



República Federativa do Brasil
Ministério da Economia
Instituto Nacional da Propriedade Industrial

(11) PI 0813112-0 B1

(22) Data do Depósito: 25/06/2008

(45) Data de Concessão: 18/02/2020



* B R P I 0 8 1 3 1 1 2 B 1 *

(54) Título: MÉTODO PARA DETECTAR A PRESENÇA DE SINAIS ESPECTRAIS DISPERSOS, E, RECEPTOR PARA SINAIS DE RADIOFREQUÊNCIA DISPOSTO PARA DETECTAR A PRESENÇA DOS SINAIS ESPECTRAIS DISPERSOS

(51) Int.Cl.: H04B 1/719; H04B 1/7163; H04B 1/7183.

(52) CPC: H04B 1/719; H04B 1/71637; H04B 1/7183.

(30) Prioridade Unionista: 02/07/2007 US 60/947485; 29/06/2007 EP 07388049.4.

(73) Titular(es): TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL).

(72) Inventor(es): JACOBUS HAARTSEN.

(86) Pedido PCT: PCT EP2008058096 de 25/06/2008

(87) Publicação PCT: WO 2009/003897 de 08/01/2009

(85) Data do Início da Fase Nacional: 29/12/2009

(57) Resumo: MÉTODO PARA DETECTAR A PRESENÇA DE SINAIS ESPECTRAIS DISPERSOS, E, RECEPTOR PARA SINAIS DE RADIOFREQUÊNCIA DISPOSTO PARA DETECTAR A PRESENÇA DOS SINAIS ESPECTRAIS DISPERSOS A presença de sinais espectrais dispersos em uma dada faixa de frequência é detectada em um receptor (10) recebendo-se um sinal; determinando-se para uma frequência de medição (infinito) um sinal de indicação; e utilizando-o como uma indicação da presença de sinais espectrais dispersos, tendo uma frequência portadora (infinito) igual a dita frequência de medição (infinito). Um sinal em fase (B) e um sinal de quadratura (C) são providos misturando-se o sinal recebido com um sinal de oscilador tendo dita frequência de medição (oo); pelo menos um destes sinais é deslocado em fase; um sinal de soma (E) e um sinal de diferença (F) são gerados; e o sinal de soma é multiplicado pelo sinal de diferença e filtrado em baixa passagem. Desta maneira, um método e um circuito de detectar a presença de sinais espectrais dispersos em uma dada faixa de frequência são providos, que são de uso bastante simples e rápido em rádios cognitivos de baixo custo.

MÉTODO PARA DETECTAR A PRESENÇA DE SINAIS ESPECTRAIS DISPERSOS, E, RECEPTOR PARA SINAIS DE RADIOFREQUÊNCIA DISPOSTO PARA DETECTAR A PRESENÇA DOS SINAIS ESPECTRAIS DISPERSOS

CAMPO TÉCNICO DA INVENÇÃO

[0001] A invenção refere-se à detecção, em um receptor de sinais de radiofrequência, a presença de sinais espectrais dispersos em uma dada faixa de frequência.

DESCRIÇÃO DA TÉCNICA RELACIONADA

[0002] O rádio cognitivo é uma nova área que recentemente recebeu muita atenção. É reconhecido que certas partes do espectro de radiofrequência não são utilizadas otimamente. Serviços que costumavam desdobrar as bandas de frequência estão fora de serviço (como frequências de TV nos US) ou os serviços são muito geograficamente concentrados ou somente usados durante certas partes do dia. Os reguladores de espectro estão procurando políticas de alocação mais liberais, para permitir um uso mais eficiente do espectro, isto é, mecanismos que permitam diferentes usuários compartilhar o espectro. Um dos primeiros resultados desta busca tem sido a regulamentação de Banda Ultralarga (UWB) no US pelo FCC em fevereiro de 2002. Dispositivos UWB não licenciados serão permitidos operar na banda de frequência de 3 a 10 GHz, sob rigorosas restrição de potência de transmissão.

[0003] Os dispositivos de rádio que “roubam” espectro não usado têm que ser inteligentes para detectar atividade nas bandas de frequência e reversão se o espectro for usado por usuários primários. O regulamento UWB na Europa requer uma técnica Detect-And-Avoid (Detecta-e-Evita) DAA, isto é, detecta qualquer usuário primário e evita qualquer sobreposição no domínio de frequência com este usuário. AS rádios UWB são, desse modo, os primeiros rádios cognitivos em operação para aplicações comerciais.

[0004] De crucial importância para o rádio cognitivo é sua capacidade

de detectar se uma banda de frequência está em uso ou não.

[0005] A maneira mais direta de verificar a ocupação do espectro é medir o conteúdo de energia de uma banda de frequência. Sem qualquer sinal presente, somente energia de ruído será medida. No caso de um sinal presente, a energia medida é uma superposição da potência do sinal e da potência do ruído.

[0006] Investigações atuais na indústria focalizam-se na detecção de sinais WiMAX. WiMAX opera na banda de 3,5 GHz, que é em parte do espectro alocado a UWB. WiMAX é baseado em um sinal OFDM e necessita uma relação de sinal-para-ruído bem acima de 0dB. Os mecanismos de detecção parecem ser exequíveis para WiMAX.

[0007] Entretanto, sistemas avançados como UMTS/WCDM são baseados em espectro disperso, em que os sinais podem ser enterrados no ruído. O receptor WCDMA sincroniza com o sinal disperso e correlaciona-o com os códigos de dispersão conhecidos. Devido à desdispersão, um ganho de processamento é obtido, que eleva o sinal acima do piso de ruído.

[0008] Entende-se que os sinais enterrados no ruído serão de difícil detecção para um rádio cognitivo. A detecção de potência simples não será suficiente visto que ela somente mostrará a potência do ruído, independentemente da presença do sinal disperso. A fim de detectar o sinal disperso, ele precisa ser des-disperso, o que basicamente requer um receptor de espectro disperso. Será óbvio que aplicações de baixo custo, implementando UWB, não será capaz de suportar os custos de um receptor WCDMA adicional para detecção WCDMA.

[0009] Outra vantagem é o retardo incorrido para detectar sinais de espectro disperso. Quando maior a dispersão, menor será a relação de sinal-para-ruído durante a aquisição e mais tempo leva o processo de aquisição. Para rádios cognitivos que necessitam agilidade para saltar de banda para banda, um método rápido para detecção é necessário.

[00010] Em Hill et al.: “Techniques for detecting & characterizing covert communication signals”, European Conference on Security and Detection, 28 – 30 de abril de 1997, Conference Publication No. 437 pgs. 57 – 60, IEE, é mencionado que em espectro de dispersão de sequência direta o espectro de uma portadora modulada por desvio de fase, binária exibe simetria de fase e magnitude centrada na frequência de portadora, com as bandas laterais inferior e superior sendo o conjugado complexo entre si, e que este fato pode ser utilizado para revelar a presença de um sinal BPSK enterrado em ruído, correlacionando-se os componentes espectrais das bandas laterais superior e inferior de um presente sinal de banda larga. Um valor pico de uma função de correlação, calculado em uma janela centrada em uma frequência central de correlação, ocorre quando a frequência central de correlação é igual à frequência de portadora de um sinal espectral disperso, enquanto para outros valores da frequência central de correlação, a correlação entre amostras de frequência através da janela será mais baixa. Entretanto, este procedimento é computacionalmente intensivo e o consumo de tempo não é, portanto, adequado para a aplicação de baixo custo em questão aqui.

