

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3556412号

(P3556412)

(45) 発行日 平成16年8月18日(2004.8.18)

(24) 登録日 平成16年5月21日(2004.5.21)

(51) Int.Cl.⁷

F I

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z

H 0 4 B 1/10

H 0 4 B 1/10

Z

H 0 4 H 1/00

H 0 4 H 1/00

A

請求項の数 2 (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願平8-270430
 (22) 出願日 平成8年10月14日(1996.10.14)
 (65) 公開番号 特開平10-126353
 (43) 公開日 平成10年5月15日(1998.5.15)
 審査請求日 平成12年9月28日(2000.9.28)

(73) 特許権者 000101732
 アルパイン株式会社
 東京都品川区西五反田1丁目1番8号
 (74) 代理人 100084711
 弁理士 齊藤 千幹
 (72) 発明者 辻 芳寿
 東京都品川区西五反田1丁目1番8号 ア
 ルパイン株式会社内
 (72) 発明者 加藤 剛司
 東京都品川区西五反田1丁目1番8号 ア
 ルパイン株式会社内

審査官 高野 洋

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタルオーディオ放送における受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

1つの既知の位相基準シンボルとM個のデータシンボルとでフレームを構成し、データシンボルを構成する2N個のデジタルデータを2ビットづつN組に分け、各組の第1データを実数部、第2データを虚数部として順次フーリエ逆変換部に入力し、該フーリエ逆変換部から出力される実数部、虚数部をアナログ信号に変換し、それぞれにキャリア周波数 f_c の $\cos$ 波、 $\sin$ 波を乗算し、乗算結果を合成して空間に放射し、空間に放射された信号を受信し、受信信号に前記キャリア周波数の $\cos$ 波、 $\sin$ 波を乗算し、それぞれの乗算結果をAD変換器において所定サンプリング周波数でデジタルに変換してフーリエ変換部に入力し、該フーリエ変換部から出力される実数部、虚数部を前記第1データ、第2データとして出力するデジタル放送における受信装置において、

サンプリングパルスを発生してAD変換器に入力するサンプリングパルス発生部と、各シンボルのフーリエ変換実行タイミングであるDFTウィンドウ信号を出力するDFTウィンドウ発生部と、

位相基準シンボルのフーリエ変換出力に基づいて伝送路のインパルス応答を演算するインパルス応答演算部と、

インパルス応答に含まれる各インパルスの位置及びレベルに基づいてDFTウィンドウ内のインパルス重心位置を算出するインパルス重心位置演算部と、

前回のフレームにおけるDFTウィンドウ位置と今回のフレームにおけるDFTウィンドウ位置の偏差と、前回のフレームにおけるインパルス重心位置と、今回のフレームにお

10

20

るインパルス重心位置とから重心位置の変化量を計算し、該重心位置の変化量に基づいて前記サンプリングパルスの周波数を制御するサンプリング周波数制御手段を備えたことを特徴とするデジタルオーディオ放送における受信装置。

【請求項 2】

前記サンプリング周波数制御手段は L 個のフレームの重心位置の平均変化量に基づいてサンプリング周波数を制御することを特徴とする請求項 1 記載のデジタルオーディオ放送における受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明はデジタルオーディオ放送 (Digital Audio Broadcast : DAB) における受信装置に係わり、特に、 $2N$ 個のデジタルデータを 2 ビットずつ N 組に分け、各組の第 1 データを実数部、第 2 データを虚数部として順次フーリエ逆変換部に入力し、該フーリエ逆変換部から出力される実数部、虚数部をアナログ信号に変換し、それぞれにキャリア周波数 f_c の $\cos$ 波、 $\sin$ 波を乗算し、乗算結果を合成して空間に放射し、空間に放射された信号を受信し、受信信号に前記キャリア周波数の $\cos$ 波、 $\sin$ 波を乗算し、それぞれの乗算結果を所定サンプリング周波数でデジタルに変換後フーリエ変換部に入力し、該フーリエ変換部から出力される実数部、虚数部を前記第 1 データ、第 2 データとして出力するデジタルオーディオ放送における受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

音声信号をデジタル化して直列データとし、該直列データを $2N$ 個ずつ区切り、該 $2N$ 個のデジタルデータを 2 ビットずつ N 組に分け、各 2 ビットの 1、0 の組合せでそれぞれ周波数異なる N 個のキャリアを 4 相 PSK 変調し、各変調信号を周波数多重して送信局より送出し、受信機で該周波数多重された位相変調信号を受信、復調して音声出力するデジタルオーディオ放送 (DAB) が提案され欧州等において実用化に向けて検討されている。

【0003】

この DAB 方式は、選択性フェージングの影響を少なくするために、情報をパラレルに分けて多数のキャリアを用いて変調を行ない (周波数インターリーブ)、いずれかのキャリアがフェージングを受けても全体として影響を少なくする方法であり、基本的に周波数分割多重 (FDM : Frequency Division Multiplex) 方式である。ところで、単なる FDM の場合にはスペクトラムのオーバーラップを避けるためにキャリアの間隔を十分に取らなければならなくなり、周波数利用効率があまり良くない。そこで、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 方式が提案されている。この OFDM の場合は各キャリアが直交条件を満たすように配置され、スペクトラムのオーバーラップを許しており周波数利用効率が良い上に、変調器、復調器で IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform : 離散フーリエ逆変換)、DFT (Discrete Fourier Transform : 離散フーリエ変換) 操作を利用することができハードウェアを非常に簡素化できる利点がある。

【0004】

(a) OFDM 方式によるデジタルオーディオ放送の原理

図 13 はデジタルオーディオ放送の送信機の原理的構成図である。1 は伝送速度 $f_s (= 2 / \Delta t)$ で入力される直列データ $d(n)$ ($a(0)$, $b(0)$, $a(1)$, $b(1)$, ...) を $2N$ ビットの並列データに変換するシリアルパラレル変換器 (S/P 変換器)、 $2_0 \sim 2_{N-1}$ は N 個のキャリア乗算部で、 $2 \times N$ ビットの並列データを 2 ビットずつの N 組 $a(0)$, $b(0)$; $a(1)$, $b(1)$; ...; $a(N-1)$, $b(N-1)$ に分け、各組の第 1 ビット $a(0)$, $a(1)$, ... $a(N-1)$ に周波数が $f_0 \sim f_{N-1}$ のキャリア ($\cos \omega_n t$) を乗算し、第 2 ビット $b(0)$, $b(1)$, ... $b(N-1)$

10

20

30

40

50

$N - 1$) に周波数 $f_0 \sim f_{N-1}$ のキャリア ($-\sin \omega_n t$) を乗算するもの、3 は各組のキャリア乗算部の出力信号 $a(n) \cos \omega_n t$, $-b(n) \sin \omega_n t$ ($n = 0 \sim N - 1$) を合成すると共に周波数多重して信号 $D(t)$ を送出する周波数多重化部 (MUX) である。

【0005】

周波数多重化部 3 で各組のキャリア乗算部の出力信号を合成することにより、各組の 2 ビットの 1, 0 の組合せでそれぞれ周波数 $f_0 \sim f_{N-1}$ のキャリアを 4 相 PSK 変調したことになる、周波数多重化部 3 の出力 $D(t)$ は

$$D(t) = \sum \{ a(n) \cos \omega_n t - b(n) \sin \omega_n t \} \quad (n = 0 \sim N - 1)$$

となる。尚、各キャリアの周波数間隔を Δf とすれば、 $(n + 1)$ 番目のキャリア周波数 f_n は

$$f_n = f_0 + n \Delta f$$

となり、2 ビットデータの伝送時間を Δt (伝送速度 $f_s = 2 / \Delta t$) とすれば、周波数間隔 Δf は

$$\Delta f = 1 / N \Delta t$$

となる。

【0006】

図 1 4 は周波数多重化部 3 の機能説明図であり、 Δf 間隔の N 個の各キャリア $f_0 \sim f_{N-1}$ を 2 ビットづつの N 組のデータ $a(0), b(0); a(1), b(1); \dots; a(N-1), b(N-1)$ で 4 ϕ PSK 変調し、各変調信号を周波数多重して伝送する。図 1 5 はシンボルの説明図であり、 $2 \times N$ ビットで 1 シンボルが構成され、1 シンボルの時間長を T_s とすれば、

$$T_s = N \Delta t$$

$$\Delta f = 1 / T_s$$

となる。1 シンボル ($2 \times N$ ビット) 毎に上記 4 ϕ PSK 変調及び変調信号の周波数多重が行なわれて周波数多重信号 $D(t)$ が順次送信される。

