

Mapa de Ambiente de Rádio baseado na Probabilidade de Detecção para uso em Sistemas Cognitivos de Alta densidade via Satélite

Jennifer Mendez Rangel e José Mauro Fortes

Resumo— Este trabalho analisa o compartilhamento de frequências entre transmissores do serviço fixo terrestre (FS, *Fixed Service*) e terminais do serviço fixo por satélite de alta densidade (HDFSS, *High Density Fixed Satellite Service*) operando como Usuários Secundários (USs). O uso de um mapa de ambiente de rádio (REM, *Radio Environment Map*) é considerado para ajudar na operação dos terminais do HDFSS, que utilizam técnicas de Rádio Cognitivo (RC). Um novo método de geração de REM baseado nas probabilidades de detecção associadas a cada um dos USs cooperadores é proposto e avaliado.

Palavras-Chave— Mapa de Ambiente de Rádio; Comunicações por Satélite; HDFSS; Banda Ka; Rádio Cognitivo; Detecção de Energia

Abstract— This paper analyses the frequency sharing between FS transmitters and HDFSS terminals operating as secondary users. The use of a REM is considered to help the operation of the HDFSS terminals, which use Cognitive Radio techniques. A new REM generation method based on the detection probabilities associated with each of the cooperating secondary users is proposed and evaluated.

Keywords— Radio Environment Map; Satellite Communications; HDFSS; Ka Band; Cognitive Radio; Energy Detection

I. INTRODUÇÃO

Ultimamente, a demanda por recursos do espectro de radiofrequências em sistemas de comunicações sem fio tem apresentado um crescimento exponencial, que está relacionado com o aumento massivo de novos usuários e o surgimento de aplicações que consomem grande largura de banda. O espectro de radiofrequências disponível para atender esses requisitos, que já é limitado, está tornando-se escasso. Além disso, devido à atual alocação e à segmentação fixa do espectro, várias porções do espectro licenciado não são utilizadas por um período de tempo significativo [1]. Uma possível solução à escassez de espectro é permitir que usuários não licenciados, ou seja USs, obtenham acesso dinâmico ao espectro disponível em certas faixas de frequência. O RC é a tecnologia que possibilita esta alternativa, avaliando constantemente o estado dos canais de frequência alocados visando fazer uso deles quando encontram-se desocupados. Este trabalho considera um cenário envolvendo uma região geográfica onde o FS e uma aplicação do HDFSS operando na direção espaço-terra compartilham a mesma faixa de frequências. As características específicas do HDFSS (e.g. grande número de terminais e

implantação ubíqua) sugerem que a coordenação individual entre todos os terminais do HDFSS e as estações do FS pode ser um processo difícil e longo. Para superar esse problema, embora essas faixas de frequência sejam alocadas para o FS e o HDFSS em caráter primário, é razoável considerar uma situação onde os transmissores do FS operam como Usuários Primários (UPs) e os terminais do HDFSS como USs.

Este trabalho foca na interferência produzida pelos transmissores do FS nos terminais do HDFSS, sendo que, dado o caráter secundário das vítimas, elas não podem reclamar proteção contra essa interferência. Neste caso, o uso de técnicas de RC nas quais a ocupação do espectro é avaliada (*spectrum awareness*) por parte do HDFSS, pode ser muito útil. Estas técnicas permitem identificar os canais de frequência disponíveis, em instantes e localizações geográficas específicas, que poderiam ser utilizados de forma compartilhada pelos USs.

