

Desempenho de sistema de rádio cognitivo em transmissão contínua com sensoriamento no receptor

Renato Sales Bizerra, Gustavo Fernandes de Carvalho e Adoniran Judson de Barros Braga

Resumo—A maioria dos estudos em redes de rádio cognitivo (RC) considera que a transmissão de usuários secundários (US) não é permitida na banda e período de sensoriamento. Este fato traz uma subutilização do espectro disponível durante seu sensoriamento. Este artigo traz resultados do desempenho de redes cognitivas, em termos de vazão e interferência, que utilizam o receptor da rede secundária para sensoriar o espectro permitindo que o transmissor não pare sua transmissão, ao custo de ter que suportar a interferência deste na estimação do sinal do primário.

Palavras-Chave—Radio Cognitivo, sensoriamento espectral, detector de energia.

Abstract—Most of studies in cognitive radio have considered that the transmission of secondary users is not allowed within the sensed band during the sensing period. This consideration leads the CR to underutilize the available spectrum while sensing the radio frequency environment. This paper brings the performance of the continuous sensing technique on CR networks, aiming at a higher network throughput than in the classic approach under the same constraints of interference level on the primary user of the spectrum.

Keywords—Cognitive Radio, spectrum sensing, energy detector.

I. INTRODUÇÃO

O sensoriamento espectral é a principal funcionalidade que permite a rede cognitiva usar as melhores oportunidades espectrais sem interferir com a operação dos usuários licenciados. Entre as estratégias de redes de rádio cognitivo (RC) está a escolha do ponto de equilíbrio entre minimizar a interferência sobre o sinal do usuário primário (UP) e maximizar a vazão de dados na rede secundária. A primeira está associada à probabilidade de falso alarme P_f e a segunda à probabilidade de detecção P_d num processo de sensoriamento espectral. O tempo de detecção do canal (TDC) [1] é usualmente utilizado para limitar o período máximo no qual o UP pode suportar interferência antes que a rede RC o detecte. Então, dentro do período TDC, os usuários RC podem efetuar tarefas de sensoriamento e transmissão. Desta forma, quanto maior for o tempo de sensoriamento, menor será o tempo de transmissão, reduzindo a vazão e aumentando o atraso no tráfego de transmissão na rede secundária. Esta interrupção periódica na transmissão causa um uso ineficiente do espectro disponível e, conseqüentemente, uma redução na capacidade da rede RC. Estudos sólidos [2] foram desenvolvidos visando otimizar o tempo de sensoriamento e maximizar a vazão da rede RC com algumas restrições de interferência. No entanto, estes são

baseados na primícia de que os RC devem parar de transmitir para sensoriar o espectro. A técnica de salto frequencial dinâmico [3] mudou este paradigma, pois o sensoriamento é feito em canais paralelos ao da transmissão. Apesar de suas vantagens, ainda persiste o problema da não utilização da mesma banda para transmissão e sensoriamento. [4] propôs uma técnica de monitoramento de espectro no receptor baseada em estatísticas de erro que antecedem o sensoriamento espectral. O aumento da taxa de erro de pacotes recebidos pelo US pode ser causado pela presença do sinal do UP disparando um sensoriamento de espectro para confirmação de sua presença. Isto reduz consideravelmente a taxa de sensoriamento, aumentando a vazão na rede secundária. A técnica de monitoramento apresenta um bom desempenho se a razão de potência secundário-primário (RPSP) não for muito grande. Em cenários de alta RPSP, a presença do sinal UP pode ser dificilmente detectada ou confundida com desvanecimento do sinal US. Neste trabalho, são comparados os desempenhos do modelo tradicional de sensoriamento espectral com um modelo em que a decisão sobre a presença ou não do UP é feita a partir da estimação de sinal poluído pelo próprio US [5] em termos de tempo de interferência e vazão de dados no enlace do RC. No segundo caso, o US no nó transmissor pode se manter transmitindo enquanto o UP estiver ausente, objetivando uma maior vazão na rede US e continuidade na transmissão de dados (reduzindo o *overhead*). Em ambos os casos, as metodologias de sensoriamento espectral são baseadas em detecção de energia [6]. Este artigo é organizado da seguinte forma: na seção 2, o modelo de sensoriamento tradicional é apresentado. Na seção 3, é mostrado o modelo do sinal e as estatísticas de sensoriamento quando o sinal do usuário secundário está presente interferindo na estimação do usuário primário. Na seção 4, os resultados comparativos entre os dois modelos, em termos de desempenho de rede, são apresentados, seguido por uma breve conclusão na seção 5.

