

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4035671号

(P4035671)

(45) 発行日 平成20年1月23日(2008.1.23)

(24) 登録日 平成19年11月9日(2007.11.9)

(51) Int. Cl.		F I			
HO4H	40/18	(2008.01)	HO4H	1/00	404
HO4B	1/10	(2006.01)	HO4B	1/10	Z

請求項の数 4 (全 10 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平9-274148 (22) 出願日 平成9年10月7日(1997.10.7) (65) 公開番号 特開平11-112447 (43) 公開日 平成11年4月23日(1999.4.23) 審査請求日 平成16年4月8日(2004.4.8)</p>	<p>(73) 特許権者 000002185 ソニー株式会社 東京都港区港南1丁目7番1号 (74) 代理人 100091546 弁理士 佐藤 正美 (72) 発明者 福永 健司 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソ ニー株式会社内 審査官 川口 貴裕</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル放送の受信機およびその受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

デジタルデータがフレーム化されるとともに、1つおきのフレームの一部の区間に補助のデータが含まれ、残るフレームのうちの当該一部の区間に対応する区間には当該補助のデータが含まれずに放送されるデジタル放送の受信機において、

受信した上記フレームのうち、1つ前のフレームの上記一部の区間の信号と現在のフレームの当該一部の区間の信号との差分を取り出す差分回路と、

上記差分回路の出力のうちの負の値の平均値の絶対値を演算する演算回路と、

上記差分回路の出力のうちの上記一部の区間の出力を上記演算回路の出力と同時化する同時化回路と、

上記同時化回路の出力を、上記演算回路の出力を基準にして正のピークを検出するピーク検出回路と、

上記ピーク検出回路の出力から上記補助のデータが含まれるフレームを判別する判別回路と

を有し、

上記判別回路の判別結果に基づいて上記補助のデータから情報を得ることを特徴とするデジタル放送の受信機。

【請求項2】

請求項1に記載のデジタル放送の受信機において、

上記補助のデータは送信所の識別情報である

10

20

ことを特徴とするデジタル放送の受信機。

【請求項 3】

請求項 1 に記載のデジタル放送の受信機において、

上記デジタル放送は E U R E K A 1 4 7 規格にしたがう放送である

ことを特徴とするデジタル放送の受信機。

【請求項 4】

デジタルデータがフレーム化されるとともに、1つおきのフレームの一部の区間に補助のデータが含まれ、残るフレームのうちの当該一部の区間に対応する区間には当該補助のデータが含まれずに放送されるデジタル放送を受信するデジタル放送の受信方法において、

10

受信した上記フレームのうち、1つ前のフレームの上記一部の区間の信号と現在のフレームの当該一部の区間の信号との差分を取り出し、

上記差分のうちの負の値の平均値の絶対値を演算し、

上記差分のうちの上記一部の区間の差分を上記負の値の平均値の絶対値を示す信号と同時化し、

上記同時化された差分を、上記負の値の平均値の絶対値を示す信号を基準にして正のピークを検出し、

上記ピーク検出の出力から上記補助のデータが含まれるフレームを判別し、

上記判別の結果に基づいて上記補助のデータから情報を得る

ことを特徴とするデジタル放送の受信方法。

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、デジタルオーディオ放送の受信機に適用して好適なデジタル放送の受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】

ヨーロッパでは、E U R E K A 1 4 7 規格にしたがった D A B (デジタルオーディオ放送) が実施されているが、その送信側における信号処理は次のとおりである。

(1) 最大で64チャンネルのデジタルオーディオデータを、チャンネルごとに M P E G オーディオのレイヤIIによりデータ圧縮する。

30

(2) (1) 項の結果の各チャンネルのデータに、畳み込み符号化および時間軸のインターリーブにより誤り訂正用のエンコード処理を行う。

(3) (2) 項の結果を1つのチャンネルに多重化する。このとき、P A D などの補助的なデータも付加する。

(4) (3) 項の結果を、周波数軸でインターリーブ処理するとともに、同期用のシンボルを付加する。

(5) (4) 項の結果を O F D M 処理 (直交周波数分割多重処理) し、さらに D / A 変換する。

(6) (5) 項の結果によりメインキャリア信号を Q P S K 変調 (直交変調) し、この Q P S K 信号を送信する。

40

この場合、一般に、プロバイダ (電波の提供会社) が1社であっても、Q P S K 信号は、例えば図 6 に示すように、複数の送信所 # 1 ~ # N によってサービスエリア S A に送信ないし放送される。