SUMÁRIO

[00011] Portanto, é um objetivo da invenção prover um método para detectar a presença de sinais espectrais dispersos em uma dada faixa de frequência, que é de uso bastante simples e rápido em rádios cognitivos de baixo custo.

[00012] De acordo com a invenção, o objetivo é alcançado em um método para detectar, em um receptor para sinais de radiofrequência, a presença dos sinais espectrais dispersos em uma dada faixa de frequência, o método compreendendo as etapas de receber um sinal em dita faixa de frequência; determinar, para uma frequência de medição em dita faixa de frequência, um sinal de indicação do sinal recebido; e utilizar o sinal de indicação determinado como uma indicação da presença de sinais espectrais

dispersos, tendo uma frequência de portadora igual a dita frequência de medição.

[00013] O objetivo é alcançado pelo fato de que a etapa de determinar o sinal de indicação compreende ainda as etapas de prover um sinal em fase e um sinal de quadratura, misturando-se o sinal recebido com um sinal de oscilador localmente gerado, tendo dita frequência de medição; defasar pelo menos um de dito sinal em-fase e dito sinal de quadratura, para prover dois sinais alinhados em fase; gerar um sinal de soma de ditos sinais alinhados em fase e um sinal de diferença entre ditos sinais alinhados em fase; multiplicar dito sinal de soma por dito sinal de diferença, para prover um sinal multiplicado; e filtrar em baixa passagem dito sinal multiplicado, para prover dito sinal de indicação.

[00014] Como o método descrito no artigo de Hill et al. mencionado acima, este método utiliza o fato de um sinal real, tal como um sinal BPSK, que é modulado em uma portadora de radiofrequência, exibir bandas laterais inferior e superior, que são o conjugado complexo entre si. Entretanto, em contraste com este método conhecido, que para qualquer frequência de medição tem que realizar as operações computacionalmente intensivas de determinar os componentes de frequência em uma banda de frequência abaixo e uma banda de frequência acima da frequência de medição, e correlacionando-se estes componentes, o método sugerido aqui apenas realiza algumas operações simples. Para medir frequências diferentes das frequências em que um sinal espectral disperso é modulado, o sinal de indicação determinado substancialmente somente contém ruído. Entretanto, quando a frequência de medição iguala uma frequência em que um sinal espectral disperso é modulado, é mostrado abaixo que cada um dos sinais de soma e diferença representa componentes de frequência em uma banda de frequência acima e uma banda de frequência abaixo da frequência de medição, isto é, as bandas laterais superior e inferior são o conjugado complexo entre si e a

multiplicação dos sinais de soma e diferença nesta situação provê um sinal que, quando filtrado em baixa passagem, indica a presença de um sinal espectral disperso nesta frequência.

[00015] Quando a etapa de defasagem compreende as etapas de defasagem de um primeiro de dito sinal em fase e dito sinal de quadratura, para prover um sinal defasado como um de ditos sinais alinhados em fase; e utilizando-se o outro de dito sinal em fase e sinal de quadratura como o outro de ditos sinais alinhados em fase, é obtida uma implementação mesmo mais simples, uma vez que somente um sinal precisa ser defasado.

[00016] Em uma forma de realização, a etapa de defasagem compreende defasar dito sinal de quadratura de 90 graus, para prover o sinal defasado como um sinal em fase.

[00017] O método pode ainda compreender as etapas de selecionar dita frequência de medição como uma frequência específica que é uma frequência de portadora possível para os sinais espectrais dispersos, e utilizar o sinal de indicação determinado como uma indicação de se um sinal espectral disperso está presente ou não nesta frequência específica. Isto permite a detecção de se uma frequência específica já é utilizada por outro usuário.

[00018] Alternativamente, o método pode também adicionalmente compreender as etapas de varrer dita frequência de medição sobre a banda de frequência que inclui um número de possíveis frequências de portadora para sinais espectrais dispersos, e usar o sinal de indicação determinado como uma indicação de frequências na banda na qual os sinais espectrais dispersos estão presentes. Isto permite a detecção de quais frequências em uma banda de frequência são usadas, e que não são usadas, de modo que um rádio cognitivo possa evitar aquelas frequências que já foram usadas.

[00019] Em uma forma de realização, o método compreende ainda a etapa de prover uma pré-rotação na taxa de bit antes da etapa de determinar. Desta maneira, o método pode também detectar sinais que aplicam QPSK ou

$\pi/2$ BPSK-deslocado.

[00020] Em uma forma de realização, as etapas do método são realizadas em um receptor de Banda Ultralarga (Banda Ultra Larga).

[00021] Como mencionado, a invenção também refere-se a um receptor para sinais de radiofrequência, disposto para detectar a presença de sinais espectrais dispersos em uma dada faixa de frequência, o receptor compreendendo meios para receber um sinal em dita faixa de frequência; circuitos para determinar, para uma frequência de medição de dita faixa de frequência, um sinal de indicação do sinal recebido; e circuitos de controle dispostos para usar o sinal de indicação determinado como uma indicação da presença de sinais espectrais dispersos, tendo uma frequência de portadora igual a dita frequência de medição. Onde os circuitos de determinação compreendem misturadores dispostos para prover um sinal em fase e um sinal de quadratura misturando-se o sinal recebido com um sinal de oscilador localmente gerado, tendo dita frequência de medição; meio de defasagem dispostos para defasar pelo menos um de dito sinal em fase e dito sinal de quadratura, para prover dois sinais alinhados em fase; adicionadores dispostos para gerar um sinal de soma de ditos sinais alinhados em fase e um sinal de diferença entre ditos sinais alinhados em fase; um circuito multiplicador, disposto para multiplicar dito sinal de soma por dito sinal de diferença, para prover um sinal multiplicado; e um filtro de baixa passagem disposto para filtrar dito sinal multiplicado, para prover dito sinal de indicação, então um receptor que pode detectar a presença de um sinal espectral disperso em uma maneira simples é conseguido.

[00022] Formas de realização correspondendo às aquelas mencionadas acima para o método também aplicam-se para o receptor.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

[00023] A invenção será agora descrita mais totalmente abaixo com referência aos desenhos, em que

A Figura 1 mostra um exemplo de uma situação em que a invenção pode ser usada;

A Figura 2 mostra um diagrama de um circuito detector;

A Figura 3 ilustra que, para um sinal BPSK modulado em uma portadora RF, a banda inferior será o conjugado complexo da banda superior;

A Figura 4 mostra o resultado da mistura de um sinal recebido, incluindo um sinal espectral disperso com uma frequência consideravelmente mais baixa do que a frequência da portadora do sinal espectral disperso;

A Figura 5 mostra o resultado da mistura de um sinal recebido, incluindo um sinal espectral disperso, com uma frequência ligeiramente inferior à frequência de portadora do sinal espectral disperso;

A Figura 6 mostra o resultado da mistura de um sinal recebido, incluindo um sinal espectral disperso, com uma frequência substancialmente igual à frequência de portadora do sinal espectral disperso;

A Figura 7 mostra um diagrama de uma forma de realização alternativa de um circuito detector e

A Figura 8 mostra um fluxograma de um método de determinar a presença de um sinal espectral disperso.