II. O MODELO DE SENSORIAMENTO ESPECTRAL

A principal questão em sistemas RC é a decisão se a rede UP está transmitindo (estado H_1) ou não (estado H_0). O modelo convencional de sinal recebido em sensoriamento espectral é dado por

$$y[n] = \begin{cases} w[n], & H_0 \\ w[n] + h_p x[n], & H_1, \end{cases} \quad (1)$$

em que $w[n]$ é a n -ésima amostra do ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN) $w(t)$, $x[n]$ é a n -ésima amostra do sinal UP $x(t)$ e h_p é o ganho instantâneo do canal entre o UP e o RC receptor que efetua o sensoriamento. O canal é considerado

flat fading e o período de sensoriamento é menor que o tempo de coerência do canal. Na saída do detector de energia, o sinal recebido $y(t)$ filtrado na banda de interesse B resulta em Y , que pode ser aproximado por $Y = \sum_{n=1}^N |y[n]|^2$, em que N é o número de amostras e deve obedecer o teorema da dimensionalidade, ou seja, deve ser maior ou igual ao dobro do produto tempo-largura de banda. No clássico artigo de Urkowitz [6], é mostrado que o sinal de saída do detector de energia Y pode ser aproximado pela soma do quadrado de variáveis aleatórias normais padronizadas e independentes quando da hipótese H_0 , que resulta em uma distribuição chi-quadrado para Y . Quando da presença do usuário primário (H_0), o sinal de saída do detector de energia pode ser aproximado pela soma de variáveis aleatórias de distribuição chi-quadrado não centralizada. Dentro de um contexto de sensoriamento de espectros largos, esse modelo pode ser aproximado utilizando o teorema central do limite, pois o número de amostras necessárias para a representação do sinal pode ser alto, mesmo que o tempo de sensoriamento seja curto. Portanto, para um grande número de amostra N , Y pode ser aproximado [7] por uma variável aleatória Gaussiana como

$$Y \sim \begin{cases} \mathcal{N}(N\sigma_w^2, 2N\sigma_w^4), & H_0 \\ \mathcal{N}(N(\sigma_w^2 + \sigma_x^2), 2N(\sigma_w^2 + \sigma_x^2)^2), & H_1, \end{cases} \quad (2)$$

em que $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ é uma variável aleatória normal de média μ e variância σ^2 , σ_w^2 e σ_x^2 são as potências do ruído e do sinal do UP, respectivamente. Essas formulações podem facilmente se transformar em P_f e P_d com a ajuda da função CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*) comparando a variável aleatória Y com um limiar λ .

III. INTERFERÊNCIA DO SINAL DO US

Considere uma rede RC em que o receptor processa os dados recebidos enquanto sensoria o espectro. Neste caso, o sinal do US se torna uma interferência inconveniente para o bom desempenho do sensoriamento em ambos os estados H_0 e H_1 . Nessas análises, considera-se que os sinais do UP $x(t)$ e do US $s(t)$ sejam processos aleatórios independentes e identicamente distribuídos, independentes entre si e do ruído AWGN $w(t)$, com médias nulas e variâncias σ_x^2 e σ_s^2 , respectivamente. Nessas condições, as contribuições energéticas de cada sinal podem ser usadas separadamente na composição de cada amostra de energia. Também considera-se que o RC seja capaz de medir a relação sinal-ruído (RSR) do sinal US durante o estado H_0 , afim de ajustar o limiar de detecção em função de uma dada P_f . Assim, a formulação do sinal recebido pode ser dado por

$$y[n] = \begin{cases} w[n] + h_s s[n], & H_0 \\ w[n] + h_p x[n] + h_s s[n], & H_1, \end{cases} \quad (3)$$

em que $s[n]$ é a n -ésima amostra do sinal US $s(t)$ e h_s é o ganho instantâneo do canal entre o transmissor e o receptor RC. Assumindo novamente que N é suficientemente grande e que $y[n]$ é uma variável aleatória normal independente e identicamente distribuída de média nula e variância $E[|y[n]|^2] = \sigma_y^2$, [5] mostrou que o desempenho de sensoriamento deste

modelo pode ser medido usando as probabilidades de falso alarme P_f e detecção P_d como segue

