

(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2004-505506
(P2004-505506A)

(43) 公表日 平成16年2月19日(2004.2.19)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H04L 27/18	H04L 27/18	5K004
H04L 27/10	H04L 27/10	

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 43 頁)

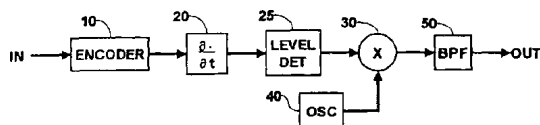
(21) 出願番号	特願2002-514974 (P2002-514974)	(71) 出願人	501263810 トムソン ライセンシング ソシエテ ア ノニム Thomson Licensing S . A. フランス国, エフ-92100 ブロー ニュ ビヤンクール, ケ アルフォンス ル ガロ, 46番地
(86) (22) 出願日	平成13年7月20日 (2001.7.20)	(74) 代理人	100077481 弁理士 谷 義一
(85) 翻訳文提出日	平成15年1月27日 (2003.1.27)	(74) 代理人	100088915 弁理士 阿部 和夫
(86) 国際出願番号	PCT/US2001/022851		
(87) 国際公開番号	W02002/009380		
(87) 国際公開日	平成14年1月31日 (2002.1.31)		
(31) 優先権主張番号	09/626,294		
(32) 優先日	平成12年7月25日 (2000.7.25)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パルス幅変調を用いたデータ伝送

(57) 【要約】

デジタルデータ変調器 (図1) は、デジタルデータ信号の発生源 (IN) に結合される。符号器 (10) は、可変パルス幅コードを使用してデジタルデータを符号化する。パルス信号生成器 (20、25) は、符号化されたデジタルデータ信号の縁部を表すパルスを生成する。搬送波信号生成器 (30、40) は、パルス信号生成器からのパルスに対応する搬送波パルスを有する搬送波信号を生成する。対応するデジタルデータ復調器 (図3) は、可変パルス幅符号化デジタルデータ信号を表すために互いを基準として間隔を置いて配置された搬送波パルスを有する変調信号の発生源 (IN) に結合される。検出器 (140) は、受け取った搬送波パルスに応答して可変パルス幅符号化信号を生成する。復号器 (150) は、デジタルデータ信号を生成するために、可変パルス幅符号化信号を復号する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

デジタルデータ信号のソース (I N) と、
可変パルス幅コードを使用して前記デジタルデータを符号化する符号器 (1 0) と、
前記符号化されたデジタルデータ信号の縁部を表すそれぞれのパルスを生成するパルス信号生成器 (2 0 , 2 5) と、
前記それぞれのパルスに対応する搬送波パルスを有する搬送波信号を生成する搬送波信号生成器 (3 0 , 4 0) と
を具備したことを特徴とする、デジタルデータ変調器。

【請求項 2】

前記可変パルス幅コードは可変アパーチャコードであることを特徴とする、請求項 1 に記載の変調器。

【請求項 3】

前記符号器 (1 0) は、立上り縁部および立下り縁部を有する符号化デジタルデータ信号を生成すること、
前記パルス信号生成器 (2 0 , 2 5) は、前記デジタルデータ信号の第 1 の縁部に応答して正のパルスを生成し、前記デジタルデータ信号の異なる第 2 の縁部に応答して負のパルスを生成すること、および
前記搬送波信号生成器 (3 0 , 4 0) は、正のパルスに응答して第 1 の位相を有し、負のパルスに응答して第 2 の位相を有する、搬送波パルスを生成することを特徴とする、請求項 1 に記載の変調器。

【請求項 4】

前記第 1 の位相と前記第 2 の位相は、ほぼ 1 8 0 度位相がずれており、
前記第 1 の縁部は立上り縁部であり、
前記第 2 の縁部は立下り縁部である
ことを特徴とする、請求項 3 に記載の変調器。

【請求項 5】

前記パルス信号生成器は、
前記エンコーダに結合された微分器 (2 0) と、
前記微分器に結合されたレベル検出器 (2 5) とを
含むことを特徴とする、請求項 1 に記載の変調器。

【請求項 6】

前記搬送波信号生成器は、
搬送波発振器 (4 0) と、
前記パルス信号生成器 (2 0 , 2 5) に結合された第 1 の入力端子と前記搬送波信号生成器 (4 0) に結合された第 2 の入力端子とを有するミキサ (3 0) とを含むことを特徴とする、請求項 1 に記載の変調器。

【請求項 7】

前記ミキサ (3 0) の出力端子に結合されたバンドパスフィルタ (5 0) をさらに有することを特徴とする、請求項 6 に記載の変調器。

【請求項 8】

可変パルス幅符号化デジタルデータ信号を表すために互いに間隔を置いて配置された搬送波パルスを有する、被変調信号のソース (I N) と、
受信した搬送波パルスに응答して可変パルス幅符号化信号を生成する検波器 (1 4 0) と、
前記可変パルス幅符号化信号を復号して、前記デジタルデータ信号を生成するデコーダ (1 5 0) と
を具備したことを特徴とする、デジタルデータ復調器。

【請求項 9】

前記可変パルス幅コードは可変アパーチャコードであることを特徴とする、請求項 8 に記

10

20

30

40

50

載の復調器。

【請求項 10】

前記搬送波パルスは第 1 の位相および第 2 の位相のうちの 1 つを有することを特徴とする、請求項 8 に記載の復調器。

【請求項 11】

前記第 1 の位相は、前記第 2 の位相とほぼ 180 度位相がずれていることを特徴とする、請求項 10 に記載の復調器。

【請求項 12】

前記被変調信号のソースと前記検波器との間に、バンドパスフィルタ(110)と、積分器(120)と、制限増幅器(130)とがさらに結合されることを特徴とする、請求項 8 に記載の復調器。

10

【請求項 13】

さらに、前記検波器(140)に結合されており、搬送波パルスが予測される場合に時間的に近傍のウィンドウング信号を生成するウィンドウングタイマ(160)を有し、ここで、前記検波器(140)は前記ウィンドウング信号によりイネーブルされることを特徴とする、請求項 8 に記載の復調器。

【請求項 14】

デジタルデータ信号のソースを提供するステップと、可変パルス幅コードを使用して前記デジタルデータを符号化するステップと、前記符号化デジタルデータ信号の縁部を表すそれぞれのパルスを生成するステップと、前記それぞれのパルスに対応する搬送波パルスを有する搬送波信号を生成するステップとを具備したことを特徴とする、デジタルデータ変調方法。

20

【請求項 15】

可変パルス幅符号化デジタルデータ信号を表すために互いに間隔を置いて配置された搬送波パルスを有する、被変調信号のソースを提供するステップと、受信した搬送波パルスに応答して可変パルス幅符号化信号を生成するステップと、前記可変パルス幅符号化信号を復号して前記デジタルデータ信号を生成するステップとを具備したことを特徴とする、デジタルデータ復調方法。

30

【発明の詳細な説明】

【0001】

本発明は、帯域制限チャンネルを介して高速データレートを提供する変調技法に関する。

【0002】

帯域幅が制限されたチャンネルを介する場合、高速のデータレートでデータを提供することが常に望ましい。チャンネルを介したデータレートを上げるために、これまでも多くの変調技法が開発されてきた。たとえば、M - ary 位相シフトキー(PSK)および直交振幅変調(QAM)技法は、伝送されるそれぞれの符号で複数のデータビットを符号化することによって圧縮を可能にする。こうしたシステムには、それらに関連付けられた制約がある。第 1 に、こうしたシステムに関連付けられたハードウェアは高価である。これは、これらの技法が適切に動作するには、高水準のチャンネル線形性を必要とするためである。したがって、搬送波トラッキング、シンボル回復、補間、および信号成形のために、大規模な信号処理を実行しなければならない。第 2 に、こうした技法はマルチパス効果に敏感である。これらの効果は、受信機内で補償される必要がある。第 3 に、これらのシステムは、所望のデータレートを得るために、一部のアプリケーション(たとえばインバンドオンチャンネル放送 FM 副搬送波サービス)で使用可能なものよりも上の帯域幅を必要とすることが多い。

40

【0003】

本発明の原理によれば、デジタルデータ変調器は、デジタルデータ信号の発生源に結合される。エンコーダは、可変パルス幅コードを使用してデジタルデータを符号化する。パル

50

ス信号生成器は、符号化されたデジタルデータ信号の縁部を表すパルスを生成する。搬送波信号生成器は、パルス信号生成器からのパルスに対応する搬送波パルスを有する搬送波信号を生成する。対応するデジタルデータ復調器は、可変パルス幅符号化デジタルデータ信号を表すために互いに間隔を置いて配置された搬送波パルスを有する被変調信号のソースに結合される。検波器は、受信した搬送波パルスにตอบสนองして可変パルス幅符号化信号を生成する。デコーダは、デジタルデータ信号を生成するために、可変パルス幅符号化信号を復号する。

【0004】

本発明の原理に従った技法は、比較的安価な回路を使用して実施することが可能であり、マルチパス干渉に敏感でなく、かなりの帯域幅圧縮を提供するものである。

10

【0005】

図1は、本発明による変調器を示す構成図である。図1では、入力端子INがデジタル信号を受け取る。入力端子INは、符号器10の入力端子に結合される。符号器10の出力端子は、微分器20の入力端子に結合される。微分器20の出力端子は、レベル検出器25の入力端子に結合される。レベル検出器25の出力端子は、ミキサ30の第1の入力端子に結合される。ローカル発振器40は、ミキサ30の第2の入力端子に結合される。ミキサ30の出力端子は、バンドパスフィルタ(BPF)50の入力端子に結合される。BPF50の出力端子は出力端子OUTに結合され、これが入力端子INでのデジタル信号を表す変調された信号を生成する。

【0006】

図2は、図1に示された変調器のオペレーションを理解するのに役立つ波形図である。図2は、波形をより明確に図示するようにスケールリングするために描かれたものではない。例示された実施形態では、入力端子INでのデジタル信号は、非ゼロ復帰(NRZ)フォーマットの2層信号である。この信号は、図2で一番上の波形として示されている。NRZ信号は連続するビットを搬送し、このビットのそれぞれが、NRZ信号で破線によって示されたビット周期と呼ばれる所定の周期の間持続し、ビットレートと呼ばれる対応する周波数を有する。すべての知られた方法では、NRZ信号のレベルはそのビットの値を表す。符号器10は、可変パルス幅コードを使用してNRZ信号を符号化するように動作する。例示された実施形態では、可変パルス幅コードは可変アパーチャコードである。可変アパーチャコーディングについては、1999年3月11日付け出願のChandra Mohanの国際特許出願PCT/US99/05301に詳細に記載されている。この特許出願では、NRZ信号は以下の方法で位相符号化されている。

