

Receptor Adaptativo para Fusão Eficiente de Decisões no Sensoriamento Espectral Cooperativo

Dayan Adionel Guimarães, Guilherme Pedro Aquino e Pedro Henrique Carneiro de Souza

Resumo—Em um esquema de fusão recentemente proposto para sensoriamento espectral cooperativo, os usuários secundários transmitem suas decisões ao mesmo tempo e na mesma frequência. Os símbolos recebidos no centro de fusão se adicionam incoerentemente, formando um conjunto de símbolos no qual um subconjunto está associado à presença e outro à ausência do sinal do transmissor primário. Neste artigo é proposto um receptor adaptativo baseado em uma regra de decisão melhorada em relação à regra original. O receptor revela aspectos de implementação prática, bem como ganhos expressivos de desempenho quando adaptado a variações de parâmetros dependentes da razão sinal-ruído.

Palavras-Chave—Rádio cognitivo, Sensoriamento espectral.

Abstract—In a recently-proposed efficient fusion scheme for cooperative spectrum sensing, secondary users report their decisions in the same time-slot and frequency. The received symbols add incoherently at the fusion center, forming a set of symbols in which a subset is associated to the presence of the primary signal, and another subset is associated to the absence of such a signal. In this paper we propose an adaptive receiver structure based on an improved decision rule with respect to the original one. The receiver gives practical implementation insights, yet unveiling considerable performance improvements when adapted to parameter variations related to the signal-to-noise ratio.

Keywords—Cognitive radio, cooperative spectrum sensing.

I. INTRODUÇÃO

A elevada demanda por serviços de comunicações sem fio e a vigente política de alocação fixa do espectro de radio-frequências levaram a um sério problema de congestionamento e escassez de bandas de frequência, sem precedentes na história das telecomunicações. O conceito de rádio cognitivo (*cognitive radio*, CR) [1] então surgiu como uma promissora solução para amenizar tal problema, tendo sido também considerado como uma das tecnologias complementares dos futuros sistemas de comunicação sem fio de quinta geração (*fifth generation*, 5G) [2].

Um dos objetivos dos CRs, enquanto usuários secundários (*secondary users*, SUs), é fazer uso oportunista das bandas de frequência inativas em uma rede primária (aquela com direito de uso prioritário do espectro) em determinado intervalo de tempo e região geográfica. Para encontrar as lacunas espectrais inativas, os SUs aplicam o sensoriamento espectral [3], combinado ou não com a consulta a uma base de dados de ocupação espectral. Tendo identificado uma lacuna na banda

sensoriada, estabelece-se a comunicação na rede secundária enquanto tal banda não voltar a ser ocupada pelos usuários primários (*primary users*, PUs).

Para aumentar a confiabilidade das decisões sobre o estado de ocupação de um canal sensoriado, considera-se mais adequado que o sensoriamento seja feito não somente por cada SU de forma independente dos demais, mas por vários SUs que cooperam entre si, configurando o que se denomina de sensoriamento espectral cooperativo [3]. Ele pode ser realizado de forma distribuída ou centralizada. Na primeira, os SUs em cooperação trocam informações acerca do estado de ocupação do canal para que se chegue a um certo tipo de consenso, sendo que na segunda enviam-se as amostras do sinal recebido pelos SUs ou suas decisões locais para um centro de fusão (*fusion center*, FC) onde a decisão final sobre a ocupação da banda sensoriada é tomada. Refere-se usualmente ao processo de transmissão das decisões para o FC como fusão de decisões, sendo denominada fusão de dados aquela referente ao envio de amostras associadas ao sinal sensoriado em cada SU.

Uma conhecida regra de fusão de decisões é a K -em- M , na qual o FC declara a presença do sinal primário quando no mínimo K dentre os M SUs declaram um sinal primário ativo na banda sensoriada. As decisões tomadas em cada SU são transmitidas ao FC por meio de canais de controle, tipicamente utilizando alguma técnica de acesso múltiplo, como exemplo FDMA (*frequency-division multiple access*) ou TDMA (*time-division multiple access*). Entretanto, tais técnicas de acesso tendem a requerer mais recursos temporais ou de frequência com o aumento do número de SUs em cooperação. Como os canais de controle normalmente tem pequena capacidade, esse aumento produzirá redução na eficiência espectral das transmissões ao FC.

Na técnica de fusão de decisões recentemente proposta em [4], os SUs em cooperação enviam suas decisões ao FC simultaneamente e utilizando a mesma banda de frequências, o que eleva a eficiência espectral no canal de controle. Como consequência, os símbolos que transportam as decisões dos SUs se interferem de forma não-coerente no receptor do FC, gerando um conjunto de símbolos no qual um subconjunto está associado à presença do sinal primário e outro está associado à ausência desse sinal. Para se fazer a discriminação entre estes subconjuntos, em [4] é fornecida uma regra sub-ótima de decisão Baesiana com probabilidades *a priori* uniformes. Em [5] é proposta outra regra de decisão que, praticamente com a mesma complexidade de implementação, pode atingir desempenhos muito superiores à regra originalmente apresentada em [4].