DESCRIÇÃO DETALHADA DAS FORMAS DE REALIZAÇÃO

[00024] A Figura 1 mostra um exemplo de uma situação em que a invenção pode ser usada. Um transmissor de rádio 1 é disposto para transmitir de uma antena 2 sinais espectrais dispersos para, p. ex., o correspondente receptor 3 disposto para receber tais sinais via uma antena 4. Os sinais espectrais dispersos são modulados em uma dada frequência de portadora ou em uma de numerosas frequências de portadora em uma dada banda de frequência. Como um exemplo, o transmissor 1 e o receptor 3 podem ser uma estação de base e uma estação móvel, respectivamente, de um sistema de telefone móvel UMTS/WCDMA (Sistema Telefônico Móvel Universal / Múltiplo Acesso por Divisão de Código de Banda Larga). Devido ao caráter

do espectro disperso dos sinais, eles podem ser mais ou menos enterrados no ruído. O receptor WCDMA 3 sincroniza com o sinal disperso e correlaciona-se com os códigos de dispersão conhecidos. Devido à desdispersão, um ganho de processamento é obtido, que eleva o sinal acima do piso de ruído. Este sistema pode ser considerado como um usuário primário da dada frequência de portadora ou da dada banda de frequência.

[00025] Outro dispositivo de rádio 10 é projetado para transmitir sinais de rádio em uma frequência ou em uma banda de frequência que poderia também ser usada por outros usuários, tais como a frequência ou a banda de frequência usada pelo sistema compreendendo o transmissor 1 e o receptor 3. Entretanto, o dispositivo de rádio 10 é projetado para utilizar somente uma frequência se essa frequência não for usada por seus usuários primários. Assim, o dispositivo de rádio 10 é um rádio chamado de cognitivo e, como um exemplo, poderia ser um rádio de banda Ultralarga (UWB).

[00026] Tais dispositivos de rádio que “roubam” espectro não utilizado têm que ser inteligentes para detectar a atividade nas bandas de frequência e reverter se o espectro for usado por usuários primários. O regulamento UWB na Europa requererá uma técnica Detecta-E-Evita (DAA), isto é, o dispositivo deve detectar qualquer usuário primário e evitar qualquer sobreposição no domínio de frequência deste usuário.

[00027] Portanto, além de um transmissor 11 e uma antena 12, o dispositivo de rádio 10 compreende um detector 13, que pode detectar se uma dada frequência já é usada por um usuário primário ou não, ou detectar que frequências em uma banda de frequência já são usadas e quais não o são, e um circuito de controle 24, que possa controlar o transmissor 11 para usar uma frequência que ainda não é usada por um usuário primário ou, em outras palavras, não usar uma frequência que já é usada por um usuário primário.

[00028] O detector 13 pode ser implementado em diferentes maneiras, dependendo do tipo de sinais a serem detectados. A maneira mais direta de

verificar a ocupação do espectro é medir o conteúdo de energia de uma banda de frequência. Sem qualquer sinal presente, somente potência de ruído será medida. No caso de um sinal presente, a potência medida é uma superposição da potência de sinal e da potência de ruído.

[00029] Entretanto, com sistemas avançados como UMTS/ WCDMA, que são baseados em espectro disperso, os sinais podem ser enterrados no ruído e será entendido que os sinais enterrados no ruído serão de difícil detecção para um rádio cognitivo. Detecção de potência simples não será suficiente, visto que somente mostrará a potência de ruído independentemente da presença do sinal disperso.

[00030] Usualmente, o sinal disperso necessita ser desdisperso, a fim de ser detectado, o que basicamente requer um receptor de espectro disperso. Será óbvio que aplicações de baixo custo implementando UWB não será capaz de suportar os custos para um receptor WCDMA adicional apenas para detecção WCDMA.

[00031] Além disso, em um receptor de espectro disperso um retardo para detectar os sinais espectrais dispersos é incorrido. Quando maior a dispersão, menor a relação sinal-para-ruído será durante a aquisição e mais tempo levará o processo de aquisição. Para rádios cognitivos que necessitam agilidade para saltar de banda para banda, um método rápido para detecção é requerido.

[00032] A Figura 2 mostra um exemplo de como um detector 13, que satisfaz estas exigências, pode ser implementado.

[00033] Este detector é baseado no fato de ser conhecido pela teoria do sinal que um sinal real, tal como um sinal de modulação por desvio de fase, binária (BPSK), que é modulado em uma portadora de radiofrequência (RF) tem uma resposta de amplitude que é simétrica em torno da portadora, enquanto que sua resposta de fase é antissimétrica. Portanto, há correlação entre os componentes de sinal acima da portadora e os componentes de sinal

abaixo da portadora. O ruído acima e abaixo da portadora não é correlacionado. Este fenômeno pode ser explorado para projetar um circuito em que os componentes de frequência de sinal abaixo da portadora RF são correlacionados com os componentes de frequência de sinal acima da portadora RF. O circuito usado suporta contém semelhança com a configuração aplicada em misturadores de rejeição de imagem. As bandas superior e inferior são extraídas e então multiplicadas. Se um sinal real estiver presente, um componente CC na saída do multiplicador revelará sua presença.

[00034] O detector explora as características de simetria do espectro de uma portadora RF modulada com um sinal real. Um sinal real $s(t)$ terá uma transformação Fourier $S_r(\omega) + j S_i(\omega)$, para a qual a parte real $S_r(\omega)$ é simétrica, isto é, $S_r(\omega) = S_r(-\omega)$; e a parte imaginária $S_i(\omega)$ é antissimétrica, isto é $S_i(\omega) = -S_i(-\omega)$. Esta características resulta em um comportamento simétrico para a resposta de amplitude $|S(\omega)|$ e um comportamento antissimétrico para a resposta de fase $\phi(\omega)$.

[00035] Quando um sinal BPSK (ou qualquer outro sinal monodimensional) é modulado em uma portadora com frequência RF ω_c , a transformação Fourier do sinal tem as propriedades especiais de que a banda inferior (as frequências abaixo da frequência de portadora ω_c) será o conjugado complexo da banda superior. Isto é ilustrado na Figura 3. Portanto, há uma clara correlação entre a banda superior e a inferior. No detector, a banda inferior é correlacionada com a banda superior e o sinal é assim elevado para fora do ruído. O ruído no canal não terá estas propriedades de simetria e não será levantado. Aplicando-se o método acima, para o sinal, uma acumulação coerente dos componentes de frequência ocorrerá, enquanto que os componentes de ruído não são adicionados em fase.

[00036] A primeira parte do circuito mostrado na Figura 2 lembra um misturador de rejeição de imagem (IR). Entretanto, ao contrário do misturador de rejeição de imagem, neste caso a imagem é um componente desejado. A

imagem, que é a banda inferior, serve para correlacionar-se com a banda superior. Por esta razão, a frequência que deve ser verificada quanto à presença de um sinal espectral disperso é convertida descendentemente para a banda de base, o que é similar à função de um misturador homódino (zero-IF).

[00037] O sinal recebido na antena 12 é introduzido no detector 13. A Figura 2, este sinal é marcado “A”. A fim de obter-se uma versão em fase, bem como uma versão de quadratura do sinal convertido descendentemente, o sinal de entrada é alimentado a dois misturadores 14 e 15. No misturador 14, o sinal de entrada é misturado com $\cos(\omega_0 t)$, onde ω_0 é a frequência de um oscilador local 16, correspondendo à frequência que deveria ser verificada para a presença de um sinal espectral disperso, para prover um sinal em fase “B” convertido descendentemente (ramificação-I). Similarmente, no misturador 15, o sinal de entrada é misturado com $\sin(\omega_0 t)$ para prover um sinal de quadratura “C” convertido descendentemente (ramificação-Q).

