



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

(21) PI 0721776-5 A2



* B R P I 0 7 2 1 7 7 6 A 2 *

(22) Data de Depósito: 15/12/2007
(43) Data da Publicação: 11/02/2014
(RPI 2249)

(51) Int.Cl.:
H04W 16/14
H04B 1/10
H04W 48/16

(54) Título: DETECÇÃO DE SINAIS CONTENDO
COMPONENTES DE ONDA SENO ATRAVÉS DE
MEDIÇÃO DA DENSIDADE ESPECTRAL DA
POTÊNCIA (PSD) E ESPECTRO CÍCLICO

(57) Resumo:

(30) Prioridade Unionista: 15/06/2007 US 60/934.715

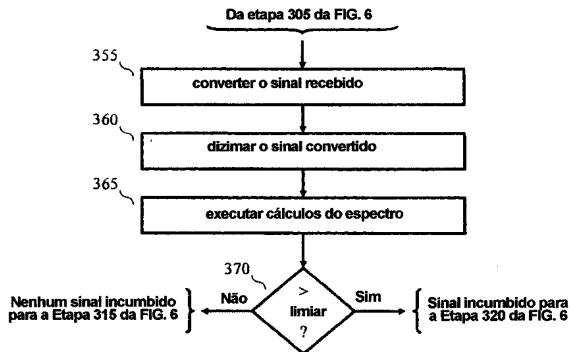
(73) Titular(es): Thomson Licensing

(72) Inventor(es): Hou-Shin Chen, Wen Gao

(74) Procurador(es): NELLIE ANNE DANIEL-SHORES

(86) Pedido Internacional: PCT US2007024980 de
15/12/2007

(87) Publicação Internacional: WO 2008/153553de
18/12/2008



“DETECÇÃO DE SINAIS CONTENDO COMPONENTES DE ONDA SENO ATRAVÉS DE MEDAÇÃO DA DENSIDADE ESPECTRAL DA POTÊNCIA (PSD) E ESPECTRO CÍCLICO”

Antecedentes da Invenção

5 A presente invenção em geral refere-se aos sistemas de comunicação e, mais particularmente, aos sistemas sem fios, por exemplo, difusão terrestre, celular, Fidelidade sem Fios (Wi-Fi), satélite, etc.

Recentemente, Rádio Cognitivo (CR) (por exemplo, vide, J. Mitola III, “Cognitive Radio: An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio”, Ph.D. Thesis, Royal 10 Institute of Technology, Suécia, maio de 2000) foi proposto implementar compartilhamento de espectro negociado, ou oportunístico, para fornecer uma solução viável ao problema de esparsidade do espectro sem fios. Para operar CR corretamente, é importante executar sensoriamento do espectro, isto é, a habilidade para detectar sinais licenciados em suas 15 bandas espectrais atribuídas. Como resultado, sensoriamento de espectro se torna uma das tecnologias essenciais de CR. A parte mais desafiadora de executar sensoriamento de espectro é captar sinais em condições de razão de sinal-para-ruído muito baixas (SNR).

Nesta consideração, um sistema de Rede de Área Regional Sem Fios (WRAN) está sendo estudado no grupo de padrões do IEEE 802.22. O sistema WRAN é intencionado fazer uso de canais de difusão de televisão (TV) não-usados no espectro de TV, em uma 20 base de não-interferência, para tratar, como um objetivo primário, de áreas rurais e remotas e mercados mal-atendidos de densidade populacional baixa com níveis de desempenho similares aos das tecnologias de acesso de banda larga que servem áreas urbanas e suburbanas. Além disso, o sistema WRAN pode também ser capaz de graduar para servir áreas 25 populacionais mais densas onde o espectro está disponível. Considerando que uma meta do sistema WRAN é não interferir com as difusões de TV, um procedimento crítico é de forma robusta e precisa sensoriar os sinais de TV licenciados que existem na área servida pela WRAN (a área WRAN). Por exemplo, para sensoriar a presença de um sinal difundido de ATSC DTV (Televisão Digital do Comitê de Sistemas Avançados de Televisão), a probabilidade de detecção perdida não deveria exceder a 0,1 sujeito a uma probabilidade de 0,1 de 30 falso alarme quando o SNR for -20,8 dB.

Sumário da Invenção

De acordo com os princípios da invenção, um aparelho executa sensoriamento de espectro convertendo um sinal recebido; dizimando o sinal recebido convertido; e detectando os picos de energia no sinal dizimado.

35 Em uma modalidade ilustrativa da invenção, o aparelho é um receptor de Rede de Área Regional Sem Fios (WRAN). O receptor de WRAN compreende um conversor para converter um sinal recebido para fornecer um sinal convertido; um dizimador para dizimar o

sinal convertido para fornecer um sinal dízimado e um detector que executa sensoriamento do espectro para sinais difundidos de ATSC DTV incumbidos como uma função de uma densidade espectral da potência (PSD) do sinal dízimado.

Em outra modalidade ilustrativa da invenção, o aparelho é um receptor de Rede de Área Regional Sem Fios (WRAN). O receptor de WRAN compreende um conversor para converter um sinal recebido para fornecer um sinal convertido; um dízimador para dízimar o sinal convertido para fornecer um sinal dízimado e um detector, que executa sensoriamento do espectro para sinais difundidos de ATSC DTV incumbidos como uma função de um es-pectro cíclico do sinal dízimado.

Em vista do acima, e como será evidente a partir da leitura da descrição detalhada, outras modalidades e características são também possíveis e enquadram-se nos princípios da invenção.

Breve Descrição dos Desenhos

FIG. 1 mostra Tabela Um, que lista os canais de televisão (TV);

Figs. 2 e 3 mostram um formato para um sinal de ATSC DTV;

FIG. 4 mostra um detector de sincronização de campo de ATSC da técnica anterior;

FIG. 5 mostra um sistema de WRAN ilustrativo de acordo com os princípios da in-venção;

Figs. 6-7 mostram fluxogramas ilustrativos de acordo com os princípios da invenção para uso no sistema de WRAN da FIG. 5; e

Figs. 8-9 mostram detectores de sinal ilustrativos de acordo com os princípios da invenção.

Descrição Detalhada

Diferente do conceito inventivo, os elementos mostrados nas figuras são bem co-nhecidos e não serão descritos em detalhes. Também, familiaridade com transmissão de televisão, receptores e codificação de vídeo é assumida e não é descrita em detalhes aqui. Por exemplo, diferente do conceito inventivo, familiaridade com recomendações correntes e propostas para padrões de TV tais como NTSC (Comitê de Sistemas de Televisão Nacio-nais), PAL (Linhas de Alternação de Fase), SECAM (Cor Sequencial com Memória) e ATSC (Comitê de Sistemas Avançados de Televisão) (ATSC) são assumidos. Mais informação sobre sinais de difusão de ATSC pode ser encontrada nos padrões de ATSC a seguir: Padrão de Televisão Digital (A/53), Revisão C, incluindo Emenda No. 1 e Errata No. 1, Doc. A/53C; e *Recommended Practice: Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard* (A/54). Igualmente, diferente do conceito inventivo, os conceitos de transmissão tais como banda lateral vestigial de oito níveis (8-VSB), Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM), multiplexação de divisão de frequência ortogonal (OFDM) ou OFDM codificada (COFDM), e componentes de receptor tais como uma terminação frontal de radiofrequênci-

(RF), ou seção de receptor, tal como um bloco de baixo ruído, sintonizadores, e demoduladores, correlatores, integradores de perda e geradores de onda quadrada são assumidos. Similarmente, diferente do conceito inventivo, métodos de formatação e de codificação (tais como Padrão dos Sistemas do Grupo de Especialistas de Imagem em Movimento (MPEG)-2 (ISO/IEC 13818-1)) para gerar fluxos de bits de transporte são bem conhecidos e não descritos aqui. Deve também ser observado que o conceito inventivo pode ser implementado usando técnicas de programação convencionais que, como tais, não serão descritas aqui. Por fim, números semelhantes nas figuras representam elementos similares.