Neste artigo é proposto um receptor adaptativo desenvolvido

Dayan Adionel Guimarães, Guilherme Pedro Aquino e Pedro Henrique Carneiro de Souza, Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel), Brasil, E-mails: dayan@inatel.br, guilhermeaquino@inatel.br, pedros@gee.inatel.br. Este trabalho foi financiado pela Finep/Funtel (Convênio 01.14.0231.00 - Centro de Referência em Radiocomunicações ou CRR), FAPEMIG, MCTI e FINATEL.

a partir de uma simplificação da regra sugerida em [5]. A estrutura proposta para o receptor revela aspectos de implementação prática à medida que é formada à luz da estrutura de típicos receptores em quadratura. A partir dos resultados numéricos aqui apresentados, verifica-se que tal receptor pode prover ganhos expressivos de desempenho quando adaptado a variações de parâmetros sistêmicos dependentes da razão sinal-ruído.

Ao longo do artigo, as notações x , \mathbf{x} e \mathbf{X} representam um escalar, um vetor e uma matriz, respectivamente. O n -ésimo elemento de um vetor \mathbf{x} é denotado por x_n . O elemento da n -ésima linha e m -ésima coluna da matriz \mathbf{X} é representado por $X_{n,m}$. Os conjuntos dos números complexos e reais são respectivamente denotados por \mathbb{C} e \mathbb{R} . O valor absoluto do escalar $x \in \mathbb{R}$ ou o módulo de $x \in \mathbb{C}$ é escrito como $|x|$. O complexo conjugado de $x \in \mathbb{C}$ é representado por x^* . Os conjuntos das matrizes de ordem $x \times y$ com elementos complexos e reais são respectivamente representados por $\mathbb{C}^{x \times y}$ e $\mathbb{R}^{x \times y}$. As operações de transposição vetorial e matricial são respectivamente representadas por \mathbf{x}^T e \mathbf{X}^T . A norma Euclidiana do vetor \mathbf{x} é denotada por $\|\mathbf{x}\| = \sqrt{\mathbf{x}^T \mathbf{x}}$. O valor esperado (média estatística) de z é representado por $\mathbb{E}\{z\}$. $\Re(r)$ e $\Im(r)$ denotam respectivamente a parte real e a parte imaginária de $r \in \mathbb{C}$. $\binom{a}{b}$ é o coeficiente binomial.

II. MODELO DO SISTEMA

No modelo proposto por [4], cada um dos M usuários secundários em cooperação testa a presença do sinal primário fazendo uso de alguma técnica de sensoriamento espectral como, por exemplo, detecção de energia, detecção por propriedades ciclo-estacionárias do sinal, detecção por filtro casado ou detecção por autovalores [3]. Gera-se então a estatística de teste Z correspondente à técnica adotada e, por meio de um teste de hipóteses binário, o k -ésimo SU, $k = 1, \dots, M$, decide por $m_k = 1$ se $Z > \xi$ (hipótese H_1 , sinal primário ativo), ou por $m_k = 0$ se $Z \leq \xi$ (hipótese H_0 , sinal primário inativo). O limiar de decisão local ξ é determinado em função das métricas de desempenho almejadas. Tais métricas são comumente a probabilidade de falso alarme $P_{\text{FA,SU}} = P(m_k = 1 | H_0)$, e de detecção $P_{\text{D,SU}} = P(m_k = 1 | H_1)$.

Após as decisões locais serem tomadas, os SUs as transmitem ao FC simultaneamente e utilizando a mesma frequência do canal de controle, utilizando modulação BPSK (*binary phase-shift keying*). Portanto, o símbolo BPSK do k -ésimo usuário secundário pode ser representado em banda base como $s_k = (2m_k - 1)\sqrt{E_b}$, sendo E_b a energia média por bit transmitido. A amostra do sinal recebido no FC é dada por

$$r = \sum_{k=0}^{M-1} h_k s_k + w, \quad (1)$$

em que h_k é o ganho complexo do canal de controle entre o k -ésimo SU e o FC e w é a amostra complexa do ruído Gaussiano branco aditivo (*additive white Gaussian noise*, AWGN) presente na entrada do receptor do FC, com média nula e variância σ_w^2 . Assim, denotando a potência de sinal recebido como σ_s^2 , a razão sinal-ruído média será $E_b/N_0 = (\sigma_s^2/\sigma_w^2)\mathbb{E}(\|\mathbf{h}\|^2)$, sendo N_0 a densidade espectral de potência de ruído.