【0007】

図 1 6 はデジタルオーディオ放送の受信機の原理的構成図である。 $4_0 \sim 4_{N-1}$ は N 個のキャリア乗算部で、受信信号 $D(t)$ に周波数 $f_0 \sim f_{N-1}$ のキャリア ($\cos \omega_n t$, $-\sin \omega_n t$, $n = 0 \sim N - 1$) をそれぞれ乗算するもの、 $5_0 \sim 5_{N-1}$ は各乗算部の出力を積分してデータを復調する積分器、6 は $2 \times N$ ビットの並列データを直列データに変換するパラレルシリアル変換器 (P/S 変換器) である。

各積分器 $5_0 \sim 5_{N-1}$ は入力信号 $D(t)$ に対して次式

【数 1】

$$\int_0^{\frac{1}{\Delta f} = N\Delta t} D(t) \cos(\omega_n t) dt = \frac{N\Delta t}{2} a(m) = \frac{T_s}{2} a(m)$$

$$\therefore a(m) = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{1}{\Delta f}} D(t) \cos \omega_n t dt$$

の演算を行なって、データ $a(0), b(0); a(1), b(1); \dots; a(N-1), b(N-1)$ を復調する。

【0008】

(b) DFT を用いた OFDM 変復調方式

ところで、OFDM のベースバンド信号 $D(t)$ を発生するためには N 個の 4 ϕ PSK 変調器が必要になり、又、復調するにも N 個の 4 ϕ PSK 復調器が必要になり、 N が大きくなると実用的でない。そこで、次に DFT を用いて変復調を簡単に行なう方法について説明する。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 9 】

(b - 1) 変調部の構成
 O F D M のベースバンド信号は
 【 数 2 】

$$D(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \{ a(k) \cos \omega_k t - b(k) \sin \omega_k t \} \quad (1)$$

10

と表される。

 $d(k) = a(k) + j b(k)$ とすれば、(1) 式は

【 数 3 】

$$\begin{aligned} D(t) &= R[D^*(t)] \\ &= R \left[\sum_{k=0}^{N-1} d(k) e^{j \omega_k t} \right] \end{aligned} \quad (2)$$

と表わされる。ここで、* は複素数を意味し、 $R[\quad]$ は $[\quad]$ の実数部を表わす。

20

【 0 0 1 0 】

【 数 4 】

$$\begin{aligned} D^*(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} d(k) e^{j \omega_k t} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} [(a_k + j b_k) \cos \omega_k t + j(a_k + j b_k) \sin \omega_k t] \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} (a_k \cos \omega_k t - b_k \sin \omega_k t) + j(a_k \sin \omega_k t + b_k \cos \omega_k t) \\ &= D(t) + jI(t) \end{aligned} \quad (3)$$

30

であるから、(3) 式より $D(t)$ は (2) 式で表わされることは明らかである。(2) 式において、 $t = m \Delta t$ とすると、

【 数 5 】

$$\begin{aligned} D(m) &= R \left[\sum_{k=0}^{N-1} d(k) e^{j \omega_k m \Delta t} \right] \\ &= R \left[\sum_{k=0}^{N-1} d(k) e^{j 2 \pi \frac{km}{N}} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

40

となる。ここで、 $D(m)$ は $d(k)$ の I D F T (離散フーリエ逆変換) の実数部になっていることに注目されたい。 $D(m)$ を Δt 毎に $D(0)$, $D(1)$, $\cdots$ $D(N-1)$ として出力すると図 1 7 に示すようになる。この信号は (2) 式を Δt 毎にサンプリングしたものに他ならない。従って、図 1 8 (a) に示す周波数特性と図 1 8 (b) に示すインパルス特性を備えた理想フィルタを通すと (2) 式と同じものが得られる。

【 0 0 1 1 】

以上のことから、変調器としては入力データ $d(k)$ (複素) を I D F T して、その実数部 $D(0)$ から $D(N-1)$ までを Δt 毎に出力し、理想フィルタを通せば変調波 (ベー

50

スバンド信号) が得られることになる。図 19 はかかる点に着目して構成した送信機の要部構成図である。11 は 2 ビットづつの N 組のデータ $a(k)$, $b(k)$ ($k = 0 \sim N$) で複素表現した入力データ $d(k)$ に離散フーリエ逆変換を施す IDFT 部、12 a は IDFT 部から出力される実数部をアナログに変換する DA 変換器、13 a は理想フィルタ、14 a は理想フィルタ出力 $D(t)$ に $\cos \omega_c t$ を乗算して周波数変換する乗算部である。

【0012】

(b-2) 復調部の構成

受信周波数変換において $D(t)$ のみを得られた場合、 $2N$ 点のサンプリングをしなければ原情報を取り出すことができない。これは、 $D(t)$ が N 点 IDFT の実数部だけになっているためである。又、図 20 (a), (b) に示すようにサンプリング定理からも明らかである。サンプリング定理によれば帯域 $N \cdot \Delta f$ の信号は $1 / (2 \cdot N \cdot \Delta f)$ の周波数でサンプリングしなければならない。

$$1 / (2 \cdot N \cdot \Delta f) = \Delta t / 2$$

であるから、 Δt 間隔でなく $\Delta t / 2$ 間隔でサンプリングしなければならない。このため、 T_s 区間 ($N \cdot \Delta t$) において $2N$ 点のサンプリングが必要になる。

しかし、実数部 $D(t)$ と虚数部 $I(t)$ が得られた場合は次に示すように N 点のサンプリングで原信号を取り出すことができる。

受信周波数変換後の複素ベースバンド信号を (5) 式に示す。

【0013】

【数 6】

$$Y^*(t) = \hat{D}(t) + j\hat{I}(t) \quad (5)$$

右辺実数部、虚数部はそれぞれ伝送路、雑音によって $D(t)$, $I(t)$ が変形したもので、理想的な伝送路では $D(t)$, $I(t)$ に等しくなる。

【0014】

【数 7】

$$\begin{aligned} Y^*(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} (\hat{a}_k \cos 2\pi f_k t - \hat{b}_k \sin 2\pi f_k t) + j(\hat{a}_k \sin 2\pi f_k t + \hat{b}_k \cos 2\pi f_k t) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} (\hat{a}_k + j\hat{b}_k) \cos 2\pi f_k t + j(\hat{a}_k + j\hat{b}_k) \sin 2\pi f_k t \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \hat{d}(k) e^{j\omega_k t} \end{aligned} \quad (6)$$

(6) 式を $m \Delta t$ ($m = 0, 1, 2, \dots, N-1$) でサンプリングすれば、

【数 8】

$$\begin{aligned} Y^*(m) &= \sum_{k=0}^{N-1} \hat{d}(k) e^{j\omega_k m \Delta t} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \hat{d}(k) e^{j2\pi \frac{km}{N}} \\ y^*(m) &= \frac{Y^*(m)}{N} \end{aligned} \quad (7)$$

10

20

30

40

50

とすれば、(7)式は

【数9】

$$y^*(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{d}(k) e^{j2\pi \frac{km}{N}} \quad (8)$$

従って、 $d(k)$ は(8)式のDFTで次のように得られる。

【0015】

【数10】

$$\hat{d}(k) = \sum_{m=0}^{N-1} y^*(m) e^{-j2\pi \frac{km}{N}} \quad (9)$$

10

これより原信号 $d(k)$ の推定値が得られる。尚、参考までにDFT，IDFTの関係式は以下になる。

【0016】

【数11】

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (10)$$

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}}$$

20

以上から、受信信号 $S(t)$ を周波数変換して得られた複素ベースバンド信号をローパスフィルタを介してデジタルに変換し、DFT部でDFTを施せば原信号 $d(k)$ の推定値が得られる。図21はかかる点に着目して構成した受信機の要部構成図であり、15は周波数変換部、16a，16bはローパスフィルタ、17a，17bはAD変換器、18はDFT部である。

30

【0017】

(c) 送信側周波数変換

$D(t)$ ， $I(t)$ を用いた直交平衡変調方式は図22に示すように、SSB方式に用いられる周波数変換方式と同じである。図中11はIDFT部、12a，12bはAD変換器、13a，13bはローパスフィルタ、14は周波数変換部であり、 $\cos \omega_c t$ ， $\sin \omega_c t$ を乗算する乗算器14a，14b及び乗算器出力を合成して出力するハイブリッド回路14cで構成されている。