Um espectro de TV para os Estados Unidos é mostrado na Tabela Um da FIG. 1 que fornece uma lista de canais de TV nas bandas de frequência muito alta (VHF) e frequência ultra alta (UHF). Para cada canal de TV, a borda baixa correspondente da banda de frequência atribuída é mostrada. Por exemplo, canal de TV 2 começa em 54 MHz (milhões de hertz), canal de TV 37 começa em 608 MHz e canal de TV 68 começa em 794 MHz, etc. Como conhecido na técnica, cada canal de TV, ou banda, ocupa 6 MHz de largura de banda. Como tal, o canal de TV 2 abrange o espectro de frequência (ou faixa) de 54 MHz a 60 MHz, canal de TV 37 abrange a banda de 608 MHz a 614 MHz e o canal de TV 68 abrange a banda de 794 MHz a 800 MHz, etc. No contexto desta descrição, um sinal difundido de TV é um sinal de "banda larga". Como observado mais cedo, um sistema de WRAN faz uso de canais de difusão de televisão (TV) não usados no espectro de TV. Nesta consideração, o sistema de WRAN executa "sensoriamento de canal" para determinar quais destes canais de TV estão realmente ativos (ou "incumbidos") na área de WRAN para determinar que porção do espectro de TV que está realmente disponível para uso pelo sistema de WRAN.

Neste exemplo, é assumido que cada canal de TV é associado a um sinal difundido de ATSC correspondente. O sinal difundido de ATSC é também referido aqui como um sinal de TV digital (DTV). O formato de um sinal de ATSC é mostrado nas Figs. 2 e 3. Os dados de DTV são modulados usando 8-VSB (banda lateral vestigial) e transmitidos em segmentos de dados. Um segmento de dados de ATSC é mostrado na FIG. 2. O segmento de dados de ATSC consiste em 832 símbolos: quatro símbolos para sincronização de segmento de dados, e 828 símbolos de dados. Como pode ser observado da FIG. 2, a sincronização do segmento de dados é inserida no começo de cada segmento de dados e é uma sequência de quatro símbolos de dois níveis (binária) que representa o padrão binário 1001, que corresponde a [5 -5 -5 5] em termos de símbolo de 8-VSB. Segmentos de dados múltiplos (313 segmentos) compreendem um campo de dados de ATSC, que compreende um total de 260.416 símbolos (832 x 313). O primeiro segmento de dados em um campo de dados é chamado o segmento de sincronização de campo. A estrutura do segmento de sincronização de campo é mostrada na FIG. 3, onde cada símbolo representa um bit de dados (dois níveis). No segmento de sincronização de campo, uma sequência pseudoaleatória de 511

bits (PN511) imediatamente segue a sincronização de segmento de dados. Após a sequência de PN511, há três sequências pseudoaleatórias idênticas de 63 bits (PN63) concatenadas juntas, com a segunda sequência de PN63 sendo invertida a cada outro campo de dados.

5 A sincronização de segmento de dados e sincronização de campo são representativas de sinais de assinatura para um sinal difundido de ATSC. Por exemplo, detecção do padrão de sincronização de segmento de dados em um sinal recebido pode ser usada para identificar o sinal recebido como um sinal difundido de ATSC. Como tal para melhorar a precisão de detectar sinais difundidos de ATSC em ambientes de razão de sinal-para-ruído 10 muito baixa (SNR), símbolos de sincronização de segmento de dados e símbolos de sincronização de campo embutidos dentro de um sinal de ATSC DTV podem ser utilizados para melhorar a probabilidade de detecção, reduzindo a falsa probabilidade de alarme. FIG. 4 mostra um detector de sincronização de campo da técnica anterior. O detector de sincronização de campo da FIG. 4 compreende um conversor 55, um filtro emparelhado 60, elemento 15 65 e detector de pico 70. Conversor 55 converte um sinal recebido 54 para banda de base no domínio analógico ou digital (o sinal existe como amostras digitais, por exemplo, na taxa de símbolo nominal de 10.762 MHz ou a duas vezes a taxa de símbolo). O sinal de banda de base resultante, 56, é aplicado a filtro emparelhado 60. O posterior é emparelhado a uma sequência binária, isto é, as PN511 ou PN511 supracitadas mais PN63 para identificar se o 20 sinal recebido é um sinal difundido de ATSC. Por exemplo, denote Y0 como a sequência de sincronização de segmento de quatro símbolos, Y1 como a sequência de PN511, Y2 como a sequência de PN63, e Y3 como uma sequência com 63 símbolos de valor zero. Depois, denote a sequência $Z = [Y0, Y1, Y2, Y3, Y2]$ como representando a concatenação destas sequências. A razão que Y3 (toda a sequência Zero) é usado é porque a sequência de PN63 25 mediana é invertida a cada outro campo. Obviamente, outras formas de sequência Z podem ser também usadas para detectar um sinal de ATSC DTV, tal como $Z = [Y0, Y1]$, $Z = [Y0, Y1, Y2]$ ou $Z = [Y0, Y1, Y3, Y3, Y2]$, etc. Desse modo, o filtro emparelhado 60 é um filtro emparelhado com a sequência binária Z, isto é, a resposta de pulso do filtro é $[z(n), z(n-1), \dots, Z(1)]$ se Z for denotado como $[z(1), z(2), z(n)]$. Deveria ser observado que se a taxa de 30 amostragem for duas vezes a taxa de símbolo, a sequência Z será modificada como $[z(1), 0, z(2), 0, z(3), 0, z(n)]$ onde símbolos com valores zero são inseridos entre os símbolos na sequência Z. Seguindo o filtro emparelhado 60, a magnitude (65) do sinal é tirada (ou mais facilmente, a magnitude ao quadrado é tirada como $I^2 + Q^2$ onde I e Q são componentes dentro da fase e da quadratura, respectivamente, do sinal fora do filtro emparelhado 60). 35 Este valor de magnitude (66) é aplicado ao detector de pico 70, que determina se um pico excelente existe. Se um pico excelente existe, então é assumido que um sinal difundido de ATSC está presente e o detector de pico 70 indica a presença de um sinal difundido de

ATSC por meio do sinal 71.

Em contraste com a abordagem de detector acima descrita, outros métodos podem ser usados para executar sensoriamento do espectro para sinais incumbidos. Como descrito abaixo, e de acordo com os princípios da invenção, a densidade espectral da potência (PSD) de um sinal recebido ou o espectro cíclico do sinal recebido podem ser usados para executar sensoriamento de espectro para sinais incumbidos.

As funções da densidade espectral da potência (PSD) das ondas senoidais consistem em funções delta de Dirac, por exemplo,

$$\begin{aligned} e^{j2\pi f_0 t} &\leftrightarrow \delta(f - f_0) \\ \cos(2\pi f_0 t) &\leftrightarrow \frac{1}{4} [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)] \end{aligned} \quad (1)$$

A função delta de Dirac tem uma propriedade que a energia desta função concentra em um certo ponto de forma que quando um sinal incluir funções senoidais, a PSD do sinal contém picos de amplitude alta. Além disso, para sinais que têm a mesma energia de sinal, ondas senoidais são mais cognoscíveis porque há picos significativos em sua PSD. Desse modo, para um sinal que contém sinusóides, sensoriamento de espectro pode ser executado detectando picos na PSD do sinal.