Os possíveis valores de $\mathbb{E}\{r|h_k, s_k\} = \sum_{k=0}^{M-1} h_k s_k$ correspondem à soma de variáveis aleatórias de Bernoulli s_k , ponderadas pelos ganhos h_k , formando um conjunto de 2^M elementos complexos correspondentes às 2^M possíveis combinações das decisões locais dos SUs. Aplicando a regra K -em- M , tais decisões podem então ser classificadas em dois grupos distintos, D_1 e D_0 , que correspondem respectivamente às hipóteses H_1 e H_0 . Os números de elementos nestes grupos são respectivamente [6]

$$\mathcal{L}_1 = \sum_{i=K}^M \binom{M}{i}; \quad \mathcal{L}_0 = 2^M - \mathcal{L}_1. \quad (2)$$

Seja $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{M-1}]^T$ o vetor de símbolos correspondentes às decisões locais e $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{M-1}]^T$ o vetor de ganhos dos canais de controle conhecido no FC. De acordo com a regra de decisão proposta em [4], o FC irá decidir por H_1 se

$$\sum_{\mathbf{s} \in D_1} \exp\left(-\frac{|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2}{2\sigma_w^2}\right) \geq \sum_{\mathbf{s} \in D_0} \exp\left(-\frac{|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2}{2\sigma_w^2}\right), \quad (3)$$

e por H_0 caso contrário. Em [4] esta regra é considerada de máxima verossimilhança (*maximum likelihood*, ML), mas é melhor classificada como uma regra de decisão por máximo *a posteriori* (MAP) com probabilidades *a priori* implicitamente consideradas uniformes para os símbolos \mathbf{s} , ou seja, com $P_s = 1/2^M$ ponderando ambos os lados de (3) [5].

III. DESENVOLVIMENTO DO RECEPTOR DO FC

Em [6] sugeriu-se uma estrutura de receptor em quadratura baseado na regra original de decisão de [4] e cogitou-se que sua versão adaptativa poderia aproximar o desempenho do sensoriamento espectral daquele promovido pela regra (3). Nesta seção desenvolve-se um receptor adaptativo baseado em uma aproximação da regra proposta em [5].

A. Regra MAP Modificada

Em [5] sugere-se uma regra de decisão melhorada em relação a (3). Na regra resultante, denominada de regra MAP modificada, o FC irá decidir por H_1 se

$$\sum_{\mathbf{s} \in D_1} P_s \exp\left(-\frac{|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2}{2\sigma_w^2}\right) \geq \sum_{\mathbf{s} \in D_0} P_s \exp\left(-\frac{|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2}{2\sigma_w^2}\right), \quad (4)$$

e por H_0 caso contrário. Se pode notar que a diferença dessa regra em relação à regra (3) consiste na presença explícita das probabilidades *a priori* dos símbolos, P_s , dadas por [5]

$$P_s = P_{H_1} P_i(P_{\text{D,SU}}^{(T)})|_{i:\mathbf{s} \in D_1} + P_{H_0} P_i(P_{\text{FA,SU}}^{(T)})|_{i:\mathbf{s} \in D_0}, \quad (5)$$

com $P_{\text{D,SU}}^{(T)}$ e $P_{\text{FA,SU}}^{(T)}$ respectivamente representando as probabilidades alvo de detecção e de falso alarme para cada SU, as quais governam a probabilidade de ocorrência do i -ésimo símbolo de acordo com [7]

$$P_i(p) = \prod_{k=1}^M (1-p)^{1-S_{k,i}} p^{S_{k,i}}, \quad i = 1, 2, \dots, 2^M, \quad (6)$$

sendo $S_{k,i} \in \{0, 1\}$ os elementos da matriz \mathbf{S} cujas colunas são formadas por todas as possibilidades de decisões locais tomadas pelos SUs. As probabilidades P_{H_1} e P_{H_0} em (5) são, respectivamente, as probabilidades do transmissor do usuário

primário estar ligado ou desligado. Normalmente admite-se $P_{H_1} = P_{H_0} = 0.5$, situação esta que representa a máxima entropia sobre a atividade do transmissor primário.

Em [5] sugere-se que $P_{D,SU}^{(T)}$ e $P_{FA,SU}^{(T)}$ sejam computadas invertendo as expressões das probabilidades alvo de detecção e de falso alarme no centro de fusão, respectivamente $P_{D,FC}^{(T)}$ e $P_{FA,FC}^{(T)}$, na condição de transmissão de decisões sem erro [8]:

$$\begin{aligned} P_{D,FC}^{(T)} &= \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} P_{D,SU}^{(T)l} (1 - P_{D,SU}^{(T)})^{M-l}; \\ P_{FA,FC}^{(T)} &= \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} P_{FA,SU}^{(T)l} (1 - P_{FA,SU}^{(T)})^{M-l}. \end{aligned} \quad (7)$$

As probabilidades alvo de detecção e de falso alarme no FC são definidas de acordo com a expectativa de desempenho da rede cognitiva. Como exemplo, de acordo com a recomendação IEEE 802.22 [9], $P_{D,FC}^{(T)} = 0.9$ e $P_{FA,FC}^{(T)} = 0.1$.

