

Arquitetura de Sensoriamento Espectral de Sinais Modulados usando uma Medida de Cicloestacionariedade

Pedro T. V. Souza

Departamento de Engenharia Elétrica,
Universidade Federal do Rio Grande do Norte
Natal-RN, Brasil.

Email: souza@dca.ufrn.br

Luiz F. Q. Silveira

Departamento de Engenharia de Computação e Automação
Universidade Federal do Rio Grande do Norte
Natal-RN, Brasil.

Email: lfelipe@dca.ufrn.br

Resumo—Sistemas de rádio cognitivo devem ser capazes de perceber faixas de frequência desocupadas para transmissões oportunistas, assim como detectar a presença de usuários primários quando estes estiverem reocupando o seu espectro licenciado. Portanto, um elemento crucial para a operação desses sistemas é o sensoriamento espectral. Este trabalho apresenta uma arquitetura de sensoriamento, baseada no cálculo da função de densidade espectral cíclica do canal sensoriado, para detectar por limiar sinais modulados na presença de ruído aditivo Gaussiano branco. A arquitetura proposta foi avaliada no sensoriamento de modulações AM, BPSK e QPSK. Resultados numéricos de desempenho comprovam a eficiência do método proposto, mesmo em baixos valores de relação sinal-ruído.

I. INTRODUÇÃO

O espectro eletromagnético, e em particular a faixa de frequências de rádio deste espectro, está rapidamente se tornando um dos recursos naturais mais valiosos do planeta, principalmente em função de sua crescente demanda. Diante desses fatos, os órgãos reguladores e a comunidade científica têm estudado uma política flexível para a alocação do espectro, denominada *Dynamic Spectrum Access* (DSA). Segundo essa política, o espectro seria utilizado de forma compartilhada, no tempo e no espaço, entre usuários heterogêneos. Esse cenário de comunicação, que tem como proposta o aumento da eficiência espectral, por meio do acesso dinâmico ao espectro, caracteriza um novo conceito de comunicação sem fio, o Rádio Cognitivo (RC).

Para que o espectro de rádio possa ser compartilhado de forma eficiente entre diferentes usuários, é necessário a utilização de mecanismos que permitam o sensoriamento constante do espectro, de forma a se identificar faixas de frequências ociosas do mesmo. Esta abordagem se baseia na observação de que a maior parte do espectro de rádio, na maioria das regiões geográficas, fica sem uso por longos períodos de tempo.

Dentre os métodos de sensoriamento espectral que têm sido investigados recentemente, aqueles baseados em detecção de características cicloestacionárias apresentam-se particularmente vantajosos para o sensoriamento em RC, principalmente por não precisarem de informações prévias acerca de parâmetros dos sinais sensoriados. Nesse método porém, as características estatísticas do sinal são obtidas através de uma análise espectral que pode ser computacionalmente complexa.

Após a extração das características estatísticas pela análise espectral, o método de sensoriamento por cicloestacionariedade utiliza uma arquitetura de classificação para que uma decisão seja tomada quanto a presença de sinais de comunicação no meio.

Neste trabalho, propõe-se uma arquitetura de classificação simples baseada em limiar de decisão. Nessa arquitetura, a presença de sinais no canal sensoriado é detectada a partir do cálculo de uma nova medida de cicloestacionariedade, de baixa complexidade computacional. Apesar de simples, o método proposto se mostra eficiente mesmo para valores de relação sinal-ruído muito baixos.

O restante deste artigo está organizado como segue: a Seção 2 apresenta os principais conceitos sobre sensoriamento por padrões cicloestacionários. A Seção 3 apresenta a arquitetura de classificação proposta. Na Seção 4, a arquitetura proposta é avaliada por simulação computacional. Por fim, na Seção 5 apresenta-se conclusões.