Deixe $x(t)$ ser a soma de um componente de onda seno de resistência finita, com frequência α , e um ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN) $w(t)$

$$x(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \theta) + w(t). \quad (2)$$

É também assumido que $w(t)$ é meio-zero e que a função de autocorrelação de $w(t)$

é

$$R_w(\tau) = E[w(t)w^*(t - \tau)] = \sigma^2 \delta(\tau). \quad (3)$$

Portanto, a PSD de $x(t)$ é

$$S_x(f) = \frac{A^2}{4} [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)] + \sigma^2. \quad (4)$$

Além disso, o espectro cíclico (por exemplo, vide, W. A. Gardner, "Exploitation of Spectral Redundancy in Cyclostationary Signals", *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 8, No. 2, págs. 14-36, abril de 1991, para informação de antecedentes sobre espectro cíclico) de $x(t)$ é

$$S_x^\alpha(f) = \begin{cases} \frac{A^2}{4} [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)] + \sigma^2 & \text{for } \alpha = 0 \\ \frac{A^2}{4} e^{\pm j\theta} \delta(f) & \text{for } \alpha = \pm 2f_0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

Da equação (5), o ruído não contribui para o espectro cíclico de $x(t)$ quando fre-

quências cíclicas $\alpha = \pm 2f_0$ idealmente. Desse modo, e de acordo com os princípios da invenção, sensoriamento de espectro podem ser executados detectando os picos no espectro cíclico de um sinal melhor que usar PSD para sensoriamento de espectro.

Porém, empregar a PSD e o espectro cíclico de um sinal precisa de uma medição 5 precisa dos componentes espectrais. Como mencionado antes, a função delta de Dirac tem uma propriedade boa que a energia desta função concentra em um ponto. Porém, a resolução de frequência (para PSD) ou resolução de frequência cíclica (para espectro cíclico) do método de medição necessita ser alto o bastante para solucionar os picos em frequências específicas ou frequências cíclicas. Deveria ser observado que a necessidade por resolução 10 alta vem principalmente do problema de descompensação da frequência devido à disparidade entre o oscilador de um transmissor e um oscilador no receptor correspondente. Se não houver nenhuma frequência compensada, então as posições das funções delta são precisamente conhecidas e são fácil de medir o espectro naquelas frequências. Informação sobre métodos de medição para PSD é descrita no Capítulo 2 de P. Stoica e R. Moss, "Spectral Analysis of Signals", Pearson Prentice Hall, Nova Jersey, 2005; e informação sobre métodos de medição para espectro cíclico é encontrada em W. A. Gardner, "Measurement of Spectral Correlation", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. ASSP-34, No. 5, outubro de 1986. Estes métodos podem ser divididos em duas categorias, 15 uma é reduzir os efeitos aleatórios de suavização temporal e o outro é suavização espectral. 20 Para todos estes métodos, o único modo para aumentar a resolução da frequência é aumentar o tamanho da Transformada de Fourier Discreta (DFT). Porém, até mesmo com uma DFT de tamanho muito grande, pode-se não ser capaz de solucionar as funções delta porque elas são muito sensíveis a qualquer disparidade de frequência.

Para superar este problema de resolução de frequência, e de acordo com os princípios da invenção, um método de suavização de frequência quase contínuo para a medição 25 de PSD como também para o espectro cíclico é fornecido. Deixe $r(t)$ ser o sinal de passagem de banda recebido. Uma vez que a frequência de veículo é muito maior que a largura de banda de sinal, o sinal de passagem de banda recebido, $r(t)$, pode ser facilmente convertido para uma frequência central inferior f_{IF} sem pseudônimo. Agora, deixe $r_k(t)$ ser o sinal 30 convertido com frequência central $f_{IF} + kf_\Delta$ onde f_Δ é ajustado para ser vários hertz. Depois, a PSD do sinal $r(t)$ é dada por:

$$S_r(t, f) = \frac{1}{2K+1} \frac{1}{\Delta t} \sum_{k=-K}^K |X_k(t, f)|^2; \quad (6)$$

e o espectro cíclico do sinal $r(t)$ é dado por:

$$S_r^\alpha(t, f) = \frac{1}{2K+1} \frac{1}{\Delta t} \sum_{k=-K}^K X_k(t, f + \alpha/2) \cdot X_k^*(t, f - \alpha/2); \quad (7)$$

35 onde

$$X_k(t, f) = \sum_{n=0}^{N-1} r_k(t - nT_s) e^{-j2\pi f(t - nT_s)}; \quad (8)$$

que é o resultado convertido de uma DFT deslizante, e T_s é o incremento de amostragem de tempo, e N é o número de amostras de tempo no segmento de dados Δt , que é transformado por Fourier pela DFT. Desse modo, $\Delta t = (N-1)T_s$. Deveria ser observado que o incremento de amostragem de tempo, T_s , pode não ser o incremento de amostragem usado pelo conversor analógico-para-digital na terminação frontal de RF e pode ser alterado por problemas de complexidade ou outras preocupações. Aqui, o parâmetro T_s representa o incremento de amostragem de tempo do sinal $r_k(t)$ que é usado para executar as equações (6), (7), e (8). Este método é similar ao método de suavização espectral. Porém, há mais liberdade nas bandas de frequência usadas para executar a suavização e — controlando f_Δ — uma tem uma resolução de frequência muito alta ou resolução de frequência cílica. Deveria ser observado que implementações atuais podem ser limitadas por restrições de hardware com respeito à precisão do oscilador e complexidade de hardware.

Porém, assume-se que o sensoriamento de espectro apenas necessita ser preocupado se o sinal recebido contiver uma função delta ao redor de um período de bandas de frequência, a complexidade de detecção pode ser também reduzida por dizimação do sinal. Portanto, e de acordo com os princípios da invenção, um aparelho executa sensoriamento do espectro convertendo um sinal recebido; dizimando o sinal recebido convertido; e detectando os picos de energia no sinal dizimado.

Referindo agora à FIG. 5, um sistema de Rede de Área Regional Sem fios (WRAN) ilustrativo 200 incorporando os princípios da invenção é mostrado. Sistema de WRAN 200 serve uma área geográfica (a área de WRAN) (não mostrada na FIG. 5). Em termos gerais, um sistema de WRAN compreende pelo menos uma estação de base (BS) 205 que se comunica com um, ou mais, equipamento de premissa cliente (CPE) 250. O posterior pode ser estacionário. CPE 250 e BS 205 são representativos de pontos terminais sem fios. CPE 250 é um sistema baseado em processador e inclui um ou mais processadores e memória associada como representado pelo processador 290 e memória 295 mostrados na forma de caixas pontilhadas na FIG. 5. Neste contexto, programas de computação, ou software, são armazenados na memória 295 para execução através dos processador 290. O posterior é representativo de um ou mais processadores de controle de programa armazenado e estes não têm que ser dedicados à função de transceptor, por exemplo, o processador 290 pode também controlar outras funções de CPE 250. Memória 295 é representativa de qualquer dispositivo de armazenamento, por exemplo, memória de acesso aleatório (RAM), memória exclusiva de leitura (ROM), etc.; pode ser interna e/ou externa ao CPE 250; e é volátil e/ou não-volátil conforme necessário. A camada física de comunicação entre BS 205 e CPE 250, por meio de antenas 210 e 255, é ilustrativamente com base em OFDM por meio do trans-

ceptor 285 e é representada através de setas 211. Para entrar em uma rede de WRAN, CPE 250 tenta primeiro “associar-se” com BS 205. Durante esta tentativa, CPE 250 transmite informação, por meio do transceptor 285, na capacidade do CPE 250 para a BS 205 por meio de um canal de controle (não mostrado). A capacidade relatada inclui, por exemplo, 5 potência de transmissão mínima e máxima, e uma lista de canais suportados, ou disponíveis, para transmissão e recepção. Nesta consideração, CPE 250 executa “sensoriamento de canal” de acordo com os princípios da invenção para determinar que canais de TV não são ativos na área de WRAN. A lista de canal disponível resultante para o uso em comunicações de WRAN é depois fornecida à BS 205. O posterior usa a informação relatada acima 10 descrita para decidir se permiti o CPE 250 associar-se à BS 205.

