

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4197394号

(P4197394)

(45) 発行日 平成20年12月17日(2008.12.17)

(24) 登録日 平成20年10月10日(2008.10.10)

(51) Int.Cl.

F I

H04H 20/30 (2008.01)

H04H 20/30

H04H 20/22 (2008.01)

H04H 20/22

H04H 60/12 (2008.01)

H04H 60/12

H04B 1/04 (2006.01)

H04B 1/04

H

H04J 11/00 (2006.01)

H04J 11/00

Z

請求項の数 13 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2000-541790 (P2000-541790)
 (86) (22) 出願日 平成11年2月24日 (1999.2.24)
 (65) 公表番号 特表2002-510897 (P2002-510897A)
 (43) 公表日 平成14年4月9日 (2002.4.9)
 (86) 国際出願番号 PCT/US1999/004328
 (87) 国際公開番号 WO1999/050980
 (87) 国際公開日 平成11年10月7日 (1999.10.7)
 審査請求日 平成18年2月16日 (2006.2.16)
 (31) 優先権主張番号 09/049,210
 (32) 優先日 平成10年3月27日 (1998.3.27)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 500159299
 アイビキューティ・デジタル・コーポレイ
 ション
 USA DIGITAL RADIO I
 NCORPORATED
 アメリカ合衆国 メリーランド州 21
 045 コロンビア スタンフォード・ブ
 ールバード 8865
 (74) 代理人 100088454
 弁理士 加藤 紘一郎
 (72) 発明者 クローガー, ウィリアム
 アメリカ合衆国 メリーランド州 217
 84 サイクスビル アンバーウッズ・ウ
 ェイ 12813

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 オールデジタルFMイン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声放送方法及びその送受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

F Mラジオチャンネルの中心周波数から + 1 0 0 k H z 乃至 + 2 0 0 k H z の F M ラジ
 オチャンネルの上側波帯 (3 0) に第 1 の複数のサブキャリアを配置し、

F Mラジオチャンネルの中心周波数から - 1 0 0 k H z 乃至 - 2 0 0 k H z の F M ラジ
 オチャンネルの下側波帯 (3 2) に第 2 の複数のサブキャリアを配置し、

第 1 の複数のサブキャリアの第 1 の群 (3 4) を送信すべきプログラム材料のデジタル
 符号化バージョンで変調し、

第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群 (4 4) を送信すべき前記プログラム材料の同一
 のデジタル符号化バージョンで変調するステップより成るオールデジタル F M イン・バン
 ド・オン・チャンネル・デジタル音声放送方法であって、

出力スペクトル密度が上及び下側波帯のサブキャリアの出力スペクトル密度よりも低い
 第 3 の複数のサブキャリアを F M ラジオチャンネルの中心周波数帯 (2 8) に配置し、

第 3 の複数のサブキャリアを別のデータで変調し、

第 1 の複数のサブキャリアの第 1 の群、第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群、及び第
 3 の複数のサブキャリアを送信するステップを含むことを特徴とするオールデジタル F M
 イン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声放送方法。

【請求項 2】

第 1 の複数のサブキャリアの第 2 の群 (4 0) をプログラム材料の遅延デジタル符号化
 バージョンで変調し、

10

20

第 2 の複数のサブキャリアの第 2 の群 (5 0) をプログラム材料の遅延デジタル符号化バージョンで変調するステップを含むことを特徴とする請求項 1 の放送方法。

【請求項 3】

第 1 の複数のサブキャリアの第 2 の群は第 1 の複数のサブキャリアの第 1 の群より F M ラジオチャンネルの中心に近く、

第 2 の複数のサブキャリアの第 2 の群は第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群より F M ラジオチャンネルの中心に近いことを特徴とする請求項 2 の放送方法。

【請求項 4】

F M ラジオチャンネルの中心から最も離れた上側波帯のサブキャリアは基準サブキャリアであり、

F M ラジオチャンネルの中心から最も離れた下側波帯のサブキャリアは基準サブキャリアであることを特徴とする請求項 2 の放送方法。

【請求項 5】

第 1 の複数のサブキャリアの第 3 の群 (3 6) をプログラム材料のデジタル符号化バージョンのためのパリティビットで変調し、

第 2 の複数のサブキャリアの第 3 の群 (4 6) をプログラム材料のデジタル符号化バージョンのためのパリティビットで変調するステップを含むことを特徴とする請求項 2 の放送方法。

【請求項 6】

第 1 の複数のサブキャリアの第 4 の群 (3 8) を別のデジタル符号化情報で変調し、

第 2 の複数のサブキャリアの第 4 の群 (4 8) を前記別のデジタル符号化情報で変調するステップを含むことを特徴とする請求項 5 の放送方法。

【請求項 7】

第 1 の複数のサブキャリアの第 4 の群 (3 8) をプログラム材料のデジタル符号化バージョンのための別のパリティビットで変調し、

第 2 の複数のサブキャリアの第 4 の群 (4 8) をプログラム材料のデジタル符号化バージョンのための別のパリティビットで変調するステップを含むことを特徴とする請求項 5 の放送方法。

【請求項 8】

第 1 の複数のサブキャリアの第 3 の群は第 1 の複数のサブキャリアの第 1 の群より F M ラジオチャンネルの中心から離れた位置にあり、

第 2 の複数のサブキャリアの第 3 の群は第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群より F M ラジオチャンネルの中心から離れた位置にあることを特徴とする請求項 5 の放送方法。

【請求項 9】

プログラム材料のデジタル符号化バージョンは、第 1 の部分が第 1 の複数のサブキャリアの第 1 の群上で送信され、第 2 の部分が独立に復号可能な第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群上で送信される相補的畳込み符号より成ることを特徴とする請求項 1 の放送方法。

【請求項 10】

オールデジタル F M イン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声信号の送信機 (7 2) であって、

