

3 Sensoriamento de Espectro

O conhecimento sobre o uso do espectro eletromagnético e a existência de usuários primários (UPs) em uma determinada localização geográfica é chamado sensoriamento de espectro [18]. Tem o objetivo de encontrar oportunidades de uso do espectro para usuários secundários. Retornando à definição de oportunidade de uso do espectro (referida como *White Space*) apresentado no Capítulo 1, isto é, “faixa de frequência que não está sendo utilizada pelos UPs (usuários primários) em um dado momento em uma dada área geográfica” [19], observa-se que a detecção de UPs e a detecção de oportunidades de espectro podem ser consideradas tarefas equivalentes, desde que a não detecção de um UP realmente implique na sua ausência e a sua detecção também implique em sua presença. A decisão tomada pelo mecanismo ou método de detecção é uma estimativa dessas possibilidades resultando em 4 situações possíveis, as duas decisões corretas ao se estimar a presença ou a ausência de UPs e as duas decisões erradas: estimar que o espectro está livre quando de fato há UPs, o que é chamado de falso negativo (*Estimativa Incorreta - UP Presente*), ou a perda de detecção, correspondente a estimar a presença de UPs quando, na verdade, o espectro está disponível, o que é conhecido como falso positivo (*Estimativa Incorreta - UP Ausente*) ou falso alarme. A Tabela 3.1, ilustra essas 4 possibilidades.

		Estimativa	
		UP Presente	UP Ausente
Real	UP Presente	Positivo Verdadeiro (Estimativa Correta - UP Presente).	Falso Negativo (Estimativa Incorreta - UP Presente).
	UP Ausente	Falso Positivo (Estimativa Incorreta - UP Ausente).	Negativo Verdadeiro (Estimativa Verdadeira - UP Ausente).

Tabela 3.1: Possíveis decisões tomadas pelo mecanismo de detecção de usuários primários.

Em geral, há um compromisso na detecção de usuários primários: mecanismos agressivos resultam em mais falsos negativos (*Estimativa Incorreta - UP Presente*) enquanto mecanismos conservadores apresentam mais falsos positivos (*Estimativa Incorreta - UP Ausente*). Uma ocorrência elevada de falso positivo significa que muitas oportunidades de espectro serão perdidas, enquanto muitos falsos negativos (*Estimativa Incorreta - UP Presente*) significam que muitas vezes os usuários secundários causarão interferência sobre os UPs [20].

A detecção confiável do acesso de usuários licenciados ao espectro é uma tarefa crucial em um sistema de rádios cognitivos, que objetiva o compartilhamento do espectro, já que a confiabilidade está diretamente ligada à quantidade de interferência que o sistema primário encontra devido à presença de usuários não licenciados. O Sensoriamento espectral não só visa determinar as faixas de frequência disponíveis e evitar a interferência, mas também, detectar as características dos sinais presentes, tais como tipo de modulação, forma de onda, frequência de portadora, entre outras.

No processo de sensoriamento, a determinação do período com que os canais são sentidos é um desafio, pois sua definição deve levar em consideração o compromisso entre o número de oportunidades descobertas e o *overhead* de sensoriamento causado. Uma oportunidade pode ser definida como uma determinada banda de frequência que não está sendo utilizada em um momento específico, em uma determinada área. Já o *overhead* de sensoriamento é o tempo durante o qual o US (Usuário Secundário) deve suspender a transmissão de dados para medir a disponibilidade do canal. O alto *overhead* de sensoriamento pode comprometer a eficiência espectral, pois, neste caso, o rádio utiliza muito tempo para detecção de sinal do usuário primário, ao invés de transmissão de dados.

Segundo Kim & Shim (2008), o sensoriamento de espectro pode ser realizado como um mecanismo de duas camadas onde, do ponto de vista da camada física (PHY), o rádio cognitivo busca detectar, eficientemente, os sinais do usuário primário e as oportunidades de acesso ao espectro, adaptando seus esquemas de codificação, modulação, entre outros. Já na perspectiva da camada de controle e acesso ao meio (MAC), o sensoriamento determina quando e quais canais o usuário não licenciado tem que sentir.

- **Sensoriamento na Camada MAC**

Na camada de controle e acesso ao meio (MAC), um dos aspectos fundamentais para eficácia do sensoriamento, o sensoriamento define a periodicidade com que os canais são sentidos pelo usuário secundário, ou seja, de quanto em quanto tempo o usuário não licenciado deve sentir o canal primário. Para tanto deve se considerar o compromisso entre o número de oportunidades descobertas de utilização do espectro (faixas disponíveis) e a sobrecarga (*overhead*) de sensoriamento obtido com a adoção de um dado período de sensoriamento. Caso este período seja muito pequeno muitas oportunidades no espectro não serão encontradas, no entanto, os US gastarão muito tempo sentindo os canais, o que fará com que a sua utilização espectral seja reduzida. Ao contrário, sentir os canais com menor frequência pode ocasionar perdas de descobertas de oportunidades no espectro e/ou não percepção da interferência causada no UP. Além disso, devido ao peculiar padrão de uso de cada canal, definido pela atividade do UP, um determinado período de sensoriamento pode proporcionar um bom desempenho para um canal (compromisso entre o número de descobertas encontradas e o *overhead* de sensoriamento obtido) ao passo que para outro isso pode não ocorrer.

Logo, um dos desafios em sensoriamento de espectro na camada MAC é determinar um período de sensoriamento ótimo para cada canal que proporcione o máximo de descobertas de oportunidades do espectro e o mínimo de *overhead* de sensoriamento e interferência na comunicação primária.

Segundo Kim & Shim (2006), o estado de um canal/espectro na camada MAC pode ser sensoriado de duas formas, proativa e reativa, as quais dependem de quando o canal é sentido.

- **Sensoriamento Reativo**

É o tipo de sensoriamento sobre demanda. Neste sensoriamento, quando o usuário secundário deseja realizar a sua transmissão, monitora todos os canais primários até encontrar um canal livre, que utilizará na sua operação. Caso a largura de banda requisitada pela aplicação de usuário secundário seja atendida como apenas um canal, o usuário não licenciado busca apenas um canal disponível e permanece nele até que o usuário primário volte a ocupar o canal. Em vista disso, o sensoriamento é executado sobre demanda apenas quando o usuário

secundário deve comutar para outro canal, ou seja, o usuário do rádio cognitivo só buscará outro canal para realizar a sua transmissão quando sente a presença do usuário primário no canal que atualmente ocupa.

A Figura 3.1 ilustra o mecanismo de sensoriamento reativo, utilizando um modelo de canal ocupado (ON) / desocupado (OFF). Neste caso, o usuário secundário buscando encontrar faixa de espectro disponível para sua transmissão, realiza o sensoriamento no *canal a*. Diante da disponibilidade do canal o US inicia a sua transmissão, sem realizar o sensoriamento no outro *canal b*. Durante a transmissão secundária, ocorre o retorno do usuário primário ao *canal a*, no entanto, esse retorno não é percebido imediatamente pelo US gerando assim interferência entre as comunicações primária e secundária. Percebido o retorno do usuário licenciado, o US comuta para o *canal b* e realiza o sensoriamento deste canal em seguida. Verificando a disponibilidade do *canal b*, o US retoma a sua transmissão anteriormente interrompida.

