



**República Federativa do Brasil**  
Ministério do Desenvolvimento, Indústria  
e do Comércio Exterior  
Instituto Nacional da Propriedade Industrial

**(11) PI 0015462-8 B1**

**(22) Data do Depósito:** 10/11/2000

**(45) Data de Concessão:** 29/03/2016  
**(RPI 2360)**



---

**(54) Título:** MÉTODO PARA A TRANSMISSÃO DE DADOS PARA UM SISTEMA DE DIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL, MÉTODO PARA RECEBIMENTO DE DADOS EM UM SISTEMA DE DIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL, TRANSMISSOR PARA TRANSMITIR DADOS EM UM SISTEMA DE RADIODIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL, E, RECEPTOR PARA RECEBER DADOS EM UM SISTEMA DE RADIODIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL

**(51) Int.Cl.:** H04H 1/00

**(30) Prioridade Unionista:** 10/11/1999 US 09/438,148

**(73) Titular(es):** IBIQUITY DIGITAL CORPORATION

**(72) Inventor(es):** BRIAN WILLIAM KROEGER, JEFFREY S. BAIRD

“MÉTODO PARA A TRANSMISSÃO DE DADOS PARA UM SISTEMA DE DIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL, MÉTODO PARA RECEBIMENTO DE DADOS EM UM SISTEMA DE DIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL, TRANSMISSOR PARA TRANSMITIR DADOS EM UM SISTEMA DE RADIODIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL, E, RECEPTOR PARA RECEBER DADOS EM UM SISTEMA DE RADIODIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL”

### ANTECEDENTES DA INVENÇÃO

A presente invenção se refere a métodos e aparelho para transmissão e recepção de dados digitais para uso em sistemas de difusão de áudio digital.

A Difusão de Áudio Digital (DAB) é um meio para fornecimento de áudio de qualidade digital, superior aos formatos de difusão analógica existentes. Sinais de DAB de AM e FM podem ser transmitidos em um formato híbrido, onde o sinal digitalmente modulado coexiste com o sinal analógico de AM ou FM difundido correntemente, ou em um formato totalmente digital, sem um sinal analógico. Em sistemas de DAB em banda em canal (IBOC) não requerem alocações espectrais porque cada sinal de DAB é transmitido, simultaneamente, dentro da mesma máscara espectral de uma alocação de canal de AM ou FM existente. O DAB IBOC promove a economia de espectro ao mesmo tempo em que permite difusores para fornecer áudio de qualidade digital a sua base presente de ouvintes.

Um sinal híbrido de DAB IBOC de FM combina uma portadora analógica modulada com uma pluralidade de sub-portadoras multiplexadas por divisão de frequência ortogonal (OFDM) colocadas na região de cerca de 129 kHz a cerca de 199 kHz longe da frequência central de FM, acima e abaixo do espectro ocupado por uma portadora de FM principal modulada analógica. Um sistema de DAB IBOC todo digital elimina o sinal principal modulado analógico, ao mesmo tempo em que mantém as sub-portadoras e adiciona sub-

"segue-se a página 1a"

portadoras adicionais nas regiões de cerca de 100 kHz a cerca de 129 kHz da frequência central de FM. Essas sub-portadoras adicionais podem transmitir um sinal de recuperação que pode ser usado para produzir uma saída nos receptores no evento de uma perda do sinal principal ou de núcleo.

"segue-se a página 2"

O desenvolvimento de algoritmos de codec estéreo de alta qualidade indica que a qualidade estéreo de CD – virtual é prática em taxas tão baixas quanto 96 kbps. O IBOC não requer novas alocações espectrais porque cada sinal de DAB é transmitido, simultaneamente, dentro da mesma máscara espectral de uma alocação existente. O DAB IBOC é projetado, através do nível de potência e da ocupação espectral, para ser transportado para o ouvinte de rádio analógico. O IBOC promove a economia de espectro, ao mesmo tempo em que permite aos difusores fornecer áudio de qualidade digital para sua base presente de ouvintes. Um sistema de IBOC de FM é descrito em um pedido de patente de mesma propriedade WO 99/50980, intitulado “FM In-Band On-Channel Digital Áudio Broadcasting Method And System”.

O pedido de patente PCT publicado WO 95/07581 descreve um método para a transmissão de sinais de referência em um sistema OFDM que inclui uma sequência de bit de autocorrelação zero de amplitude constante (CAZAC).

Brian Kroeger et al. “Robust Modem And Coding Techniques For FM Hybrid IBOC DAB”, IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 43, nº 4, Dezembro de 1997 descreve técnicas de codificação de sinal para um sistema de difusão de áudio digital.

Os sinais de DAB IBOC podem ser submetidos à interferência de canais adjacentes ou à interferência da transmissão analógica de co-canal. É desejável proporcionar um sistema de DAB IBOC que é tolerante dessa interferência mesmo em um mercado urbano de sinal forte, de estação múltipla, ao mesmo tempo em que é capaz de transmitir a informação digital em uma taxa de símbolos reduzida.

### SUMÁRIO DA INVENÇÃO

Um método para transmissão de dados em um sistema de  
segue-se a página 2a

- 5 difusão de áudio digital inclui as etapas de fornecimento de uma pluralidade de subportadoras multiplexadas por divisão de frequência ortogonal, com as subportadoras incluindo subportadoras de dados e subportadoras de referência e modulando as subportadoras de dados com um sinal digital representativo de informação a ser transmitida. As subportadoras de referência são moduladas com uma seqüência de bits de temporização, em que a seqüência de bits de temporização inclui uma palavra de temporização de bloco não ambígua e o número de bits compreendendo a palavra de temporização de blocos é menor do que metade do número de bits na referida

seqüência de temporização. Então, as subportadoras multiplexadas por divisão de freqüência ortogonal são transmitidas. Os receptores que detectam, diferencialmente, a palavra de temporização de bloco e usam a palavra de temporização de bloco para detectar, coerentemente, o sinal digital representativo de informação a ser transmitida, também estão incluídos.

### BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

A Figura 1 é uma representação esquemática das alocações de freqüência e da densidade espectral de potência relativa dos componentes de sinais para um sinal híbrido de DAB IBOC de FM;

10 A Figura 2 é uma representação esquemática das alocações de freqüência e da densidade espectral de potência relativa dos componentes de sinal para um sinal de DAB IBOC de FM de acordo com a presente invenção;

A Figura 3 é uma representação esquemática das alocações de freqüência para a banda lateral superior do sinal de DAB IBOC de FM de acordo com a presente invenção

15 A Figura 4 é uma representação esquemática das alocações de freqüência para a banda lateral inferior do sinal de DAB IBOC de FM de acordo com a presente invenção;

20 A Figura 5 é uma representação esquemática da seqüência de temporização de BPSK usada na concretização preferida da presente invenção;

A Figura 6 é um diagrama em blocos de um transmissor para uso em um sistema de difusão de áudio digital que pode transmitir sinais formatados de acordo com a presente invenção;

25 A Figura 7 é um diagrama em blocos funcional de um receptor para uso em um sistema de difusão de áudio digital que pode receber sinais formatados de acordo com a presente invenção; e

A Figura 8 é um diagrama em blocos mostrando a técnica de estimativa de estado de canal usada no receptor da Figura 7.

## DESCRIÇÃO DAS CONCRETIZAÇÕES PREFERIDAS

Fazendo referência aos desenhos, a Figura 1 é uma representação esquemática das alocações de frequência (colocação espectral) e densidade espectral de potência relativa dos componentes de sinais para um sinal híbrido de DAB IBOC de FM 10 de acordo com a presente invenção. O formato híbrido inclui o sinal analógico estéreo de FM convencional 12 tendo uma densidade espectral de potência representada pela forma triangular 14 posicionada em uma porção de banda de frequência central 16 do canal. A Densidade Espectral de Potência (PSD) de um sinal de difusão de FM analógico típico é quase triangular com a inclinação de cerca de  $-0,35$  dB/kHz da frequência central. Uma pluralidade de subportadoras espaçadas uniformemente, moduladas digitalmente são posicionadas em ambos os lados do sinal analógico de FM, em uma banda lateral superior 18 e uma banda lateral inferior 20 e são transmitidos, simultaneamente, com o sinal analógico de FM. Todas as portadoras são transmitidas em um nível de potência que cai dentro da máscara de canal 22 da United States Federal Communications Commission. O eixo vertical na Figura 1 mostra a densidade espectral de potência de pico como oposta a uma caracterização de densidade espectral de potência de pico mais convencional.

A densidade espectral de potência (PSD) de um sinal de difusão de FM típico foi medida para ser quase triangular em dB com uma inclinação de cerca de  $-036$  dB/kHz da frequência central. Os primeiros sinais de FM adjacentes, se presentes, estarão centrados em um espaçamento de 200 kHz.

A potência de FM total pode ser encontrada através da integração da densidade espectral de potência triangular:

$$P_{total} = \int_{-\infty}^{\infty} P_{peak} \cdot 10^{-0,36|f|/10} \cdot df = 24.12747 \cdot P_{peak}, \text{ or } P_{peak\_dB} - 13,8 \text{ dB}$$

O pico da densidade espectral de potência de FM triangular

ideal está localizada 13,8 dB abaixo do nível de referência de potência de portadora (0 dBc), conforme mostrado na Figura 1. O nível de potência de DAB em cada lado do espectro de FM é colocado 25 dB abaixo da potência de FM total (esse valor de -25 dBc pode ser ajustável para acomodar situações de interferência especial). A densidade de DAB em uma largura de banda de 1 kHz pode ser calculada. A densidade espectral de potência do sinal de DAB pode ser aproximada pela divisão de sua potência total (-22 dB) por sua largura de banda (140 kHz).

$$PSD_{DAB} = -22 - 10 \cdot \log(140) = -43,46 \text{ dBc / kHz}$$

O sistema de DAB Híbrido de linha de base tem 191 subportadoras acima e 191 abaixo do espectro de FM principal. Cada subportadora de DAB é QPSK modulada. As formas de pulso em fase e de quadratura são afiladas em co-seno elevadas da raiz (tempo de excesso = 7/128) nas bordas para suprimir os lóbulos laterais espectrais. Embora essa forma de pulso reduza a capacidade de produtividade operacional em relação ao pulso retangular por 5,2%, o desempenho no multicaminho é aperfeiçoado e os lóbulos laterais espectrais resultantes são reduzidos, reduzindo a interferência. No desenho de IBOC de FM de linha - base, 191 subportadoras de OFDM são colocadas em cada lado do sinal de FM principal ocupando o espectro de cerca de 129 kHz a 199 kHz distante da frequência central principal de FM.