F M ラジオチャンネルの中心周波数から + 1 0 0 k H z から + 2 0 0 k H z の F M ラジオチャンネルの上側波帯に第 1 の複数のサブキャリアを、F M ラジオチャンネルの中心周波数から - 1 0 0 k H z から - 2 0 0 k H z の F M ラジオチャンネルの下側波帯に第 2 の複数のサブキャリアを、また F M ラジオチャンネルの中心周波数帯に出力スペクトル密度が第 1 及び第 2 の複数のサブキャリアの出力スペクトル密度よりも低い第 3 の複数のサブキャリアを発生させる手段 (8 2) と、

第 1 の複数のサブキャリアの第 1 の群をプログラム材料の符号化バージョンで変調する手段 (9 0) と、

第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群を前記プログラム材料の同一の符号化バージョンで変調する手段 (9 0) と、

10

20

30

40

50

第 1 の複数のサブキャリアの第 1 の群、第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群、及び第 3 の複数のサブキャリアを送信する手段 (9 6) とより成る オールデジタル F M イン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声信号の送信機 (7 2)。

【請求項 1 1】

F M ラジオチャンネルの中心から最も離れた上側波帯のサブキャリアは基準サブキャリアであり、F M ラジオチャンネルの中心から最も離れた下側波帯のサブキャリアは基準サブキャリアであることを特徴とする請求項 1 0 の送信機。

【請求項 1 2】

オールデジタル F M イン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声信号の受信機 (9 8) であって、

F M ラジオチャンネルの中心周波数から + 1 0 0 k H z から + 2 0 0 k H z の F M ラジオチャンネルの上側波帯にある第 1 の複数のサブキャリアであって、プログラム材料の相補的バンクチャド畳込み符号化バージョンで変調された第 1 の複数のサブキャリア、F M ラジオチャンネルの中心周波数から - 1 0 0 k H z から - 2 0 0 k H z の F M ラジオチャンネルの下側波帯にある第 2 の複数のサブキャリアであって、前記プログラム材料の同一の相補的バンクチャド畳込み符号化バージョンで変調された第 2 の複数のサブキャリア、及び出力スペクトル密度が第 1 及び第 2 の複数のサブキャリアの出力スペクトル密度よりも低い別のデータで変調された第 3 の複数のサブキャリアを受信する手段 (1 0 0) と、

第 1 の複数のサブキャリアの第 1 の群、第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群、及び第 3 の複数のサブキャリアを復調する手段 (1 0 2) と、

第 1 及び第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群を復調して得た 前記プログラム材料及び第 3 の複数のサブキャリアを復調して得た別のデータを出力する手段 (1 0 4 , 1 0 6) とより成る オールデジタル F M イン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声信号の受信機。

【請求項 1 3】

F M ラジオチャンネルの中心周波数から最も離れた所に位置する上側波帯のサブキャリアは基準サブキャリアであり、F M ラジオチャンネルの中心周波数から最も離れた所に位置する下側波帯のサブキャリアは基準サブキャリアであり、

上側波帯の基準サブキャリアを差分検波する手段と、

下側波帯の基準サブキャリアを差分検波する手段とをさらに含むことを特徴とする請求項 1 2 の受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の背景】

本発明はラジオ放送に関し、さらに詳細には F M イン・バンド・オン・チャンネル (I B O C) デジタル音声放送 (D A B) のための変調フォーマット及びかかる変調フォーマットを用いる放送システムに関する。

【0002】

デジタル音声放送は、既存のアナログ放送フォーマットを凌駕するデジタル品質の音声を提供する媒体である。F M I B O C D A B は、デジタル変調信号が現在のアナログ F M 放送信号と共存するハイブリッドフォーマットで送信することが可能である。I B O C は、各 D A B 信号が既存の F M 割当てチャンネルの同スペクトルマスク内で同時に送信されるため、新しいスペクトルの割当てを必要としない。I B O C は、スペクトルの経済的利用を促進すると共に、放送者がそれらの現在の聴取者ベースにデジタル品質の音声を提供することを可能にする。F M I B O C 放送システムは、米国特許第 5 , 4 6 5 , 3 9 6 ; 5 , 3 1 5 , 5 8 3 ; 5 , 2 7 8 , 8 4 4 及び 5 , 2 7 8 , 8 2 6 号を含む幾つかの米国特許の主題となっている。加えて、1994 年 7 月に出願され本願の譲受人に譲渡された係属中の米国特許出願第 0 8 / 2 9 4 , 1 4 0 号は、F M I B O C D A B を開示している。

【0003】

音声をデジタル送信する利点には、既存のFMラジオチャンネルの場合よりも雑音が少なくダイナミックレンジが広い良好な信号品質が含まれる。最初に、ハイブリッドフォーマットを採用して既存の受信機がアナログFM信号を引き続き受信できるようにすると同時に、新型のIBOC受信機がデジタル信号を復号できるようにする。そして、IBOC DAB受信機が普及する将来のある時点において、放送者はオールデジタルのフォーマットを送信するように選択できる。

【0004】

FMハイブリッドIBOC DABの目標は、事実上CD品質のステレオデジタル音声（データも含む）を提供すると同時に、既存のFM信号を送信することである。FMオールデジタルIBOC DABの目標は、特定の放送局の干渉環境に応じて事実上CD品質のステレオ音声を容量が最大約200kbpsであるデータチャンネルと共に提供することである。

10

【0005】

ハイブリッドからオールデジタルのIBOC DABフォーマットへの移行が予想されるため、その移行を放送設備の変更を最小限に抑えるように行うのを可能にする、両システムにより使用可能な変調フォーマットを案出することが望ましい。

【0006】

【発明の概要】

本発明は、FMラジオチャンネルの中心周波数から+100kHz乃至+200kHzのFMラジオチャンネルの上側波帯に第1の複数のサブキャリアを配置し、FMラジオチャンネルの中心周波数から-100kHz乃至-200kHzのFMラジオチャンネルの下側波帯に第2の複数のサブキャリアを配置し、第1の複数のサブキャリアの第1の群を送信すべきプログラム材料のデジタル符号化バージョンで変調し、第2の複数のサブキャリアの第1の群を送信すべき前記プログラム材料の同一のデジタル符号化バージョンで変調するステップより成るオールデジタルFMイン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声放送方法であって、出力スペクトル密度が上及び下側波帯のサブキャリアの出力スペクトル密度よりも低い第3の複数のサブキャリアをFMラジオチャンネルの中心周波数帯に配置し、第3の複数のサブキャリアを別のデータで変調し、第1の複数のサブキャリアの第1の群、第2の複数のサブキャリアの第1の群、及び第3の複数のサブキャリアを送信するステップを含むことを特徴とするオールデジタルFMイン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声放送方法を提供する。