【0003】

図 7 は、(5) 項の O F D M 処理されたデータ、すなわち、ベースバンドのデータのフレーム構成を示す。この場合、D A B には、4つの動作モードがあるが、図 7 は主として地上波放送用のモードIIの場合である。そして、このデータの1フレームは、24msの時間長とされるとともに、先頭から順に同期チャンネル S C、高速情報チャンネル F I C、メインサービスチャンネル M S C に分割されている。

50

【 0 0 0 4 】

そして、同期チャンネルSCは、フレーム同期やAFCなどの処理に使用されるもので、2シンボルから構成され、その第1シンボルはヌルシンボルNULLとされ、第2シンボルは位相基準用のシンボルPRSとされている。また、この場合、1つおきのフレームにおけるヌルシンボルNULLには、送信所#1～#Nを識別する識別情報TIIが含まれ、残る1つおきのヌルシンボルNULLの期間には、何も送信されない。

【 0 0 0 5 】

また、高速情報チャンネルFICは、メインサービスチャンネルMSCに関するデータなどを提供するためのもので、3つの高速情報ブロックFIBに分割され、この高速情報ブロックFIBに、時間、日付、タイプ、データ配列、トラフィック・メッセージ制御などのデータが配置されている。さらに、高速情報ブロックFIBには、CIFカウンタと呼ばれるデータが用意され、

CIFカウンタの値の8の剰余が0、1、2、3（モードIの場合）

CIFカウンタの値の2の剰余が0（モードII、IIIの場合）

CIFカウンタの値の4の剰余が0、1（モードIVの場合）

のとき、そのCIFカウンタが用意されているフレームが、上記の1つおきのフレームであり、識別情報TIIが含まれている。

【 0 0 0 6 】

さらに、メインサービスチャンネルMSCは、モードによって決められた数のCIFフレームCIFに分割され、メインのデータであるデジタルオーディオのデータや各種のデータが配置されている。なお、CIFカウンタの値は、このCIFフレームCIFのカウント結果である。

【 0 0 0 7 】

また、(6)項のQPSK信号は、モードIIの場合、384個のキャリア信号が4kHzおきに分布するので、そのパワースペクトルは、図8に示すようになる。そして、識別情報TIIは、その384個のキャリア信号のうち、送信所に対応するキャリア番号kのキャリア信号だけを送出することによっても表現されている。例えば、モードIIの場合で、メイン識別値が16、サブ識別値が4の送信所が送信を行う場合、図9のようなキャリア番号kのキャリア信号が送信される。

【 0 0 0 8 】

【 発明が解決しようとする課題 】

ところで、DAB受信機において、受信信号から送信機の識別情報TIIを得るには、識別情報TIIを含むヌルシンボルNULLを判別して処理する必要がある。しかし、そのためには、高速情報ブロックFIBをデコードし、CIFカウンタの剰余から、対応するフレームのヌルシンボルNULLに識別情報TIIが含まれているかどうかを判断する必要があり、この結果、高速情報ブロックFIBをデコードするデコーダ回路が必要となるので、回路規模が大きくなってしまふ。

【 0 0 0 9 】

また、同期チャンネルSCからそのままヌルシンボルNULLを取り出して識別情報TIIの有無を判別し、識別情報TIIを得ることも考えられる。しかし、受信機の内部では、クロックなどによるノイズが定常的に発生しているので、そのノイズが影響して正しい識別情報TIIの取り出しに失敗することがある。