A porção digitalmente modulada do sinal híbrido é um subconjunto do sinal de DAB todo digital que será transmitido no formato de DAB IBOC todo digital. Os níveis de densidade de potência relativa de sinal das subportadoras digitais de OFDM em um formato de DAB de FM todo digital proposto ilustrado pelo número de item 24 é mostrado na Figura 2. O sinal analógico de FM da Figura 1 foi substituído por um grupo adicional opcional de subportadoras de OFDM, referido como o sinal todo digital estendido 26, localizado na banda de frequência 28. Mais uma vez,.



Subportadoras de OFDM uniformemente espaçadas são posicionadas em uma banda lateral superior 30 e uma banda lateral inferior 32. As bandas laterais do formato todo digital da Figura 2 são mais largas do que as bandas laterais da Figura 1. Além disso, o nível de densidade espectral de potência das

5 bandas laterais de sinal de IBOC todo digital é estabelecido em cerca de 10 dB mais alto do que o permitido nas bandas laterais de IBOC híbrido. Isso dota o sinal de IBOC todo digital com uma vantagem de desempenho significativa. Além disso, a densidade espectral de potência do sinal todo digital estendido é cerca de 15 dB abaixo daquela das bandas laterais de

10 IBOC híbrido. Isso minimiza ou elimina quaisquer problemas de interferência em sinal de IBOC híbrido ou todo digital, ao mesmo tempo em que proporciona capacidade adicional para outros serviços digitais.

A Figura 3 é uma representação esquemática da colocação dos componentes do sinal para a banda lateral superior de sinal de DAB IBOC de

15 FM de acordo com a presente invenção. A potência total de DAB em cada banda lateral é estabelecida em cerca de -25 dB em relação a sua potência de FM principal. As subportadoras de OFDM individuais são QPSK moduladas em 344.53125 Hz ( $44100/128$ ) e são espaçadas ortogonalmente em cerca de 363.3728 Hz ( $44100 \cdot 135/8192$ ) (após a moldagem de pulso ser aplicada (

20 pulso de tempo de co-seno de raiz elevada com o tempo de excesso de  $7/128$  funciona como tempo de guarda). As localizações de subportadoras potenciais são indexadas de zero na frequência central de FM para mais ou menos 550 nas bordas da largura de banda de 400 kHz. As subportadoras atribuídas externas estão mais ou menos 546 com uma frequência central de

25 mais ou menos 198402 Hz. As subportadoras de suporte de informação internas do sistema de linha – base estão localizadas em mais ou menos 356, com frequências centrais de mais ou menos 129361 Hz. As subportadoras de referência são 19 subportadoras espaçadas, começando da localização 356 a 546 em ambas as bandas laterais. Essas subportadoras de referência são

usadas para estabelecer uma referência de fase para detecção coerente das outras subportadoras condutoras de informação. As subportadoras de referência são também usadas para temporização de quadro e estimativa de informação de estado de canal (CSI).

5                   As subportadoras 356 a 507 conduzem cerca de 96 kbps de informação. As subportadoras 508 a 545 podem transportar uns 24 kbps adicionais de bits de informação para criar uma taxa de código efetiva de  $R = 4/5$  em cada lado do sinal de FM. A colocação de subportadoras moduladas digitalmente em  $\pm 15$  kHz a cerca de 114 kHz é evitada no sistema de linha –  
10 base a fim de reduzir o ruído introduzido em receptores filtrados inadequadamente. Contudo, o difusor terá a opção de utilizar essa porção do espectro para aperfeiçoar a robustez do sinal de áudio digital e/ou proporcionar capacidade de fundição de dados adicional. Essa opção é atraente, se o difusor evita a operação estéreo do sinal de FM.

15                   A banda lateral superior 30 representada na Figura 3 é compreendida de subportadoras condutoras de informação 280 a 546, correspondendo a frequências de subportadoras 101.381 Hz a 198.765 Hz. A subportadora 546 é uma subportadora de referência. A banda lateral superior é mostrada para ser dividida em diversos grupos 34, 36, 38 e 40. O grupo 34  
20 representa o canal principal e contém subportadoras 356 a 507. As subportadoras de canal principal são usadas para transmitir o material do programa a ser difundido na forma de bits de dados do algoritmo de codificação em uma taxa de pelo menos 96 mil bits por segundo (kbps). O canal principal pode incluir dados subordinados e auxiliares. Um segundo  
25 grupo de portadoras 36 ocupando posições de subportadoras 508 a 545 é usado para transmitir bits de paridade. Essas subportadoras têm mais probabilidade de serem corrompidas por agentes de interferência do que a subportadoras que são posicionadas mais perto do centro do canal. Os bits de código mais descartáveis são colocados nas subportadoras de OFDM

externas. Os bits descartáveis contribuem menos para a distância livre ou ganho de codificação do código combinado e são menos importantes para a capacidade de correção de erro do código. Portanto, as subportadoras mais vulneráveis são usadas para transportar esses bits descartáveis.

5                    Outro grupo de subportadoras 38 é usado na concretização toda digital da invenção para transportar bits de paridade ou dados opcionais. Esses grupo de subportadoras pode ser usado na concretização híbrida, se o sinal analógico na banda de frequência central for escalado de volta, por exemplo, pela remoção de informação estéreo. O grupo de subportadoras 40  
10 inclui posições de subportadoras 280 a 317 e é usado na concretização toda digital para transmitir uma versão de reserva retardada do material do programa em uma taxa de dados mais baixa de, por exemplo, 24 kbps. As subportadoras nesse grupo não serão usadas na concretização híbrida, a menos que o sinal de banda base analógico seja ainda escalado de volta. Na  
15 concretização toda digital, as subportadoras do grupo 40 proporcionam dados que podem ser usados no caso de uma perda do sinal transmitido no canal principal. A subportadora na localização 546 representa um sinal de referência 42. As subportadoras na banda lateral de DAB superior são divididas em grupos 44 de 19 subportadoras cada, com a subportadora 0 de  
20 cada grupo sendo uma subportadora de referência.

A colocação da subportadora na banda lateral inferior mostrada na Figura 4 representa uma imagem de espelho da colocação da subportadora no formato de banda lateral superior com índices e frequências negativas. O canal principal de banda lateral inferior 46 contém as  
25 subportadoras nas localizações – 356 a 507 e é usado para transmitir o mesmo material de programa que é transmitido no canal principal de banda lateral superior, mas usando codificação convolucional perfurada, que é complementar àquela usada na banda lateral de FDAB superior. As subportadoras nos grupos 48, 50 e 52 são utilizados da mesma maneira que as

subportadoras do grupo 36, 38 e 40 da banda lateral superior. A subportadora em posição – 546 pode ser usada para transmitir um sinal de referência 54. As subportadoras na banda lateral de DAB superior são divididas em grupos 56 de 19 subportadoras, com a subportadora 0 de cada grupo sendo uma subportadora de referência.

As subportadoras em ambas as bandas laterais usam multiplexação por divisão de frequência ortogonal e são FEC codificadas usando códigos de Convolução Perfurada Complementar (CPC). Os códigos de CPC são conhecidos na técnica, por exemplo, veja S. Kallel, “Complementary Punctured Convolution (CPC) Codes and Their Applications”, IEEE Trans. Comm., Vol. 43, No. 6, pp. 2005 – 2009, junho, 1995. O canal principal de 96 kbps é formatado identicamente tanto no sistema híbrido quanto no todo digital. Esse canal principal é codificado através das bandas laterais de DAB, usando códigos de CPC, resultando em um código de CPC de  $\frac{1}{2}$  taxa.

As subportadoras 508 a 545 (bandas laterais superior e inferior) transportam bits de paridade adicionais para o código de CPC ou dados em sistemas híbridos e todos digitais. A transmissão de bits de paridade aqui aperfeiçoa a taxa de código de FEC através do canal principal de  $R = \frac{1}{2}$  a  $R = \frac{2}{5}$ , ou  $R = \frac{4}{5}$  em cada banda lateral, independentemente. Na presença de interferência de FM de canal adjacente, essas outras subportadoras de OFDM externas são mais vulneráveis à corrupção e a interferência nas bandas laterais inferiores é independente. Uma vez que a densidade espectral de potência (PSD) de um sinal de difusão de FM é quase triangular, então, a interferência aumenta à medida que as subportadoras de OFDM se aproximam da frequência de um primeiro sinal adjacente. Quando bits de paridade são transmitidos, a codificação e a intercalação pode ser especialmente moldada para lidar com essa interferência não uniforme de modo que a comunicação de informação é forte.

As subportadoras 318 a 355 no grupo 38 da banda lateral superior e as subportadoras -318 a -355 no grupo 50 da banda lateral inferior podem transportar bits de paridade adicionais para o código e CPC ou dados. Essa seleção é opcional no sistema híbrido, mas obrigatória no sistema todo digital. A transmissão de bits de paridade aqui aperfeiçoa a taxa de código de FEC através do canal principal de  $R = \frac{1}{2}$  a  $R = \frac{2}{3}$  em cada banda lateral de DAB independente.

