

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4315659号
(P4315659)

(45) 発行日 平成21年8月19日(2009.8.19)

(24) 登録日 平成21年5月29日(2009.5.29)

(51) Int.Cl.

H04J 13/00 (2006.01)
H04L 25/40 (2006.01)

F 1

H04J 13/00
H04L 25/40Z
D

請求項の数 21 外国語出願 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2002-278311 (P2002-278311)
 (22) 出願日 平成14年9月25日 (2002.9.25)
 (65) 公開番号 特開2003-179577 (P2003-179577A)
 (43) 公開日 平成15年6月27日 (2003.6.27)
 審査請求日 平成17年9月20日 (2005.9.20)
 (31) 優先権主張番号 01402497.0
 (32) 優先日 平成13年9月27日 (2001.9.27)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(73) 特許権者 398048925
 エスティマイクロエレクトロニクス エス
 エー
 フランス、エフ 9 2 1 2 0 、モンルージュ
 、ブルヴァール・ロマン・ロラン 29
 (73) 特許権者 301040578
 エスティマイクロエレクトロニクス エヌ
 ヴィ
 オランダ国、アムステルダム、シフォール
 ・エアポート 1 1 1 8 ビーエイチ、シフ
 ォール・ブルヴァード 265、ダブリ
 ュティシー・シフォール・エアポート
 (74) 代理人 100081721
 弁理士 岡田 次生

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】超広帯域タイプの入射パルス信号のパルスの検波方法及び検波装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

超広帯域タイプの入射パルス信号のパルスを検出する方法であって、
 入射信号 (SGNR) を受信して、ベース信号 (SGB) を得るステップと、
 前記ベース信号の符号を表す中間信号 (SGI) をサンプリングして、デジタル信号 (SNM)
)を得るステップと、
 前記デジタル信号 (SNM) と所定の相関信号 (SCR) との相関をとるデジタル処理ステッ
 プと、を含み、

前記中間信号のサンプリングは、N 個のサンプルからなるグループを、所定の送信周波
 数 F_e で連続して送信するシリアルパラレル変換であって、該 N 個のサンプルは並列に送
 信される、シリアルパラレル変換を含み、該中間信号のサンプリングの有効周波数は、 N
 $\cdot F_e$ に等しい、

方法。

【請求項 2】

前記パルス (PLS) は、数 G Hz の中心周波数を有し、
 前記サンプリングの有効周波数は、10 G Hz より大きい、
 請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記 N は、2 の整数乗であり、
 前記サンプリングの有効周波数は、約 20 G Hz であり、

10

20

前記送信周波数 F_e は、約 200 MHz である、
請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

前記相關信号 (SCR) は、デジタル信号である、
請求項 1 から 3 のいずれかに記載の方法。

【請求項 5】

前記入射信号のパルスは、長さ T の連続した時間ウィンドウのそれぞれに含まれ、該長さ T は、前記サンプリングにより得たデジタル信号の N 1 個のサンプルのウィンドウに対応し、前記デジタル処理ステップは、該デジタル信号 (SNM) の第 1 組の N 1 個のサンプルと該デジタル信号 (SNM) の第 2 組の N 1 個のサンプルとの間の相関をとることを含む、
請求項 4 に記載の方法。 10

【請求項 6】

前記入射信号は、既知の理論波形のパルスをもつ初期パルス信号を送信することで得られ
、
前記相關信号 (SCR) は、前記既知の理論波形を有する理論パルスを受信することで生じる理論ベース信号 (PLSD) の波形をデジタルで表したデジタル信号である、
請求項 1 から 3 のいずれかに記載の方法。

【請求項 7】

前記相關信号 (SCR) は、 N 2 個の参照サンプルから形成され、前記デジタル処理ステップは、前記デジタル信号のサンプルと、該 N 2 個の参照サンプルとの間のスライディング相関を行うことを含む、請求項 6 に記載の方法。 20

【請求項 8】

前記デジタル処理ステップは、前記デジタル信号の一連のコヒーレント積分を行うことを含む、
請求項 1 から 7 のいずれかに記載の方法。

【請求項 9】

超広帯域タイプの入射パルス信号のパルスを検波する装置であって、
入射信号を受信してベース信号を送信する入力手段 (ANT) と、
前記ベース信号を受信し、或る基準に対する該ベース信号の符号を表す中間信号 (SGI)
を送信する予備処理手段 (CMP) と、
前記中間信号をサンプリングして、デジタル信号 (SNM) を送信する手段 (MECH) と、
前記デジタル信号と所定の相關信号 (SCR) との相関をとるデジタル処理手段 (MCORR)
と、を備え、
前記サンプリングしてデジタル信号 (SNM) を送信する手段 (MECH) は、さらに、 N 個の
サンプルからなるグループを、所定の送信周波数 F_e で連続して送信するシリアルパラレル
変換手段であって、該 N 個のサンプルは並列に送信される、シリアルパラレル変換手段
を含み、該中間信号のサンプリングの有効周波数は、 $N \cdot F_e$ に等しい、
装置。 30

