

(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2006-186761

(P2006-186761A)

(43) 公開日 平成18年7月13日(2006.7.13)

(51) Int.C1.	F 1	テーマコード (参考)
<b>HO4B 1/04</b>	(2006.01) HO4B 1/04	A 5KO22
<b>HO4L 25/49</b>	(2006.01) HO4L 25/49	C 5KO29
<b>HO4J 13/00</b>	(2006.01) HO4J 13/00	Z 5KO60

審査請求 未請求 請求項の数 19 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2004-379188 (P2004-379188)	(71) 出願人	503121103 株式会社ルネサステクノロジ 東京都千代田区丸の内二丁目4番1号
(22) 出願日	平成16年12月28日 (2004.12.28)	(74) 代理人	100068504 弁理士 小川 勝男
		(74) 代理人	100086656 弁理士 田中 恭助
		(72) 発明者	前木 陽 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内
		(72) 発明者	藤原 亮介 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】ウルトラワイドバンド送信機及びそれを用いた送受信機

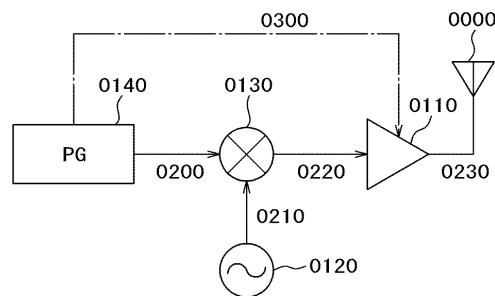
## (57) 【要約】

図 1

【課題】UWB - IR通信において、アンテナから出力されるパルス列送信信号へのローカル信号リークが低減されたウルトラワイドバンド送信機を提供すること。

【解決手段】送信するデータに応じて間欠的に発生するパルスが配列されたパルス信号を生成するパルス発生器0140と、ローカル信号を発生する発振器0120と、パルス発生器が出力するパルス信号と発振器が出力するローカル信号とを入力してパルス信号を周波数変換し、それによって高周波信号を出力する周波数変換器0130と、周波数変換器が出力する高周波信号を增幅する増幅器0110と、増幅器が出力する高周波信号を空中に放射するアンテナ0000とを備える。制御信号0300を用い、間欠的に発生するパルスの休止期間に対応する期間において、アンテナから出力される高周波信号に対するローカル信号の漏洩を低減する。

【選択図】図 1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

送信するデータに応じて間欠的に発生するパルスが配列された第1の信号を生成するパルス発生器と、

連続波である第2の信号を発生する発振器と、

上記パルス発生器が出力する上記第1の信号と上記発振器が出力する上記第2の信号とを入力して上記第1の信号を周波数変換し、それによって第3の信号を出力する周波数変換器と、

上記周波数変換器が出力する上記第3の信号を増幅する増幅器と、

上記増幅器が出力する上記第3の信号を空中に放射するアンテナとを具備して成り、

間欠的に発生する上記パルスの休止期間において、上記アンテナから出力される上記第3の信号への上記第2の信号の漏洩が低減されることを特徴とする送信機。10

**【請求項 2】**

請求項1において、

間欠的に発生する上記パルスの発生期間を含むパルス幅を有する第4の信号を生成する制御パルス発生器を更に具備し、

上記第3の信号への上記第2の信号の漏洩を低減するために上記第4の信号が用いられることを特徴とする送信機。11

**【請求項 3】**

請求項2において、

上記発振器から上記アンテナに至る上記第2の信号の信号伝送路において、上記信号伝送路は、上記第4の信号の上記休止期間に対応する期間に上記第2の信号の伝送が抑制される部位を含んでいることを特徴とする送信機。20

**【請求項 4】**

請求項2において、

上記増幅器は、上記第4の信号の上記休止期間に対応する期間に増幅後の上記第3の信号の出力レベルを低減することを特徴とする送信機。21

**【請求項 5】**

請求項2において、

上記周波数変換器は、上記第4の信号の上記休止期間に対応する期間に上記第3の信号の出力レベルを低減することを特徴とする送信機。30

**【請求項 6】**

請求項2において、

上記発振器は、上記第4の信号の上記休止期間に対応する期間に上記第2の信号の出力レベルを低減することを特徴とする送信機。31

**【請求項 7】**

請求項2において、

上記周波数変換器と上記発振器の間に上記第4の信号によって開閉するスイッチが接続されており、上記スイッチは、上記第4の信号の上記休止期間に対応する期間に開いて、上記第2の搬送波信号を遮断することを特徴とする送信機。40

**【請求項 8】**

請求項2において、

上記周波数変換器と上記発振器との間に上記第2の信号を増幅するバッファ増幅器が接続されており、上記バッファ増幅器は、上記第4の信号の上記休止期間に対応する期間に増幅後の上記第2の信号の出力レベルを低減することを特徴とする送信機。41

**【請求項 9】**

請求項2において、

上記アンテナは整合回路を備えており、上記整合回路は、上記第4の信号の上記休止期間に対応する期間に上記アンテナに与える上記第3の信号の出力レベルを低減することを特徴とする送信機。50

**【請求項 10】**

請求項 2 において、

上記増幅器と上記アンテナとの間に送受信を切り替える切替器が接続されており、上記切替器は、上記第 4 の信号の上記休止期間に対応する期間は受信に切り替えられていることを特徴とする送信機。

**【請求項 11】**

送信データを入力して第 3 の信号を出力する送信回路と、

上記送信信号を空中に放射し、かつ、到来する電波を受信して第 4 の信号を出力するアンテナと、

上記アンテナが出力する上記第 4 の信号を入力して、受信データを出力する受信回路と

10

、  
上記送信回路と上記アンテナとの接続と、上記アンテナと上記受信回路との接続とを切り替える切替器とを具備して成り、

上記送信回路は、

送信するデータに応じて間欠的に発生するパルスが配列された第 1 の信号を生成するパルス発生器と、

連続波である第 2 の信号を発生する発振器と、

上記パルス発生器が出力する上記第 1 の信号と上記発振器が出力する上記第 2 の信号とを入力して上記第 1 の信号を周波数変換し、それによって第 3 の信号を出力する周波数変換器と、

20

上記周波数変換器が出力する上記第 3 の信号を増幅する増幅器と、

上記増幅器が出力する上記第 3 の信号を空中に放射するアンテナとを具備して成り、

間欠的に発生する上記パルスの休止期間において、上記アンテナから出力される上記第 3 の信号への上記第 2 の信号の漏洩が低減されることを特徴とする送受信機。

**【請求項 12】**

請求項 11 において、

間欠的に発生する上記パルスの発生期間を含むパルス幅を有する第 5 の信号を生成する制御パルス発生器を更に具備し、

上記第 3 の信号への上記第 2 の信号の漏洩を低減するために上記第 5 の信号が用いられることを特徴とする送信機。

30

**【請求項 13】**

請求項 12 において、

上記発振器から上記アンテナに至る上記第 2 の信号の信号伝送路において、上記信号伝送路は、上記第 5 の信号の上記休止期間に対応する期間に上記第 2 の信号の伝送が抑制される部位を含んでいることを特徴とする送信機。

**【請求項 14】**

請求項 12 において、

上記増幅器は、上記第 5 の信号の上記休止期間に対応する期間に増幅後の上記第 3 の信号の出力レベルを低減することを特徴とする送信機。

40

**【請求項 15】**

請求項 12 において、

上記周波数変換器は、上記第 5 の信号の上記休止期間に対応する期間に上記第 3 の信号の出力レベルを低減することを特徴とする送信機。

**【請求項 16】**

請求項 12 において、

上記発振器は、上記第 5 の信号の上記休止期間に対応する期間に上記第 2 の信号の出力レベルを低減することを特徴とする送信機。

**【請求項 17】**

請求項 12 において、

上記周波数変換器と上記発振器の間に上記第 5 の信号によって開閉するスイッチが接続

50

されており、上記スイッチは、上記第5の信号の上記休止期間に対応する期間において、上記第2の搬送波信号を遮断することを特徴とする送信機。

【請求項18】

請求項12において、

上記周波数変換器と上記発振器との間に上記第2の信号を増幅するバッファ増幅器が接続されており、上記バッファ増幅器は、上記第5の信号の上記休止期間に対応する期間に増幅後の上記第2の信号の出力レベルを低減することを特徴とする送信機。