Voltando agora para a FIG. 6, um fluxograma ilustrativo para uso em executar sensoriamento de canal de acordo com os princípios da invenção é mostrado. O fluxograma da FIG. 6 pode ser executado por CPE 250 em todos os canais, ou apenas naqueles canais que CPE 250 selecionou para uso possível. Preferivelmente para detectar sinais incumbidos 15 em um canal, CPE 250 deveria cessar a transmissão naquele canal durante o período de detecção. Nesta consideração, BS 205 pode programar um intervalo quieto enviando uma mensagem de controle (não mostrada) para CPE 250. Na etapa 305, CPE 250 seleciona um canal. Neste exemplo, é assumido que o canal é um dos canais de TV mostrados na Tabela A da FIG. 1 mas o conceito inventivo não é desse modo limitado e aplica-se a outros canais 20 tendo outras larguras de banda. Na etapa 310, CPE 250 varre o canal selecionado para verificar a existência de um sinal incumbido. Em particular, CPE 250 executa “sensoriamento de espectro” como uma função de densidade espectral da potência (PSD) e espectro cíclico de acordo com os princípios da invenção para determinar que canais autorizados não estão 25 ativos na área de WRAN. Alguns exemplos de sinais licenciados, ou incumbidos, são sinais de DVB-T, sinais de DVB-H e sinais de ATSC-DTV. Se nenhum sinal incumbido foi detectado, então, CPE 250 indica o canal selecionado como disponível para uso na etapa 315, pelo sistema de WRAN em uma lista de canal disponível (também referido como um mapa de uso de frequência). Porém, se um sinal incumbido é detectado, então, na etapa 320, CPE 250 marca o canal selecionado como não disponível para uso pelo sistema de WRAN. Como 30 aqui usado, um mapa de uso de frequência é simplesmente uma estrutura de dados armazenados, por exemplo, na memória 295 da FIG. 1, que identifica um ou mais canais, e partes dos mesmos, como disponíveis ou não para uso no sistema de WRAN da FIG. 1. Deveria ser observado que marcar um canal como disponível ou não pode ser feito em 35 qualquer número de modos. Por exemplo, a lista de canais disponíveis pode apenas listar aqueles canais que estão disponíveis, desse modo não indicando efetivamente outros canais como disponíveis. Similarmente, a lista de canais disponíveis pode apenas indicar aqueles canais que não estão disponíveis, desse modo indicando outros canais efetivamente

como disponíveis.

Um fluxograma ilustrativo para executar a etapa 310 da FIG. 6 é mostrado na FIG. 7. Na etapa 355, CPE 250 converte o sinal recebido, $r(t)$, no canal selecionado para fornecer um sinal convertido. Deveria ser observado que CPE 250 pode também executar filtração de passagem baixa do sinal convertido. Na etapa 360, CPE 250 dizima o sinal convertido para fornecer um sinal dizimado. Na etapa 365, CPE 250 executa cálculos de espectro (descritos também abaixo) no sinal dizimado para formar uma estatística de decisão, ou decisão métrica, T . Na etapa 370, CPE 250 compara a decisão computada métrica, T , a um valor de limiar que pode ser determinado experimentalmente. Se o valor de limiar for excedido, então é assumido que um sinal difundido de ATSC está presente. Do contrário, é assumido que um sinal difundido de ATSC não está presente.

No contexto do fluxograma da FIG. 7, dois exemplos são providos para executar sensoriamento do espectro: o uso de PSD e o uso de espectro cíclico.

Com respeito a uma abordagem de PSD, supõe-se que o PSD do sinal transmitido contenha uma função delta na frequência f_0 . Neste contexto, CPE 250, na etapa 355, converte, ou desloca a frequência do sinal recebido, $r(t)$, para fornecer um sinal convertido tendo uma frequência central $f_{IF} + kf_{\Delta}$, que podem ser adicionalmente filtrada em passagem baixa. Na etapa 360, CPE 250 dizima ou amostra, o sinal convertido para obter $r_k(t-nT_s)$. Na etapa 365, CPE 250 usa as equações (6) e (8) para computar a PSD associada ao sinal recebido para uso em determinar a decisão métrica, T . Um exemplo de uma decisão métrica que pode ser usado na etapa 365 é:

$$T = \max_f S_r(t, f), \quad (9)$$

onde a decisão métrica, T , é a amplitude máxima em todos os veículos da PSD estimada. Outro exemplo de uma estatística de decisão, T , para uso na etapa 365 é:

$$T = \max_k \max_f |X_k(t, f)|. \quad (10)$$

Por fim, na etapa 370, CPE 250 compara a decisão métrica, T , a um limiar para determinar se ou não um sinal incumbido está presente.

Com respeito a uma abordagem de espectro cíclico, um sinal transmitido contendo uma função delta na frequência f_0 de sua PSD terá uma função delta na frequência 0 da frequência cíclica $\pm 2f_0$. Neste contexto, CPE 250, na etapa 355, primeiro filtra o sinal recebido, $r(t)$ com um filtro de passagem de banda estreita para filtrar as bandas de frequência pequenas contendo os picos; e depois converte, ou desloca a frequência do sinal recebido, $r(t)$, para fornecer um sinal convertido tendo uma frequência central $f_{IF} - kf_{\Delta}$. Este sinal convertido pode ser adicionalmente filtrado em passagem baixa. Na etapa 360, CPE 250 dizima ou amostra, o sinal convertido para obter $r_k(t-nT_s)$. Na etapa 365, CPE 250 usa as equações (7) e (8) para computar o espectro cíclico nas frequências cíclicas diferentes α associadas ao sinal recebido para uso em determinar a decisão métrica, T . Um exemplo de uma decisão

métrica que pode ser usada na etapa 365 é usar a amplitude máxima na frequência 0 em todos os espectros cíclicos como uma estatística de decisão. Por fim, na etapa 370, CPE 250 compara a decisão métrica, T , a um limiar para determinar se ou não um sinal incumbido está presente.

5 Voltando brevemente para a FIG. 8, uma porção ilustrativa de um receptor 405 para o uso em CPE 250 é mostrada (por exemplo, como uma parte do transceptor 285). Apenas aquela porção do receptor 405 relevante ao conceito inventivo é mostrada. Os elementos mostrados na FIG. 8 em geral correspondem à descrição das etapas para o fluxograma da FIG. 7 ilustrado no contexto de usar uma abordagem de PSD. Como tal, os elementos mostrados na FIG. 8 podem ser implementados em hardware, software, ou como uma combinação de hardware e software. Nesta consideração, o receptor 405 é um sistema baseado em processador e inclui um ou mais processadores e memória associada como representados pelo processador 590 e memória 595 mostrados na forma de caixas pontilhadas na FIG. 8. Deveria ser observado que o processador 590 e a memória 595 podem ser além ou iguais ao processador 290 e à memória 295 da FIG. 5. Receptor 405 compreende conversor 505, filtro de baixa passagem 510, dizimador 515, elemento de PSD 520 para computar a PSD associada ao sinal recebido e comparador de limiar 525. Para simplicidade, alguns elementos não são mostrados na FIG. 8, tal como um elemento de controle de ganho automático (AGC), um conversor analógico-para-digital (ADC) se o processamento estiver no domínio digital, e filtração adicional. Diferente do conceito inventivo, estes elementos seriam facilmente evidentes a alguém versado na técnica. Também, aqueles versados na técnica reconheceriam que algum do processamento podem envolver trajetórias de sinal complexas quando necessário.

25 No contexto dos fluxogramas acima descritos, para cada canal selecionado um sinal recebido 504 pode estar presente, onde a frequência de veículo, f_c , é selecionada como uma função do canal correntemente selecionado (por exemplo, vide FIG. 1). Conversor 505 converte o sinal recebido, $r(t)$, e fornece um sinal convertido, por meio de filtro de baixa passagem 510, ao dizimador 515. Dizimador 515 dizima o sinal convertido e fornece um sinal dizimado ao elemento de PSD 520. Elemento de PSD 520 computa a decisão métrica, T , de acordo com as equações (6) e (8) usando ou a equação (9) ou a equação (10). Comparador de limiar 525 compara a decisão métrica, T , contra um valor de limiar para determinar se um sinal incumbido está presente e provê os resultados por meio do sinal 526 para uso pelo receptor.