20

30

【0007】

NRZ信号の各ビット周期は、符号化信号の遷移としてコード化される。ビットレートの倍数Mでの符号化クロックが、NRZ信号を位相符号化するために使用される。上述の特許出願では、符号化クロックはビットレートの9倍であるレートMで動作(run)する。NRZ信号が論理「1」レベルから論理「0」レベルへ遷移する場合、遷移は前の遷移から符号化信号8符号化クロックサイクル(M-1)で実行される。NRZ信号が論理「0」レベルから論理「1」レベルへ遷移する場合、遷移は前の遷移から符号化信号10符号化クロックサイクル(M+1)で実行される。NRZ信号が遷移しない場合、すなわち連続するビットが同じ値を有する場合、遷移は最後の遷移から符号化信号9符号化クロックサイクル(M)で実行される。可変アパーチャコード化信号(VAC: Variable aperture coded)は、図2において第2の波形として示されている。

40

【0008】

可変アパーチャコード化信号(VAC)は、VAC信号の遷移と位置合わせされた一連のパルス時間を生成するために、微分器20によって微分される。微分器はVAC変調信号に対して90度の位相シフトも与える。すべての知られた方法で、立上り遷移は正方向パルスを生成し、立下り遷移は負方向パルスを生成する。微分されたVAC信号

【0009】

50

【数 1】

$$\frac{\partial VAC}{\partial t}$$

【0010】

は、図 2 で第 3 の信号として示されている。

【0011】

【数 2】

$$\frac{\partial VAC}{\partial t}$$

10

【0012】

は、一定の振幅を有する一連の 3 層 (t r i l e v e l) パルスを生成するために、レベル検出器 25 によってレベルが検出される。すべての知られた方法で、微分された V A C 信号

【0013】

【数 3】

$$\frac{\partial VAC}{\partial t}$$

20

【0014】

が正のしきい値よりも大きな値を有する場合、レベル信号は高い値を有して生成され、負のしきい値よりも小さな値を有する場合、レベル信号は低い値を有して生成され、そうでなければ中心値を有する。レベル信号は、図 2 で第 4 の信号 (L E V E L) として示されている。

【0015】

L E V E L 信号は、ミキサ 30 でローカル発振器 40 からの搬送波信号を変調する。正のパルスは第 1 の位相を有する搬送波信号のパルスを生成し、負のパルスは第 2 の位相を有する搬送波信号のパルスを生成する。第 1 および第 2 の位相は、好ましくはほぼ 180 度位相がずれている。この搬送波信号パルスは、好ましくはほぼ 1 つのコーディングクロック周期長さであり、例示された実施形態では、NRZ ビット周期のほぼ 1 / 9 の持続時間を有する。ローカル発振器 40 信号の周波数は、好ましくは搬送波信号パルス時間周期中に少なくとも 10 サイクルのローカル発振器信号が発生できるように選択される。図 2 では、搬送波信号 C A R R は一番下の波形として示されており、搬送波信号はそれぞれの矩形包絡線内の縦のハッチングで表される。図 2 に示された C A R R 信号では、正方向の L E V E L パルスに応答して生成された搬送波パルスの位相は「+」で表され、負方向の L E V E L パルスに応答して生成された搬送波パルスの位相は「-」で表されている。「+」および「-」はほぼ 180 度の位相差のみを表すものであり、任意の絶対位相を表すことを意図するものではない。

30

【0016】

B P F 50 は、C A R R 信号内のすべての「帯域外」フーリエ構成要素、ならびに搬送波構成要素それ自体および側波帯のうち 1 つをフィルタリングし、単一の側波帯のみを残す。B P F 50 からの出力信号 O U T は、単側波帯 (S S B) 位相または入力端子 I N での NRZ データ信号を表す周波数変調済み信号である。この信号は、多くの知られた伝送技法のうちいずれかによって受信機に伝送することができる。

40

【0017】

図 3 は、本発明に従って変調された信号を受け取ることができる受信機を示す構成図である。図 3 では、入力端子 I N が、図 1 および 2 を参照しながら上記で述べたように変調される信号の発生源に結合される。入力端子 I N は、B P F 110 の入力端子に結合される。B P F 110 の出力端子は、積分器 120 の入力端子に結合される。積分器 120 の

50

出力端子は、制限増幅器 130 の入力端子に結合される。制限増幅器 130 の出力端子は、検出器 140 の入力端子に結合される。検出器 140 の出力端子は、復号器 150 の入力端子に結合される。復号器 150 の出力端子は、入力端子 IN で変調済み信号によって表される NRZ 信号を再生し、出力端子 OUT に結合される。

【0018】

オペレーション時には、BPF 110 が帯域外信号をフィルタリングし、変調済み SSB 信号のみがパス (pass) される。積分器 120 は、微分器 20 (図 1) によって導入される 90 度位相シフトを逆転させる。制限増幅器 130 は、積分器 120 からの信号の振幅を一定の振幅に制限する。制限増幅器 130 からの信号は、図 2 に示された搬送波パルス信号 CARR に対応する。検出器 140 は、FM 弁別器または位相ロックループ (PLL) のいずれかであり、それぞれ FM または PM 変調された搬送波パルス信号を復調するのに使用される。検出器 140 は、搬送波パルスを検出し、位相およびそれら位相のタイミングによって表される遷移を有する 2 層 (b i l e v e l) 信号を生成する。検出器 140 の出力は、図 2 の VAC 信号に対応する可変ビット幅信号である。復号器 150 は符号器 10 (図 1) の逆のオペレーションを実行し、出力端子 OUT で、図 2 の NRZ 信号に対応する NRZ 信号を生成する。前述の Chandra Mohan の特許出願は、図 3 で使用することのできる復号器 150 について記載している。出力端子 OUT の NRZ 信号は、その後、使用回路 (図示せず) によって処理される。

10

【0019】

搬送波パルス (図 2 の信号 CARR) は相互に明確な時間に発生し、それらパルスの持続時間が制限されていることから、パルスが予測される時点にのみ検出器 140 を実行可能にすることができる。たとえば例示された実施形態では、上記で詳細に述べたように、各パルスの持続時間は NRZ 信号遷移間の時間のほぼ $1/9$ である。先行する搬送波パルス以降、NRZ 信号遷移間の時間の $8/9$ で搬送波パルスが受け取られた後 (立下りを表す)、そのパルスからの NRZ 信号遷移間の時間の $9/9$ (遷移なし) または $10/9$ (立上り) でのみ、後続のパルスが予測される。同様に、先行する搬送波パルス以降、NRZ 信号遷移間の時間の $10/9$ で搬送波パルスが受け取られた後 (立上りを表す)、そのパルスからの NRZ 信号遷移間の時間の $8/9$ (立下り) または $9/9$ (遷移なし) でのみ、後続のパルスが予測される。検出器 140 は、搬送波パルスが予測されたとき、および予測されたパルスの持続期間の時間的近傍でのみ、実行可能になればよい。

20

30

【0020】

図 3 に点線 160 で示されたウィンドウイングタイマは、検出器 140 のステータス出力端子に結合された入力端子と、検出器 140 のイネーブル入力端子に結合された出力端子とを有する。ウィンドウイングタイマ 160 は検出器 140 からの信号を監視し、前述のように搬送波パルスが予測される場合のみ、およびそのパルスの持続時間の時間的近傍でのみ、検出器を実行可能にする。

【0021】

例示された実施形態では、変調済み信号内のエネルギーは、主としてビットレートの 0.44 ($8/18$) 倍と 0.55 ($10/18$) 倍との間にあり、したがってビットレートの 0.11 倍の帯域幅を有する。その結果、帯域幅を介するデータレートは 9 倍に増加する。他の圧縮率は、当分野の技術者であれば容易に理解するであろう兼ね合いおよび制約によって、符号化クロック対ビットレートの比率を変えることで容易に達成される。

40

【0022】

前述のシステムは、送信機および受信機のどちらにおいても、M-ary PSK または QAM 変調技法のいずれかよりも精巧でない回路で実施することができる。より具体的に言えば、受信機では、変調済み信号が抽出された後に、より安価かつ省電力の制限増幅器 (たとえば 130) を使用することができる。さらに NRZ 信号の符号化および復号はどちらも、名目上高速のプログラム可能論理デバイス (PLD) を使用して実行することができる。こうしたデバイスは比較的安価 (現在は 1 - 2 ドル) である。さらに、このシステムには記号間干渉がないため、波形成形は不要である。さらに、クロック回復ループを

50

除き、トラッキングループも不要である。

【0023】

前述のように、搬送波伝送はビット境界上でのみ発生し、ビット周期全体にわたって継続するものではないため、パルスが予測される場合にのみ受け取った搬送波パルスを検出する目的で、受信機内で時間ウィンドウイングを使用することができる。したがって、本システムにはマルチパスの問題はない。

【0024】

前述の変調技法に関する一応用例は、CD品質のデジタル音楽を、FMのモノラル放送オーディオ信号およびステレオ放送オーディオ信号と同時に伝送することである。図4は、図1および2に示された変調技法のこの応用例を理解する際に役立つスペクトル図である。図4aは、米国のFM放送信号に関する出力包絡線を示す図である。図4aでは、水平線が周波数を表し、およそ88MHzから107MHzの間あたりのVHF帯域の一部を表す。信号強度は垂直方向で表される。2つの隣接する放送信号スペクトルの許可された包絡線が図示される。それぞれの搬送波が垂直の矢印で図示される。それぞれの搬送波を中心とするのが、搬送波で変調された放送信号FMを搬送する側波帯である。

10

【0025】

米国では、FM無線局がモノラルおよびステレオオーディオを、搬送波の100kHz範囲内の側波帯で、フル出力で放送することができる。図4aでは、これらの側波帯がハッチングなしで図示される。放送会社は他の情報を100kHzから200kHzの側波帯で放送することができるが、この帯域内で伝送される出力はフル出力よりも30dB低くなければならない。これらの側波帯はハッチングで図示される。(同じ地理的領域内にある)隣接局は、少なくとも400kHz離れていなければならない。

20

【0026】

図4aで周波数の低い方の放送信号の搬送波の上方側波帯が、図4bの下方のスペクトル図に図示されている。図4bでは、垂直方向が変調率を表す。図4bでは、モノラルオーディオ信号L+Rオーディオ信号が0から15kHzの側波帯内で変調レベル90%で伝送される。L-Rオーディオ信号は、38kHzの抑制副搬送波周波数を中心とする両側波帯搬送波抑制信号として変調レベル45%で伝送される。下方側波帯(Lsb)は23kHzから38kHzであり、上方側波帯(usb)は38kHzから53kHzである。19kHzパイロットーン(抑制搬送波周波数の半分)も、主搬送波を中心とする側波帯に含まれる。したがって、主搬送波を中心とする上方側波帯(図4b)および下方側波帯(図示せず)の両方で、放送会社がフル出力で追加情報を放送するために、依然として47kHzが使用可能である。前述のように、100kHzから200kHzまでの伝送出力は、フル出力よりも30dB低くなければならない。