【請求項19】

請求項12において、

上記切替器は、上記第5の信号の上記休止期間に対応する期間は受信に切り替えられていることを特徴とする送受信機。 10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、パルス列を伝送信号として用いるウルトラワイドバンド通信システムの送信機及びそれを用いた送受信機に関する。

【背景技術】

【0002】

インパルス状の非常に狭いパルス幅のパルス列を用いて通信を行なうウルトラワイドバンド・インパルスラジオ（以下「UWB - IR」という）通信方式においては、変調方式として、例えば、送信データの値に応じてパルス列の極性を反転するBPSK (Binary Phase Shift Keying)や、送信データの値に応じてパルスが時間的に位置をシフトするPPM (Pulse Position Modulation)が用いられる。 20

【0003】

非特許文献1にガウシアンモノパルスをPPMで変調する通信システムが開示されている。また、拡散符号を用いて拡散した送信データのパルス列に対してBPSK変調を施す例があり、そのような直接拡散を用いたBPSK変調型のUWB - IR送信機が例えば特許文献1及び特許文献2に開示されている。更に、直接拡散を用いたPPM変調型のUWB - IR送信機が例えば特許文献3に開示されている。

【0004】

【特許文献1】特開2002-335189号公報

【特許文献2】特表2003-515974号公報

【特許文献3】特表平10-508725号公報

【非特許文献1】ワイン、エム・ゼット (Win, M.Z.) 他、「インパルス・ラジオ：ハウ・イット・ワークス (Impulse radio: how it works)」、(米国)、アイイーイー・コミュニケーションズ・レタース (IEEE Communications Letters)、1998年2月、第2巻第2号、P.10-13

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

最近、周波数資源の有効利用が可能なUWB - IR通信方式が注目されている。インパルス状のパルス列を用いた通信方式では、通常の連続波を用いた信号伝送とは異なり、断続的なエネルギー信号の送受によって情報の伝送が行なわれる。パルス列を構成するパルスが非常に狭いパルス幅を持つので、その信号スペクトラムは通常の連続波を用いた通信に比べ周波数帯域が広がり、信号のエネルギーが広帯域にわたり分散される。その結果、各周波数における信号エネルギーは微小なものとなり、他の通信システムと干渉を起こすことなく通信が可能となり、周波数帯域の共有が可能になる。この広帯域通信 (UWB) 方式は、米国連邦通信委員会 (FCC) において、3.1 ~ 10.6 GHzの周波数帯で、-41.3 dBm / MHzと非常に低い電力値で使用が認可されている。また、日本をはじめ各国において、広帯域で低電力な通信方式として、許認可の動きがある。 40 50

## 【0006】

UWB - IR 通信方式における信号波形例を図18に示す。図18における(a)の波形は、BPSKによりパルス列を変調したUWB - IR 信号波形例であり、送信データの値に応じてパルス列の極性が反転する。図18における(b)の波形は、PPMによりパルス列を変調したUWB - IR 信号波形例である。PPMでは、送信データの値に応じてパルスが時間的に位置をシフトする。

## 【0007】

直接拡散を用いたBPSK変調型UWB - IR 送信装置の概略例を図19に示す。情報ソース(DATA)0310は情報を送信データとして出力する。拡散符号生成部(CODEG)0320は、PN(pseudo-random noise)系列などの拡散符号系列を出力する。このとき、拡散符号系列は、情報ソース0310が outputする送信データより高速なレートで生成される。乗算器(MUX)0330は、情報ソース0310から出力された送信データに対して拡散符号系列生成部0320によって生成された拡散符号系列を乗算することにより、送信データを拡散し、拡散データ列を生成する。パルス生成部(PP)0340は、乗算部0330が outputする拡散データ列に応じて、間欠的に発生するパルスによる送信パルス列を生成する。このとき、拡散データ列の値に応じて、パルス列を構成する各パルスの極性が反転させられる。パルス生成部0340で生成されたパルス列は、無線周波数(以下「RF」という)フロントエンド(RFFE)0360によって周波数変換や增幅の他、帯域制限などのRF信号処理を施されて、アンテナ0000から送信される。情報ソース0310、乗算部0330、拡散符号系列生成部0320及びパルス生成部0340によってパルス発生器(PG)0140が構成される。

10

20

30

## 【0008】

次に、RFフロントエンド0360の構成例を図20に、図20の各点における信号波形を図21に示す。パルス発生器0140により出力された送信パルス列0200は、周波数変換器であるミキサ0130において、ローカル発振器(OSC)0120から出力されるローカル信号(搬送波信号)0210により周波数変換される。ミキサ0130により周波数変換されて出力される高周波信号0220は電力増幅器(PA)0110により所定の電力に電力増幅された後、UWB高周波信号0230としてアンテナから出力される。このとき、伝送レートは、パルス発生器0140において生成されたパルスの繰り返し周期と、情報ビットをパルスに拡散した割合(拡散率)などにより設定される。

## 【0009】

以上の構成において、ローカル発振器0120からのローカル信号0210がミキサ0130の出力に漏洩する「ローカルリーク」が発生し、このリーク電力が他の通信システムや自システムへの妨害波となることが問題になる。更に、このローカルリーク電力は前述の米国連邦通信委員会の規定 - 41.3 dBm / MHz 以下に抑える必要がある。

## 【0010】

以下に、ミキサの「ローカルリーク」の発生原理を説明する。周波数の異なる2つの信号を入力し周波数変換を行なうミキサは、デバイスの持つ非線形性或いは乗算機能を利用して、周波数の変換を行なう。図22に示す2ポートモデルを用いると、非形成動作における入出力の関係は、級数展開により式(1)で表される。

## 【0011】

40

## 【数1】

$$v_{\text{OUT}} = \sum_{n=0}^N c_n (v_{\text{IN}})^n \quad \cdots (1)$$

なお、 $v_{\text{IN}}$ 、 $v_{\text{OUT}}$ は図22に示す非線形性動作モデルへの入力信号及び出力信号を示し、 $c_n$ は級数展開のn次の項の係数である。

## 【0012】

ここでミキサへの入力信号 $v_{\text{IN}}$ を、振幅 $v_{\text{bb}}$ 角周波数 $\omega_{\text{bb}}$ のベースバンド信号と振幅 $v_{\text{L0}}$ 角周波数 $\omega_{\text{L0}}$ のベースバンド信号の和を式(2)で表すと、

## 【0013】

50

【数2】

$$V_{IN} = V_{BB} \cos(\omega_{BB} t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) \quad \cdots(2)$$

式(1)よりミキサ出力 $V_{OUT}$ には、 $p, q$ を0以上の整数として $p_{BB} \pm q_{LO}$ の成分の信号が出力される。なお、BBはベースバンド、LOはローカルを表す略語であり、以下の略語を用いて記述する。

【0014】

周波数変換を目的とするミキサでは $p = 1, q = 1$ の成分が必要となり、 $n = 3$ の高次の項は不要なだけでなく、希望周波数の近くの周波数に現れ、フィルタにより除去困難な成分となる。従って回路設計においては、可能な限り $n = 2$ で表される二乗ミキサ(square-law Mixer)を設計することが行われる。二乗ミキサにおいては、式(1)の $n$ が3以上の高次の項を省略することができ、ミキサ出力 $V_{OUT}$ は、基本波成分を $V_{fund}$ 、2倍波の成分を $V_{square}$ 、入力2波の和成分ないし差成分の項を $V_{cross}$ として、以下の式(3)、式(4)、式(5)、式(6)式で表される。

【0015】

【数3】

$$V_{OUT} = V_{fund} + V_{square} + V_{cross} \quad \cdots(3)$$

【0016】

【数4】

$$V_{fund} = C_1 [V_{BB} \cos(\omega_{BB} t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)] \quad \cdots(4)$$

【0017】

【数5】

$$V_{square} = C_2 [2 + V_{BB}^2 \cos(2\omega_{BB} t) + V_{LO}^2 \cos(2\omega_{LO} t)] \quad \cdots(5)$$