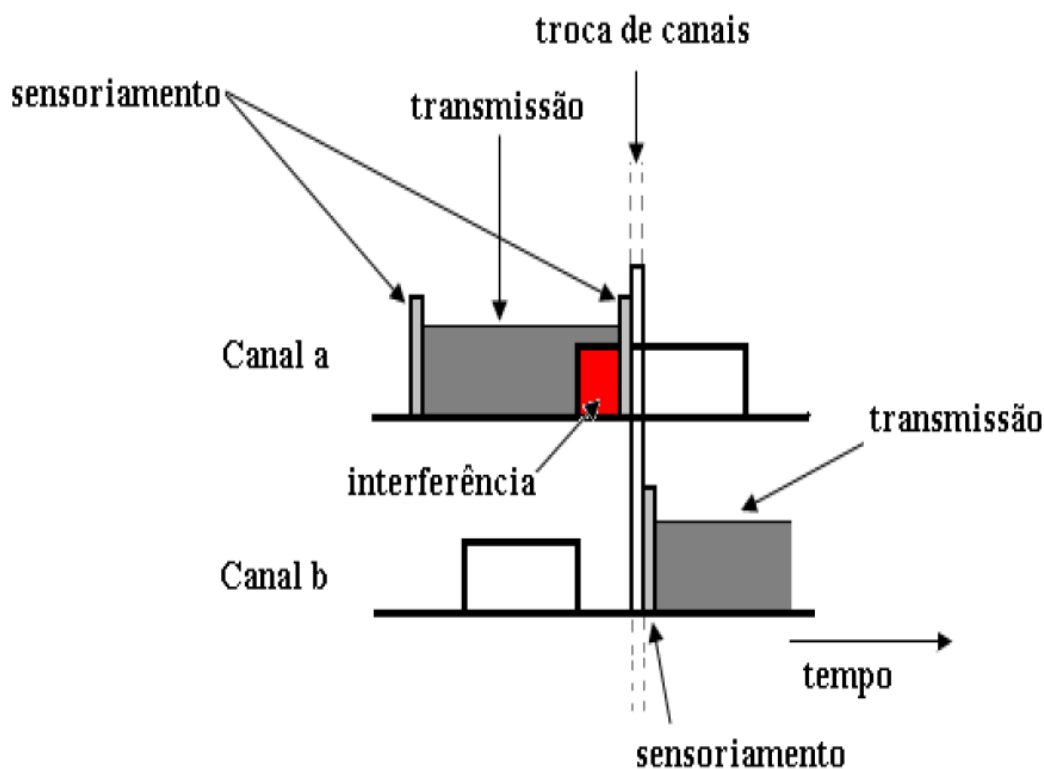


Figura 3.1: Mecanismo de sensoriamento reativo.

○ Sensoriamento Proativo

Neste tipo de sensoriamento o usuário secundário realiza, periodicamente, o monitoramento dos canais, com seus próprios períodos de sensoriamento em adição ao sensoriamento sobre demanda. Com a informação coletada periodicamente, o usuário de rádio cognitivo busca estimar o padrão de uso dos canais para determinar a ordem mais desejável de sensoriamento, quando é necessário buscar um canal desocupado, bem como comutar de canal antes do retorno do usuário primário. Em vista destes dois sensoriamentos, esta abordagem apresenta um *overhead* de sensoriamento maior que a reativa, entretanto, ela reduz o tempo de busca por um canal livre, de modo que o atraso de pacote fim – a – fim pode ser minimizado, bem como a interferência na comunicação primária.

A Figura 3.2 ilustra o mecanismo de sensoriamento proativo. Nesta ilustração, o usuário secundário inicia a sua transmissão no *canal a* após realizar o seu sensoriamento periódico. Devido às informações obtidas no sensoriamento periódico dos canais, o usuário secundário consegue parar a sua transmissão e sair do canal antes do retorno do usuário primário, comutando para o *canal b*. Após comutar para o *canal b*, o US faz o sensoriamento sobre demanda neste canal para verificar a sua disponibilidade. Confirmada esta disponibilidade, a transmissão secundária é retomada utilizando o *canal b* para a comunicação [21].

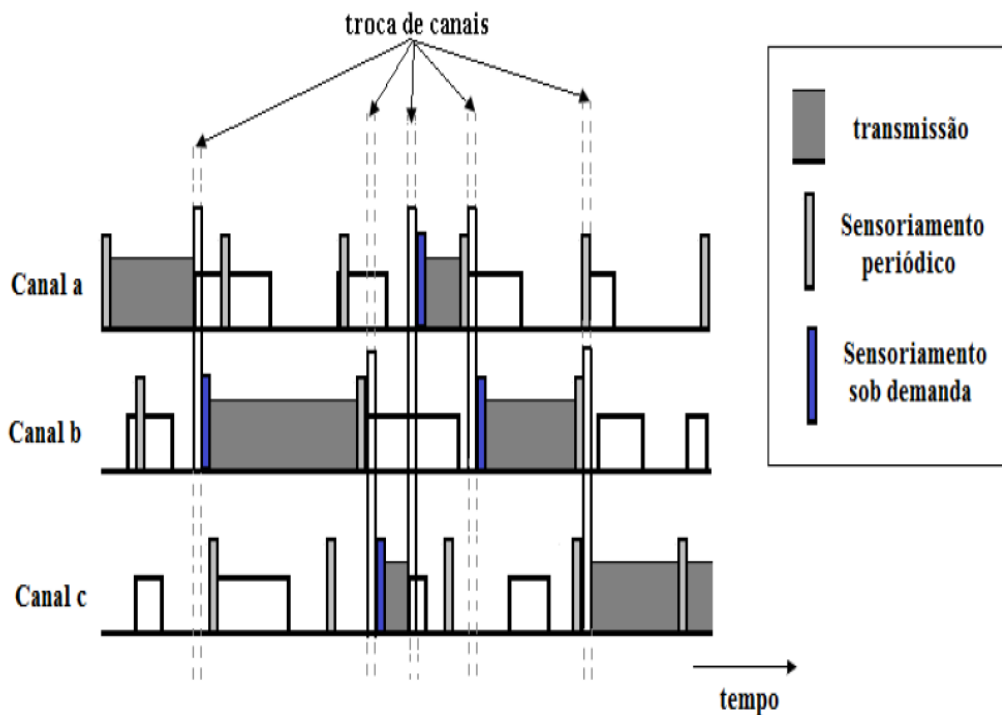


Figura 3.2: Mecanismo de sensoriamento proativo.

- **Sensoriamento na Camada Física (PHY)**

O sensoriamento na camada física busca determinar o espaço no espectro de frequência que estiver disponível num dado momento, localizando e detectando a possível presença do usuário primário. Existem dois grupos de técnicas aplicáveis:

- **Detecção Cega (*Blind detection*).**

É o conjunto de técnicas que não dependem de informação prévia do sinal recebido. Detecção cega é universal, uma vez que não se baseia em informação prévia das características do sinal de canal e da potência de ruído, mas o desempenho é pobre geralmente.