$$P_f = Q\left(\frac{\lambda - N\sigma_w^2(1 + \gamma_s)}{2\sqrt{N/2}\sigma_w^2(1 + \gamma_s)}\right), \quad (4)$$

$$P_d = Q\left(\frac{\lambda - N\sigma_w^2(1 + \gamma_x + \gamma_s)}{2\sqrt{N/2}\sigma_w^2(1 + \gamma_x + \gamma_s)}\right), \quad (5)$$

em que γ_s e γ_x são as RSR do US e UP, respectivamente, e $Q(\cdot)$ é a CCDF de uma variável aleatória normal padronizada. Para pequena RSR do US, os desempenhos dos modelos de sensoriamento contínuo e tradicional se aproximam. Além disso, se a RSR for grande demais, $P_d \approx P_f$ limitando o desempenho de sensoriamento. Para valores fixos de P_f , a P_d em (4) é no máximo igual a P_d do modelo clássico considerando os mesmos parâmetros. Isto ocorre porque a variância de Y aumenta em função da RSR de US para ambas as hipóteses H_0 e H_1 . Em princípio, isto deveria desencorajar o modelo de sensoriamento contínuo. No entanto, este sistema é flexível em termos de tempo de sensoriamento, permitindo melhorar seu desempenho. O número mínimo de amostras N necessárias para satisfazer determinado P_f e P_d pode ser calculado igualando os limiares λ em (4) e (5). Este número de amostras está associado ao período de sensoriamento ($T = \frac{N}{2B}$) e é normalmente limitado pelo tempo de detecção do canal CDT, e pelo nível de interferência que o US submete ao detector. Para um número limitado de amostras, deve existir uma máxima razão de potência secundário-primário (RPSP) em que certo desempenho de sensoriamento é garantido.

IV. COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO

A partir das formulações dadas, é possível computar algumas medidas de desempenho dos modelos tratados. Aqui, é de interesse não apenas as medidas diretas de sensoriamento, mas também o quanto estas afetam a eficiência da rede secundária, sempre considerando o nível de interferência que o UP possa estar sofrendo. Em todos os casos, simulações de Monte Carlo são usadas para aferir os modelos.

A. Desempenho de sensoriamento em função do nível de interferência

A Fig. 1 mostra P_d e P_f em função da RSR do US calculadas e empíricas (Monte Carlo). Nessas simulações, ambos os sinais do UP e US possuem o mesmo comprimento, modulação BPSK e são sujeitos ao mesmo ruído AWGN de potência σ_w^2 . Após cálculos de energia, o limiar λ é computado para valores desejados de P_f (ou P_d) e decisões, de acordo com o critério $Energia > \lambda$, são tomadas. A RSR do UP é fixada em $\gamma_x = -15$ dB e, para o cálculo de P_d , $P_f = 0.1$ e, para o cálculo de P_f , $P_d = 0.9$. Para cada nível de RSR do US γ_s , 1000 realizações de canal são implementadas, e o tempo de sensoriamento é fixado em 20 vezes o tempo utilizado no modelo clássico, pois a razão média entre o tempo de sensoriamento e o tempo de transmissão para este último é em torno de 5% [2], enquanto que esta razão é de 100% quando o sensoriamento é contínuo. Como esperado, o desempenho do sensoriamento contínuo é superior até determinada fronteira da RSR do US, mais precisamente da RPSP.