【請求項 10】

前記シリアルパラレル変換手段は、
前記周波数 F_e を有するベースクロック信号 (CLKe) を受信し、すべてが同じ該周波数 F_e を有し、かつ互いに対し $1 / N \cdot F_e$ だけ時間的にオフセットされた N 個の基本クロック信号 (CLK1-CLKN) を送信する、プログラマブルクロック回路 (CHP) と、
入力において前記中間信号を受信し、前記 N 個の基本クロック信号によりそれぞれが制御されて、 N 個のサンプルをそれぞれが送る、 N 個のフリップフロップ (FF1-FFN) と、
前記 N 個のフリップフロップにより送られてきた N 個のサンプルを記憶するよう前記ベースクロック信号 (CLKe) により制御され、該 N 個のサンプルを、前記送信周波数で並行して送信する出力レジスタ (BF) と、
を含む、請求項 9 に記載の装置。 40

【請求項 11】

10

20

30

40

50

前記プログラマブルクロック回路(CHP)は、さらに、プログラマブルリング振動子(OSC2)を含むデジタル位相ロックループを備え、

該プログラマブルリング振動子(OSC2)は、前記 N 個の基本クロック信号を送り、 N 個のフリップフロップ(BS1-BSN)のそれぞれの出力を受信する制御回路(CCD)から制御され、

該 N 個のフリップフロップは、前記ベースクロック信号(CLKe)を受信し、前記 N 個の基本クロック信号によりそれぞれが制御される、

請求項 1_0 に記載の装置。

【請求項 1_2】

前記パルスは、数 G H z の中心周波数を有し、

10

前記サンプリングの有効周波数は、 10 G H z より大きい、

請求項 9 から 1_1 のいずれかに記載の装置。

【請求項 1_3】

前記 N は、 2 の整数乗であり、

前記サンプリングの有効周波数は、約 20 G H z であり、

前記送信周波数 F e は、約 200 M H z である、

請求項 1_2 に記載の装置。

【請求項 1_4】

前記サンプリングしてデジタル信号を送信する手段(MECH)は、 C M O S 技術により具現化される、

20

請求項 9 から 1_3 のいずれかに記載の装置。

【請求項 1_5】

さらに、

前記サンプリングしてデジタル信号を送信する手段および前記デジタル処理手段を、所定の時間インターバルの間待機モードにする制御手段(MCTL)を備える、

請求項 1_4 に記載の装置。

【請求項 1_6】

前記相關信号(SCR)は、デジタル信号である、

請求項 9 から 1_5 のいずれかに記載の装置。

【請求項 1_7】

30

前記入射信号のパルスは、長さ T の連續した時間ウィンドウのそれぞれに含まれ、該長さ T は、前記サンプリングにより得たデジタル信号の N 1 個のサンプルのウィンドウに対応し、前記デジタル処理手段は、該デジタル信号(SNM)の第 1 組の N 1 個のサンプルと該デジタル信号(SNM)の第 2 組の N 1 個のサンプルとの間の相関をとる、

請求項 1_6 に記載の装置。

【請求項 1_8】

前記入射信号は、既知の理論波形のパルスをもつ初期パルス信号を送信することで得られ、

前記相關信号は、前記既知の理論波形を有する理論パルスを受信することで生じる理論ベース信号(PLSD)の波形をデジタルで表したデジタル信号である、

40

請求項 9 から 1_5 のいずれかに記載の装置。

【請求項 1_9】

前記相關信号(SCR)は、 N 2 個の参照サンプルから形成され、前記デジタル処理手段は、前記サンプリングしてデジタル信号を送信する手段により送られてきた前記デジタル信号のサンプルと、該 N 2 個の参照サンプルとの間でスライディング相関を実行する、

請求項 1_8 に記載の装置。

【請求項 2_0】

前記デジタル処理手段は、さらに、前記デジタル信号の一連のコヒーレント積分を実行する、

請求項 1_6 から 1_9 のいずれかに記載の装置。

50

【請求項 21】

請求項9から20のいずれかに記載の装置を含む、無線送信システムのための端末。

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

本発明は、超広帯域(UWB)タイプの無線通信技術に関し、特に超広帯域タイプの入射パルス信号のパルスの検波に関する。

【0002】

本発明は、無線通信ネットワーク、トラフィック規制、及び衝突回避等の多くの範囲、特に自動車の分野に適用することができる。

10

【0003】**【従来の技術】**

超広帯域技術は、超広帯域タイプの信号の帯域幅が一般的に中心周波数の約25%と約100%との間である点で、狭帯域及びスペクトル拡散技術と区別される。

【0004】

さらに超広帯域技術は、信号又は拡散コードと組み合わされた信号で変調され、信号の帯域幅を決定する連続搬送波を送信することの代わりに、連続した極狭いパルスを送信することを含む。例えば、これらのパルスは、1nsより小さいパルス幅を有する単一サイクル、すなわちモノサイクルの形をとることができる。これらのパルスがある時間範囲内で極度に小さいことは、周波数範囲へと変換されるときに、UWB技術に特有の超広帯域スペクトルを得ることにつながる。