- **Detecção das Características do Sinal (*Feature detection*).**

São algoritmos que processam características específicas de um sinal conhecido e tipicamente apresentam melhor desempenho do que a detecção cega, mas não é aplicável a todos os sinais primários possíveis.

A seguir são listados alguns métodos utilizados no sensoriamento de espectro.

- Detecção com Filtro Casado.
- Detecção de Característica (*Feature Detection*).
- Detecção Cooperativa (*Cooperative detection*).
- Detector de Energia (*Energy Detector*).
- Método de detecção de sinais piloto com base na FFT.
- Densidade Espectral Cíclica (CSD - *Cyclic Spectral Density*) ou Função de Correlação Espectral (SCF - *Spectral Correlation Function*).
- Detecção do valor absoluto de covariância (CAV - *Covariance Absolute Value*)
- Sensoriamento de Covariância Espectral (SCS - *Spectral Covariance Sensing*).

3.1. Desafios no sensoriamento do espectro

O sensoriamento espectral é uma tarefa fundamental para rádio cognitivo, entanto, existem vários fatores que fazem do sensoriamento espectral um desafio. Primeiro, é provável que a relação sinal-ruído (SNR) dos usuários primários seja muito baixa. Por exemplo, os microfones sem fio que operam em bandas de TV só transmitem sinais com uma potência de cerca de 50 mW e uma largura de banda de 200 kHz. Se os usuários secundários estão várias centenas de metros de distância dos dispositivos de microfone, a SNR recebida pode estar bem abaixo de -20 dB.

Em segundo lugar, o desvanecimento no trajeto (*multipath fading*) e a dispersão no tempo (*time dispersion*) dos canais sem fio fazem o problema de detecção ainda mais difícil. O desvanecimento no trajeto pode causar flutuação de energia do sinal tão grande como 20-30 dB. Por outro lado, a detecção coerente pode não ser possível quando a dispersão temporal do canal é desconhecida.

Em terceiro lugar, o nível de ruído / interferência pode mudar com o tempo, o que origina incerteza de ruído. Existem dois tipos de incerteza de ruído: 1) incerteza do ruído no dispositivo de receptor (*receiver device noise uncertainty*) e 2) incerteza de ruído ambiente. A incerteza do ruído no dispositivo de receptor está presente pela não linearidade dos componentes e o ruído térmico variando no tempo nos componentes. A incerteza de ruído ambiente pode ser causada pelas transmissões de outros usuários. Devido à incerteza do ruído é muito difícil, na prática, obter a potência de ruído exata [22].

3.1.1. Requisitos de *Hardware*

O sensoriamento de espectro para rádios cognitivos requer altas taxas de amostragem, alta resolução de conversão analógica-digital, grandes faixas dinâmicas e processamento digital de sinais de alta velocidade, efetivamente impondo fortes requisitos de *hardware*. Em aplicações de comunicação sem fio, em geral, existem técnicas conhecidas e amplamente utilizadas para estimar, por exemplo, a capacidade e a disponibilidade do canal, através da estimativa da variância do ruído [23]. Para essas aplicações, os receptores precisam analisar

uma faixa de frequências relativamente estreita em faixas fixas do espectro e, assim, conseguem trabalhar com custos de *hardware* e consumo de energia mais baixos. Já os rádios cognitivos, para serem capazes de fazer uso das oportunidades de espectro proporcionadas, precisam analisar faixas amplas do espectro eletromagnético. Isto impõe maiores custos aos equipamentos de rádios cognitivos, além de aumentar o seu consumo de energia, o que pode ser problemático no caso de dispositivos portáteis que operem utilizando baterias.

Existem duas arquiteturas que podem ser utilizadas para o sensoriamento: um único dispositivo de rádio, ou dois rádios [24]. Na arquitetura de um único rádio o tempo deve ser dividido entre sensoriamento e a comunicação propriamente dita, resultando em uma reduzida eficiência na utilização do espectro, já que a transmissão de dados somente é realizada em uma parte do tempo [25]. Já na arquitetura de dois rádios, um sistema é responsável pelo sensoriamento enquanto o outro realiza a comunicação, o que aumenta a eficiência no uso do tempo, mas impõe um custo maior nos equipamentos, além de um maior consumo de energia.

3.1.2. Problema do Terminal Escondido

O sistema de rádio cognitivo, tipicamente, usa o espectro não licenciado e não deve interferir com os usuários autorizados (usuários principais). Os usuários secundários, eventualmente, estão escondidos em uma área sombreada ou perto da borda do transmissor primário, o que é o conhecido problema do terminal escondido ilustrado na Figura 3.3.

O problema do terminal escondido em Rádios Cognitivos ocorre de maneira semelhante à das redes sem fio IEEE 802.11, em que um terminal não pode ser detectado, em geral por estar realizando uma recepção, mas sofre interferência de outros terminais que não têm conhecimento de sua presença. Os mecanismos de RTS/CTS (*Request to Send/Clear to Send*) foram desenvolvidos para tentar resolver esse problema nas redes IEEE 802.11.

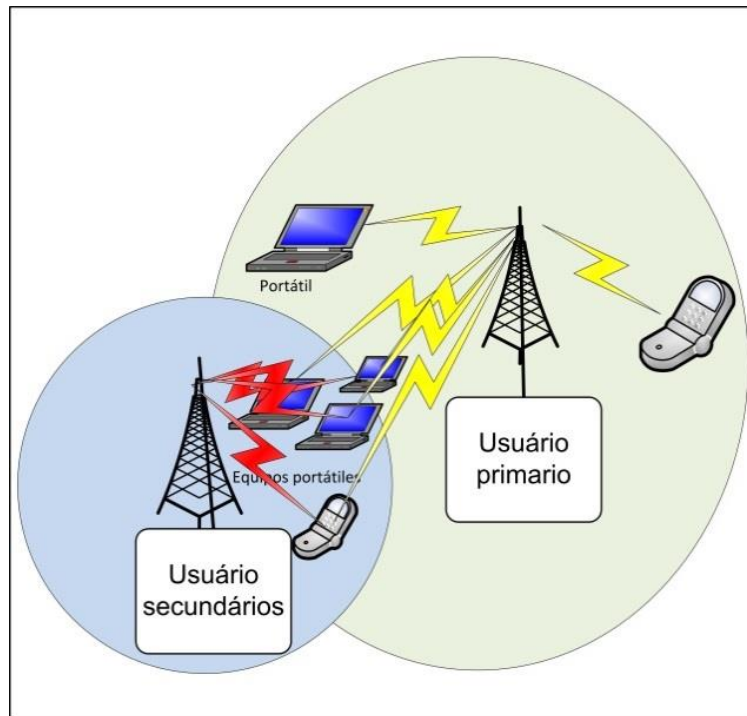


Figura 3.3: Problema do terminal escondido.

