(19)日本国特許庁(JP)　(12)公表特許公報(A)　(11)特許出願公表番号
特表2021-517397
(P2021-517397A)
(43)公表日　令和3年7月15日(2021.7.15)

(51)Int.Cl.			F I			テーマコード（参考）
H04B	1/7183	(2011.01)	H04B	1/7183		5K029
H04L	7/04	(2006.01)	H04L	7/04	100	5K047
H04L	25/49	(2006.01)	H04L	25/49	C	

審査請求 未請求　予備審査請求 未請求　（全 21 頁）

(21)出願番号　特願2020-546361 (P2020-546361)
(86)(22)出願日　平成31年3月6日(2019.3.6)
(85)翻訳文提出日　令和2年10月30日(2020.10.30)
(86)国際出願番号　PCT/EP2019/055623
(87)国際公開番号　WO2019/170782
(87)国際公開日　令和1年9月12日(2019.9.12)
(31)優先権主張番号　62/639,022
(32)優先日　平成30年3月6日(2018.3.6)
(33)優先権主張国・地域又は機関
米国(US)
(31)優先権主張番号　62/667,909
(32)優先日　平成30年5月7日(2018.5.7)
(33)優先権主張国・地域又は機関
米国(US)

(71)出願人　518276357
デカウェーブ　リミテッド
アイルランド国　８　ダブリン　ピーター　ストリート　アデレイド　チャンバース
(74)代理人　100141173
弁理士　西村　啓一
(72)発明者　マクラフリン　マイケル
アイルランド国　１８　ダブリン　フォックスロック　ビーチ　パーク　ロード　３０
(72)発明者　マッケルロイ　シアラン
アイルランド国　１５　ダブリン　クロンシラ　ポーターズゲート　アベニュー　１２

最終頁に続く

(54)【発明の名称】改良型超広帯域通信システム

(57)【要約】
【解決手段】
超広帯域（「ＵＷＢ」）通信システムにおいて、各々が異なるパルス繰返周波数（「ＰＲＦ」）を有する複数の部分でパケットを送信するための方法が開示される。パケットを非連続的に送信するための方法も開示される。
【選択図】図１

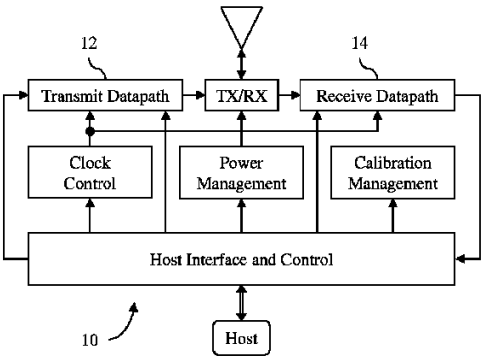


Fig. 1

【特許請求の範囲】
【請求項１】
第１部分と第２部分とを含むパケットを送信するための超広帯域通信システムに用いる方法であって、
選択された第１パルス繰返周波数（「ＰＲＦ」）でパケットの第１部分を送信する工程と、
前記第１ＰＲＦとは異なる選択された第２ＰＲＦでパケットの第２部分を送信する工程と、
を実行するようにシステムの送信機機能を構成する工程、
を含む、
ことを特徴とする方法。
【請求項２】
前記パケットの前記第１部分は、
プリアンブルと、物理ヘッダ（「ＰＨＲ」）と、データペイロードと、暗号と、のうち少なくとも選択された１つ、
を含み、
前記パケットの前記第２部分は、
前記ＰＨＲと、前記データペイロードと、前記暗号と、のうち少なくとも選択された１つ、
を含む、
請求項１記載の方法。
【請求項３】
前記パケットの少なくとも前記第１部分の構成は、予め定義されている、
請求項１記載の方法。
【請求項４】
前記パケットの前記第１部分は、複数のプリアンブルシンボルのうち選択された１つの同期シーケンスを含むことをさらに特徴とし、
前記第１ＰＲＦは、前記選択されたプリアンブルシンボルの関数として選択される、
請求項３記載の方法。
【請求項５】
前記パケットの前記第１部分は、複数のプリアンブルシンボルのうち選択された１つの同期シーケンスを含むことをさらに特徴とし、
前記プリアンブルシンボルの前記長さは、前記キャリア再生の更新レートを増加させるように選択される、
請求項３記載の方法。
【請求項６】
前記パケットの前記第２部分は、データペイロードを含むことをさらに特徴とし、
前記第２ＰＲＦは、前記データペイロードの送信持続時間を低減するように選択される、
請求項１記載の方法。
【請求項７】
前記パケットの前記第２部分は、データペイロードを含むことをさらに特徴とし、
前記第２ＰＲＦは、前記データペイロードのビット当たりのエネルギーを増加させるように選択される、
請求項１記載の方法。
【請求項８】
前記パケットの前記第２部分は、複数の暗号のうち選択された１つを含むことをさらに特徴とし、
前記第２ＰＲＦは、前記選択された暗号の関数として選択される、
請求項１記載の方法。

【請求項９】
請求項１乃至８のいずれかに記載の方法を実行するように構成される、
ことを特徴とする無線通信システム。
【請求項１０】
処理システムで実行されると、前記処理システムに請求項１乃至８のいずれかに係る方法の前記工程を実行させる実行可能命令、
を含む、
ことを特徴とする持続性コンピュータ可読媒体。

【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
（関連出願の相互参照）
本出願は、以下の出願に関連する。
１．仮出願第６２／６３９，０２２号、２０１８年３月６日申請（第１特許仮出願）。
２．仮出願第６２／６６７，９０９号、２０１８年５月７日申請（第２特許仮出願）
３．仮出願第６２／６９５，１４０号、２０１８年７月８日申請（第３特許仮出願）
【０００２】
本出願は、第１、第２、第３特許仮出願の優先権を主張し、それにより米国特許法施行規則第１．７８条第（ａ）項（４）の規定に従い、それらの出願日の利益を主張する。
【０００３】
第１、第２、第３特許仮出願の内容は、その全体が参照により明白に本出願に援用される。
【０００４】
本発明は、概して、無線通信システムに関し、特に、性能が改良された無線通信システムに関する。
【背景技術】
【０００５】
以下の記述全般において、超広帯域（Ultra-Wideband:ＵＷＢ）通信システムの分野で当業者に周知の特殊用語が初出した場合、その用語を斜体で表記（その用語を「　」内に表記）する。また、新規と思われる用語、または、新規と思われる文脈で用いられる用語を最初に示す場合、その用語を太字で表記（その用語を［　］内に表記）すると共に、同用語に適用するつもりである定義を示す。また、本明細書全体を通じて、信号、信号フラグ、ステータスビット、または類似の装置を論理的に真または論理的に偽の状態にすることの表現について言及するとき、それぞれアサートまたはネゲートという用語を用いることがある。また、信号を一方の論理状態から他方の論理状態に論理反転することを示すとき、トグルという用語を用いることがある。また、相互に排他的なブール状態をｌｏｇｉｃ＿０およびｌｏｇｉｃ＿１として言及することがある。当然のことながら、周知のとおり、これら全ての信号の論理的意味を逆転することにより、本明細書において論理的に真と述べた信号が論理的に偽となる、およびその逆となるような一貫したシステムオペレーションが得られる。さらに、これらのシステムでは、各論理状態を表すためにどの特定の電圧レベルが選択されるかは、重要ではない。
【０００６】
一例として、「超広帯域（ＵＷＢ）」通信システムでは、「パケットベースのＵＷＢチャネル」を介した「送信」のための「ペイロードデータ」を作成するために、一連の特別処理ステップが「ＵＷＢ送信機」により実行される。「受信」時に、データペイロードを「回復」するために、対応する一連の逆ステップが「ＵＷＢ受信機」により実行される。両者の一連の処理ステップの詳細はＩＥＥＥ標準規格８０２．１５．４と８０２．１５．