[00038] Para explicar a função destes misturadores, é primeiro ilustrado na Figura 4 como estes sinais poderiam parecer-se, quando um sinal espectral disperso modulado em uma frequência de portadora ω_c é misturado com uma frequência ω_o sendo consideravelmente mais baixa do que a frequência de portadora ω_c . O sinal “A” ilustra as bandas superior e inferior em torno da frequência de portadora ω_c de um sinal espectral disperso, como foi mostrado na Figura 3. Em cada um dos misturadores 14 e 15, uma cópia do sinal entrante é mudada em frequência descendentemente por um valor de ω_0 da frequência de portadora ω_c . Como visto na figura, os misturadores também mudam uma cópia do sinal entrante para em frequência para cima por um valor de ω_0 da frequência de portadora ω_c . Entretanto, estas imagens mudadas para cima são menos interessantes aqui. Além disso, a Figura 4 ilustra que um conjunto correspondente de imagens ocorre para valores negativos de ω . Uma vez

$$\cos(\omega t) = \frac{e^{i\omega t} + e^{-i\omega t}}{2} \quad \text{e} \quad \sin(\omega t) = \frac{e^{i\omega t} - e^{-i\omega t}}{2i},$$

imagens simétricas do sinal em fase “B” convertido descendente ocorrerão para frequências negativas, enquanto para o sinal de quadratura “C” convertido descendente imagens antissimétricas ocorrerão para frequências negativas.

[00039] Similarmente, a Figura 5 ilustra como os sinais “B” e “C” poderiam parecer-se, quando a frequência ω_0 é aumentada para ser somente ligeiramente inferior à frequência de portadora ω_c , em que o sinal espectral disperso é modulado. Nesse caso, as cópias (valores positivo e negativo de ω) das bandas superior e inferior em torno da frequência de portadora ω_c são mudadas descendente para frequências próximas porém ainda diferentes da banda de base. Na Figura 5, as imagens mudadas para cima mencionadas acima não são mostradas, uma vez que elas ficarão fora da figura.

[00040] Se a frequência de mistura ω_c , isto é, a frequência do oscilador local 16, for ainda aumentado para ser igual à frequência de portadora ω_c em que o sinal espectral disperso é modulado, as cópias das bandas em torno da frequência de portadora ω_c são mudadas descendente para a banda de base e as bandas superior e inferior (correspondendo à Figura 3) das cópias mudadas descendente do sinal sobrepor-se-ão, como ilustrado para os sinais “B” e “C” da Figura 6. Observa-se que na Figura 6 a banda inferior tracejada é mostrada como tendo um tamanho ligeiramente diferente daquele da banda superior. Isto é feito unicamente para fins de desenhos, de modo que as bandas possam ser distinguidas entre si.

[00041] Retornando agora para a Figura 2, o sinal de quadratura convertido descendente “C” é alimentado através de um trocador de fase de 90 graus 17. Em teoria de sinal, isto corresponde à transformação Hilbert. Como resultado, os componentes para frequências positivas obtêm uma defasagem de + 90 graus, enquanto que os componentes para frequências

negativas obtêm defasagem de -90 graus. Observa-se que, devido à defasagem de 90 graus o sinal de saída “D” do trocador de fase 17 é agora um sinal em fase. As Figuras 4, 5 e 6 ilustram o sinal defasado “D” nas três situações descritas acima. Nas Figuras 4 e 5, as cópias das bandas superior e inferior mostradas no sinal “D” defasado serão similares àsquelas do sinal “B” em fase, enquanto na Figura 6, devido à sobreposição das bandas em torno de $\omega = 0$, o sinal “D” será muito diferente do sinal “B”.

[00042] Em seguida, o sinal “B” em fase convertido descendentemente e o sinal “D” convertido descendentemente e defasado são adicionados em um adicionador 18 e subtraídos entre si em um adicionador 19. Pelas Figuras 4 e 5, vê-se que, uma vez que as cópias do sinal defasado “D” das bandas superior e inferior do sinal modulado na frequência de portadora ω_c serão similares àsquelas do sinal em fase “B”, o sinal de saída “E” do adicionador 18 (isto é, sinal “B” + sinal “D”) conterà as mesmas bandas, exatamente com duas vezes a amplitude, enquanto no sinal de saída “F” do adicionador 19 (isto é, sinal “B” – sinal “D”) estas bandas serão canceladas.

[00043] Entretanto, pela Figura 6 vê-se que, se a frequência de mistura ω_0 , isto é a frequência do oscilador local 16, for selecionada para ser igual a uma frequência de portadora ω_c , na qual um sinal espectral disperso é modulado, as bandas superior e inferior do sinal modulado na frequência de portadora ω_c serão extraídas, uma vez que no sinal de saída “E” do adicionador 18 (isto é, sinal “B” + sinal “D”) as cópias da banda inferior serão canceladas, de modo que o sinal contenha uma cópia da banda superior $S_p(\omega)$, ou $S_p(t)$ no domínio do tempo, enquanto no sinal de saída “F” do adicionador 19 (isto é, sinal “B” – sinal “D”) as cópias da banda superior serão canceladas, de modo que o sinal contenha uma cópia da banda inferior $S_n(\omega)$ ou $S_n(t)$ do domínio do tempo. Assim, nesta situação, os sinais da parte espectral superior $S_p(\omega)$ e parte espectral inferior $S_n(\omega)$ são explicitamente disponíveis e, como sabido pelo acima, eles são seus conjugados complexos

$$S_n(-\omega) = S_p^*(\omega).$$

[00044] Os sinais “E” e “F” são então multiplicados no multiplicador 20. A multiplicação no domínio do tempo corresponde à convolução do domínio de frequência. Portanto, na situação da Figura 6, onde a frequência de mistura ω_0 é selecionada para ser igual a uma frequência de portadora ω_c , em que um sinal espectral disperso é modulado, multiplicando-se os sinais “E” e “F” (isto é $S_p(t)$ e $S_n(t)$) dá:

$$\Phi(\Omega) = \int S_p(\omega) S_n(\Omega - \omega) d\omega = \int S_p(\omega) S_p^*(\omega - \Omega) d\omega.$$

Em DC $\Omega = 0$ isto dá:

$$\Phi(0) = \int S_p(\omega) S_n^*(\omega) d\omega = \int |S_p(\omega)|^2 d\omega,$$

que é a potência do sinal. Portanto, filtrando-se em baixa passagem a saída do multiplicador 20 em um filtro de baixa passagem 21, um termo DC (saída de correlação), que é proporcional à potência do sinal disperso, permanece quando a frequência de mistura ω_0 é selecionada para ser igual a uma frequência de portadora ω_c em que um sinal espectral disperso é modulado. Quanto a ruído, a relação de conjugado complexo está faltando e o termo DC é zero. Este também será o caso para as situações das Figuras 4 e 5, isto é, onde um sinal espectral disperso está presente, porém em uma frequência de portadora diferente da frequência de mistura ω_0 . Portanto, vê-se que o termo DC ocorre quando a frequência de mistura ω_0 é selecionada para ser igual a uma frequência de portadora ω_c em que um sinal espectral disperso é modulado, enquanto não há termo DC quando nenhum sinal espectral disperso é modulado em uma frequência de portadora igual à frequência de mistura ω_0 . Assim, uma indicação da presença de um sinal espectral disperso é conseguida sem a necessidade de explicitar desdispersão.

[00045] Qualquer rotação de fase fixa ϕ no sinal inicial é refletida na saída (isto é, se somente a parte real da saída for considerada, uma relação $\cos(2\phi)$ é observada). Portanto, após a filtragem de baixa passagem seria vantajoso considerar o sinal de saída no domínio complexo.