【 0 0 1 0 】

この発明は、以上のような問題点を解決するとともに、識別情報TIIをより確実に取り出すことができるようにするものである。

【 0 0 1 1 】

【 課題を解決するための手段 】

このため、この発明においては、

デジタルデータがフレーム化されるとともに、1つおきのフレームの一部の区間に補助のデータが含まれ、残るフレームのうちの当該一部の区間に対応する区間には当該補助の

10

20

30

40

50

データが含まれずに放送されるデジタル放送の受信機において、

受信した上記フレームのうち、1つ前のフレームの上記一部の区間の信号と現在のフレームの当該一部の区間の信号との差分を取り出す差分回路と、

上記差分回路の出力のうちの負の値の平均値の絶対値を演算する演算回路と、

上記差分回路の出力のうちの上記一部の区間の出力を上記演算回路の出力と同時化する同時化回路と、

上記同時化回路の出力を、上記演算回路の出力を基準にして正のピークを検出するピーク検出回路と、

上記ピーク検出回路の出力から上記補助のデータが含まれるフレームを判別する判別回路と

を有し、

上記判別回路の判別結果に基づいて上記補助のデータから情報を得る

ことを特徴とするデジタル放送の受信機

とするものである。

したがって、ノイズ成分のレベルを基準にして補助のデータが検出される。

【0012】

【発明の実施の形態】

ここで、DAB受信機により受信されて処理されたベースバンドのデータ(図7)について考える。そして、このデータのうち、ヌルシンボルNULLの期間について、

$S(k, i)$: 識別情報TIIのレベル

$N_s(k, i)$: 定常的なノイズのレベル

$N_r(k, i)$: ランダムノイズのレベル

k : キャリア番号。 $k = -192 \sim 192$

i : フレームの番号

とすると、第*i*番目のフレームのヌルシンボルNULLの期間におけるデータのレベルないしパワー $P(k, i)$ は、

$$P(k, i) = S(k, i) + N_s(k, i) + N_r(k, i)$$

で表される。

【0013】

また、1つ前の第(*i* - 1)番目のフレームのヌルシンボルNULLの期間におけるデータの

$$P(k, i-1) = S(k, i-1) + N_s(k, i-1) + N_r(k, i-1)$$

で表される。

【0014】

したがって、連続する2つのフレームのヌルシンボルNULLの期間におけるデータのパワーの差をとると、その差分 $P(k)$ は、

$$\begin{aligned} \Delta P(k) &= P(k, i) - P(k, i-1) \\ &= S(k, i) - S(k, i-1) + N_s(k, i) - N_s(k, i-1) \\ &\quad + N_r(k, i) - N_r(k, i-1) \end{aligned}$$

となる。

【0015】

そして、ノイズ $N_s(k, i)$ 、 $N_s(k, i-1)$ は定常的なものであるから、それらの差は0であり、したがって、上式は、

$$P(k) = S(k, i) - S(k, i-1) + N_r(k, i) - N_r(k, i-1)$$

となる。

【0016】

さらに、識別情報TIIは1フレームおきに送信されるので、信号 $S(k, i)$ 、 $S(k, i-1)$ のどちらかのレベルは0である。したがって、識別情報TIIが第*i*番目のフレームに含まれ

10

20

30

40

50

ている場合、上式における値 ($S(k, i) - S(k, i-1)$) は、キャリア信号の存在するキャリア番号 k では、正となり、キャリア信号の存在しないキャリア番号 k では、負となる。

【0017】

したがって、384 個の値 $P(k)$ のうち、正となった値 $P(k)$ の平均値の絶対値と、負となった値 $P(k)$ の平均値の絶対値とを比較したとき、正となった値 $P(k)$ の平均値の絶対値が、負となった値 $P(k)$ の平均値の絶対値よりも大きければ、第 i 番目のフレームに識別情報 TII が含まれていると判断できる。

また、このとき、負となった値 $P(k)$ の平均値は、上式における値 ($Nr(k, i) - Nr(k, i-1)$) のうちの負となった値の平均値であり、これはランダム性のノイズの振幅の平均を表している。したがって、負となった値 $P(k)$ の平均値の絶対値を、識別情報 TII を検出するときの基準値 (スレッシュールドレベル) として使用することができる。

10

【0018】

例えば、負の値 $P(k)$ の平均値の絶対値を数倍した結果の値をスレッシュールドレベルとし、値 $P(k)$ のうち、そのスレッシュールドレベルよりも大きい部分を取り出せば、それは、例えば図 9 に示すキャリア番号 k のキャリア信号であり、したがって、識別情報 TII を得ることができる。

【0019】

図 2 および図 3 は、データ $P(k, i)$ の周波数スペクトルの観測例を示すもので、図 2 は、ヌルシンボル NULL が識別情報 TII を含んでいる場合、図 3 は識別情報 TII を含んでいない場合である。そして、図 2 におけるレベルの大きい線スペクトル成分は、識別情報 TII にしたがって分布するキャリア信号である。また、図 2 および図 3 において、ほぼ一様に分布する低いレベルの成分はノイズ成分である。さらに、 \times 印を付けた線スペクトル成分は、受信機内部で定常的に発生しているノイズである。