B. Regra MAP Modificada Aproximada

A expressão matemática referente à regra de decisão (4) não fornece subsídios claros sobre sua implementação prática, mas ao menos indica que a complexidade dessa implementação não será baixa devido principalmente às somas de exponenciais que deverão ser realizadas. A seguir são apresentadas as etapas de manipulação na regra aproximada (4) que culminarão na estrutura proposta para o receptor que a realiza.

Admita que o sinal real $r(t)$ recebido no centro de fusão é processado por um receptor em quadratura que irá gerar as partes real e imaginária de r em (1), as quais formam o vetor \mathbf{r} de acordo com

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re(r) \\ \Im(r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_t^{t+T} r(t) \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t + \theta) dt \\ \int_t^{t+T} r(t) \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t + \theta) dt \end{bmatrix}, \quad (8)$$

sendo T a duração de um símbolo BPSK, f_c é a frequência de portadora (frequência central do canal de controle) e θ é uma fase aleatória que reflete a não necessidade de sincronismo de fase de portadora, tarefa que seria extremamente complexa devido ao fato de os símbolos BPSK recebidos estarem se interferindo de forma não-coerente no FC. No entanto, qualquer que seja a fase inicial das portadoras em quadratura no início do intervalo de símbolo de recepção, ela deve ser igual à fase inicial das portadoras utilizadas pelos SUs no início de suas transmissões. Esta não é uma tarefa difícil de ser implementada na prática, pois os transmissores dos SUs e o receptor do FC estão sincronizados no que diz respeito ao início e término de cada intervalo de transmissão no canal de controle.

Sejam os conjuntos de símbolos esperados pertencentes aos grupos D_1 e D_0 agrupados em matrizes de ordem $2 \times \mathcal{L}_1$ and $2 \times \mathcal{L}_0$, respectivamente dadas por

$$\mathbf{L}_1 = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{v}_1^T) \\ \Im(\mathbf{v}_1^T) \end{bmatrix} \quad ; \quad \mathbf{L}_0 = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{v}_0^T) \\ \Im(\mathbf{v}_0^T) \end{bmatrix} \quad (9)$$

sendo os elementos de $\mathbf{v}_1 \in \mathbb{C}^{\mathcal{L}_1 \times 1}$ dados por $\mathbf{h}^T \mathbf{s}$ para todo $\mathbf{s} \in D_1$ e os elementos de $\mathbf{v}_0 \in \mathbb{C}^{\mathcal{L}_0 \times 1}$ dados por $\mathbf{h}^T \mathbf{s}$ para todo $\mathbf{s} \in D_0$.

Sabendo que $|x|^2 = xx^*$ para $x \in \mathbb{C}$, pode-se facilmente verificar que $|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2 = [\Re(r) - \Re(\mathbf{h}^T \mathbf{s})]^2 + [\Im(r) - \Im(\mathbf{h}^T \mathbf{s})]^2$, ou seja, $|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2$ é o produto interno entre o vetor \mathbf{r} e a

coluna de \mathbf{L}_1 ou \mathbf{L}_0 associada ao símbolo \mathbf{s} . Então, denotando como \mathbf{L}_{1s} a coluna de \mathbf{L}_1 associada ao símbolo $\mathbf{s} \in D_1$, tem-se que $|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2 = \|\mathbf{r} - \mathbf{L}_{1s}\|^2$ para $\mathbf{s} \in D_1$ e, por analogia, $|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2 = \|\mathbf{r} - \mathbf{L}_{0s}\|^2$ para $\mathbf{s} \in D_0$.

Para valores altos de E_b/N_0 no canal de controle, um dos argumentos da função exponencial em (4) terá valor significativamente maior que os demais, pois $|r - \mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2$ será muito menor para um dado \mathbf{s} que para os demais. Nesta situação, aplicando-se o logaritmo a ambos os lados de (4), usa-se o limite inferior de $\max(a_1, \dots, a_{\mathcal{L}}) \leq \ln \sum_{i=1}^{\mathcal{L}} \exp(a_i) \leq \max(a_1, \dots, a_{\mathcal{L}}) + \ln \mathcal{L}$ como aproximação de $\ln \sum_{i=1}^{\mathcal{L}} \exp(a_i)$ [10, p. 72]. Por outro lado, para valores baixos de E_b/N_0 não haverá significativa predominância de um dos argumentos da função exponencial e, neste caso, a aproximação $\ln \sum_{i=1}^{\mathcal{L}} \exp(a_i) \approx \max(a_1, \dots, a_{\mathcal{L}}) + k \ln \mathcal{L}$, $k \leq 1$, se torna mais justa, sendo que $k = 1$ leva à igualdade quando $a_1 = a_2 = \dots = a_{\mathcal{L}}$. Assim, aplicando esta última aproximação e o resultado do parágrafo anterior à parte da esquerda de (4), tem-se