30

【0027】

前述の図1および2に示された変調技法を使用して、MP3 CD品質オーディオ信号を含む每秒128キロビット(kbps)信号を、20kHz未満の帯域幅で伝送することができる。このデジタルオーディオ信号は、上方側波帯(たとえば)の53kHzから100kHzの間に配置し、図4bに示されるように、副搬送波信号として通常の放送ステレオオーディオ信号と共に伝送することができる。図4bでは、デジタルオーディオ信号は70kHzを中心とする前述のSSB信号であり、およそ60kHzから80kHzまでを通過している。これは主搬送波の100kHz範囲内にあるため、フル出力で伝送することができる。

40

【0028】

図5は、図1から3を参照しながら上記で説明した変調技法に従って実施される、インバンドオンチャネルデジタル伝送チャンネルを組み込んだ、FM放送送信機を示す構成図である。図5では、図1に示されたものと同じ要素は「図1」とラベル表示された破線の四角形で囲まれ、同じ参照番号が指定されており、以下では詳細に記述していない。符号器10、微分器20、ミキサ30、発振器40、およびBPF50の組み合わせによって、デジタル入力信号(図2のNRZ)を表すSSB位相または周波数変調信号(図2のCAR

50

R)が生成され、これらはすべて図1および2を参照しながら上記で述べたとおりである。BPF50の出力端子は増幅器60の入力端子に結合される。増幅器60の出力端子は、第2のミキサ70の第1の入力端子に結合される。第2の発振器80は、第2のミキサ70の第2の入力端子に結合される。第2のミキサ70の出力端子は、第1のフィルタ/増幅器260の入力端子に結合される。第1のフィルタ/増幅器260の出力端子は、信号コンバイナ250の第1の入力端子に結合される。

【0029】

放送ベースバンド信号処理装置210の出力端子は、第3ミキサ220の第1の入力端子に結合される。第3発振器230は、第3ミキサ220の第2の入力端子に結合される。第3ミキサ220の出力端子は、第2のフィルタ/増幅器240の入力端子に結合される。第2のフィルタ/増幅器240の出力端子は、信号コンバイナ250の第2の入力端子に結合される。信号コンバイナ250の出力端子は、伝送アンテナ280に結合された出力増幅器270の入力端子に結合される。

10

【0030】

オペレーション時には、符号器10がデジタルオーディオ信号を表すデジタル信号を受け取る。好ましい実施形態では、この信号はMP3準拠のデジタルオーディオ信号である。より具体的に言えば、デジタルオーディオデータストリームは、リードソロモン(RS)符号を使用してFEC(Forward Error Correction)符号化されている。その後FEC符号化データストリームはパケット化される。その後このパケット化されたデータは、上記で詳細に述べたように、図1に示された回路によってSSB信号に圧縮される。

20

【0031】

発振器40によって生成される信号の周波数は10.7MHzとなるように選択されるため、符号器10からのデジタル情報は10.7MHzの中心周波数を中心として変調される。変調周波数は任意の周波数であってよいが、より実用的には、既存の低コストBPFフィルタの周波数に対応するように選択される。たとえば、典型的なBPFフィルタは、6MHz、10.7MHz、21.4MHz、70MHz、140MHzなどの中心周波数を有する。例示された実施形態では、変調周波数に10.7MHzが選択され、BPF50は既存の10.7MHzフィルタのうちの一つとして実施される。BPF50からフィルタリングされたSSB信号は増幅器60によって増幅され、第2ミキサ70と第2発振器80の組み合わせによってアップコンバートされる。例示された実施形態では、第2発振器80が77.57MHzで信号を生成し、SSBが88.27MHzにアップコンバートされる。この信号がフィルタリングされ、第1のフィルタ/増幅器260によってさらに増幅される。

30

【0032】

放送ベースバンド信号処理装置210は、すべて知られた方法で、ステレオオーディオ信号(図示せず)を受け取り、ベースバンドでのL+R信号、38kHzの(抑制)搬送波周波数での両側波帯搬送波抑制L-R信号、および19kHzのパイロットーンを含む、ベースバンド複合ステレオ信号を形成するのに必要な信号処理を実行する。その後この信号は、FM局の割り当てられた周波数で搬送波信号に変調される。第3発振器230は、例示された実施形態では88.2MHzである割り当てられた放送周波数で、搬送波信号を生成する。第3ミキサ220は、図4bに示されるように、ベースバンド複合モノラルおよびステレオオーディオ信号を使用して変調された、変調済み信号を生成する。その後変調済み信号は、搬送波周波数88.2MHzで図4bに示された標準の放送オーディオ側波帯を使用して、第2のフィルタ/増幅器240によってフィルタリングおよび増幅される。この信号は、複合信号を形成するために、第1のフィルタ/増幅器260からのSSB変調済みデジタル信号と組み合わせられる。この複合信号には、88.2MHzで搬送波上で変調された標準放送ステレオオーディオ側波帯と、図4bに示されるように、搬送波(88.27MHz)より上で70kHzを中心とするデジタルオーディオ信号を搬送するSSB変調済み信号の、両方を含む。その後この複合信号は、出力増幅器270に

40

50

よって出力が増幅され、FMラジオ受信機に伝送するために送信アンテナ280に供給される。

【0033】

図6は、図5に示されたFM放送送信機によって変調された信号を受け取ることのできる、FM放送受信機を示す構成図である。図6では、図3に示されたものと同じ要素は図3とラベル表示された破線の四角形で囲まれ、同じ参照番号が指定されており、以下では詳細に記述していない。図6では、受信アンテナ302がRF増幅器304に結合される。RF増幅器304の出力端子は第1ミキサ306の第1の入力端子に結合される。第1発振器308の出力端子は第1ミキサ306の第2の入力端子に結合される。第1ミキサ306の出力端子は、BPF310および同調可能(tunable)BPF110のそれぞれの入力端子に結合される。BPF310の出力端子は、中間周波数(IF)増幅器312の入力端子に結合されるが、これは制限増幅器であってよい。IF増幅器312の出力端子は、FM検出器314の入力端子に結合される。FM検出器314の出力端子は、FMステレオ復号器316の入力端子に結合される。

10

【0034】

オペレーション時には、RF増幅器304が受信アンテナ304からのRF信号を受け取って増幅する。第1発振器308は、98.9MHzで信号を生成する。第1発振器308と第1ミキサ306の組み合わせによって、88.2MHzの主搬送波信号を10.7MHzに、88.27MHzからのSSBデジタルオーディオ信号を10.63MHzにダウンコンバートする。BPF310は、知られた方法で、10.7MHzを中心とするFMステレオ信号側波帯(L+RおよびL-R)のみを渡す。IF増幅器312はこの信号を増幅し、これをベースバンド複合ステレオ信号を生成するFM検出器314に提供する。FMステレオ復号器316は、すべて知られた方法で、伝送されたオーディオ信号を表すモノラルおよび/またはステレオのオーディオ信号(図示せず)を生成するために、ベースバンド複合ステレオ信号を復号する。

20

【0035】

例示された実施形態では、同調可能BPF110は中心周波数10.63MHzに同調され、その周波数を中心としてデジタルオーディオ信号のみを渡す。例示された実施形態では、BPF110の通過帯域は10.53MHzから10.73MHzである。BPF110、積分器120、制限増幅器130、検出器140、復号器150、およびウィンドウィングタイマ160の組み合わせが、図3を参照しながら上記で述べた方法で、変調済みのデジタルオーディオ信号を抽出し、デジタルオーディオ信号を再生成するためにその信号を復調および復号するように動作する。復号器150からのデジタルオーディオ信号は、伝送されたデジタルオーディオ信号に対応するオーディオ信号を生成するために、他の回路(図示せず)によって適切な方法で処理される。より具体的に言えば、信号はパケット解除され、伝送中に導入された誤りがあれば検出および修正される。その後、修正されたビットストリームは、すべて知られた方法でステレオオーディオ信号に変換される。

30

【0036】

前述の実施形態は、1024QAMシステムと等価の圧縮性能を提供する。ただし、実際には、配置間隔が狭いことにより生じるノイズおよびマルチパス記号間干渉の修正が困難であることから、QAMシステムは256QAM周辺に制限される。間隔を広く空けて配置される幅の狭い搬送波パルスによって、上記システムにはISI問題はない。手短に言えば、より高速のデータレートで、QAMなどの他の技法に関連付けられた問題なしに、より狭い帯域幅チャンネル内を伝送することができる。

40

【0037】

図2を再度参照すると、CARR信号では、何の搬送波信号も伝送されない搬送波パルス間のギャップが比較的広いことがわかる。これらのギャップは、本発明の代替実施形態で利用することができる。図7は、この代替実施形態に従った変調器のオペレーションを理解するのに役立つCARR信号のより詳細な波形図である。前述のように、図1に示された符号器では、符号化クロック信号がNRZ信号のビット周期の9分の1の周期を有する

50

。図7の破線の垂直線は、符号化クロック信号周期を表す。搬送波パルスの許可された時間位置は、破線の四角形で表される。搬送波パルスは、前の搬送波パルスから8、9、または10クロックパルス後に発生することができる。したがって搬送波パルスは、3つの隣接するクロック周期のうちいずれか1つで発生することができる。搬送波パルスAは前の搬送波パルスから8クロックパルスであり、搬送波パルスBは前の搬送波パルスから9クロックパルスであり、搬送波パルスCは前の搬送波パルスから10クロックパルスであると想定される。

【0038】

前述のように、搬送波パルスが前の搬送波パルスから8クロックパルスである(A)場合、これはNRZ信号の立下りを示し、その直後に続くことのできるのは、NRZ信号に何の変化もないことを表す9クロックパルス間隔(D)、またはNRZ信号の立上りを表す10クロックパルス間隔(E)のいずれかのみである。同様に、搬送波パルスが前の搬送波パルスから10クロックパルスである(C)場合、これはNRZ信号の立下りを示し、その直後に続くことのできるのは、NRZ信号の立上りを表す8クロックパルス間隔(E)、またはNRZ信号に何の変化もないことを表す9クロックパルス間隔(F)のいずれかのみである。搬送波パルスが前の搬送波パルスから9クロックパルスである(B)場合、これはNRZ信号に何の変化もないことを示し、その直後には、NRZ信号の立下りを表す8クロックパルス間隔(D)、NRZ信号に何の変化もないことを表す9クロックパルス間隔(E)、またはNRZ信号の立上りを表す10クロックパルス間隔(F)のいずれかが続くことができる。これは、図7にすべて図示されている。NRZビット周期中の9つの符号化クロック周期のうち、3つの隣接するクロック周期のうち1つが潜在的に搬送波パルスを有することが可能であり、他の6つは搬送波パルスを有することができないことは明らかである。

【0039】

CARR信号内に何の搬送波パルスも生成できない間隔中(時間 t_4 から t_{10})には、搬送波信号上で他の補助データを変調することができる。これは図7で、縦のハッチングを使用した丸みのある四角形(AUX DATA)として示される。保護周期 t は、最後の潜在的搬送波パルス(C)の後であり、このギャップを囲む次に続く潜在的搬送波パルス(D)の前であって、デジタルオーディオ信号を搬送する搬送波パルス(A)-(F)と補助データを搬送する搬送波変調(AUX DATA)との間の潜在的干渉を最小限にするために維持される。