II. PROCESSOS CICLOESTACIONÁRIOS

Dizemos que um sinal $x(t)$ é cicloestacionário de ordem n (no sentido amplo) se houver uma transformação não-linear $f(\cdot)$ de ordem n tal que o sinal $y(t) = f(x(t))$ apresente componentes senoidais de amplitude finita [8], ou seja, se para algum componente de frequência $\alpha \neq 0$ o coeficiente de Fourier de $y(t)$ for diferente de zero:

$$M_y^\alpha = \langle y(t)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle \neq 0$$

em que M_y^α é o coeficiente de Fourier de $y(t)$ e $\langle \cdot \rangle$ representa o operador média temporal:

$$\langle \cdot \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (\cdot) dt \quad (1)$$

Em grande parte dos casos práticos, os sinais de comunicação apresentam cicloestacionariedade de segunda ordem [9], e assim sua função de auto-correlação e média apresentam periodicidade:

$$R_x(t+T, \tau) = R_x(t, \tau)$$

$$\mu_x(t+T) = \mu_x(t)$$

em que T é o período de repetição.

No estudo da cicloestacionariedade duas medidas são de fundamental importância: A Função de Auto-correlação Cíclica e a Função de Densidade de Correlação Espectral.

A. Função de Auto-Correlação Cíclica

Como a função de autocorrelação de um processo cicloestacionário é periódica, pode-se representá-la por meio de uma expansão em série de Fourier, i.e.:

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\alpha=-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) e^{j2\pi\alpha t}$$

em que α é chamado de ciclo-frequência ou frequência cíclica.

Formalmente, define-se a função de auto-correlação cíclica (CAF) como os coeficientes da série de Fourier, $R_x^\alpha(\tau)$, dados por:

$$R_x^\alpha(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (2)$$

Tomando o limite de $T \rightarrow \infty$ na equação 2 e aplicando a definição de operador de média temporal da equação 1, pode-se chegar a outra definição para a CAF:

$$R_x^\alpha(\tau) = \left\langle x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha t} \right\rangle \quad (3)$$

Desta forma, um sinal possui cicloestacionariedade de segunda ordem (no sentido amplo) se para algum $\alpha \neq 0$ a função de auto-correlação é diferente de zero. O conjunto de frequências cíclicas α , não-nulas para as quais $R_x^\alpha(\tau) \neq 0$ é chamado de ciclo-espectro.

B. Função de Densidade de Correlação Espectral

A partir da Relação Cíclica de Wiener [10], pode-se definir a função de densidade espectral cíclica (SCD), $S_x^\alpha(f)$, como a transformada de Fourier da CAF, isto é:

$$S_x^\alpha(f) = \mathcal{F}[R_x^\alpha(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (4)$$

A SCD, também chamada de espectro cíclico na frequência cíclica α , representa a correlação estatística entre as componentes espectrais $f + \alpha/2$ e $f - \alpha/2$, e pode ser calculada por meio do periodograma cíclico variante no tempo [12]:

$$S_x^\alpha(f) = \left\langle X\left(t, f + \frac{\alpha}{2}\right) X^*\left(t, f - \frac{\alpha}{2}\right) \right\rangle \quad (5)$$

em que

$$X(t, \nu) = \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(u) e^{-j2\pi\nu u} du \quad (6)$$

é uma STFT (*Short-Time Fourier Transform*) deslizando de tamanho T .

Nota-se que para $\alpha = 0$, a SCD resume-se a Densidade Espectral de Potência (PSD). Portanto, o sensoriamento espectral por SCD deve considerar apenas regiões de frequência cíclica $\alpha > 0$.

C. Aplicação da Cicloestacionariedade ao Sensoriamento Espectral

As medidas de cicloestacionariedade podem ser utilizadas para a extração de algumas características dos sinais de comunicação, dentre elas: frequência da portadora, fase da portadora, taxa de sinalização e o tipo de modulação do sinal. Assim, pode-se fazer o uso dessas medidas em sensoriamento espectral [5].