35 Outra variação de um receptor 405 de acordo com os princípios da invenção é mostrada na FIG. 9. Este é similar ao receptor 405 da FIG. 8 com exceção do uso do elemento de espectro cíclico 545 que computa a decisão métrica, T , de acordo com as equações (7) e (8) como descritas acima. Neste exemplo, comparador de limiar 525 compara a decisão mé-

trica, T , contra um valor de limiar para determinar se um sinal incumbido está presente e provê os resultados por meio de sinal 526 para uso pelo receptor.

Como descrito acima, é possível detectar a presença de sinais de ATSC DTV em ambientes de sinal-para-ruído baixo com confiança alta usando uma PSD ou uma abordagem de espectro cíclico. Porém, o conceito inventivo não é desse modo limitado e pode ser 5 também aplicado para detectar a presença de qualquer sinal. Por exemplo, o conceito inventivo é aplicável à detecção de sinais do tipo OFDM, por exemplo, tal como usado em DVB-T (Radiodifusão-terrestre de Vídeo Digital). Deve ser também observado que embora o conceito inventivo tenha sido descrito no contexto de CPE 250 da FIG. 5, a invenção não é desse modo limitada e também se aplica, por exemplo, a um receptor de BS 205 que pode executar sensoriamento de canal. Também, o conceito inventivo não é restrinido a um sistema 10 de WRAN e pode ser aplicado a qualquer receptor que execute sensoriamento de canal, ou de espectro.

Em vista do acima, o antecedente meramente ilustra os princípios da invenção e 15 desse modo será apreciado que aqueles versados na técnica serão capazes de inventar numerosos arranjos alternativos que, embora não explicitamente descritos aqui, incorporam os princípios da invenção e estão dentro de seu espírito e escopo. Por exemplo, embora ilustrado no contexto de elementos funcionais separados, estes elementos funcionais podem ser incorporados em um, ou mais, circuitos integrados (ICs). Similarmente, embora mostrado 20 como elementos separados, quaisquer ou todos os elementos (por exemplo, das Figs. 5, 8 e 9) podem ser implementados em um processador controlado por programa armazenado, por exemplo, um processador de sinal digital que executa software associado por exemplo, correspondendo a uma ou mais das etapas mostradas, por exemplo, nas Figs. 6 e 7. Também, os princípios da invenção são aplicáveis a outros tipos de sistemas de comunicação, 25 por exemplo, satélite, Fidelidade Sem Fios (Wi-Fi), celular, etc. De fato, o conceito inventivo é também aplicável a receptores estacionários ou móveis. Será entendido portanto que numerosas modificações podem ser feitas às modalidades ilustrativas e que outros arranjos podem ser inventados sem abandonar o espírito e escopo da presente invenção como definido pelas reivindicações em anexo.

REIVINDICAÇÕES

1. Método para uso em um ponto terminal sem fios, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o método compreende:

- selecionar um de vários canais;
- 5 converter um sinal recebido no canal selecionado para fornecer um sinal convertido; dizimar o sinal convertido para fornecer um sinal dizimado; e
- detectar picos de energia no sinal dizimado para detectar a presença de um sinal incumbido no canal selecionado.

2. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a 10 etapa de detecção compreende:

- determinar uma decisão métrica como uma função de uma densidade de espectro da potência do sinal dizimado; e
- comparar a decisão métrica determinada a um valor de limiar para detectar a presença do sinal incumbido no canal selecionado.

15 3. Método, de acordo com a reivindicação 2, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a decisão métrica é representada por um parâmetro T , onde

$$T = \max_f S_r(t, f).$$

4. Método, de acordo com a reivindicação 2, **CARACTERIZADO** pelo fato de que 20 decisão métrica é representada por um parâmetro T , onde

$$T = \max_k \max_f |X_k(t, f)|.$$

5. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a etapa de detecção compreende:

determinar uma decisão métrica como uma função de um espectro cíclico do sinal dizimado; e

25 comparar a decisão métrica determinada a um valor de limiar para detectar a presença do sinal incumbido no canal selecionado.

6. Método, de acordo com a reivindicação 5, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a decisão métrica é a amplitude máxima na frequência 0 em todos os espectros cíclicos.

7. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o 30 sinal incumbido é um sinal do Comitê de Sistemas Avançados de Televisão (ATSC).

8. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a etapa de converter adicionalmente inclui filtração de passagem baixa para fornecer o sinal convertido.

9. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que 35 adicionalmente compreende a etapa de:

marcar uma lista de canais disponíveis para indicar que o canal selecionado está

disponível para uso se nenhum sinal incumbido estiver presente.

10. Aparelho, **CARACTERIZADO** pelo fato de que compreende:

um conversor para fornecer um sinal convertido de um canal selecionado;

um dizimador para dizimar o sinal convertido para fornecer um sinal dizimado; e

5 um processador para detectar picos de energia no sinal dizimado para detectar a presença de um sinal incumbido no canal selecionado.

11. Aparelho, de acordo com a reivindicação 10, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o processador

(a) determina uma decisão métrica como uma função de uma densidade de espec-

10 tro da potência do sinal dizimado; e

(b) compara a decisão métrica determinada a um valor de limiar para detectar a presença do sinal incumbido no canal selecionado.

12. Aparelho, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a decisão métrica é representada por um parâmetro T , onde

$$15 \quad T = \max_f S_r(t, f).$$

13. Aparelho, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a decisão métrica é representada por um parâmetro T , onde

$$T = \max_k \max_f |X_k(t, f)|.$$

14. Aparelho, de acordo com a reivindicação 10, **CARACTERIZADO** pelo fato de

20 que o processador

(a) determina uma decisão métrica como uma função de um espectro cíclico do si-
nal dizimado; e

(b) compara a decisão métrica determinada a um valor de limiar para detectar a
presença do sinal incumbido no canal selecionado.

25 15. Aparelho, de acordo com a reivindicação 14, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a decisão métrica é a amplitude máxima na frequência 0 em todos os espectros cílicos.

16. Aparelho, de acordo com a reivindicação 10, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o sinal incumbido é um sinal do Comitê de Sistemas Avançados de Televisão (ATSC).

30 17. Aparelho, de acordo com a reivindicação 10, **CARACTERIZADO** pelo fato de que adicionalmente compreende:

um filtro de passagem baixa para fornecer o sinal convertido.

18. Aparelho, de acordo com a reivindicação 10, **CARACTERIZADO** pelo fato de que adicionalmente compreende:

uma memória para armazenar uma lista de canal disponível para indicar que o ca-
35 nal selecionado está disponível para uso se nenhum sinal incumbido estiver presente.

