである。また、図 1 3 は、遅延回路 1 8 における遅延量制御を説明する図である。

【 0 0 4 3 】

図 1 1 に戻り説明する。復調回路 1 4 b において、受信信号 R X を互いに直交する I チャネル信号と Q チャネル信号に分離する直交分離回路 1 4 1 と、I チャネル信号と局部発振回路 1 1 から出力される局部発振信号 (L O) 1 7 を掛け算する乗算器 1 4 2 と、位相器 1 4 4 を通して局部発振回路 1 1 から出力される局部発振信号を 90° 移相して Q チャネル信号と掛け算する乗算器 1 4 3 を有して構成される。

【 0 0 4 4 】

図 1 2 において、キャリブレーションを行って遅延回路 1 8 の遅延量を設定する際は、RFID 用送信装置から IC タグに向けてのコマンドの送信を停止した状態で行う (ステップ S 1)。制御処理回路 1 0 は、復調回路 1 4 b から出力される I、Q チャネル復調信号を入力とし、復調回路出力の初期電力 $P 1 (= I^2 + Q^2)$ を求める (ステップ S 2)。

【 0 0 4 5 】

ここで、上記のように遅延回路 1 8 のキャリブレーションを行う際は、RFID 用送信装置から IC タグに向けてのコマンドの送信を停止した状態で行うので求めた電力 ($I^2 + Q^2$) は、経路差に基づく雑音レベルに相当する。

【 0 0 4 6 】

ついで、遅延回路 1 8 の遅延量を τ_1 増加する (ステップ S 3)。この時の復調回路 1 4 b の出力電力 $P 2 (= I^2 + Q^2)$ を求める (ステップ S 4)。この遅延量を τ_1 増加したときの電力 $P 2$ と初期電力 $P 1$ を比較する (ステップ S 5)。この電力比較において、 $P 2 < P 1$ であれば (ステップ S 5, Yes)、復調回路 1 4 b に直接入力される局部発振信号 (L O) 1 7 の経路が大きくなる方向で送受共用器 1 3 を経由してくる漏れ成分との経路差が小さくなり、雑音レベルが小さくなることを示している。

【 0 0 4 7 】

ここで、図 1 3 は、かかる経路差と雑音レベルとの関係を示している。さらに、図 1 3 A において、経路差が位相差 $\theta / 2$ に相当する点を中心に雑音レベルが増減する特性を示しており、ここでは最小の雑音レベルがフィードバック制御の目標値である。

【 0 0 4 8 】

図 1 3 B は、図 1 3 A の経路差を正負に拡張して表現したもので、位相差 $\theta / 2$ に相当する経路差より小さな範囲で遅延回路 1 8 の遅延量を制御した場合に、最小の雑音レベルの目標値に向かう制御の方向を示している。

【 0 0 4 9 】

前記ステップ S 5 において、 $P 2 < P 1$ となる場合は、図 1 3 B において、例えば制御の方向 I に対応していると理解できる。

【 0 0 5 0 】

さらに、図 1 2 に戻り、 $P 2 < P 1$ であれば (ステップ S 5, Yes)、 $P 1 = P 2$ として (ステップ S 6)、ステップ S 3 に戻り更に遅延量を τ_1 を追加設定してステップ S 4 以降の処理を継続する。

【 0 0 5 1 】

一方、ステップ S 5 において、 $P 2 > P 1$ であれば (ステップ S 5, No)、遅延量を τ_2 ($< \tau_1$) だけ小さくする方向に設定する (ステップ S 7)。次いで、この時の復調回路出力の電力 $P 2 (= I^2 + Q^2)$ を求める (ステップ S 8)。この遅延量を τ_2 減らしたときの電力 $P 2$ と初期電力 $P 1$ を比較する (ステップ S 9)。

この電力比較において、 $P 2 < P 1$ であれば (ステップ S 9, Yes)、送受共用器 1 3 からの漏れ成分 1 5 の経路に対し、局部発振回路 1 1 から復調回路 1 4 b への直接の経路を小さくする方向で経路差が小さくなり、雑音レベルが小さくなることを示している。これは、先に説明した図 1 3 B において、制御の方向 II に対応している。