Para rádios cognitivos, o problema do terminal escondido se manifesta justamente quando um usuário primário realiza uma recepção e não pode ser detectado, mas pode sofrer interferência. Na situação ilustrada na Figura 3.3, o US que realizou o sensoriamento está fora do alcance do UP transmissor e portanto detecta o espectro livre, mas o UP receptor está em seu alcance e sofre interferência com sua transmissão.

Um usuário secundário causa interferência em um usuário primário receptor, ao ser incapaz de detectá-lo. Uma tentativa de solucionar esse problema é a proposta de cooperação no sensoriamento, como uma tentativa de reduzir a probabilidade de um UP não detectado [26].

3.1.3. Espalhamento de Espectro

Técnicas de espalhamento de espectro são utilizadas para mitigar a interferência, espalhando a energia do sinal transmitido, como FHSS (*frequency hopping spread spectrum*), que espalha o sinal na frequência ou DSSS (*direct sequence spread spectrum*), que espalha o sinal com um código.

Basicamente, a tecnologia de FHSS consiste em espalhar a informação por uma banda muito maior que a necessária para sua transmissão. Para isso, o FHSS divide a banda total em vários canais de pequena largura de banda, desta forma uma sequência pseudoaleatória conhecida por ambos, como pode ser observado na Figura 3.5. Um exemplo dessa tecnologia de espalhamento de espectro é o *Bluetooth*.

Na tecnologia de DSSS, o aumento da taxa de transmissão do sinal corresponde o espalhamento desse sinal na frequência. No caso do exemplo da Figura 3.5 o espalhamento do sinal de rádio é realizado aumentando a banda ocupada de um canal com 15 MHz de largura para 90 MHz, sem alterar a potência total. Todos os links do DSSS ocupam o mesmo canal e, ao contrário do FHSS, não existem saltos entre as frequências.

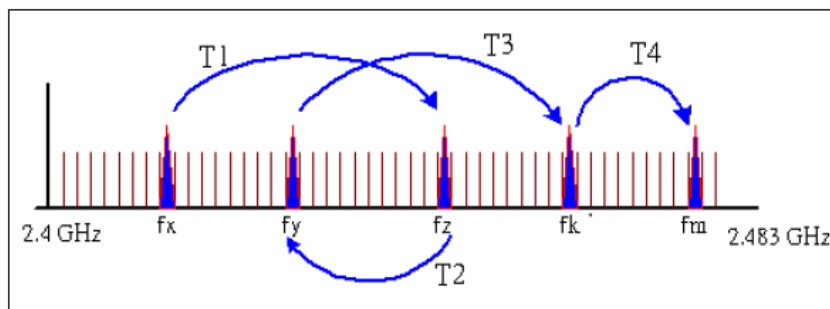


Figura 3.4: Divisão do espectro realizado pelo espalhamento FHSS e os saltos de frequência.

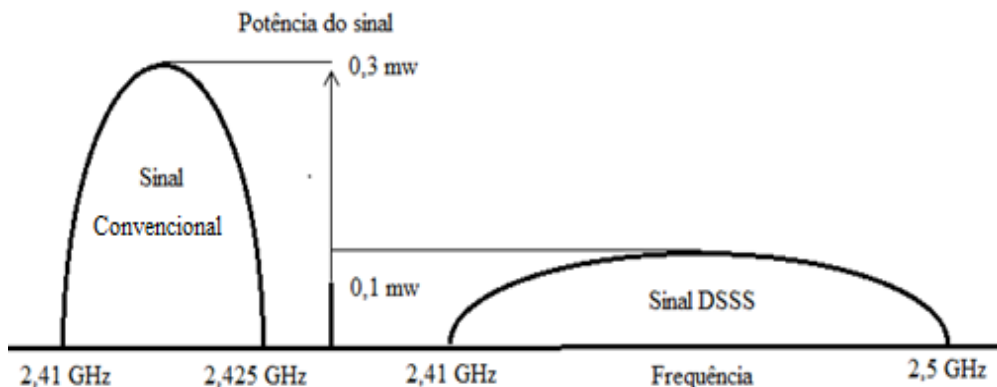


Figura 3.5: Sinal convencional e DSSS

Quando os usuários primários utilizam essas técnicas (FHSS e DSSS) sua detecção torna-se mais difícil, pois a energia do UP é espalhada sobre uma faixa de frequências relativamente larga enquanto a largura de banda da informação transmitida é muito mais estreita, fazendo com que esses sinais sejam mais facilmente confundidos com ruído [26].

4.1.4. Duração entre Intervalos em Sensoriamentos

Usuários primários podem iniciar a utilização de sua faixa licenciada a qualquer momento, inclusive quando usuários secundários estão fazendo uso desse canal, isto é, oportunidades de espectro podem deixar de existir a qualquer momento e rádios cognitivos devem ser capazes de detectar essa ocorrência o mais rápido possível para evitar a interferência com os UPs. Devido a esse requisito, os mecanismos devem realizar o sensoriamento de maneira periódica. Quanto menor o intervalo entre sensoriamentos, menor o tempo que um US leva para liberar o espectro licenciado de um UP, porém a eficiência da comunicação dos USs também é menor.

Em outras palavras, o sensoriamento deve ser realizado da forma mais rápida possível, para que possa liberar a banda imediatamente. Por outro lado, o tempo gasto no sensoriamento depende das características dos sinais primários e quanto maior é o tempo de sensoriamento, melhor é a sua precisão.

Outro problema relacionado ao sensoriamento é que um canal que está sendo usado por usuários secundários não pode ser utilizado para sensoriamento. Em decorrência disso, mesmo que um US não precise sensoriar o espectro em um dado momento deve interromper sua comunicação para o sensoriamento dos outros USs [27].

3.2. Métricas de Desempenho para o Sensoriamento Espectral.

Para a modelagem do sensoriamento de espectro utilizada nesse trabalho, supõe-se que o usuário primário, quando ocupa o espectro, transmite um sinal discreto $s(n)$ através de um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) com ruído aditivo gaussiano branco $w(n)$, de variância σ_w^2 . Em um dado momento, o

usuário secundário, que realiza o sensoriamento, detecta um sinal discreto $x(n)$, que pode ou não conter o sinal $s(n)$ enviado pelo usuário primário.

O usuário secundário deve após sensoriar o canal por uma duração equivalente a N amostras, decidir por duas hipóteses:

$$\begin{aligned} H_0: x(n) &= w(n) \\ H_1: x(n) &= s(n) + w(n) \end{aligned} \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.1)$$

Onde $x(n)$ é o sinal recebido equivalente em banda de base, $s(n)$ é a componente de sinal de amostras recebidas e $w(n)$ é a componente de ruído.