４ａ（標準規格）とに詳しく記載されており、そのコピーは本出願と併せて提出され、その全内容は参照により本明細書に明白に援用される。既知のとおり、これらの標準規格は、システムの「送信部（Ｔｘ）」と「受信部（Ｒｘ）」との両方の必要な機能について記載しているが、システムの送信部のみの実施の詳細を特定し、受信部を実施する方法の選択を実施者に委ねている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【０００７】

本発明者らの１人以上は、ＵＷＢ通信システムに用いる、ある特定の改良を開発してきた。それらの改良は、以下の係属中の出願、または、発行された特許に詳細に記載されている。その全体は、本願に明白に援用される。

【０００８】

【特許文献１】米国特許第７，６３６，３９７号「畳み込み符号化データを送受信する方法と装置」、２００９年１２月２２日発行。

【０００９】

【特許文献２】米国特許第７，７８７，５４４号「コードワードを生成する方法と装置」、２０１０年７月３１日発行。

【００１０】

【特許文献３】米国特許第８，３５８，７０９号「畳み込み符号化データを送受信する方法と装置」、２０１３年１月２２日発行。

【００１１】

【特許文献４】米国特許第８，４３７，４３２号「超広帯域通信システムに用いる受信機」、２０１３年５月７日発行。

【００１２】

【特許文献５】米国特許第８，６７７，２２４号「通信システムに用いる畳み込み符号」、２０１４年３月１８日発行。

【００１３】

【特許文献６】米国特許第８，４３６，７５８号「超広帯域通信システムに用いる適応３値Ａ／Ｄコンバータ」、２０１３年５月７日発行。

【００１４】

【特許文献７】米国特許第８，７６０，３３４号「超広帯域通信システムに用いる受信機」、２０１４年６月２４日発行。

【００１５】

【特許文献８】米国特許第９，０５４，７９０号「超広帯域通信システムに用いる受信機」、２０１５年６月９日発行。

【００１６】

【特許文献９】米国特許第９，３２５，３３８号「超広帯域通信システムに用いる適応３値Ａ／Ｄコンバータ」、２０１６年４月２６日発行。

【００１７】

【特許文献１０】国際出願番号ＥＰ２０１７／０５２５６４号「安全なチャネルサウンディング」、２０１７年２月６日申請。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【００１８】

標準規格に準拠して、ＵＷＢ通信システムは、既知の２７Ｍｂｐｓ「変調スキーマ」の実施形態を実装するように適合され得る。このスキーマに従い、現在定義されている最高データレートは、６４ＭＨｚの「パルス繰返周波数（Pulse Repetition Frequency: ＰＲＦ）」で６．８Ｍｂｐｓである。本発明者らは、ＰＲＦをパケット内で変化させることが可能であり、かつ望ましい、と考える。

【００１９】

一般的なＵＷＢ通信システムが「高速パルス（High Rate Pulse: ＨＲＰ）」で動作するように適合されていても、パケット送信は「連続的」であり、「プリアンブル」と、「ＳＦＤ」と、データと、さらに、場合によっては「暗号」とは、全て、連続送信において一緒に「連結」される。一般に、これは、「キャリア同期」を「獲得」し、「維持」することをより容易にする。しかしながら、受信機のいくつかの実装で実装困難を引き起こすにもかかわらず、本発明者らは、非連続的なパケットを有することは利点をもたらす、と考える。

【００２０】

本発明者らは、可変ＰＲＦでパケットを送信するために、無線通信システムの受信機に用いられる改良された方法と装置とが必要とされている、と考える。さらに、本発明者らは、このような可変ＰＲＦパケットが非連続的に送信されるべきである、と考える。特に、本発明者らは、これらの方法と装置とが総じて最良の従来技術に匹敵する性能を提供し、パケットが非連続的に送信されることを可能にする、と考える。

【課題を解決するための手段】

【００２１】

本発明の好ましい実施形態によれば、第１部分と第２部分とを含むパケットを送信するための、無線通信システムに用いる方法が提供される。この方法は、特に、選択された第１パルス繰返周波数（「ＰＲＦ」）でパケットの第１部分を送信する工程と、第１ＰＲＦとは異なる選択された第２ＰＲＦでパケットの第２部分を送信する工程と、を実行するようにシステムの送信機機能を構成することを含む。さらに、この方法は、パケットを非連続的に送信する工程を実行するようにシステムを構成することを含む。

【００２２】

さらに他の実施形態において、無線通信システムは、非連続的パケットを送信するための本発明の方法を実行するように構成される。

【００２３】

本発明の方法は、適当な持続性コンピュータ可読媒体におけるコンピュータ可読符号において実現されてもよく、プロセッサがコンピュータ可読符号を実行すると、同プロセッサは各方法を実行する。

【００２４】

本発明の方法は、適当なコンピュータ可読媒体における持続性コンピュータ可読符号において実現されてもよく、プロセッサがコンピュータ可読符号を実行すると、同プロセッサは各方法を実行する。