20

【0005】

UWB技術において、信号上で運ばれる情報は、例えば「パルス位置変調(PPM)」と呼ばれる変調技術により符号化することができる。すなわち、情報符号化は、個々のパルスの送信の瞬間を変化させることにより実行される。さらに具体的には、連続パルスは、数十MHzまで拡張することができる繰り返しの周波数で送信される。各パルスは、所定の長さのウィンドウで送信されるが、その長さは例えば50nsである。送信の理論的位置と比較すると、パルスは進むか又は遅れ、“0”又は“1”が符号化されるようになる。2つ以上の値を、基準位置に関連する2つ以上の位置オフセットを用いて符号化することも可能である。BPSKタイプ変調をこの位置変調に重ね合わせることもまた可能である。

30

【0006】**【発明が解決しようとする課題】**

そのように送信された信号を受信すると、PPMタイプ変調が用いられた場合、これらのパルスは、その位置を必要に応じて判定するために検波されなければならない。

【0007】

今まで、このパルスの検波はアナログ相関器を用いて実行されている。これは比較的複雑なハードウェアで実現することが必要である。

【0008】

本発明はこの課題に対する解決策を提供することを目的としている。

40

【0009】**【課題を解決するための手段】**

本発明は、入射信号を受信しベース信号を送信する入力手段と、前記ベース信号を受信し、基準に対する前記ベース信号の符号を表す中間信号を送信する予備処理手段と、前記中間信号のサンプリングを行いデジタル信号を送信する手段と、前記デジタル信号の所定の相関信号との相関をとるデジタル処理手段と、を備える超広帯域タイプの入射パルス信号のパルスを検波する装置を提案する。

【0010】

すなわち本発明によると、超広帯域タイプのパルスが、受信した信号の符号を用いて検波され、サンプリングされ、所定のデジタル相関信号で相関できるようになる。この検波によりある適用例では、同期化、チャネル推定、及び符号化された情報を運ぶUWB信号の復

50

号が実行できるようになる。

【0011】

パルス検波のための入射信号の符号を表す2進信号の利用に加え、本発明は全ての処理、特に装置のハードウェアによる実施を簡略化するパルスのデジタルな検波をが実行されることを規定している。

【0012】

さらに先行技術において、アナログによる解決手段を採用しているが、それは捕捉の瞬間の外側にある情報が失われる（例えば位置変調の場合）か、又はパルスが全体的に検波される（例えばBPSK変調の場合）かである。しかしながら、本発明によると、パルス幅より高い解像度をもつ信号の符号の連続サンプリングを実行し、デジタル処理特に相関を実行するための最善の瞬間を選択することが可能である。10

【0013】

さらに無線通信ネットワークの範囲において、端末は一般的にレイク（Rake）受信器を用いる。この用語は業界にはよく知られており、多重経路送信チャネルの様々な経路に割り当てられた複数の「フィンガ（指、finger）」を含んだものである。

【0014】

従ってアナログによる解決手段がUWBパルスの検波に用いられる場合、受信チェーンのパーティはフィンガの数と同じ回数複製されなければならない。

【0015】

しかしながら本発明によると、信号の符号を連続サンプリングすることにより、信号の連続測定が可能となり、多重経路が、多重環境において受信チェーンを複製することなく検波できるようになる。20

【0016】

本発明の実施形態によれば、サンプリング手段は、N.Feに等しい中間信号のサンプリングの有効周波数に対応するNのサンプルのグループを、所定の送信周波数Feで並行して連続に送信するシリアルパラレル変換手段を備える。

【0017】

例として、パルスは数GHzの中心周波数を有する場合、有効サンプリング周波数は10GHzよりも大きくなりうる。さらに、シリアルパラレル変換手段が用いられているということは、例えば数百MHzの周波数Feのクロック信号を用いることができることであり、約20GHzのサンプリング周波数又はそれよりも大きいものを得ることができ、それは現行のアナログデジタル変換器では達成することができない。実際には、Nは2の整数乗、例えば7乗とすることができます。30

【0018】

シリアルパラレル変換手段は、

- ・周波数Feを有するベースクロック信号を受信し、全てが同じ周波数Feを有し互いに対し1/N.Feで時間的にオフセットされたNの基本クロック信号を送信する、プログラマブルクロック回路と、
- ・全てが入力において前記中間信号を受信し、各々Nの基本クロック信号により制御され、各々Nのサンプルを送る、Nのフリップフロップと、
- ・前記Nのフリップフロップにより送られたNのサンプルを記憶するよう前記ベースクロック信号により制御され、前記送信周波数で並行して送信する出力レジスタとを備える。40