Os algoritmos serão testados para avaliar seu desempenho em termos de probabilidade de detecção (P_d Probability of detection), probabilidade de falso alarme (P_f Probability of false alarm) Probabilidade de perda de detecção (P_{md} Probability misdetection) e Complexidade computacional.

$$\text{Probabilidade de detecção } P_d = \mathbb{P}(T > \gamma | H_1) \quad (3.2)$$

$$\text{Probabilidade de falso alarme } P_f = \mathbb{P}(T > \gamma | H_0) \quad (3.3)$$

$$\text{Probabilidade de perda de detecção } P_{md} = 1 - P_d \quad (3.4)$$

A probabilidade de detecção é a probabilidade de que o algoritmo detecte corretamente a presença do sinal primário sob a hipótese H_1 . A probabilidade de falso alarme é a probabilidade de que o algoritmo declara falsamente a presença de um sinal primário, sobre a hipótese H_0 . A probabilidade de perda de detecção é a probabilidade de que o algoritmo falsamente declare a ausência de sinal primário, sob a hipótese H_1 . Obviamente, para um bom algoritmo de detecção a probabilidade de detecção deve ser tão alta quanto possível, enquanto que a probabilidade de falso alarme deve ser tão baixa quanto possível.

Quanto maior for a probabilidade de detecção melhor será a proteção de usuário primário, no entanto, a partir da perspectiva do usuário secundário, quanto menor for a probabilidade de falso alarme, maior é o rendimento possível. Assim, existe um equilíbrio fundamental entre a capacidade de detecção e taxa de transferência possível para a rede secundária.

Alguns dos algoritmos de detecção que farão parte deste estudo são:

- Detector de Energia (ED).
- Valor Absoluto de Covariância (CAV)
- Sensoriamento de Covariância Espectral (SCS).

3.2.1. Detecção de Energia (ED - Energy Detector)

Quando o usuário secundário não possui informações suficientes a respeito do sinal do usuário licenciado, uma abordagem mais simplificada é executar a detecção não coerente, utilizando o método de detecção de energia (ED). Este esquema tem recebido bastante atenção e é a forma mais comum de sensoriamento do espectro, devido ao baixo custo computacional e baixa complexidade de implementação, além de ser mais genérico, pois não necessita de informação a priori do sinal do usuário primário. O detector de energia clássica, que é também chamado de radiômetro, mede a energia recebida que, posteriormente, é comparada com um limiar, como é apresentado na Figura (3.6).

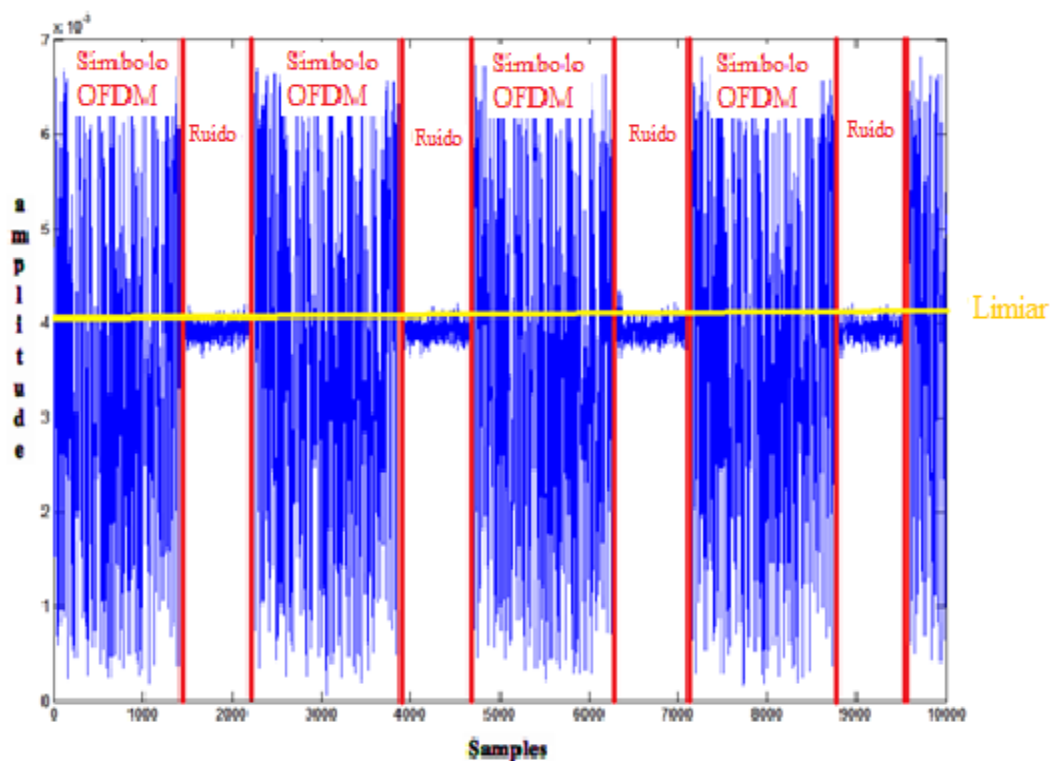


Figura 3.6: Energia recebida comparada com um limiar, com baixa potência de ruído.

Nesta abordagem, o sinal é detectado pela comparação da saída do detector de energia com um dado limiar que depende da potência de ruído presente. Apesar de ser simples e rápido, verifica-se que este esquema é suscetível à incerteza da potência do ruído. Por esta razão, o detector de energia não trabalha eficientemente para detectar usuários primários que utilizam a técnica de espalhamento espectral nas transmissões dos seus sinais. Neste caso, ele pode gerar falsos alarmes como indicado na Figura 3.7. Para resolver este problema, o padrão IEEE 802.22 introduziu o conceito de período de sossego (OFF period), durante o qual os usuários secundários não podem utilizar o espectro licenciado para transmitir. Nestes períodos, apenas os usuários licenciados podem estar presentes na banda do espectro avaliada (Cordeiro 2007). Assim, executando o sensoriamento dentro do período de sossego, elimina-se tal problema [28].

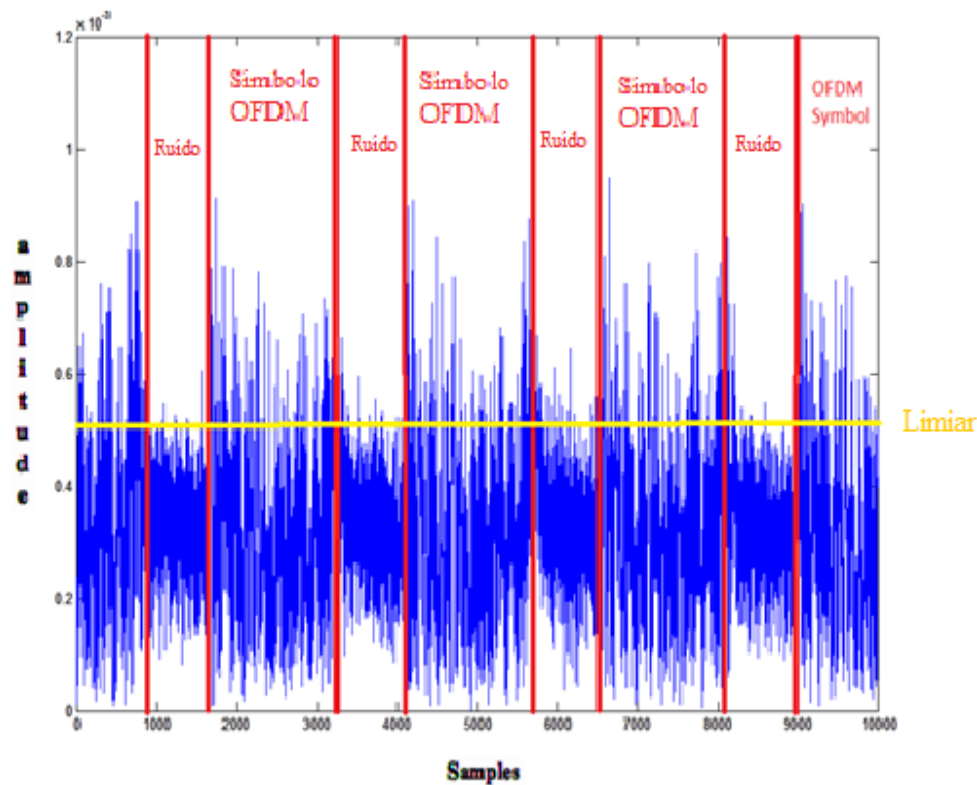


Figura 3.7: Exemplo de um sinal OFDM capturado com alta potência de ruído: caso detector de energia (ED).