Por outro lado, na implementação das funções de extração de características cicloestacionárias de sinais surgem dificuldades práticas que fazem com que o cálculo dessas funções não seja exato, mas uma estimativa de seus valores. A quantidade finita de amostras do sinal que servem de base para a estimação, por exemplo, pode tornar-se um problema se não for bem dimensionada.

Assim, surgiram diversas variantes de algoritmos com a pretensão de viabilizar o cálculo cicloestacionário. Muitos algoritmos de análise cicloestacionária (Algoritmos de Análise Espectral Cíclica) computacionalmente eficientes encontrados na literatura evoluíram a partir dos métodos introduzidos originalmente em [12], [13], [14], [15].

A avaliação da função SCD gera como resultado uma superfície sobre o plano (f, α) , simétrica tanto em f quanto em α , conforme exemplificado na Figura 1 para um sinal BPSK. Devido ao custo computacional de se analisar um gráfico de superfície, e considerando as simetrias presentes na função, em geral calcula-se uma projeção da SCD sobre um plano ortogonal a f , para valores de $\alpha \geq 0$. A essa projeção dá-se o nome de perfil alfa, sendo definida neste trabalho por

$$\rho(\alpha) = \frac{\max_f [S_x^\alpha(f)]}{\max_{f, \alpha} [S_x^\alpha(f)]}. \quad (7)$$

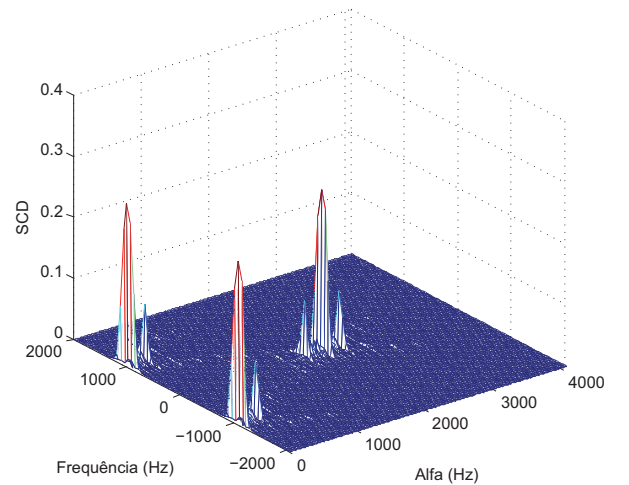


Fig. 1. Função SCD estimada para um sinal com modulação BPSK.

De forma geral, o sensoriamento espectral usando cicloestacionariedade se fundamenta no princípio do ruído estacionário não possuir qualquer correlação espectral para uma frequência cíclica diferente de zero ($\alpha \neq 0$). Utilizando-se este princípio, um método simples para se verificar a existência de sinais de comunicação poderia ser através da detecção de picos

de amplitude no perfil alfa do canal sensoriado, para valores de $\alpha \neq 0$. Em geral, estes picos são facilmente identificados em sinais modulados, como ilustrado na Figura 2 para sinais com modulação BPSK e QPSK. Como referência, a Figura 3 ilustra o perfil alfa de um ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN).

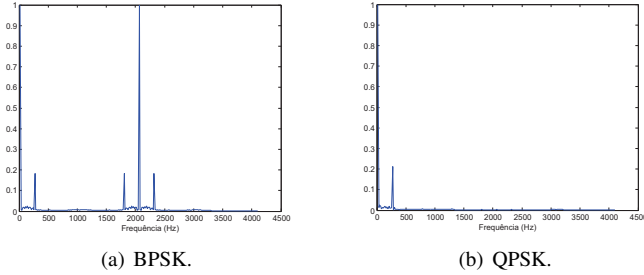


Fig. 2. Perfil alfa para modulações BPSK e QPSK.