【0019】

プログラマブルクロック回路は、Nの基本クロック信号を送り、Nフリップフロップの各出力を受信する制御回路から制御されるプログラマブルリング振動子を含むデジタル位相ロックループを備え、該Nのフリップフロップは、全てベースクロック信号を受信し各々Nの基本クロック信号により制御される。

【0020】

シリアルパラレル変換手段と組み合わされたデジタル位相ロックループにより、数十ピコ秒以上の精度が、Nの基本クロック信号の相互位相シフト（時間範囲中の相互オフセット50

)のために取得される。

【0021】

サンプリング手段、特にデジタル位相ロックループは、CMOS技術により具現化され、このことで特に、サンプリング手段及びデジタル処理手段が、所定時間間隔の間待機モードになる。すなわち、このシステムは容易にスイッチをオン／オフ切り替えすることができ、その結果十分に電力を節約することができる。

【0022】

上述のように、パルスは所定相関信号をもつサンプリング手段により送られたデジタル信号の相関により検波される。

【0023】

この相関信号はデジタル信号自身とすることができます。すなわち、デジタル信号の自己相関が実行される。従って先天的に未知の波形のパルスを検波することができる。

10

【0024】

この状況では、入射信号が既知の理論波形のパルスにより構成される初期パルス信号の送信により得られる場合、相関信号は、前記既知の波形を有する理論パルスの受信により発生する理論ベース信号に対応するデジタル基準信号である。

【0025】

いいかえると、本発明では、既知の波形のパルスは、受信されたパルスのシステムへの理論応答に対応する基準をもつ相関を用いて検波することができる。受信した信号が複数パルスによりつくられるシンボルで構成される場合、相関信号は受信したシンボルへのシステムの理論応答とすることができます。

20

【0026】

どの相関信号が用いられる場合でも、特にノイズを抑えるためには、デジタル処理手段がさらにデジタル信号の一連のコヒーレント積分を実行することが特に都合がよい。

【0027】

本発明の他の形態は、入射信号を受信してベース信号を得るステップと、ベース信号の符号を表す中間信号をサンプリングしてデジタル信号を得るステップと、デジタル信号と所定の相関信号との相関による、デジタル信号をデジタル処理するステップと、を含む超広帯域タイプの入射パルス信号のパルスの検波方法である。

【0028】

30

本発明の他の形態では、サンプリングするステップは、N.Feに等しい中間信号のサンプリングの有効周波数に対応するNのサンプルのグループを、所定の送信周波数Feで並行して連續に送信するためにシリアルパラレル変換するステップを含む。

【0029】

本発明の他の形態は、上述のもの等の検波装置を含む無線送信システムの端末である。

【0030】

【発明の実施の形態】

図1において、符号SGNは超広帯域タイプの初期パルス信号を示しており、既知の理論波形によるパルスPLSにより構成される。より具体的には、これらのパルスPLSは、所定の時間範囲の幅PWを有し、これは例えば一般的に1nsよりも小さく、例えば約360ピコ秒程度である。一連のパルスPLSは、各々パルス繰り返し周波数(PRF)の逆数に等しい長さTの後続時間ウィンドウに含まれる。参考として、各時間ウィンドウの長さTは、例えば50nsに等しい。ある時間ウィンドウ中の各パルスの位置は、例えば擬似ランダムの符号に従って、ウィンドウ毎に異なる。さらに信号が、位置変調で符号化された情報を運ぶとき、パルスはウィンドウ中のパルスの基準位置に対してわずかに進むかわずかに遅れるかとなることができ、送信された情報の値“0”か“1”かに依存している。

40

【0031】

パルスPLSは、半分の出力における中心周波数に対してのパルスの帯域幅の比率は1/4よりも大きいという点で、超広帯域タイプパルスの特性を有する。参考として、パルスの中心周波数は、2と4GHzとの間で変化する。

50

【 0 0 3 2 】

本発明に従った検波装置DDTは、実施形態が図4に示されているように、信号中にパルスが存在するか存在しないかを検波できるようにしており、パルスが存在するとき、検波装置DDTは、到着の瞬間及びその極性が検波できるようにしている。この装置は、例えばローカルエリアネットワークタイプの無線通信システムの端末TRMに組み込むことができる。

【 0 0 3 3 】

さらに具体的には、この装置DDTは、ここで説明している特定の適用例においてであってこれに限定するわけではないが、多重経路とすることができる送信チャネルを介して信号SGNの送信により得られる入射信号SGNRを受信するためのアンテナANTを含んでいる。

10

【 0 0 3 4 】

アンテナANTは、入射信号SGNRからベース信号SGBを送る入力手段を形成する。ベース信号SGBも、超広帯域タイプのパルス信号である。しかし、アンテナANTを通った後における、この信号SGBを構成するパルスPLSDの波形は、図3に示される。この波形は図2で示されるパルスPLSの波形とは異なる。