[00046] Além disso, se a frequência do oscilador local ω_0 diferir da frequência de portadora ω_c , a saída de correlação ocorrerá para $\Delta\omega$ e não em DC. O filtro de baixa passagem 21 deve acomodar esta mudança. Usualmente, os sinais espectrais dispersos (como WCDMA) têm uma alocação de portadora fixa no espectro, de modo que o detector terá um conhecimento razoavelmente bom de onde o sinal pode ser localizado. A frequência de portadora RF não necessita ser conhecida muito precisamente.

[00047] Assim, o circuito da Figura 2 pode detectar de uma maneira simples se um sinal espectral disperso está presente em uma dada frequência ou, em outras palavras, se esta frequência já é usada por outro usuário. O oscilador 16 é sintonizado nesta frequência e então a saída do filtro de baixa passagem mostra diretamente se um sinal espectral disperso está presente nesta frequência ou não. É também possível escanear a banda de frequência para sinais espectrais dispersos enterrados varrendo-se a frequência do oscilador local ω_0 através daquela banda de frequência. Um valor pico então ocorre no sinal de saída oriundo do filtro de baixa passagem 21 para cada frequência em que um sinal espectral disperso é modulado e o circuito de controle 24 pode então utilizar este sinal para controlar o transmissor 11, para evitar estas frequências.

[00048] Como mencionado acima, a relação conjugada entre as bandas superior e inferior retém sinais monodimensionais (sinais reais ou sinais girados com uma fase fixa). Muitos sistemas espectrais dispersos aplicam modulação complexa (em I e Q). Entretanto, os pilotos e/ou canais de sincronização utilizam uma modulação monodimensional. Por exemplo, em WCDMA o canal de sincronização primário (P-SCH) é um sinal monodimensional, uma vez que os códigos de dispersão das ramificações I e Q são idênticos. Para o sistema trabalhar, o sinal a ser detectado necessita ser monodimensional (pode ser lidar com uma rotação de fase fixa). Os sinais que aplicam QPSK-deslocado ou $\pi/2$ BPSK podem também ser detectados, desde

que uma pré-rotação na taxa de bit seja aplicada antes da detecção. Somente uma taxa grosseira pode ser assumida, uma vez que o receptor não é travado no sinal disperso. Isto resultará em uma frequência de batimento na saída do detector.

[00049] Assim, a invenção provê uma detecção simples dos sinais espectrais dispersos sem a necessidade de desdispersão. Os receptores complexos com longos tempos de aquisição são, portanto, não necessários. Podem ser construídos rádios cognitivos de baixo custo (incluindo rádios UWB operando na banda de 3 – 10 GHz) que podem precisamente detectar a presença do sinal disperso.

[00050] No circuito da Figura 2, o sinal de quadratura “C” convertido descendentemente é defasado para ser um sinal em fase e o processamento do sinal a seguir é então realizado em sinais em fase. Observa-se que em vez disso seria possível defasar o sinal em fase “B” convertido descendentemente para ser um sinal de quadratura e então realizar-se o seguinte processamento de sinal nos sinais de quadratura. Mais genericamente, pode ser dito que, para ser-se capaz de adicionar e subtrair os sinais dos dois misturadores 14 e 15, os sinais precisam ser alinhados em fase no domínio complexo. Como mencionado acima, isto pode ser feito, p. ex., girando-se o sinal de quadratura “C” em 90 graus para mapeá-lo no sinal em fase “B” ou girando-se o sinal em fase “B” em 90 graus para mapeá-lo no sinal de quadratura “C”. Quer os sinais sejam girados em +90 graus ou -90 graus não faz diferença fundamental; é somente uma questão de uma mudança de sinal. Além disso, uma vez que os sinais “B” e “C”, que diferem em 90 graus, somente necessitam ser alinhados, poderia também ser possível girar um deles em +45 graus e o outro em -45 graus ou, mais genericamente, um deles em X graus e o outro em X-90 graus (ou X+90 graus), de modo que suas rotações de fase diferissem em +90 ou -90 graus. Como um exemplo, a Figura 7 mostra um circuito 23 similar àquela da Figura 2, exceto quanto à defasagem dos sinais

“B” e “C”. Neste circuito, o sinal em fase “B” é defasado -45 graus em um comutador de fase 28, para prover um primeiro sinal defasado “D₁”, enquanto o sinal de quadratura “C” é defasado $+45$ graus em um comutador de fase 27, para prover um segundo sinal defasado “D₂”. Os sinais defasados são então adicionados e subtraídos nos adicionadores 18 e 19, como descrito para a Figura 2. Observa-se, entretanto, que a defasagem de um dos sinais em 90 graus é mais simples de implementar, uma vez que somente um comutador de fase é necessário.

[00051] A Figura 8 mostra um fluxograma 100 ilustrando um exemplo de como um método de determinar a presença de um sinal espectral disperso em uma dada frequência de portadora pode ser implementado usando-se o circuito detector da Figura 2. Na etapa 101 o sinal “A” é recebido na antena 12 e este sinal é então convertido descendente nas etapas 102 e 103 para o sinal em fase “B” e o sinal de quadratura “C”, respectivamente, misturando-se o sinal recebido com $\cos(\omega_0 t)$ e $\text{seno}(\omega_0 t)$, onde ω_0 é a frequência de um oscilador local 16 correspondendo à frequência que deve ser verificada quando à presença de um sinal espectral disperso. O sinal de quadratura “C” convertido descendente é então defasado 90 graus na etapa 104, para obter-se o sinal “D” defasado (agora em fase), como descrito acima em relação à Figura 2. Como mencionado acima, a defasagem de um ou ambos os sinais “B” e “C” pode também ser realizada diferentemente, contanto que os sinais sejam alinhados em fase no domínio complexo.

[00052] Na etapa 105, o sinal “B” convertido descendente em fase e o sinal “D” convertido descendente e defasado são adicionados no adicionador 18, para obter-se o sinal de soma “E” e, similarmente, na etapa 106, os mesmos sinais são subtraídos entre si no adicionador 19, para obter-se o sinal de diferença “F”. Como descrito acima, se a frequência do oscilador local ω_0 for igual a uma frequência de portadora ω_c , em que um sinal espectral disperso é modulado, o sinal de soma “E” proverá uma versão de

banda de base da banda superior do sinal espectral disperso modulado, enquanto o sinal de diferença “F” correspondentemente proverá uma versão de banda de base da banda inferior do sinal espectral disperso modulado. Se a frequência do oscilador local ω_0 não for igual a tal frequência de portadora, este não será o caso. Assim, as bandas superior e inferior são extraídas somente quando ω_0 igualar tal frequência de portadora.

[00053] Na etapa 107, os sinais “E” e “F” são então multiplicados no multiplicador 20 e o resultado da multiplicação é então filtrada em baixa passagem na etapa 108. Como mencionado acima, a multiplicação no domínio do tempo corresponde á convolução no domínio de frequência. Portanto, quando a frequência de mistura ω_0 é igual a uma frequência de portadora ω_c em que um sinal espectral disperso é modulado, isto é, quando sinais “E” e “F” representam as bandas superior e inferior do sinal espectral disperso modulado, um valor DC ocorrerá na saída do filtro de baixa passagem 21, por causa da relação do conjugado complexo entre as bandas superior e inferior do sinal espectral disperso modulado. Para outras frequências, os sinais “E” e “F” não são correlacionados e, exceto quanto a um certo nível de ruído, nenhum sinal ocorrerá na saída do filtro de baixa passagem. Assim, quando um sinal DC é medido na saída do filtro de baixa passagem, ele indica que um sinal espectral disperso está presente na correspondente frequência ou, em outras palavras, que esta frequência já é ocupada por outro usuário. Portanto, na etapa 109, este sinal é usado como um indicador da presença de um sinal espectral disperso e o sinal pode ser suprido o circuito de controle 24, que então instrui o transmissor 11 a evitar a frequência já usada por outro usuário.