【0018】

周波数変換部14の出力信号 $S(t)$ は

40

【数12】

$$s(t) = D(t) \cos \omega_c t + I(t) \sin \omega_c t$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} (a_k \cos 2\pi f_k t - b_k \sin 2\pi f_k t) \cos 2\pi f_c t + \sum_{k=0}^{N-1} (a_k \sin 2\pi f_k t + b_k \cos 2\pi f_k t) \times (-\sin 2\pi f_c t)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} (a_k \cos 2\pi (f_k + f_c) t - b_k \sin 2\pi (f_k + f_c) t) \quad (11)$$

となり、下側波帯を含まない。従って両側波帯方式に比べ、帯域は1/2になり、伝送効率が向上する。

50

【 0 0 1 9 】

(d) 受信側周波数変換方式

図 2 3 は $\cos \omega_c t$, $\sin \omega_c t$ による直交周波数変換部の構成図である。15 a は受信信号 $s(t)$ ((11) 式参照) に次式で示す雑音信号 $n(t)$

$$n(t) = n_c(k) \cos 2\pi(f_c + f_k)t - n_s(k) \sin 2\pi(f_c + f_k)t$$

を加算して信号 $r(t)$ を出力する加算器(実際には存在しない)、15 b はバンドパスフィルタ、15 c, 15 d はバンドパスフィルタ出力に $\cos \omega_c t$, $-\sin \omega_c t$ を乗算する乗算部である。振幅減衰や雑音がなく、しかも位相遅れの無い理想的な伝送路では、 $r(t) = s(t)$ となる。以下では、 $r(t) = s(t)$ として説明する。この直交周波数変換部の出力信号 $D'(t)$, $I'(t)$ はそれぞれ次式

10

【 数 1 3 】

$$\begin{aligned} D'(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} [a_k \cos 2\pi(f_c + f_k)t - b_k \sin 2\pi(f_c + f_k)t] \cos 2\pi f_c t \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} [a_k \cos 2\pi f_k t - b_k \sin 2\pi f_k t] \\ &= \frac{1}{2} D(t) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} I'(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} [a_k \cos 2\pi(f_c + f_k)t - b_k \sin 2\pi(f_c + f_k)t] \times (-\sin 2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} [a_k \sin 2\pi f_k t + b_k \cos 2\pi f_k t] \\ &= \frac{1}{2} I(t) \end{aligned} \quad (13)$$

20

により表現される。尚、(12), (13) 式において $2f_c$ の項は無視している。この(12), (13) 式は送信側複素ベースバンド信号を表わす(3) 式の実数部と虚数部にそれぞれ一致している。従って、前に述べたように N 点サンプリング DFT 演算することにより原信号を取り出すことができる。

30

【 0 0 2 0 】

(e) 差動符号化

(d) において、受信側周波数変換方式について説明したが、OFDM 方式において送信ローカル周波数 ω_c に同期した受信ローカル周波数を作り出すことは非常に困難である。又、受信ローカル周波数に周波数誤差があった場合(非同期の場合)、復調ベクトルの回転という結果になり絶対位相による復調は困難である。そのため、送信側で絶対位相で情報を表わす代わりに位相回転の大きさを情報を表わすようにする。このことを差動符号化といい、若干の周波数誤差があっても復調が可能となる。

【 0 0 2 1 】

(e-1) 差動符号器

40

図 2 4 は送信側差動符号器の説明図であり、差動符号器 2 1 の論理式は

【 数 1 4 】

$$d_f(k) = \frac{D_f(k) \cdot d_{f-1}(k)}{1+j} \quad (14)$$

である。差動符号器 2 1 は

【 数 1 5 】

50

$$D_f(k) = A_f(k) + jB_f(k) \quad d_f(k) = a_f(k) + jb_f(k)$$

で複素表現されたデータ $D_1(k)$ を上記論理式で $d_1(k)$ に変換するものである。

【 0 0 2 2 】

差動符号は、

(1) $[A_1(k), B_1(k)] = (1, 1)$ の場合、

【 数 1 6 】

$$\begin{aligned} D_f(k) &= A_f(k) + jB_f(k) \\ &= 1 + j \end{aligned}$$

10

となり、(1 4) 式に代入すると

【 数 1 7 】

$$\begin{aligned} d_f(k) &= \frac{(1+j) \cdot d_{f-1}(k)}{1+j} \\ &= d_{f-1}(k) \end{aligned}$$

20

となり、位相変化しない。

【 0 0 2 3 】

(2) $[A_1(k), B_1(k)] = (-1, -1)$ の場合は

【 数 1 8 】

$$\begin{aligned} D_f(k) &= -1 - j \\ d_f(k) &= \frac{-(1+j) \cdot d_{f-1}(k)}{1+j} \\ &= -d_{f-1}(k) \end{aligned}$$

30

となり、位相反転、すなわち、 π シフトする。

【 0 0 2 4 】

(3) $[A_1(k), B_1(k)] = (1, -1)$ の場合は

【 数 1 9 】

$$\begin{aligned} D_f(k) &= 1 - j \\ d_f(k) &= \frac{(1-j) \cdot d_{f-1}(k)}{1+j} \\ &= -j \cdot d_{f-1}(k) \\ &= e^{-j\frac{\pi}{2}} \cdot d_{f-1}(k) \end{aligned}$$

40

となり時計方向に $\pi / 2$ シフトする。

【 0 0 2 5 】

(4) $[A_1(k), B_1(k)] = (-1, 1)$ の場合は

【 数 2 0 】

$$D_f(k) = 1 - j$$

$$\begin{aligned} d_f(k) &= \frac{(-1 + j) \cdot d_{f-1}(k)}{1 + j} \\ &= j \cdot d_{f-1}(k) \\ &= e^{j \frac{\pi}{2}} \cdot d_{f-1}(k) \end{aligned}$$

10

となり反時計方向に $\pi / 2$ シフトする。

【 0 0 2 6 】

(e - 2) 差動復号器

(1 4) 式より、次式

【 数 2 1 】

$$D_f(k) = (1 + j) \frac{d_f(k)}{d_{f-1}(k)} \quad (15)$$

20

が得られる。差動復号器 2 2 は図 2 5 に示すようにデータ $d_1(k)$ を (1 5) 式の論理式に従って $D_1(k)$ に変換するものである。従って、差動符号器の前記 (1) ~ (4) に対応して以下の (1) ~ (4) の差動復号結果を出力する。

【 0 0 2 7 】

【 数 2 2 】

(1)

$$\frac{d_f(k)}{d_{f-1}(k)} = 1 \text{ の場合}$$

$$D_f(k) = 1 + j$$

$$[A_f(k), B_f(k)] = (1, 1)$$

(2)

$$\frac{d_f(k)}{d_{f-1}(k)} = -1 \text{ の場合}$$

$$D_f(k) = -1 - j$$

$$[A_f(k), B_f(k)] = (-1, -1)$$

(3)

$$\frac{d_f(k)}{d_{f-1}(k)} = e^{j\frac{\pi}{2}} \text{ の場合}$$

$$D_f(k) = j(1 + j)$$

$$= -1 + j$$

$$[A_f(k), B_f(k)] = (-1, 1)$$

(4)

$$\frac{d_f(k)}{d_{f-1}(k)} = e^{-j\frac{\pi}{2}} \text{ の場合}$$

$$D_f(k) = -j(1 + j)$$

$$= 1 - j$$

$$[A_f(k), B_f(k)] = (1, -1)$$

【 0 0 2 8 】

(f) 送信系、受信系のブロック

以上より、OFDM方式によるデジタルオーディオ放送における送信系及び受信系は図26(a), (b)に示す構成となる。尚、送信系の周波数変換部14において、14dは周波数 f_c の $\cos$ 信号($\cos \omega_c t$)を出力する発振器、14eは該 $\cos$ 信号を -90° 移相して $-\sin \omega_c t$ を出力する移相器である。又、受信系の周波数変換部15において、15eは周波数 f_c の $\cos$ 信号($\cos \omega_c t$)を出力する発振器、15fは該 $\cos$ 信号を -90° 移相して $-\sin \omega_c t$ を出力する移相器である。送信系の $\cos$ 波、 $\sin$ 波(キャリア)を送信ローカル信号、受信系の $\cos$ 波、 $\sin$ 波を受信ローカル信号という。