【 0 0 3 5 】

いいかえると、パルスPLSDは、パルスPLSを受信したときのシステムの理論応答である。もちろん、この理論応答は、受信手段の特性に従って変化する。

【 0 0 3 6 】

ベース信号SGBは、それから低ノイズ増幅手段LNAにおいて増幅される。増幅器LNAの出力信号は、比較器CMPの基準電圧Vref（例えば0の値）と比較される。

20

【 0 0 3 7 】

比較器CMPはそれから、基準Vrefに対する、ベース信号SGBの符号つまり入射信号の符号をあらわす中間信号SGIを送る。

【 0 0 3 8 】

中間信号SGIは、サンプリング手段MECHでサンプリングされる。これらのサンプリング手段MECHは、以下で詳細に説明されるように、Nのサンプルによる続いてのグループを送る。それからこれらのサンプル全ては、必須の構成として所定のデジタル相關信号SCRと共にサンプリング手段により送られるデジタル信号SNMの相關をとる相關手段MCORRを有するデジタル処理手段で処理される。この相關の結果、パルスの存在を検波できるようになる。

30

【 0 0 3 9 】

信号のパルスの中心周波数はおよそ数GHzとすることができますので、デジタル信号のサンプリング周波数はかなり高くなればならず、例えば10GHzより大きい。実施において特に単純で容易な方法は、10GHzで信号をサンプリングする場合、図5で説明されているもの等のシリアルパラレル変換手段を用いることを含むことができる。

【 0 0 4 0 】

さらに具体的には、これらのシリアルパラレル変換手段は、所定送信周波数Fe、例えば200MHz程度で、Nのサンプルによるグループを連続して送る。そしてこれはN.Feに等しい中間信号のサンプリングによる有効周波数に対応する。従って、Nは例えば 2^m に等しく選択できることで、ここでmは例えば7に等しいことができ、そしてこのことから128のサンプルが得られるということになる。有効サンプリング周波数は、20GHzよりも大きくなる。

40

【 0 0 4 1 】

ハードウェアについては、これらのシリアル・パラレル変換手段は、プログラマブルクロック回路CHPにより構成される。プログラマブルクロック回路CHPは、周波数Feを有するベースクロック信号CLKeを受信し、全てが同じ周波数Feを有し互いについて1/Nごとに時間的にオフセットされた、Nのクロック信号CLK1-CLKNを送る。従って参考として、これらのクロック信号は例えば約50ピコ秒毎に時間的にオフセットすることができる。

【 0 0 4 2 】

50

シリアル - パラレル変換手段はまた、NのDタイプフリップフロップで構成され、各々FF1 - FFNで参照される。これらのフリップフロップは、各々Nの基本クロック信号CLK1 - CLKNにより制御され、それらはすべて入力において比較器CMPからの中間信号SGIを受信している。

【 0 0 4 3 】

中間信号SGIは、サンプリングされるか時間的に様々な初期クロック信号CLK1 - CLKNの連続立ち上がりを伴う。Nの連続サンプルは、ベースクロック信号CLKeにより制御される出力レジスタBFに記憶される。このベースクロック信号CLKeの各々の立ち上がり（このベースクロック信号の期間を表すインターバルTeにより空間を開けられた立ち上がり）において、Nのサンプルは並行して送信される。

10

【 0 0 4 4 】

例として、図7を参照することができる。ここでは説明を簡単にするため4つの基本クロック信号CLK1 - CLK4（N=4に対応）が示されている。図7に示されるように、ベースクロック信号CLKeは基本クロック信号のうち1つであり、例えば信号CLK1である。

【 0 0 4 5 】

実際にプログラマブルクロック回路CHPは、例えばクオーツクロック等のクロック、及びクロックの出力で連続して組み込まれる所定数の遅延要素により作成することができる。この目的を達するために、業界の者は必要であれば欧州特許出願番号0 843 418を参照してもよい。

【 0 0 4 6 】

この超高周波数サンプリングの課題の1つは、基本クロック信号が例えば約数ピコ秒程度のかなり小さいゆらぎで送信されなければならないという事実にある。そのようなことから、プログラマブルクロック回路CHPは、デジタル位相ロックループを備える。デジタル位相ロックループは、例えばプログラマブルリング振動子OSC2により構成され、Nの基本クロック信号CLK1 - CLKNを送信する。このリング振動子は、NのフリップフロップBS1 - BS Nの各出力を受信する制御回路CCDから制御される。これらNのフリップフロップはNの基本クロック信号CLK1 - CLKNにより各々制御され、D入力で例えば従来のクオーツ振動子OSC1からベースクロック信号CLKeを受信する。

20

【 0 0 4 7 】

この目的を達成するため、特にリング振動子の制御に関する限り、業界の者は必要であれば米国特許6 208 182を参照することができる。そうではあるがその一般的な原理をここで再検討する。制御回路CCDは、状態遷移が2つのサンプルを分ける時間インターバルで起こったかどうかを決定するような方法で2つづつサンプルを比較する手段により構成され、この比較は少なくとも2回以上を連続であってもよいがなされる。それと、リング振動子により構成される。この比較は次の方法でなされる。