【0040】

図8は、変調済み復号データストリームに補助データを含めることを実施できる、本発明の実施形態を示す構成図である。図8では、図1に示されたものと同じ要素は同じ参照番号によって指定されており、以下では詳細に記述していない。図8では、補助データ(AUX)の発生源(図示せず)が先入れ先出し(FIFO)バッファ402の入力端子に結合される。FIFOバッファ402の出力端子はマルチプレクサ404の第1のデータ入力端子に結合される。マルチプレクサ404の出力端子は、ミキサ30の入力端子に結合される。微分器20の出力端子は、マルチプレクサ404の第2のデータ入力端子に結合される。符号器10のタイミング出力端子は、マルチプレクサ404の制御入力端子に結合される。

【0041】

例示された実施形態では、補助データ信号は搬送波信号を直接変調できる状態にあると想定される。当分野の技術者であれば、その信号の特徴に最も適した方法で搬送波を変調するための信号を符号化および準備する方法を理解されよう。さらに、例示された実施形態では、補助データ信号はデジタル形式であると想定される。ただし必ずしもそうである必要はない。補助データ信号はアナログ信号であってもよい。

【0042】

オペレーション時には、符号器10がパルスの相対タイミングを制御する内部タイミング回路(図示せず)を含む。このタイミング回路は、パルスが潜在的にCARR信号内で発

10

20

30

40

50

生可能な場合3つの隣接する符号化クロック周期 t_1 から t_4 中に第1の状態を有し、残りの符号化クロック周期 t_4 から t_{10} 中に第2の状態を有する信号を生成するために、当分野の技術者であれば理解される方法で修正することができる。この信号は、パルスが発生可能な周期 (t_1 から t_4) 中には微分器 20 の出力端子をミキサ 30 の入力端子に結合し、それ以外 ($t_4 + t$ から $t_{10} - t$) には F I F O バッファ 402 の出力端子をミキサ 30 に結合するように、マルチプレクサ 404 を制御する際に使用することができる。微分器 20 の出力端子がミキサ 30 に結合される周期 (t_1 から t_4) 中は、図 8 の回路は図 1 に示された構成であり、上記で詳細に説明したように動作する。

【0043】

F I F O バッファ 402 がミキサ 30 に結合される周期 ($t_4 + t$ から $t_{10} - t$) 中に、F I F O バッファ 402 からのデータは発振器 40 からの搬送波信号を変調する。F I F O バッファ 402 は、一定のビットレートでデジタル補助データ信号を受け入れ、搬送波パルス (A) - (C) を生成することができる時間周期 ($t_1 - t_4$) 中に信号をバッファリングするように動作する。その後 F I F O バッファ 402 は、格納された補助データを、補助データが伝送される時間周期 ($t_4 + t$ から $t_{10} - t$) 中に、より高速のビットレートでミキサ 30 に提供する。C A R R 信号を介した補助データのバーストのネットスループットは、補助データ信号発生源 (図示せず) からの補助データの一定のネットスループットと一致しなければならない。当分野の技術者であれば、すべて知られた方法で、スループットを一致させる方法ならびにオーバーランおよびアンダーランに備える方法を理解されよう。

【0044】

図 9 は、図 8 に示されたシステムによって生成された信号を受け取ることのできる受信機を示す構成図である。図 9 では、図 3 に示されたものと同じ要素は同じ参照番号によって指定されており、以下では詳細に記述していない。図 9 では、検出器 140 の出力端子が制御可能スイッチ 406 の入力端子に結合される。制御可能スイッチ 406 の第1の出力端子は、復号器 150 の入力端子に結合される。制御可能スイッチ 406 の第2の出力端子は、F I F O 408 の入力端子に結合される。F I F O 408 の出力端子は、補助データ (A U X) を生成する。ウィンドウイングタイマ 160 の出力端子は、図 3 のように検出器 140 のイネーブル入力端子ではなく、制御可能スイッチ 406 の制御入力端子に結合される。

【0045】

オペレーション時には、図 9 の検出器 140 は常に実行可能である。ウィンドウイングタイマ 160 からのウィンドウイング信号は、図 8 の符号器 10 で生成されるタイミング信号に対応する。ウィンドウイング信号は、搬送波パルス (A) - (C) が潜在的に生じる可能性のある周期 (t_1 から t_4) 中に第1の状態を有し、そうでない場合 (t_4 から t_{10}) には第2の状態を有する。搬送波パルス (A) - (C) が潜在的に生じる可能性のある周期 (t_1 から t_4) 中に、ウィンドウイングタイマ 160 は、検出器 140 を復号器 150 に結合するように制御可能スイッチ 406 を条件付ける。この構成は図 3 で図示されたものと同じであり、上記で詳細に述べたように動作する。

【0046】

残りのビット周期 (t_4 から t_{10}) 中、検出器 140 は F I F O 408 に結合される。この周期中、変調済みの補助データは復調され、F I F O 408 に供給される。(図 8 の) F I F O 402 に対応する方法で、F I F O 408 は検出器 140 から補助データバーストを受け取り、一定のビットレートで補助データ出力信号 A U X を生成する。補助データ信号は補助データを、搬送波を変調するために符号化されたものとして表す。受け取った補助データ信号を所望のフォーマットに復号するために、他の処理 (図示せず) が必要になる場合もある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明による変調器を示す構成図である。

10

20

30

40

50

【図2】

図1に示された変調器のオペレーションを理解するのに役立つ波形図である。

【図3】

本発明に従って変調された信号を受け取ることのできる受信機を示す構成図である。

【図4】

図1および図2に示された変調技法の適用を理解するのに役立つスペクトル図である。

【図5】

本発明による変調技法を使用して実施されるインバンドオンチャネルデジタル伝送チャンネルを組み込んだ、FM放送送信機を示す構成図である。

【図6】

図5に示されたFM放送送信機によって変調された信号を受け取ることのできるFM放送受信機を示す構成図である。

【図7】

本発明の原理に従った変調器のオペレーションを理解するのに役立つ波形図である。

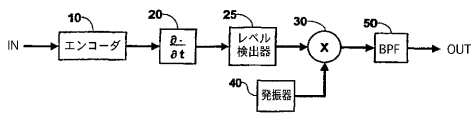
【図8】

本発明の他の実施形態を示す構成図である。

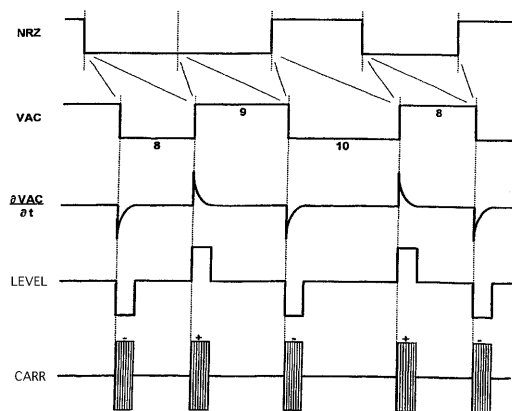
【図9】

図8に示されたシステムによって生成された信号を受け取ることのできる受信機を示す構成図である。

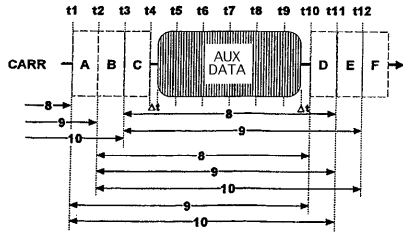
【図1】



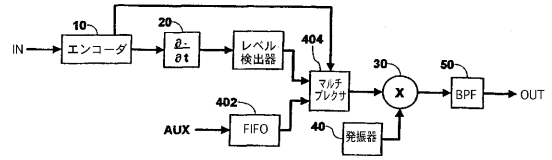
【図2】



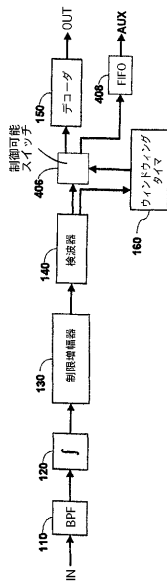
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
31 January 2002 (31.01.2002)

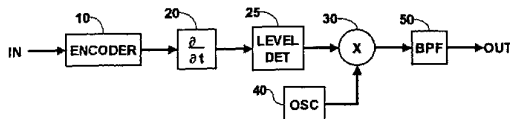
PCT

(10) International Publication Number
WO 02/09380 A2

- (51) International Patent Classification: H04L 27/00
- (21) International Application Number: PCT/US01/22851
- (22) International Filing Date: 20 July 2001 (20.07.2001)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data: 09/626,294 25 July 2000 (25.07.2000) US
- (71) Applicant (for all designated States except US): THOMSON LICENSING S.A. [FR/FR]; 46, quai Alphonse Le Gallo, F-92648 Boulogne Cedex (FR).
- (74) Agents: TRIPOLI, Joseph, S. et al.; Thomson Multimedia Licensing Inc., P.O. Box 5312, Princeton, NJ 08540 (US).
- (81) Designated States (national): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.
- (84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LI, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent (BF, BI, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

- (72) Inventors; and
 - (75) Inventors/Applicants (for US only): MOHAN, Chandra [IN/US]; 12970 Fleetwood Drive North, Carmel, IN 46032 (US); ZHANG, Zhiming, James [CN/US]; 10854 Belair Drive, Indianapolis, IN 46280 (US); MAJUMDAR, Jayanta [IN/US]; 326 Arbor Drive, Carmel, IN 46032 (US).
 - Published: — without international search report and to be republished upon receipt of that report
- For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.*

(54) Title: A MODULATION TECHNIQUE PROVIDING HIGH DATA RATE THROUGH BAND LIMITED CHANNELS



(57) Abstract: A digital data modulator (Fig. 1) is coupled to a source (IN) of a digital data signal. An encoder (10) encodes the digital data using a variable pulse width code. A pulse signal generator (20, 25) generates pulses representing edges of the encoded digital data signal. A carrier signal generator (30, 40) generates a carrier signal having carrier pulses corresponding to the pulses from the pulse signal generator. A corresponding digital data demodulator (Fig. 3) is coupled to a source (IN) of a modulated signal having carrier pulses spaced relative to each other to represent a variable pulse width encoded digital data signal. A detector (140) generates a variable pulse width encoded signal in response to received carrier pulses. A decoder (150) decodes the variable pulse width encoded to generate the digital data signal.



WO 02/09380 A2

WO 02/09380

PCT/US01/22851

1
A MODULATION TECHNIQUE PROVIDING HIGH DATA RATE THROUGH BAND
LIMITED CHANNELS

The present invention relates to a modulation technique which provides a high data rate through band limited channels.