20

30

【0007】

本発明は、また、オールデジタルFMイン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声信号の送信機であって、FMラジオチャンネルの中心周波数から+100kHzから+200kHzのFMラジオチャンネルの上側波帯に第1の複数のサブキャリアを、FMラジオチャンネルの中心周波数から-100kHzから-200kHzのFMラジオチャンネルの下側波帯に第2の複数のサブキャリアを、またFMラジオチャンネルの中心周波数帯に出力スペクトル密度が第1及び第2の複数のサブキャリアの出力スペクトル密度よりも低い第3の複数のサブキャリアを発生させる手段と、第1の複数のサブキャリアの第1の群をプログラム材料の符号化バージョンで変調する手段と、第2の複数のサブキャリアの第1の群を前記プログラム材料の同一の符号化バージョンで変調する手段と、第1の複数のサブキャリアの第1の群、第2の複数のサブキャリアの第1の群、及び第3の複数のサブキャリアを送信する手段とより成るオールデジタルFMイン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声信号の送信機を提供する。

40

【0008】

本発明は、さらに、オールデジタルFMイン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声信号の受信機であって、FMラジオチャンネルの中心周波数から+100kHzから+200kHzのFMラジオチャンネルの上側波帯にある第1の複数のサブキャリアであって、プログラム材料の相補的パンクチャド畳込み符号化バージョンで変調された第1の複数のサブキャリア、FMラジオチャンネルの中心周波数から-100kHzから-200

50

k H z の F M ラジオチャンネルの下側波帯にある第 2 の複数のサブキャリアであって、前記プログラム材料の同一の相補的パンクチャド畳込み符号化バージョンで変調された第 2 の複数のサブキャリア、及び出力スペクトル密度が第 1 及び第 2 の複数のサブキャリアの出力スペクトル密度よりも低い別のデータで変調された第 3 の複数のサブキャリアを受信する手段と、第 1 の複数のサブキャリアの第 1 の群、第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群、及び第 3 の複数のサブキャリアを復調する手段と、第 1 及び第 2 の複数のサブキャリアの第 1 の群を復調して得た前記プログラム材料及び第 3 の複数のサブキャリアを復調して得た別のデータを出力する手段とより成るオールデジタル F M イン・バンド・オン・チャンネル・デジタル音声信号の受信機を提供する。

【 0 0 1 0 】

10

本発明のシステムは、ハイブリッドデジタル音声放送システムとオールデジタルのイン・バンド・オン・チャンネルデジタル音声放送システムの両方により使用可能であるため、その移行を放送設備の変更を最小限に抑えるように行うことが可能な変調フォーマットを提供する。

【 0 0 1 1 】

【 好ましい実施例の説明 】

添付図面を参照して、図 1 はハイブリッド F M I B O C D A B 信号 1 0 の信号成分の周波数割当て（スペクトル位置）と相対出力スペクトル密度との関係を示す概略図である。ハイブリッドフォーマットは、そのチャンネルの中心または中心周波数帯部分 1 6 の三角形 1 4 で表わす出力スペクトル密度を有する従来の F M ステレオアナログ信号 1 2 を含んでいる。典型的なアナログ F M 放送信号の出力スペクトル密度（P S D）は、中心周波数からの勾配が約 - 0 . 3 5 d B / k H z のほぼ三角形を呈する。デジタル変調された等間隔の複数のサブキャリアは、アナログ F M 信号の両側、即ち上側波帯と下側波帯にあり、アナログ F M 信号と同時に送信される。全てのキャリアは、米国連邦通信委員会のチャンネルマスク 2 2 内に収まる出力レベルで送信される。図 1 の垂直軸は、より一般的な平均出力スペクトル密度でなくて、ピーク出力スペクトル密度を示す。この場合、片側 D A B 信号の全出力は F M キャリア出力より 2 5 d B 低い、ピークスペクトル出力比はかなり大きい。短期間 F M スペクトルと短期間 D A B スペクトルとは、両者を 1 k H z の帯域幅で観察して比較すると、前者は後者よりピークが大きい。以下の説明からわかるように、ハイブリッド信号のデジタル変調部分はオールデジタル D A B 信号の部分集合であり、このオールデジタル D A B 信号はオールデジタルの I B O C D A B フォーマットで送信される。

20

30

【 0 0 1 2 】

第 1 の隣接する F M チャンネルからの信号（即ち、第 1 の隣接する F M 信号）は、もし存在するとすれば、その中心周波数は対象となるチャンネルの中心から 2 0 0 k H z 隔たっている。ハイブリッド F M I B O C 変調フォーマットでは、9 5 個の等間隔の直角周波数分割変調（O F D M）サブキャリアがホストアナログ F M 信号の両側に位置し、図 1 の上側波帯 1 8 及び下側波帯 2 0 で示すように、ホストとなる F M 中心周波数から約 1 2 9 k H z 乃至 1 9 8 k H z 離れたスペクトルを占有する。ハイブリッドシステムでは、各側波帯における O F D M 変調サブキャリアの全 D A B 出力は、そのホストアナログ F M 出力に関して約 - 2 5 d B にセットされる。

40

【 0 0 1 3 】

図 2 は、番号 2 4 で示すオールデジタル F M D A B フォーマットと呼ぶ本発明の第 2 の実施例における O F D M デジタルサブキャリアのスペクトル位置及び相対信号出力密度レベルを示す。本発明のこの実施例では、アナログ F M 信号は、中心周波数帯 2 8 に位置する拡張オールデジタル信号 2 6 と呼ぶ、オプションとして付加した群の O F D M サブキャリアにより取って代わられている。等間隔の O F D M サブキャリアは、上側波帯 3 0 と下側波帯 3 2 に位置する。図 2 のオールデジタルフォーマットの側波帯は、図 1 の側波帯よりも幅が広い。加えて、オールデジタルの I B O C 信号の側波帯の出力スペクトル密度レベルは、ハイブリッド I B O C 側波帯で許容されるよりも約 1 0 d B 高い値にセットされ