O sistema todo digital utilizará subportadoras 280 a 317 no grupo 40 da banda lateral superior e subportadoras -280 a -317 da banda lateral inferior para transportar uma versão da taxa de dados inferior dos dados no canal principal, por exemplo, código embutido de 24 kbps. Esses dados de reserva de taxa inferior são retardados para acentuar o desempenho, usando diversidade de tempo. Esses dados de reserva do sistema todo digital substitui a mistura de FM analógica do sistema híbrido que é descrito no pedido co-pendente comumente possuído "A System And Method For Mitigating Intermittent Interruption In Audio Radio Broadcast System", depositado em 9 de outubro de 1997, No. de Série 08/947.902. Quando os dados do Canal Principal estão corrompidos, os dados de reserva podem encher o segmento de áudio. Uma vez que os dados de reserva são compreendidos de um subconjunto embutido dos bits de dados do canal principal, a reserva pode permitir proteção de erro adicional para o canal principal.

Na concretização toda digital, as subportadoras de índice -279 a 279, que estão localizadas na banda de frequência central 28 na Figura 2, podem ser usadas como uma opção para estender a capacidade de DAB. A taxa de bits do canal através dessa largura de banda "estendida" sem codificação é cerca de 384 kbps. Como metade dessa largura de banda pode ser corrompida por um primeiro sinal de DAB adjacente, a técnica de codificação de FEC de CPC será aplicada a cada metade da largura de banda

estendida, isto é, as subportadoras de 1 a 279 transportarão a mesma informação que as subportadoras -1 a -279. então, se ambas as metades se tornarem corrompidas, haverá ainda um código complementar de 2/3 de taxa na metade restante. Nesse caso, a capacidade de informação após a  
5 codificação de 1/3 de taxa é cerca de 128 kbps.

A banda toda digital estendida é exposta à interferência apenas de um primeiro agente de interferência híbrido ou todo digital adjacente. Sob linhas de guia de contorno protegidas presentes, o nível máximo do primeiro agente de interferência adjacente é -6 dB em relação à  
10 estação principal. Se esse primeiro agente de interferência adjacente é um IBOC todo digital, então, o agente de interferência pode ser elevado até 14 dB maior do que o nível daquela metade da banda estendida. A banda estendida começa a contribuir positivamente para o ganho de codificação, quando a densidade espectral do agente de interferência está  
15 aproximadamente no mesmo nível que o sinal de banda estendida. Isso implica em que um primeiro agente de interferência adjacente todo digital deve estar pelo menos 20 dB abaixo do sinal de interesse (20 dB di/du) antes que a metade da banda estendida seja útil. A recepção dos dados estendidos poderia ser possível com ambos os primeiros adjacentes presentes em 20 dB;  
20 contudo, a recepção forte no desvanecimento provavelmente requer pelo menos um primeiro adjacente em -30 dB ou menos.

Na presença de interferência de canal adjacente, as subportadoras de OFDM externas são mais vulneráveis à corrupção e a interferência nas larguras de banda superior e inferior é independente. Uma  
25 vez que o PSD de um sinal de difusão de FM é quase triangular, então, a interferência aumenta à medida que as subportadoras de OFDM aproximam a frequência de um primeiro sinal adjacente. A codificação e intercalação são especialmente moldadas para lidar com essa interferência não uniforme, de modo que a comunicação de informação é forte.

O sistema de DAB IBOC transmitirá toda a informação de áudio digital em cada banda lateral de DAB (superior ou inferior) da portadora de FM. Embora subportadoras adicionais além do sistema de linha – base possam ser ativadas para permitir a transmissão de todos os bits de

5 códigos do código de FEC de 1/3 de taxa, o sistema de linha – base emprega uma taxa de código de 2/5. Cada banda lateral pode ser detectada e decodificada independentemente com um ganho de codificação de FEC obtido por um código convolucional de 4/5 de taxa (opcionalmente, 2/3 de taxa). Um código externo de código de Reed Solomon opcional (144, 140,

10 GF(8)) também pode ser aplicado. Capacidade adicional de detecção de erro é proporcionada com um CRC de 8 bits em cada campos de áudio ou de dados. A redundância da banda lateral dupla permite a operação em uma banda lateral enquanto a outra é corrompida, completamente. Contudo, usualmente, ambos os lados são combinados para proporcionar potência de

15 sinal adicional e ganho de codificação. Técnicas especiais podem ser empregadas para demodular e separar primeiros agentes de interferência adjacentes fortes de modo que as bandas laterais de DAB “recuperadas” podem ser combinadas com sucesso para tolerar primeiros agentes de interferência adjacentes grandes.

20 As subportadoras de referência são moduladas com uma sequência de temporização de BPSK repetidora de 32 bits, que é codificada diferencialmente antes da transmissão. As subportadoras de referência servem a múltiplas finalidades: 1) resolução de ambigüidade de subportadoras na aquisição; 2) referência de fase local para detecção coerente

25 subsequente; 3) ruído local e/ou amostras de interferência para estimativa de informação de estado de canal (CSI) e 4) informação de erro de fase para rastreamento de frequências e símbolos. A codificação diferencial da sequência de temporização de BPSK permite a detecção da sequência de temporização de BPSK antes do estabelecimento da referência coerente

necessária para as subportadoras restantes. O padrão diferencialmente detectado é, então, usado para remover a modulação de dados das subportadoras de referência, deixando a informação a cerca da fase local da referência bem como amostras de ruído ou interferência. Isso é usado para  
5 estimar a CSI necessária para subsequente decodificação de decisão transitória.

As portadoras de referência são usadas para transmitir uma seqüência de temporização de BPSK 58 (antes da codificação diferencial), conforme mostrado na Figura 5. A concretização preferida da invenção usa  
10 uma seqüência de temporização de 32 bits. Onze dos 32 bits são fixos para fins de temporização de bloco. Uma palavra de temporização de bloco (ou padrão) é colocada em campos não contíguos 60, 62, 64 e 66. O campo 60 inclui sete bits, os campos 62 e 64 incluem cada um deles um bit e o campo 66 inclui dois bits. Os 11 bits do padrão de temporização de bloco são  
15 suficientes para definir, unicamente, os limites de cada bloco, independente dos valores dos 21 bits restantes. O padrão de temporização de bloco define unicamente os limites do bloco. A seqüência de temporização também inclui um campo híbrido/digital 68, um campo de contagem de bloco 70, um campo de modo 72 e um campo reserva 74. O campo de contagem de bloco pode  
20 acomodar um tamanho de quadro de modem de até 32 blocos. O campo de modo pode acomodar até 256 modos. Os quatro campos variáveis na seqüência de temporização de BPSK (híbrido/digital, reserva, contagem de bloco e modo) são verificados na paridade para proteção de erro e para eliminar mudanças de referência de fase no final de cada campo variável  
25 devido à codificação diferencial. A mesma temporização de BPSK é imposta sobre todas as subportadoras de referência.

A temporização de bloco é estabelecida pelo reconhecimento de um único padrão binário de bits contidos dentro da seqüência de temporização de BPSK. A seqüência de temporização de BPSK também



contém alguma outra informação, incluindo um campo de contagem de bloco, um campo de modo e alguns bits sobressalentes para futura expansão. Uma técnica comum para temporização de bloco ou de quadro é empregar uma “única palavra” que pode ser detectada através de correlação transversal da seqüência recebida com a palavra de referência única. Uma propriedade especial da palavra única é que ela não ocorrerá dentro de qualquer padrão de dados válido dentro da seqüência de temporização de BPSK. Isso, freqüentemente, requer que os dados sejam codificados de modo que o padrão de palavra única é uma seqüência de dados inválida. Algumas vezes a codificação de dados é evitada em favor de uma palavra única suficientemente longa de modo que a probabilidade de sua ocorrência dentro dos dados é aceitavelmente pequena, a seqüência é redundantemente transmitida em todas as localizações de subportadoras de referência e é coincidente com o bloco do intercalador definido no campo de contagem de bloco.

Na concretização preferida da presente invenção, o comprimento total (isto é, 32) da Seqüência de Temporização de BPSK é relativamente pequeno para começar com ele. É desejável usar mais da metade dos 32 bits para campos de informação (isto é, Modo, Contagem de Bloco, etc.). Se a palavra única for convenientemente definida como uma seqüência de bits contíguos, então, o comprimento dessa palavras única deve ser maior do que a metade do comprimento da seqüência de 32 bits. Isso impedirá a possível ocorrência da palavra única dentro da porção de dados da Seqüência de Temporização de BPSK. Além disso, a palavra única será uma seqüência binária com baixos valores de autocorrelação (por exemplo, código semelhante a Barker) de modo que correlações parciais com a palavra única e os campos de dados não resultarão em uma correlação falsa. Seqüências binárias de comprimento máximo também são usadas, comumente para minimizar propriedades de autocorrelação de seqüências ciclicamente

deslocadas; contudo, todos os bits serão definidos no caso de comprimento máximo de modo que campos variáveis não são acomodados.

É mostrado aqui que é possível minimizar o comprimento do campo de sincronização de bloco distribuindo cuidadosamente os bits através do comprimento de toda a sequência de temporização de BPSK (em lugar de uma distribuição contígua dos bits de sincronização de bloco). Consideremos uma sequência de temporização de BPSK de comprimento total de  $L$  com um campo de sincronização de bloco de comprimento  $S$ . Suponhamos ainda que  $Z$  dos bits de sincronização de bloco sejam atribuídos um valor zero lógico. Então, os bits de sincronização de bloco de  $S-Z$  restante são um lógico. Desvios cíclicos da sequência de temporização de BPSK são correlacionados transversalmente com o padrão de temporização de bloco para examinar  $L$  possíveis valores de correlação, ignorando localizações “em branco” para bits não atribuídos. Naturalmente, o valor de correlação (número de bits correspondentes), quando as correspondências de padrão é  $S$ .

Se os bits de sincronização de bloco podem ser distribuídos de modo que haja pelo menos um desalinhamento em cada desvio de correlação exceto em desvio zero, então, o padrão de sincronização de bloco é não ambíguo. Uma ligação ascendente no comprimento  $L$  da sequência de temporização de BPSK com um padrão de sincronização de bloco não ambíguo pode ser determinado como uma função de:

$$L \leq 2 \cdot Z \cdot (S - Z) + 1$$

comprimento de sincronização de bloco de  $S$  bits e  $Z$ .