$$\begin{aligned} \ln \sum_{\mathbf{s} \in D_1} P_{\mathbf{s}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{r} - \mathbf{L}_{1s}\|^2}{2\sigma_w^2}\right) &\approx \\ \max_{\mathbf{s} \in D_1} \{2\sigma_w^2 \ln P_{\mathbf{s}} - \|\mathbf{r} - \mathbf{L}_{1s}\|^2\} &+ 2\sigma_w^2 k \ln \mathcal{L}_1. \end{aligned} \quad (10)$$

Expandindo o argumento da função max de (10), tem-se

$$\begin{aligned} 2\sigma_w^2 \ln P_{\mathbf{s}} - \|\mathbf{r} - \mathbf{L}_{1s}\|^2 &= \\ 2\sigma_w^2 \ln P_{\mathbf{s}} + 2\mathbf{r}^T \mathbf{L}_{1s} - \mathbf{L}_{1s}^T \mathbf{L}_{1s} - \mathbf{r}^T \mathbf{r}. \end{aligned} \quad (11)$$

Ao se aplicar a aproximação em questão à parte da direita de (4) obtém-se uma expressão análoga a (11). Este desenvolvimento foi aqui omitido por questões de espaço.

Seja $\mathbf{p}_1 \in \mathbb{R}^{\mathcal{L}_1 \times 1}$ o vetor cujos elementos são as probabilidades $P_{\mathbf{s}}$ para $\mathbf{s} \in D_1$ e $\mathbf{p}_0 \in \mathbb{R}^{\mathcal{L}_0 \times 1}$ o vetor cujos elementos são as probabilidades $P_{\mathbf{s}}$ para $\mathbf{s} \in D_0$. Aplicando estas últimas definições ao desenvolvimento matemático apresentado e àquele referente à parte da direita de (4), pode-se finalmente escrever a regra de decisão adaptativa, na qual o FC irá decidir por H_1 se

$$\begin{aligned} \max \{2\sigma_w^2 \ln \mathbf{p}_1 + 2\mathbf{L}_1^T \mathbf{r} - \text{diag}(\mathbf{L}_1^T \mathbf{L}_1)\} &+ 2\sigma_w^2 k \ln \mathcal{L}_1 \geq \\ \max \{2\sigma_w^2 \ln \mathbf{p}_0 + 2\mathbf{L}_0^T \mathbf{r} - \text{diag}(\mathbf{L}_0^T \mathbf{L}_0)\} &+ 2\sigma_w^2 k \ln \mathcal{L}_0, \end{aligned} \quad (12)$$

e por H_0 caso contrário, sendo $\text{diag}(\cdot)$ o vetor formado pela diagonal principal da matriz operada. Nessa regra, $k \in \{0, \frac{1}{2}\}$ é uma variável indicadora que controla a adição dos termos $\ln \mathcal{L}_1$ e $\ln \mathcal{L}_0$, sendo $k = \frac{1}{2}$ quando a razão sinal-ruído instantânea $(\sigma_s^2/\sigma_w^2)\|\mathbf{h}\|^2$ estiver abaixo de um limiar pré-determinado e $k = 0$ caso contrário. A Figura 1 apresenta o diagrama do receptor que executa a regra (12) no FC.

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

A regra de decisão (12) foi implementada no Matlab e o receptor da Figura 1 no VisSim/Comm [11]. Os resultados de ambas coincidiram para vários parâmetros do sistema, com e sem adaptação. Além disso, os resultados sem adaptação coincidiram com aqueles obtidos pela regra (4) implementada no Matlab, validando portanto a implementação do receptor.