20

【0020】

そして、図 4 および図 5 は、図 2 および図 3 のデータの差分 $P(k)$ を正負に分けて示すもので、図 4 は、差分 $P(k)$ のうちの符号が正になる成分を示し、図 5 は、差分 $P(k)$ のうちの符号が負になる成分の絶対値を示す。

【0021】

したがって、上記のように、図 5 に示すデータの平均値をスレッシュールドレベルとして図 4 に示すデータのピーク検出を行えば、図 4 におけるキャリア信号を適切に取り出すことができ、その結果、識別情報 TII を知ることができる。

30

【0022】

この発明は、以上のような考えに基づいて識別情報 TII を得るようにしたものである。以下、この発明の一形態について説明する。

【0023】

図 1 において、D A B の放送波信号がアンテナ 1 1 により受信され、この受信信号が、スーパーヘテロダイン形式に構成されたフロントエンド回路 1 2 に供給されて中間周波信号に変換され、この中間周波信号が A / D コンバータ回路 1 3 に供給されてデジタル信号とされる。

【0024】

そして、このデジタル信号が直交復調回路 1 4 に供給されて同相成分および直交成分が復調され、これらが F F T 回路 1 5 に供給されて O F D M 復調され、その O F D M 復調されたデータがビタビデコーダ回路 1 6 に供給されてデインターリーブおよびエラー訂正が行われるとともに、番組 (チャンネル) の選択が行われて目的とする番組のデジタルオーディオデータが選択される。

40

【0025】

続いて、この選択されたデータがデータ伸長回路 1 7 に供給されて M P E G データ伸長が行われ、データ伸長回路 1 7 からは、目的とする番組のデジタルオーディオデータがもとのデータ長のデータにデータ伸長されて取り出され、この取り出されたデジタルオーディオデータが D / A コンバータ回路 1 8 に供給されてアナログオーディオ信号に D / A 変換

50

され、この信号が端子 19 に取り出される。

【 0 0 2 6 】

さらに、ピタビデコーダ回路 16 からデータの一部が R D I 回路 21 に供給されて所定の転送フォーマットのデータとされ、このデータが端子 29 に出力される。また、例えば D S P により同期回路 22 が構成されてフロントエンド回路 12 の A F C が行われるとともに、 F F T 回路 15 における同期などの処理が実行される。

【 0 0 2 7 】

さらに、 F F T 回路 15 からのデータがパワー算出回路 31 に供給され、そのデータの実部を I、虚部を Q とするとき、各周波数成分（各キャリア信号）ごとに、

$$P(k, i) = I^{**2} + Q^{**2}$$

（ I ** 2、 Q ** 2 は、それぞれ値 I、 Q の 2 乗を示す）

で示されるデータ P (k, i) が求められる。ただし、このとき、同期回路 22 から算出回路 31 にヌルシンボル NULL の期間を示す信号が供給され、算出回路 31 においては、各フレームの先頭のヌルシンボル NULL の期間のみ、データ P (k, i) の演算が実行されるとともに、その演算結果であるデータ P (k, i) が取り出される。なお、このデータ P (k, i) の平方根をグラフ化したものが、図 2 および図 3 である。

【 0 0 2 8 】

そして、このように算出回路 31 から取り出されたデータ P (k, i) が、メモリ 32 に供給されるとともに、同期回路 22 から所定の制御信号が供給されてデータ P (k, i) がメモリ 32 において 1 フレーム期間だけ遅延され、メモリ 32 からは 1 フレーム期間前のデータ P (k, i - 1) が、データ P (k, i) に同時化されて取り出される。そして、この 1 フレーム期間前のデータ P (k, i - 1) と、算出回路 31 からの現在のデータ P (k, i) とが差分回路 33 に供給されて両データ P (k, i - 1)、 P (k, i) の差分のデータ P (k) が取り出される。

【 0 0 2 9 】

さらに、このデータ P (k) が演算回路 36 に供給されてキャリア信号ごとに和が計算されるとともに、その負符号の値の平均値が算出され、この平均値の符号を反転して絶対値が算出される。そして、この絶対値が、検出回路 35 にスレッシュールドレベルを示す信号として供給される。