【0018】

【数6】

$$V_{cross} = \frac{1}{2} C_2 V_{BB} V_{LO} [\cos(\omega_{BB} - \omega_{LO}) t + \cos(\omega_{BB} + \omega_{LO}) t] \quad \cdots(6)$$

このように、非線形動作を利用して出力するミキサにおいては、ミキサの希望周波数(和成分ないし差成分)を生成する際、ミキサへの入力2波(BB信号とLO信号)が原理的にミキサから出力される。後述するがLO信号は大きな振幅で駆動することが一般的であるため、低電力で送信するUWBなどのシステムにおいてローカルリークの問題は顕著にあらわれる。なお、出力のうち式(5)の2倍波の成分 $V_{square}$ は、一般にフィルタにより除去される。

【0019】

次に、そのような非線形動作を行なう回路の例を図23に示す。図23は、一個のMOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)を利用したミキサの回路図である。M1はMOSFET、C<sub>L</sub>はインダクタ、C<sub>B</sub>は直流遮断用のキャパシタ、R<sub>BIAS</sub>はバイアス抵抗、V<sub>BIAS</sub>及びI<sub>BIAS</sub>は電圧源、電流源を示し、V<sub>BB</sub>、V<sub>LO</sub>、V<sub>RF</sub>はそれぞれBB信号、LO信号、RF信号を示す。

【0020】

ドレイン電流i<sub>D</sub>は、トランジスタM1のデバイス特性であるゲート幅W、ゲート長L、しきい電圧V<sub>T</sub>と、透磁率μ、単位面積当たりのゲート酸化膜容量C<sub>ox</sub>と、ゲート・ソース間電圧V<sub>gs</sub>を用いて式(7)で表される。

【0021】

10

20

30

40

【数7】

$$i_D = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} (V_{gs} - V_T)^2 \quad \dots (7)$$

ゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$  は、交流 B B 信号、交流 L O 信号と直流バイアスから構成されるので、式(7)は以下の式(8)のように書き表すことができる。

【0022】

【数8】

$$i_D = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} \{V_{BIAS} + [v_{BB} \cos(\omega_{BB} t) - v_{LO} \cos(\omega_{LO} t)] - V_T\}^2 \quad \dots (8) \quad 10$$

式(8)で示すように、MOSFETを使った場合は、所望の周波数成分に加え L O 成分が出力されることが分かる。

【0023】

非線形素子としてバイポーラ・トランジスタを使った場合も同様の結果が得られる。バイポーラ・トランジスタでは、コレクタ電流  $i_C$  は、飽和電流  $I_S$ 、しきい電圧  $V_T$  とベース・エミッタ間電圧  $V_{BE}$  を用いて以下の式(9)で表される。

【0024】

【数9】

$$i_C \approx I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad \dots (9) \quad 20$$

式(9)をテイラー展開すると式(10)となる。

【0025】

【数10】

$$i_C \approx I_S \left[ 1 + \frac{V_{IN}}{V_T} + \frac{1}{2} \left( \frac{V_{IN}}{V_T} \right)^2 \right] \quad \dots (10)$$

このとき、入力信号  $v_{IN}$  には、B B 信号、L O 信号とバイアス成分が入力されるため、出力はMOSFETの場合と同様、L O 信号が出力される。 30

【0026】

上に示した構成はシングルバランス・ミキサであり、原理的にローカルリークが発生するという問題を含んでいる。そこで L O リークを抑圧すべくダブルバランス・ミキサによる回路が広く利用されている。ただし、ダブルバランス・ミキサは、回路規模がシングルの約 2 倍になって回路構成が複雑となるため、消費電力と回路サイズは大きくなる。

【0027】

ダブルバランス・ミキサの動作について、図 24 に示すギルバートセル・ミキサを用いて説明する。ギルバートセル・ミキサでは、キャリア信号である差動の L O 信号  $V_{LO+}$ ,  $V_{LO-}$  及び B B 信号  $V_{BB+}$ ,  $V_{BB-}$  が入力され、両信号は乗算され差動の R F 信号  $V_{RF+}$ ,  $V_{RF-}$  となって出力される。このとき、入力する L O 信号を十分に大きな振幅とすることで、トランジスタ M1 ~ M4 はスイッチとして駆動される。 40

【0028】

例えば、図 25 は L O 信号の振幅値が正の場合の動作を表したものである。このとき、トランジスタ M1 とトランジスタ M4 のスイッチが入り、そのバスが導電状態になる。一方、トランジスタ M2 とトランジスタ M3 はオフ状態なので、信号のバスが遮断される。B B 信号は L O 信号と掛け合わされ、差動の R F 信号として出力されるのに対し、L O 信号自体は R F 信号  $RF_+$ ,  $RF_-$  が出力される端子に対し同相で出力されるため、R F 信号出力では打ち消し合いゼロとなる。このようにダブルバランス・ミキサでは、L O 信号が R F 信号出力に対して非対称に結線されているため、原理的には L O 信号が打ち消し合い、R F 信号出力において L O 信号出力が見られない。 50

## 【0029】

次に、パッシブミキサの構成及び動作原理について説明する。パッシブミキサは、受動素子(MOSスイッチなど)から構成されるため消費電力化の観点から有利である。パッシブ型の例として、図26にダブルバランスのスイッチ型N MOSミキサを示す。差動のLO信号 $V_{L0+}$ ,  $V_{L0-}$ 、がトランジスタ・スイッチM1~M4の入力端子から入力される。LO信号 $V_{L0+}$ が正の場合に、トランジスタ・スイッチM1, M4が導通し、トランジスタ・スイッチM2, M3が遮断される。この場合、RF信号 $V_{RF} = BB$ 信号 $V_{BB}$ となる。LO信号 $V_{L0+}$ が負の場合はその逆で、RF信号 $V_{RF} = -BB$ 信号 $V_{BB}$ となる。この動作は、入力BB信号に対して、LO信号の周期を持った矩形波を乗算したことと等価である。従って、出力には奇数次の高調波も出力されるがそれらは後段においてフィルタなどで抑圧される。ローカルリークに関しては、RF出力の両端子に同相でLO信号が掛かるためLO信号は原理的には出力されない。

10

## 【0030】

さて、上述のように、ローカルリークの問題は、ダブルバランス型の構成をとることにより原理的には発生しない。しかし、実際の回路では、非線形性デバイスの素子パラメータ(MOSFETの場合、W/Lや $V_T$ )のばらつき、受動素子(抵抗値R等)のばらつき、レイアウトに起因した対称性のずれ、入力信号のひずみやノイズ成分などによりLO信号が20出力に観測されることとなる。

20

## 【0031】

一般に使用されるミキサの、ローカルリークに対するアイソレーションの量は20~40dB程度であり、ローカル信号出力が10dBmの場合、ローカルリークの電力はミキサ出力で-10~-30dBmとなる。更に、ミキサ後段で電力増幅が行なわれることにより、アンテナ出力では更に大きな電力となり、自己ないし他のシステムへ悪影響を与える。特にUWB通信において、LO信号のリーク電力が米国連邦通信委員会で規定されている電力-41.3dBmを上回る結果となることがある。

20

## 【0032】

ローカルリークを示す実測結果として、2.5ナノ秒の帯域幅を持ったガウシアンパルス列を用い、拡散率3、パルス繰り返し周波数32MHz、即ち10.7Mbpsの伝送速度でのデータ送信を行なったスペクトルを図28に示す。実験では、図20のパルス発生器0140としてテクトロニクス社製任意信号発生器AWG710、ローカル信号発生器0120としてローデ・シュバルツ(ROHDE & SCHWARZ)社製信号発生器SMIQ06B、ミキサ0130として、マイテック(MITEQ)社製DM0208LA1を使用した。前記ミキサのアイソレーションはカタログ値で、30dB(最小)、40dB(標準)である。図28に示すように送信スペクトルには、広帯域なUWB信号に加え、ローカルリークに起因した信号が見られる。実測の結果、ローカルのリーク電力は、-30.8dBmとなり、米国連邦通信委員会の許容値をはるかに超えている。

30

## 【0033】

本発明の目的は、UWB-IIR通信において、アンテナから出力される高周波信号へのローカル信号の漏洩が低減されたウルトラワイドバンド送信機を提供すること、又は同送信機を用いた送受信機を提供することにある。