[00054] Embora várias formas de realização da presente invenção tenham sido descritas e mostradas, a invenção não é limitada a elas, porém pode também ser corporificada de outras maneiras dentro do escopo do assunto definido nas seguintes reivindicações.

REIVINDICAÇÕES

1. Método para detectar a presença de sinais espectrais dispersos, em uma dada faixa de frequência, em um receptor (10) para sinais de radiofrequência, compreendendo as etapas se:

- receber (101) um sinal em dita faixa de frequência;
- determinar, para uma frequência de medição (ω_0) de dita faixa de frequência, um sinal de indicação do sinal recebido; e
- utilizar (109) o sinal de indicação determinado como uma indicação da presença dos sinais espectrais dispersos tendo uma frequência de portadora (ω_c) igual a dita frequência de medição (ω_0),

caracterizado pelo fato de, na etapa de determinar o sinal de indicação compreender adicionalmente as etapas de:

- prover (102, 103) um sinal em fase (B) e um sinal de quadratura (C), misturando-se o sinal recebido com um sinal de oscilador gerado localmente, tendo dita frequência de medição (ω_0);
- defasar (104) pelo menos um de dito sinal em fase e dito sinal de quadratura, para prover dois sinais alinhados em fase (B, D; D₁, D₂);
- gerar (105, 106) um sinal de soma (E) de ditos sinais alinhados em fase e um sinal de diferença (F) entre ditos sinais alinhados em fase;
- multiplicar (107) dito sinal de soma por dito sinal de diferença, para prover um sinal multiplicado; e
- filtrar em baixa passagem (108) dito sinal multiplicado, para prover dito sinal de indicação.

2. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de a etapa de defasagem (104) compreender as etapas de:

- defasar um primeiro de dito sinal em fase e dito sinal de quadratura, para prover um sinal defasado (D) como um de ditos sinais alinhados em fase; e

- utilizar o outro de dito sinal em fase e sinal de quadratura como o outro de ditos sinais alinhados em fase.

3. Método de acordo com a reivindicação 2, caracterizado pelo fato de a etapa de defasagem (104) compreender defasar dito sinal de quadratura (C) 90 graus, para prover o sinal defasado (D) como um sinal em fase.

4. Método de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 3, caracterizado pelo fato de o método compreender adicionalmente as etapas de:

- selecionar dita frequência de medição (ω_0) como uma frequência específica, que é uma frequência de portadora possível para sinais espectrais dispersos, e

- utilizar o sinal de indicação determinado como uma indicação de se um sinal espectral disperso está presente nesta frequência específica ou não.

5. Método de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 3, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente as etapas de:

- varrer dita frequência de medição (ω_0) através de uma banda de frequência que inclui um número de possíveis frequências de portadora para sinais espectrais dispersos, e

- utilizar o sinal de indicação determinado como uma indicação de frequências na banda em que os sinais espectrais dispersos estão presentes.

6. Método de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 5, caracterizado pelo fato de incluir ainda compreender a etapa de prover uma pré-rotação na taxa de bit antes da etapa de determinar.

7. Método de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 6, caracterizado pelo fato de as etapas do método serem realizadas em um receptor de Banda Ultralarga.

8. Receptor (10) para sinais de radiofrequência, disposto para

detectar a presença dos sinais espectrais dispersos em uma dada faixa de frequência, compreendendo:

- meio (12) para receber um sinal em dita faixa de frequência;
- circuitos (13) para determinar, para uma frequência de medição (ω_0) em dita faixa de frequência, um sinal de indicação do sinal recebido; e
- circuitos de controle (24) dispostos para utilizar a o sinal de indicação determinado como uma indicação da presença dos sinais espectrais dispersos tendo uma frequência de portadora (ω_0) igual a dita frequência de medição (ω_0),

caracterizado pelo fato de os circuitos de determinação (13) compreenderem:

- misturadores (14, 15) dispostos para prover um sinal em fase (B) e um sinal de quadratura (C), misturando-se o sinal recebido com um sinal de oscilador localmente gerado, tendo dita frequência de medição (ω_0);
- meios de defasagem (17; 27, 28) dispostos para defasar pelo menos um de dito sinal em fase e dito sinal de quadratura, para prover dois sinais alinhados em fase (B, D; D₁, D₂);
- adicionadores (18, 19) dispostos para gerar um sinal de soma (E) de ditos sinais alinhados em fase e um sinal de diferença (F) entre ditos sinais alinhados em fase;
- um circuito multiplicador (20), disposto para multiplicar dito sinal de soma por dito sinal de diferença, para prover um sinal multiplicado; e
- um filtro de baixa passagem (21) disposto para filtrar dito sinal multiplicado, para prover dito sinal de indicação.

9. Receptor de acordo com a reivindicação 8, caracterizado pelo fato de o meio de defasagem ser disposto para:

- defasar um primeiro de dito sinal em fase e dito sinal de

quadratura em um comutador de fase (17), para prover um sinal defasado (D) como um de ditos sinais alinhados em fase; e

- utilizar o outro de dito sinal em fase e sinal de quadratura como o outro de ditos sinais alinhados em fase.

10. Receptor de acordo com a reivindicação 9, caracterizado pelo fato de o comutador de fase (17) ser disposto para defasar dito sinal de quadratura (C) 90 graus, para prover o sinal defasado (D) como um sinal em fase.

11. Receptor de acordo com qualquer uma das reivindicações 8 a 10, caracterizado pelo fato de o receptor ser ainda disposto para:

- selecionar dita frequência de medição (ω_0) como uma frequência específica, que é uma possível frequência de portadora para sinais espectrais dispersos e

- utilizar o sinal de indicação determinado como uma indicação de se um sinal espectral disperso está ou não presente nesta frequência específica.

12. Receptor de acordo com qualquer uma das reivindicações 8 a 10, caracterizado pelo fato de o receptor ser ainda disposto para:

- varrer dita frequência de medição (ω_0) através de uma banda de frequência que inclui um número de possíveis frequências de portadora para sinais espectrais dispersos, e

- utilizar o sinal de indicação determinado como uma indicação das frequências da banda em que os sinais espectrais dispersos estão presentes.

13. Receptor de acordo com qualquer uma das reivindicações 8 a 12, caracterizado pelo fato de o receptor ser utilizado para prover uma pré-rotação na taxa de bit antes da etapa de determinar.

14. Receptor de acordo com qualquer uma das reivindicações 8 a 13, caracterizado pelo fato de o receptor ser um receptor de Banda Ultralarga.