O detector de energia (ED) é o esquema de detecção espectral mais simples e mais popular, uma vez que não necessita de nenhuma informação sobre os parâmetros (de modulação, o formato de impulsos, taxa de dados, etc), do sinal primário $s(n)$. Quando o sinal $s(n)$ pode ser modelado como um processo

gaussiano com média zero, independente do ruído branco gaussiano $w(n)$, o detector de energia é ótimo, no sentido de Newman-Pearson [12].

No modelo de sistema de sensoriamento espectral, o usuário secundário detecta a presença do usuário primário fazendo uso do teste estatístico apresentado na equação 3.5. O sinal amostrado recebido $x(n)$ do usuário secundário pode ser modelado como:

$$\begin{aligned} H_0: x(n) &= w(n) \\ H_1: x(n) &= h(n)s(n) + w(n) \end{aligned} \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.5)$$

Onde H_0 e H_1 representam as hipóteses correspondendo à presença ou ausência do sinal do usuário primário. O índice de amostras é representado por n , $h(n)$ é a resposta ao impulso do canal entre o usuário primário e o usuário secundário (é assumida invariante durante o processo de sensoriamento); $s(n)$ é o sinal do usuário primário, com média zero e variância unitária, i.e. $E[\{s(n)\}^2] = \sigma_s^2 = 1$; $w(n)$, que representa ruído com média zero, tem simetria circular gaussiana complexa (CSCG – *Circular Symmetric Complex Gaussian*) com variância σ_w^2 , i.e. $w(n) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$.

A variável de teste estatístico para o detector de energia, com base na hipótese binária mostrada na equação (3.5), pode ser representada por:

$$T(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |x(n)|^2 \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \tau \quad (3.6)$$

Onde N é o tamanho da janela de observação em número de amostras e τ é o nível do limiar a determinar.

Sob a hipótese H_0 , a $T(x)$ é uma variável aleatória com a função densidade de probabilidade $p_0(x)$. A partir do teorema do limite central, para N grande $T(x)$ pode ser aproximada por uma variável aleatória gaussiana, com valor médio $\mu_0 = \sigma_w^2$ e variância $\sigma_0^2 = \frac{\sigma_w^4}{N}$ como é mostrado, em detalhe, no Anexo A.

Sob a hipótese H_1 , $p_I(x)$ denota a função densidade de probabilidade (*PDF*) da variável de teste estatístico $T(x)$, que pode ser aproximada por uma variável aleatória gaussiana com valor médio $\mu_0 = \sigma_w^2 (\gamma + 1)$ e variância $\sigma_0^2 = \frac{\sigma_w^4}{N} (2\gamma + 1)$. A relação sinal ruído recebida (SNR) é $\gamma = |h|^2 \sigma_s^2 / \sigma_w^2$, onde σ_s é variância do sinal, σ_w variância do ruído e h é a resposta ao impulso do canal entre o usuário primário e o usuário secundário. A geração dos processos estatísticos é apresentada de uma forma detalhada no Anexo A.

O desempenho do detector de energia é caracterizado pela probabilidade de falso alarme (P_f) e a probabilidade de detecção (P_d). Para um dado nível de limiar τ , a probabilidade de falso alarme pode ser representada por:

$$P_f(\tau) = Prob\{T(x) > \tau; H_0\} = Q\left(\left(\frac{\tau}{\sigma_w^2} - 1\right)\sqrt{N}\right) \quad (3.7)$$

onde a função $Q(\cdot)$ é ;

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz \quad (3.8)$$

Similarmente, sob a hipótese H_1 a probabilidade de detecção pode ser representada como:

$$P_d(\tau) = Prob\{T(x) > \tau; H_1\} = Q\left(\left(\frac{\tau}{\sigma_w^2} - \gamma - 1\right)\sqrt{\frac{N}{2\gamma + 1}}\right) \quad (3.9)$$

Pode ser visto a partir das equações (3.7) e (3.9) que o desempenho de detecção do espectro depende do nível de limiar, que deve ser determinado para minimizar o erro de detecção do espectro [30].

A probabilidade de perda de detecção pode ser representada por:

$$P_{md}(\tau) = 1 - P_d(\tau) \quad (3.10)$$

Da equação (3.7), o limiar médio $\bar{\tau}$ está relacionado com a probabilidade de falso alarme \bar{P}_f por:

$$\bar{\tau} = \frac{\sigma_w^2}{\sqrt{N}} Q^{-1}(\bar{P}_f) \quad (3.11)$$

A seguir apresentamos as probabilidades de detecção e probabilidade de falso alarme com o objetivo de obter o limiar desejado $(\bar{P}_d, \bar{P}_f, \bar{\tau})$, substituindo a equação 3.11 em 3.9.

$$Q^{-1}(\bar{P}_d) = \left(\frac{Q^{-1}(\bar{P}_f)}{\sqrt{N}} - \gamma - 1 \right) \sqrt{\frac{N}{(2\gamma + 1)}} \quad (3.12)$$

Para uma probabilidade de detecção desejada \bar{P}_d , a relação entre a probabilidade de falso alarme e a probabilidade de detecção é dada por:

$$\bar{P}_f = Q[\sqrt{2\gamma + 1} Q^{-1}(\bar{P}_d) + \sqrt{N}(\gamma + 1)] \quad (3.13)$$

e \bar{P}_f está relacionado com \bar{P}_d por:

$$\bar{P}_d = Q\left[\frac{1}{\sqrt{2\gamma + 1}} (Q^{-1}(\bar{P}_f) - \sqrt{N}(\gamma + 1))\right] \quad (3.14)$$

Finalmente, para um dado par de probabilidades desejadas (\bar{P}_f, \bar{P}_d) , o número mínimo de amostras necessárias é dado por:

$$N_{min} = \left[\frac{Q^{-1}(\bar{P}_f) - \sqrt{2\gamma + 1} Q^{-1}(\bar{P}_d)}{\gamma + 1} \right]^2 \quad (3.15)$$

Nota-se que, para uma dada probabilidade de falso alarme P_f fixa na equação (3.11), a definição do limiar depende apenas do número de amostras N , que é conhecido, e da variância do ruído σ_w^2 , que pode ser estimada.