Com este propósito, uma das técnicas existentes consiste na armazenagem de informação sobre as características técnicas e operacionais das portadoras dos enlaces do FS potencialmente interferentes. Toda esta informação é centralizada em um centro de dados (DBC, *Data Base Center*) que, utilizando modelos de propagação conhecidos, calcula a interferência produzida pelos transmissores FS em qualquer ponto da região geográfica de interesse e disponibiliza o resultado para consulta pelos terminais HDFSS. Embora eficiente, esta técnica requer informação detalhada e confiável sobre os enlaces do FS, que pode não estar disponível. Uma alternativa é possibilitar que os terminais HDFSS executem um sensoriamento do espectro, e enviem o resultado para o DBC. Note que a informação, vindo de apenas um US não oferece a confiabilidade necessária para abordar o problema da caracterização do espectro. Assim é necessária a cooperação entre os vários USs operando na região de interesse (*cooperative spectrum sensing*). Com base nos dados recebidos dos USs cooperadores, o DBC produz uma estimativa da distribuição espacial da interferência gerada pelos UPs que operam na região de interesse (neste trabalho denominada S_T). Com base nesta distribuição, e considerando um nível máximo aceitável de interferência, o DBC produz um mapa binário REM que indica, os locais onde o HDFSS pode operar. Note que o REM precisa ser atualizado periodicamente.

Neste trabalho é proposto um método de geração de REM que utiliza a informação da probabilidade de detecção associada a cada um dos USs cooperadores, estimada pelo DBC com base no valor da energia total recebida por cada um deles.

O método proposto é comparado àquele desenvolvido em [2], que utiliza apenas a informação binária da decisão feita por cada US sobre a presença de sinais produzidos pelos UPs. Em [3] o método proposto foi aplicado a um cenário mais simples, onde apenas um UP foi considerado na região de interesse. Neste trabalho a modelagem matemática associada ao método proposto foi modificada para considerar um cenário contendo múltiplos UPs.

II. MODELAGEM MATEMÁTICA

A. Teste de hipóteses binário

O sensoriamento do espectro de radiofrequências executado pelos USs visa avaliar o uso de uma certa faixa de frequências por UPs. Para isso, os USs devem decidir sobre a presença ou ausência de transmissões de UPs na faixa de frequências de interesse, com base na observação do sinal $r(t)$ que atinge suas antenas. Esta situação reflete um problema de teste de hipóteses binário no qual decide-se entre as duas possíveis hipóteses H_0 (e.g. ausência de transmissões de UPs) e H_1 (e.g. presença de transmissões de UPs), com base na observação do sinal $r(t)$ num intervalo de tempo especificado $(0, T]$. Neste trabalho considera-se

$$r(t) = \begin{cases} n(t) & : H_0 \\ \sum_{i=1}^{N_{\text{FS}}} s_i(t) + n(t) & : H_1 \end{cases} ; 0 < t \leq T \quad (1)$$

onde $s_i(t)$ representa o sinal produzido no receptor do US pela transmissão do i -ésimo UP, N_{FS} representa o número de UPs transmitindo na região de interesse e $n(t)$ representa o ruído térmico no receptor de cada US. Considera-se ainda que os sinais $\{s_i(t), i = 1, \dots, N_{\text{FS}}\}$, correspondem a portadoras de alta frequência com densidade espectral de potência não desprezível somente em uma faixa de frequências de largura W e frequência central $f_0 \gg W/2$ (sinal passa-faixa). Supõe-se ainda que todas as portadoras têm a mesma frequência central e o mesmo tipo de modulação. A envoltória complexa do sinal recebido pelo US, com relação a f_0 , é então dada por

$$\tilde{r}(t) = \begin{cases} \tilde{n}(t) & : H_0 \\ \sum_{i=1}^{N_{\text{FS}}} \tilde{s}_i(t) + \tilde{n}(t) & : H_1 \end{cases} ; 0 < t \leq T \quad (2)$$

onde $\tilde{s}_i(t)$ e $\tilde{n}(t)$ representam, respectivamente as envoltórias complexas de $s_i(t)$ e $n(t)$ em relação f_0 . Amostras da envoltória complexa $\tilde{r}(t)$, tomadas a uma taxa de $1/\Delta$ amostras por segundo, correspondem a um vetor complexo de dimensão $M = \lceil T/\Delta \rceil$, dado por

$$\mathbf{r} = \begin{cases} \mathbf{n} & : H_0 \\ \sum_{i=1}^{N_{\text{FS}}} \mathbf{s}_i + \mathbf{n} & : H_1 \end{cases} \quad (3)$$

com $\mathbf{s}_i = (\tilde{s}_i(0), \tilde{s}_i(\Delta), \dots, \tilde{s}_i((M-1)\Delta))^T$ e $\mathbf{n} = (\tilde{n}(0), \tilde{n}(\Delta), \dots, \tilde{n}((M-1)\Delta))^T$