50

る。このため、オールデジタル I B O C 信号の性能には顕著な利点がある。さらに、拡張オールデジタル信号の出力スペクトル密度は、ハイブリッド I B O C 側波帯よりも約 15 dB 低い。これにより、隣接するハイブリッドまたはオールデジタルの I B O C 信号への干渉問題を最小限に抑えることができ、それと同時に他のデジタルサービスのための付加的な能力が提供される。

【 0 0 1 4 】

これらの拡張データサブキャリアは、相対レベルが他の主サブキャリアのレベルよりほぼ 15 dB 低くセットすることが推奨されている。これは、これらの拡張サブキャリアのロバストネス (robustness) と、第 1 の隣接する信号の主サブキャリアへの干渉問題とを折衷したものである。潜在的な干渉状態を評価するため、第 1 の隣接するオールデジタルの放送局の最大相対レベルが 54 dB u の保護コンツア (contour) で -6 dB であると仮定する。これは、間隔が狭い例外もあるが、第 1 の隣接する放送局の対が F C C ガイドラインに合致するケースである。拡張データサブキャリアは第 1 の隣接する主サブキャリアと -21 dB (-6 dB - 15 dB) の相対レベルで干渉する。この干渉レベルにはフェージングのマージンが一部含まれるが、主サブキャリア信号は顕著に劣化することはない。しかしながら、拡張データサブキャリアは、第 1 の隣接する干渉サブキャリアが -6 dB である場合、その干渉を与える放送局の主サブキャリアは拡張データサブキャリアよりも 9 dB 高いため影響を受ける。F E C 符号化は、第 1 の隣接する干渉サブキャリアの 1 つを許容できるように拡張データサブキャリアに対して実行される。拡張データが提供される保護を示すよりもより有益である場合、-15 dB でなくて -10 dB に拡張データサブキャリアのレベルを増加することを考慮すれば良い。

【 0 0 1 5 】

図 3 は、本発明の実施例による F M I B O C D A B 信号の上側波帯の信号成分の位置及び相対出力スペクトル密度を示す概略図である。図 3 及び 4 において、潜在的なサブキャリアの位置は、F M 中心周波数のゼロから 400 kHz の帯域幅の端縁部の + または - 273 に亘ってインデックスされ (番号を割当てられ)、正の割当てはチャンネルの中心周波数よりも上方のキャリア周波数を、負の割当てはチャンネルの中心周波数よりも下方の周波数を有する。図 3 の周波数スケールの上方の括弧で示すサブキャリアの割当てには、ハイブリッド及びオールデジタルの両方のシステムの上側波帯の全てのオプションとしてのサブキャリアが含まれる。ハイブリッド D A B サブキャリアは、オールデジタルの D A B サブキャリアの部分集合より成る。本発明の好ましい実施例では、個々の O F D M サブキャリアは 689.0625 Hz (44100 / 64) で Q P S K 変調され、パルス成形を施した後約 726.7456055 Hz (44100 * 135 / 8192) で直角に離隔される。周波数スケールは、チャンネルの中心周波数からの周波数差を示す。

【 0 0 1 6 】

図 3 に示す上側波帯は、サブキャリア周波数 101, 744 Hz 乃至 197, 675 Hz に対応する情報を含んだサブキャリア 140 乃至 272 より成る。サブキャリア 273 は、オプションとしての基準サブキャリアである。上側波帯は、幾つかの群 34、36、38、40 に分割されたものとして示している。群 34 は、主チャンネルを表わし、サブキャリア 178 乃至 253 を含む。主チャンネルのサブキャリアを用いて、プログラム材料を符号化アルゴリズムのデータビットの形で每秒少なくとも 96000 ビット (k b s) の速度で送信する。この主チャンネルには、補助データを含むようにしてもよい。サブキャリア 254 乃至 272 を占有する第 2 の群のキャリア 36 は、パリティビットの送信に用いる。第 3 の群のキャリアを用いてプログラム材料の 24 k b p s 遅延バージョンを搬送することにより、バックアップの目的を達成することができる。以下に述べるように、これらのサブキャリアはチャンネルの中心に近いところに位置するサブキャリアより干渉信号源により変化している可能性が高い。最も消耗しやすい符号ビットは、外側の O F D M サブキャリア上に配置する。消耗しやすいビットは組み合わせた符号の自由距離または符号化利得に対する寄与が最も少なく、符号のエラー訂正能力にとっての重要度は最も小さい。従って、最も弱いサブキャリアを用いてこれらの消耗しやすいビットを搬送する

。

【 0 0 1 7 】

別の群のサブキャリア 3 8 は、本発明のオールデジタルの実施例ではパリティビットまたはオプションとしてのデータの搬送に使用され、ハイブリッドのフォーマットでは、中心周波数帯のアナログ信号を、例えばステレオ情報を除去することによりスケールバックする場合に使用可能である。サブキャリアの群 4 2 はサブキャリアの位置 1 4 0 乃至 1 5 8 が含まれ、オールデジタルの実施例に用いることによりプログラム材料の遅延したバックアップ用のものを例えば 2 4 k b s の低いデータ速度で送信する。この群のサブキャリアは、アナログのベースバンド信号をさらにスケールバックしないのであればハイブリッドのフォーマットで使用しない。オールデジタルの実施例ではサブキャリアの群 4 0 は主チャンネルで送信される信号が失われた場合に使用できるデータを提供する。位置 2 7 3 のサブキャリアは、オプションとしての基準信号 4 2 を表わす。この信号は所望に応じて信号捕捉の目的に使用可能である。