30

【 0 0 4 8 】

- ・第2サイクル中、同等の状態遷移が同じインターバルで検波される場合、リング振動子の制御は修正されない。

【 0 0 4 9 】

- ・第2サイクル中、同等の状態遷移が後のインターバルで検波される場合、リング振動子の期間は減少する。

40

【 0 0 5 0 】

- ・第2サイクル中、同等の状態遷移が先のインターバルで検波される場合、リング振動子の期間は増加する。

【 0 0 5 1 】

上述のように、パルスの存在検波は、基準相關信号SCRを伴うデジタル相關によって実行される。

【 0 0 5 2 】

説明してきた例においては、パルスは既知の波形を有しているので、基準相關信号は、入力手段を通過した後のパルスの波形に対応したデジタル基準信号である。さらに具体的に

50

は、図9に示しているように、デジタル基準信号SCRは、一般的な波形がパルスPLSDの一般的な波形に対応する9つのサンプルのプロファイルである。各サンプルは、距離 $t = 1 / N \cdot F_e$ により時間で分けられる。従って基準信号SCRは、この場合値111-1-1-1-1-111を各々持つ9つのサンプルによるブロックである。

【0053】

相関手段MCORRは、サンプリング手段によって送信されたデジタル信号サンプルとN2 ($N_2 = 9$) 参照サンプルとの間のスライディング相関を実行する。

【0054】

実際には、N2はNよりはるかに少ない。従って相関手段はまず、N2参照サンプルと、サンプリング手段によって送られたNのサンプルによるグループの最初のN2のサンプルとの間の第1相関（項毎の乗算）を実行する。このことで第1相関値が得られる。それから各 t について、N2の参照サンプルが新たな相関値が得られるように1サンプル分シフトする。

10

【0055】

さらに、このスライディング相関は、デジタル信号のN1のサンプルによるセットES1(図8)を通して実行されるが、値N1はサンプル数について、パルスが位置するベース信号のウィンドウの長さTに対応している。

【0056】

それからデジタル処理手段は、相関値の最大値を検波する。このことでパルスの存在及び到着の瞬間が検波できるようになる。さらに、この最大値の符号に依存して、受信したパルスの極性を判定することができる。他の方法としては、相関値の組の“0”交差のみを検波することが可能である。

20

【0057】

この状況では、実際アンテナに到着する信号SGNRは雑音を含んでいる。従ってデジタル処理手段がさらにデジタル信号の一連のコヒーレント積分を実行することが好ましい。これらのコヒーレント積分は、業界の者によく知られている。実際には、図10に示すように、N1のサンプルES1-ES5の複数の連続した組による同質サンプルの和を実行することを含む。スライディング相関がN2参照サンプルを用いて実行されるN1サンプルの最終的な組ESFを最終的に得るためである。連続パルスが時間に不規則に間を開けられる（例えば既知の符号に従って）場合、サンプルの和にはパルス間の時間範囲オフセットを考慮に入れることができる。

30

【0058】

丁度説明した例において、入射信号のパルスは既知の波形であると仮定した。こういう状況から、本発明はまた、超広帯域タイプのパルス信号のパルスの存在を検波できるようしている。たとえパルスが先天的に未知の波形であったとしても、パルスの波形がいかなるものにも当てはまる。この場合、基準相関信号SCRは、デジタル信号自身である。いいかえると、相関手段MCORRは、サンプリング手段により送信されたデジタル信号の自己相関をとる。さらに相関ピークの検波は、パルスの存在及びパルス間の時間範囲ギャップを検波できるようにしている。

40

【0059】

実際には図11に示すように、この自己相関は、デジタル信号のN1サンプルによる2つの連続セットES1及びES2で実行される。ここで思い出されることは、これらのN1サンプルは、パルスが配置される信号のウィンドウの長さTに対応しているということである。さらに、各サンプルは距離 t で空間を開けられる。

【0060】

この場合ではまた、図12で示されるように、ノイズを説明するために、デジタル信号のコヒーレント積分の連続を実行するのが好ましい。これらはN1サンプルによる連続した数の組ES1 - ES5で実行することができるが、N1サンプルの他の組ES7で相関されるN1サンプルによる最終組ESFを得るためにある。

【0061】

50

ハードウェアに関して、サンプリング手段及びデジタル処理手段はCMOS技術により実行することができるが、製造コストという観点から分かりやすい。この技術もサンプリング手段や相關手段を待機状態にできるようにする制御手段MCTL(図4)を提供すべく用いることができる。待機状態とは、例えば、システムがパルスを受信していることを知っている期間の間、又は信号ノイズ比が最適化されていない期間の間である。このことが大量の電力保存を可能にしている。

【0062】

さらに、相關手段は複数相關器を平行におくことにより具現化することができる。複数相關器は、N.Feに等しい有効サンプリング周波数に互換の処理スピードを得るためにNサンプルの複数グループを並行処理する。