5 It is always desirable to provide data at higher data rates through channels which have limited bandwidth. Many modulation techniques have been developed for increasing the data rate through a channel. For example, M-ary phase shift keyed (PSK) and Quadrature Amplitude Modulation (QAM) techniques permit compression by encoding a plurality of data bits in each transmitted
10 symbol. Such systems have constraints associated with them. First, the hardware associated with such systems is expensive. This is because these techniques require a high level of channel linearity in order to operate properly. Consequently, extensive signal processing must be performed for carrier tracking, symbol recovery, interpolation and signal shaping. Second, such
15 techniques are sensitive to multipath effects. These effects need to be compensated for in the receiver. Third, these systems often require bandwidths beyond those available in some applications (for example in-band on-channel broadcast FM subcarrier service) for the desired data rates.

In accordance with principles of the present invention, a digital data
20 modulator is coupled to a source of a digital data signal. An encoder encodes the digital data using a variable pulse width code. A pulse signal generator generates pulses representing edges of the encoded digital data signal. A carrier signal generator generates a carrier signal having carrier pulses corresponding to the pulses from the pulse signal generator. A corresponding digital data
25 demodulator is coupled to a source of a modulated signal having carrier pulses spaced relative to each other to represent a variable pulse width encoded digital data signal. A detector generates a variable pulse width encoded signal in response to received carrier pulses. A decoder decodes the variable pulse width encoded signal to generate the digital data signal.

WO 02/09380

PCT/US01/22851

2

The technique according to the principles of the present invention may be implemented using relatively inexpensive circuitry, is insensitive to multipath interference, and provides substantial bandwidth compression.

Brief Description of the Drawings

5 In the drawing:

Fig. 1 is a block diagram of a modulator according to the present invention;

Fig. 2 is a waveform diagram useful in understanding the operation of the modulator illustrated in Fig. 1;

10 Fig. 3 is a block diagram of a receiver which can receive a signal modulated according to the present invention;

Fig. 4 is a spectrum diagram useful in understanding an application of the modulation technique illustrated in Figs. 1 and 2;

15 Fig. 5 is a block diagram of an FM broadcast transmitter incorporating an in-band-on-channel digital transmission channel implemented using the modulation technique according to the present invention;

Fig. 6 is a block diagram of an FM broadcast receiver which can receive a signal modulated by an FM broadcast transmitter illustrated in Fig. 5;

20 Fig. 7 is a waveform diagram useful in understanding the operation of a modulator in accordance with principles of the present invention;

Fig. 8 is a block diagram of another embodiment of the present invention;

Fig. 9 is a block diagram of a receiver which can receive the signal produced by the system illustrated in Fig. 8.

25 Fig. 1 is a block diagram of a modulator according to the present invention. In Fig. 1, an input terminal IN receives a digital signal. The input terminal IN is coupled to an input terminal of an encoder 10. An output terminal of the encoder 10 is coupled to an input terminal of a differentiator 20. An output terminal of the differentiator 20 is coupled to an input terminal of a level detector 25. An output terminal of the level detector 25 is coupled to a first

WO 02/09380

PCT/US01/22851

3

input terminal of a mixer 30. A local oscillator 40 is coupled to a second input terminal of the mixer 30. An output terminal of the mixer 30 is coupled to an input terminal of a bandpass filter (BPF) 50. An output terminal of the BPF 50 is coupled to an output terminal OUT, which generates a modulated signal
5 representing the digital signal at the input terminal IN.

Fig. 2 is a waveform diagram useful in understanding the operation of the modulator illustrated in Fig. 1. Fig. 2 is not drawn to scale in order to more clearly illustrate the waveforms. In the illustrated embodiment, the digital signal at the input terminal IN is a bilevel signal in non-return-to-zero (NRZ) format.
10 This signal is illustrated as the top waveform in Fig. 2. The NRZ signal carries successive bits, each lasting for a predetermined period called the bit period, shown by dashed lines in the NRZ signal, and having a corresponding frequency called the bit rate. The level of the NRZ signal represents the value of that bit, all in a known manner. The encoder 10 operates to encode the NRZ signal using
15 a variable pulse width code. In the illustrated embodiment, the variable pulse width code is a variable aperture code. Variable aperture coding is described in detail in International Patent Application PCT/US99/05301 of Chandra Mohan, filed March 11, 1999. In this patent application, an NRZ signal is phase encoded in the following manner.

20 Each bit period in the NRZ signal is coded as a transition in the encoded signal. An encoding clock at a multiple M of the bit rate is used to phase encode the NRZ signal. In the above mentioned patent application, the encoding clock runs at a rate M which is nine times the bit rate. When the NRZ signal transitions from a logic '1' level to a logic '0' level, a transition is made in the
25 encoded signal eight encoding clock cycles (M-1) from the previous transition. When the NRZ signal transitions from a logic '0' level to a logic '1' level, a transition is made in the encoded signal 10 encoding clock cycles (M+1) from the previous transition. When the NRZ signal does not transition, that is if successive bits have the same value, then a transition is made in the encoded

WO 02/09380

PCT/US01/22851

4
signal nine encoding clock cycles (M) from the last transition. The variable aperture coded signal (VAC) is illustrated as the second waveform in Fig. 2.

The variable aperture coded signal (VAC) is differentiated by the differentiator 20 to produce a series of pulses time aligned with transitions in the VAC signal. The differentiator also gives a 90 degree phase shift to the VAC modulating signal. Leading edge transitions produce positive-going pulses and trailing edge transitions produce negative-going pulses, all in a known manner. The differentiated VAC signal $\frac{\partial VAC}{\partial t}$ is illustrated as the third signal in Figure 2.

5
The $\frac{\partial VAC}{\partial t}$ signal is level detected by the level detector 25 to generate a series of trilevel pulses having constant amplitudes. When the differentiated VAC signal $\frac{\partial VAC}{\partial t}$ has a value greater than a positive threshold value, a level signal is generated having a high value; when it has a value less than a negative threshold value, a level signal is generated having a low value, otherwise it has a center value, all in a known manner. The level signal is shown as the fourth signal (LEVEL) in Fig. 2.

10
The LEVEL signal modulates a carrier signal from the local oscillator 40 in the mixer 30. A positive pulse produces a pulse of carrier signal having a first phase, and a negative pulse produces a pulse of carrier signal having a second phase. The first and second phases are preferably substantially 180 degrees out of phase. This carrier signal pulse is preferably substantially one coding clock period long, and in the illustrated embodiment, has a duration of substantially 1/9 of the NRZ bit period. The frequency of the local oscillator 40 signal is selected so that preferably at least 10 cycles of the local oscillator signal can occur during the carrier signal pulse time period. In Fig. 2, the carrier signal CARR is
15
illustrated as the bottom waveform in which the carrier signal is represented by vertical hatching within respective rectangular envelopes. In the CARR signal illustrated in Fig. 2, the phase of carrier pulses generated in response to positive-going LEVEL pulses are represented by a "+", and the phase of carrier pulses

WO 02/09380

PCT/US01/22851

5
generated in response to negative-going LEVEL pulses are represented by a "-".
The "+" and "-" represent only substantially 180 degree phase differences and
are not intended to represent any absolute phase.

The BPF 50 filters out all "out-of-band" Fourier components in the CARR
5 signal, as well as the carrier component itself and one of the sidebands, leaving
only a single sideband sideband. The output signal OUT from the BPF 50, thus,
is a single-side-band (SSB) phase or frequency modulated signal representing the
NRZ data signal at the input terminal IN. This signal may be transmitted to a
receiver by any of the many known transmission techniques.

10 Fig. 3 is a block diagram of a receiver which can receive a signal
modulated according to the present invention. In Fig. 3, an input terminal IN is
coupled to a source of a signal modulated as described above with reference to
Figs. 1 and 2. The input terminal IN is coupled to an input terminal of a BPF
110. An output terminal of the BPF 110 is coupled to an input terminal of an
15 integrator 120. An output terminal of the integrator 120 is coupled to an input
terminal of a limiting amplifier 130. An output terminal of the limiting amplifier
130 is coupled to an input terminal of a detector 140. An output terminal of the
detector 140 is coupled to an input terminal of a decoder 150. An output
terminal of the decoder 150 reproduces the NRZ signal represented by the
20 modulated signal at the input terminal IN and is coupled to an output terminal
OUT.

In operation, the BPF 110 filters out out-of-band signals, passing only the
modulated SSB signal. The integrator 120 reverses the 90 degree phase shift
which is introduced by the differentiator 20 (of Fig. 1). The limiting amplifier
25 130 restricts the amplitude of the signal from the integrator 120 to a constant
amplitude. The signal from the limiting amplifier 130 corresponds to the carrier
pulse signal CARR illustrated in Fig. 2. The detector 140 is either an FM
discriminator, or a phase-locked loop (PLL) used to demodulate the FM or PM
modulated, respectively, carrier pulse signals. The detector 140 detects the
30 carrier pulses and generates a bilevel signal having transitions represented by the

WO 02/09380

PCT/US01/22851

6
phase and timings of those pulses. The output of the detector 140 is the
variable bit width signal corresponding to the VAC signal in Fig. 2. The decoder
150 performs the inverse operation of the encoder 10 (of Fig. 1), and generates
the NRZ signal, corresponding to the NRZ signal in Fig. 2, at the output terminal
5 OUT. The above mentioned Patent application of Chandra Mohan describes a
decoder 150 which may be used in Fig. 3. The NRZ signal at the output terminal
OUT is then processed by utilization circuitry (not shown).

Because the carrier pulses (signal CARR in Fig. 2) occur at well defined
times with respect to each other, and because those pulses are limited in
10 duration, it is possible to enable the detector 140 only at times when pulses are
expected. For example, in the illustrated embodiment, as described in detail
above, each pulse has a duration substantially $1/9$ of the time between NRZ
signal transition times. After a carrier pulse is received $8/9$ of the time between
NRZ signal transitions since the preceding carrier pulse (representing a trailing
15 edge), succeeding pulses are expected only at $9/9$ (no transition) or $10/9$ (leading
edge) of the time between NRZ signal transitions from that pulse. Similarly, after
a carrier pulse is received $10/9$ of the time between NRZ signal transitions since
the preceding carrier pulse (representing a leading edge), succeeding pulses are
expected only at $8/9$ (trailing edge) or $9/9$ (no transition) of the time between
20 NRZ signal transitions from that pulse. The detector 140 only need be enabled
when a carrier pulse is expected, and only in the temporal neighborhood of the
duration of the expected pulse.

A windowing timer, illustrated as 160 in phantom in Fig. 3, has an input
terminal coupled to a status output terminal of the detector 140 and an output
25 terminal coupled to an enable input terminal of the detector 140. The
windowing timer 160 monitors signals from the detector 140 and enables the
detector only when a carrier pulse is expected and only in the temporal
neighborhood of the duration of that pulse, as described above.

In the illustrated embodiment, the energy in the modulated signal lies
30 primarily between 0.44 ($8/18$) and 0.55 ($10/18$) times the bit rate, and conse-

WO 02/09380

PCT/US01/22851

7

quently has a bandwidth of 0.11 times the bit rate. This results in increasing the data rate through the bandwidth by nine times. Other compression ratios are easily achieved by changing the ratio of the encoding clock to the bit rate, with trade-offs and constraints one skilled in the art would readily appreciate.