【 0 0 1 8 】

図 4 に示す側波帯は上側波帯の鏡像であり、負のインデックス及び周波数を有する。下側波帯は主チャンネル 4 4 は - 1 7 8 乃至 - 2 5 3 の位置でサブキャリアを含み、上側波帯の主チャンネルで送信されるものと同じプログラム材料を送信するために使用する。群 4 6、4 8、5 0 のサブキャリアは上側波帯の群 3 6、3 8、4 0 のサブキャリアと同じ態様で利用される。- 2 7 3 の位置のサブキャリアはオプションとしての基準信号の送信に使用できる。両側波帯のサブキャリアは直角周波数分割多重化方式を使用し、相補的パンクチャド畳込み (C P C) コードを用いて F E C 符号化される。C P C コードは当該技術分野で知られており例えば、s. Kallel, "Complementary Punctured Convolution (C P C) Codes and Their Applications" IEEE Trans. Comm. Vol. 4 3, No. 6, p. 2 0 0 5 2 0 0 9, June 1995を参照されたい。

【 0 0 1 9 】

基準サブキャリアを用いる場合、それらを + または - 2 7 3 の位置の中心周波数が + または - 1 9 8, 4 0 2 H z のところに配置する。基準サブキャリアはサブ 2 7 2 を前のシンボル時間の間変調するために用いたのと同じシンボル位相で変調する。これにより、受信機は基準サブキャリアから始まる周波数において差分検波するかサブキャリア 2 7 2 の時間差分検波から始まる周波数における差分検波を行うオプションを得る。理想的には、干渉はないがフェージングがある場合、この基準サブキャリアを用いると性能がより良好になるであろう。しかしながら、第 2 の隣接する D A B 信号からの潜在的な干渉を最小限に抑えるためにはこの基準サブキャリアを無くすると有利である。

【 0 0 2 0 】

サブキャリア 1 7 8 乃至 2 5 3 を占める 9 6 k b p s の P A C 主チャンネルは、ハイブリッドシステム及びオールデジタルシステムの両方において同じようにフォーマットされている。この主チャンネルは C P C 符号を用いて両方の D A B 側波帯に亘って符号化されるため、速度が C P C 符号の 2 分の 1 となる。基準サブキャリアを使用する場合、それはハイブリッド及びオールデジタルの両システムにおいて同一である。これらの基準 (パイロット) サブキャリアは交番シーケンスで変調することにより周波数及び記号タイミングの獲得及び追跡を支援することができる。本発明の好ましい実施例は、知覚音声符号化 (P A C) アルゴリズムを用いる。知覚音声符号化アルゴリズムは、5, 4 8 1, 6 1 4; 5, 2 8 5, 4 9 8 及び 5, 0 4 0, 2 1 7 号のような多数の米国特許の主題である。しかしながら、本発明は知覚音声符号化アルゴリズムの使用に限定されないことを理解されたい。

【 0 0 2 1 】

サブキャリア 2 5 4 乃至 2 7 2 (上及び下側波帯) は C P C 符号のための付加的なパリティビットかまたはデータをハイブリッド及びオールデジタルシステムの両方においてデータを搬送する。ここでパリティビットを送信すると主チャンネルに渡る F E C 符号レートが $R = 1 / 2$ から $R = 2 / 5$ または $R = 4 / 5$ へ各側波帯につきそれぞれ独立に向上

10

20

30

40

50

する。隣接するチャンネル F M の干渉が存在する場合、これら外側 O F D M サブキャリアは干渉による変化を最も受けやすく、上側波帯と下側波帯の干渉はそれぞれ独立である。F M 放送信号の P S D はほぼ三角形であるため、O F D M サブキャリアが第 1 の隣接する信号の周波数に近づくにつれて干渉が増大する。パリティビットを送信するとこの均等でない干渉に対処するために符号化及びインターリーピングを特別に調整することにより情報の通信がロバストになるようにできる。

【 0 0 2 2 】

上側波帯の群 4 8 のサブキャリア 1 5 9 乃至 1 7 7 及び下側波帯の群サブキャリア - 1 5 9 乃至 - 1 7 7 は、C P C 符号のための付加的なパリティビットがデータを搬送することが可能である。この選択はハイブリッドシステムではオプションであるが、オールデジタルシステムでは絶対必要なものである。ここでパリティビットを送信すると主チャンネル上の F E C 符号が各々の独立 D A B 側波帯で向上する。パリティビットを 1 5 9 乃至 1 7 7 及び 2 5 5 乃至 2 7 3 の両方の領域（そして下側波帯の態様サブキャリア）において送信する場合全体の符号レートは各独立の D A B 側波帯で $R = 1 / 3$ または $R = 2 / 3$ である。

【 0 0 2 3 】

I B O C D A B システムは、F M キャリアの各 D A B 側波帯（上または下）上で全てのデジタル音声情報を送信する。ベースラインシステムを超える付加的なサブキャリアは作動してレートが F E C コードの $1 / 3$ の全ての符号ビットを送信することができるが、このベースラインシステムは $2 / 5$ の符号レートを用いる。各側波帯は独立に検波及び復号することができ、F E C 符号化利得はレート $4 / 5$ （オプションとしてはレート $2 / 3$ ）の畳込み符号により達成する。この冗長度により他方の側波帯が干渉により変化する時でもそのもう一方の側波帯上で動作が可能となる。しかしながら、通常は両方の側波帯を組み合わせて付加的な信号出力とレート $2 / 5$ （オプションとしてレート $1 / 3$ ）のコードに見合った符号化利得を得る。さらに、特殊な方式を用いることにより、強力な第 1 の隣接する干渉帯を復調及び分離して、復元した D A B 側波帯が側波帯により反対の側波帯を補充することにより任意の側波帯に亘る符号化利得及び信号出力を向上することができる。

【 0 0 2 4 】

オールデジタルシステムは、上側波帯の群 4 0 のサブキャリア 1 4 0 乃至 1 5 8 及び下側波帯のサブキャリア - 1 4 0 乃至 - 1 5 8 を用いて、主チャンネルにおいて例えば 2 4 k b p s を埋め込んだ P A C 符号である低いデータレートのを搬送する。この低いレートのバックアップデータは時間ダイバーシティを用いて性能を上げるために遅延させる。オールデジタルシステムのこのバックアップデータはハイブリッドシステムのアナログ F M ブレンドに取って代わるものである。主チャンネルデータが変化している場合、バックアップデータがこの音声セグメントに充填することができる。バックアップデータは主チャンネルデータビットの埋め込んだ部分集合よりなるため、バックアップにより主チャンネルに付加的なエラー保護を与えることが可能である。