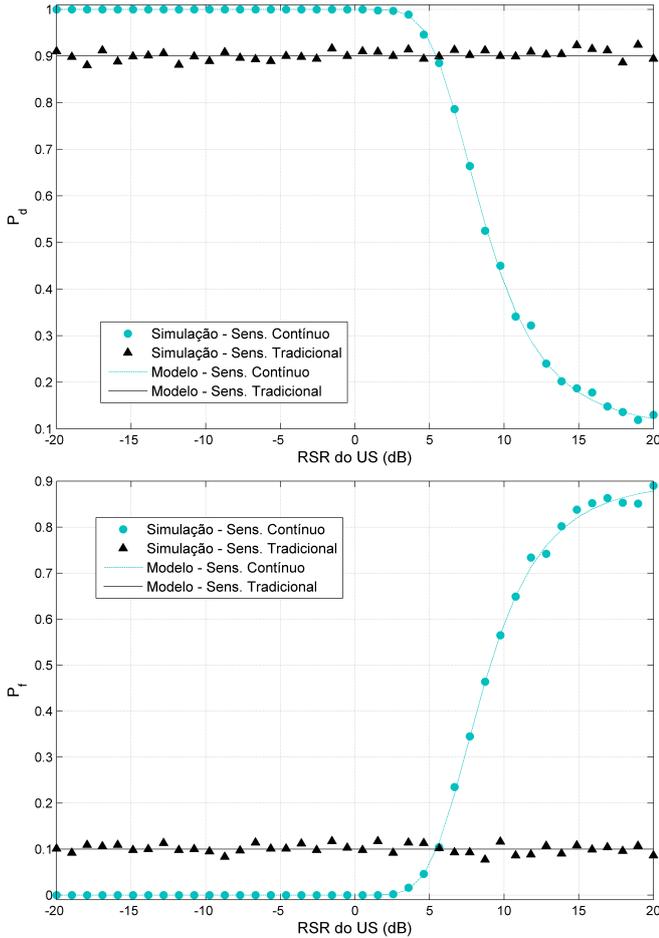


Fig. 1. P_d e P_f em função da RSR do US para ambos os modelos. $N^c = 20N^t$, e $\gamma_x = -15$ dB.

B. Análises de interferência e vazão

Uma das possíveis métricas sobre interferência em redes RC é a probabilidade de interferência [2]. Ela é baseada no fato de que interferência nula é impraticável para o desempenho da rede do US, e um limite de tempo de interferência deve ser respeitado para se garantir o correto funcionamento da rede do UP. Este tempo é, usualmente, da ordem de meio período do quadro do UP [2].

As transições entre os estados H_1 e H_0 dependem, essencialmente, do tipo de serviço. Considerando, neste trabalho, que a variação entre os estados é bem lenta comparado a um ciclo de sensoriamento, pode-se, então, definir a probabilidade de interferência $P_I = \eta P_{on}(1 - P_d)$ e a de sucesso $P_S = \eta P_{off}(1 - P_f)$, em que P_{on} e $P_{off} = 1 - P_{on}$ são as probabilidades da rede do UP estar H_1 e H_0 , respectivamente, e η é a eficiência de transmissão. η é calculado pela razão entre o tempo de transmissão efetivo do US e o tempo total. Seu valor é igual a 100% se a transmissão e o sensoriamento forem contínuos. A probabilidade de interferência é útil para definir o desempenho de sensoriamento para um certo tempo de interferência permitido, e também contribui, em menor escala, para a vazão da rede RC. Por outro lado, a probabilidade de sucesso é responsável pela maior parte da vazão, aquela em que os dados são recebidos sem a interferência do sinal do UP

(estado inativo - R_{off}).

A vazão média atingível \bar{R} em bps/Hz é calculada pela média das vazões nos estados ativo (R_{on}) e inativo (R_{off}) e podem ser descritas por $R_{on} = P_I C_{on}$ e $R_{off} = P_S C_{off}$, respectivamente, em que os limites de capacidade nos dois estados C_{on} e C_{off} seguem a formulação de Shannon. No caso de C_{on} , é considerada a razão entre a potência do sinal do US sobre a da interferência (UP) mais ruído (AWGN).

As Fig. 2 e 3 comparam a vazão dos modelos de sensoriamento contínuo e tradicional em função do tempo de sensoriamento e da RSR do US, respectivamente, considerando apenas o critério de taxa de transmissão. Para o modelo tradicional segue-se os resultados e metodologia proposta em [2].

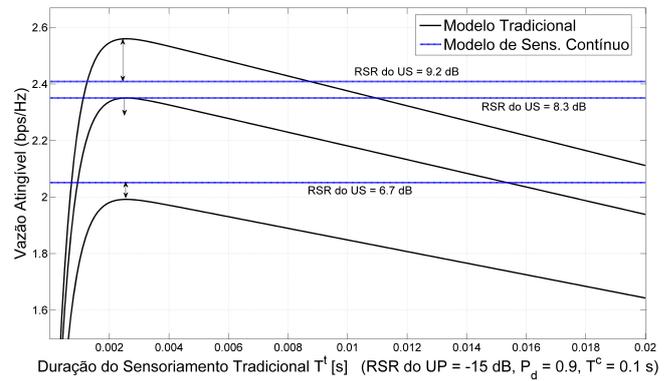


Fig. 2. Comparação da vazão atingível nos modelos tradicional e de sensoriamento contínuo do espectro em função de T^t .