【 0 0 5 2 】

10

20

30

40

50

したがって、目標値に向かうために、 $P_1 = P_2$ として(ステップS10)、ステップS7に戻り更に遅延量 τ_2 を減らす設定をしてステップS7以降の処理を継続する。

【0053】

ここで、上記経路差の制御範囲(図13A参照)について考察する。直交変調の場合、図11に示すようにI、Q両チャンネルの合成で最適値に設定することが必要である。図14は、図7に示した経路時間差と雑音レベル(相対値)を再掲した図であるが、IチャンネルとQチャンネルには 90° の位相差があるために、一方のチャンネルを最適にしても他方のチャンネルの雑音レベルが大きくなる。

【0054】

例えば、図14において、Iチャンネルを -85 dB に設定したとしてもQチャンネルはIチャンネルに対して 90° の位相差があるので、 -40 dB と雑音レベルが大きくなる(図14, A参照)。したがって、I、Qの合成で最適値になるように制御する(図14, B参照)。

【0055】

図15は、I、Q両チャンネルの雑音の和($I^2 + Q^2$)について、経路時間差と雑音レベル(相対値)について求めたグラフである。図15において、例えば、経路時間差 0.5 (経路差 $\tau/2$)にあるとき、遅延回路18の遅延量を制御して経路時間差を 0.2 (経路差 $\tau/5$)に補正することにより 10 dB 雑音レベルが改善する(図15, II参照)。

【0056】

次に、図16は更に本発明の別の実施例を示す図である。この実施例の特徴は、送受共用器13とアンテナ16の給電端との間に遅延回路20を設けた構成にある。ここで、送受共用器のポート割当は、TX端ANT端は通過、TX端RX端は阻止、ANT端RX端は結合となるようにしてある。

【0057】

ここで、遅延回路20は、実施例として、図17に示すように送受共用器13とアンテナ(図中では負荷 Z_L)との間に配置した線路長 l の遅延線DLにより構成する。この遅延線DLによりアンテナ16と送受共用器13との線路長 l が調整できる。

【0058】

線路長 l 、アンテナ負荷インピーダンス Z_L 、線路の特性インピーダンス Z_0 とすると送受共用器からアンテナ側を見たインピーダンス Z は、次のようになる。

【0059】

【数8】

$$Z = Z_0 \frac{Z_L \cos \beta l + Z_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + Z_L \sin \beta l}$$

図18は、図17で送受共用器からアンテナ側を見たインピーダンス Z と線路長 l との関係を示すグラフである。なお、線路長は波長 λ で正規化してあり、 $Z_0 = 50$ 、 $Z_L = 47$ として求めている。図18から線路長 l を変えることによりアンテナ端インピーダンス Z が変化することが理解できる。

【0060】

一方、アンテナ側インピーダンス Z により送信信号の漏れ量が変化する。したがって、遅延回路20として挿入した遅延線DLなどにより給電端までの線路長 l を調整して漏れ量を制御することができる。送受共用器13の結合度(送信側(TX)端受信側(RX)端)は、アンテナ端インピーダンスが特性インピーダンス Z_0 に一致するとき、理論的には無限小(0)になる。しかし、実際の回路では -40 dB 程度が限界である。

【0061】

このように、本発明の実施例において、遅延回路20を設け、遅延回路20の線路長を調整することにより、送受共用器からアンテナ側を見たインピーダンス Z を、より特性インピーダンスに近づけることにより送信信号の復調回路側への漏れ量を小さくすることが

10

20

30

40

50

できる。

【0062】

なお、図16における共用アンテナ16と送受共用器13の間に遅延回路20を備える構成は、先に説明した図5、図8及び、図9の実施の形態例においても適用可能である。

【0063】

図19は、図16の実施例を拡張する例である。複数のICタグに対して共通のRFID送受信装置を使用する場合、切換器21により複数のアンテナ16a~16dを切換接続する。

かかる実施例においても図16の実施例の原理が適用可能である。すなわち、切換器21と各アンテナ16a~16dとの間に遅延回路22a~22dを挿入する。

10

【0064】

遅延回路22a~22dのそれぞれにおける線路長を調整して対応するアンテナ端インピーダンスを特性インピーダンスに近づけることにより、送信信号の復調回路14bへの漏れを最小にすることが可能である。