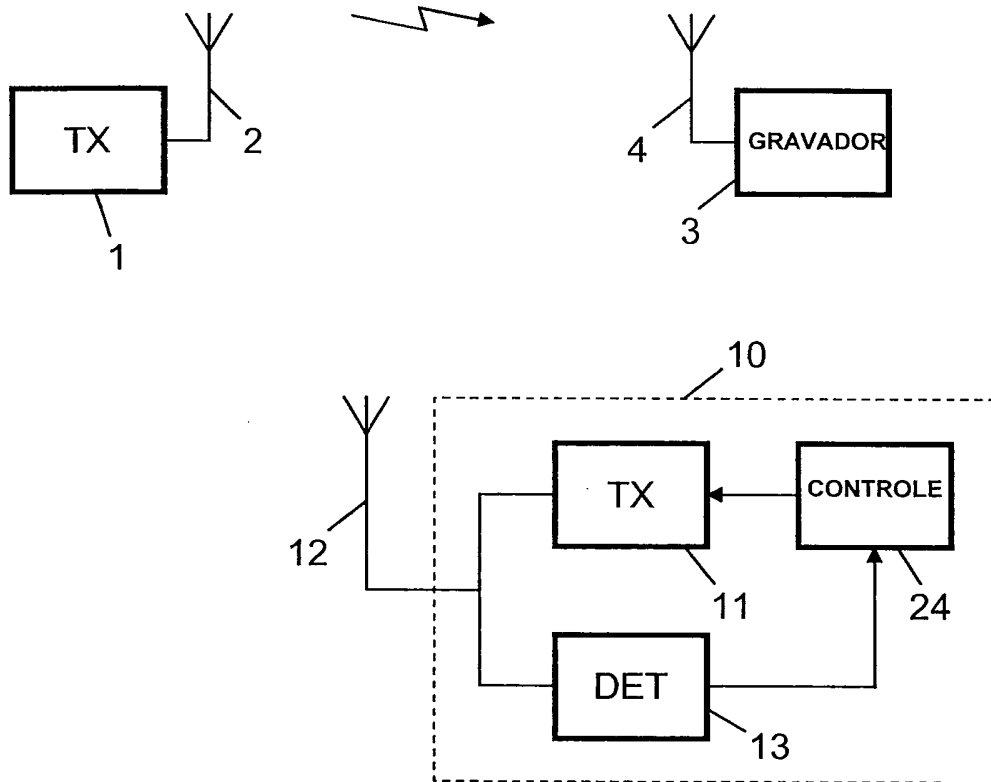


Fig. 1

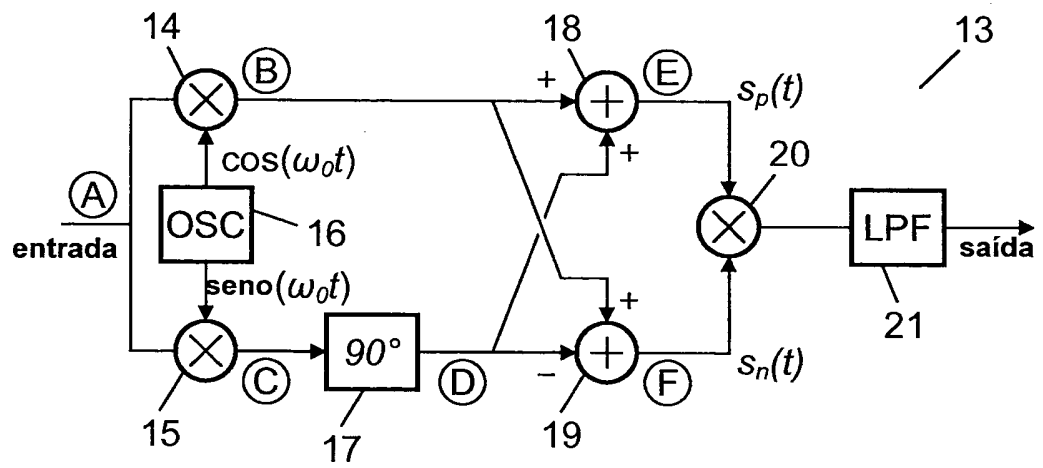


Fig. 2

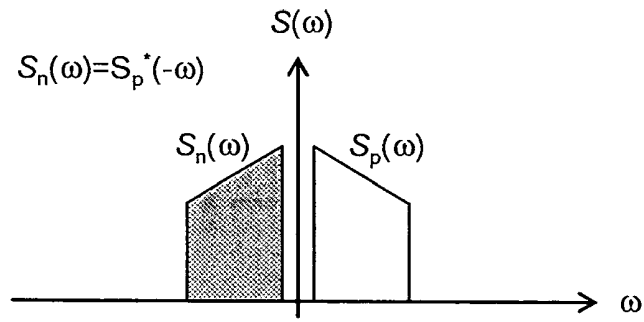


Fig. 3

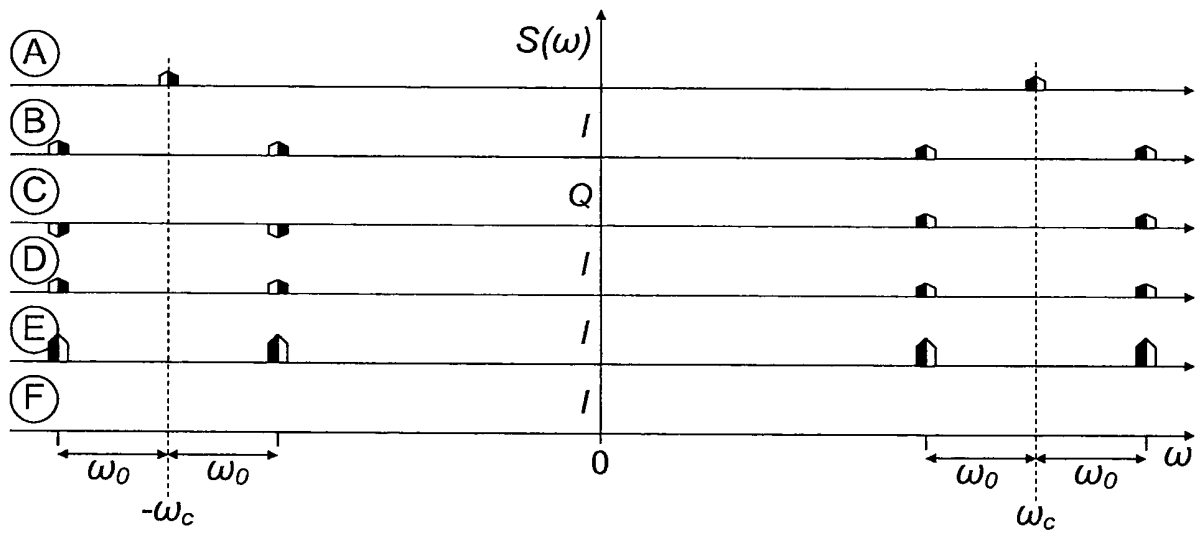


Fig. 4