【 0 0 3 0 】

また、差分回路 33 からのデータ P (k) が、メモリ 34 に供給されて演算回路 36 の出力と同時化されてからピーク値検出回路 35 に供給される。こうして、検出回路 35 においては、データ P (k) は、演算回路 36 からの信号の示すスレッシュールドレベルに基づいてピーク値が検出される。

【 0 0 3 1 】

そして、この検出出力が判別回路 37 に供給され、データ P (k) のピークの存在する周波数から送信所の識別情報 T I I が解析され、この解析結果の識別情報 T I I が端子 39 に取り出される。

【 0 0 3 2 】

こうして、この D A B 受信機によれば、送信所の識別情報 T I I を得ることができるが、この場合、特に上述の受信機によれば、識別情報 T I I の含まれるフレームであるかどうかの判別に高速情報ブロック F I B をデコードする必要がなく、したがって、そのためのデコーダ回路が不要となるので、回路規模を小さくすることができる。

【 0 0 3 3 】

また、差分回路 33 において、 1 フレーム期間前のデータ P (k, i - 1) と現在のフレーム期間のデータ P (k, i) との差分のデータ P (k) を得ると、このデータ P (k) においては、定常的なノイズ成分が相殺され、例えば図 4 に示すように、図 2 の場合に比べて、ノイズ成分が低減される。特に受信機の内部で定常的に発生しているノイズ（ x 印で示す）が大幅に低減される。そして、そのようなデータ P (k) から識別情報 T I I を得ようとしているので、ノイズの影響を受けにくい。

【 0 0 3 4 】

10

20

30

40

50

さらに、データ $P(k)$ に含まれるノイズ成分のレベルを基準にしてデータ $P(k)$ をピーク検出してキャリア番号 k となるデータを得ているので、ノイズ成分のレベルが変動しても、そのデータを正しく得ることができる。

【0035】

また、回路31～37の処理は、マイクロコンピュータやDSPによっても実行することができるとともに、その実行が容易である。さらに、マイクロコンピュータやDSPを使用する場合、そのマイクロコンピュータやDSPにより識別情報TIIを得ることができ、外部の回路により判別する必要がないので、その外部の回路とのインターフェイスを持つ必要がなく、ハードウェアを簡略化することができる。

【0036】

なお、上述において、フロントエンド回路12からの中間周波信号を直交復調してI成分およびQ成分を得、これらをA/D変換してからFFT回路15に供給することもできる。

【0037】

【発明の効果】

この発明によれば、DAB受信機において、送信所の識別情報を得ることができるとともに、回路規模を小さくすることができる。また、受信したデータ中の定常的なノイズ成分が低減され、特に受信機の内部で定常的に発生しているノイズが大幅に低減され、ノイズの影響を受けにくい。

【0038】

さらに、ノイズ成分のレベルが変動しても、識別情報のデータを正しく得ることができる。また、処理を、マイクロコンピュータやDSPなどによっても容易に実行することができるとともに、ハードウェアを簡略化することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の一形態を示す系統図である。