【産業上の利用可能性】

【0065】

上記に図面に従い説明したように、本発明によりタグとの距離に拘わらず雑音を低下させ、高感度受信を可能とするRFID用送受信装置が提供される。したがって、高信頼性のRFIDシステムの構築が可能である。

【図面の簡単な説明】

20

【0066】

【図1】RFIDシステムを説明する図である。

【図2】RFID用送受信装置の一構成例である。

【図3】送信信号の漏れ成分とアンテナの給電端での反射を説明する図である。

【図4】上りと下りの周波数の異なる場合の送信信号の漏れ成分とアンテナの給電端での反射を説明する図である。

【図5】図2に示したRFID用送受信装置1の送信回路及び受信回路の具体的構成例を示す図である。

【図6】受信回路を構成する復調回路の入力信号を示す図である。

【図7】経路時間差と雑音レベル（相対値）の関係を示すグラフである。

30

【図8】本発明に従うRFID用送受信装置の第1の実施例ブロック図である。

【図9】本発明に従うRFID用送受信装置の第2の実施例ブロック図である。

【図10】本発明に従うRFID用送受信装置の第3の実施例ブロック図である。

【図11】図10における復調回路14bの構成例である。

【図12】図11の復調回路を用いる場合の制御処理回路10の遅延回路18に対する処理フローである。