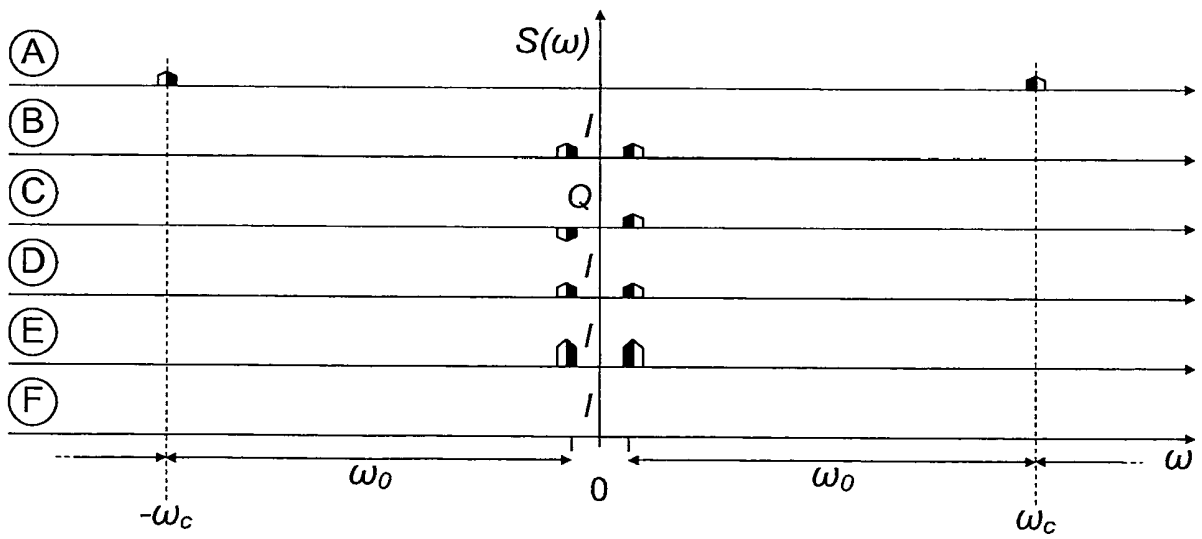


Fig. 5

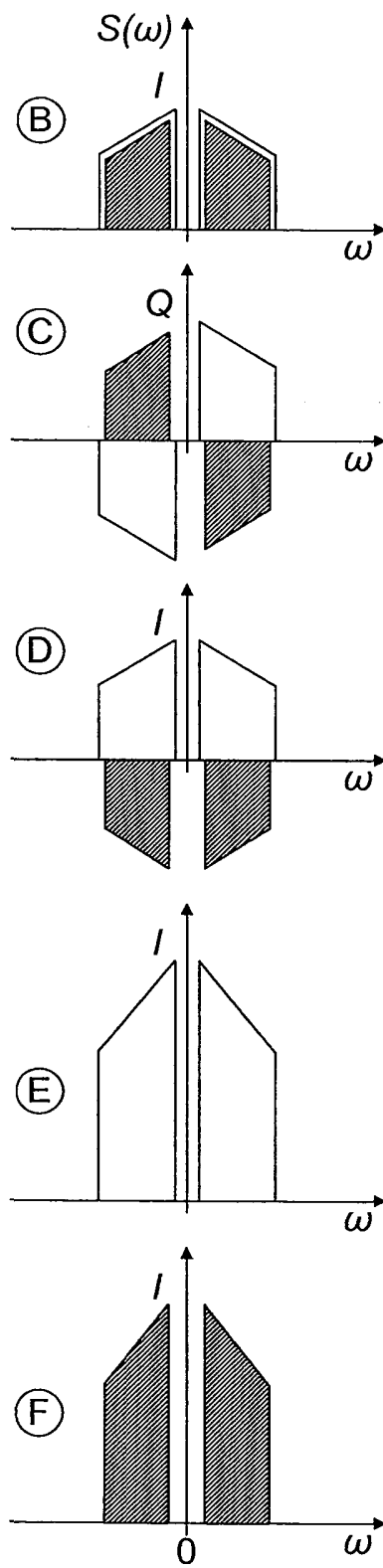


Fig. 6

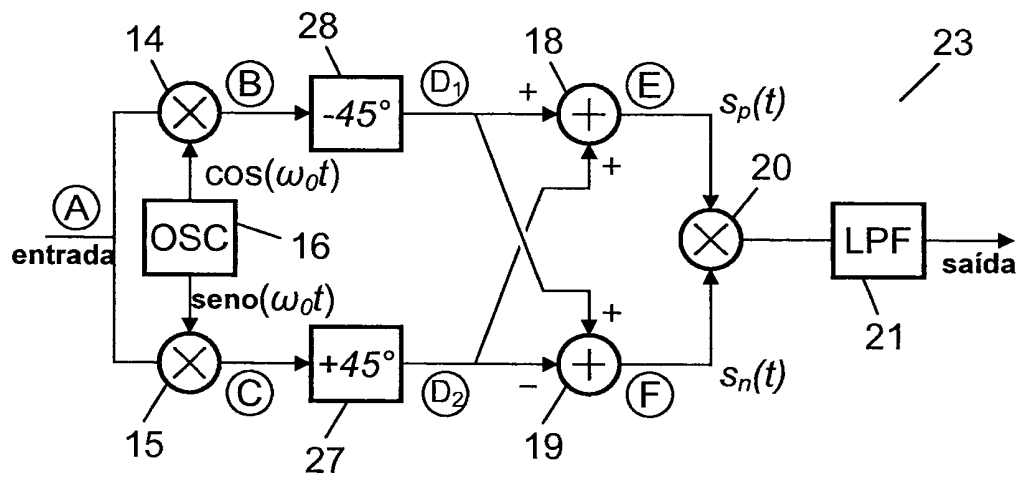


Fig. 7

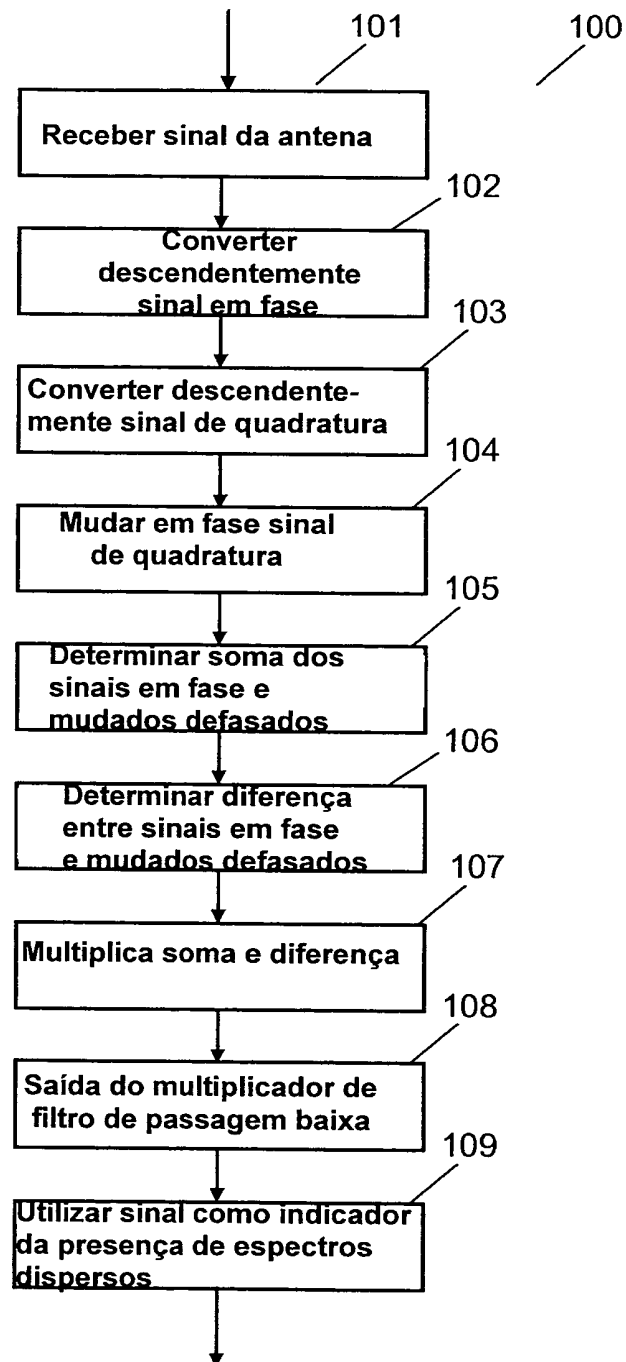


Fig. 8