【図2】この発明を説明するための周波数スペクトル図である。

【図3】この発明を説明するための周波数スペクトル図である。

【図4】この発明を説明するための周波数スペクトル図である。

【図5】この発明を説明するための周波数スペクトル図である。

【図6】この発明を説明するための図である。

【図7】この発明を説明するためのフォーマット図である。

【図8】この発明を説明するための周波数スペクトル図である。

【図9】この発明を説明するための図である。

【符号の説明】

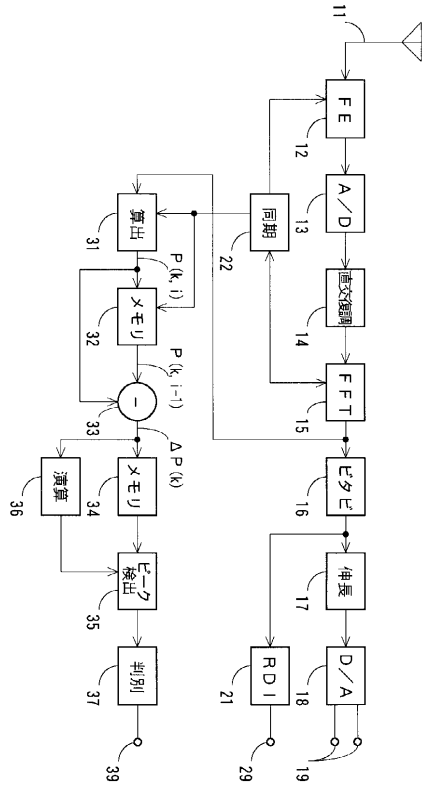
11...アンテナ、12...フロントエンド回路、13...A/Dコンバータ回路、14...直交復調回路、15...FFT回路、16...ピタビデコーダ回路、17...データ伸長回路、18...D/Aコンバータ回路、21...RDI回路、22...同期回路、31...パワー算出回路、32...メモリ、33...差分回路、34...メモリ、35...ピーク検出回路、36...演算回路、37...判別回路