【図面の簡単な説明】

【００２５】

本発明は、添付図面と関連したある特定の好適な実施形態の説明により、より十分に理解される。

【００２６】

【図１】図１は、ＵＷＢ通信システムでの使用に適合された、送信機機能と受信機機能との両方を備える受信機の一実施形態を示すブロック図である。

【００２７】

【図２】図２は、本発明の実施に適合された受信機機能の一実施形態を示すブロック図である。

【００２８】

【図３】図３は、バーストプリアンブル（bursty preamble）を有する連続パケット送信シーケンスを線形時間形式で示す。

【００２９】

【図４】図４は、集中プリアンブルを有する連続パケット送信シーケンスを線形時間形式で示す。

【００３０】

【図５】図５は、非連続パケット送信シーケンスの第１例を線形時間形式で示す。

【００３１】
【図６】図６は、非連続パケット送信シーケンスの第２例を線形時間形式で示す。
【００３２】
【図７】図７は、非連続パケット送信シーケンスの第３例を線形時間形式で示す。
【００３３】
【図８】図８は、非連続パケット送信シーケンスの第４例を線形時間形式で示す。
【００３４】
【図９】図９は、非連続パケット送信シーケンスの第５例を線形時間形式で示す。
【００３５】
【図１０】図１０は、非連続パケット送信シーケンスの第６例を線形時間形式で示す。
【００３６】
【図１１】図１１は、非連続パケット送信シーケンスの第７例を線形時間形式で示す。
【００３７】
【図１２】図１２は、非連続パケット送信シーケンスの第８例を線形時間形式で示す。
【００３８】
【図１３】図１３は、非連続パケット送信シーケンスの第９例を線形時間形式で示す。
【００３９】
【図１４】図１４は、本発明の実施に適合された畳み込み符号器の一実施形態のブロック図である。
【００４０】
【図１５】図１５は、本発明にかかる開発されたチップシーケンスの一例のグラフ図である。
【００４１】
各図において、同様の部品には、可能な限り同様の番号が付される。しかしながら、この操作は、単に参照の便宜のため、および、不要な番号の増加を避けるためのものであり、複数の実施形態において、本発明が機能または構造のいずれかにおいて同一性を必要とすることを暗示または示唆するものではない。
【発明を実施するための形態】
【００４２】
図１には、ＵＷＢ通信システムでの使用に適合された受信機１０の一実施形態が例示され、受信機１０は、送信機機能１２と受信機機能１４との両方を含む。図２には、本発明の実施に適合された受信機機能１４の一実施形態が例示される。受信機１０の構造と操作方法、および、送信機機能と受信機機能１２－１４に関する全詳細は、前述の１つまたは複数の特許に見出すことができる。
【００４３】
本発明者らの第３特許仮出願において、本発明者らは、標準規格ＵＷＢパケットの異なる構成部品のＰＲＦを変化させるための複数の方法を開示した。スライド１１では、標準規格が６４ＭＨｚの公称ＰＲＦで２７Ｍｂｐｓのデータレートをサポートする可能性について言及し、第１変形例であるＶ１では各バーストが２ナノ秒（ｎｓ）の区間を有する２つのパルスからなる。しかしながら、本発明者らは、スライド１２では、高い「スペクトルピーク対平均比」（spectral peak to average ratio: ＳＰＡＲ）のために、このＶ１が望ましくないことについて留意されたい。そのため、本発明者らは、スライド１３では、バースト当たりのパルスが２から８に増加される第２変形例であるＶ２を提案した。これまで実施されてきたシミュレーションの一部に基づいて、Ｖ２により次のいくつかの重要な利点が予測されることに留意されたい。

Ｖ１の性能よりも６ｄＢ優れた性能；

標準規格６．８Ｍｂｐｓモードを超えるＶ１と同一の範囲（ピークアンテナ電圧が０．７ｖまで制限されていると仮定）；

「フレーム」のＴｘとＲｘとのデータ部分の消費電力は標準の６．８Ｍｂｐｓモードの１／４であること。

【００４４】
本発明者らの第１特許仮出願において、本発明者らは、本発明の基礎を形成する本発明者らのシミュレーションの範囲と結果とを開示した。ここで、これらのシミュレーション研究を、本発明者らの第１特許仮出願を参照して要約する。
【００４５】
本発明者らの［圧縮変調スキーマ（Compressed Modulation Schema: ＣＭＳ）］によれば、「入力ビット」当たりの送信「チップ」数、したがって、送信「シンボル」当たりの送信チップ数は、標準規格で指定されている現行の最高「データレート」におけるｌｏｇｉｃ＿１ｓ、すなわち、６４ＭＨｚ　ＰＲＦで６．８　Ｍｂｐｓに等しい。しかしながら、本発明者らのＣＭＳでは、データレートは、最高の標準規格データレートの４倍である。さらに、本発明者らのＣＭＳに従い、既存の「連結誤り訂正符号」、すなわち、「Ｒｅｅｄ－Ｓｏｌｏｍｏｎ（ＲＳ）」と「畳み込み」との両方は、保存され、修正されない。言い換えると、誤り訂正符号化方式と復号化方式との両方は、修正されない。修正されるものは、「畳み込み符号化」されたビットがＴｘにおいて送信「バースト」に「拡散」され、したがってＲｘにおいて「逆拡散」される方法である。
【００４６】
図１４では、標準規格に準拠して構成された「畳み込み符号器」１６が例示される。ｋ番目の入力ビット（$b^{(k)}$）に対して、符号器１６は、システマティックビット（$g_0^{(k)}$）と、パリティビット（$g_1^{(k)}$）と、の２つのビットを出力する。ＩＥＥＥ　８０２．１５．４ａ　「ＢＰＰＭ－ＢＰＳＫハイブリッド変調方式」では、「バースト位置」は、$g_0^{(k)}$により決定され、それに「バイポーラ」型$g_1^{(k)}$が乗算される。「ホップ位置」と「スクランブリングシーケンス」とは、標準規格「スクランブリングｍシーケンスシフトレジスタ発生器（scrambling m-sequence shift register generator）」により生成される。

【００４７】
本発明者らのＣＭＳによれば、$g_1^{(k)}$は、依然としてバーストを乗算する。さらに、スクランブルシーケンスも同様の方法で生成される。ただし、ホッピングと位置変調とは生じないが、むしろ０番目の位置が常に使用される。ここで、$g_0^{(k)}$は、２つの対象となり得る相互に「直交するキャリアシーケンス」のうち、どれが使用されるかを決定する。
（式１）

$$\mathbf{s}^{(k)} = \begin{cases} \mathbf{s}_0 = [+,+,+,+,+,+,+,+], & g_0^{(k)} = 0, \\ \mathbf{s}_1 = [-,-,-,-,+,+,+,+], & g_0^{(k)} = 1. \end{cases}$$

次いで、$s^{(k)}$にバイポーラ型$g_1^{(k)}$を乗算し、$v^{(k)}$を取得する。
（式２）

$$\mathbf{v}^{(k)} = (-1)^{g_1^{(k)}}\mathbf{s}^{(k)}$$

$v^{(k)}$は、スクランブリングシーケンスによりスクランブルされ、送信される。
【００４８】

これは、次の並列により、より明確に理解することができる。ＢＰＰＭ－ＢＰＳＫハイブリッドでは、ビット$g_0^{(k)}$は、スクランブルされていない「全ての」バーストを時間的に「互いに直交」する２つの予測される位置に配置する。本発明者らのＣＭＳでは、$g_0^{(k)}$がバースト自体を変更して、２つの対象となり得るスクランブルされていないシーケンスのうち１つを使用し、各シーケンスは「符号空間」内で互いに直交する。

なお、シーケンスの直交性は、スクランブリング後に保存される。さらに、式１の前述の２つのシーケンスの代わりに、任意の２つの２進（±１）直交シーケンスが使用可能であり、それらは、それぞれの「コンステレーションポイント（constellation point）」間の同一の「ユークリッド距離（Euclidian distances）」を提供するであろう。簡略化のために、これらの例が選択された。なお、使用されるシーケンスの長さは、直交性が維持される限り、例えば、データレート変更のために変更することも可能である。

【００４９】

本発明者らのＣＭＳは、各々が１６チップを含む３２ｎｓの持続時間のシンボル区間を生成する。シンボル区間の前半、すなわち、８チップを含むものではスクランブル型$v^{(k)}$が占め、一方、シンボル区間の後半、すなわち同様に８チップを含むものは、「ガード区間」を表す。

図１５は、本発明者らの「Ｍａｔｌａｂ（登録商標）テストベンチ」で生成されたチップシーケンスの一例を示す。この実施形態では、「物理ヘッダ（physical header: ＰＨＲ）」および「物理層（physical layer: ＰＨＹ）サービスデータユニット（service data unit: ＰＳＤＵ）」の両方が同じ圧縮変調フォーマットを使用する。