B. Caracterização do ruído observado

Neste trabalho considera-se que o ruído observado por cada US corresponde ao ruído térmico na saída do filtro passa-faixa do seu receptor, considerado ideal com largura de banda W . Usualmente o ruído térmico é modelado como um Processo Estocástico (PE), Estacionário no Sentido Amplo

(ESA) e gaussiano de media nula, com densidade espectral de potência $N_0/2$. Consequentemente, a envoltória complexa do ruído filtrado $\tilde{n}(t)$ em (2) é um PE ESA complexo gaussiano circularmente simétrico [4], com média nula e densidade espectral de potência dada por [5]

$$S_{\tilde{n}}(f) = \begin{cases} 2N_0 & ; |f| \leq W/2 \\ 0 & ; |f| > W/2. \end{cases} \quad (4)$$

tendo, portanto, a função autocorrelação

$$R_{\tilde{n}}(\tau) = 2\sigma_n^2 \frac{\text{sen}(\pi W \tau)}{\pi W \tau} \quad W \tau \neq 0 \quad (5)$$

com $\sigma_n^2 = N_0 W$. Note que a potência média do PE complexo $\tilde{n}(t)$ é dada por $P_{\tilde{n}} = R_{\tilde{n}}(0) = 2\sigma_n^2$. Observe que o vetor de ruído \mathbf{n} em (3) que contém amostras de $\tilde{n}(t)$, tem uma função densidade de probabilidade complexa gaussiana circularmente simétrica [6], ou seja,

$$p_{\mathbf{n}}(\mathbf{N}) = \frac{1}{\pi^M \det \mathbf{K}} \exp\left(-\mathbf{N}^H \mathbf{K}^{-1} \mathbf{N}\right) \quad (6)$$

onde $(\cdot)^H$ denota o transposto conjugado, sendo $\mathbf{K} = E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H]$ a matriz covariância de \mathbf{n} . Em notação mais compacta, escreve-se $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{K})$. Note ainda que, considerando (5), se $\tilde{n}(t)$ é amostrado à taxa de Nyquist ($1/\Delta = W$), o vetor aleatório complexo \mathbf{n} é formado por variáveis aleatórias gaussianas complexas descorrelatadas duas a duas, ou seja, $\mathbf{K} = 2\sigma_n^2 \mathbf{I}$, e consequentemente

$$\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, 2\sigma_n^2 \mathbf{I}) \quad (7)$$

C. Modelagem do sinal do usuário primário

Uma compilação dos vários trabalhos de pesquisa relacionados ao assunto mostrou que, na ausência de conhecimento a priori sobre as características do sinal $s_i(t)$ produzido no receptor do US pela transmissão de um UP, $s_i(t)$ é modelado como um sinal determinístico [7]–[9] ou como um PE ESA [2], [8], [10], [11]. Neste último caso, a maioria dos estudos considera o sinal $s_i(t)$ como um PE ESA gaussiano de media nula.