Além disso,  $L$  é maximizado como uma função de  $S$  apenas quando os bits do padrão de sincronização de bloco são distribuídos quase uniformemente entre um e zero lógicos.

$$L \leq \begin{cases} \frac{S^2}{2} + 1 ; & S \text{ igual} \\ \frac{S^2}{2} + \frac{1}{2} ; & S \text{ diferente} \end{cases}$$

Usando a desigualdade acima, uma seqüência de temporização de BPSK de comprimento  $L = 32$  bits requer um padrão de sincronização de bloco de não menos do que  $S = 8$  bits para garantir a não ambigüidade. De fato, foi verificado que um padrão de exatamente  $S = 8$  bits satisfaz essa

5 ligação mínima. Esse padrão de sincronização de bloco mínimo é definido com 1's e 0's nas localizações apropriadas, e X's em posições que não requerem cuidados.

**Padrão de sincronização de bloco mínimo:**

OX10XX0XX1XXXX0XXXXXX11XXXXXXXXXX

10 Três bits adicionais também foram fixados no padrão de sincronização de bloco, isso diminui a probabilidade de detecção falsa quando erros de bits ocorrem.

**Padrão de sincronização de bloco:**

0110010XX1XXXX0XXXXXX11XXXXXXXXXX

15 A seqüência de temporização de BPSK diferencialmente codificada é mapeada nas subportadoras de referência de QPSK através da atribuição de "1" lógico de BSPK (após codificação diferencial) para um par de bits de QPSK "1, 1" e um "0" lógico de BPSK (após codificação diferencial) para um par de bits de QPSK "0,0". BPSK é escolhido para as

20 subportadoras de referência uma vez que é mais tolerante de ruído e deteriorações de canal do que QPSK detectado diferencialmente. Além disso, a redundância da seqüência de temporização de BPSK através de todas as subportadoras produz uma referência forte mesmo sob as condições de canal e de interferência mais severas.

25 A Figura 6 é um diagrama em blocos de um transmissor de DAB 76, que pode difundir sinais de difusão de áudio digital de acordo com a presente invenção. Uma fonte de sinais 78 proporciona o sinal a ser transmitido. O sinal da fonte pode assumir muitas formas, por exemplo, um sinal de programa analógico que pode representar voz ou música e/ou um

sinal de informação digital que pode representar dados de mensagem tais como informação de tráfego. Um modulador 80 baseado em processador de sinal digital (DSP) processa o sinal fonte de acordo com várias técnicas de processamento de sinais conhecidas, tais como codificação de fonte, intercalação e correção antecipada de erro, para produzir componentes em fase e de quadratura de um sinal de banda base complexo, nas linhas 82 e 84. Os componentes do sinal são desviados em frequência, filtrados e interpolados até uma taxa de amostragem mais alta no bloco de conversor para cima 86. Isso produz amostras digitais em uma taxa  $f_s$ , em sinal de frequência intermediária  $f_{if}$  em linha 88. O conversor de digital para analógico 90 converte o sinal para um sinal analógico na linha 92.. Um filtro de frequência intermediária 94 rejeita frequências alternadas para produzir o sinal de frequência intermediária  $f_{if}$  na linha 96. Um oscilador local 98 produz um sinal  $F_{10}$  na linha 100, que é misturado com o sinal de frequência intermediária na linha 96 pelo misturador 102 para produzir sinais de soma e diferença na linha 104. O sinal de soma e outros componentes de intermodulação indesejados e ruído são rejeitados pelo filtro de rejeição de imagem 106 para produzir o sinal de portadora modulada  $f_c$  na linha 108. Um amplificador de alta potência 110, então, envia esse sinal para uma antena 112.

O receptor realiza o inverso de algumas das funções descritas para o transmissor. A Figura 7 é um diagrama em blocos de um receptor de rádio 114 capaz de realizar o processamento do sinal de acordo com a presente invenção. O sinal de DAB é recebido na antena 116. Um filtro de pré-seleção de passagem de banda 118 passa a banda de frequência de interesse, incluindo o sinal desejado em uma frequência  $F_c$ , mas rejeita o sinal de imagem em  $f_c - 2f_{if}$  (para um oscilador local de injeção de baixo lóbulo lateral ). O amplificador de baixo ruído 120 amplifica o sinal,. O sinal amplificado é misturado no misturador 122 com um sinal de oscilador local

$f_{10}$  fornecido na linha 124 por um oscilador local sintonizável 126. Isso cria sinais de soma ( $f_c + f_{10}$ ) e diferença ( $f_c - f_{10}$ ) na linha 128. O filtro de frequência intermediária 130 passa o sinal de frequência intermediária  $f_{if}$  e atenua frequências fora da largura de banda do sinal modulado de interesse.

- 5 Um conversor de analógico para digital 132 opera usando um sinal de relógio  $f_s$  para produzir amostras digitais na linha 134 em uma taxa  $f_s$ . A frequência do conversor digital para baixo 136 desloca, filtra e decima o sinal para produzir sinais em fase e de quadratura de taxa de amostra inferior nas linhas 138 e 140. Um demodulador baseado em processador de sinais digitais 142, então, proporciona processamento de sinal adicional para produzir um sinal de saída na linha 144 para o dispositivo de saída 146.

- A decodificação de Viterbi de decisão transitória com ponderação um e combinação de razão máxima (MRC) para símbolos de subportadoras de QPSK coerentemente detectados é empregada para
- 15 minimizar perdas através do canal. Uma vez que os níveis de interferência e de sinal variam através das subportadoras (frequência) e do tempo devido ao desvanecimento seletivo, informação de estado de canal (CSI) é necessária para ajustar, adaptativamente, o peso para os símbolos transitórios. A técnica de estimativa de CSI será destinada acomodar uma largura de banda de
- 20 desvanecimento de até cerca de 13 Hz para velocidades máximas do veículo na banda de FM em torno de 100 MHz. Uma dispersão de Doppler de diversos microssegundos é típica, embora dispersões maiores tenham sido medidas em alguns ambientes. Um diagrama em blocos funcional da técnica para estimativa da referência de fase e da CSI das subportadoras de referência
- 25 está mostrado na figura 8. Esse peso de CSI combina a amplitude:

$$CSI_{\text{peso}} = \frac{\hat{a}}{\sigma^2},$$

onde  $\hat{a}$  é a estimativa do conjugado complexo do ganho de canal e  $\sigma^2$  é uma estimativa da variância e da ponderação de ruído para a combinação de razão máxima (MRC) junto com a correção de fase para erros

de fase do canal.

A operação da técnica de recuperação de CSI da figura 8 supõe a aquisição e o rastreamento da frequência das subportadoras e a temporização de símbolos dos símbolos de OFDM. As técnicas de aquisição  
5 de temporização de símbolos e de frequências exploram as propriedades do prefixo cíclico. O rastreamento de frequências e de símbolos é realizado através da observação das direções de fase de símbolo para símbolo através do tempo ou da frequência (através de subportadoras).

Após a aquisição é de temporização de exemplos e de  
10 frequências, a temporização para o padrão de sincronização de blocos da seqüência de temporização de BPSK é tentada através de correlação cruzada da seqüência de BPSK diferencialmente detectada com o padrão de sincronização de blocos. A detecção diferencial é realizada através de todas as subportadoras supondo que a localização das subportadoras de  
15 encadeamento inicialmente é desconhecida. Uma correlação cruzada do padrão de sincronização de bloco conhecido com os bits detectados de cada subportadora é realizada. Uma correlação de subportadoras é declarada quando uma correspondência de todos os 11 bits do padrão de sincronização de blocos é detectada. A temporização de blocos (e a resolução de  
20 ambigüidade de sub portadoras) é estabelecida quando o número de correlações de subportadoras satisfaz ou excede os critérios de limites (por exemplo, 4 correlações de subportadoras espaçadas um múltiplo de 19 subportadoras).

Após a sincronização de blocos ser estabelecida, os campos de  
25 variáveis na seqüência de temporização de BPSK podem ser decodificados. Os bits diferencialmente detectados desses campos de variáveis são decididos em uma base de voto da maioria através das subportadoras de encadeamento de modo que a decodificação é possível quando algumas dessas subportadoras ou bits estão corrompidas. Os 16 blocos dentro de cada quadro

de modem são numerados sequencialmente de 0 a 15. Então, o MSB do campo de contagem de blocos está sempre ajustado para zero, uma vez que a contagem de blocos nunca excede a 15. A temporização de quadro de modem é estabelecida com o conhecimento e campo de contagem de blocos.

5                   A detecção coerente desse sinal requer uma referência de fase coerente. A informação decodificada da sequência de temporização de BPSK é usada para remover a modulação das subportadoras de encadeamento deixando a informação a cerca da referência de fase local e do ruído. Fazendo referência à figura 8, os símbolos de encadeamento complexo conduzido  
10 pelas subportadoras de referência são introduzidos na linha 148 e o conjugado complexo dos símbolos é tomado, conforme mostrado no bloco 150. O conjugado complexo é multiplicado com uma sequência de encadeamento conhecida na linha 152 pelo multiplicador 154. Isso remove a modulação de sequência de temporização binária (+/-) das subportadoras de  
15 encadeamento recebidas pela multiplicação das mesmas pela sequência de temporização de BPS sincronizada e decodificada e diferencialmente recodificada. Os símbolos resultante na linha 156 são processados por um filtro de respostas de impulsos finitos (FIR) para uniformizar os símbolos resultantes através do tempo, produzindo uma estimativa conjugada  
20 complexa da fase e da amplitude locais na linha 160. Esse valor é retardado pelo retardo de tempo 162 e multiplicado por uma estimativa da recíproca da variância de ruído na linha 164 pelo multiplicador 166. A variância de ruído é estimada pela subtração da estimativa uniformizada da fase e da amplitude locais na linha 160 dos símbolos de entrada (após alinhamento de tempo  
25 apropriado proporcionado pelo retardo 168) no ponto de soma 170. Então, fazendo o quadrado do resultado, conforme mostrado pelo bloco 172 e filtrando as amostras de ruído complexas, conforme ilustrado pelo bloco 174. A recíproca é aproximada (com proteção de dividir por zero) conforme mostrado pelo bloco 176. Esse peso de CSI é interpolado através das 18

subportadoras entre pares de subportadoras de encadeamento adjacentes conforme ilustrado pelo bloco 178 para produzir pesos de CSI locais resultantes na linha 180. Esses pesos de CSI são, então, usados para multiplicar os símbolos portadores de dados locais correspondentes recebidos na linha 182, após eles terem sido apropriadamente retardados, conforme mostrado no bloco 184. O multiplicador 186, então, produz a saída de decisão temporária na linha 188.