【００５０】

チップレートでの「チャネル整合フィルタ（channel match filter: ＣＭＦ）」、「回転」、「リサンプリング」、および「逆スクランブル」の後、受信機１４は$v^{(k)}$の推定値を有し、これは$\hat{v}^{(k)}$で表される。「ビタビ復号」$\hat{p}_0^{(k)}$と$\hat{p}_1^{(k)}$との「メトリックス（metrics）」を計算するために、受信機１４は、$\hat{v}^{(k)}$をシーケンスs_0とs_1とにそれぞれ「投影（project）」しなければならない。

（式３ａ）

$$\hat{p}_0^{(k)} = \hat{\mathbf{v}}^{(k)}\mathbf{s}_0^T,$$

（式３ｂ）

$$\hat{p}_1^{(k)} = \hat{\mathbf{v}}^{(k)}\mathbf{s}_1^T$$

【００５１】

なお、ビタビメトリックス$\hat{p}_0^{(k)}$と$\hat{p}_1^{(k)}$とは、ＢＰＰＭ－ＢＰＳＫハイブリッド変調の位置０および１におけるメトリックスにそれぞれ類似している。

したがって、それらは、ビタビ復号器、「キャリアループフェーザ（carrier loop phasor）」などの入力として、これらのメトリックスの代わりに使用される。本発明者らのＭａｔｌａｂ（登録商標）符号では、これは以下のように行われる。

```
burst       = this.resampleOutput(burstOffset + (1: this.nSamplesPerBurst));
dscrmbld    = burst(1:this.burstDeciRate:end) .* (1-2*this.spreadingSeq);
sL          = sum(dscrmbld(1 : this.chipsPerBurst/2));
sU          = sum(dscrmbld(this.chipsPerBurst/2 + 1 : this.chipsPerBurst));
this.despreadOntime0 =  sL + sU;
this.despreadOntime1 = -sL + sU;
```

上記のＭａｔｌａｂ（登録商標）符号「スニペット」は、さらに１つの重要な特徴を表示する。$\hat{p}_0^{(k)}$と$\hat{p}_1^{(k)}$との両方は、逆スクランブルされたチップの２つの同一の合計から算出可能であり、１つ目の合計は下位４つのチップの合計であり、２つ目の合計は上位４つのチップの合計である。

これは、既存の逆スクランブラ（descrambler）のわずかな修正でおそらく十分であるため、ハードウェア内に２つの逆クランブラを実装する必要がないことを示唆する。

【００５２】

圧縮データモードでは、全ての実施されたデータレートに既に使用されている１０２４ｎｓのキャリアループサンプリング期間が保存されている。シンボル期間は３２ｎｓに等しいため、このモードは、シンボルのサンプルの回転のためにキャリアループの１０２４／３２＝３２の滑らかな工程を使用する。

【００５３】

完全を期するために、第２特許仮出願において本発明者らのＣＭＳ上で行われた研究のシミュレーションパラメータと性能結果とは、本明細書内に提供される。見て分かるとおり、本発明の２７Ｍｂｐｓ圧縮データモードの感度は、２７ＭｂｐｓのＰＨＲエラーに大きく影響を受ける。しかしながら、ＰＨＲは、「ＳＥＣＤＥＤ符号」により、弱く「誤り保護」されることが知られている。ＰＨＲが８５０ｋｂｐｓの８倍低いデータレートで送信されるため、この弱いＰＨＲ保護は６．８Ｍｂｐｓモード感度にあまり影響を与えず、したがって、各シンボルは６．８ＭｂｐｓのＰＳＤＵシンボルよりも８倍高いエネルギー（９ｄＢ）を有する。一方、圧縮モードＰＨＲシンボルは、そのＰＳＤＵシンボルと同一のエネルギーを有する。ＳＥＣＤＥＤ符号化ＰＨＲを用いた場合と、「ＢＣＨ（１５，７）」符号化ＰＨＲを用いた場合との圧縮データレート性能を比較すると、ＢＣＨ（１５，７）符号の使用による影響が明確に分かり、０ｐｐｍおよび２０ｐｐｍのＣＦＯに対して約０．３ｄＢだけ性能が改良される。他には、「ＢＣＨ（３１，１１）符号」など、より強力な「２進ブロック符号」も考慮する必要がある。

【００５４】

また、ハミング自由距離２１の１／８畳み込み符号を用いて研究した（J.Proakis, Digital Communications, ser. Electrical engineering series. McGrawHill, 2001, p.495参照）。

本発明者らは、この符号が図１４に示されるカレント符号器を介して生成され得ることを発見した。式１の代わりに、この符号は、ビット$g_1^{(k)}$への依存関係は式２と同じであるが、符号化されたビット$g_0^{(k)}$に応じて、以下の拡散シーケンスを使用する。

（式４）

$$\mathbf{s}^{(k)} = \begin{cases} \mathbf{s}_0 = [-,-,-,-,-,-,-,-], & g_0^{(k)} = 0, \\ \mathbf{s}_1 = [+,+,-,-,-,+,+,+], & g_0^{(k)} = 1 \end{cases}$$

シーケンスs_0とs_1とが直交していないことに留意されたい。

この符号の二乗ユークリッド自由距離は８４に等しく、２つの直交シーケンスを使用する任意の符号については８０に等しい。したがって、理論的には、ＡＷＧＮチャネル上でこの符号を使用することによる符号化利得の改良は以下のとおりである。

（式５）１０ｌｏｇ１０（８４／８０）＝０．２１ｄＢ

符号は、既存の畳み込み符号器を介して生成することができるため、既存のビタビ複合器により最適に復号することもできる。ビタビメトリックスの算出方法のみが、変更される。

式３におけるように、逆スクランブルされたチップは等価物ビタビメトリックスを生成するために、２つのシーケンスs_0およびs_1と相関される。以下のＭａｔｌａｂ（登録商標）符号スニペットは、これを示している。

```
if this.proakisCode
  this.despreadOntime0 = dscrmbld * [-1  -1  -1  -1  -1  -1  -1  -1]';
  this.despreadOntime1 = dscrmbld * [ 1   1  -1  -1  -1   1   1   1]';
else
```

本発明者らの現行のＭａｔｌａｂ（登録商標）テストベンチでは、上述の直交符号の使用と圧縮データモード用のこの符号の使用との間で切り替わる単一の共有「ｘｍｌ制御」が存在し、それはそのデフォルト値と共に以下に示される。

```
<proakisCode>                false                </proakisCode>
```

【００５５】

本発明者らの第２特許仮出願の図１０に示されるように、ＡＷＧＮチャネル上のこの符号の10^{-2}ＰＥＲの性能は、直交符号の性能よりも概ね０．２５ｄＢ良好である。これは、本発明者らの理論的予測と一致する。しかしながら、本発明者らの第２特許仮出願の図１１に示されるように、ＩＥＥＥ　ＣＭ１チャネル上の10^{-2}ＰＥＲの性能は、直交符号の性能よりも約０．５ｄＢ低下する。