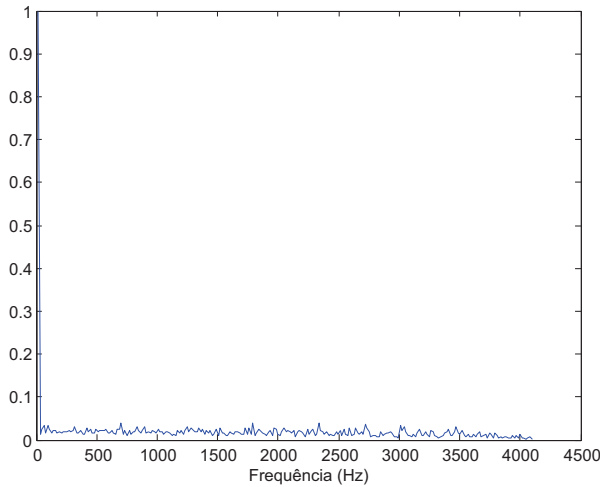


Fig. 3. Perfil Alfa calculado para um ruído AWGN.

III. ARQUITETURA PROPOSTA PARA SENSORIAMENTO ESPECTRAL POR CICLOESTACIONARIEDADE

Diferentes métodos têm sido propostos na literatura para detectar a presença de usuário primário no espectro de rádio a partir da estimação da função de densidade espectral cíclica, ou mesmo do perfil alfa obtido desta função [17], [10], [11], [6]. Alguns desses métodos permitem inclusive reconhecer parâmetros de operação do sistema, como o formato da modulação utilizada pelo sinal detectado. Neste sentido, apresenta-se em [17] uma arquitetura baseada em rede neural artificial (ANN) para a tarefa de classificação de sinais a partir de características cicloestacionárias. Em [10], os autores propõem o uso de Cadeias de Markov para a classificação de características extraídas por medidas de cicloestacionariedade de sinais modulados. Em geral, esses métodos possuem um custo computacional elevado, principalmente quando acumulam tarefas de identificação de parâmetros do sistema, o que pode inviabilizar o uso deles em sistemas embarcados.

Contudo, se houver conhecimento prévio sobre as características dos sinais transmitidos por usuários primários em uma determinada faixa do espectro de rádio, pode-se diminuir de forma significativa o custo computacional envolvido no processo de sensoriamento espectral. Seguindo essa abordagem, em [6] os autores propõem uma arquitetura de sensoriamento que inicialmente estima a função SCD sobre uma região específica do plano (f, α) para se calcular um limiar de detecção sobre \mathbb{R}^2 . Esta região de interesse sobre o plano (f, α) é definida em função do conhecimento prévio admitido sobre o formato de modulação do sinal a ser sensoriado, sendo avaliado no trabalho apenas sinais com modulação QPSK.

Este trabalho propõe uma variação do método apresentado em [6]. Especificamente, aqui a densidade de correlação espectral não é calculada em todos os pontos do ciclo-espectro, mas sim em apenas alguns pontos específicos que podem ser relacionados a presença (ou ausência) do usuário primário, diminuindo de forma significativa o esforço computacional envolvido na tarefa do cálculo da densidade de correlação espectral. A abordagem proposta neste trabalho se baseia no fato que a maioria das modulações empregadas em sistemas de comunicação sem fio apresentam características bem definidas no ciclo-espectro. Como exemplo, pode-se citar que sinais com modulação BPSK apresentam características distintas no ciclo-espectro nos pontos $\alpha = 2f_c$ e $\alpha = R_s/8$, em que f_c denota a frequência da portadora e R_s a taxa de símbolos do transmissor. Outras modulações seguem o mesmo princípio, variando apenas a localização dos valores característicos no ciclo-espectro. A partir deste fato, propõe-se neste artigo uma arquitetura de classificação baseada em limiar de detecção. Aqui, o limiar de detecção é estimado por uma nova métrica definida em \mathbb{R} , denominada *coeficiente de discórdia*, e calculada a partir da função SCD por:

$$\delta(\alpha_i) = \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega, \alpha_i) d\omega \right] \text{var} [S(\omega, \alpha_i)]}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} S_{\eta}(\omega, \alpha_i) d\omega \right] \text{var} [S_{\eta}(\omega, \alpha_i)]} \quad (8)$$

em que $\text{var}[\cdot]$ é o operador variância, $S(\omega, \alpha_i)$ é a densidade de correlação espectral do sinal sensoriado, calculada em α_i , sendo portanto função apenas da frequência ω e $S_{\eta}(\omega, \alpha_i)$ é a densidade de correlação espectral de um sinal de ruído AWGN, com média nula e densidade espectral de potência igual a $N_0/2$ por dimensão. Conforme detalhado na sequência, α_i é um valor de frequência cíclica definido em função dos formatos de modulação sensorizados pela arquitetura.

O método de sensoriamento proposto neste trabalho foi concebido para um cenário de comunicação em que se conhece o conjunto de possíveis modulações que podem ocorrer na faixa de espectro analisada. Além disso, admite-se que a taxa de amostragem e a taxa de símbolos do transmissor podem ser reconhecidas no receptor. Até o momento não foram feitos testes de desempenho da arquitetura supondo erros de estimação desses parâmetros.

O conjunto de modulações utilizadas na avaliação do desempenho desse método inclui as modulações AM, BPSK e QPSK. Para estas modulações, o perfil alfa apresenta picos de amplitude nas frequências cíclicas $\alpha = 2f_c$ (modulações AM e BPSK) e $\alpha = R_s/8$ (modulação QPSK) [6], [12], em que f_c

é a frequência da portadora e R_s é a taxa de símbolos do transmissor QPSK. Consequentemente, os coeficientes de discórdia utilizados no sensoriamento de sinais com essas modulações podem ser obtidos a partir do cálculo da função SCD apenas nesses valores específicos de α . Outras modulações possuem um perfil alfa com características similares e também poderiam ser consideradas pelo método proposto.

Supondo a existência de um usuário primário, em dada faixa do espectro de frequências, com sinal modulado por uma modulação do conjunto considerado neste trabalho (i.e. AM, BPSK e QPSK), os valores de amplitude e variância em $S(\omega, \alpha_i)$ serão bem maiores do que os valores de amplitude e variância em $S_{\eta}(\omega, \alpha_i)$, se $\alpha_i = 2f_c$ e/ou $\alpha_i = R_s/8$. Neste caso, $\delta(\alpha_i) \gg 1$, e o coeficiente de discórdia pode ser utilizado para se decidir sobre a presença de um usuário primário na faixa analisada.

Dessa forma, supondo o conhecimento de limiares sub-ótimos δ_{t1} e δ_{t2} , a arquitetura de sensoriamento proposta pode realizar o seguinte teste para a detecção de usuários primários no espectro analisado:

- Se $\delta(\alpha_i = 2f_c) > \delta_{t1}$ e/ou $\delta(\alpha_i = R_s/8) > \delta_{t2}$, então o usuário primário está presente;
- Caso contrário, o usuário primário está ausente ou seu sinal não utiliza uma modulação reconhecida pela arquitetura.

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

Esta seção apresenta resultados numéricos, obtidos por simulação em MATLAB, que buscam avaliar o desempenho da arquitetura de sensoriamento apresentada.

Nas simulações, o coeficiente de discórdia $\delta(\alpha_i)$ foi avaliado nos pontos de interesse: $\alpha_i = 2f_c$ e $\alpha_i = R_s/8$, em uma faixa de relação sinal-ruído (SNR) de -15 a 5 dB. As Figuras 4 e 5 apresentam o coeficiente de discórdia calculado respectivamente para as modulações AM e BPSK em $\alpha_i = 2f_c$, como uma função da relação sinal-ruído do canal e a Figura 6 apresenta o coeficiente de discórdia para a modulação QPSK, calculado em $\alpha_i = R_s/8$. Estas figuras também apresentam como referência, curvas obtidas a partir do cálculo do coeficiente de discórdia em um canal sem portadora, apenas com ruído AWGN com média nula e densidade espectral de potência igual a $N_0/2$ por dimensão.