Técnica Anterior

Tabela Um - Canais de TV

FIG. 1

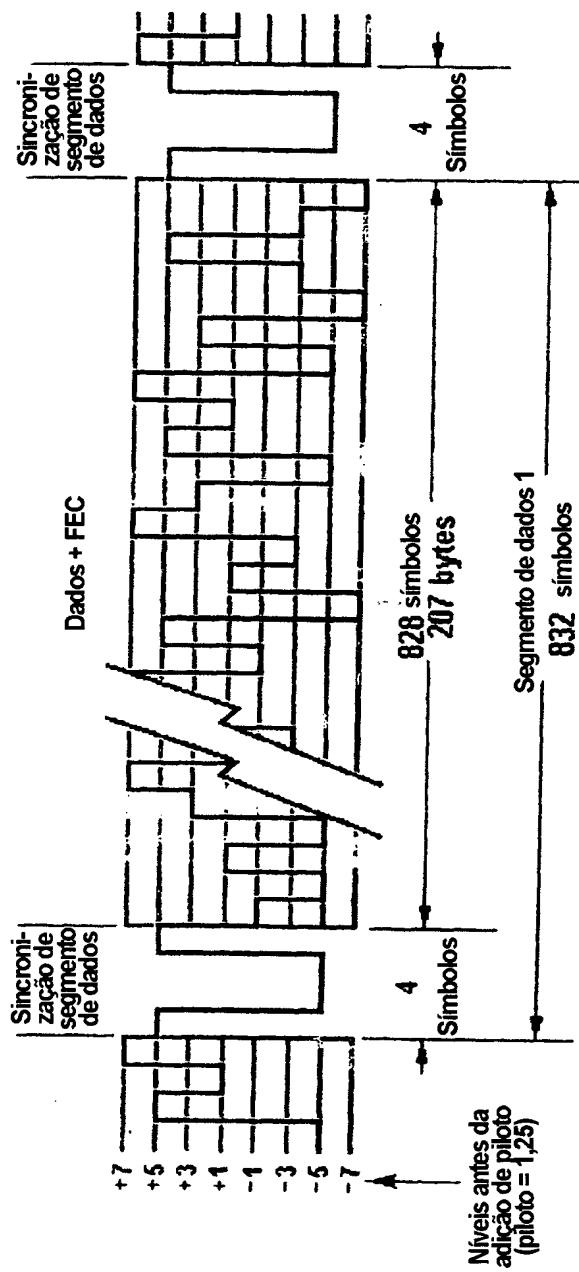
canal	Borda baixa
2	54
3	60
4	66
5	76
6	82
7	174
8	180
9	186
10	192
11	198
12	204
13	210
14	470
15	476
16	482
17	488
18	494
19	500
20	506
21	512
22	518
23	524
24	530
25	536
26	542
27	548
28	554

canal	Borda baixa
29	560
30	566
31	572
32	578
33	584
34	590
35	596
36	602
37	608
38	614
39	620
40	626
41	632
42	638
43	644
44	650
45	656
46	662
47	668
48	674
49	680
50	686
51	692
52	698
53	704
54	710
55	716

canal	Borda baixa
56	772
57	728
58	734
59	740
60	746
61	752
62	758
63	764
64	770
65	776
66	782
67	788
68	794
69	800
70	806
71	812
72	818
73	824
74	830
75	836
76	842
77	848
78	854
79	860
80	866
81	872
82	878
83	884