A presente invenção proporciona um Sistema de Difusão de Áudio Digital (DAB) Em Banda Em Canal (IBOC) forte para desempenho aperfeiçoado em relação à difusão de AM e FM existente proposto por USA Digital Rádio. A invenção é compatível com antecipação e retardo sem a alocação de espectro de canal adicional. Os difusores podem transmitir, simultaneamente, sinais analógicos e digitais dentro da máscara de canal alocada permitindo compatibilidade total com receptores analógicos existentes. A invenção também permite que os difusores transmitam um sinal todo digital, substituindo o sinal analógico/digital híbrido. Ela também é tolerante com a interferência de canais adjacentes ou à interferência de transmissão analógica de co-canal, mesmo em um mercado urbano de sinal forte, de estação múltipla. As subportadoras de referência são usadas para múltiplas finalidades, incluindo a aquisição, o rastreamento e a estimativa de informação de estado de canal (CSI) e operação coerente.

Embora a presente invenção tenha sido descrita em termos de sua concretização preferida, será compreendido por aqueles habilitados na técnica que várias modificações podem ser feitas na concretização divulgada, sem afastamento do escopo da invenção, conforme apresentado nas reivindicações.



## REIVINDICAÇÕES

1. Método para a transmissão de dados para um sistema de difusão de áudio digital, compreendendo as etapas de:

5 fornecer uma pluralidade de sub-portadoras multiplexadas por divisão de frequência ortogonal, tais sub-portadoras incluindo sub-portadoras de dados e sub-portadoras de referência;

modular as ditas sub-portadoras de dados com um sinal digital representativo da informação a ser transmitida;

caracterizado pelo fato de que compreende ainda as etapas de:

10 modular cada uma das ditas sub-portadoras de referência com uma seqüência de bits de temporização, tal seqüência de bits de temporização incluindo uma palavra de sincronização de blocos não ambígua, em que o dito número de bits que compreende a referida palavra de sincronização de blocos é menor do que a metade do número de bits na dita seqüência de temporização, e em que o número de bits (L) na referida seqüência de bits de temporização é

15 definido como  $L \leq 2 \cdot Z \cdot (S - Z) + 1$ , onde Z é o número de bits zero lógico na dita palavra de sincronização de blocos, e S é o número de bits na dita palavra de sincronização de blocos; e

20 transmitir as ditas sub-portadoras multiplexadas por divisão de frequência ortogonal.

2. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que ditas sub-portadoras de referência são codificadas diferencialmente.

3. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que dita palavra de sincronização de blocos é compreendida de:

25 uma pluralidade de bits de sincronização de bloco posicionados em campos de sincronização de blocos não contíguos.

4. Método de acordo com a reivindicação 3, caracterizado pelo fato de que dita palavra de sincronização de blocos é distribuída na referida seqüência de bits de temporização de tal modo que, quando os bits da referida

seqüência de bits de temporização forem correlacionados com uma seqüência conhecida de encadeamento de bits, exista pelo menos um desalinhamento de bits em cada desvio de correlação exceto zero.

- 5        5. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que dita seqüência de bits de temporização inclui adicionalmente:
- um campo de contagem de blocos;
  - um campo de modo; e
  - um campo híbrido/digital.

- 10       6. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que a seqüência de temporização compreende a seguinte seqüência de bits: 0X10XX0XX1XXXX0XXXXXX11XXXXXXXXXX, onde X pode ser ou um 1 ou um 0.

- 15       7. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que o número de bits zero lógico na referida palavra de sincronização de blocos é igual ao número de bits um lógico naquela palavra de sincronização de blocos.

8. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que dita palavra de sincronização de blocos consiste de oito bits e dita seqüência de bits de temporização consiste de 32 bits.

- 20       9. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que ditas sub-portadoras de referência são espaçadas dezoito posições de sub-portadoras em frequência.

- 25       10. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de dita seqüência de bits de temporização ser codificada diferencialmente utilizando chaveamento por deslocamento de fase binária.

11. Método de acordo com a reivindicação 10, caracterizado pelo fato de dita seqüência de bits de temporização codificada diferencialmente ser mapeada nas referidas sub-portadoras de referência utilizando chaveamento por deslocamento de fase em quadratura.

12. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que dita sequência de bits de temporização é transmitida em cada uma das referidas sub-portadoras de referência.

13. Método para recebimento de dados em um sistema de difusão de áudio digital, os ditos dados sendo modulados em uma pluralidade de sub-portadoras multiplexadas por divisão de frequência ortogonal, as referidas sub-portadoras incluindo sub-portadoras de dados e sub-portadoras de referência, tais sub-portadoras de dados sendo moduladas com um sinal digital representativo da informação a ser transmitida, e caracterizado pelo fato de que cada uma das referidas sub-portadoras de referência é modulada com uma sequência de bits de temporização (58), aquela sequência de bits de temporização incluindo uma palavra de sincronização de blocos não ambígua (60, 62, 64, 66), em que o dito número de bits compreendendo a referida palavra de sincronização de blocos é menor do que a metade do número de bits na dita sequência de temporização, e em que o número de bits (L) na referida sequência de bits de temporização é definido como  $L \leq 2 \cdot Z \cdot (S - Z) + 1$ , onde Z é o número de bits zero lógico na dita palavra de sincronização de blocos, e S é o número de bits na dita palavra de sincronização de blocos, dito método compreendendo ainda as etapas de:

detectar diferencialmente a referida palavra de sincronização de blocos; e

usar a referida palavra de sincronização de blocos para detectar coerentemente dito sinal digital representativo da informação a ser transmitida.

14. Método de acordo com a reivindicação 13, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente a etapa de:

processar a sequência de bits de temporização para determinar a informação de estado de canal.

15. Método de acordo com a reivindicação 14, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente as etapas de:

interpolarmos a informação de estado de canal através de um grupo

das referidas sub-portadoras de dados entre duas das referidas sub-portadoras de referência para produzir pesos da informação de estado de canal local; e

multiplicar os pesos da informação de estado de canal local e símbolos de dados correspondentes.

5                    16. Método de acordo com a reivindicação 14, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente as etapas de:

determinar pesos da informação de estado de canal;

equalizar em fase as referidas sub-portadoras de dados com os referidos pesos da informação de estado de canal;

10                    filtrar as referidas sub-portadoras de dados; e

interpolarm as referidas sub-portadoras de dados entre duas das referidas sub-portadoras de referência.

17. Método de acordo com a reivindicação 14, caracterizado pelo fato de que aquela etapa de processar a sequência de bits de temporização para

15                    determinar a informação de estado de canal compreende as etapas de:

remover modulação de sequência de temporização a partir das sub-portadoras de referência para produzir símbolos de referência;

produzir um primeiro sinal representativo de fase e amplitude locais dos símbolos de referência; e

20                    multiplicar o primeiro sinal por um segundo sinal representativo de variância de ruído para produzir um sinal da informação de estado de canal.

18. Método de acordo com a reivindicação 13, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente a etapa de:

processar a sequência de bits de temporização para determinar a  
25                    informação de estado de canal e uma referência de fase.

19. Método de acordo com a reivindicação 18, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente as etapas de:

equalizar em fase as referidas sub-portadoras de dados;

filtrar as referidas sub-portadoras de dados;

interpolar a informação de estado de canal através de um grupo das referidas sub-portadoras de dados entre duas das referidas sub-portadoras de referência para produzir pesos da informação de estado de canal local; e

5        multiplicar os pesos da informação de estado de canal local e símbolos de dados correspondentes.

20. Transmissor para transmitir dados em um sistema de radio-difusão de áudio digital, compreendendo:

10        meio para fornecimento de uma pluralidade de sub-portadoras multiplexadas por divisão de frequência ortogonal, as referidas sub-portadoras incluindo sub-portadoras de dados e sub-portadoras de referência;

15        meio para modulação das ditas sub-portadoras de dados com um sinal digital representativo da informação a ser transmitida, e caracterizado por modular cada uma de ditas sub-portadoras de referência com uma seqüência de bits de temporização, aquela seqüência de bits de temporização incluindo uma  
20        palavra de sincronização de blocos não ambígua, em que o dito número de bits compreendendo a referida palavra de sincronização de blocos é menor do que a metade do número de bits na referida seqüência de temporização e em que o número de bits (L) na mencionada seqüência de bits de temporização é definido como  $L \leq 2 \cdot Z \cdot (S - Z) + 1$ , onde Z é o número de bits zero lógico naquela  
20        palavra de sincronização de blocos, e S é o número de bits naquela palavra de sincronização de blocos; e

      meio para transmissão de ditas sub-portadoras multiplexadas por divisão de frequência ortogonal.

25        21. Transmissor de acordo com a reivindicação 20, caracterizado pelo fato de tais sub-portadoras de referência serem codificadas diferencialmente.

      22. Transmissor de acordo com a reivindicação 20, caracterizado pelo fato de tal palavra de sincronização de blocos ser compreendida de:

      uma pluralidade de bits de sincronização de bloco posicionados em campos de sincronização de blocos não contíguos.