送信側では、既知の位相基準シンボルとM個のデータシンボルとでDABフレームを構成し、各シンボルを2ビットづつN組に分け、各組の第1データを実数部、第2データを虚数部として差動符号化し、差動符号の実数部、虚数部を順次フーリエ逆変換部11に入力し、該フーリエ逆変換部から出力される実数部、虚数部をアナログ信号に変換し、それぞれに送信ローカル周波数 f_c の $\cos$ 波、 $\sin$ 波を乗算し、乗算結果を合成して空間に放射する。

【 0 0 2 9 】

10

20

30

40

50

受信側では、空間に放射された信号を受信し、受信信号に受信ローカル周波数の $\cos$ 波、 $\sin$ 波を乗算し、それぞれの乗算結果をデジタルに変換後フーリエ変換部 18 に入力し、該フーリエ変換部から出力される実数部、虚数部を差動復号化して原データである第 1 データ、第 2 データとして順次出力する。フーリエ変換部 18 は DFT ウィンドウ信号の発生タイミングに基づいてフーリエ変換処理を実行する。すなわち、図示しないウィンドウ信号発生部がフレーム間に設けられたヌル信号部分を検出して各シンボルのフーリエ変換実行タイミングである DFT ウィンドウ信号を出力し、フーリエ変換部 18 はこの DFT ウィンドウ信号の発生タイミングに基づいてフーリエ変換を実行する。

【0030】

図 27 は DAB フレーム、ウィンドウ信号の説明図である。DAB フレームの先頭部分は同期チャンネルと称され、ヌル信号部分 NUL L と位相基準シンボル部分 P R S (Phase Reference Symbol) とで構成され、ヌル信号部分 NUL L の後にはマルチパスの影響を軽減するために $62\mu s$ のガードインターバル G I T が設けられている。同期チャンネルの後には所定数 ($=m$) のシンボルが配列され、各シンボルの前には $62\mu s$ のガードインターバルが設けられている。ガードインターバルには対応シンボルの後半部の内容が繰り返し挿入されている。

【0031】

ヌル信号部分 NUL L はフレームの先頭を見つけるために設けられている。位相基準シンボル部分 P R S は差動復号のためのリファレンス信号であり、毎フレーム固定の固有パターン (既知) が送られて来る。P R S ウィンドウはヌル信号部分 NUL L を検出し、それを基準に所定の時間位置に設けられたウィンドウであり、DFT ウィンドウはシンボル毎の DFT 演算のタイミングを示すものである。

【0032】

【発明が解決しようとする課題】

以上の OFDM 方式によるデジタルオーディオ放送の受信機において、AD 変換器 17 a、17 b (図 26) のサンプリング周波数を送信側のデジタルオーディオデータの伝送速度 (サンプリング信号周波数) f_s と正確に一致させる必要があり、周波数がずれたり、位相差が生じると正しく原オーディオデータを復調できなくなる。そこで、サンプリング周波数の誤差量を監視し、該誤差量が 0 となるようにフィードバック制御する必要がある。

しかし、車載用 DAB 受信機では移動に伴ってマルチパスが発生する。このため、信号処理によって伝送路の特性を求めても、時間の経過とともに常に特性が変化し、サンプリング周波数の誤差量を求めることが困難である。

以上から、本発明の目的は、マルチパスの発生環境下であってもサンプリング周波数の誤差量を検出し、該誤差量が 0 となるように制御し、これにより正しく原オーディオデータを復調することである。

【0033】

【課題を解決するための手段】

上記課題は、本発明によれば、OFDM 方式によるデジタルオーディオ放送の受信機において、DAB 放送局から空間に放射された信号を受信し、受信信号にキャリア周波数の $\cos$ 波、 $\sin$ 波を乗算してベースバンド信号を出力する RF 信号復調部、それぞれの乗算結果を所定サンプリング周波数でデジタルデータに変換する AD 変換器、DAB フレームを構成する各シンボルのフーリエ変換実行タイミングである DFT ウィンドウ信号を出力する DFT ウィンドウ発生部、シンボル毎に前記デジタルデータにフーリエ変換処理を施して原オーディオデータを復調するフーリエ変換部、位相基準シンボルのフーリエ変換出力に基づいて伝送路のインパルス応答を演算するインパルス応答演算部、インパルス応答に含まれる各インパルスの位置及びレベルに基づいて DFT ウィンドウ内のインパルス重心位置を算出するインパルス重心位置演算部、前回のフレームにおける DFT ウィンドウ位置と今回のフレームにおける DFT ウィンドウ位置の偏差、前回のフレームにおけるインパルス重心位置、今回のフレームにおけるインパルス重心位置とから重心位置の変化

量を計算し、該重心位置の変化量に基づいて前記サンプリングパルスの周波数誤差を検出し、該誤差が0となるように制御するサンプリング周波数制御手段とを備えたデジタルオーディオ放送の受信機により達成される。

【0034】

【発明の実施の形態】

(A) 本発明の原理

(a) 送受信信号フレームのずれ量

DAB受信機は、以下の方法で送信されたDAB信号フレームと受信したDAB信号フレームのずれ量を特定する。

図1は伝送路のモデルであり、51はDAB信号送信機、52はDAB受信機、53は伝送路である。又、 $x(n)$ は送信信号、 $h(n)$ は伝送路の特性、 $y(n)$ は受信信号である。それぞれの信号は、以下の関係がある。

$$X(k) \cdot H(k) = Y(k)$$

すなわち、

$$H(k) = Y(k) / X(k) \quad (16)$$

の関係がある。ただし、 $X(k)$ 、 $H(k)$ 、 $Y(k)$ は $x(n)$ 、 $h(n)$ 、 $y(n)$ をフーリエ変換したものである。

【0035】

以上の関係があるため、 $x(n)$ 、 $y(n)$ 、または、 $X(k)$ 、 $Y(k)$ が既知であれば、 $h(n)$ （インパルス応答）が導出され、このインパルス応答により送信された信号フレームと受信した信号フレームのずれ量を特定することができる。具体的には、図27に示すフレームの先頭に含まれる同期捕捉用の基準位相シンボル（PRS）を $X(k)$ 、受信したPRSを $Y(k)$ とすることで、 $h(n)$ を導出する。

【0036】

(b) インパルス応答 $h(n)$ とフレームのずれ量の関係

次に、インパルス応答 $h(n)$ とフレームのずれ量の関係を説明する。マルチパスが発生していない状態で、送信機51と受信機52のサンプリング周波数が一致している場合には図2の様に例えば $n=0$ の位置でインパルス応答IPLが観測される。尚、図2においてWDWはDFTウィンドウである。以下にその理由を説明する。

DABでは $X(k)$ に次式に示す信号を使用する。

$$X(k) = e^{j\pi k^2 / 4} \quad (-m \leq k \leq m)$$

0 (mが上記以外)

この信号を図示すると図3のようになる（ $-m \leq k \leq m$ の範囲にキャリアが存在する）。従って、伝送路に遅延時間が無ければ、 $H(k)$ は

$$H(k) = Y(k) / X(k) = 1 \quad (-m \leq k \leq m)$$

0 (mが上記以外)

となる。上式において近似的に $H(1) = 1$ とおくと、 $H(k)$ の逆DFTが以下のsinc関数で与えられることは明らかである。

【0037】

$$h(n) = (m/N) \cdot [\sin(n\pi m/N) / (n\pi m/N)] \quad (17)$$

具体的にはDABのモードIでは $m=1536$ 、 $N=2048$ であるため、上記の $h(n)$ は $n=0$ の時 $h(0)=1$ 、 $n \neq 0$ の時 $h(n) < 1$ となり、図4に示すように $h(n)$ が最大となる $n(=0)$ に鋭いピークが現れる。従って、伝送路に遅延時間がない場合には図5(a)に示すようなインパルス応答が得られる。しかし、伝送路に n_0 サンプリング分の遅延時間が存在する場合にはインパルス応答は、 $h(n - n_0)$ と表現される。このため、式(17)において、 n を $n - n_0$ とおきかえると、インパルス応答は図5(b)に示すようになりインパルスが n_0 ずれた位置に現れる。

【0038】

以上のように、信号遅延によりインパルス位置がずれることから、送信機と受信機のサンプリング周波数が一致しない場合にもインパルス位置がずれる。例えば、マルチパスが発

10

20

30

40

50

生していない状態で、送信機と受信機のサンプリング周波数が一致していない場合には、図6に示すようにインパルス応答が観測される。

従って、マルチパスが発生していない場合には、インパルス応答におけるインパルスがDFTウィンドウの一定位置、例えば $n = 0$ の位置で発生するように受信機のサンプリング周波数を制御すればよいことになる。