10

【図面の簡単な説明】

【図1】超広帯域タイプの入射信号を概略的に示す図である。

【図2】図1の入射信号のパルスの1つをより詳細に示した図である。

【図3】受信システムによる入射信号の受信の結果得られるベース信号のパルスの1つをより詳細に示した図である。

【図4】本発明に従った検波装置の実施形態を概略的に示した図である。

【図5】図4の装置のサンプリング手段の実施形態を詳細かつ概略的に示した図である。

【図6】図4の装置のサンプリング手段の実施形態を詳細かつ概略的に示した図である。

【図7】サンプリング手段で用いられる様々なクロック信号の概略的なタイミング図である。

20

【図8】図9で示されるような基準相關信号を用いた本発明の第1実施形態及び実施方法を示している。

【図9】基準相關信号の波形を概略的に示した図である。

【図10】図9で示されるような基準相關信号を用いた本発明の第2実施形態及び実施方法を示している。

【図11】本発明の他の実施形態及び実施方法を示した図である。

【図12】本発明の他の実施形態及び実施方法を示した図である。

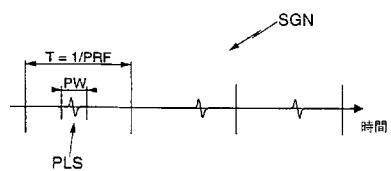
【符号の説明】

MECH サンプリング手段

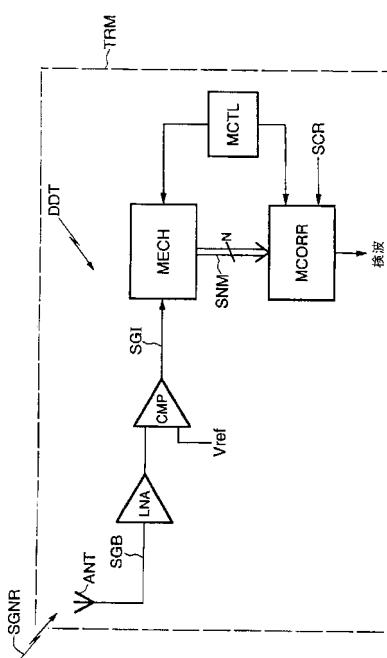
MCORR 相關手段

30

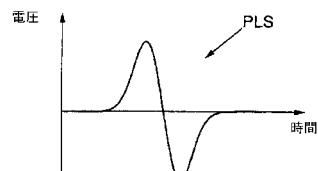
【図1】



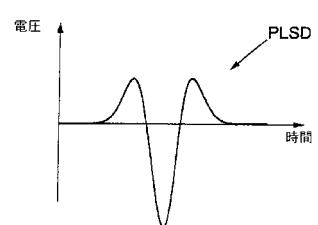
【図4】



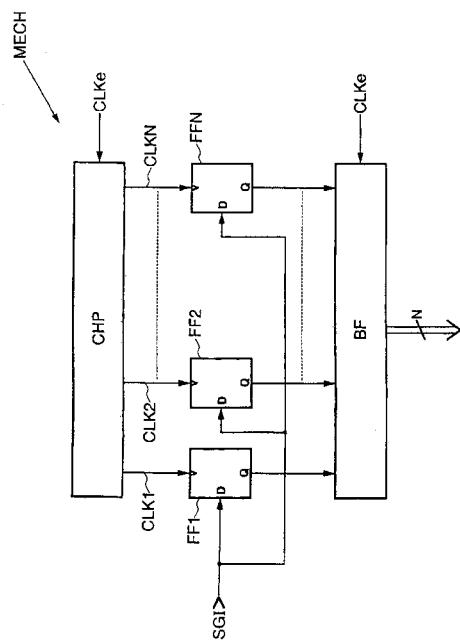
【図2】



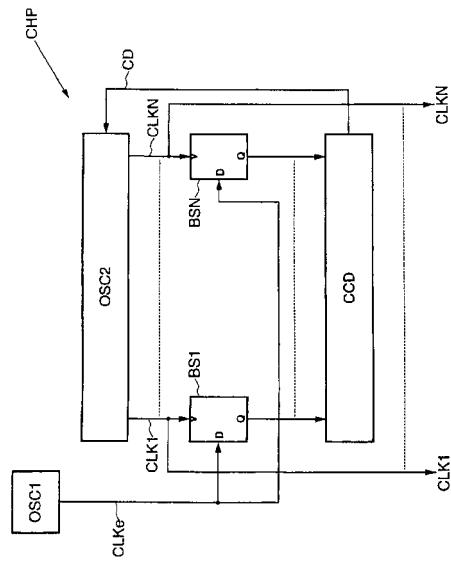