Neste trabalho, supõe-se que as portadoras transmitidas pelos N_{FS} UPs $\{s_i(t), i = 1, \dots, N_{\text{FS}}\}$ são modeladas como PEs ESA gaussianos. Assim, as amostras de $\tilde{s}_i(t)$ em (3) formam um vetor aleatório gaussiano complexo circularmente simétrico, ou seja, $\mathbf{s}_i \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{K}_{\mathbf{s}_i})$ [6], sendo $\mathbf{K}_{\mathbf{s}_i} = E[\mathbf{s}_i^H \mathbf{s}_i]$ a matriz covariância de \mathbf{s}_i . Assim como na maioria dos estudos relacionados atualmente disponíveis, neste trabalho considera-se, que as componentes de \mathbf{s}_i têm a mesma variância e são descorrelatadas duas a duas. Neste caso,

$$\mathbf{s}_i \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, 2\sigma_{s_i}^2 \mathbf{I}) \quad (8)$$

onde $\sigma_{s_i}^2 = P_{s_i}/2$, com P_{s_i} denotando a potência média da envoltória complexa $\tilde{s}_i(t)$ do sinal $s_i(t)$ ($P_{s_i} = R_{\tilde{s}_i}(0)$). Supõe-se ainda que os diferentes sinais que chegam no receptor do UP ($s_i(t); i = 1, \dots, N_{\text{FS}}$) são estatisticamente independentes, além de serem estatisticamente independentes do ruído térmico do receptor. Neste caso, considerando-se (7) e (8), o vetor de observações em (3) é caracterizado por

$$\mathbf{r} = \begin{cases} \mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, 2\sigma_n^2 \mathbf{I}) & : H_0 \\ \mathbf{s} + \mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, (2\sigma_s^2 + 2\sigma_n^2) \mathbf{I}) & : H_1 \end{cases} \quad (9)$$

onde $\mathbf{s} = \sum_{i=1}^{N_{\text{FS}}} \mathbf{s}_i$ e $\sigma_s^2 = \sum_{i=1}^{N_{\text{FS}}} \sigma_{s_i}^2$

D. Critério de decisão Neyman-Pearson

Quando as probabilidades a priori das hipóteses H_0 e H_1 não são conhecidas, utiliza-se um critério de decisão que prescindir desta informação. Neste caso, os procedimentos usualmente utilizados trabalham com as probabilidades condicionais de detecção (P_d) e de falso alarme (P_{fa}). O objetivo seria projetar um teste que forneça um alto nível de P_d e um baixo nível de P_{fa} , objetivos que são conflitantes. O critério de decisão de Neyman-Pearson, por exemplo, restringe a P_{fa} a um valor máximo aceitável (α') e maximiza a P_d . A solução deste problema de otimização conduz a um teste de razão de verossimilhança (LRT, *Likelihood Ratio Test*), onde o limiar de decisão é calculado a partir de um valor predefinido $\alpha \leq \alpha'$ da probabilidade de falso alarme P_{fa} . Mais especificamente,

$$\Lambda(\mathbf{R}) = \frac{p_{\mathbf{r}|H_1}(\mathbf{R})}{p_{\mathbf{r}|H_0}(\mathbf{R})} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \lambda \quad (10)$$

com o limiar de decisão λ obtido a partir da condição $P_{fa} = P(H_1|H_0) = \alpha \leq \alpha'$. No caso particular da caracterização estatística de \mathbf{r} em (9) o LRT em (10) torna-se no detector de energia

$$v(\mathbf{R}) = \mathbf{R}^H \mathbf{R} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \eta \quad (11)$$

onde

$$\eta = \frac{2\sigma_n^2 \sigma_t^2}{\sigma_t^2 - \sigma_n^2} (\ln \lambda + M \ln \sigma_n^2 - M \ln \sigma_t^2) \quad (12)$$

com $\sigma_t^2 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2$, sendo o limiar η calculado a partir da condição $P_{fa} = P(v(\mathbf{r}) \geq \eta | H_0) = \alpha \leq \alpha'$.