【0039】

しかし、マルチパスが発生する場合には図7に示すようにインパルス応答に複数のインパルスが現れ、その数、位置、レベルが受信機の移動に伴うマルチパス環境の変動により刻々と変化する。更に、DFTウィンドウ位置がマルチパスの状態に応じて最もエラーレートが少なくなるようにシンボル区間で前後にスライドされて変化する。図8はDFTウィンドウ位置の制御法説明図である。 Δ はガードインターバル、 T_s はシンボルBの区間である。ガードインターバル Δ にはシンボルBの後半部が繰り返し挿入されている。受信機で受信される直接波のシンボル位置は(a)に示すようになり、マルチパスによる反射波1～反射波3のシンボル位置は遅延により(b)～(d)に示すようになる。この結果、直接波及び各反射波の合成波は(e)に示すようになる。合成波において区間aは隣接シンボルAにより干渉を受けているガードインターバル区間、区間bは隣接シンボルAの干渉を受けていないガードインターバル区間、cはシンボルBの区間である。DFTウィンドウWDWは隣接シンボルの影響を受けずに各シンボルをDFT復調できる位置に設定する必要があり、図示する位置になるように設定される。

以上のように、マルチパス環境下では、異なる位置とレベルを有するインパルスが存在するだけでなく、DFTウィンドウの位置が変化し、これにより、A/D変換器のサンプリング周波数を制御することが困難となる。

【0040】

(c) 本発明の概略

▲1▼ A/D変換器のサンプリング周波数に誤差がない場合

マルチパスが発生している場合には、インパルスが複数存在するために、どのインパルスが直接波を示しているかを特定することは困難である。そこでDFTウィンドウ内におけるインパルスの重心位置を計算し、その重心位置に基づいて制御を行う。図9に示すように、DFTウィンドウの始端位置を0、終端位置を $(N - 1)$ 、 N をサンプル数(シンボルのデータ数)、 i をDFTウィンドウ内のサンプル位置、 D_i をサンプル位置 i におけるインパルスの振幅とすれば、インパルスの重心 g は次式

$$G = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} i \cdot D_i}{\sum_{i=0}^{N-1} D_i} \quad (18)$$

により計算できる。

【0041】

さて、マルチパス発生環境下においてA/D変換器のサンプリング周波数に誤差がないものとする、図10(a)に示すようにマルチパスによりDFTウィンドウ内におけるインパルスの重心位置が変動し、又、図10(b)に示すようにDFTウィンドウ位置が変化する。従って、第 $(L + i)$ フレームのDFTウィンドウ(PRSウィンドウ)の始端位置を x_i 、第 $(L + i)$ フレームのDFTウィンドウ(PRSウィンドウ)内におけるインパルス重心位置を g_i 、第 $(L + i)$ フレームと第 $(L + i - 1)$ フレームにおけるDFTウィンドウ(PRSウィンドウ)のずれ量を p_i とすれば、フレーム間のインパルス重心位置の変化量 G_i は次式

$$p_i = x_{i-1} - x_i$$

10

20

30

40

50

$$G_i = g_i - g_{i-1} - p_i \quad (19)$$

で与えられる。

【0042】

従って、各フレーム間のウィンドウ制御量 p_i は

$$p_1 = x_0 - x_1$$

$$p_2 = x_1 - x_2$$

・

・

$$p_L = x_{L-1} - x_L$$

となり、又、フレーム間の重心位置変化量 G_i は

$$G_1 = g_1 - g_0 - p_1$$

$$G_2 = g_2 - g_1 - p_2$$

・

・

$$G_L = g_L - g_{L-1} - p_L$$

となり、L個の各フレーム間の重心位置変化量の平均値Dは次式

$$D = \sum G_i / L \quad (i = 1 \sim L) \quad (20)$$

より求まる。

【0043】

この重心位置変化量の平均値を用いて周波数誤差量 F は、

$$\Delta F = D \times f_{osc} / K \quad (21)$$

K: 1フレーム当たりのサンプル数

f_{osc} : VCOの周波数(サンプリング周波数)

となる。従って、(18)、(19)、(20)、(21)式より、L個のフレーム毎に周波数誤差 ΔF を求め、該周波数誤差 ΔF が0となるようにA/D変換器のサンプリング周波数を制御する。

【0044】

A/D変換器のサンプリング周波数に誤差がない図10の場合において、重心位置変化量の平均値Dを計算すると

$$g_0 = 0$$

$$g_1 = 5, \quad p_1 = x_0 - x_1 = n - (n - 5) = 5$$

$$G_1 = g_1 - g_0 - p_1 = 5 - 0 - 5 = 0$$

$$g_2 = -10 \quad p_2 = x_1 - x_2 = (n - 5) - (n + 10) = -15$$

$$G_2 = g_2 - g_1 - p_1 = -10 - 5 - (-15) = 0$$

$$\therefore D = 0$$

となる。従って、A/D変換器のサンプリング周波数を発生するVCOの周波数誤差は0であることがわかる。

【0045】

以上は、L個のフレーム毎にサンプリング周波数を制御する場合であるが、1フレーム毎にサンプリング周波数を制御することもできる。この場合、周波数誤差量 F は、

$$\Delta F = G_i \times f_{osc} / K \quad (21)'$$

で与えられる。従って、(18)、(19)、(21)'に基づいて1フレーム毎の周波数誤差量 F を演算してサンプリング周波数を制御する。

【0046】

▲2▼ A/D変換器のサンプリング周波数に誤差がある場合

マルチパス発生環境下においてA/D変換器のサンプリング周波数に誤差があるものとする、図11(a)に示すようにマルチパス、周波数誤差によりDFTウィンドウ内にお

10

20

30

40

50

けるインパルスの重心位置が変動し、又、図 1 1 (b) に示すように D F T ウィンドウ位置が変化する。

図 1 1 において重心位置変化量の平均値 D を計算すると、

$$g_0 = 0$$

$$g_1 = 7 \quad p_1 = x_0 - x_1 = n - (n - 5) = 5$$

$$G_1 = g_1 - g_0 - p_1 = 7 - 0 - 5 = 2$$

$$g_2 = -6 \quad p_2 = x_1 - x_2 = (n - 5) - (n + 10) = -15$$

$$G_2 = g_2 - g_1 - p_2 = -6 - 7 - (-15) = 2$$

$$\therefore D = 2$$

10

となり、1 フレーム当たり 2 サンプルのずれ量が発生したことがわかる。

以上のように計算すれば、マルチパスによって複数のインパルスが発生し、又 D F T ウィンドウの位置が変化しても、A / D 変換器のサンプリング周波数の誤差成分 ΔF を抽出することが出来、該誤差成分が 0 となるように制御することができる。

【 0 0 4 7 】

(B) 本発明の実施例

図 1 2 は本発明の D A B 受信機の構成図である。

6 0 は受信アンテナ、6 1 は受信信号にキャリア周波数の $\cos$ 波、 $\sin$ 波を乗算してベースバンドアナログ信号 $D(t)$ 、 $I(t)$ を出力する D A B 用 R F 信号復調部、6 2 はベースバンドアナログ信号 $D(t)$ 、 $I(t)$ を所定サンプリング周波数でデジタルデータ $D(m)$ 、 $I(m)$ に変換する A D 変換器、6 3 はサンプリングパルスを出力するサンプリングパルス発生部、6 4 は D A B フレーム間のヌル信号部分を検出してヌル検出信号 N D T を出力するヌル信号検出部、6 5 は D A B フレームを構成する各シンボルのフーリエ変換実行タイミングである D F T ウィンドウ信号及び P R S ウィンドウ信号を出力する D F T ウィンドウ発生部である。D F T ウィンドウ発生部 6 5 は図 8 で説明したようにマルチパスにより隣接シンボルの干渉を受けない区間にウィンドウ (D F T ウィンドウ、P R S ウィンドウ) を設定する。