40

## 【課題を解決するための手段】

## 【0034】

上記目的を達成するための本発明の送信機は、送信するデータに応じて間欠的に発生するパルスが配列された第1の信号(パルス信号)を生成するパルス発生器と、連続波である第2の信号(ローカル信号)を発生する発振器と、上記パルス発生器が出力する第1の信号と上記発振器が出力する第2の信号とを入力して第1の信号を周波数変換し、それによって第3の信号(高周波信号)を出力する周波数変換器と、上記周波数変換器が出力する第3の信号を增幅する增幅器と、上記増幅器が出力する第3の信号を空中に放射するアンテナとを備え、間欠的に発生するパルスの休止期間において、上記アンテナから出力される第3の信号への第2の信号の漏洩が低減されることを特徴とする。

50

## 【0035】

間欠的に発生するパルスの休止期間において第2の信号の漏洩を低減するために、間欠的に発生する上記パルスの発生期間を含むパルス幅を有する第4の信号（制御信号）を生成する制御パルス発生器を備え、上記第4の信号が第2の信号の漏洩を低減するために用いられることが望ましい。更に、上記増幅器において、上記第4の信号の上記休止期間に対応する期間に増幅後の第3の信号の出力レベルを低減することが望ましい。

## 【発明の効果】

## 【0036】

本発明によれば、間欠的に発生するパルスの休止期間においてローカル信号の漏洩が低減されたウルトラワイドバンド送信機、又はそれを用いた送受信機を実現することが期待される。

## 【発明を実施するための最良の形態】

## 【0037】

以下、本発明に係る送信機を図面に示した幾つかの実施形態を参照して更に詳細に説明する。なお、説明に使用する全図において、同一の符号は、同一物又は類似物を表示するものとする。

## (第1の実施形態)

本発明の第1の実施形態を図1に示す。図1において、0000はアンテナ、0110は電力増幅器（増幅器）、0120はローカル発振器（発振器）、0130はミキサ（周波数変換器）、0140はパルス発生器（PG）をそれぞれ示す。図2は、図1における信号波形と回路の動作タイミングを記述した一例を示す図である。パルス発生器0140により生成された一定のパルス繰り返し周期を持つ送信パルス列（第1の信号）0200は、ミキサ0130において、ローカル発振器0120から出力されたローカル信号（搬送波信号）0210により周波数変換される。ミキサ0130の出力信号（第3の信号）0220は、電力増幅器0110により増幅された後、UWB高周波信号（第3の信号）0230としてアンテナ0000に供給される。

## 【0038】

パルス発生器0140は、送信パルス列0200を出力するとともに、送信パルス列0200のパルスと同一周期の制御信号（第4の信号）0300を出力し、電力増幅器0110の動作を制御する。電力増幅器0110は、動作0250に示すように、制御信号0300の入力に対し、制御信号0300と同一の周期で立ち上がり、駆動され、続いて立ち下り、これらを経て停止状態ないし機能低下状態になるというサイクルを繰り返す。更に、送信パルス列0200には、図2に示すように、パルスが生成されないパルスの休止期間、即ちパルス非出力時がある。

## 【0039】

制御信号0300は、電力増幅器0110の駆動時間を制御する信号で、送信パルス列0200の電力増幅器0110の入力に対してタイミングを予め調整することで、電力増幅器0110の出力を遮断ないし低減し、その結果、パルス非出力時に、アンテナ0000におけるローカルリーク（ローカル信号の漏洩）を防ぐことができる。ここで、上記のタイミング調整とは、信号の伝送遅延時間、回路の立ち上がり、立ち下がり時間などを含めて時間を調整することを指す。例えば、図2においては、電力増幅器0110の立ち上がり時間や伝送遅延時間等、増幅タイミングのずれをカバーする制御信号を生成することにより、パルスの電力増幅器0110への入力タイミングと電力増幅器0110での増幅タイミングのずれを補償することができる。

## 【0040】

図3に図1で示したパルス発生器0140を具現化する回路構成例と制御信号0300の生成例とを含んで成るUWB-IIR送信機の概略構成を示す。また、図4に図3において生成される信号波形と回路の動作タイミングを示す。なお、パルス位置変調においても、そのパルス列に同期して制御信号が生成されることにより、同様な制御によりローカルリークの低減効果が見込まれる。図3において0310は情報ソース（DATA）、0320は拡散符号生成部（CDREG）、0330は乗算部（MUX）、0340はパルス生成部（PP）、0280は制御パルス発生器（CPG）、0350は遅延器（DELAY）をそれぞれ示す。図4においては、0400は情報ソース0310が出力する

10

20

30

40

50

送信データ、0410は拡散データ列、0290は遅延器0350に入力される制御信号、0300は遅延器0350が出力する制御信号、0200はパルス生成部0340から出力される送信パルス列、0220はミキサ0130から出力される出力信号（高周波信号）、0450は電力増幅器0110の動作を示す。

【0041】

情報ソース0310は情報を送信データ0400として出力する。拡散符号生成部0320は、PN (pseudo-random noise) 系列などの拡散符号系列を出力する。このとき、前記拡散符号系列は、情報ソース0310が送信データ0400を生成するレートより高速なレートで生成される。乗算器0330は、情報ソース0310から出力された送信データ0400を、拡散符号系列生成部0320によって生成された拡散符号系列と乗算し直接拡散し、拡散データ列0410を生成する。なお、図4では拡散率が2の信号波形を示す。パルス生成部0340は、乗算部0330の出力である拡散データ列0410に応じて、送信パルス列0200を生成する。制御パルス発生器0280は、拡散データ列0410の立ち上がりをトリガにしてパルス幅 $t_w$ の制御信号0290を生成する。パルス生成部0340で生成されたパルス列0200は、ミキサ0130において所望の周波数に周波数変換されて高周波信号0220になり、電力増幅器0110において電力増幅された後、アンテナ0000から放射される。

【0042】

目的の電力増幅器0110の間欠動作を実現させるためには、乗算部0330の出力信号である拡散データ列0410が、パルス生成部0340から出力される時間（パルス生成時間 $t_p$ ）と、パルス生成部0340から出力される送信パルス列0200が電力増幅器0110に入力されるまでの時間（伝送遅延時間 $t_T$ ）、及び電力増幅器0110が安定に動作するまでの立ち上がり時間 $t_u$ を考慮して、乗算器0330と電力増幅器0110の間に、遅延時間 $t_D$ が $t_D = t_p + t_T - t_u$ の遅延器0350が設けられる。また、ミキサ0130の出力信号0220のパルス発生期間 $t_B$ と電力増幅器0110の駆動期間 $t_A$ は、 $t_B > t_A$ なる関係が満たされる。更に、制御パルス0290及び間欠制御パルス0300のパルス幅 $t_w$ は、 $t_w = t_A + t_u$ に設定される。以上によって、ミキサ0130の出力信号0220が電力増幅器0110に入力されるときには電力増幅器0110が安定に動作しているようになり、制御信号0300が生成される。それにより、電力増幅器0110は、制御信号0300のパルス幅 $t_w$ の期間に動作し、パルス繰返し周期からパルス幅 $t_w$ を差し引いた期間、即ちパルスの休止期間（パルス非出力時）に対応する期間 $t_c$ に動作停止ないし増幅機能低下の状態となる。それにより、送信信号0230へのローカルリークが低減ないし遮断される。このとき、電力増幅器0110の駆動期間 $t_A$ を十分長く取ることにより、タイミング調整の精度を緩和したり、或いは遅延器0350による補正を不要にすることができるが、その一方でアンテナ0000へのローカルリーク電力は増加する。なお、遅延器0350は、遅延素子、信号線路長やケーブルなどにより実現可能で、必要に応じて様々な構造で実装される。

【0043】

図5に制御信号0300を生成する別の回路構成例を示す。本構成においては、パルスを生成する外部コントローラ(EXTCONT)0500を用いて、間欠動作が実現される。外部コントローラ0550は、所定のパルス繰り返し周期を持つ制御信号0300を生成して出力する。制御信号0300は、パルス発生器0140及び電力増幅器0110に入力される。