É considerada uma probabilidade de detecção constante em ambos os modelos ($P_d = 0,9$), período de sensoriamento fixo para o modelo tradicional $T_t = 0,1$ s, largura de banda de 6 MHz, RSR do UP constante em -15 dB, e 3 casos de RSR do US. Vemos na Fig. 2 que, para uma RSR do US inferior a 8,3 dB, o desempenho do sensoriamento contínuo é sempre superior. Para uma RSR do US acima de 8,3 dB, o tempo de sensoriamento deve ditar o desempenho. Isso também pode ser observado na Fig. 3, em que a curva do modelo tradicional é traçada considerando o tempo de sensoriamento ótimo que resulta na máxima taxa de transmissão para cada valor de RSR do US. Observa-se que, para baixos valores de RSR do US, o modelo de sensoriamento contínuo supera levemente o tradicional. Entretanto, com o aumento da RSR, aumenta-se a P_f (4), fazendo o rádio cognitivo perder oportunidades de transmissão nos canais inutilizados pelo UP, fazendo o modelo tradicional apresentar melhor desempenho a partir de 8,3 dB. É importante observar que, para o caso tradicional, não foram computadas as perdas de *overhead* devido ao grande número de interrupções de transmissão, devendo, na prática, aumentar a diferença de desempenho para o modelo de sensoriamento contínuo.

Pode-se dizer que o modelo de sensoriamento contínuo se mostra mais vantajoso caso o sinal do rádio secundário esteja com potência até 23,3 dB acima da potência do sinal recebido do rádio primário. Isto é realístico em vários contextos de sensoriamento espectral como no padrão IEEE 802.22 [1], em que o sinal do usuário primário é analógico e, portanto, de maior potência em respeito a sinais digitais.

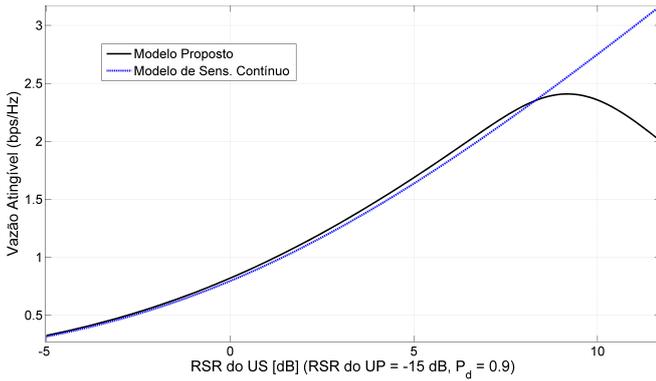


Fig. 3. Vazão atíngível para os modelos tradicional e de sensoriamento contínuo do espectro em função da RSR do US.

C. Fronteira de desempenho

Comparando-se os modelos tradicional e de sensoriamento contínuo em termos de P_d e P_f , é possível demonstrar a fronteira de desempenho entre eles. Em estado H_1 , a relação entre a probabilidade de detecção para os modelos tradicional (P_d^t) e de sensoriamento contínuo (P_d^c) que iguala o nível de interferência é dada por $P_d^c = 1 - \eta[P_{on}(1 - P_d^t)]$. Já $P_f^c = 1 - \eta[P_{on}(1 - P_f^t)]$ é a relação entre as probabilidades de falso alarme (P_f^t e P_f^c) quando são igualadas a vazões nos dois modelos considerando o mesmo nível de interferência. Percebemos que uma P_f maior é tolerada se o sensoriamento for contínuo, no entanto, é necessário um P_d maior para garantir a mesma interferência que no modelo tradicional. Igualando os λ de (4) e (5) e forçando a igualdade de interferência e vazão nos dois modelos, calcula-se a máxima RSR do US que limita o desempenho do modelo de sensoriamento contínuo abaixo do tradicional. O tempo de sensoriamento $T^c = N^c/2B$ para o caso contínuo é fixo e igual à duração de um quadro T_{quadro} , e a eficiência de transmissão η para o tradicional varia em função de seu tempo de sensoriamento $T^t = N^t/2B$ com respeito à T_{quadro} .

$$\gamma_s = \frac{\gamma_x \{ \sqrt{BT_{quadro}} - Q^{-1} [\eta(1 - P_d^t)] \}}{Q^{-1} [\eta(1 - P_d^t)] - Q^{-1} [\eta(1 - P_f^t)]} - 1. \quad (6)$$