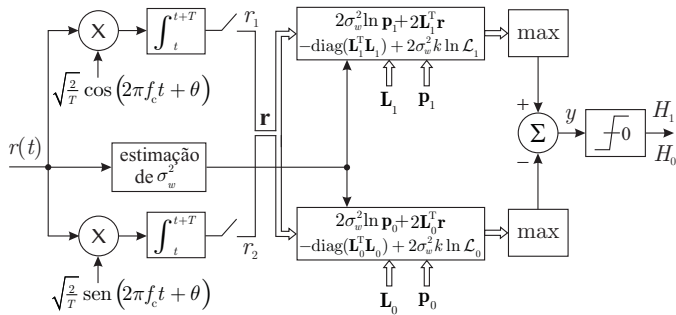


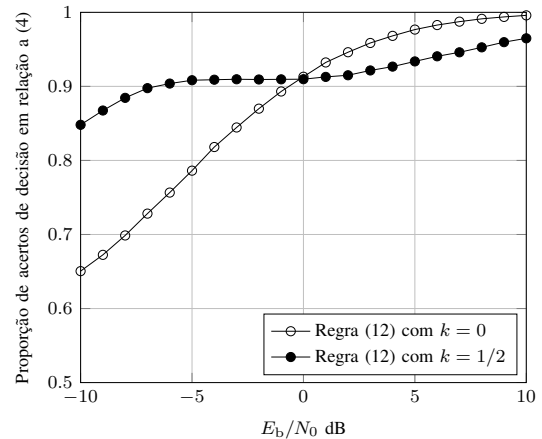
Fig. 1. Receptor no FC segundo a regra de decisão (12).

As Figuras 3 e 4 apresentam as curvas ROC (*receiver operating characteristic*) referentes ao desempenho global do sensoriamento espectral para $M = 5$ e $K = 1$ (regra OU), e para $M = 5$ e $K = 5$ (regra E), respectivamente, considerando três valores de E_b/N_0 nos canais de controle. Nas duas situações adotou-se $P_{D,FC}^{(T)} = 0.9$ e $P_{FA,FC}^{(T)} = 0.1$. Cada ponto das ROCs foi obtido a partir de 200000 eventos de Monte Carlo, cada evento correspondendo à configuração de um limiar de decisão ξ nos SUs, ao cálculo (ou estimação por simulação) de $P_{D,SU}$ e $P_{FA,SU}$, à geração de um par de vetores de decisões s de acordo com a distribuição binomial com parâmetros M e $p = P_{D,SU}$ ou $p = P_{FA,SU}$, ao envio das decisões dos SUs ao FC e à decisão global tomada a partir da regra (12). A relação sinal-ruído no canais do PU aos SUs foi configurada de tal sorte que $P_{D,SU} = P_{D,SU}^{(T)}$ e $P_{FA,SU} = P_{FA,SU}^{(T)}$ fossem necessariamente gerados para algum valor de ξ . Em cada evento utilizou-se uma nova realização do vetor \mathbf{h} com elementos Gaussianos complexos, correspondendo a canais de controle com desvanecimento Rayleigh lento (constante durante o intervalo de transmissão da decisão local) e plano (não seletivo em frequência). Para cada par de vetores de decisões foram gerados dois sinais recebidos no FC de acordo com (1), sendo um utilizado para estimação da probabilidade de detecção global $P_{D,FC}$ e o outro para estimação da probabilidade de falso alarme global $P_{FA,FC}$. O limiar da razão sinal-ruído que determina a inclusão do termo de correção na regra adaptativa foi definido de acordo com o resultado de simulação exibido na Figura 2, na qual nota-se que para $E_b/N_0 > 0$ dB a proporção de acertos de decisão da regra (12) em relação à regra (4) é maior com $k = 0$ do que com $k = 1/2$. Para $E_b/N_0 < 0$ dB a situação se inverte. Assim, o melhor limiar de adaptação para do receptor é o ponto de cruzamento mostrado na Figura 2, ou seja, 0 dB.