A probabilidade de detecção P_d da equação (3.9) depende da variância σ_w^2 , de γ (que pode ser obtida através de estimativas da relação sinal-ruído $\frac{|h|^2 \sigma_s^2}{\sigma_w^2}$) e do número de amostras N . Esta técnica é chamada de CFAR (*constant false alarm rate* ou taxa de falso alarme constante) [31]. A probabilidade de detecção P_d pode ser melhorada, aumentando-se o número N de amostras utilizadas na observação da métrica T , efetivamente aumentando o tempo de sensoriamento. Finalmente, a detecção não reconhece os sinais modulados de ruído elevado.

Desenvolvimento do algoritmo ED

Deve se definir uma probabilidade de falso alarme requerida P_f . Em seguida o limiar de decisão γ é obtido e a probabilidade de detecção P_d é analisada. Uma vez obtido o limiar, a probabilidade de perda de detecção P_{md} pode ser obtida facilmente pela equação (3.10). No presente projeto foram dados distintos valores da relação sinal ruído SNR para uma melhor apreciação dos dados.

3.2.2.

Valor absoluto de covariância (CAV)

Um dos métodos de detecção mais robusto na detecção cega é chamado Valor Absoluto de Covariância (CAV) e explora a natureza não correlacionada do ruído, enquanto que o sinal primário está correlacionado. De acordo com a teoria e através dos resultados experimentais, seu desempenho de detecção é comparável ao detector de energia para uma dada potência de ruído, mas é muito mais robusto que o detector de energia quando existe incerteza do ruído.

Na prática, a matriz de covariância pode ser estimada usando um número limitado de amostras de sinal. Pode-se calcular as autocorrelações das amostras do sinal recebido como:

$$\lambda(l) = \frac{1}{N_s} \sum_{m=0}^{N_s-1} x(m) \cdot x(m-l), \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (3.16)$$

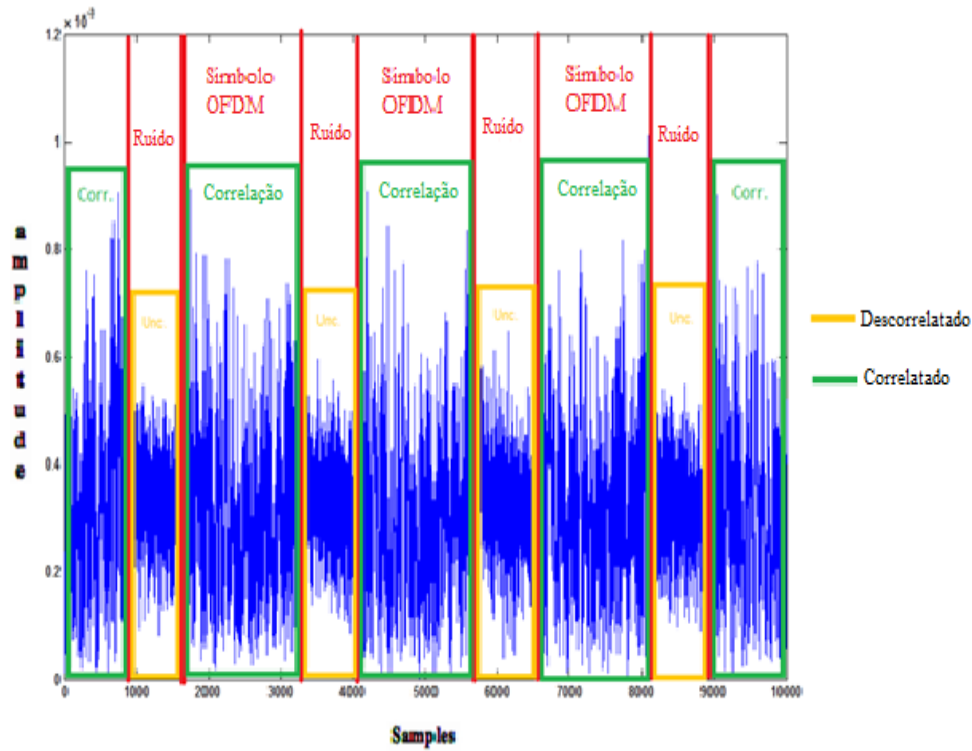


Figura 3.8: Exemplo de um sinal OFDM capturado com alta potência de ruído: caso - Valor Absoluto de Covariância (CAV).

onde N_s é o número de amostras disponíveis e L é o tamanho da janela de detecção, correspondente ao número de colunas e filas da matriz covariância. A matriz covariância R_x pode ser aproximada por

$$R_x(N_s) = \begin{bmatrix} \lambda(0) & \lambda(1) & \dots & \lambda(L-1) \\ \lambda(1) & \lambda(0) & \dots & \lambda(L-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda(L-1) & \lambda(L-2) & \dots & \lambda(0) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Note-se que a amostra da matriz covariância é simétrica e Toeplitz [A2].

Se o sinal $s(n)$ não estiver presente, os elementos de R_x fora da diagonal são todos zeros. Se houver um sinal e as amostras forem correlacionadas, R_x não é uma matriz diagonal. Sendo r_{nm} o elemento de matriz R_x na n -ésima linha e m -ésima coluna, define-se:

$$T_1(N_s) = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L |r_{nm}(N_s)| \quad (3.18)$$

$$T_2(N_s) = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L |r_{nn}(N_s)| \quad (3.19)$$

Com base nas amostras da matriz de covariância obtém-se $T_1(N_s)$, $T_2(N_s)$ e γ_1 . A presença do sinal corresponde a:

$$\frac{T_1(N_s)}{T_2(N_s)} > \gamma_1 \quad (3.20)$$

Com os resultados do teste estatístico da equação (3.20) obtemos a probabilidade de detecção (P_D), probabilidade de falso alarme (P_{FA}), probabilidade de perda de detecção (P_{MD}).

$$P_D = \Pr(T > \gamma \mid H_1), \quad (3.21)$$

$$P_{FA} = \Pr(T > \gamma \mid H_0), \quad (3.22)$$

Geralmente as amostras do sinal serão correlatadas por duas razões.

- 1) Sendo T_0 é o período de amostragem de Nyquist do sinal $s_c(t)$ e $s_c(nT_0)$ é o sinal amostrado com base na taxa de amostragem de Nyquist [32]. O sinal $s_c(t)$ pode ser expresso como:

$$s_c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_c(nT_0)g(t - nT_0) \quad (3.23)$$

onde $g(t)$ é uma função de interpolação, portanto, as amostras de sinal $s(n) = s_c(nT_s)$ estão relacionadas apenas com $s_c(nT_0)$. Se a taxa de amostragem no receptor $f_s > 1/T_0$, ou seja, $T_s < T_0$, então, $s(n) = s_c(nT_0)$, devem estar correlacionadas. Um exemplo disto é um sinal de banda estreita, como o sinal de microfone sem fios. Em uma banda de TV de 6 MHz de largura de banda, um sinal de microfone sem fio só ocupa, aproximadamente, 200 kHz. Quando amostramos o sinal recebido com uma velocidade de amostragem igual ou inferior a 6 MHz, o sinal do

microfone sem fios está realmente sobreamostrado e, portanto, altamente correlacionado.