【0044】

パルス発生器0140は、制御信号0300のパルス立ち上がりをトリガにして、拡散データ列0410及び送信データ列0200を生成する。パルス発生器0140及び電力増幅器0110へ供給される両信号に対して、パルス発生器0140のパルス生成時間（制御信号0300が入力されてから送信パルス列0200が出力されるまでの時間）と、前記パルスが電力増幅器0110に入力されるまでの伝送遅延時間及び、制御信号0300が電力増幅器0110に入力されてから、電力増幅器0110が安定化するまでの時間が考慮される。そのため、外部コントローラ0500により、或いは別に実装する遅延器（図示せず）により、制御信号0300の時間位置が電力増幅のタイミングに合うように調整される。タイミング調整された制御信号0300により、パルスの非出力時に対応する期間 $t_c$ に電力増幅器0110の出力が低減又は遮断される。以上のように、電力増幅器0110への制御信号0300を、送信パルス列0200又は送信パルス列0200を遅延時

10

20

30

40

50

間補正したものを生成するために利用することも可能である。

【0045】

図6は、図1に示した電力増幅器0110を具現する第1の構成例を示すものである。電力増幅器0110は、制御信号0300によって出力を低減又は遮断する。図6において、 $v_{IN}$ は図1の電力増幅器0110への入力信号、 $v_{OUT}$ は電力増幅器0110からの出力信号、 $V_{GS}$ 、 $V_{DS}$ はそれぞれゲート・ソース間のバイアス電圧及びドレイン・ソース間のバイアス電圧、M1はMOSFET、BFC1、BFC2はDCカット用のコンデンサ、BFLはチョークコイル、L、Cは整合回路用のインダクタとコンデンサ、 $R_{BIAS}$ はバイアス抵抗、 $R_L$ は出力抵抗、0610は入力バイアス制御回路、0620は出力バイアス制御回路、0630は出力整合回路をそれぞれ示す。

【0046】

トランジスタM1は、ミキサ0130の出力信号0220である入力信号 $v_{IN}$ を増幅し、出力整合回路0630を経て高周波UWB信号0230である出力信号 $v_{OUT}$ を出力する。このときトランジスタM1の動作が出力バイアス制御回路0620から与えられるバイアス電圧によって制御される。

【0047】

図7は、図6に示したバイアス制御回路0610を具現する構成例を示すものである。0700はスイッチを示す。制御信号0300は、バイアス制御回路0610に設けられたスイッチ0700に入力される。スイッチ0700は、制御信号0300が入力信号がある期間(パルス幅 $t_W$ )の間にバイアス電圧 $V_{GS}$ を選択し、入力信号がない期間(パルス幅 $t_W$ 以外の期間)に接地を選択する。接地が選択されたとき、入力バイアス電圧が遮断され、トランジスタM1の増幅動作が遮断される。それにより、目的のリーク抑圧が実現される。

【0048】

バイアス制御回路0610の動作は、トランジスタM1のバイアス電圧を制御することが目的であるので、ゲート・ソース間のバイアス電圧 $V_{GS}$ などの調整や、バイアス抵抗 $R_{BIAS}$ を可変抵抗或いはスイッチなどを利用した抵抗の切替などによる抵抗値の調整によっても実現される。

【0049】

図8は、図1に示した電力増幅器0110を具現する第2の構成例を示すものである。図6の構成に加えて、出力側バイアス制御回路0620のチョークコイルBFLに並列に可変抵抗 $R_{VAR}$ が接続される。制御信号0300を反転させた信号0300\*が出力側バイアス制御回路0620に入力され、可変抵抗 $R_{VAR}$ の抵抗値が信号0300\*によって制御される。電力増幅器0110への入力信号がない期間に可変抵抗 $R_{VAR}$ の抵抗値を低くすることにより、電力増幅器0110の間欠動作に起因した不要輻射が低減される。

【0050】

図9は、図1に示した電力増幅器0110を具現する第3の構成例を示すものである。図6の構成に加えて、出力側に接続を断続するスイッチ0900が設けられる。制御信号0300がスイッチ0900への制御信号として用いられる。電力増幅器0110への入力信号がない期間にスイッチ0900によって出力側の接続が断たれ、電力増幅器0110の間欠動作に起因した不要輻射が低減される。

【0051】

図10は、図1に示した電力増幅器0110を具現する第4の構成例を示すものである。制御信号0300が出力整合回路0620に入力され、出力整合回路0620のインダクタL又はコンデンサC或いはその両者が制御信号0300によって変化する。また、ゲート・ソース間に与えられるバイアス電圧 $V_{GS}$ は変化せず、一定である。出力整合回路0620は、電力増幅器0110の入力信号があるときには整合の取れた状態になるが、入力信号がない期間にインダクタL又はコンデンサC或いはその両者が変化することによって不整合の状態になり、電力増幅器0110の出力が低減又は遮断される。なお、図10には示していないが、電力増幅器0110の入力側に整合回路を設ける場合、出力側と同様に制御信号0300によって整合回路の整合、不整合を選択することにより、入力信号がない期間に電力増幅器0110の出力を低減又は遮断することが可能である。

10

20

30

40

50

## 【0052】

図11は、図1に示した電力増幅器0110を具現する第5の構成例を示すものである。出力側に接続を断続するスイッチ0900が設けられる。制御信号0300がスイッチ0900への制御信号として用いられる。また、ゲート・ソース間に与えられるバイアス電圧 $V_{GS}$ は変化せず、一定である。電力増幅器0110への入力信号がない期間にスイッチ0900によって出力側の接続が断たれ、電力増幅器0110の出力が遮断される。なお、スイッチ0900を出力整合回路0620の後段に設置することが可能である。入力信号がない期間に電力増幅器0110の出力を遮断することができる。更に、スイッチ0900を電力増幅器0110の入力側に設けることが可能である。電力増幅器0110への入力信号がない期間にスイッチ0900によって入力側の接続が断たれ、電力増幅器0110の出力が遮断される。

10

## 【0053】

本実施形態の構成例のうち、パルスの非出力時に対応する期間 $t_c$ に電力増幅器0110の電力遮断を行なう構成では、電力増幅器0110での不要な電力消費を抑えることができる効果がある。

## (第2の実施形態)

本発明の第2の実施形態を図12に示す。本実施形態では、ミキサ0130とローカル発振器0120の間にスイッチ0700が配置される。パルス発生器から出力される制御信号0300がスイッチ0700に入力される。スイッチ0700は、パルス発生器0140からのパルス出力時に、ローカル発振器0120が出力するLO信号をミキサ0130に伝送することで、ミキサ0130はパルス発生器0140からのパルス出力を高周波信号に周波数変換する。また、パルスの非出力時に対応する期間 $t_c$ にはスイッチ0700は断となり、ローカル発振器0120の出力信号のミキサ0130への供給が断たれる。これにより、アンテナにおけるローカルリークを低減することができる。本構成では、回路の電源遮断が発生しないため、消費電力の低減がない一方で、送信機の安定な動作が期待される。また、スイッチ0700の切替は、数ナノ秒で実現されるため、高速なパルス列が送信される場合でも対応が可能である。

20

## (第3の実施形態)

本発明の第3の実施形態を図13に示す。本実施形態においては、パルス発生器0140から出力される制御信号0300がローカル発振器0120に入力される。ローカル発振器0120は、制御信号0300によってそのLO信号出力を変化させる。制御信号0300のパルス出力時にローカル発振器0120から所望の周波数及び出力でLO信号が出力され、パルス非出力時に対応する期間 $t_c$ にLO信号が低減又は遮断される。これにより、アンテナにおけるローカルリークを低減することができる。LO信号を遮断する方法としては、ローカル発振器0120の電源遮断などがある。なお、ローカル発振器0120は、所定の高周波信号を発信する回路で、PLL(Phase Locked Loop)やVCO(Voltage Controlled Oscillator)などが使用される。