5 The system described above may be implemented with less sophisticated circuitry than either M-ary PSK or QAM modulation techniques in both the transmitter and receiver. More specifically, in the receiver, after the modulated signal is extracted, limiting amplifiers (e.g. 130) may be used, which is both less expensive and saves power. Also both the encoding and decoding of the NRZ
10 signal may be performed with nominally fast programmable logic devices (PLDs). Such devices are relatively inexpensive (currently \$1 to \$2). In addition, there is no intersymbol interference in this system, so waveform shaping is not required. Further, there are no tracking loops required, except for the clock recovery loop.

Because, as described above, carrier transmission occurs only at bit
15 boundaries and does not continue for the entire bit period, temporal windowing may be used in the receiver to detect received carrier pulses only at times when pulses are expected. Consequently, there are no multi-path problems with the present system.

One application for the modulation technique described above is to
20 transmit CD quality digital music simultaneously with FM monophonic and stereophonic broadcast audio signals. Fig. 4 is a spectrum diagram useful in understanding this application of the modulation technique illustrated in Figs. 1 and 2. Fig. 4a illustrates the power envelope for FM broadcast signals in the United States. In Fig. 4a, the horizontal line represents frequency, and
25 represents a portion of the VHF band somewhere between approximately 88 MHz and approximately 107 MHz. Signal strength is represented in the vertical direction. The permitted envelopes of spectra of two adjacent broadcast signals are illustrated. Each carrier is illustrated as a vertical arrow. Around each carrier are sidebands which carry the broadcast signal FM modulated on the carrier.

WO 02/09380

PCT/US01/22851

8

In the United States, FM radio stations may broadcast monophonic and stereophonic audio at full power in sidebands within 100 kHz of the carrier. In Fig. 4a these sidebands are illustrated unhatched. The broadcaster may broadcast other information in the sidebands from 100 kHz to 200 kHz, but power transmitted in this band must be 30 dB down from full power. These sidebands are illustrated hatched. Adjacent stations (in the same geographical area) must be separated by at least 400 kHz.

The upper sideband above the carrier of the lower frequency broadcast signal in Fig. 4a is illustrated in the lower spectrum diagram of Fig. 4b. In Fig. 4b, the vertical direction represents modulation percentage. In Fig. 4b, the monophonic audio signal L + R audio signal is transmitted in the 0 to 15 kHz sideband at 90% modulation level. The L - R audio signal is transmitted as a double-sideband-suppressed-carrier signal around a suppressed subcarrier frequency of 38 kHz at 45% modulation level. A lower sideband (lsb) runs from 23 kHz to 38 kHz, and an upper sideband (usb) runs from 38 kHz to 53 kHz. A 19 kHz pilot tone (one-half the frequency of the suppressed carrier) is also included in the sidebands around the main carrier. Thus, 47 kHz in both the upper sideband (Fig. 4b) and the lower sideband (not shown) around the main carrier (i.e. from 53 kHz to 100 kHz) remains available to the broadcaster to broadcast additional information at full power. As described above, from 100 kHz to 200 kHz transmitted power must be 30 dB down from full power.

Using the modulation technique illustrated in Figs. 1 and 2, described above, a 128 kilobit-per-second (kbps) signal, containing an MP3 CD quality audio signal, may be transmitted in a bandwidth less than 20 kHz. This digital audio signal may be placed in the space between 53 kHz and 100 kHz in the upper sideband (for example) and transmitted as a subcarrier signal along with the regular broadcast stereo audio signal, as illustrated in Fig. 4b. In Fig. 4b, the digital audio signal is the SSB signal described above centered at 70 kHz, and runs from approximately 60 kHz to 80 kHz. This is within 100 kHz of the main carrier and, thus, may be transmitted at full power.

WO 02/09380

PCT/US01/22851

9

Fig. 5 is a block diagram of an FM broadcast transmitter incorporating an in-band-on-channel digital transmission channel implemented according to the modulation technique described above with reference to Figs. 1 through 3. In Fig. 5, those elements which are the same as those illustrated in Fig. 1 are enclosed in a dashed rectangle labeled "Fig. 1", are designated with the same reference numbers and are not described in detail below. The combination of the encoder 10, differentiator 20, mixer 30, oscillator 40 and BPF 50 generates an SSB phase or frequency modulated signal (CARR of Fig. 2) representing a digital input signal (NRZ of Fig. 2), all as described above with reference to Fig. 1. An output terminal of the BPF 50 is coupled to an input terminal of an amplifier 60. An output terminal of the amplifier 60 is coupled to a first input terminal of a second mixer 70. A second oscillator 80 is coupled to a second input terminal of the second mixer 70. An output terminal of the second mixer 70 is coupled to an input terminal of a first filter/amplifier 260. An output terminal of the first filter/amplifier 260 is coupled to a first input terminal of a signal combiner 250.

An output terminal of a broadcast baseband signal processor 210 is coupled to a first input terminal of a third mixer 220. A third oscillator 230 is coupled to a second input terminal of the third mixer 220. An output terminal of the third mixer 220 is coupled to an input terminal of a second filter/amplifier 240. An output terminal of the second filter/amplifier 240 is coupled to a second input terminal of the signal combiner 250. An output terminal of the signal combiner 250 is coupled to an input terminal of a power amplifier 270, which is coupled to a transmitting antenna 280.

In operation, the encoder 10 receives a digital signal representing the digital audio signal. In a preferred embodiment, this signal is an MP3 compliant digital audio signal. More specifically, the digital audio data stream is forward-error-correction (FEC) encoded using a Reed-Solomon (RS) code. Then the FEC encoded data stream is packetized. This packetized data is then compressed by the circuitry illustrated in Fig. 1, into an SSB signal, as described in detail above.

WO 02/09380

PCT/US01/22851

10

The frequency of the signal produced by the oscillator 40 is selected to be 10.7 MHz, so the digital information from the encoder 10 is modulated to a center frequency of 10.7 MHz. The modulation frequency may be any frequency, but is more practically selected so that it corresponds to the

5 frequencies of existing low cost BPF filters. For example, typical BPF filters have center frequencies of 6 MHz, 10.7 MHz, 21.4 MHz, 70 MHz, 140 MHz, etc. In the illustrated embodiment, 10.7 MHz is selected for the modulating frequency, and the BPF 50 is implemented as one of the existing 10.7 MHz filters. The filtered SSB signal from the BPF 50 is amplified by amplifier 60 and up-converted

10 by the combination of the second mixer 70 and second oscillator 80. In the illustrated embodiment, the second oscillator 80 generates a signal at 77.57 MHz and the SSB is up-converted to 88.27 MHz. This signal is filtered and further amplified by the first filter/amplifier 260.

The broadcast baseband signal processor 210 receives a stereo audio

15 signal (not shown) and performs the signal processing necessary to form the baseband composite stereo signal, including the L + R signal at baseband, the double-sideband-suppressed-carrier L - R signal at a (suppressed) carrier frequency of 38 kHz and a 19 kHz pilot tone, all in a known manner. This signal is then modulated onto a carrier signal at the assigned frequency of the FM

20 station. The third oscillator 230 produces a carrier signal at the assigned broadcast frequency which, in the illustrated embodiment, is 88.2 MHz. The third mixer 220 generates a modulated signal modulated with the baseband composite monophonic and stereophonic audio signals as illustrated in Fig. 4b. The modulated signal, at a carrier frequency of 88.2 MHz and with the standard

25 broadcast audio sidebands illustrated in Fig. 4b, is then filtered and amplified by the second filter/amplifier 240. This signal is combined with the SSB modulated digital signal from the first filter/amplifier 260 to form a composite signal. This composite signal includes both the standard broadcast stereophonic audio sidebands modulated on the carrier at 88.2 MHz, and the SSB modulated signal

30 carrying the digital audio signal centered at 70 kHz above the carrier (88.27 MHz), as illustrated in Fig. 4b. This composite signal is then power amplified by

WO 02/09380

PCT/US01/22851

11

the power amplifier 270 and supplied to the transmitting antenna 280 for transmission to FM radio receivers.

Fig. 6 is a block diagram of an FM broadcast receiver which can receive a signal modulated by an FM broadcast transmitter illustrated in Fig. 5. In Fig. 6, those elements which are the same as those illustrated in Fig. 3 are outlined with a dashed rectangle labeled Fig. 3, are designated with the same reference numbers and are not described in detail below. In Fig. 6, a receiving antenna 302 is coupled to an RF amplifier 304. An output terminal of the RF amplifier 304 is coupled to a first input terminal of a first mixer 306. An output terminal of a first oscillator 308 is coupled to a second input terminal of the first mixer 306. An output terminal of the first mixer 306 is coupled to respective input terminals of a BPF 310 and a tunable BPF 110. An output terminal of the BPF 310 is coupled to an input terminal of an intermediate frequency (IF) amplifier 312 which may be a limiting amplifier. An output terminal of the IF amplifier 312 is coupled to an input terminal of an FM detector 314. An output terminal of the FM detector 314 is coupled to an input terminal of an FM stereo decoder 316.

In operation, the RF amplifier 304 receives and amplifies RF signals from the receiving antenna 304. The first oscillator 308 generates a signal at 98.9 MHz. The combination of the first oscillator 308 and the first mixer 306 down-converts the 88.2 MHz main carrier signal to 10.7 MHz, and the SSB digital audio signal from 88.27 MHz to 10.63 MHz. The BPF 310 passes only the FM stereo sidebands (L+R and L-R) around 10.7 MHz in a known manner. The IF amplifier 312 amplifies this signal and provides it to an FM detector 314 which generates the baseband composite stereo signal. The FM stereo decoder 316 decodes the baseband composite stereo signal to generate monophonic and/or stereophonic audio signals (not shown) representing the transmitted audio signals, all in a known manner.

In the illustrated embodiment, the tunable BPF 110 is tuned to a center frequency of 10.63 MHz, and passes only the digital audio signal around that

WO 02/09380

PCT/US01/22851

12

frequency. In the illustrated embodiment, the passband of the BPF 110 runs from 10.53 MHz to 10.73 MHz. The combination of the BPF 110, integrator 120, limiting amplifier 130, detector 140, decoder 150 and windowing timer 160 operates to extract the modulated digital audio signal, and demodulate and
5 decode that signal to reproduce the digital audio signal, in the manner described above with reference to Fig. 3. The digital audio signals from the decoder 150 are processed in an appropriate manner by further circuitry (not shown) to generate audio signals corresponding to the transmitted digital audio signal. More specifically, the signal is depacketized, and any errors introduced during
10 transmission are detected and corrected. The corrected bit stream is then converted to a stereo audio signal, all in a known manner.