23. Transmissor de acordo com a reivindicação 22, caracterizado pelo fato de tal palavra de sincronização de blocos ser distribuída na referida seqüência de bits de temporização de tal modo que, quando os bits da referida seqüência de bits de temporização forem correlacionados com uma seqüência conhecida de encadeamento de bits, exista pelo menos um desalinhamento de bits em cada desvio de correlação exceto zero.

24. Transmissor de acordo com a reivindicação 20, caracterizado pelo fato de tal seqüência de bits de temporização incluir adicionalmente:

um campo de contagem de blocos;

um campo de modo; e

um campo híbrido/digital.

25. Transmissor de acordo com a reivindicação 20, caracterizado pelo fato de a seqüência de temporização compreender a seguinte seqüência de bits: 0X10XX0XX1XXXX0XXXXXX11XXXXXXXXXX, onde X pode ser ou um 1 ou um 0.

26. Transmissor de acordo com a reivindicação 20, caracterizado pelo fato de o número de bits zero lógico na dita palavra de sincronização de blocos ser igual ao número de bits um lógico na dita palavra de sincronização de blocos.

27. Receptor para receber dados em um sistema de radiodifusão de áudio digital, os ditos dados sendo modulados em uma pluralidade de sub-portadoras multiplexadas por divisão de freqüência ortogonal, as referidas sub-portadoras incluindo sub-portadoras de dados e sub-portadoras de referência, caracterizado pelo fato de que as ditas sub-portadoras de dados são moduladas com um sinal digital representativo da informação a ser transmitida, e cada uma das ditas sub-portadoras de referência é modulada com uma seqüência de bits de temporização, tal seqüência de bits de temporização incluindo uma palavra de sincronização de blocos não ambígua, em que o mencionado número de bits compreendendo a referida palavra de sincronização de blocos é menor do que

a metade do número de bits na referida seqüência de temporização e em que o número de bits (L) na mencionada seqüência de bits de temporização é definido como  $L \leq 2 \cdot Z \cdot (S - Z) + 1$ , onde Z é o número de bits zero lógico naquela palavra de sincronização de blocos, e S é o número de bits naquela palavra de sincronização de blocos, dito receptor compreendendo ainda:

meio para detectar diferencialmente tal palavra de sincronização de bloco; e

meio para usar tal palavra de sincronização de bloco para detectar coerentemente dito sinal digital representativo da informação a ser transmitida.

10                    28. Receptor de acordo com a reivindicação 27, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente:

meio para processar a seqüência de bits de temporização para determinar a informação de estado de canal.

15                    29. Receptor de acordo com a reivindicação 28, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente:

meio para interpolar a informação de estado de canal através de um grupo de ditas sub-portadoras de dados entre duas de ditas sub-portadoras de referência para produzir pesos da informação de estado de canal local; e

20                    meio para multiplicar os pesos da informação de estado de canal local e símbolos de dados correspondentes.

30. Receptor de acordo com a reivindicação 28, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente:

meio para determinar pesos da informação de estado de canal;

25                    meio para equalizar em fase as ditas sub-portadoras de dados com os ditos pesos da informação de estado de canal;

meio para filtrar as ditas sub-portadoras de dados; e

meio para interpolar as ditas sub-portadoras de dados entre duas das ditas sub-portadoras de referência.

31. Receptor de acordo com a reivindicação 27, caracterizado

pelo fato de que dito meio para processar a seqüência de bits de temporização para determinar a informação de estado de canal compreende:

meio para remover modulação de seqüência de temporização a partir das sub-portadoras de referência para produzir símbolos de referência;

5                    meio para produzir um primeiro sinal representativo de fase e amplitude locais dos símbolos de referência; e

meio para multiplicar dito primeiro sinal por um segundo sinal representativo de variância de ruído para produzir um sinal da informação de estado de canal.

10                    32. Receptor de acordo com a reivindicação 27, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente:

meio para processar a seqüência de bits de temporização para determinar a informação de estado de canal e uma referência de fase.

15                    33. Receptor de acordo com a reivindicação 32, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente:

meio para equalizar em fase as ditas sub-portadoras de dados;

meio para filtrar as ditas sub-portadoras de dados;

20                    meio para interpolar a informação de estado de canal através de um grupo de ditas sub-portadoras de dados entre duas de ditas sub-portadoras de referência para produzir pesos da informação de estado de canal local; e

meio para multiplicar os pesos da informação de estado de canal local e símbolos de dados correspondentes.