20

【 0 0 4 8 】

6 6 はシンボル毎に P R S ウィンドウ、D F T ウィンドウ内のデジタルデータ $D(m)$ 、 $I(m)$ にフーリエ変換処理を施し、差動復号して $X(k)$ ((1 6) 式参照)、オーディオ符号データ (例えば M P E G オーディオデータ) を復調するフーリエ変換 / 差動復号部、6 7 は M P E G オーディオデータを P C M オーディオデータにデコードするオーディオ信号デコード部、6 8 は P C M オーディオデータをアナログに変換する D A 変換部、6 9 は増幅器、7 0 はスピーカ、7 1 は D A B 受信機の操作キー部、7 2 は表示部、7 3 は選局制御、その他の制御を行う制御部である。

30

8 1 は P R S ウィンドウ期間におけるフーリエ変換出力 $X(k)$ を用いて (1 6) 式よりインパルス応答を演算するインパルス応答演算部、8 2 は (1 8) 式に基づいてインパルス重心位置 g_i を演算するインパルス重心演算部、8 3 は (1 9) ~ (2 1) 式によりサンプリング周波数の誤差量 F を演算して出力するサンプリング誤差抽出部である。

40

【 0 0 4 9 】

D A B 用 R F 信号復調部 6 1 は受信信号にキャリア周波数の $\cos$ 波、 $\sin$ 波を乗算してベースバンドアナログ信号 $D(t)$ 、 $I(t)$ を出力し、A D 変換器 6 2 はサンプリングパルス発生部 6 3 から出力されるサンプリングパルスに基づいてベースバンドアナログ信号 $D(t)$ 、 $I(t)$ をそれぞれデジタルデータ $D(m)$ 、 $I(m)$ に変換してヌル信号検出部 6 4 とフーリエ変換 / 差動復号部 6 6 に入力する。ヌル信号検出部 6 4 は D A B フレーム間のヌル信号部分を検出してヌル検出信号 N D T を出力する。D F T ウィンドウ発生部 6 5 はヌル検出信号 N D T が入力されると、マルチパス状況に応じて隣接シンボルに干渉されない位置にウィンドウを移動してフーリエ変換 / 差動復号部 6 6 に入力し、又

50

、P R S ウィンドウをインパルス応答演算部 8 1 に入力する。

【 0 0 5 0 】

フーリエ変換 / 差動復号部 6 6 はシンボル毎に P R S ウィンドウ、D F T ウィンドウ内のデジタルデータ $D(m)$ 、 $I(m)$ にフーリエ変換処理を施した後、差動復号して $X(k)$ 、オーディオ符号データ (M P E G オーディオデータ) を復調して出力する。オーディオ信号デコード部 6 7 は M P E G オーディオデータを P C M オーディオデータにデコードし、D A 変換部 6 8 は P C M オーディオデータをアナログに変換し、増幅器 6 9 を介してスピーカ 7 0 に入力し、D A B 音声を出力する。

インパルス応答演算部 8 1 は P R S ウィンドウ期間におけるフーリエ変換出力 $X(k)$ を用いて (1 6) 式によりインパルス応答を演算し、演算結果を D F T ウィンドウ発生部 6 5 とインパルス重心算出部 8 2 に入力する。D F T ウィンドウ発生部 6 5 はインパルス応答 (マルチパス) に基づいて次の D A B フレームにおいてウィンドウを隣接シンボルに干渉されない位置に移動する。

10

【 0 0 5 1 】

インパルス重心算出部 8 2 は (1 8) 式に基づいてインパルス重心位置 g_i を演算し、サンプリング誤差抽出部 8 3 は (1 9) ~ (2 1) 式により L 個のフレーム期間におけるサンプリング周波数の平均誤差量 F を演算してサンプリングパルス発生部 6 3 に入力する。サンプリングパルス発生部 6 3 は平均誤差量 F が 0 になるようにサンプリング周波数を制御してサンプリングパルスを A D 変換器 6 2 に入力する。

以後、上記動作が繰り返され、サンプリング周波数は送信機と受信機で一致し、マルチパス発生環境下においても良好なオーディオ音声をスピーカから出力できる。

20

【 0 0 5 2 】

以上では、L 個のフレーム期間におけるサンプリング周波数の平均誤差量 F に基づいて該誤差量が 0 となるようにサンプリング周波数を制御した場合であるが、1 フレーム毎にサンプリング周波数を制御することもできる。すなわち、サンプリング誤差抽出部 8 4 は (1 8)、(1 9)、(2 1)' に基づいて 1 フレーム毎のサンプリング周波数誤差量 F を演算し、該誤差量をサンプリングパルス発生部 6 3 に入力してサンプリング周波数を制御するように構成することもある。

以上、本発明を実施例により説明したが、本発明は請求の範囲に記載した本発明の主旨に従い種々の変形が可能であり、本発明はこれらを排除するものではない。

30

【 0 0 5 3 】

【発明の効果】

以上本発明によれば、D A B の信号フレーム毎にインパルス応答の重心を計算し、かつ、D F T ウィンドウの位置を考慮してサンプリング周波数の誤差成分を抽出し、該誤差が 0 となるようにサンプリング周波数を制御するようにしたから、マルチパス環境下でも D A B 受信機のサンプリング周波数を送信機のサンプリング周波数と一致させることができ、良好な D A B 音声を出力することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】伝送路のモデルである。