E. Desempenho do detector de energia

O desempenho do detector de energia em (11) é usualmente medido por duas métricas: a P_{fa} , que avalia a probabilidade de detectar erradamente presença de sinal do UP no receptor do US, e a P_d , que indica a probabilidade de detectar corretamente presença de sinal de UP no receptor do US. Estas probabilidades são respectivamente definidas por $P_{fa} = P(v > \eta | H_0)$ e $P_d = P(v > \eta | H_1)$ e podem ser calculadas a partir das funções densidade de probabilidade condicionais $p_{v|H_0}(V)$ e $p_{v|H_1}(V)$ da variável de decisão v , respectivamente. Considerando (9), a variável de decisão v em (11) dada a hipóteses H_0 corresponde ao somatório do modulo ao quadrado de M variáveis aleatórias gaussianas complexas circularmente simétricas independentes e identicamente distribuídas ($r_i \sim \mathcal{CN}(0, 2\sigma_n^2)$). Neste caso [4],

$$p_{v|H_0}(V) = \frac{1}{(2\sigma_n^2)^M (M-1)!} \exp\left(-\frac{V}{2\sigma_n^2}\right) u(V), \quad (13)$$

e, consequentemente,

$$P_{fa} = \tilde{\Gamma}\left(M, \frac{\eta}{2\sigma_n^2}\right) \quad (14)$$

onde $\tilde{\Gamma}(\cdot)$ representa a função gama regularizada definida como $\tilde{\Gamma}(\rho, \beta) = \Gamma(\rho, \beta) / \Gamma(\rho)$ com $\Gamma(\rho, \beta)$ e $\Gamma(\rho)$ denotando, respectivamente, a função gama incompleta e a função gama (para $\rho \in \mathbb{Z}_+^*$) [4]. De maneira análoga, é possível mostrar que, considerando (9), a função densidade de probabilidade condicional da variável de decisão v dada a hipótese H_1 é dada por [4]

$$p_{v|H_1}(V) = \frac{1}{(2\sigma_s^2 + 2\sigma_n^2)^M (M-1)!} \exp\left(-\frac{V}{2\sigma_s^2 + 2\sigma_n^2}\right) u(V), \quad (15)$$

sendo a probabilidade de detecção dada por

$$P_d = \tilde{\Gamma}\left(M, \frac{\eta}{2\sigma_s^2 + 2\sigma_n^2}\right) \quad (16)$$

F. Estimador de máxima verossimilhança da potência média agregada P_s

Observa-se em (16) que a probabilidade de detecção depende da potência média do ruído filtrado $2\sigma_n^2$, considerada conhecida, e da potência média $P_s = 2\sigma_s^2$ do agregado de sinais dos usuários primários que atinge o receptor do US. Esta potência deve ser estimada, pelo DBC, a partir do valor V assumido pela variável de decisão $v = \mathbf{R}^H \mathbf{R}$. Neste trabalho propõe-se que o DBC utilize o estimador de máxima verossimilhança, dado por [3]

$$\hat{P}_s(V) = \frac{V}{M} - 2\sigma_n^2 \quad (17)$$

que é despolarizado e eficiente. Considerando-se (17), (16) se escreve

$$P_d = \tilde{\Gamma}\left(M, \eta \frac{M}{V}\right) \quad (18)$$

III. MÉTODOS DE GERAÇÃO DO REM

Usualmente o DBC gera o REM com base na informação enviada pelos USs, neste trabalho N_{US} representa o número de USs operando em S_T . Em [2] é definido um método de geração (aqui denominado Método_0) cujo diagrama em blocos é apresentado na Figura 1. Conforme indicado no diagrama, os USs enviam para o DBC além das suas localizações $\{(\theta_j, \phi_j), j = 1, \dots, N_{\text{US}}\}$ a informação binária $\{d_j, j = 1, \dots, N_{\text{US}}\}$ sobre suas decisões ($d_j = 1$ se decide-se por H_1 e $d_j = 0$ se decide-se por H_0). No primeiro passo