【 0 0 2 5 】

オールデジタルの実施例では、図 2 の中心周波数帯 2 8 にあるインデックス - 1 3 9 乃至 1 3 9 のサブキャリアキャリアを、オプションとして用いて D A B の容量を拡張できる。符号化無しの拡張帯域幅に渡るデータビットレートは約 3 8 4 k b p s である。この帯域幅の半分は第 1 の隣接する D A B 信号により変化される可能性があるため C P C F E C 符号化方式を拡張帯域幅の各半分に施す必要がある。即ち、サブキャリア 1 乃至 1 3 9 はサブキャリア - 1 乃至 - 1 3 9 と同じ情報を搬送しなければならない。そして、何れか 1 つの半部が変化する場合、残りの半部にレート $2 / 3$ の相補コードが依然として存在する。この場合、このレート $1 / 3$ 符号化後の情報容量は約 1 2 8 k b p s である。

【 0 0 2 6 】

拡張オールデジタル帯は、第 1 の隣接するハイブリッドまたオールデジタルの干渉信号だけからの干渉に曝される。現在の保護コンツァーガイドラインの下では、第 1 の隣接する

10

20

30

40

50

干渉信号の最大レベルはホストの放送局に関して - 6 d B である。この第 1 の隣接する干渉信号がオールデジタルの I B O C であれば、その干渉信号は拡張帯の半分のレベルよりも最大 1 4 d B だけ高くなる可能性がある。拡張帯は、干渉信号のスペクトル密度が拡張帯信号と約同じレベルである場合符号化利得に積極的に寄与し始める。これは、オールデジタルの第 1 の隣接する干渉信号が拡張帯のその半分が有用である対象となる信号より少なくとも 2 0 d B だけ小さい必要があることを意味する。拡張データの受信は両方の第 1 の隣接する干渉信号が - 2 0 d B で存在する場合可能であるが、フェージングの中でロバストな受信を行うには - 3 0 d B またはそれよりも低い少なくとも第 1 の隣接する干渉信号が必要である。

【 0 0 2 7 】

10

拡張帯のレベルはハイブリッド D A B 側波帯レベルと同じ程度に高いレベルに上昇させる可能性について考慮する。第 1 の隣接するハイブリッドに対する拡張帯の干渉は 5 4 d B u のコンツアで - 6 d B にすぎない。同様に、オールデジタルに対する干渉は - 1 6 d B である。拡張領域のカバーするエリア及びロバストネスはオールデジタルの側波帯ほど良好ではないが、第 1 の隣接する信号の両方が有意なエリアを除き通常の保護コンツア内で受け入れ可能な性能レベルを達成できるはずである。拡張オールデジタル帯域幅の考えられる用途としては、サラウンドサウンド、スロースキャンビデオ、データキャストイングなどがある。これらの拡張サービスは存在するところで受信可能である。

【 0 0 2 8 】

ホスト信号から $\pm 200 \text{ kHz}$ 離れた第 1 の隣接するチャンネルへのまたはチャンネルからの干渉は、図 5 のグラフに示す隣接信号の関係から引き出すことができる。図 5 は、中心周波数帯信号 5 6 及び上及び下側波帯 5 8、6 0 を有するハイブリッド D A B 信号 5 4 と、普通の第 1 の隣接する左チャンネル 6 2 とを示す。F M 放送局は、問題となる隣接チャンネルの公称受信出力がそのサービス区域の端縁部の所望の放送局の出力より少なくとも 6 d B 低くなるように地理的に割当てられる。従って、D / U (問題となるチャンネルに対する所望のチャンネルの出力比 d B) は少なくとも 6 d B である。各放送局の D A B 信号出力のその F M ホスト局に対する比率がわかると、D A B に対する第 1 の隣接する信号の干渉を評価することができる。同様に、ホスト F M 信号に対する第 1 の隣接する D A B 信号 6 4 (中心周波数帯信号 6 6 及び上及び下側波帯 6 8、7 0 を有する) の干渉は、図 6 に示す関係から評価可能である。この例ではホスト信号を干渉帯から 200 kHz だけはずれたものとして示す。

20

30

【 0 0 2 9 】

ホスト D A B 信号に対する第 2 の隣接する D A B の干渉信号からの干渉もまた考慮されている。この問題は、D A B 信号の遠い端縁部をそのホストキャリア周波数の 200 kHz 以内に制限してスペクトルのオーバーラップを防止することにより回避されている。

【 0 0 3 0 】

サービス区域の端縁部における第 1 の隣接する干渉信号に対する D A B の分析により、全 D A B 信号はその F M ホスト出力に対して約 - 2 1 乃至 - 2 5 d B のレベルにセットする必要があることがわかった。これは、サービス区域の端縁部の D / U が 6 d B であると想定して F M 信号に隣接する D A B 干渉信号の比率を約 - 2 4 d B から - 3 1 乃至 3 4 d B へ減少させる。

40

【 0 0 3 1 】

国によっては F M チャンネルの間隔が 100 kHz であるが、これらの第 1 の隣接するチャンネルは、F M の受信がサービス区域内で妨害を受けないように地理的に分離されている。従って、これは F M I B O C システムには何の問題もないはずである。 300 kHz 離れた D A B 対 D A B の干渉により一方の側波帯の性能が劣化する場合があるが C P C 符号はこの状態を許容するように設計されている。

【 0 0 3 2 】

O F D M 方式を I B O C D A B のために説明した。O F D M 信号は、全てが共通のシンボルレートで変調された直角に離隔したキャリアより成る。矩形パルスシンボル (例えば