【００５６】

第２特許仮出願の４．２章に示されるその結果は、ＩＥＥＥ　ＣＭ１モデルに基づき、トランクテストベンチ（trunk testbench）で実装された。しかしながら、このモデルは、チャネルモデル文書が規定するように完全には実装されなかった。すなわち、パスの位相は、ランダムではなく、全てゼロ（０）に設定された。さらに、チャネルモデル文書においてκパラメータで表されるチャネルの周波数選択性は、実装されなかった。そのため、本発明者らは、これらの効果の両方を含む新しいチャネルモデル実装を実行した。このようなＩＥＥＥ　ＣＭ上の２つの符号の性能比較は、第２特許仮出願に記載されている。

【００５７】

要約すると、本発明者らのシミュレーション研究は、本発明者らの２７ＭｂｐｓのＣＭＳを実装することが、標準規格６．８ Ｍｂｐｓ方式に対して比較的小さい性能損失をもたらすことを示唆した。さらに、感度損失は、主に２７ＭｂｐｓのＰＨＲ受信エラーに起因することが観察された。これは、ＰＨＲ誤り訂正のためにより強いブロック符号を使用することにより、少なくとも部分的に軽減され得る。この時点で、ＢＣＨ（１５，７）符号を考慮することが推奨される。しかし、本発明者らは、この改良は比較的重要ではないと予想する。

【００５８】

しかしながら、シミュレーション研究を全体として考慮すると、「直交符号」と「Ｐｒｏａｋｉｓ符号」という２つの可能性のある符号の相対的パフォーマンスから、明確な勝者はいないと結論付けられる。一方で、「Ｐｒｏａｋｉｓ符号」は理論から予測されるように、ＡＷＧＮ上で感度を高める。他方で、「直交符号」は本発明者らが検討したＩＥＥＥマルチパスチャネルモデルの全てでより良好に機能する。したがって、これら２つの符号から選択する場合、実装の複雑さが決定的な要因であるはずだと結論付けられる。

【００５９】

本発明者らはシミュレーション研究を完了したため、直交符号が多くの実施形態で役立ち得るＰｒｏａｋｉｓ符号に比べて、さらなる利点を有すると結論付けた。例として、本発明者らの第３特許仮出願のスライド１６とスライド１７とにおいて、直交符号を使用して、「平均ＰＲＦ」は、パケットの異なる部分の相対パラメータを最適化するように変化し得ることに留意されたい。標準規格では、平均ＰＲＦを変化させたが、ほんのわずか、例えば、数パーセント以内であった。この柔軟性により、例えば、「自動利得制御：（automatic gain control: ＡＧＣ）」アルゴリズムの設計がより容易になった。フレーム全体にわたる類似のＰＲＦでは、同じエネルギーレベルが単位時間当たりの受信機に到達するので、「利得パラメータ」は大きく変化しないであろう。可変ＰＲＦを導入することの１つの結果は、ＡＧＣ受信機利得アルゴリズムが受信パルスを歪ませることなく、受信電力の突然の変化に適応するように設計されなければならないことである。ＰＲＦに変化が起こると、例え送信パルス振幅が変化しなくても、平均受信電力は変化するが、受信機はパルス振幅を維持するために利得を同一に維持するべきである。受信機がＰＲＦにいつ変化が起こるかを知っている場合、受信機は、ＡＧＣアルゴリズムに、信号を受信する特定の時点で、利得を著しく変化させてはならないことを示すことができる。いくつかの実施形態では、「受信機ストリップ」内に複数の利得段がある。このような実施形態において、利得を著しく変化させないことに相当することは、ストリップ利得のうち１つを別のストリップ利得と反対方向に調整することである。

【００６０】

いくつかの実施形態では、送信機がパケットの異なるセクションについてパルス振幅を変更することが有利である。これはＰＲＦの変化に関連し得るが、それを行う別の理由は異なるセクションをよりロバストにするため、またはよりロバストにしないためである。このような場合、受信機は、信号の各部分のパルス間の振幅の差を知っていることが多く、受信機内で振幅を一定に維持する量だけ利得を変化させることができる。

【００６１】

言い換えると、ＰＲＦがいつ変化するかを知っていれば、変化が起こる前に、利得（または全体的なストリップ利得）をフリーズさせることができる。または、パルス振幅が変化しようとしていることを知っていれば、ＡＧＣに自動的にそれを行わせるのではなく、既知の量だけ利得を明示的に変化させることができる。

【００６２】

以下の例について考察する。

１．フレームは、通常、同期プリアンブルと、ＳＦＤと、（任意選択の）暗号シーケンスと、（任意選択の）データペイロードと、で構成される。一実施形態では、これらの部分の各々が実質的に異なるＰＲＦを使用して送信されてもよい。例えば、同期プリアンブルは、「長さ－１２７」の「４ａ」標準規格「Ｉｐａｔｏｖ」符号（「ＰＲＦ６４」）、

または「長さ－３１」Ｉｐａｔｏｖ３値符号（本発明者らの第２特許仮出願、６ページの表２および７ページの表３を参照）と、１００ＭＨｚの平均ＰＲＦ、または異なる平均ＰＲＦを有する何らかの他の同期シーケンスと、から構成されてもよい。

２．暗号シーケンスが存在する場合、本発明者らの第２特許仮出願の章１６．２．８．３に記載されているように、暗号シーケンスは、可変平均ＰＲＦを有し得て、２つの変形例が、６２．４または１２１ＭＨｚのいずれかの平均ＰＲＦを用いて、考察される。

３．データペイロードも、可変平均ＰＲＦを有し得る。標準規格に準拠して、通常の「４ａ」データ変調モードでは平均ＰＲＦ６４ が使用される。しかしながら、平均ペイロードＰＲＦをＰＲＦ２５６に増加させることにより（本発明者らの第２特許仮出願の章１６．３．４参照）、またはＰＲＦ１００、１６７または１２５を有する他の可能な変形例を使用することにより（本発明者らの第３特許仮出願のスライド１１参照）、データペイロードパフォーマンスを向上させることが可能であることに留意されたい。

【００６３】

フレームの部分間で異なるＰＲＦを有することとは別に、フレームの異なる部分において異なるシンボル長を有することも有益である。例えば、ここでは、Ｉｐａｔｏｖ－３１プリアンブルがより短い２４８ｎｓシンボルからなる。（平均ＰＲＦ１２１を有する）圧縮された暗号シンボルが間にギャップが生じずに連続的に送信される場合、この暗号シーケンスは、任意の長さを有することができるシンボルからなるものとして扱い、処理することが可能である。例えば、６４　１０２４ｎｓのシンボルからなる暗号は、１２８　５１２ｎｓのシンボルとして、または２５６　２５６ｎｓのシンボルとして扱われてもよい。同様に、連続的に送信されるデータペイロードは、多くの可能な長さを有するシンボルからなるものとして処理されてもよい。一般に、異なるシンボル長を使用することの利点としては、例えば、「キャリア再生」と「タイミング追跡」とが挙げられ、一般に、より短いシンボルは、特に高い「キャリア周波数オフセット」を用いて、同期を獲得および追跡することをより容易にする。