【図13】遅延回路18における遅延量制御を説明する図である。

【図14】図7に示した経路時間差と雑音レベル（相対値）を再掲した図である。

【図15】I、Q両チャンネルの雑音の和（ $I^2 + Q^2$ ）について、経路時間差と雑音レベル（相対値）について求めたグラフである。

40

【図16】更に本発明の別の実施例を示す図である。

【図17】遅延回路20の実施例である。

【図18】アンテナ側インピーダンスZと線路長lとの関係を示すグラフである。

【図19】図16の実施例を拡張する例である。

【符号の説明】

【0067】

1 RFID用送受信装置

2 ICタグ

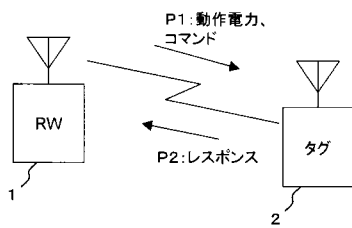
10 制御処理回路

11 局部発振回路

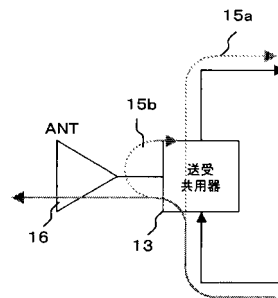
50

- 1 2 送信回路
- 1 3 送受共用器
- 1 4 受信回路
- 1 5 送信信号の漏れ
- 1 6 アンテナ

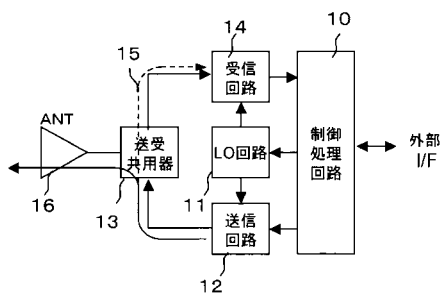
【図1】



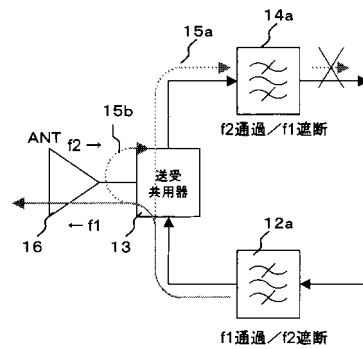