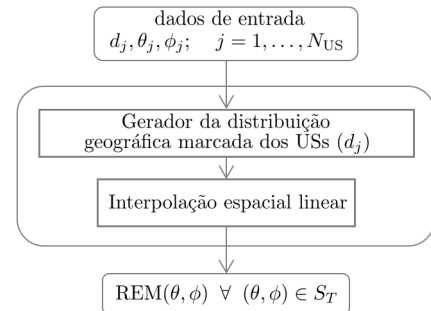
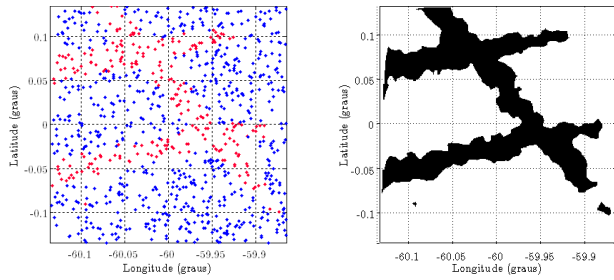


Fig. 1. Diagrama em blocos do Método_0 de geração do REM

deste Método_0, a informação recebida é mapeada em uma



(a) Distribuição geográfica marcada dos USs cooperadores (b) REM obtido

Fig. 2. Exemplo de resultados para o Método_0 e $N_{US} = 900$

distribuição geográfica dos USs cooperadores, sendo, cada ponto da distribuição, marcado de acordo com a decisão tomada pelo US correspondente. Um exemplo desta distribuição é mostrado na Figura 2(a) para $N_{US} = 900$. Na figura os USs que detectaram a presença de transmissões de UP estão marcados em vermelho enquanto os USs que não detectaram a presença de transmissões de UP estão marcados em azul. No segundo passo deste método, o DBC executa uma interpolação espacial linear sobre os pontos desta distribuição, dando origem ao REM (ver exemplo na Figura 2(b)).

O método de geração de REM proposto neste trabalho (aqui denominado Método_1), cujo diagrama em blocos é apresentado na Figura 3, ao invés de utilizar a informação binária das decisões dos USs cooperadores, utiliza os valores $\{V_j, j = 1, \dots, N_{US}\}$ das variáveis de decisão correspondentes a cada um dos USs (variáveis de ponto flutuante). Conforme indicado no diagrama da Figura 3, com base nestes valores, é calculada a probabilidade de detecção associada a cada um dos USs, dada por (18). Como no Método_0, é também gerada uma distribuição geográfica dos USs, sendo que, neste caso, cada ponto da distribuição é marcado de acordo com o valor da probabilidade de detecção associada a cada um dos USs cooperadores. Um exemplo desta distribuição é mostrado na Figura 4(a) para $N_{US} = 900$. Através da triangulação de

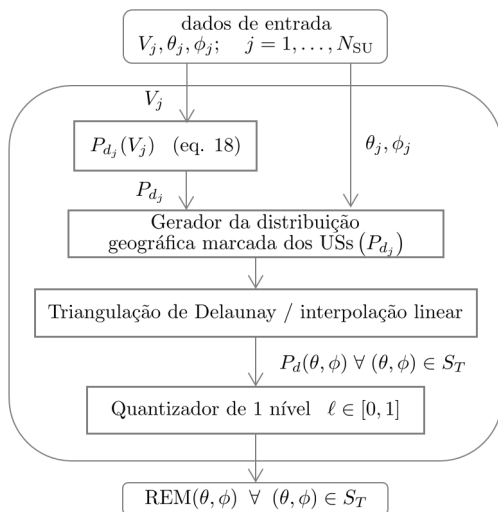
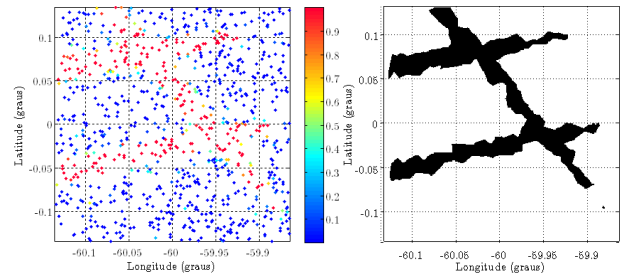