【００６４】

シンボルのより短い長さは、いくつかの処理アルゴリズムにおいて有益であり得る。例えば、より長いシンボルにおいては、高いＣＦＯではシンボル間に非常に大きな「位相回転」が生じる。その結果、典型的なキャリア再生アルゴリズムは、同期に失敗する可能性がある。より短いシンボルを導入し、それによりシンボル当たりの位相回転を減少させ、この問題を低減させることが実証できる。より短いシンボルはまた、典型的にはシンボルごとに動作する他のアルゴリズムのより速い性能をもたらし得る。例えば、３２＊１０１６ｎｓの代わりに、より短いＩｐａｔｏｖ－３１を用いて、３２＊２４８ｎｓで処理を終了することができる。これにより、フレームが短くなり、送信エネルギーと受信機処理に使用されるエネルギーとの両方が節約される。

【００６５】

しかしながら、本発明者らは、フレーム全体にわたってより高いＰＲＦを使用することが最善ではないことを提示する。例えば、初期同期プリアンブルの送信中、プリアンブル検出および同期中の通常のシステム感度は十分であり、一般にデータペイロード復調のシステム感度よりも高いので、（より高いＰＲＦに関連して）エネルギー密度を大幅に増加させる必要はない。言い換えると、パケットの「ボトルネック」の間にＰＲＦを増加させることはより意味がある。例えば、そのような「ボトルネック」の１つは、データ復調である。したがって、データ送信中により高いＰＲＦを使用することは、データがうまく復調され得る範囲を増加させることにより、パケットの全ての部分のパフォーマンスを等化することを可能にする。

【００６６】

さらに、本発明者らは、より高いＰＲＦを使用することは、一般に、各ビットの送信に要する時間がより短い、最高ビットレートモードの間に特に有用であることを提示する。例えば、本発明者らの２７Ｍｂｉｔ／ｓ方式は、６．８Ｍｂｉｔ／ｓ方式よりも４ｘ短い時間で各ビットを送信する。一定のＰＲＦが使用された場合、本発明者らの２７Ｍｂｉｔ

／ｓ方式は６．８Ｍｂｉｔ／ｓ方式よりもビット当たり４ｘ少ないエネルギーを送信することができ、これにより、かなりの範囲の低減につながる。この場合、ＰＲＦを増加させることは、失われた性能を回復することに役立つ。

【００６７】

前述のとおり、パケットのデータペイロード部分において、より高いＰＲＦを使用することには、著しい利点がある。利点のひとつは、エアタイム（airtime）が短くなるため、送受信機のバッテリ節約になることである。しかしながら、「ファイル転送」や「ビデオストリーミング」などのいくつかの用途では、より高いビットレートとはるかに大きなデータペイロードとが必要になる。このような用途では、フレームは再び非常に長くなり、特に、ＰＲＦが増大すると、Ｔｘは規制上の制限に従って１ミリ秒（ｍｓ）当たりのパルス当たりの電力を低減することが要求される。その結果、非常に長いデータフレーム（または長い暗号）は、はるかに短い範囲を有する。

【００６８】

（バッテリ節約のために）パケットをより短く保ち、依然として満足のいく範囲を有するために、本発明者らは、パケットを非連続的に送信することを提案する。パケットを連続的に送信することは、以下の大きな利点がある。

１．送信時間１ｍｓ当たりの固定Ｔｘ電力最大値に対する標準規格に記載されている「送信電力制限」を回避することに役立つ。しかしながら、パケットが複数の部分に分割され、数ミリ秒にわたって送信される場合、複数のＴｘ電力制限を使用することができる。

２．非連続または「バースト」送信は、連続する送信バースト間の電力を節約するために、受信機をシャットダウンすることを可能にする。本発明者らには、パケットの時間の経過に伴ってパケットの送信を「伸ばす」、すなわち、低いＰＲＦを用いて遅くしたり「広げたり」するよりも、「無音ギャップ」により分離された短いバーストを用いてパケットコンポーネントを送信する方が意味がある。理由は、ギャップの間に受信機をシャットダウンでき、したがって、電力の節約が可能となり、これは、特に「バッテリ駆動」受信機において重要である。そのため、図３に示される例では、送信機は、例えば１００マイクロ秒（μｓ）の間連続的に動作し、次いで、９００μｓの間無音のままであり、次いで、１００μｓの間連続的な操作を再開し、次いで、９００μｓの間無音に戻ることができる。いくつかの実施形態では、図４に示されるように、バーストを集中させることができる。

３．最大Ｔｘ電力が問題にならない場合でも、非連続パケットは、例えば、コンデンサで支持されている小型バッテリで電力供給される製品では、非常に役立つ（小型バッテリ自体がＵＷＢ回路に十分に高いピーク電流を供給できないため、コンデンサがしばしば必要になる）。このような用途には、例えば、小型の「自動車用キーフォブ」、または他の小型のウェアラブルアイテムが含まれる。このような実施形態では、空間制限により、コンデンサ自体のサイズが制限される。小型バッテリと小型コンデンサとの組み合わせは、（ＵＷＢ回路に電力を供給するために）非常に限られた時間だけ高電流を供給することができるので、本発明者らのバーストパケット構造では、次のバーストの前に、コンデンサを再充電するしばらくの時間が与えられる。

【００６９】

図３と図４とに示されるパケット構造の両方は、より長いチャネルの「インパルス応答」のラップアラウンド（wrap-around）を犠牲にして「コヒーレントプリアンブル（coherent preamble）検出」を容易にするため、短いＩｐａｔｏｖプリアンブルシンボルを使用する。第２共通の特徴は、パケットのエネルギーが高エネルギーパルスを有する「アクティブ」期間に集中することであり、一方、「サイレント」期間はＴｘとＲｘとができるだけ多くのブロック、特にアナログのブロックをオフにし、電力を節約することを意図している。したがって、図３に示されるパケット構造は、任意の長さのパケットを可能にするが、図４に示されるパケット構造は、パケット長を所定の最大値を超えて増大させると、標準規格で設定された－４１．３ｄＢｍ／ＭＨｚ制限を超えるレベルを有する「平均電力スペクトル」を生成することになるため、短いパケットのみを対象とする。一方、図３に

おける同期は、プリアンブルが存在するか否かの単純な決定のみならず、予測される「バースト位置」を見つけることから、より長い「プリアンブル検出時間」を必要とするため、非常に複雑である。さらに、図３のＴｘと、特にＲｘとの「デューティサイクル」は、ＴｘとＲｘとの一部が図４の場合よりもかなり頻繁にオン・オフする必要があるため、非常に効率が悪い。また、図３では、全てのプリアンブルバーストの前後に、より多くの「オン」時間が必要とされる。図３と比較して図４の上記利点の全てを考慮すると、その１つの欠点、すなわちパケットサイズの制限を緩和することが非常に有益であるように思われる。ここで、これを実現するためのアプローチについて考察する。

【００７０】

主なアイデアは、集中パケットが通常の集中パケットの最大長以下の長さのチャンクに分割されることである。この最大長は、１ｍｓ以内に４１．３ｄＢｍ／ＭＨｚ制限を満たす平均パワースペクトルレベルを生成する。チャンクの開始間の距離は、１ｍｓよりわずかに上でなければならない。このようにして、「パワースペクトル密度（power spectra density: ＰＳＤ）」の１ｍｓウィンドウは、規定の制限を超えることは決してない。