30

## (第4の実施形態)

本発明の第4の実施形態を図14に示す。本実施形態では、ミキサ0130とローカル発振器0120の間にバッファアンプ(バッファ増幅器)1400が配置される。バッファアンプ1400は、ローカル発振器0120の出力インピーダンスの変化を吸収する。また、バッファアンプ1400にパルス発生器0140から出力される制御信号0300が与えられる。制御信号0300のパルス非出力時に対応する期間 $t_c$ に、バッファアンプ1400は電源遮断等により開放状態になる。それにより、ローカル発振器0120からの出力が遮断され、アンテナ0000におけるローカルリークを低減することができる。

40

## (第5の実施形態)

本発明の第5の実施形態を図15に示す。本実施形態においては、パルス発生器0140から出力される制御信号0300がミキサ0130に入力される。制御信号0300のパルス非出力時に対応する期間 $t_c$ にミキサ0130の利得が低減され又は動作が停止される。それにより、アンテナにおけるローカルリークを低減することができる。

## (第6の実施形態)

本発明の第6の実施形態を図16に示す。本実施形態においては、パルス発生器0140か

50

ら出力される制御信号0300がアンテナ0000に入力される。図示していないが、アンテナ0000は整合回路を有し、制御信号0300のパルス非出力時に対応する期間 $t_c$ に、同整合回路の整合状態が調整され、又は接続が開放される。それにより、ローカルリークを低減することができる。

(第7の実施形態)

本発明の送受信機による第7の実施形態を図17Aに示す。図17Aにおいて、1600は、電力増幅器0110とアンテナ0000の間に配置され、送受信で接続を切り替える送受信切替スイッチ、1610は、電力増幅器0110とローカル発振器0120とミキサ0130とパルス発生器0140とを含んで構成されるUWB送信回路、1620はUWB受信回路をそれぞれ示す。UWB送信回路1610は、送信データを入力して高周波信号(第1の信号)0230を出力する。UWB受信回路1610は、アンテナ0000によって受信された受信高周波信号(第4の信号)を入力して受信データを出力する。本実施形態の送受信機は、UWB受信回路1610、送受信切替スイッチ1600、アンテナ0000及びUWB受信回路1610を含んで構成される。

【0054】

パルス発生器0140から出力される制御信号(第5の信号)0300は、送受信切替スイッチ1600に入力される。制御信号0300のパルス幅 $t_w$ の期間にアンテナ0000とUWB送回路1610とが接続され、制御信号0300のパルス非出力時に対応する期間 $t_c$ にアンテナ0000とUWB受信器1620とが接続される。それにより、アンテナ0000におけるローカルリークを低減することができる。

【0055】

次に、図17Bに示すように、UWB送信回路1610を第1～第5の実施形態の送信機における電力増幅器0110、ローカル発振器0120、ミキサ0130及びパルス発生器0140を含めて構成し、送受信切替スイッチ1600を制御信号0300によってではなく、別の送受信の切替タイミングによって駆動するようにすることが可能である。制御信号0300は、UWB送信回路1610の内部で使用され、制御信号0300のパルス非出力時に対応する期間 $t_c$ にアンテナ0000におけるローカルリークを低減することができる。

【0056】

以上の第1～第7の実施形態は、組み合わせて利用することが可能であり、それにより所望のローカルリーク抑圧量を増大させることができる。また、第1～第7の実施形態のいずれにおいても、高周波UWB信号0230に帯域制限を掛けるためのフィルタを、必要に応じて電力増幅器0110とアンテナ0000の間に設けることが可能である。更に、制御信号0300については、制御パルス発生器0280で生成する方法及び外部コントローラ0550で生成する方法の2例を述べたが、これらの生成方法及び構成はそれぞれの実施形態に限定するものではなく、他の実施形態で利用可能である。更に、制御信号0300の生成方法及び構成は上記2例に限定するものではなく、パルス非出力時にアンテナから出力されるローカル信号を低減或いは遮断することが可能であれば、他の生成方法及び構成が採用可能である。

【図面の簡単な説明】

【0057】

【図1】本発明に係る送信機の第1の実施形態を説明するためのブロック図。

【図2】図1の送信機で生成される信号波形と回路の動作タイミングの例を説明するための図。

【図3】図1のパルス発生器と制御信号の生成例を説明するためのブロック図。

【図4】図3の送信機で生成される信号波形と回路の動作タイミングの例を説明するための図。

【図5】本発明の第1の実施形態を説明するための別のブロック図。

【図6】図1の送信機で用いられる電力増幅器及び間欠制御方法の第1の例を説明するためのブロック図。

【図7】図6の電力増幅器及び間欠動作制御方法で用いられる入力バイアス制御回路の例を説明するためのブロック図。

10

20

30

40

50

【図 8】図 1 の送信機で用いられる電力増幅器及び間欠動作制御方法の第 2 の例を説明するためのブロック図。

【図 9】図 1 の送信機で用いられる電力増幅器及び間欠動作制御方法の第 3 の例を説明するためのブロック図。

【図 10】図 1 の送信機で用いられる電力増幅器及び間欠動作制御方法の第 4 の例を説明するためのブロック図。

【図 11】図 1 の送信機で用いられる電力増幅器及び間欠動作制御方法の第 5 の例を説明するためのブロック図。

【図 12】本発明の第 2 の実施形態を説明するためのブロック図。

10

【図 13】本発明の第 3 の実施形態を説明するためのブロック図。

【図 14】本発明の第 4 の実施形態を説明するためのブロック図。

【図 15】本発明の第 5 の実施形態を説明するためのブロック図。

【図 16】本発明の第 6 の実施形態を説明するためのブロック図。

【図 17A】本発明の送受信機による第 7 の実施形態を説明するためのブロック図。

【図 17B】本発明の送受信機による第 7 の実施形態を説明するための別のブロック図。

【図 18】ウルトラワイドバンド・インパルスラジオ通信における信号波形を説明するための図。

【図 19】従来のウルトラワイドバンド送信機の例を説明するためのブロック図。

【図 20】図 19 の送信機の R F フロントエンドの例を説明するためのブロック図。

20

【図 21】図 20 の送信機で用いられる信号の波形を説明するための図。

【図 22】2 ポート非線形性モデルを示す図。

【図 23】M O S F E T ミキサの動作を説明するための回路図。

【図 24】ギルバートセル・ミキサを説明するための回路図。

【図 25】ギルバートセル・ミキサの動作を説明するための図。

【図 26】スイッチ型 N M O S ダブルバランス・ミキサを説明するための回路図。

【図 27】スイッチ型 N M O S ダブルバランス・ミキサの動作を説明するための図。

【図 28】従来のウルトラワイドバンド送信機を用いた場合に生じるローカルリークの現象を示す図。

【符号の説明】

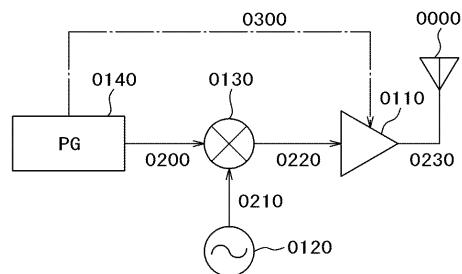
【0 0 5 8】

30

0000...アンテナ、0110...電力増幅器、0120...ローカル発振器、0130...ミキサ、0140...パルス発生器、0310...情報ソース、0320...拡散符号生成部、0330...乗算部、0340...パルス生成部、0350...遅延器、0500...外部コントローラ、0610...入力バイアス制御回路、0620...出力バイアス制御回路、0630...整合回路、0700, 0900...スイッチ、1400...バッファアンプ、1600...送受信切替スイッチ、1610...U W B 送信回路、1620...U W B 受信回路。