The embodiment described above provides the equivalent compression performance of a 1024 QAM system. However, in practice QAM systems are limited to around 256 QAM due to the difficulty of correcting noise and
15 multipath intersymbol interference resulting from the tight constellation spacing. The above system has no ISI problem because of the narrow and widely spaced carrier pulses. In short, higher data rates may be transmitted in narrower bandwidth channels with none of the problems associated with other techniques, such as QAM.

20 Referring back to Fig. 2, in the CARR signal, it may be seen that there are relatively wide gaps between carrier pulses during which no carrier signal is transmitted. These gaps may be utilized in an alternate embodiment of the invention. Fig. 7 is a more detailed waveform diagram of the CARR signal useful in understanding the operation of a modulator in accordance with this alternate
25 embodiment. As described above, in the encoder illustrated in Fig. 1 an encoding clock signal has a period one-ninth of the bit period of the NRZ signal. Dashed vertical lines in Fig. 7 represent encoding clock signal periods. Permitted time locations of carrier pulses are represented by dashed rectangles. A carrier pulse may occur either 8, 9 or 10 clock pulses after a preceding one. Thus,
30 carrier pulses may occur in any one of three adjacent clock periods. Carrier

WO 02/09380

PCT/US01/22851

13

pulse A is assumed to be 8 clock pulses from the previous one, carrier pulse B is assumed to be 9 clock pulses from the preceding one, and carrier pulse C is assumed to be 10 clock pulses from the preceding one.

As described above, when a carrier pulse is 8 clock pulses from the preceding one (A), this indicates a trailing edge in the NRZ signal, and can only be immediately followed by either a 9 clock pulse interval (D), representing no change in the NRZ signal, or a 10 clock pulse interval (E), representing a leading edge in the NRZ signal. Similarly when a carrier pulse is 10 clock pulses from the preceding one (C), this indicates a trailing edge in the NRZ signal, and can only be immediately followed by either an 8 clock pulse interval (E), representing a leading edge in the NRZ signal, or 9 clock pulse interval (F), representing no change in the NRZ signal. When a carrier pulse is 9 clock pulses from the preceding one (B), this indicates no change in the NRZ signal, and can be immediately followed by either an 8 clock pulse (D), representing a trailing edge in the NRZ signal, a 9 clock pulse (E), representing no change in the NRZ signal, or a 10 clock pulse (F) interval, representing a leading edge in the NRZ signal. This is all illustrated on Fig. 7. It is apparent that of the nine encoding clock periods in a NRZ bit period, one of three adjacent pulses can potentially have carrier pulses, while the other six cannot have a carrier pulse.

During the interval when no carrier pulses may be produced in the CARR signal (from times t4 to t10), other auxiliary data may be modulated on the carrier signal. This is illustrated in Fig. 7 as a rounded rectangle (AUX DATA) with vertical hatching. A guard period of t after the last potential carrier pulse (C) and before the next succeeding potential carrier pulse (D) surrounding this gap is maintained to minimize potential interference between the carrier pulses (A) - (F) carrying the digital audio signal and the carrier modulation (AUX DATA) carrying the auxiliary data.

Fig. 8 is a block diagram of an embodiment of the present invention which can implement the inclusion of auxiliary data in the modulated encoded data stream. In Fig. 8, those elements which are the same as those illustrated in Fig.

WO 02/09380

PCT/US01/22851

14

1 are designated by the same reference number and are not described in detail below. In Fig. 8, a source (not shown) of auxiliary data (AUX) is coupled to an input terminal of a first-in-first-out (FIFO) buffer 402. An output terminal of the FIFO buffer 402 is coupled to a first data input terminal of a multiplexer 404. An
5 output terminal of the multiplexer 404 is coupled to an input terminal of the mixer 30. The output terminal of the differentiator 20 is coupled to a second data input terminal of the multiplexer 404. A timing output terminal of the encoder 10 is coupled to a control input terminal of the multiplexer 404.

In the illustrated embodiment, the auxiliary data signal is assumed to be in
10 condition to directly modulate the carrier signal. One skilled in the art will understand how to encode and otherwise prepare a signal to modulate a carrier in a manner most appropriate to the characteristics of that signal. In addition, in the illustrated embodiment, the auxiliary data signal is assumed to be in digital form. This is not necessary, however. The auxiliary data signal may also be an
15 analog signal.

In operation, the encoder 10 includes internal timing circuitry (not shown) which controls the relative timing of the pulses. This timing circuitry may be modified in a manner understood by one skilled in the art to generate a signal having a first state during the three adjacent encoding clock periods t_1 to t_4 ,
20 when pulses may potentially occur in the CARR signal, and a second state during the remaining encoding clock periods t_4 to t_{10} . This signal may be used to control the multiplexer 404 to couple the output terminal of the differentiator 20 to the input terminal of the mixer 30 during the periods (t_1 to t_4) when pulses may occur and to couple the output terminal of the FIFO buffer 402 to the mixer
25 30 otherwise ($t_4 + \Delta t$ to $t_{10} - \Delta t$). During the periods (t_1 to t_4) when the output terminal of the differentiator 20 is coupled to the mixer 30, the circuit of Fig. 8 is in the configuration illustrated in Fig. 1, and operates as described above in detail.

During the periods ($t_4 + \Delta t$ to $t_{10} - \Delta t$) when the FIFO buffer 402 is
30 coupled to the mixer 30, the data from the FIFO buffer 402 modulates the carrier

WO 02/09380

PCT/US01/22851

15 signal from the oscillator 40. The FIFO buffer 402 operates to receive the digital auxiliary data signal at a constant bit rate, and buffer the signal during the time periods (t1 - t4) when carrier pulses (A) - (C) may be produced. The FIFO buffer 402 then provides the stored auxiliary data to the mixer 30 at a higher bit rate
5 during the time period (t4 + Δt to t10 - Δt) when the auxiliary data is to be transmitted. The net throughput of the bursts of auxiliary data through the CARR signal must match the constant net throughput of auxiliary data from the auxiliary data signal source (not shown). One skilled in the art will understand how to match the throughputs, and also how to provide for overruns and
10 underruns, all in a known manner.

Fig. 9 is a block diagram of a receiver which can receive the signal produced by the system illustrated in Fig. 8. In Fig. 9, those elements which are the same as those illustrated in Fig. 3 are designated with the same reference number and are not described in detail below. In Fig. 9, the output terminal of the detector 140 is coupled to an input terminal of a controllable switch 406. A
15 first output terminal of the controllable switch 406 is coupled to the input terminal of the decoder 150. A second output terminal of the controllable switch 406 is coupled to an input terminal of a FIFO 408. An output terminal of the FIFO 408 produces the auxiliary data (AUX). The output terminal of the windowing timer 160 is coupled, not to an enable input terminal of the detector 140, as in Fig. 3, but instead to a control input terminal of the controllable
20 switch 406.

In operation, the detector 140 in Fig. 9 is always enabled. The windowing signal from the windowing timer 160 corresponds to the timing signal generated
25 by the encoder 10 in Fig. 8. The windowing signal has a first state during the period (t1 to t4) when carrier pulses (A)-(C) could potentially occur, and a second state otherwise (t4 to t10). During the period (t1 to t4) when carrier pulses (A)-(C) could potentially occur the windowing timer 160 conditions the controllable switch 406 to couple the detector 140 to the decoder 150. This

WO 02/09380

PCT/US01/22851

16

configuration is identical to that illustrated in Fig. 3, and operates as described above in detail.

During the remainder of the bit period (t_4 to t_{10}), the detector 140 is coupled to the FIFO 408. During this period, the modulated auxiliary data is demodulated and supplied to the FIFO 408. In a corresponding manner to the 5 FIFO 402 (of Fig. 8), the FIFO 408 receives the auxiliary data bursts from the detector 140, and generates an auxiliary data output signal AUX at a constant bit rate. The auxiliary data signal represents the auxiliary data as encoded for modulating the carrier. Further processing (not shown) may be necessary to 10 decode the received auxiliary data signal to the desired format.

WO 02/09380

PCT/US01/22851

17
CLAIMS

1. A digital data modulator, characterized by:
a source (1N) of a digital data signal;
5 an encoder (10), for encoding the digital data using a variable pulse width code;
a pulse signal generator (20, 25), generating respective pulses representing edges of the encoded digital data signal; and
a carrier signal generator (30, 40), for generating a carrier signal having
10 carrier pulses corresponding to the respective pulses.
2. The modulator of claim 1 characterized in that the variable pulse width codes is a variable aperture code.
- 15 3. The modulator of claim 1 characterized in that:
the encoder (10) generates an encoded digital data signal having leading edges and trailing edges;
the pulse signal generator (20, 25) generates positive pulses in response to a first edge in the digital data signal and negative pulses in response to a
20 different second edge in the digital data signal; and
the carrier signal generator (30, 40) generates a carrier pulse having a first phase in response to a positive pulse and having a second phase in response to a negative pulse.
- 25 4. The modulator of claim 3 characterized in that the first phase is substantially 180 degrees out of phase with the second phase;
said first edge is a leading edge; and
said second edge is a trailing edge.
- 30 5. The modulator of claim 1 characterized in that the pulse signal generator comprises:

WO 02/09380

PCT/US01/22851

18

a differentiator (20), coupled to the encoder; and
a level detector (25), coupled to the differentiator.

6. The modulator of claim 1 characterized in that the carrier signal
5 generator comprises:
a carrier oscillator (40); and
a mixer (30), having a first input terminal coupled to the pulse signal
generator (20, 25) and a second input terminal coupled to the carrier oscillator
(40).

10

7. The modulator of claim 6 further characterized by a bandpass filter
(50) coupled to an output terminal of the mixer (30).

8. A digital data demodulator, characterized by:
15 a source (1N) of a modulated signal, having carrier pulses spaced relative
to each other to represent a variable pulse width encoded digital data signal;
a detector (140) for generating a variable pulse width encoded signal in
response to received carrier pulses;
a decoder (150) for decoding the variable pulse width encoded signal to
20 generate the digital data signal.

9. The demodulator of claim 8 characterized in that the variable pulse
width code is a variable aperture code.

10. The demodulator of claim 8 characterized in that the carrier pulses
25 have one of a first phase and a second phase.

11. The demodulator of claim 10 characterized in that the first phase is
substantially 180 degrees out of phase with the second phase.

30

WO 02/09380

PCT/US01/22851

19

12. The demodulator of claim 8 further characterized by, coupled between the modulated signal source and the detector:

- a bandpass filter (110);
- an integrator (120); and
- 5 a limiting amplifier (130).

13. The demodulator of claim 8 further characterized by:

- a windowing timer (160), coupled to the detector (140); for generating a windowing signal in the temporal neighborhood when a carrier pulse is expected;
- 10 and wherein:
 - The detector (140) is enabled by the windowing signal.

14.A digital data modulation method characterized by the steps

Of:

- 15 providing a source of a digital data signal;
- encoding the digital data using a variable pulse width code;
- generating respective pulses representing edges of the encoded digital data signal; and
- generating a carrier signal having carrier pulses corresponding to the
- 20 respective pulses.