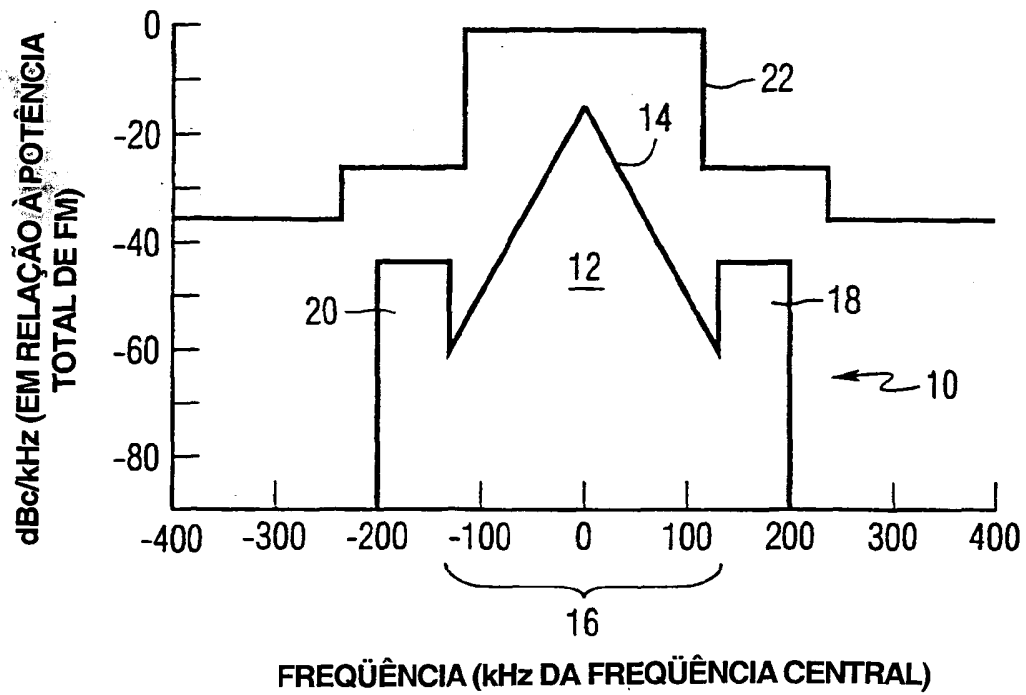


FIG. 1

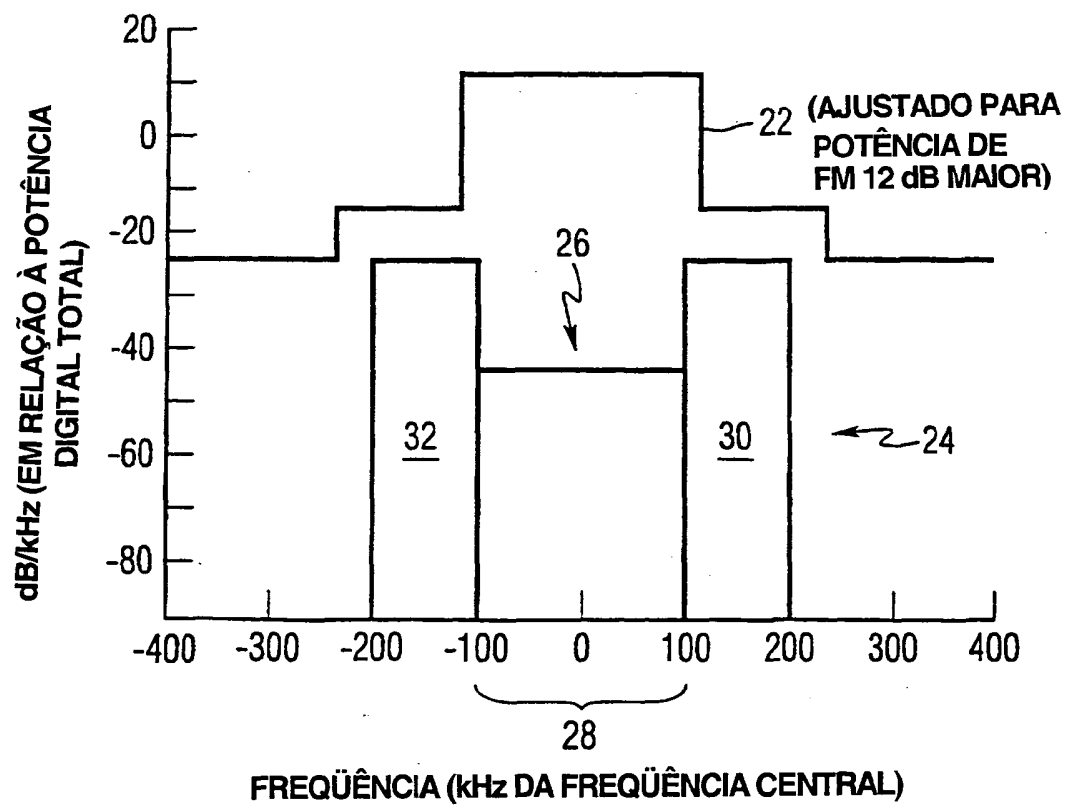


FIG. 2

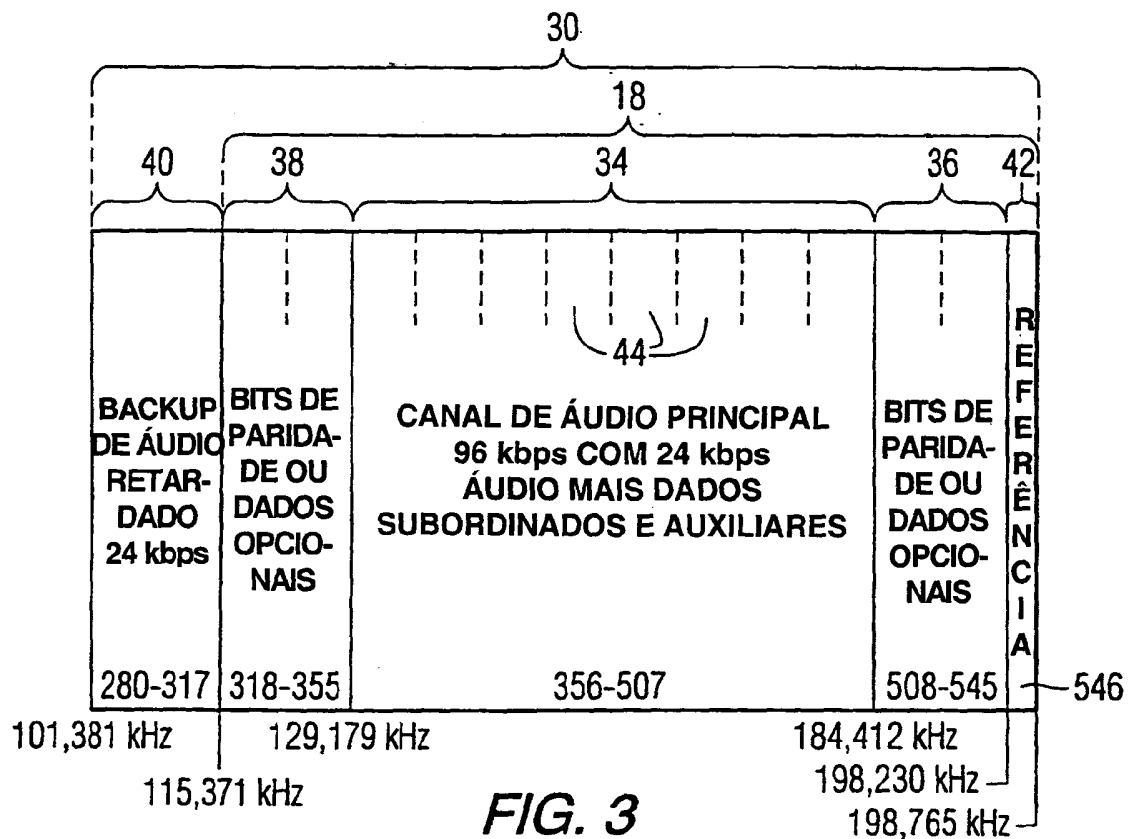


FIG. 3

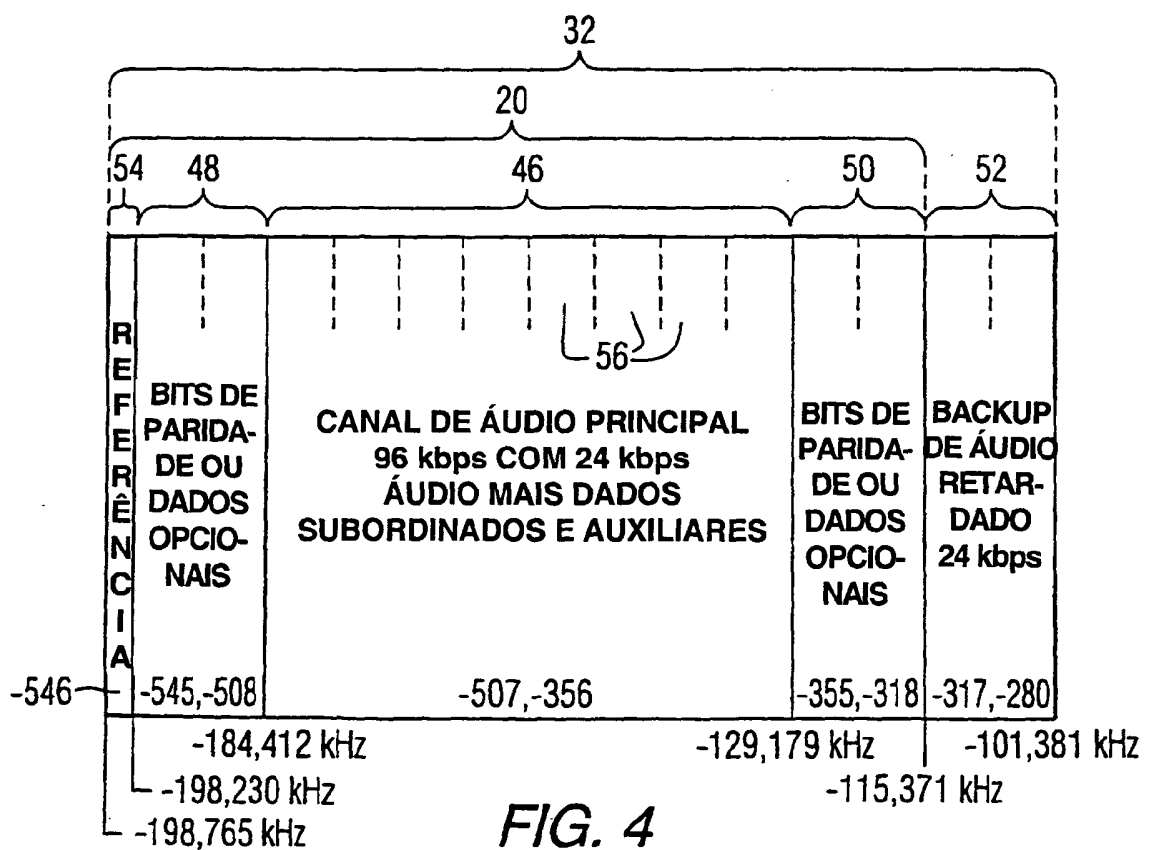


FIG. 4

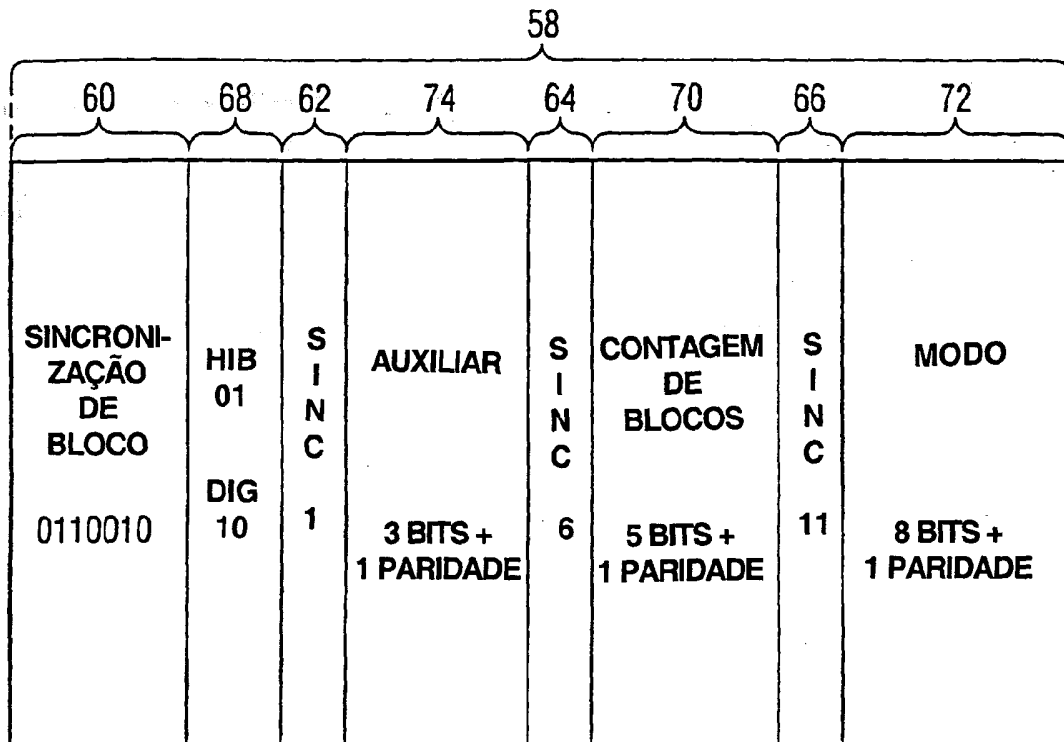


FIG. 5

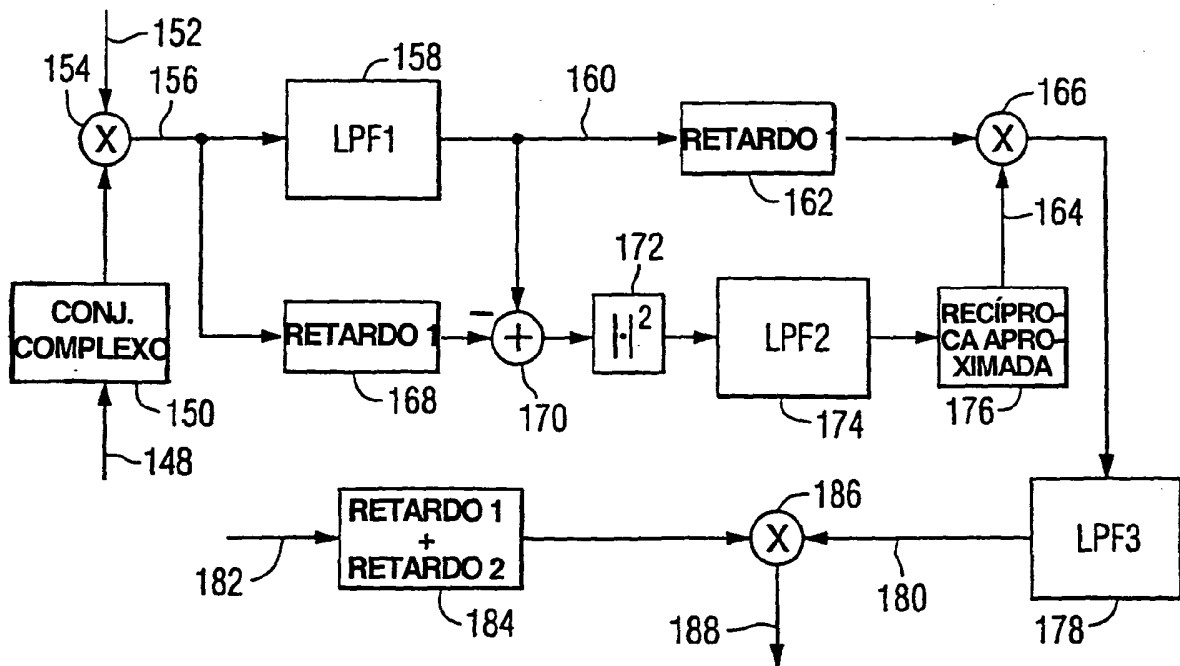


FIG. 8

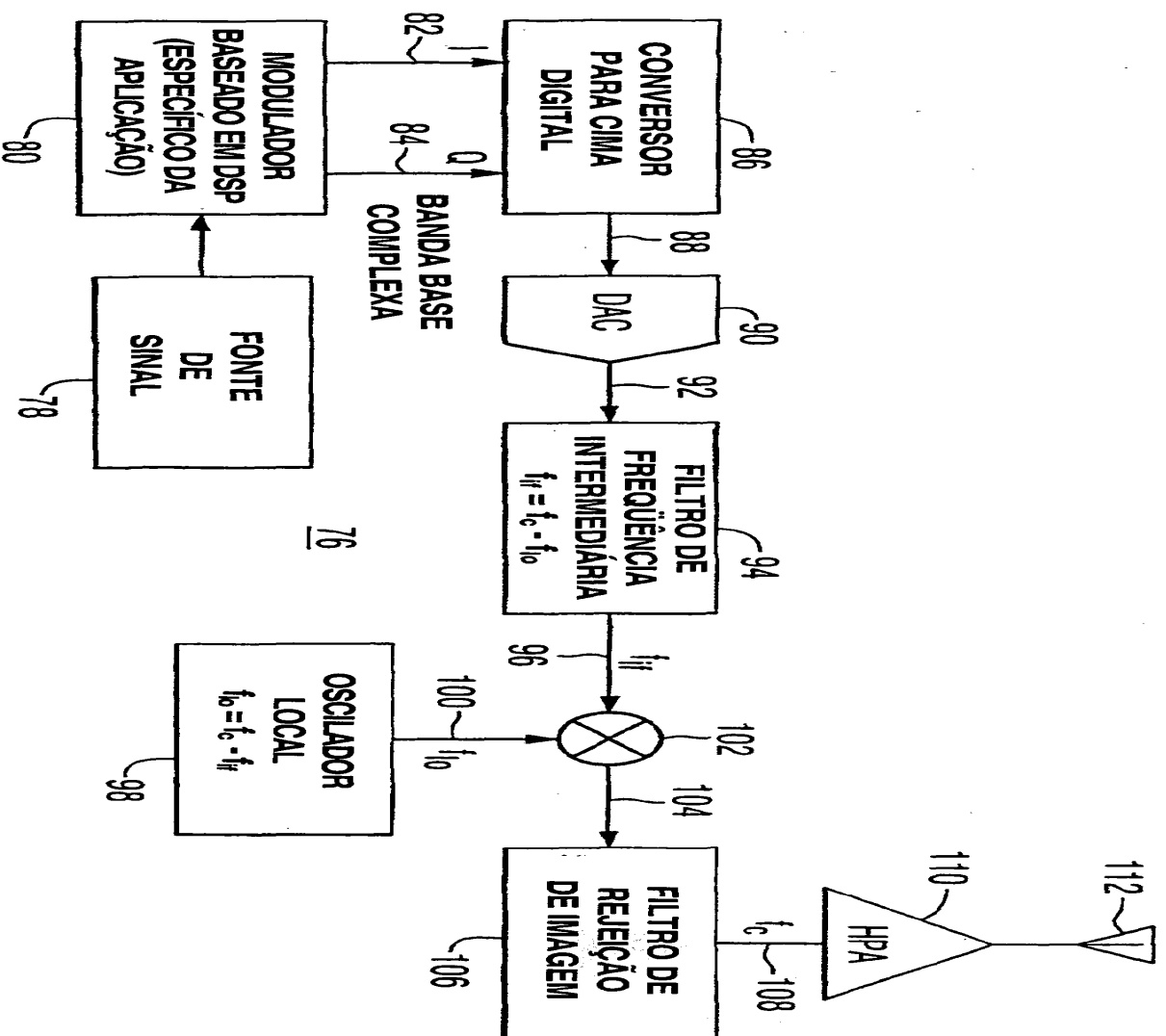


FIG. 6

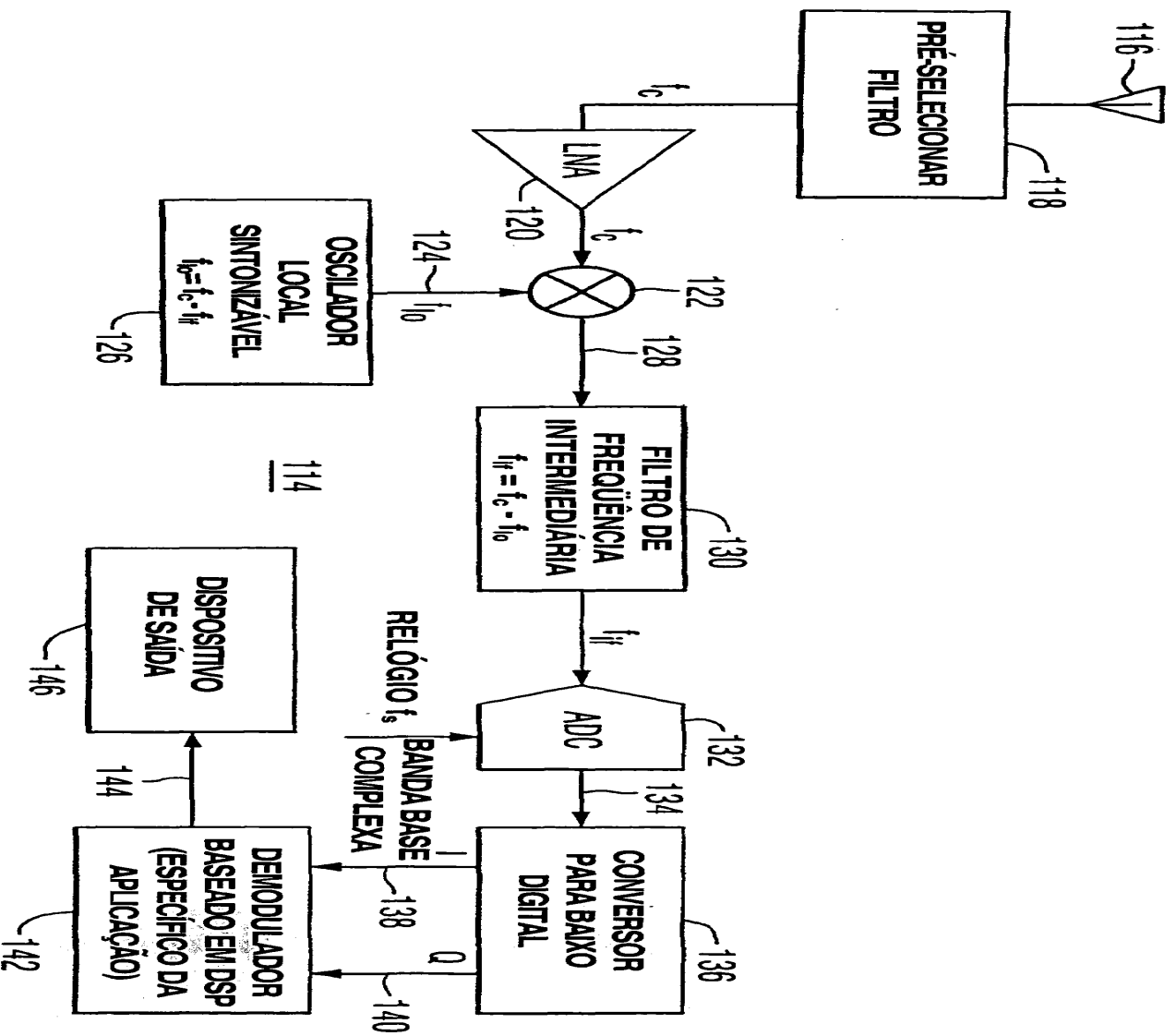


FIG. 7

RESUMO

“MÉTODO PARA A TRANSMISSÃO DE DADOS PARA UM SISTEMA DE DIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL, MÉTODO PARA RECEBIMENTO DE DADOS EM UM SISTEMA DE DIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL, TRANSMISSOR PARA TRANSMITIR DADOS EM UM SISTEMA DE RADIODIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL, E, RECEPTOR PARA RECEBER DADOS EM UM SISTEMA DE RADIODIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL”

Método para a transmissão de dados em um sistema de difusão de áudio digital inclui as etapas de fornecimento de uma pluralidade de sub-portadoras multiplexadas por divisão de frequência ortogonal, com a sub-portadoras incluindo sub-portadoras de dados e sub-portadoras de referência; e modulação das sub-portadoras de dados com um sinal digital representativo de informação a ser transmitida. As sub-portadoras de referência são moduladas com uma seqüência de bits de temporização, em que a seqüência de bits de temporização inclui uma palavra de sincronização de blocos não ambígua e o número de bits que compreende a palavra de sincronização de bloco é menor do que a metade do número de bits na referida seqüência de temporização. Então, as sub-portadoras multiplexadas por divisão de frequência ortogonal são transmitidas. Receptores, que detectam, diferencialmente, a palavra de sincronização de bloco e usam a palavra de sincronização de bloco para detectar, coerentemente, o sinal digital representativo de informação a ser transmitida também estão incluídos.