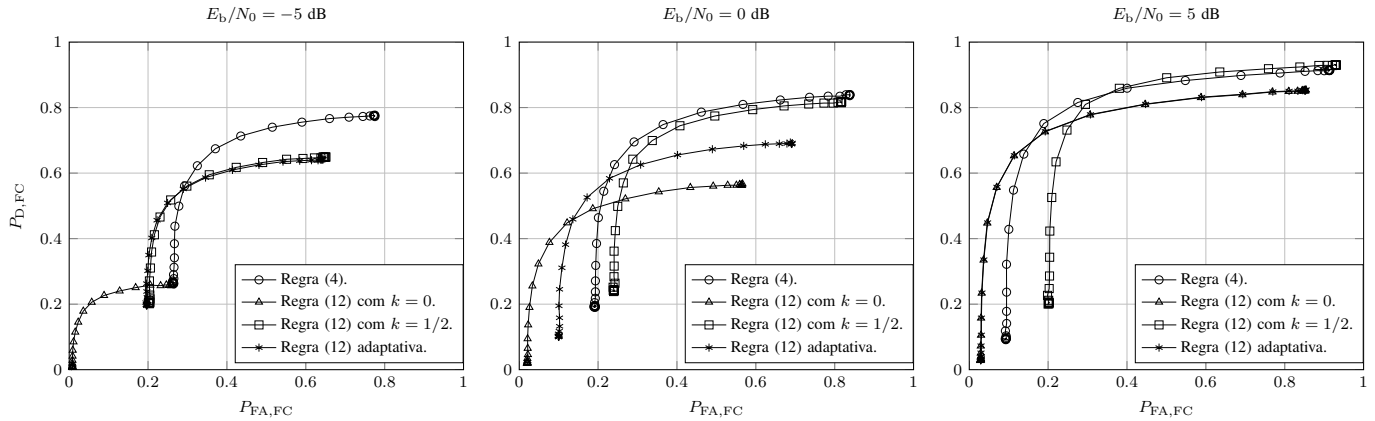
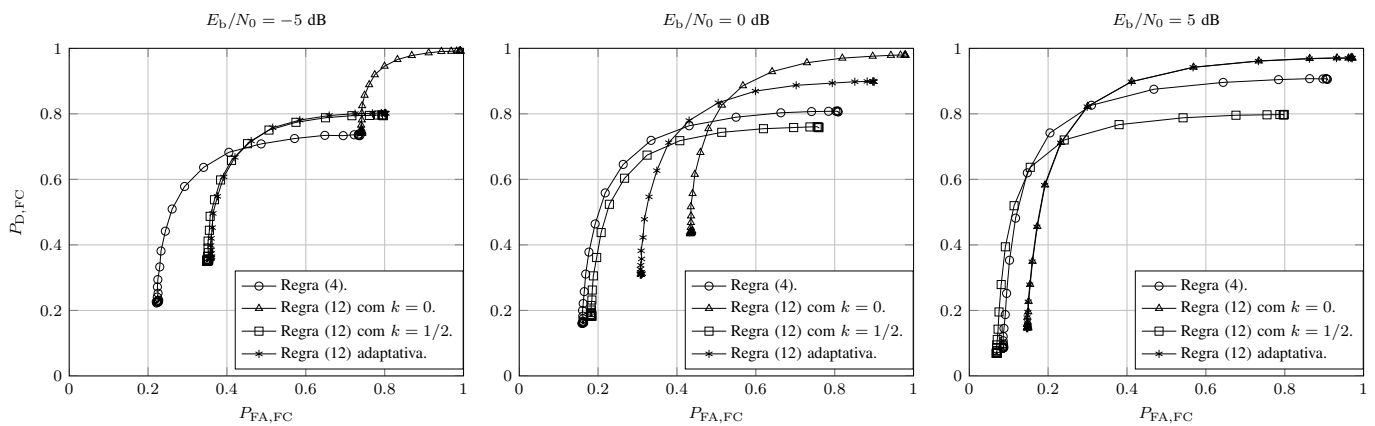
Observa-se na Figura 3 que, para razão sinal-ruído média baixa ($E_b/N_0 = -5$ dB), a curva ROC para a regra (12) usando sempre $k = 0$ revela um desempenho consideravelmente pior que aquele obtido com a regra (4). Por outro lado, usando sempre $k = 1/2$ tem-se um desempenho mais próximo da regra em (4). Nesta condição de E_b/N_0 baixa, o ganho de potência do canal praticamente não atinge valores suficientes para fazer com que a razão sinal-ruído instantânea ultrapasse o limiar de 0 dB. Portanto, era esperado que a regra (12) adaptativa tivesse o mesmo desempenho que a regra (12) com $k = 1/2$. No outro extremo, quando a razão sinal-ruído média

é relativamente alta ($E_b/N_0 = 5$ dB), a curva ROC para a regra (12) usando sempre $k = 0$ se aproxima mais daquela obtida com a regra (4), enquanto que o contrário vale para a regra (12) usando sempre $k = 1/2$. Nesta condição de E_b/N_0 média alta, o ganho do canal raramente fará com que a razão sinal-ruído instantânea fique abaixo do limiar de adaptação. Portanto, a regra (12) adaptativa possui o mesmo desempenho que a regra (12) usando sempre $k = 0$. Quando a razão sinal-ruído média é próxima ao limiar de adaptação, eleva-se a probabilidade dos ganhos de potência do canal serem suficientes para fazer com que a razão sinal-ruído instantânea cruze frequentemente o limiar de 0 dB, e é nesta situação que o receptor adaptativo atua de forma positiva. Por exemplo, para $E_b/N_0 = 0$ dB a curva ROC resultante do processo de adaptação consegue níveis de $P_{D,FC}$ maiores que a regra (12) usando sempre $k = 0$ e, também, níveis de $P_{FA,FC}$ menores que a regra (12) usando sempre $k = 1/2$, mostrando uma melhoria no desempenho global se comparada com as regras isoladas.

As mesmas interpretações obtidas a partir da análise dos resultados mostrados na Figura 3 se aplicam aos resultados exibidos na Figura 4, porém com valores numéricos diferentes, levando-se em consideração a diferença de comportamento do sistema quando se usa a regra E ou a regra OU.