【図 2】マルチパスが発生していない場合のインパルス応答である。

40

【図 3】位相基準シンボルにおける信号説明図である。

【図 4】インパルス応答図である。

【図 5】遅延の有無によるインパルス応答説明図である。

【図 6】マルチパスが発生していない状態でサンプリング周波数に誤差を含む場合のインパルス応答である。

【図 7】マルチパスが発生した状態で F F T ウィンドウ位置を制御しながらインパルス応答を導出した場合の例である。

【図 8】マルチパス環境下での F F T ウィンドウ位置制御説明図である。

【図 9】インパルス重心位置計算法説明図である。

【図 10】F F T ウィンドウ位置と重心の位置関係 (サンプリング周波数誤差が存在しな

50

い場合)である。

【図11】FFTウィンドウ位置と重心の位置関係(VCOの周波数誤差が存在する場合)である。

【図12】本発明のDAB受信機の構成である。

【図13】デジタルオーディオ放送の送信機の原理的構成図である。

【図14】周波数多重化部の機能説明図である。

【図15】シンボル説明図である。

【図16】デジタルオーディオ放送の受信機の原理的構成図である。

【図17】D(m)の説明図である。

【図18】理想フィルタの特性である。

10

【図19】IDFTを用いた送信機の要部構成図である。

【図20】サンプリング定理説明図である。

【図21】DFTを用いた受信機の要点部構成である。

【図22】直交平衡変調方式の構成である。

【図23】直交周波数変換方式の構成である。

【図24】差動符号器の説明図である。

【図25】差動復号器の説明図である。

【図26】送信系、受信系の構成である。

【図27】DABフレームの説明図である。

【符号の説明】

20

60・・・受信アンテナ

61・・・DAB用RF信号復調部

62・・・AD変換器

63・・・サンプリングパルス発生部

64・・・ヌル検出部

65・・・DFTウィンドウ発生部

66・・・フーリエ変換/差動復号部

67・・・オーディオ信号デコード部

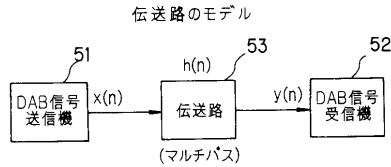
81・・・インパルス応答演算部

82・・・インパルス重心演算部

30

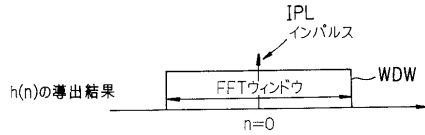
83・・・サンプリング誤差抽出部

【図 1】



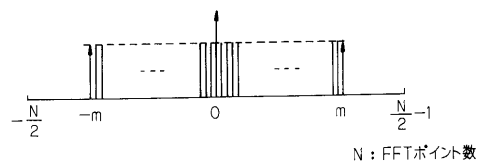
【図 2】

マルチパスが発生していない場合のインパルス応答



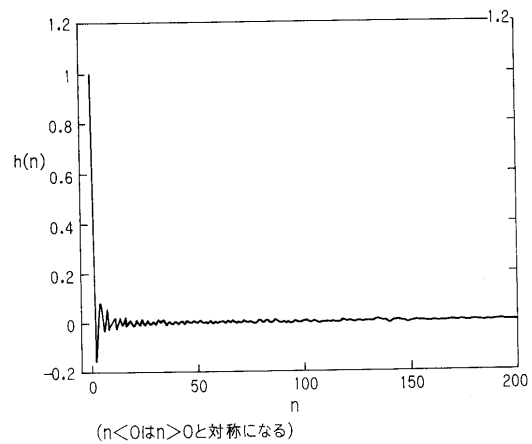
【図 3】

位相基準シンボルにおける信号説明図



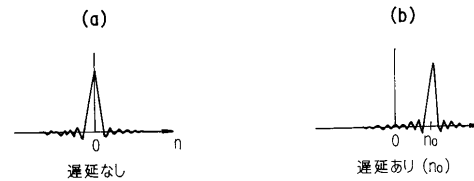
【図 4】

インパルス応答図



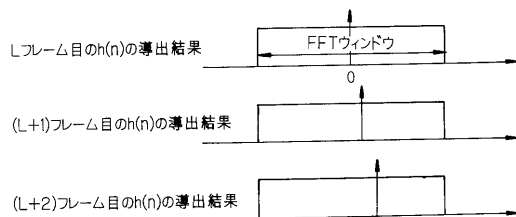
【図 5】

遅延の有無によるインパルス応答説明図



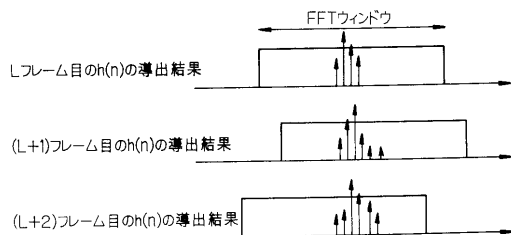
【図 6】

マルチパスが発生していない状態でサンプリング周波数に誤差を含む場合のインパルス応答



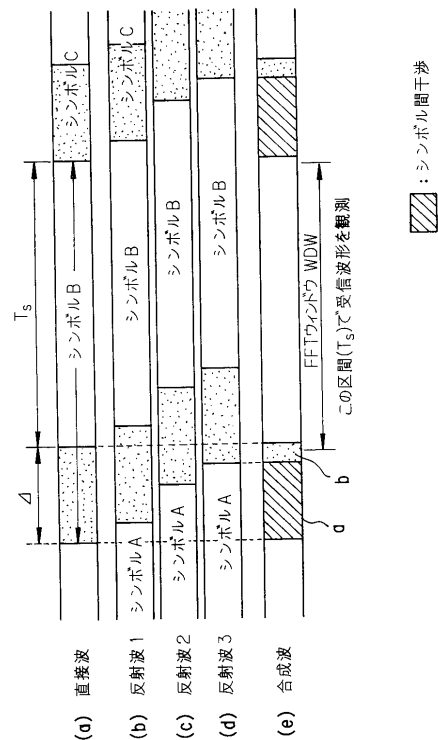
【図 7】

マルチパスが発生した状態でFFTウィンドウ位置を制御しながらインパルス応答を導出した場合の例



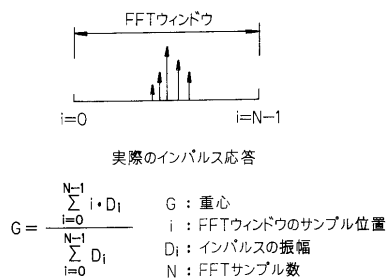
【図 8】

マルチパス環境下でのFFTウィンドウ位置制御説明図



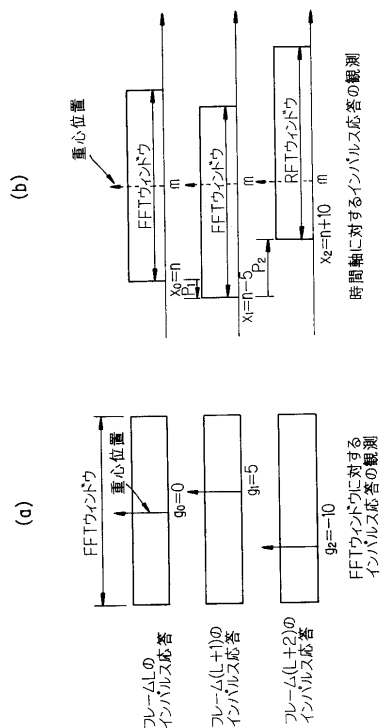
【 図 9 】

インパルス重心位置計算法説明図



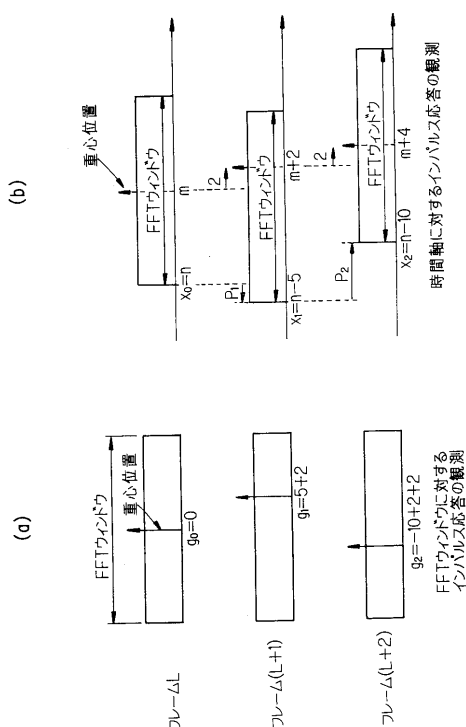
【 図 1 0 】

FFTウィンドウ位置と重心の位置関係(サンプリング周波数誤差が存在しない場合)



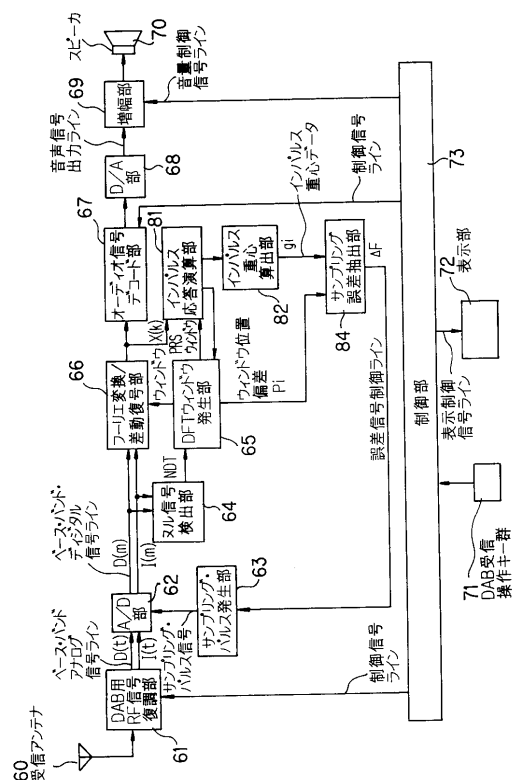
【 図 1 1 】

FFTウィンドウ位置と重心の位置関係(VCOの周波数誤差が存在する場合)