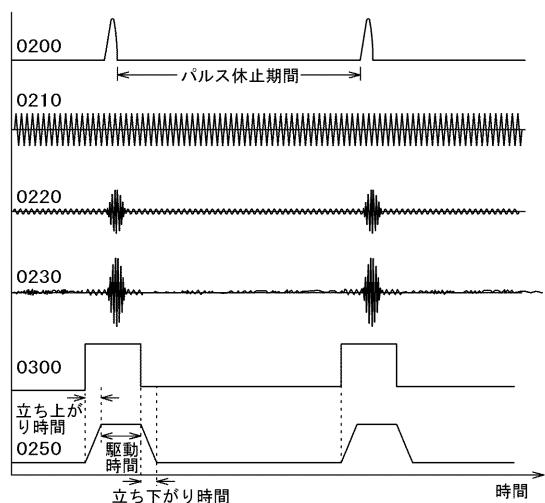
【図1】

図1



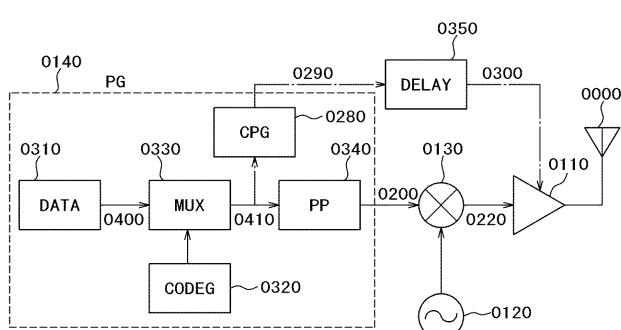
【図2】

図2



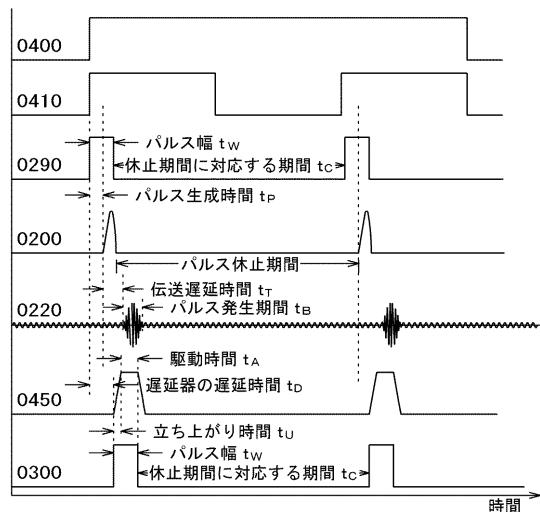
【図3】

図3



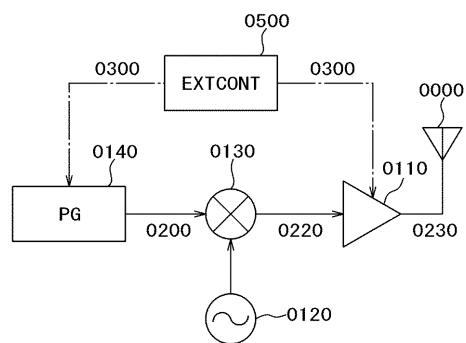
【図4】

図4



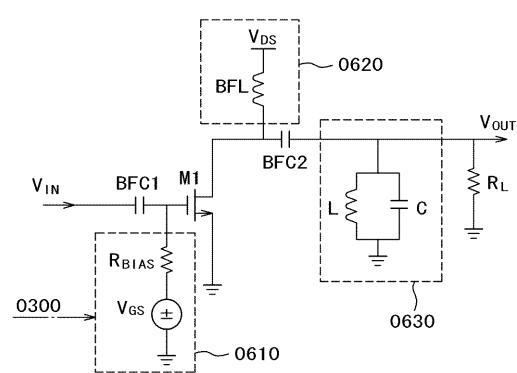
【図5】

図5



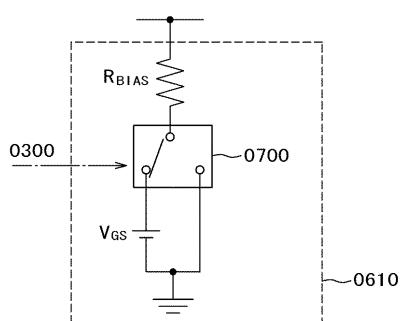
【図6】

図6



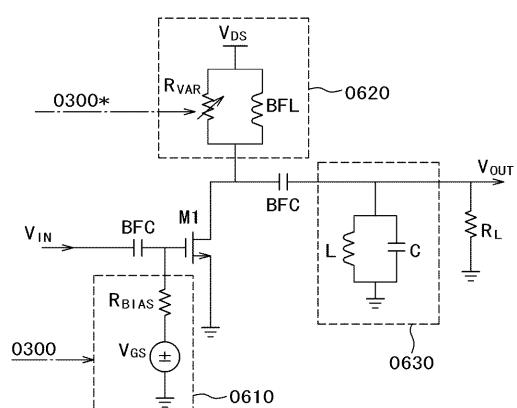
【図7】

図7



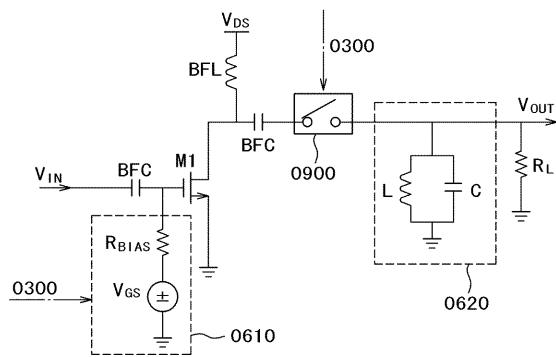
【図8】

図8



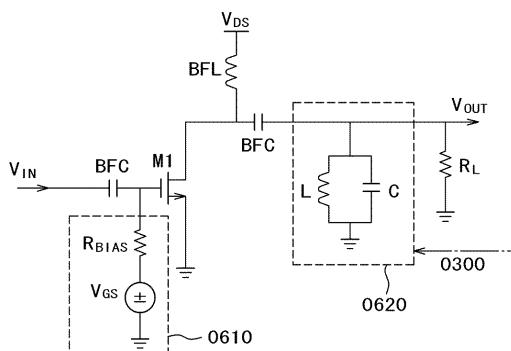
【図9】

図9



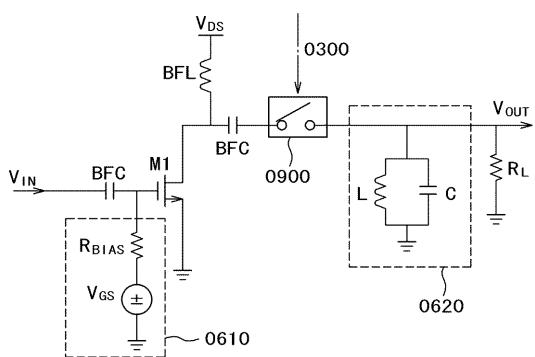
【図10】

図10



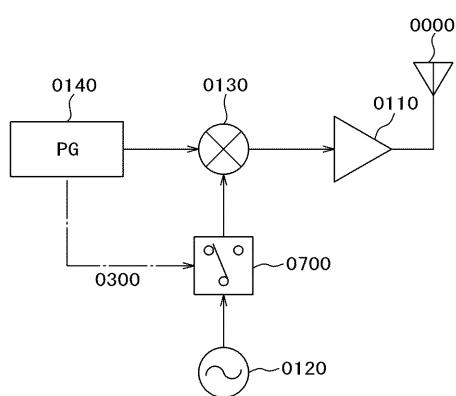
【図11】

図11



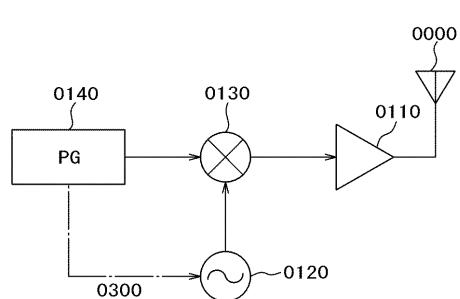
【図12】

図12



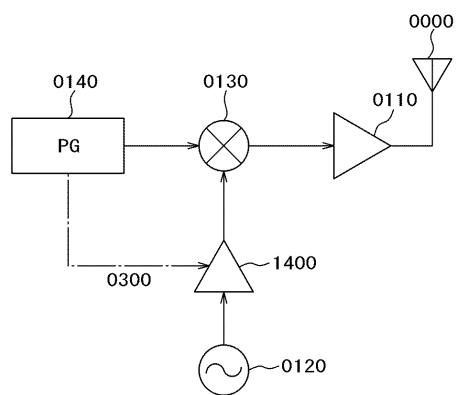
【図13】

図13



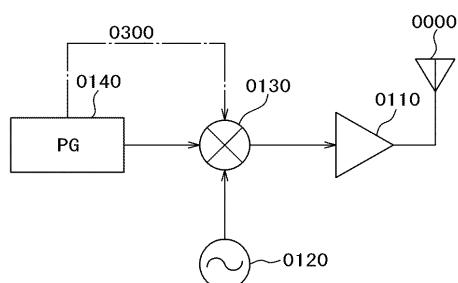
【図14】

図14



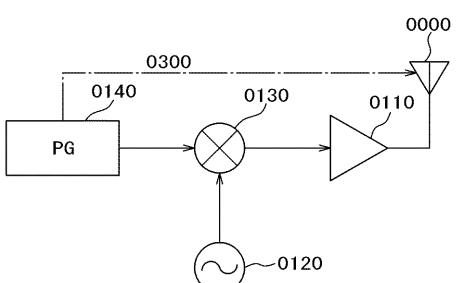
【図15】

図15



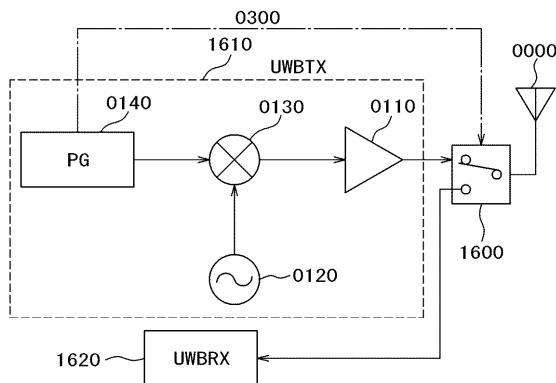
【図16】

図16



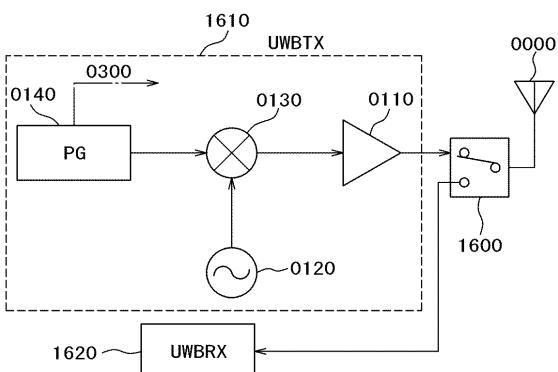
【図 17 A】

図 17 A



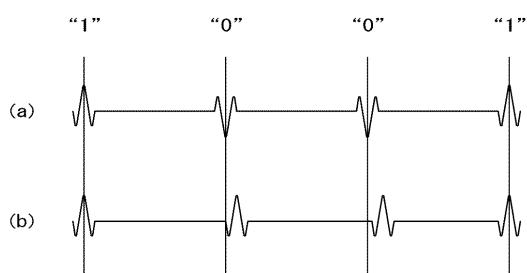