A estimação da função $S(\omega, \alpha)$, necessária para o cálculo do coeficiente de discórdia em (8), foi realizada por meio do algoritmo CPD (*Cyclic Periodogram Detection*), desenvolvido em [16]. Porém, um outro algoritmo similar poderia ter sido utilizado. Os parâmetros de simulação estão descritos abaixo:

- Frequência da Portadora: $f_c = 1024$ Hz;
- Frequência de Amostragem: $f_s = 4096$ Hz;
- Tempo de observação: $T = 0,5$ s;
- Número de amostras por símbolo: $n_{s\text{amp}} = 16$;
- Resolução em α : $\Delta\alpha = 16$;
- Resolução em f : $\Delta f = 64$.

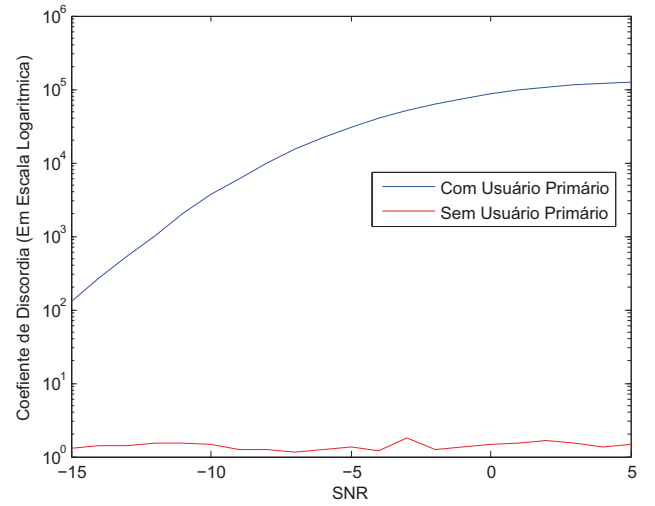


Fig. 4. Cálculo do coeficiente de discórdia para a modulação AM em $\alpha_i = 2f_c$.

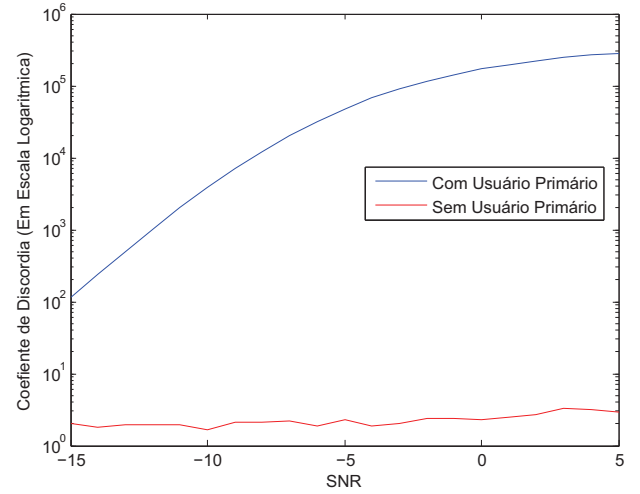


Fig. 5. Cálculo do coeficiente de discórdia para a modulação BPSK em $\alpha_i = 2f_c$.