【００７１】

ここで、パケットの構造例、すなわち、可変ＰＲＦで送信可能なチャンクにパケットを分割する方法について考察する。Ｉｐａｔｏｖプリアンブルと、「フレーム開始デリミタ（start of frame delimiter: ＳＦＤ）」と、「物理ヘッダ（physical header: ＰＨＲ）」とは、同じチャンクで一緒に送信される必要があることは明らかである。ＰＨＲは、パケットの構造、すなわち、異なるフィールドの必要とされる長さに依る、異なるチャンクへの分割を規定するフィールドを含む必要がある。ペイロード長に応じて、Ｉｐａｔｏｖプリアンブル、ＳＦＤ、およびＰＨＲと同じチャンクにすることもできる。通常の集中パケットとは異なる部分は、「暗号」である。暗号は、図５に示されるように、別のチャンクになっている。２つのチャンクの始まりは、１ｍｓをわずかに超えて離れている。しかし、この構造は、暗号の長さを１つのチャンクに制限する。

【００７２】

より長い暗号が必要とされる場合、考えられる１つのアプローチは、複数の暗号フィールドを有することである。その場合、図６に示されるように、各暗号フィールドは別々に「積算」され、処理される。なお、受信機機能１４が次の暗号の開始前に終了するのに十分な時間を有するため、既存のアキュムレータのみが必要とされる。

【００７３】

例えば、「ストリーミングアプリケーション」用の長いペイロードを有するパケットは、図７に示されるように、チャンクに分割されたペイロードを有する。一実施形態では、各チャンクに先行して、「タイミングおよび位相回復」のために「同期パイロット」が追加されてもよい。

【００７４】

それぞれが全受信暗号エネルギーの一部しか含まない異なるアキュムレータ上で「チャネルインパルス応答解析」を実行することは、暗号全体が単一のアキュムレータに蓄積される場合と比較して、性能の劣化を引き起こすことが予想される。そのため、図８に示されるように、各暗号の前に任意の同期パイロットを使用することが考慮されるべきである。そのとき、そのような暗号フィールドは、単一のアキュムレータに一緒に蓄積されてもよい。

【００７５】

いくつかの実施形態では、パケットに関する前述の概念の混合が可能である。例えば、ペイロードは図９に示されるように、暗号の後に配置されてもよい。

【００７６】

本発明のこれらの原理を適用することにより、平均送信電力を低減することなく、効率的な受信機デューティサイクルが可能となる。主な未決の課題は、パイロットフィールドの長さと構造とである。また、関連して、パイロットタイミングと位相同期とをどのようにして実施するかも課題である。一般に、受信機１４は、パイロットフィールドを受信す

る前に、「キャリア周波数オフセット（carrier frequency offset：ＣＦＯ）」推定値から数ｎｓ以内に正しいタイミングを推定できるはずである。同期を達成するための１つのアプローチは、「チャネル整合フィルタ（channel match filter: ＣＭＦ）」の出力をパイロットシーケンスと相関させ、次いで、「キャリア／タイミングループ」を使用して相関を定期的に更新することである。

【００７７】

本発明者らは、様々なバーストパターンが可能であることを確定したが、各々は独特の利点と欠点とを有する。先ず、Ｔｘバーストは、正確に同じ長さまたは内容を有する必要がないことに留意されたい。例えば、図３と図４とでは、第１バーストは同期プリアンブルとデータペイロードとを含むことができ、後続のバーストは暗号シーケンスの一部を含むことができる。あるいは、図５のように、より長いデータペイロードの部分が含まれてもよい。

【００７８】

タイミングパターンは、柔軟であってもよい。例えば、低速スイッチングは、各Ｔｘバーストが１００μｓ持続し、その後に９００μｓの無音が続くように実施されてもよく、あるいは、より短いギャップ、例えば、５０μｓ　Ｔｘ／４５０μｓのギャップがあってもよい。図４には、特に「密」なオン／オフ方式が示され、ここでＴｘは１μｓの間オンであり、続いて７μｓの間の無音となる。好ましくは、Ｔｘパターンが非常に柔軟であるべきであり（任意のＴｘ時間／任意の無音ギャップ）、デューティサイクルも可変であるべきである。一般的に、ギャップが長くなると、スイッチングが容易になり、例えば小型バッテリを支持するコンデンサを再充電する時間が長くなる。しかしながら、より長いギャップはいくつかの再同期問題を引き起こす可能性があり、（図７と、図８と、図９とに示されるように）各バーストの前に追加の短いパイロットを必要とする場合がある。図１０では、複数のデータペイロードの送信例が示されるが、余分なＳＹＮＣはない。一方、図１１に示される例では、データペイロードの各チャンクの前にそれぞれのＳＹＮＣが先行する。図１２に示される例では、データペイロードの最初のチャンクの送信の後に「ＡＣＫ」リターンメッセージが続き、次いで、データペイロードの次のチャンクに進む。一方、図１３に示される例では、ＡＣＫはデータペイロードの複数のチャンクの送信の後に続く。当然のことながら、他のパケット構造が構成されてもよく、全てが本発明により可能となる。

【００７９】

特定の実施形態の文脈で本発明を説明してきたが、そのような実施形態において、当業者は、特定の実施態様に適合するために多くの変更を行ってもよいことを容易に理解するであろう。例えば、少ない労力で本発明を様々な通信方式での使用に適合させることができる。さらに、前述の数種の素子は、任意の種々の既知の半導体製造方法を用いて実現されてもよく、また一般に、この技術分野で既知のとおり、ハードウェア制御またはソフトウェア制御のいずれか、あるいは、それらの組み合わせの下で動作するように適合されてもよい。また、特殊用途受信装置の文脈で開示した数種の本発明の方法は、適当な非一時的なコンピュータ可読媒体上のコンピュータ可読符号において実現されてもよく、それにより汎用または特定用途向けコンピュータのプロセッサが該コンピュータ可読符号を実行すると、プロセッサは各方法を実行する。

【００８０】

したがって、本発明者らが、無線通信システムのトランシーバに用いられる、可変ＰＲＦでパケットを送信するために複数の改良された方法と装置とを提供したことが明らかである。本発明者らは、さらに、パケットを非連続的に送信するための改良された方法と装置とを提供した。これまで本発明をパケットベースのＵＷＢ通信システムの文脈でのみ開示してきたが、本発明が、パケットベースであるか否かに関わらず、チャネルサウンディングを実行する他の種類の無線通信システムに広く適用可能であることは言うまでもない。さらに、本発明者らは、本発明の提供する性能は総じて最良の先行技術に匹敵するものであるが、それら先行技術の既知の実施態様よりも遥かに効率的である、と考える。