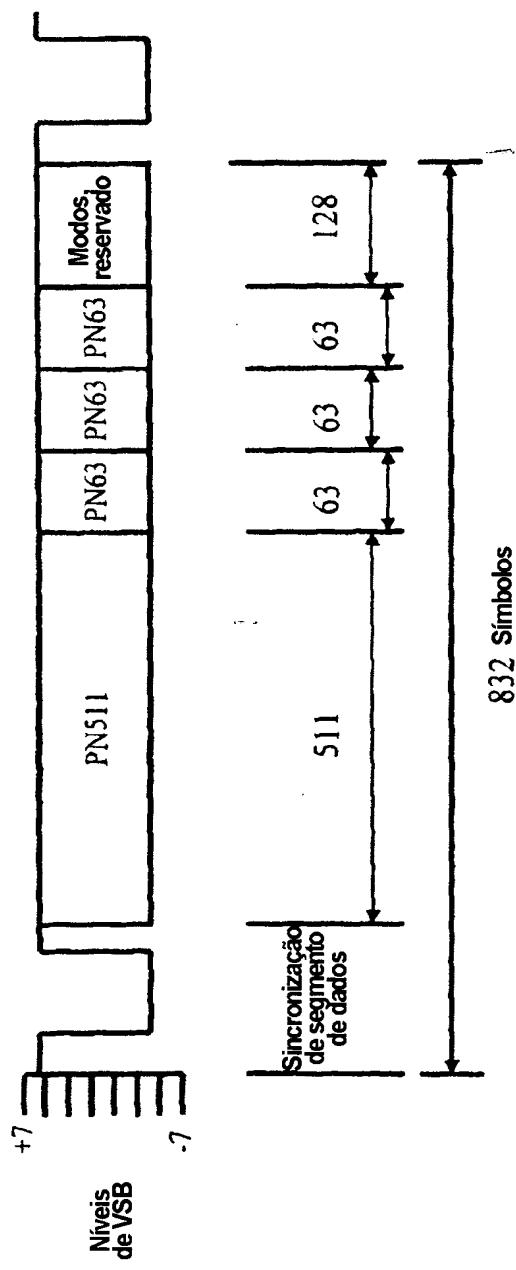
Técnica Anterior

FIG. 2



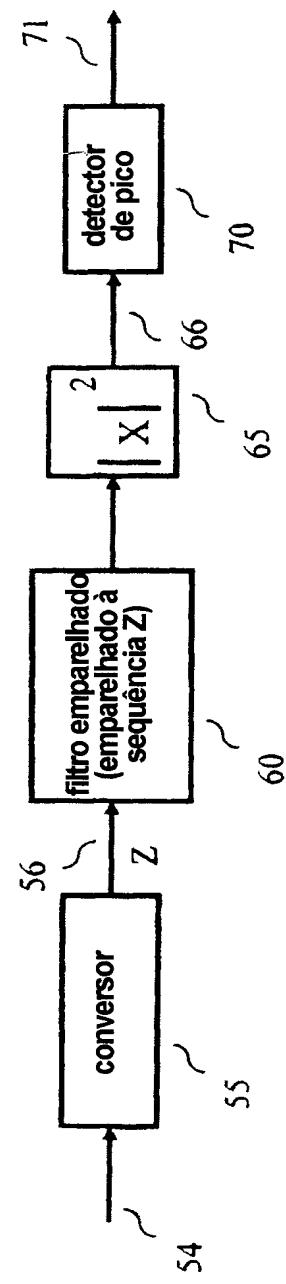
Técnica Anterior

FIG. 3



Sincronização de campo de 8-VSB de ATSC

Técnica Anterior
FIG. 4



200

FIG. 5

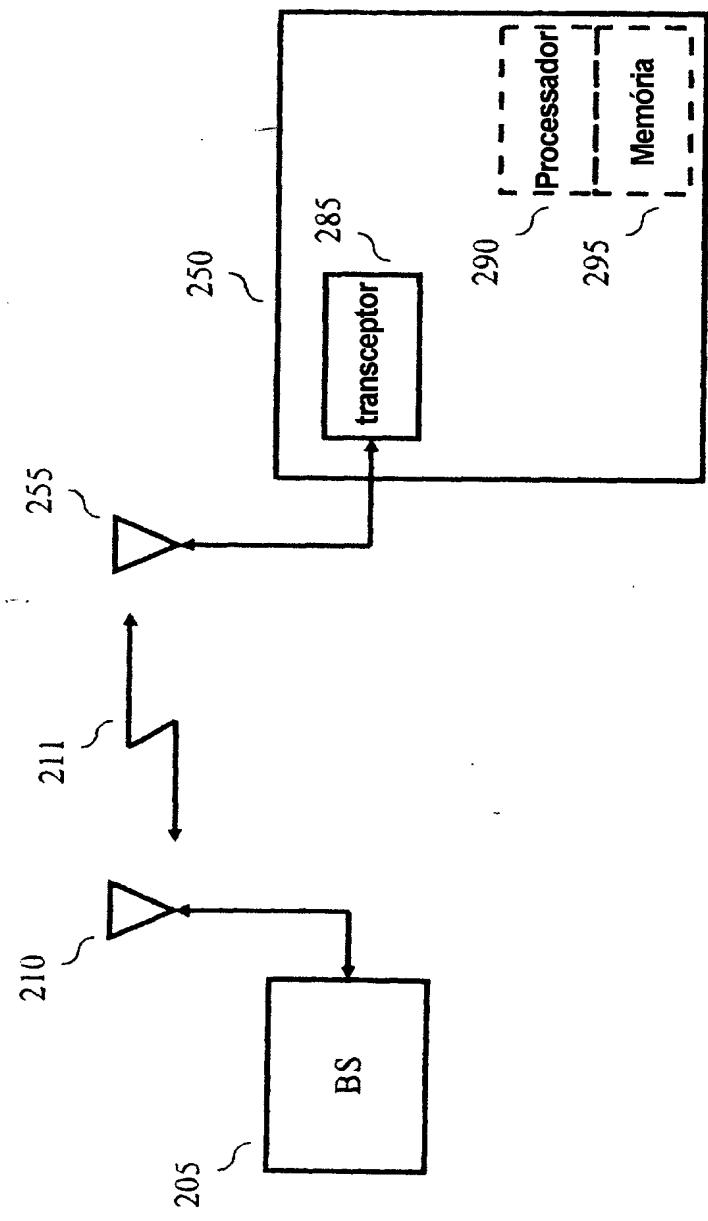
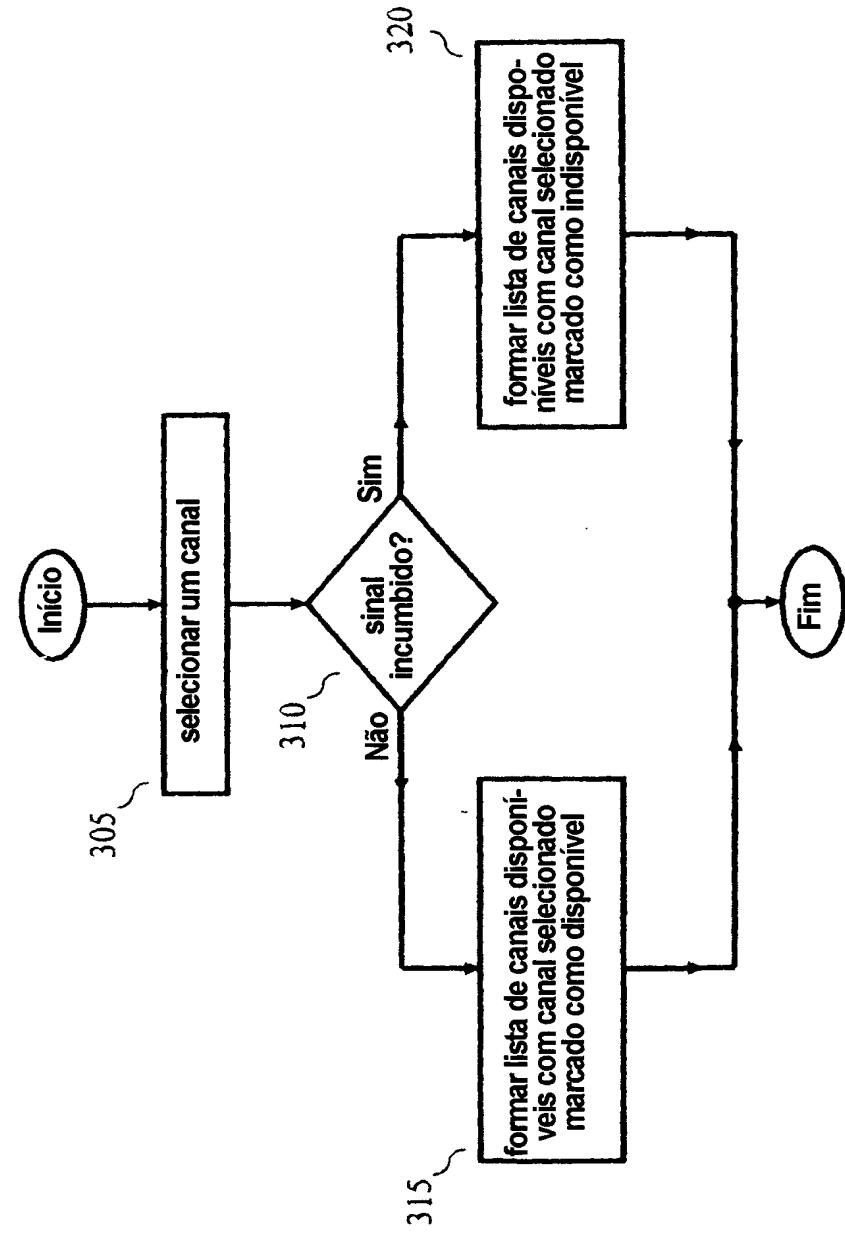