- 2) O sinal original é correlacionado. Neste caso, mesmo que o canal seja um canal de desvanecimento plano e não haja sobre amostragem, as amostras de sinal recebidas são correlacionados.

Desenvolvimento do algoritmo CAV

Definimos uma probabilidade de falso alarme P_f requerida ($P_f = 0.1$). Os dados do ruído são obtidos das campanhas de medições. A análise da P_f só depende da correlação do ruído, podendo-se obter os resultados da análise com precisão. Em seguida, o limiar de decisão γ é obtido, o qual depende da probabilidade de falso alarme requerida P_f . Finalmente, o P_d é analisado. Uma vez obtido o limiar γ e a probabilidade de perda de detecção, P_{md} é obtida facilmente com os dados da probabilidade de detecção. Neste projeto foram usados distintos valores da relação sinal ruído SNR para uma melhor apreciação dos dados.

3.2.3. Sensoriamento Espectral de Covariância (SCS)

Os sistemas de rádio cognitivo (CR) devem detectar a presença de sinais primários fracos, mesmo em níveis nos quais a comunicação livre de erros é impossível [33-35]. Neste item, apresentamos um algoritmo de sensoriamento de espectro chamado Sensoriamento de Covariância Espectral (SCS). O algoritmo de detecção explora as diferentes correlações estatísticas do sinal e do ruído. Esta técnica é superior aos outros algoritmos de detecção propostos na literatura. O SCS detecta características espectrais que são específicas para os sinais primários com sensibilidade máxima.

O algoritmo SCS explora a correlação na banda de interesse. Uma vez que o espectro do sinal recebido é obtido por estimativa de periodograma [36-38], sua correlação é calculada usando as amostras da matriz de covariância. O sinal primário tem, tipicamente, espectro não plano e, por isso, é altamente correlacionado, enquanto que o espectro de ruído é plano e está quase

completamente não correlacionado. Para encontrar a correlação relativa, a autocovariância do espectro é comparada com a covariância total. O sinal é detectado se a correlação do espectro for maior do que o limiar pré-definido. O algoritmo proposto SCS é descrito como as seguintes etapas:

- 1) Conversão descendente do sinal recebido $x(t)$ para um sinal banda base complexo $y(t) = x(t) e^{-j2\pi f_c t}$, onde f_c é a frequência piloto.
- 2) Uso de filtro passa-baixa e *downsample* do sinal $y(t)$ por uma taxa apropriada de amostragem F_s para formar $z(n)$.
- 3) Cálculo do espectrograma $z(n)$ (a transformada discreta de Fourier de $z(n)$ na equação (3.24) é chamada espectrograma) por meio do cálculo da magnitude ao quadrado como:

$$Z_\tau(k) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} z(n + \tau N) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \right|^2 \quad (3.24)$$

onde N é o número de pontos FFT. $\tau \in \{0, 1, \dots, N_d - 1\}$ é o índice da janela de sensoriamento, N_d é o número total de janelas de sensoriamento, $k \in \{-N/2, \dots, 0, \dots, N/2 - 1\}$ é o índice de frequência.

- 4) Seleção dos componentes

$$M = \begin{bmatrix} Z_0(-K) & \dots & Z_{N_d-1}(-K) \\ Z_0(-K+1) & \dots & Z_{N_d-1}(-K+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_0(0) & \dots & Z_{N_d-1}(0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_0(K) & \vdots & Z_{N_d-1}(K) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

onde K é o índice do filtro passa baixa de corte de frequência (B_f), i.e. $K = \lfloor N \cdot B_f / F_s \rfloor$. Esta redução da matriz tem o efeito de um filtro passa-baixo, que seleciona a característica espectral do sinal primário e reduz a potência de ruído.

5) Cálculo da matriz covariância C para as amostras da matriz M .

$$C = \text{cov}(M) \quad (3.26)$$

$$C = \mathbb{E}_k \left[(M - \bar{M})^T (M - \bar{M}) \right] \quad (3.27)$$

onde $\bar{M} = \mu \mathbf{M} = [\mu_0, \mu_1, \dots, \mu, N_{d-1}]$. Note-se que a matriz covariância C é simétrica.

6) Teste estatístico é $T = T_1 / T_2$, onde

$$T_1 = \frac{1}{N_d} \sum_{\tau=0}^{N_d-1} \sum_{u=0}^{N_d-1} c_{\tau u} \quad (3.28)$$

$$T_2 = \frac{1}{N_d} \sum_{\tau=0}^{N_d-1} c_{\tau\tau} \quad (3.29)$$

onde $c_{\tau u}$ é o elemento da matriz C na fila τ -ésima e coluna u -ésima, que são as covariâncias de m_τ e m_u respectivamente, em outras palavras, T_2 é a média da amostra dos termos da diagonal da matriz de C , que são as autocovariâncias dos espectrogramas e T_1 é a soma de todos os elementos da matriz de covariância.

7) Comparar T com γ limiar de decisão

$$T \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \gamma \quad (3.30)$$

Se T excede γ , a detecção é declarada (H_1). Caso contrário, a decisão tomada é que não há sinal presente (H_0).

Novamente, com os resultados do teste estatístico da equação (3.30) obtemos a probabilidade de detecção (P_d), probabilidade de falso alarme (P_f) e probabilidade de perda de detecção (P_{md}).

$$P_D = \Pr(T > \gamma \mid H_1), \quad (3.31)$$

$$P_{FA} = \Pr(T > \gamma \mid H_0), \quad (3.32)$$

As estatísticas de teste T podem ser superficialmente semelhantes ao detector de valor absoluto de covariância (CAV) [14], mas há várias diferenças importantes que levam a um melhor desempenho da SCS.

- **Em primeiro lugar**, (CAV) [13] utiliza a correlação no domínio de tempo, enquanto SCS usa o domínio da frequência. Como mostrado em [21] e [39], o espectro de energia é uma das características mais importantes do sinal principal a ser detectado e é uma medida no domínio da frequência.
- **Em segundo lugar**, a SCS utiliza apenas uma parte do espectro por filtragem passa baixa no passo 4, o que resulta em potência de ruído reduzido, em outras palavras, o aumento da SNR efetiva. A filtragem passa baixa no passo 2 é essencial para evitar o *aliasing* e suprime a potência de ruído fora da banda de paragem. Envolvendo este passo, pode se melhorar o desempenho da detecção de (CAV) [13] consideravelmente.

Desenvolvimento do algoritmo SCS

O primeiro passo a seguir é a obtenção do limiar de decisão γ , o qual só depende do ruído espectral, da sua correlação e da probabilidade de falso alarme requerida. Os dados obtidos das campanhas de medições vão ser avaliados pelo limiar e o resultado obtido será comparado com o resultado esperado para obter a probabilidade de detecção P_d . Neste trabalho, os algoritmos foram avaliados com diferentes valores da relação sinal ruído SNR para uma melhor análise dos resultados.