Fig. 3. Diagrama em blocos do Método_1 de geração do REM



(a) Distribuição geográfica marcada dos USs cooperadores (b) REM obtido (quantização para $\ell = 0.8$)

Fig. 4. Exemplo de resultados para o Método_1 e $N_{US} = 900$

Delaunay [3] e de uma interpolação linear sobre os pontos desta distribuição, é obtida uma função contínua $P_d(\theta, \phi)$, definida para todos os $(\theta, \phi) \in S_T$. Como último passo, um quantizador de um nível ($P_d = \ell \in [0, 1]$) é aplicado a esta função, dando origem ao REM (ver exemplo na Figura 4(b)).

IV. DESEMPENHO DOS MÉTODOS DE GERAÇÃO DO REM

Os métodos de geração de REM descritos na Seção III podem ser avaliados se aplicados a cenários para os quais seja possível determinar um REM de referência, que pode ser obtido utilizando-se as informações reais dos UPs (e.g. localizações, níveis de potência de transmissão, diagramas de radiação das antenas envolvidas entre outras). Este REM de referência é definido como $S_{d_{ref}} = \{s \in S_T : I \geq I_{max}\}$ onde S_T representa a região de interesse (na qual o HDFSS e o FS compartilham a mesma faixa de frequências) e I_{max} define a potência interferente total máxima que um US pode tolerar. Neste trabalho considera-se $I_{max} = -139[\text{dBW}/\text{MHz}]$, conforme indicado em [12]. A qualidade de um REM pode ser então obtida ao compará-lo com o REM de referência. Propõe-se aqui que esta comparação seja feita com base em duas métricas: a taxa espacial de detecção e a taxa espacial de falso alarme. As métricas propostas são definidas respectivamente por

$$T_d = \frac{A(S_{d_i} \cap S_{d_{ref}})}{A(S_{d_{ref}})} \quad (19)$$

e

$$T_{fa} = \frac{A(S_{d_i} \cap \overline{S_{d_{ref}}})}{A(\overline{S_{d_{ref}}})} \quad (20)$$

onde $A(\cdot)$ denota o operador que define a área do seu argumento e $S_{d_i} = \{s \in S_T : \text{US não pode operar}\}$. Em (20), $\overline{S_{d_{ref}}}$ representa o complemento de $S_{d_{ref}}$ em relação a S_T . A qualidade do REM pode então ser visualizada por meio da curva de desempenho ($T_d \times T_{fa}$) do tipo ROC (Receiver Operating Characteristic) [5]. Note que o REM ideal corresponde a $T_d = 1$ e $T_{fa} = 0$.

V. RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta seção, os métodos de geração de REM descritos na Seção III são aplicados a um cenário envolvendo três transmissores FS, ou seja três UPs, localizados dentro de uma região de interesse S_T de $30 \text{ km} \times 30 \text{ km}$, nas coordenadas $(-59.92^\circ\text{W}, 0.1038^\circ)$, $(-59.89^\circ\text{W}, -0.002^\circ)$

e $(-59.88^\circ\text{W}, -0.092^\circ)$. As localizações dos USs cooperadores foram modeladas através de um Processo Pontual de Poisson (PPP) homogêneo bidimensional com densidade λ_{ppp} US/km². Foram obtidos resultados para λ_{ppp} igual a 0,5, 1,0 e 1,5 US/km² (o que corresponde, respectivamente, a 450, 900 e 1350 USs na região S_T). O detector de energia em (11) foi implementado utilizando $M = 1000$ amostras de $\tilde{r}(t)$. O limiar de decisão η foi calculado com $\alpha' = 10^{-3}$ e níveis de quantização $\{\ell = 0.5, 0.6, 0.7, 0.8\}$ foram utilizados no Método_1. Outros parâmetros técnicos utilizados são apresentados na Tabela I. O desempenho dos dois métodos