【図3】



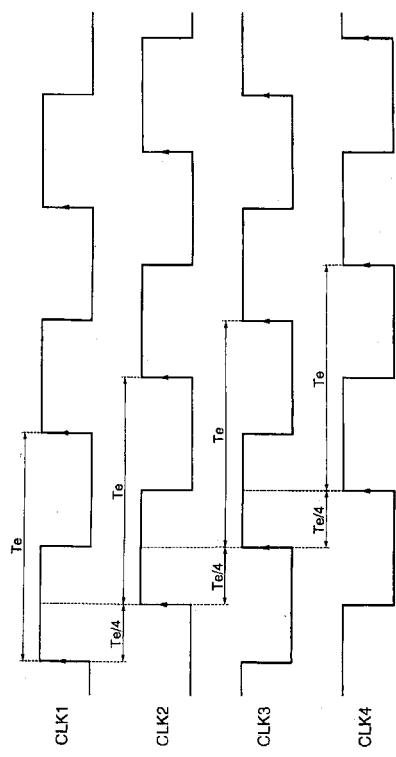
【図5】



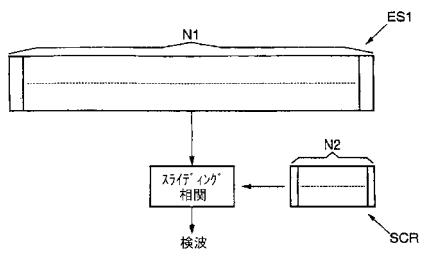
【図6】



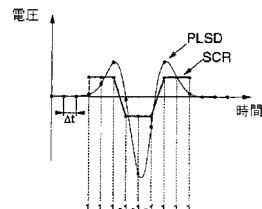
【図7】



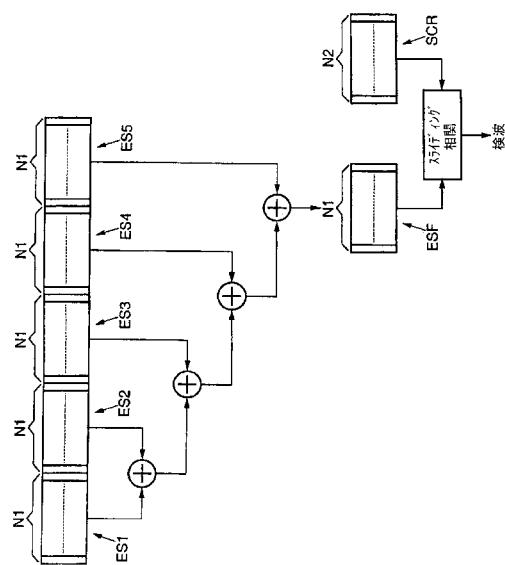
【図8】



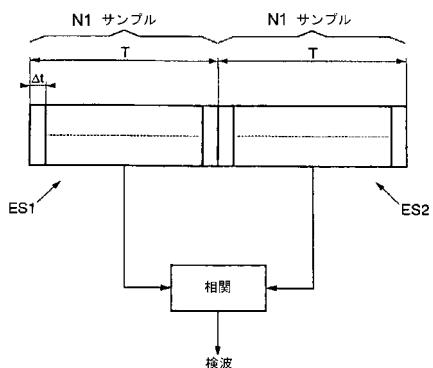
【図9】



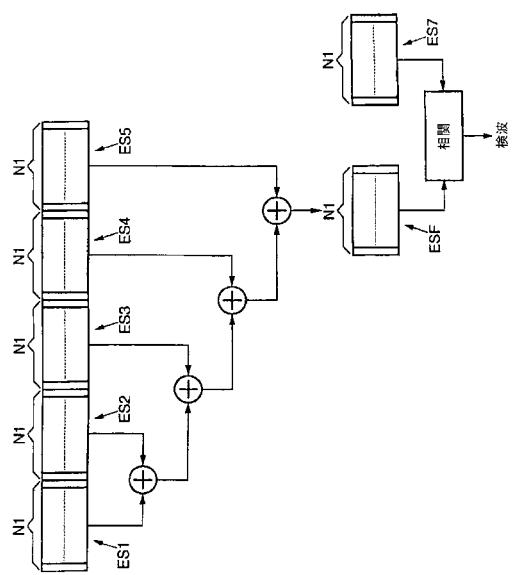
【図10】



【図11】



【図 1 2】



フロントページの続き

(74)代理人 100105393
弁理士 伏見 直哉
(74)代理人 100111969
弁理士 平野 ゆかり
(72)発明者 ディディエール・エラル
フランス国 エフ - 7 4 1 6 0 サン・ジュリアン・アン・ジェネボア、レジスデンス・ドゥ・レスカラード 3
(72)発明者 ティエリー・アーナード
フランス国 エフ - 7 4 3 3 0 ポワジー、シュマン・ドゥ・ラ・カセッタ 9 9
(72)発明者 フリツ・レボウスキー
アメリカ合衆国 9 4 3 0 3 カリフォルニア州パロ・アルト、グリーン・ストリート 8 8 8

審査官 白井 亮

(56)参考文献 特開2003-124844 (JP, A)
特表平10-508725 (JP, A)
米国特許第06208182 (US, B1)
国際公開第01/076086 (WO, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 25/00-25/66
H04J 13/00