A partir das figuras, observa-se que quando existe um usuário primário no canal sensoriado, o coeficiente de discórdia apresenta um valor elevado em pelo menos um dos pontos de α_i calculados ($2f_c$ e $R_s/8$), podendo ser facilmente usado para detectar a presença de sinal quando comparado a um limiar de decisão. Também pode ser observado que os valores do coeficiente de discórdia calculados para as modulações AM e BPSK são relativamente elevados mesmo em regiões de baixa SNR, demonstrando a robustez dessa medida em ambientes de comunicação com ruído intenso. Por outro lado, a partir da Figura 6, pode-se observar que o coeficiente de discórdia $\delta(\alpha_i)$ calculado para uma modulação QPSK apresenta valores inferiores a 100 para valores de SNR abaixo de -5 dB. Este resultado pode ser melhor compreendido quando se observa que o perfil alfa dessa modulação, ilustrado na Figura 2(b), é caracterizado apenas por um pequeno pico de amplitude em toda a região $\alpha > 0$.

Além disso, verifica-se que na ausência de sinal modulado

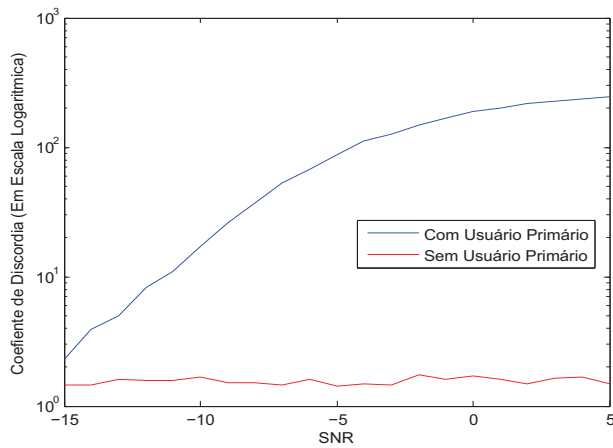


Fig. 6. Cálculo do coeficiente de discórdia para a modulação QPSK em $\alpha_i = R_s/8$.

no canal sensoriado, é provável que o coeficiente de discórdia possua valores abaixo de 3 quando calculado nos pontos $\alpha_i = 2f_c$ e $\alpha_i = R_s/8$. Assim, pode-se escolher os limiares δ_{t1} e δ_{t2} a partir dessa observação.

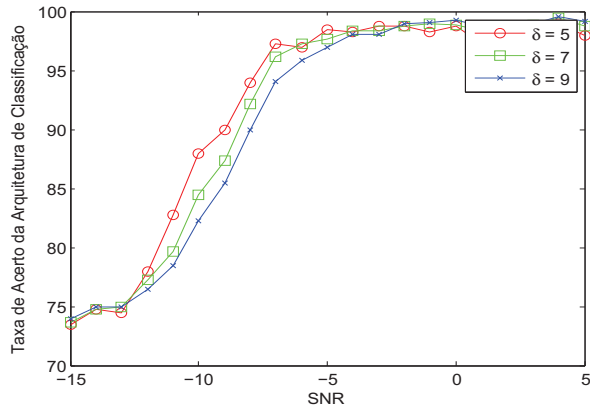


Fig. 7. Taxa de acerto da arquitetura de sensoriamento proposta.

O desempenho do classificador proposto foi avaliado considerando-se os limiares $\delta_{t1} = \delta_{t2} = 5$, $\delta_{t1} = \delta_{t2} = 7$ e $\delta_{t1} = \delta_{t2} = 9$. A Figura 7 ilustra as taxas de classificação correta da estratégia de sensoriamento espectral baseada no coeficiente de discórdia para a faixa de valores de SNR de -15 dB a 5 dB. Cada curva foi obtida a partir de uma média de 100 simulações para cada relação sinal-ruído, considerando o conjunto de modulações investigadas. Pode-se verificar que para valores de SNR superiores a -7 dB, a taxa de acerto da arquitetura está acima de 95%. Porém, é importante observar que o classificador também é eficiente em valores mais baixos de SNR.