50

、BPSK、QPSK、8PSKまたはQAM)のための周波数間隔はシンボルレートに等しい。FM/DAB信号のIBOC送信のために、OFDMサブキャリアの冗長セットが共存するFMチャンネルスペクトルの何れかの側の約100kHz乃至200kHz内に配置される。DAB出力(上または下側波帯)はFM信号に対して約-25dBにセットされる。DAB信号のレベル及びスペクトル占有率は、そのFMホストに対する干渉を制限しながらDABサブキャリアに適当なSNRを与えるように設定される。FMキャリアから±200kHzだけ離隔した第1の隣接する信号はDAB信号を変化させることがある。しかしながら、放送局のサービス区域内の任意特定の場所において、両方の第1の隣接信号がDABに有意な干渉を与える可能性はない。従って、上及び下DAB側波帯は同じ冗長情報を搬送して、一方の側波帯だけが情報の通信に必要であるようにする。

10

【0033】

OFDMの固有の利点には、マルチパス干渉が存在してもロバストであること、また選択的フェージングにより非ガウス短期ノイズまたはノッチに対する肝要度が含まれる。シンボル積分時間が比較的に長いため、これらの短期的な劣化をガウス化する傾向がある。

【0034】

図7は、本発明のより構成したデジタル音声放送システムの極めて単純化したブロック図である。送信機72は、プログラム材料の左及び右チャンネルを受けるための入力74、76を有する。別のデータ入力78がさらに別のデータ信号のために設けられるが、これは特に本発明のオールデジタル変調フォーマットと共に使用する。送信機はさらに、従来技術のプロセッサ及びエキサイタに従って作動してライン84上にアナログFM放送信号を発生させるアナログFMプロセッサ80及びFMエキサイタ82を有する。入力74、76はまた符号化プロセッサ86へ送られるが、このプロセッサはプログラム材料を相補的パンクチャド畳込み符号へ変換し、これらの信号はブロック88でエラー訂正された後変調器90へ送られ、この変調器が符号化された信号を直角周波数分割変調により複数のキャリアに適用する。変調器の出力92は加算器94でライン84上の信号と加算されてアンテナ96へ送られる。受信機98は、アンテナ100上で送信信号を受信し、その信号を復調器102で復調してプログラム材料及びその関連のデータ(含まれておれば)を復元する。音声情報はスピーカ104へ送られ、付加的な情報はもしあれば出力106へ送られ、このデータはディスプレイまたはそのデータをさらに処理できる他の装置へ送られることがある。

20

30

【0035】

本発明は、オールデジタルのFMイン・バンド・オン・チャンネル(IBOC)デジタル音声放送(DAB)システムのための変調フォーマットを提供する。FMハイブリッドIBOC変調フォーマットは既存のFMアナログシステムと反対方向でコンパチブルなものであり、オールデジタル(IBOC)変調フォーマットはFMハイブリッドIBOCシステムと反対方向でコンパチブルである。本発明のオールデジタルフォーマットの実施例により実質的に大きいデータ放送の能力が得られる。本明細書において説明した変調フォーマットは、放送者及び聴取者が新しいデータ放送媒体を提供しながらデジタル信号の事実上CD音声品質にコンパチブルな態様で移行することを可能にする。

【0036】

40

本発明のIBOC DAB変調フォーマットは、独立のフェージングを有するほぼ独立に近い干渉信号により妨害を受ける可能性のある2つの側波帯(上側波帯及び下側波帯)においてプログラム材料の相補的パンクチャド畳込み(CPC)符号化されたものを用いる。一方の側波帯が受信機の近くの強力な第1の隣接するFM信号により完全に変化している場合は、反対の側波帯は受信において独立に復号可能でなければならない。従って、各側波帯は独立に復号可能なFECコードで符号化する必要がある。しかしながら、両方の側波帯は干渉信号により完全には変化しない有用な情報を含んでいる時はCPC符号は2つの側波帯の出力を組み合わせることにより得られる利得よりも大きい付加的な符号化利得を提供する。

【0037】

50

本発明を好ましい実施例に関連して説明したが、頭書の特許請求の範囲に定義された本発明の範囲から逸脱することなく図示説明した方法及びシステムに対する種々の変形例及び設計変更が可能であることがわかるであろう。例えば、上述の好ましい実施例はC P C符号を用いるQ P S Kを利用する方法を示しているが、2 / 3トレリス符号変調を用いる8 P S KのオプションとしてのReed Solomomブロック符号を用いるような他の種々の変調フォーマット及び符号タイプが利用できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 図1は、ハイブリッドF M I B O C D A B信号のための信号成分の周波数割当て及び相対的出力スペクトル密度の概略図である。

【図2】 図2は、本発明によるオールデジタルのF M I B O C D A B信号成分の周波数割当て及び相対的出力スペクトル密度の概略図である。

【図3】 図3は、本発明によるF M I B O C D A B信号の上側波帯の信号成分の周波数割当て及び相対的出力スペクトル密度の概略図である。

【図4】 図4は、本発明によるF M I B O C D A B信号の下側波帯の信号成分の周波数割当て及び相対的出力スペクトル密度の概略図である。

【図5】 図5は、本発明により放送されるチャンネルと、I B O C D A Bシステムの左の第1の隣接するアナログF Mチャンネルとの間にありうる干渉を説明するものである。

【図6】 図6は、本発明により放送されるチャンネルと、I B O C D A Bシステムの左の第1の隣接するアナログF Mチャンネルとの間にありうる干渉を説明するものである。