【図 17 B】

図 17 B



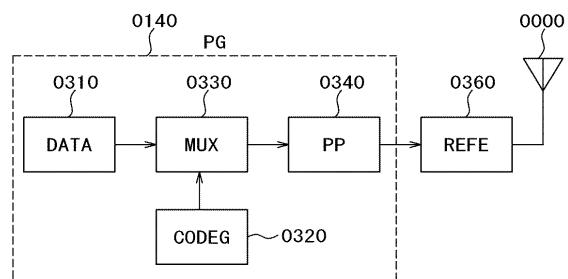
【図 18】

図 18



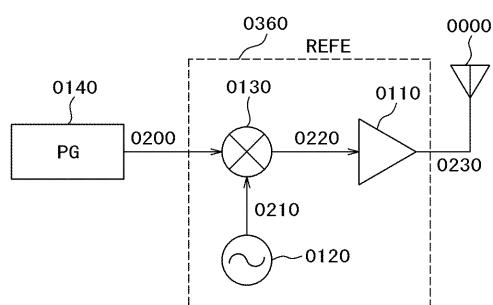
【図 19】

図 19



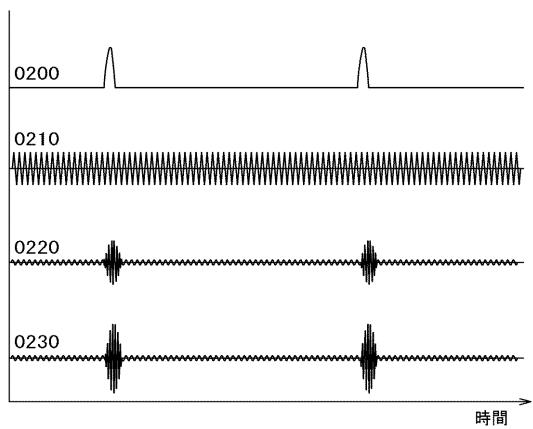
【図20】

図20



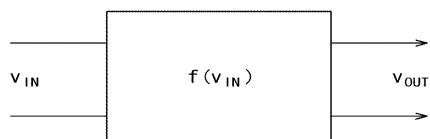
【図21】

図21



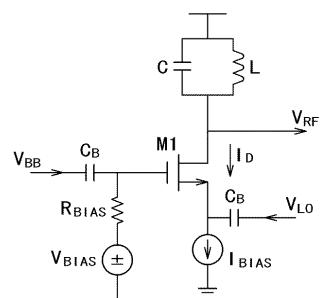
【図22】

図22



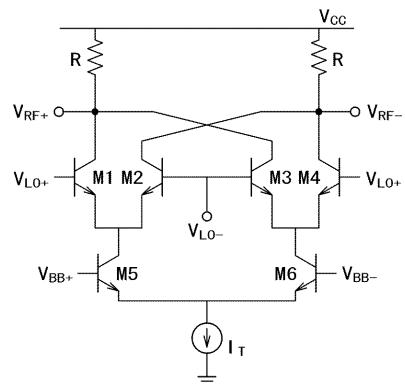
【図23】

図23



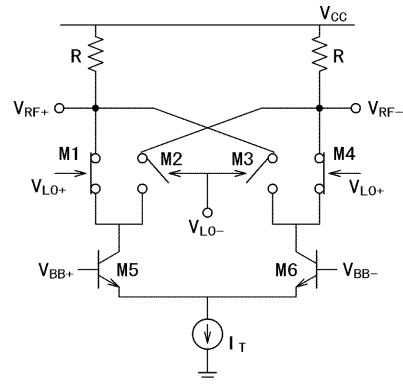
【図24】

図24



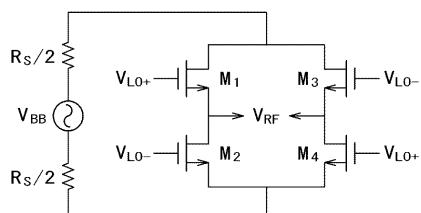
【図25】

図25



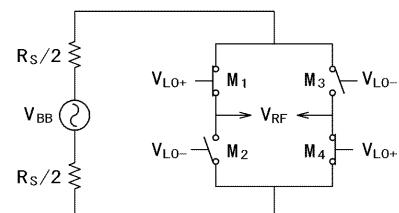
【図26】

図26



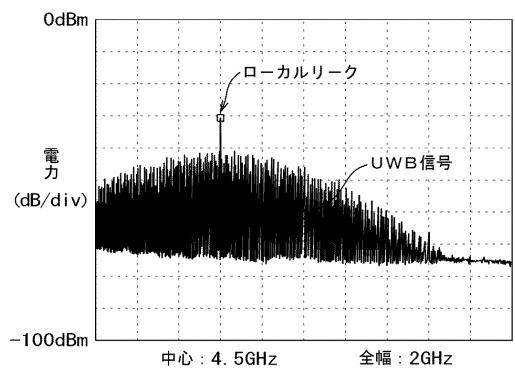
【図27】

図27



## 【図28】

図 28



---

フロントページの続き

(72)発明者 志田 雅昭

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 小久保 優

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 乗松 崇泰

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内

F ターム(参考) 5K022 EE01 EE14 EE21

5K029 AA02 BB03 DD28 FF01 GG07

5K060 BB07 CC04 EE05 FF07 HH06 HH15 JJ02 JJ03 JJ04 JJ08

LL05