10

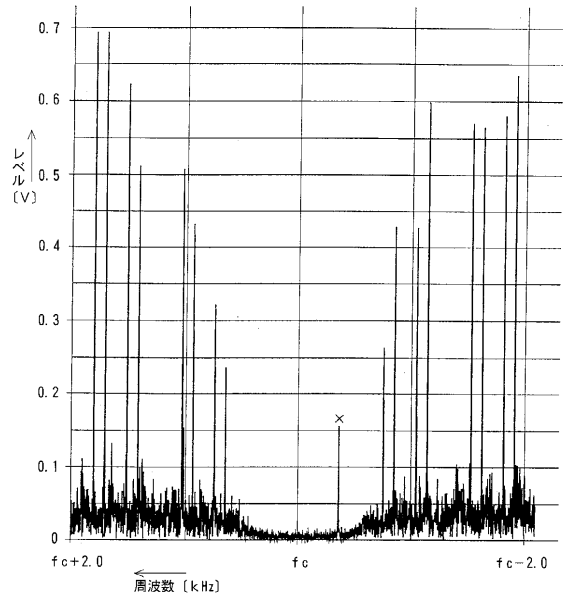
20

30

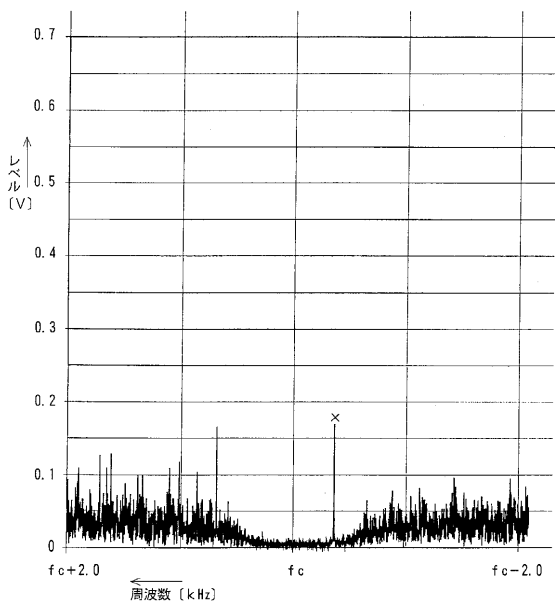
【図1】



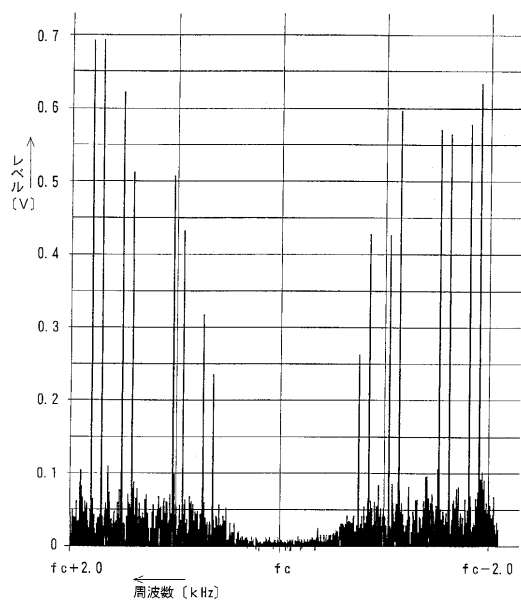
【図2】



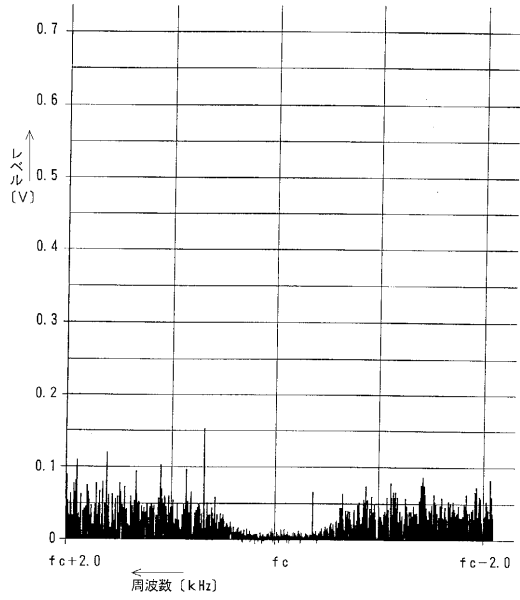
【図3】



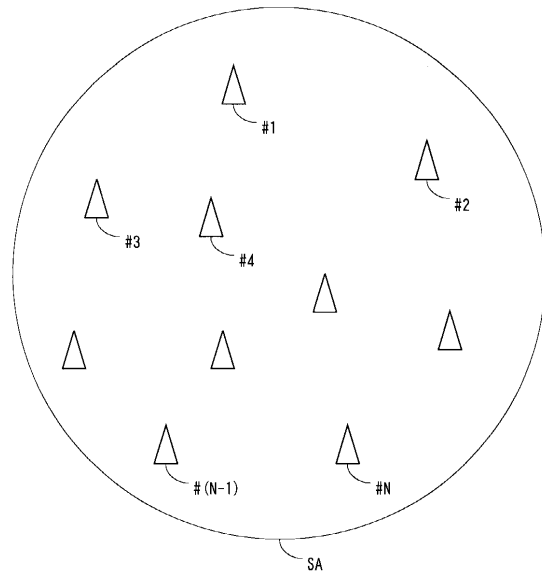
【図4】



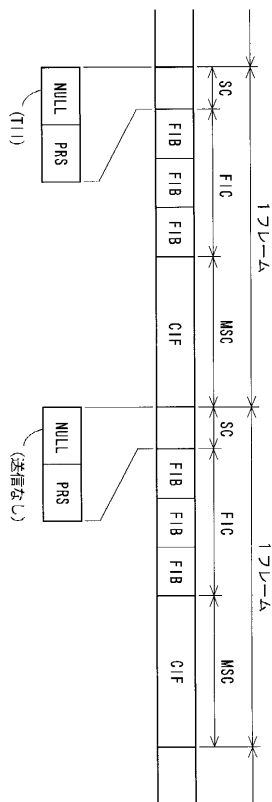
【 図 5 】



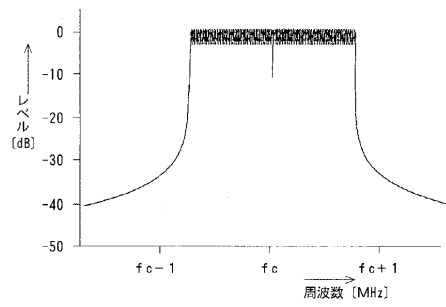
【 図 6 】



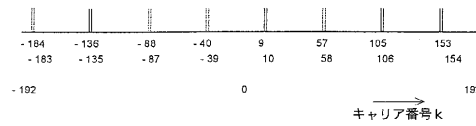
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平01 - 126833 (JP, A)
特開平07 - 193519 (JP, A)
特開平08 - 102969 (JP, A)
特開平09 - 219658 (JP, A)
特開平09 - 130362 (JP, A)
特表平11 - 502389 (JP, A)
国際公開第93 / 011616 (WO, A1)
特表平10 - 502780 (JP, A)
特表平09 - 510330 (JP, A)
特表平09 - 502318 (JP, A)
ETS 300 401 Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers, European Telecommunications Standards Institute (ETSI), 1997年 5月, Second Edition, p. 168 - 189

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04H 1/00
H04B 1/10
H03K 5/00
H04L 7/00