【図7】 図7は、本発明の変調方法を利用する放送システムの単純化したブロック図である。

【図1】

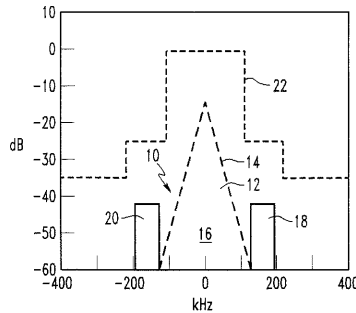


FIG. 1

【図2】

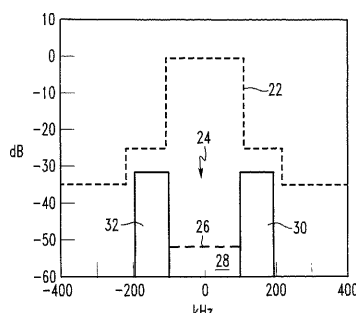


FIG. 2

【図3】

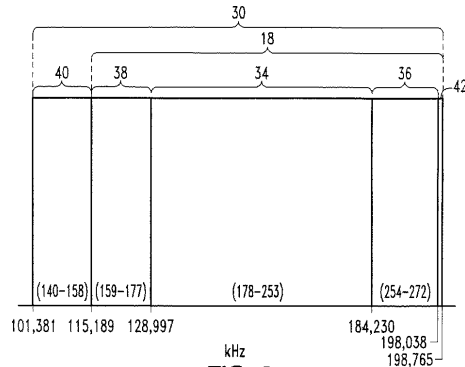


FIG. 3

【図4】

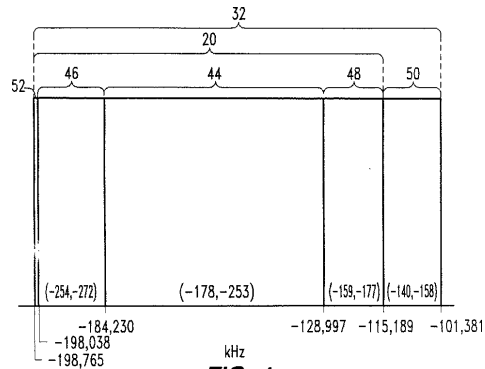


FIG. 4

【図 5】

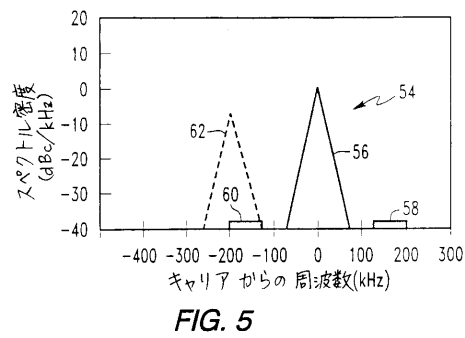
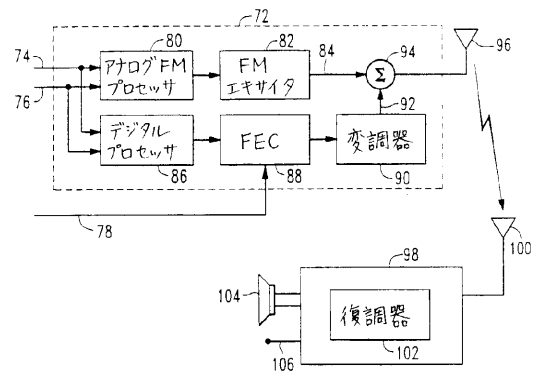


FIG. 5

【図 7】



【図 6】

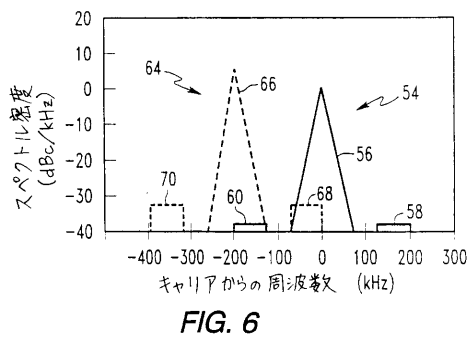


FIG. 6

フロントページの続き

- (72)発明者 カマラタ, デニス, モーリーン
アメリカ合衆国 メリーランド州 2 1 1 1 7 オウイングズ・ミル ロング・レイク・ドライブ
1 2 0 8 7
- (72)発明者 マーティンソン, リチャード, エドワード
アメリカ合衆国 メリーランド州 2 1 7 8 4 サイクスビル ハイ・ステッパー・トレイル 9
0 6
- (72)発明者 ベアード, ジェフリー, スコット
アメリカ合衆国 メリーランド州 2 1 0 4 4 コロンビア オルデ・ウッズ・ウェイ 1 9 8 8
2
- (72)発明者 ペイラ, ポール, ジェームズ
アメリカ合衆国 メリーランド州 2 1 0 7 5 エルクリッジ メドウフィールド・コート 6 5
2 8
- (72)発明者 ウォルデン, イー, グリン
アメリカ合衆国 ニュージャージー州 0 8 0 5 3 マールトン ランディングズ・ドライブ 1 4

審査官 川口 貴裕

- (56)参考文献 特表平10-500810(JP,A)
特開平06-334573(JP,A)
特開平07-143097(JP,A)
特表平06-500448(JP,A)
特表2001-505017(JP,A)
国際公開第97/049207(WO,A1)
米国特許第05315583(US,A)
Brian W. Kroeger and Paul J. Peyla, COMPATIBILITY OF FM HYBRID IN-BAND ON-CHANNEL (IBOC) SYSTEM FOR DIGITAL AUDIO BROADCASTING, IEEE Transactions on Broadcasting, 1997年12月, 第43巻, 第4号, p. 421-430
Brian Kroeger and Denise Cammarata, ROBUST MODEM AND CODING TECHNIQUES FOR FM HYBRID IBOC DAB, IEEE Transactions on Broadcasting, 1997年12月, 第43巻, 第4号, p. 412-420
Brian W. Kroeger and Paul J. Peyla, ROBUST IBOC DAB AM AND FM TECHNOLOGY FOR DIGITAL AUDIO BROADCASTING, Proceedings of the 51st Annual Broadcast Engineering Conference (NAB), 1997年 4月
R. L. Cupo, M. Sarraf, M. Shariat and M. Zarrabizadeh, An OFDM All Digital In-Band-On-Channel (IBOC) AM and FM Radio Solution Using the PAC Encoder, IEEE Transactions on Broadcasting, 1998年 3月, 第44巻, 第1号, p. 22-27
Carl-Erik W. Sundberg, Digital Audio Broadcasting in the FM Band, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics 1997 (ISIE '97.), 1997年 7月, 第1635巻, p. SS37-SS41

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04H 20/00 - 20/95
H04H 40/00 - 40/90
H04H 60/00 - 60/98
H04B 1/04
H04J 11/00