【図１】

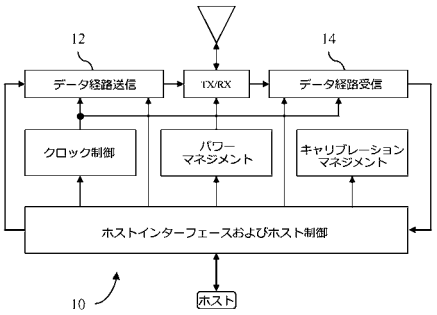


Fig. 1

【図２】

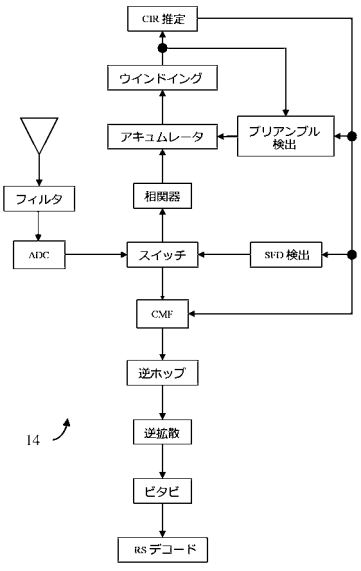


Fig. 2

【図３】

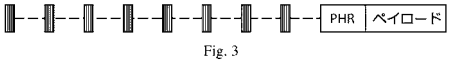


Fig. 3

【図４】

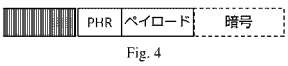


Fig. 4

【図５】



Fig. 5

【図６】

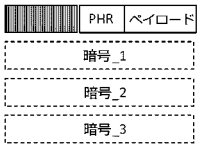


Fig. 6

【図７】

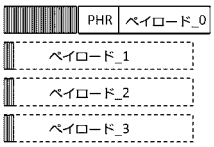


Fig. 7

【図８】

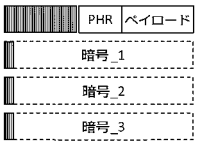


Fig. 8

【図９】

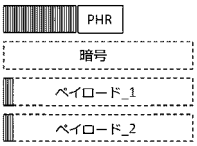


Fig. 9

【図１０】

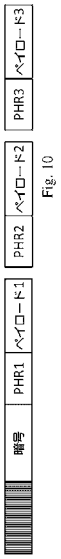


Fig. 10

【図１１】

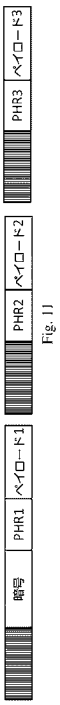


Fig. 11

【図１２】

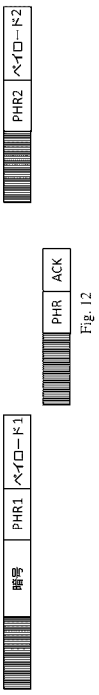


Fig. 12

【図１３】

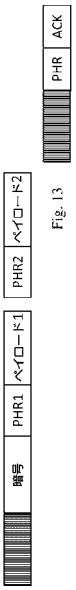


Fig. 13

【図１４】

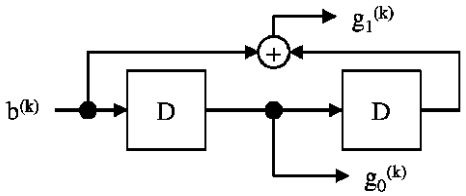


Fig. 14

【図１５】

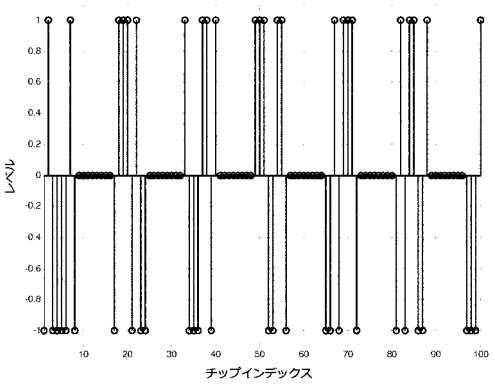


Fig. 15

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2019/055623

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. H04B1/7163 H04B1/7183 H04B1/7176 H04L29/06
ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H04B H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
EPO-Internal, WPI Data, COMPENDEX, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y A	US 2003/072273 A1 (AIELLO G ROBERTO [US] ET AL) 17 April 2003 (2003-04-17) paragraph [0049] - paragraph [0052] -----	1-3,5-7, 9,10 2 4,8
Y	US 2017/359134 A1 (BAIER THOMAS [AT] ET AL) 14 December 2017 (2017-12-14) paragraph [0032] - paragraph [0044]; figures 8, 15 -----	2
A	US 2010/265991 A1 (OH MI KYUNG [KR] ET AL) 21 October 2010 (2010-10-21) paragraph [0003]; figure 1 -----	1-10
A	WO 2015/193409 A1 (DECAWAVE LTD [IE]; MCLAUGHLIN MICHAEL [IE]; VERSO BILLY [IE]) 23 December 2015 (2015-12-23) paragraph [0022] -----	1-10

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
14 June 2019	01/07/2019

Name and mailing address of the ISA/	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016	Giglietto, Massimo

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (April 2005)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No
PCT/EP2019/055623

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2003072273 A1	17-04-2003	US 2003072273 A1	17-04-2003
		WO 03023992 A1	20-03-2003
US 2017359134 A1	14-12-2017	CN 107483395 A	15-12-2017
		EP 3255851 A1	13-12-2017
		US 2017359134 A1	14-12-2017
US 2010265991 A1	21-10-2010	KR 20090061518 A	16-06-2009
		US 2010265991 A1	21-10-2010
		WO 2009075454 A1	18-06-2009
WO 2015193409 A1	23-12-2015	EP 3158654 A1	26-04-2017
		US 2018145722 A1	24-05-2018
		WO 2015193409 A1	23-12-2015

フロントページの続き

(31)優先権主張番号 62/695,140
(32)優先日 平成30年7月8日(2018.7.8)
(33)優先権主張国・地域又は機関
米国(US)

(81)指定国・地域 AP(BW,GH,GM,KE,LR,LS,MW,MZ,NA,RW,SD,SL,ST,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,RU,TJ,TM),EP(AL,AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HR,HU,IE,IS,IT,LT,LU,LV,MC,MK,MT,NL,NO,PL,PT,RO,RS,SE,SI,SK,SM,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,KM,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AO,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BH,BN,BR,BW,BY,BZ,CA,CH,CL,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DJ,DK,DM,DO,DZ,EC,EE,EG,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,GT,HN,HR,HU,ID,IL,IN,IR,IS,JO,JP,KE,KG,KH,KN,KP,KR,KW,KZ,LA,LC,LK,LR,LS,LU,LY,MA,MD,ME,MG,MK,MN,MW,MX,MY,MZ,NA,NG,NI,NO,NZ,OM,PA,PE,PG,PH,PL,PT,QA,RO,RS,RU,RW,SA,SC,SD,SE,SG,SK,SL,SM,ST,SV,SY,TH,TJ,TM,TN,TR,TT

(72)発明者 ドットリッチ イゴール
アイルランド国 ６ ダブリン ランラー チャールストン ハウス １４
(72)発明者 ヴェルソ ビリー
アイルランド国 キルデア州 メイヌース パークランズ ウェイ １０
(72)発明者 ニェフチャス ヤロスロー
ポーランド国 ０５－４２０ ユジェフフ オグロドバ ２５ビー

Ｆターム(参考) 5K029 AA11 DD22 EE12 FF01
5K047 AA01 HH53