15. A digital data demodulation method characterized by the steps of:

- providing a source of a modulated signal, having carrier pulses spaced
- 25 relative to each other to represent a variable pulse width encoded digital data signal;
- generating a variable pulse width encoded signal in response to received carrier pulses;
- decoding the variable pulse width encoded signal to generate the digital
- 30 data signal.

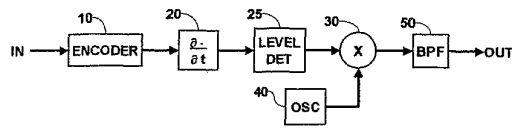


Fig. 1

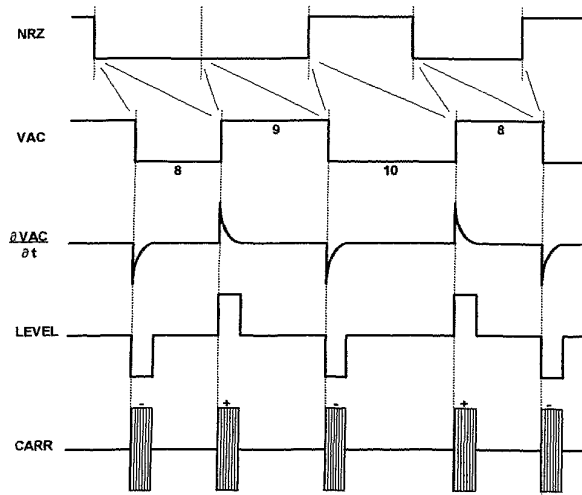


Fig. 2

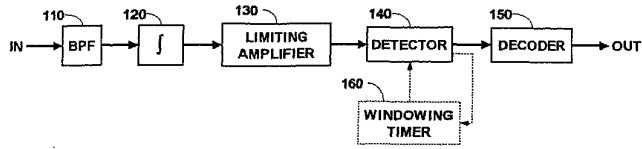


Fig. 3

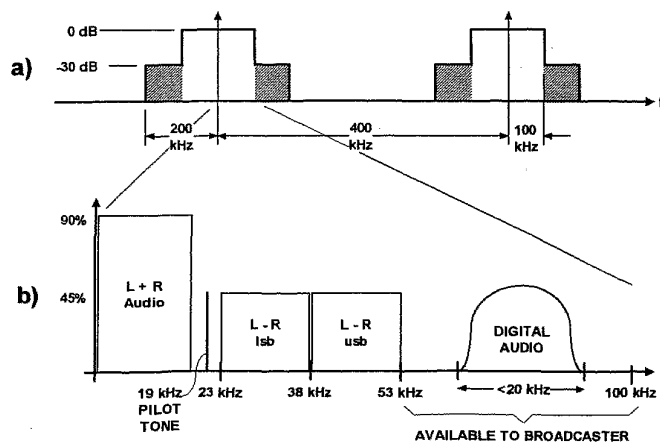


Fig. 4

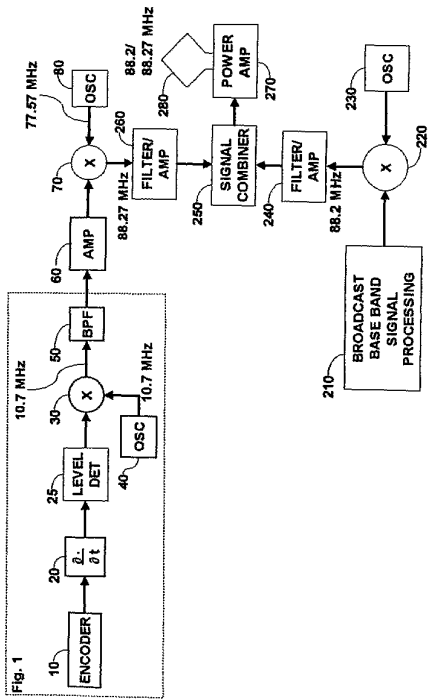


Fig. 5

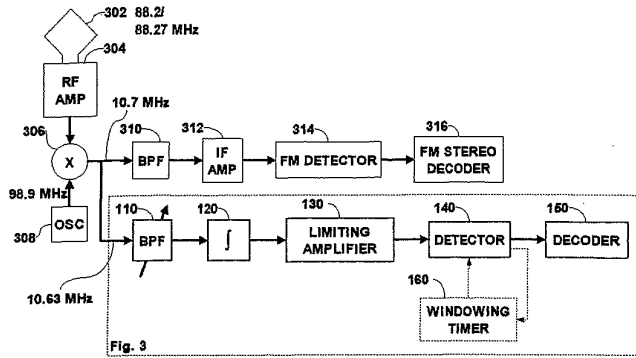


Fig. 6

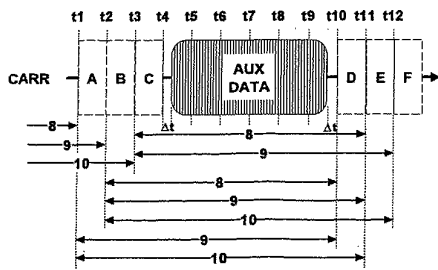


Fig. 7

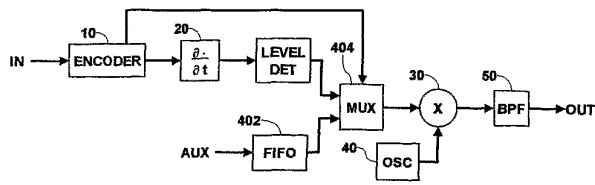


Fig. 8

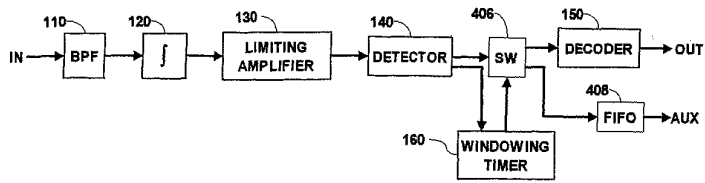


Fig. 9

【国際公開パンフレット(コレクトバージョン)】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
31 January 2002 (31.01.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/009380 A3

(51) International Patent Classification: H04L 25/49, 25/493, H04L 7/00

(21) International Application Number: PCT/US01/22851

(22) International Filing Date: 20 July 2001 (20.07.2001)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data: 09/626,294 25 July 2000 (25.07.2000) US

(71) Applicant (for all designated States except US): THOMSON LICENSING S.A. [FR/FR]; 46, quai Alphonse Le Gallo, F-92648 Boulogne Cedex (FR).

(81) Designated States (national): AF, AG, AI, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GH, GI, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

(84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LI, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Published: with international search report

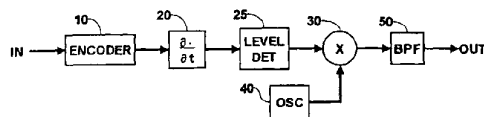
(88) Date of publication of the international search report: 29 August 2002

(72) Inventors; and
(75) Inventors/Applicants (for US only): MOHAN, Chandra [IN/US]; 12970 Westwood Drive North, Carmel, IN 46032 (US); ZHANG, Zhiming, James [CN/US]; 10854 Belair Drive, Indianapolis, IN 46280 (US); MAJUMDAR, Jayanta [IN/US]; 326 Arbor Drive, Carmel, IN 46032 (US).

(74) Agents: TRIPOLI, Joseph, S. et al.; Thomson Multimedia Licensing Inc., P.O. Box 5312, Princeton, NJ 08540 (US).

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: DATA TRANSMISSION USING PULSE WITH MODULATION



(57) Abstract: A digital data modulator (Fig. 1) is coupled to a source (IN) of a digital data signal. An encoder (10) encodes the digital data using a variable pulse width code. A pulse signal generator (20, 25) generates pulses representing edges of the encoded digital data signal. A carrier signal generator (30, 40) generates a carrier signal having carrier pulses corresponding to the pulses from the pulse signal generator. A corresponding digital data demodulator (Fig. 3) is coupled to a source (IN) of a modulated signal having carrier pulses spaced relative to each other to represent a variable pulse width encoded digital data signal. A detector (140) generates a variable pulse width encoded signal in response to received carrier pulses. A decoder (150) decodes the variable pulse width encoded to generate the digital data signal.



WO 02/009380 A3

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No. PCT/US 01/22851
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04L25/49 H04L25/493 H04J7/00		
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) IPC 7 H04L H04J		
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 practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	WO 99 46861 A (RIEDL WILHELM ERNST ;MOHAN CHANDRA (US); ZHANG ZHIMING (US); THOMS) 16 September 1999 (1999-09-16) abstract page 2, line 6 -page 3, line 12 page 3, line 22 -page 4, line 4 page 5, line 1 - line 14 claims 1-15	1-4, 8-11,14, 15
A	-----	5-7,12, 13
A	US 4 462 051 A (CHAN STEVEN S) 24 July 1984 (1984-07-24) abstract column 16, line 3 - line 30 figure 1 claims 1,4,5,14 -----	1-15
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in 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 document 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 ** 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, each combination being obvious to a person skilled in the art *F* document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 24 April 2002		Date of mailing of the international search report 06/05/2002
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5816 Patentkan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel: (+31-70) 560-3340, Tx: 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer Reilly, D

Form PCT/ISA/2 (second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT				In 1st Application No PCT/US 01/22851	
Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date		
WO 9946861	A	16-09-1999	AU	3450499 A	27-09-1999
			BR	9908637 A	14-11-2000
			CN	1292949 T	25-04-2001
			EP	1062731 A1	27-12-2000
			JP	2002507075 T	05-03-2002
			TR	200002599 T2	21-11-2000
			NO	9946861 A1	16-09-1999
			US 4462051	A	24-07-1984
DE	3380649 D1	02-11-1989			
EP	0091215 A2	12-10-1983			
EP	0181517 A1	21-05-1986			
JP	1869595 C	06-09-1994			
JP	5072144 B	08-10-1993			
JP	58173947 A	12-10-1983			
NO	831143 A ,B,	03-10-1983			

フロントページの続き

(81)指定国 AP(GH,GM,KE,LS,MW,MZ,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,CH,CY,DE,DK,ES,FI,FR,GB,GR,IE,IT,LU,MC,NL,PT,SE,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EE,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NO,NZ,PL,PT,RO,RU,SD,SE,SG,SI,SK,SL,TJ,TM,TR,TT,TZ,UA,UG,US,UZ,VN,YU,ZA,ZW

(72)発明者 チャンドラ モハン

アメリカ合衆国 46032 インディアナ州 カーメル フリートウッド ドライブ ノース
12970

(72)発明者 チンミン ジェイムズ チャン

アメリカ合衆国 46280 インディアナ州 インディアナポリス ベレア ドライブ 108
54

(72)発明者 ジャヤンタ マジウムダル

アメリカ合衆国 46032 インディアナ州 カーメル アーボル ドライブ 326

Fターム(参考) 5K004 AA04 AA05 EF00 EH00 FF00 FH00