 Fig. 2. Proporção de semelhança entre a regra MAP modificada e as regras usando sempre $k = 0$ e $k = 1/2$.

Em resumo, a regra de adaptação proposta não piora o desempenho global do sensoriamento em relação àquele que não adota a adaptação, mas melhora este desempenho naquelas situações críticas em que a relação sinal-ruído instantânea sofre quedas significativas, como acontece na prática devido ao desvanecimento por multipercursos e ao sombreamento. Vale ressaltar que ROCs referentes à regra de decisão por voto majoritário ($K = 3$) nos SUs não foram apresentadas, posto que não há influência do processo de adaptação no receptor, dado que neste caso $\mathcal{L}_1 = \mathcal{L}_0$. Para $E_b/N_0 > 15$ dB aproximadamente, os desempenhos obtidos com a regra (4) e com a regra (12) são iguais. Para $E_b/N_0 > 25$ dB, os desempenhos obtidos com a regra (4) e com a regra (12) são iguais e passam pelos pontos $P_{D,FC}^{(T)} = 0.9$ e $P_{FA,FC}^{(T)} = 0.1$.

Fig. 3. Comparação entre as ROCs para MAP modificada, regra aproximada usando sempre $k = 0$ e $k = 1/2$ e a regra adaptativa, com regra OU no FC.Fig. 4. Comparação entre as ROCs para MAP modificada, regra aproximada usando sempre $k = 0$ e $k = 1/2$ e a regra adaptativa, com regra E no FC.

V. CONCLUSÃO

Neste artigo foi proposta a estrutura de um receptor adaptativo baseado em uma regra de fusão de decisões eficiente. A estrutura apresentada revela aspectos de implementação prática do receptor, demonstrando ser capaz de proporcionar ganhos expressivos de desempenho por efeito da adaptação às variações da razão sinal-ruído. As únicas variáveis que necessitam de estimação antes de cada fusão são a variância de ruído e os ganhos do canal de controle. A primeira pode ser estimada durante o intervalo de sensoriamento dos terminais primários, já que durante este intervalo o receptor do centro de fusão não está recebendo dados úteis. Já os ganhos dos canais de controle podem ser estimados ao final dos períodos de comunicação regular entre os usuários secundários e a estação base onde se encontra o centro de fusão. Uma continuidade natural do trabalho aqui apresentado refere-se à análise da influência das incertezas inerentes aos processos de estimação da variância de ruído e dos ganhos de canal no desempenho do receptor proposto, e também à escolha do valor ótimo do parâmetro que governa a adição dos termos de correção no processo de adaptação do receptor.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Mitola III and G. Q. Maguire Jr., "Cognitive radio: making software radios more personal," *IEEE Personal Communications Magazine*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, August 1999.
- [2] X. Hong, J. Wang, C.-X. Wang, and J. Shi, "Cognitive radio in 5G: a perspective on energy-spectral efficiency trade-off," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 7, pp. 46–53, July 2014.
- [3] I. F. Akylidiz, B. F. Lo, and R. Balakrishnan, "Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey," *Elsevier Physical Comm.*, vol. 4, pp. 40–62, Mar. 2011.
- [4] C. H. Lim, "Resource-efficient transmission for report channel in cooperative spectrum sensing," *Electronics Letters*, vol. 50, no. 16, pp. 1171–1173, July 2014.
- [5] D. A. Guimaraes, G. P. Aquino, and M. E. G. V. Cattaneo, "Improved decision for a resource-efficient fusion scheme in cooperative spectrum sensing," in *Telecommunications (IWT), 2015 International Workshop on*, June 2015, pp. 1–5.
- [6] D. A. Guimarães and G. P. Aquino, "Resource-efficient fusion over fading and non-fading reporting channels for cooperative spectrum sensing," *Sensors*, vol. 15, no. 1, pp. 1861–1884, 2015. [Online]. Available: <http://www.mdpi.com/1424-8220/15/1/1861>
- [7] L. Khalid and A. Anpalagan, "Reliability-based decision fusion scheme for cooperative spectrum sensing," *Communications, IET*, vol. 8, no. 14, pp. 2423–2432, Sept 2014.
- [8] S. Atapattu, C. Tellambura, and H. Jiang, "Energy detection based cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 10, no. 4, pp. 1232–1241, April 2011.
- [9] (2014, Jan.). [Online]. Available: http://standards.ieee.org/news/2014/ieee_802.22_sos_study_group.html#sthash.NtA6FtPc.dpuf
- [10] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*. Cambridge University Press, 2004.
- [11] Altair Engineering, Inc. (former Visual Solutions, Inc.), "VisSim: A graphical language for simulation and model-based embedded development," Nov. 2015. [Online]. Available: <http://www.vissim.com/products/vissim/comm.html>