【図3】



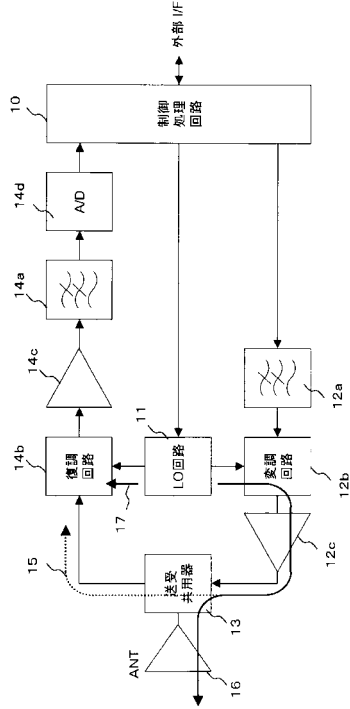
【図2】



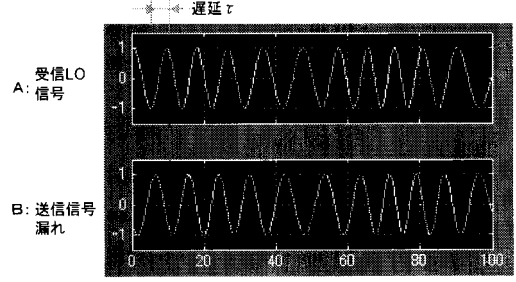
【図4】



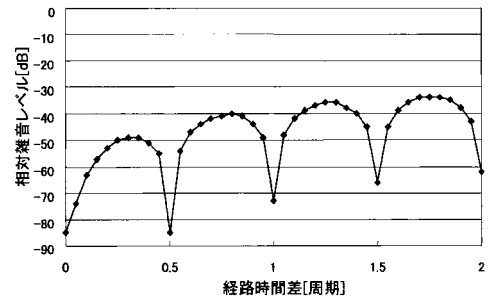
【図5】



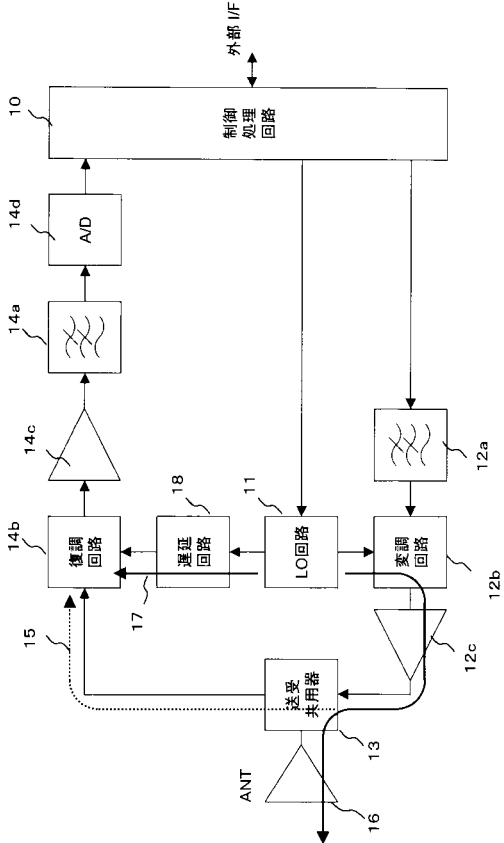
【図6】



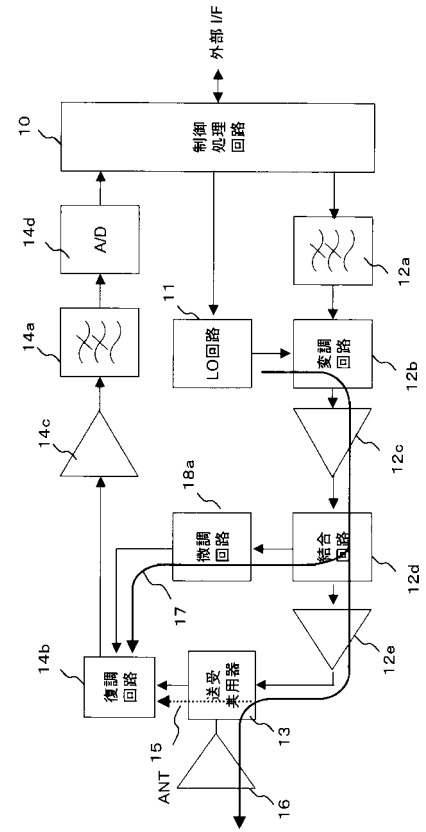
【図7】



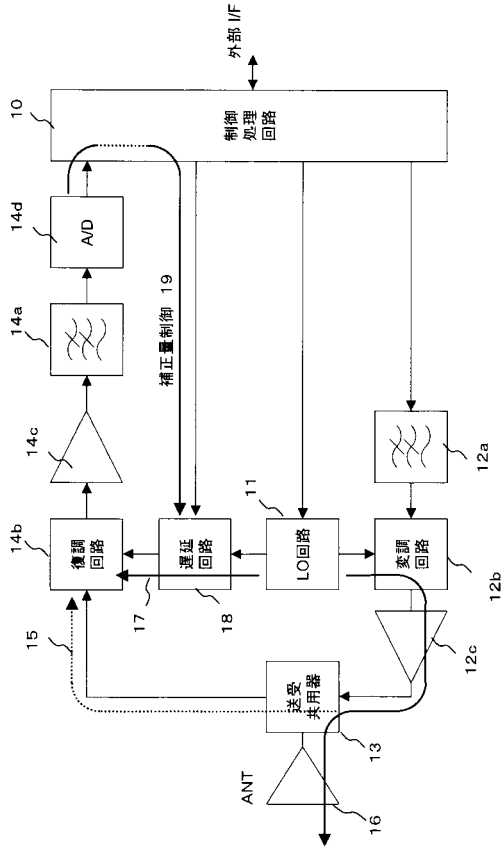
【図8】



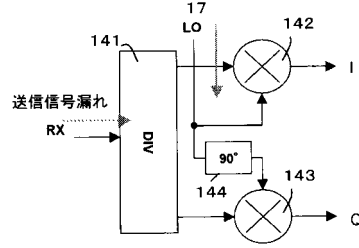
【図9】



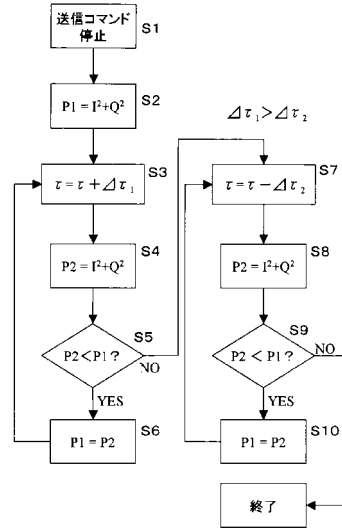
【図10】



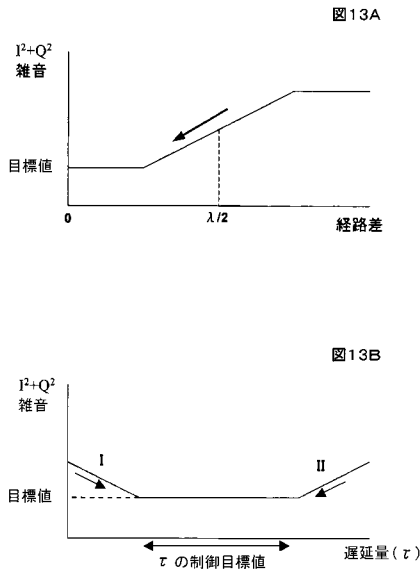
【図11】



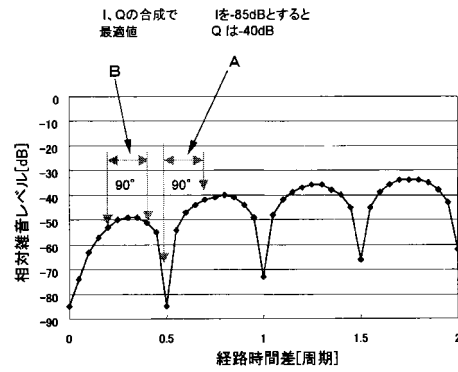
【図12】



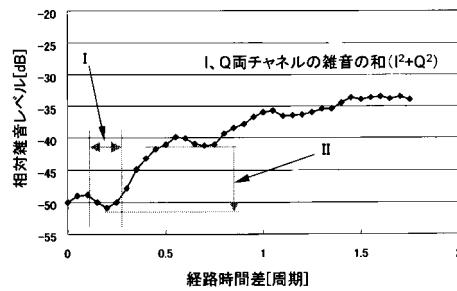
【図13】



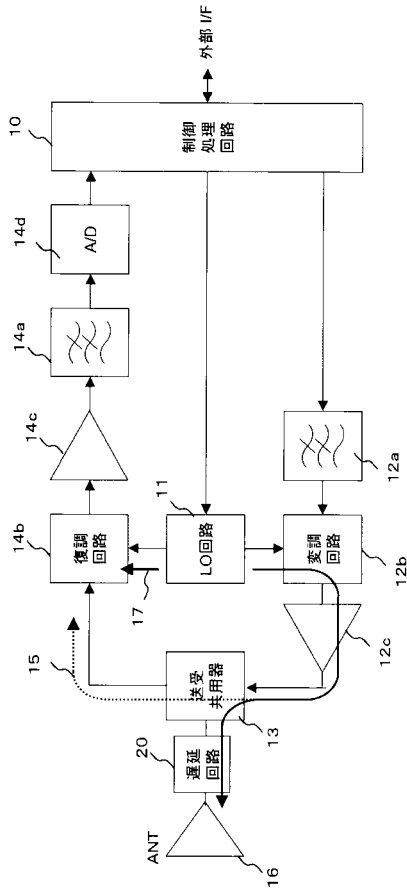