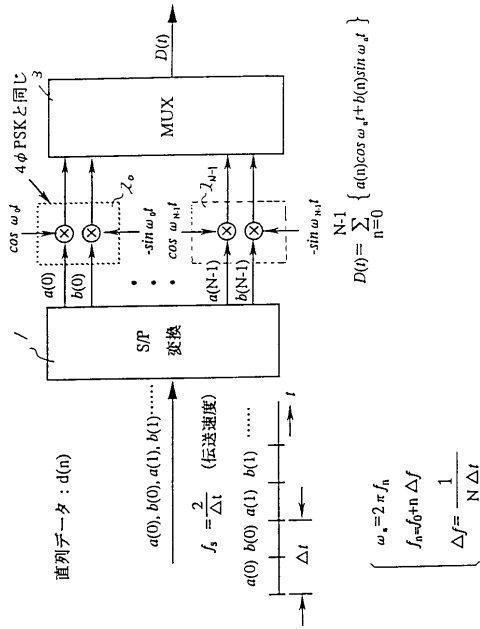
【 図 1 2 】

本発明のDAB受信機の構成



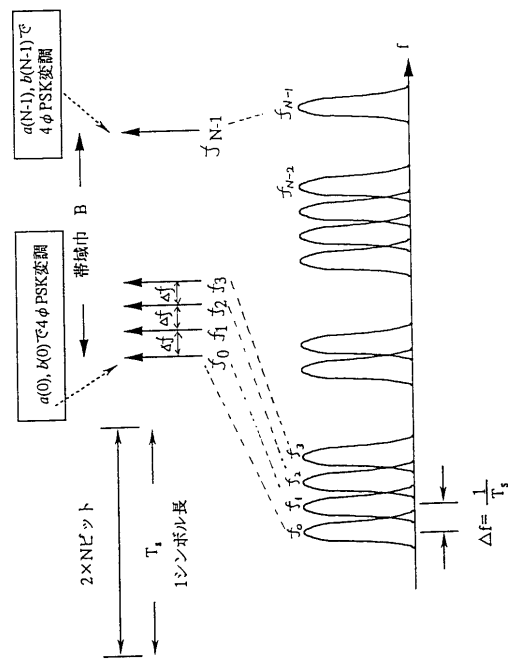
【図 13】

デジタルオーディオ放送の送信機の原理的構成図



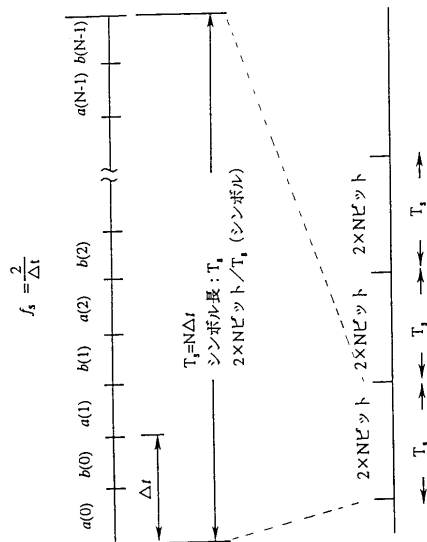
【図 14】

周波数多重化部の機能説明図



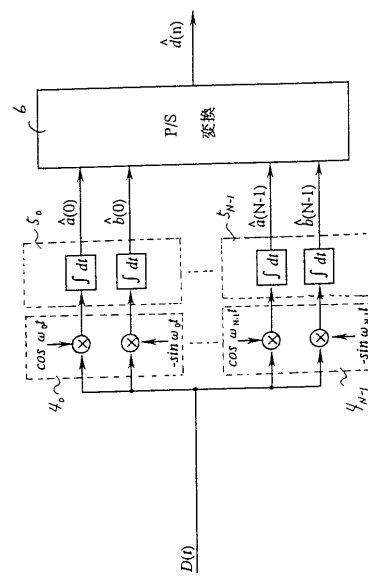
【図 15】

シンボル説明図



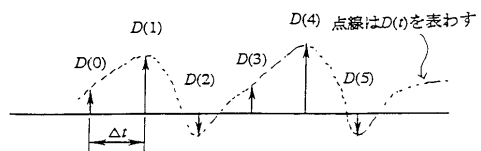
【図 16】

デジタルオーディオ放送の受信機の原理的構成図



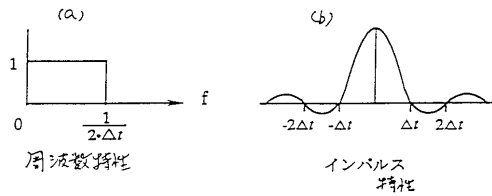
【図 17】

D (m) の説明図



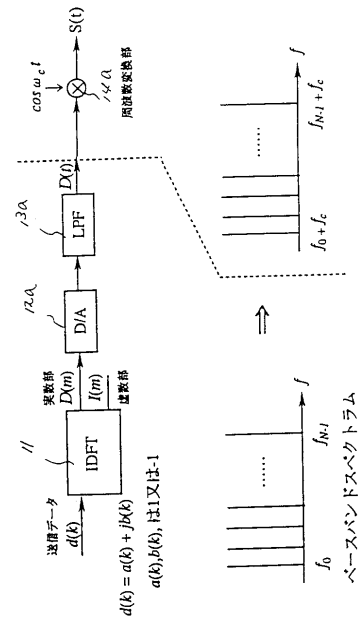
【図 18】

理想フィルタの特性



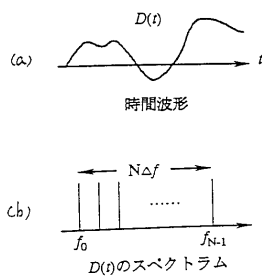
【図 19】

IDFTを用いた送信機の要部構成図



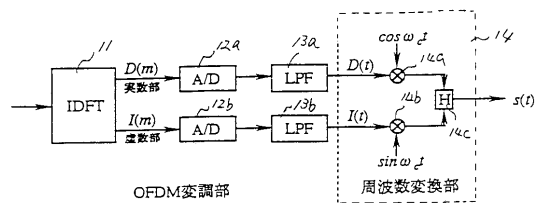
【図 20】

サンプリング定理説明図



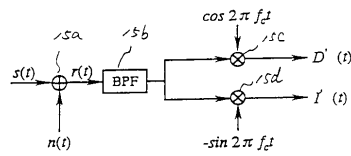
【図 22】

直交平衡変調方式の構成



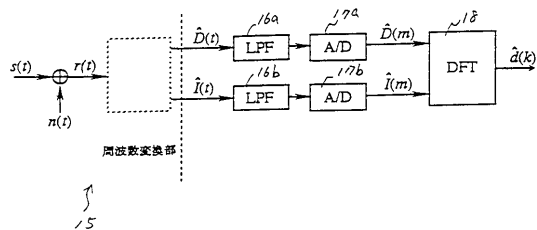
【図 23】

直交周波数変換方式の構成



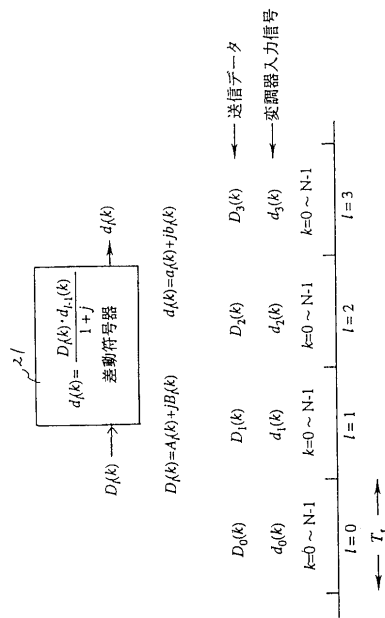
【図 21】

DFTを用いた受信機の要点部構成



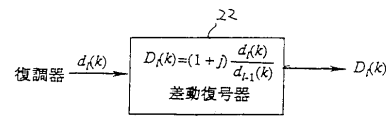
【図 24】

差動符号器の説明図



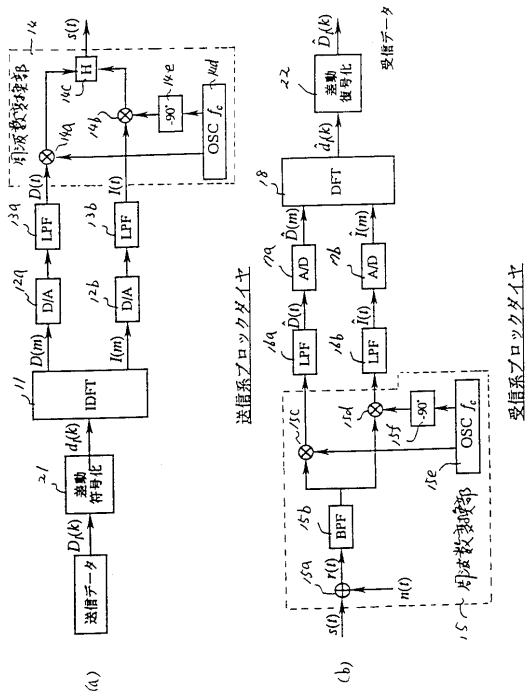
【図 25】

差動復号器の説明図



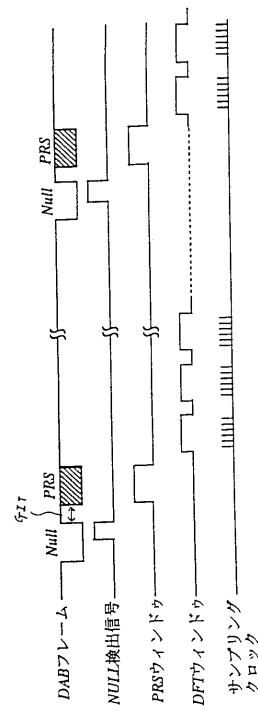
【図 26】

送信系、受信系の構成



【図 27】

DABフレームの説明図



フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第97/07620(WO,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷,DB名)
H04J 11/00