V. CONCLUSÕES

Neste trabalho apresentamos uma arquitetura de sensoriamento espectral por cicloestacionariedade. Essa arquitetura utiliza uma medida, denominada coeficiente de discórdia,

para detectar por limiar sinais com modulações AM, BPSK ou QPSK na presença de ruído aditivo Gaussiano branco. O coeficiente de discórdia, definido a partir da densidade espectral cíclica (SCD) do canal sensoriado, é calculado apenas para pontos específicos do eixo de frequências cíclicas, o que mantém baixa a complexidade computacional do método de sensoriamento proposto. Apesar de simples, essa arquitetura mostrou-se eficiente mesmo para SNRs muito baixas, na ordem de -11 dB.

O efeito do desvanecimento sobre o desempenho da arquitetura de classificação proposta e a sua implementação em plataformas de rádio definido por software serão investigados na evolução desse trabalho.

AGRADECIMENTOS

O autor Pedro Thiago de Souza agradece o auxílio financeiro da UFRN concedido por meio de bolsa estudantil.

REFERÊNCIAS

- [1] R. W. Brodersen, *A cognitive radio approach for usage of virtual unlicensed spectrum*. [S.l.], Julho 2004.
- [2] J. Mitola III e G. Q. Maguire Jr, *Cognitive Radio: Making Software Radio More Personal* IEEE Personal Communications, vol.6, no. 4, pp. 13-18, Aug, 1999.
- [3] E. P. L. de Almeida, *Desenvolvimento de Técnica de Sensoriamento do Espectro Embasada em Detecção de Energia para Aplicações em Sistemas Rádio-Cognitivos*. Dissertação (Mestrado) - UNB, Fevereiro 2010.
- [4] D. Bhargavi e C. R. Murthy, *Performance Comparison of Energy, Matched-Filter and Cyclostationarity-Based Spectrum Sensing* IEEE Eleventh International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC'10), pp. 1-5, Jun. 2010.
- [5] A. Farias, C. E. N. Melo e R. V. Dias, *Uma Abordagem a Métodos de Sensoriamento do Espectro Aplicados a Rádio Cognitivo* - UNB, Brasília, 2010.
- [6] S. R. Q. Thai e G. M. M. Kandeepan, *Energy-Efficient Spectrum Sensing Using Cyclostationarity* - IEEE, 2011.
- [7] R. S. Roberts, W. A. Brown e H. H. Loomis Jr., *Computationally efficient algorithms for cyclic spectral analysis* - IEEE SP Magazine, 1991.
- [8] E. L. da Costa, *Detection and Identification of Cyclostationary Signals* - Naval Postgraduate School, 1996.
- [9] S. Haykin e M. Moher, *Sistemas de Comunicação* - 5a Edição, Bookman, 2011.
- [10] K. Kim et al, *Cyclostationary Approaches to Signal Detection and Classification in Cognitive Radio*, 2nd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN-07), pp. 212-215, Apr. 2007.
- [11] S. Kandeepan, G. Baldini e R. Piesiewicz, *Experimentally detecting IEEE 802.11n wi-fi based on cyclostationarity features for ultra-wide band cognitive radios*, in IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 2315-2319, 2009.
- [12] W. A. Gardner, *Cyclostationarity in Communications and Signal Processing* - IEEE Press, 1994.
- [13] W. A. Gardner, *Statistical Spectral Analysis: A Nonprobabilistic Theory*. New Jersey: Prentice-Hall, 1988.
- [14] W. A. Gardner, *Exploitation of Spectral Redundancy in Cyclostationary Signals*, IEEE Signal Processing, vol. 8, no. 2, pp. 14-36, Apr. 1991.
- [15] W. A. Gardner e C. A. Spopper, *Measurement of Spectral Correlation*, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 34, no. 5, pp. 1111, 1123, Oct, 1986.
- [16] Z. Zhang e X. Xur, *Implementation of cyclic periodogram detection on VEE for cognitives* - [S.l.], 2007.
- [17] A. Fehske, J. Gaedert e J. H. Reed - *A New Approach to Signal Classification Using Spectral Correlation and Neural Networks* - IEEE, 2005.