【図14】



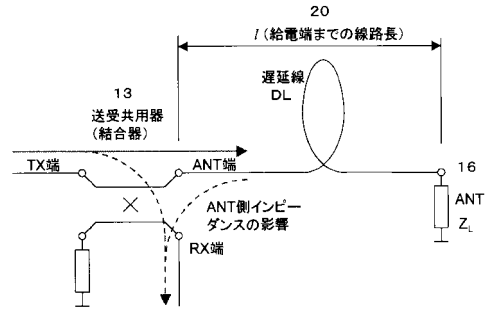
【図15】



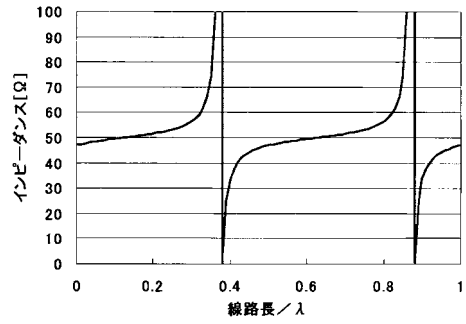
【図16】



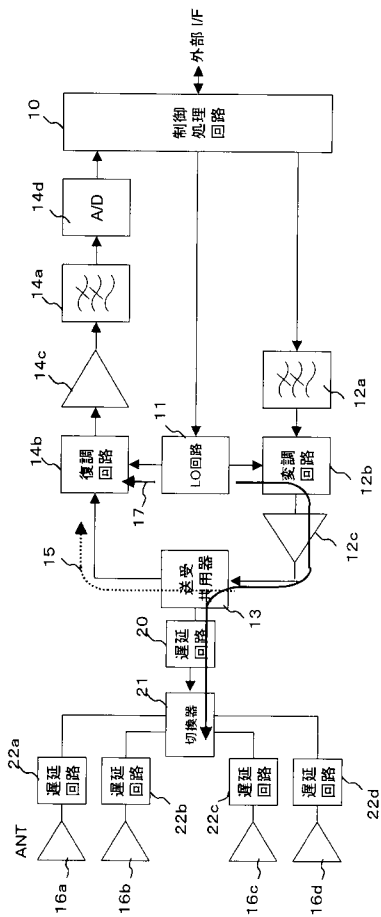
【図17】



【図18】



【図19】



フロントページの続き

(72)発明者 川崎 雄介

東京都稲城市矢野口1776番地 富士通フロンテック株式会社内

(72)発明者 黒田 収

北海道札幌市北区北七条西四丁目3番地1 富士通モバイルコミュニケーションテクノロジーズ株式会社内

(72)発明者 田中 良紀

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

審査官 甲斐 哲雄

(56)参考文献 特開平11-074823(JP,A)

特開2003-174388(JP,A)

特開平08-122429(JP,A)

特開平09-069799(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 5/02

H04B 1/38 - 1/58

H04B 1/59

G06K 17/00