FIG. 6



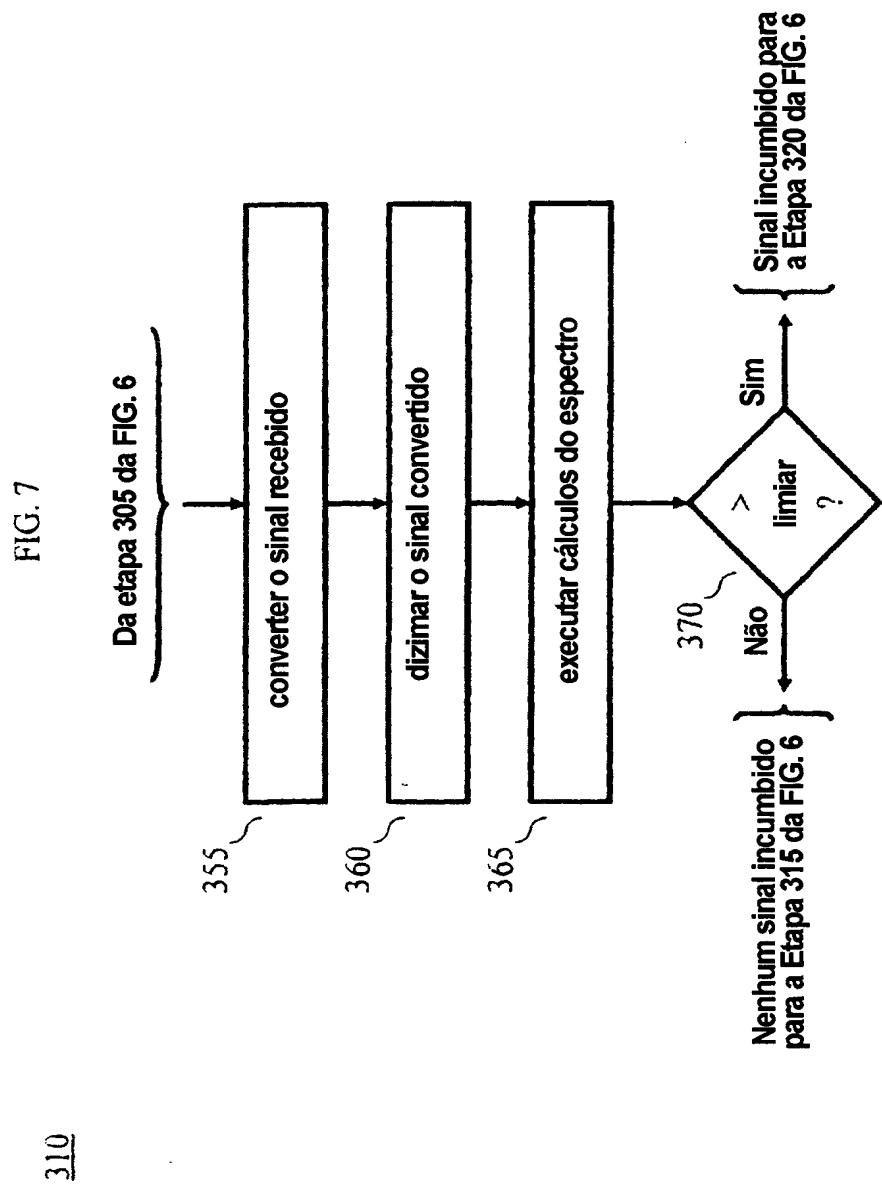


FIG. 8

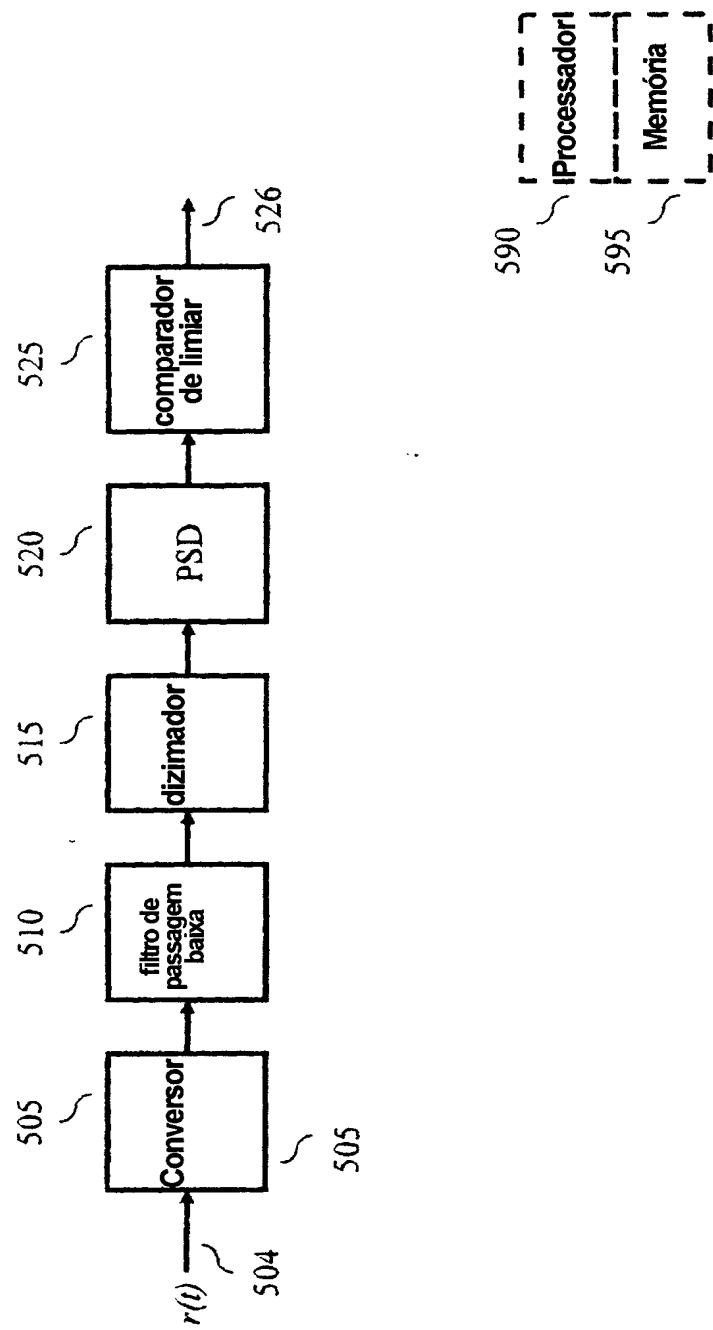
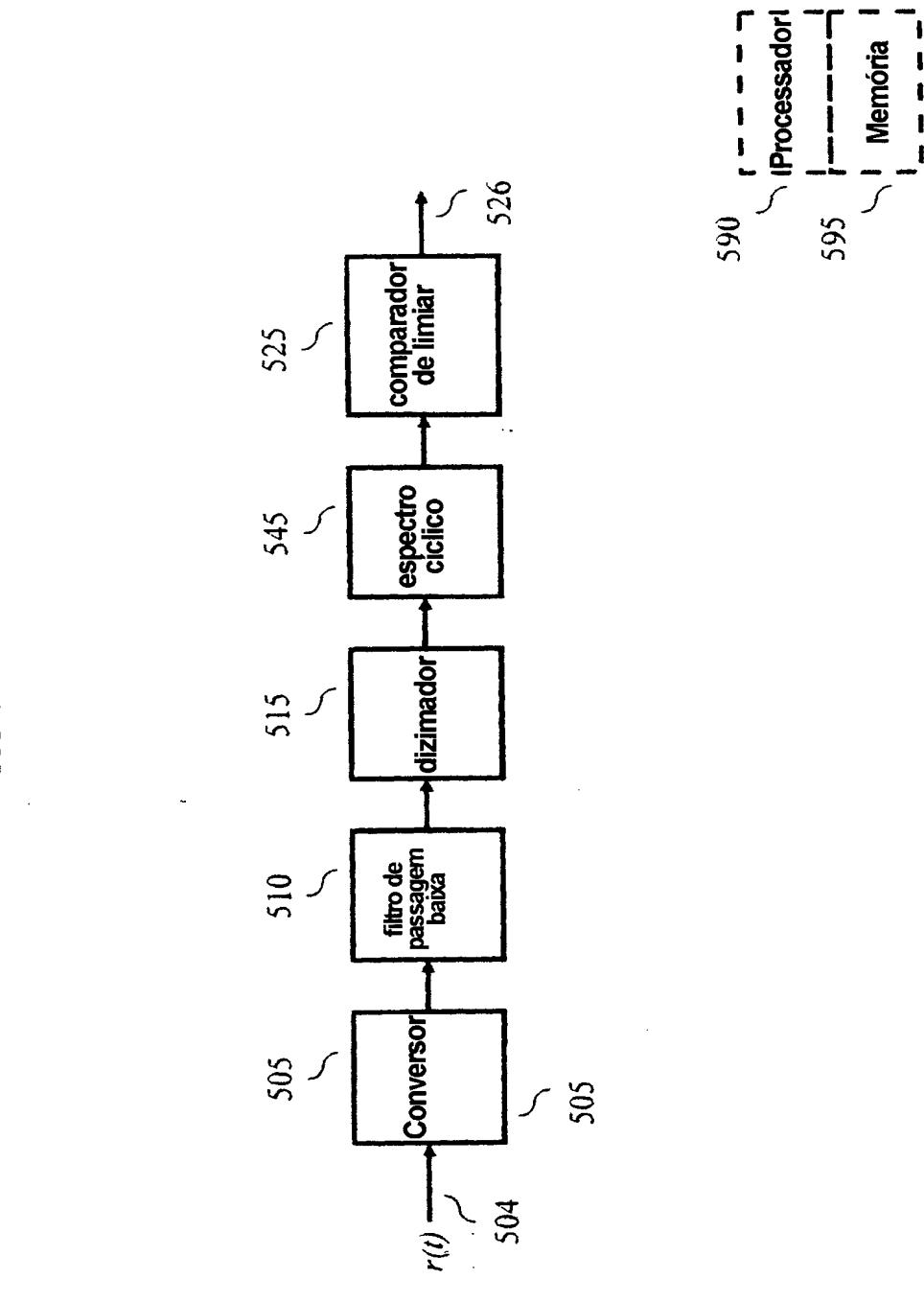


FIG. 9



RESUMO

“DETECÇÃO DE SINAIS CONTENDO COMPONENTES DE ONDA SENO ATRAVÉS DE MEDAÇÃO DA DENSIDADE ESPECTRAL DA POTÊNCIA (PSD) E ESPECTRO CÍCLICO”

5 Um receptor de Rede de Área Regional Sem Fios (WRAN) compreende um transceptor para comunicar com uma rede sem fios em um de vários canais, e um detector de sinal para uso em formar uma lista de canais suportados compreendendo aqueles do número de canais em que um sinal difundido de DTV (televisão digital) do Comitê de Sistemas Avançados de Televisão (ATSC) não foi detectado. O detector de sinal executa sensoramento de espectro como uma função de densidade espectral da potência (PSD) e espectro cíclico.

10