P_f^t é fixo mas P_d^t é calculado de acordo com T^t que indica um custo benefício entre P_d^t e η para um tempo ótimo de sensoriamento no modelo tradicional. A RSR do US no modelo de sensoriamento contínuo em função do tempo de sensoriamento do modelo tradicional é mostrada na Fig. 4. P_f^t é igual a 0.1, T_{quadro} é 0.1 s, $B = 6$ MHz, e RSR do UP é -15 dB. Como visto na figura, existe uma zona de operação para o rádio secundário em que o desempenho do modelo de sensoriamento contínuo supera o do tradicional em termos de vazão e interferência. O mínimo valor de RSR do US indica o tempo T^t ótimo para o modelo tradicional, como esperado.

V. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foram analisados os benefícios da técnica de sensoriamento contínuo em relação ao modelo tradicional de sensoriamento do espectro. Dos resultados obtidos observou-se que, para certos valores de RSR do rádio secundário, o modelo

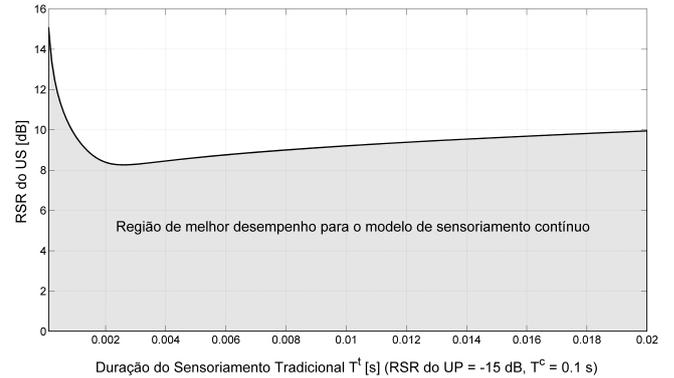


Fig. 4. Limite de RSR do US em função do tempo de sensoriamento do modelo tradicional, para a mesma vazão e nível de interferência nos dois modelos.

proposto é mais vantajoso que o modelo tradicional, podendo até solucionar o problema de ineficiência do sensoriamento observado em algumas técnicas de sensoriamento espectral. Um sistema híbrido entre os dois modelos pode garantir melhores resultados que os apresentados aqui. Entretanto, seria necessário um conhecimento confiável da potência do UP para cálculo da RPSP que comandaria o comutador de modelos. Essa estimação confiável da potência do UP pode ser tarefa difícil em cenários de longa inatividade do UP. A utilização de técnicas de supressão de sinal pode dar ganho maior no desempenho de sensoriamento e da rede ao diminuir os efeitos de interferência do US.

REFERÊNCIAS

- [1] C. Cordeiro, K. Challapali, and D. Birru, *IEEE 802.22: An introduction to the first wireless standard based on cognitive radios*, Journal of communications, vol. 1, no. 1, 2006.
- [2] Y.-C. Liang, Y. Zeng, E. C. Y. Peh, and A. T. Hoang, *Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks*, IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 7, no. 4, pp. 1326-1337, 2008.
- [3] W. Hu, D. Willkomm, M. Abusubaih, J. Gross, G. Vrantis, M. Gerla, and A. Wolisz, *Dynamic frequency hopping communities for efficient IEEE 802.22 operation*, IEEE Commun. Mag., vol. 45, no. 5, pp. 80-87, 2007.
- [4] S. Boyd, M. Frye, M. Pursley, and T. Royster, *Spectrum monitoring during reception in dynamic spectrum access cognitive radio networks*, IEEE Transaction on Communications, vol. 60, n. 2, pp. 547-558, 2012.
- [5] R. Bizerra, A.J. Braga, and G. Carvalho, *Wireless Telecommunications Symposium (WTS), 2012*, title=A spectrum sensing model for continuous transmission in cognitive radio network, in Proc. Wireless Telecommunications Symposium (WTS), pp. 1-7, London, April 2012.
- [6] H. Urkowitz, *Energy detection of unknown deterministic signals*, Proc. IEEE, vol. 55, pp. 523-531, 1967.
- [7] W. Lin, Q. Zhang, *A design of energy detector in cognitive radio under noise uncertainty*, In: 11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems, ICCS 2008, pp. 213-217, 2008.