TABELA I
PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Transmissores e receptores do FS:	
- Frequência de operação [GHz]	18,7
- Altura do transmissor/receptor do FS [m]	29
- Ganho máximo da antena tx/rx [dBi]	40
- Diagrama de radiação da antena tx/rx	Rec. ITU-R F.699
- Densidade de potência de tx [dBW/MHz]	-20
Terminal HDFSS:	
- Altura do terminal [m]	9
- Ganho máximo da antena receptora [dBi]	42
- Diagrama de radiação da antena receptora	Rec. ITU-R F.699
Posição orbital do satélite geoestacionário [graus]	15,607° W

no cenário analisado foi avaliado considerando-se, para cada um dos valores de λ_{ppp} , 5000 realizações do PPP. No caso de $\lambda_{ppp} = 0,5$ US/km² os valores de T_{fa} e T_d calculados para cada uma das 5000 realizações do PPP são apresentados na Figura 5. A partir destes dados, foi obtida uma estimativa \bar{T}_d do valor esperado condicional $E[T_d | T_{fa} = T_{FA}]$. As curvas resultantes, do tipo ROC (\bar{T}_d versus T_{FA}), são apresentadas em linhas tracejadas na Figura 6. O mesmo tipo de curva foi obtido para $\lambda_{ppp} = 1$ US/km² (linhas pontilhadas na Figura 6) e $\lambda_{ppp} = 1,5$ US/km² (linhas sólidas na Figura 6). As curvas da Figura 6 mostram que, conforme esperado, o desempenho dos métodos de geração de REM melhora com o aumento do número de USs cooperadores. Note ainda que um incremento em \bar{T}_d implica diretamente em um incremento na taxa de falso alarme, que se reflete em uma redução de capacidade no HDFSS. Os resultados também evidenciam um melhor desempenho do Método_1 (proposto neste trabalho) em relação ao Método_0, uma vez que, para um dado valor de \bar{T}_d , o Método_1 proporciona uma redução de T_{FA} em relação ao Método_0. Observa-se, por exemplo, que para $\lambda_{ppp} = 0,5$ o

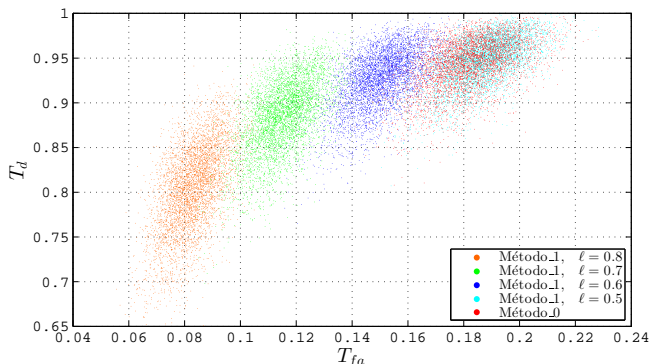


Fig. 5. Pares (T_{fa}, T_d) obtidos para $\lambda_{ppp} = 0,5$ US/km² ($N_{US} = 450$)

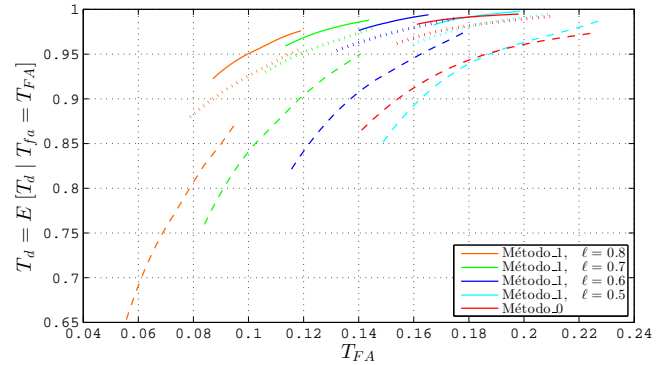


Fig. 6. Curvas tipo ROC obtidas para $\lambda_{ppp} = 0,5$ US/km² (linhas tracejadas), $\lambda_{ppp} = 1$ US/km² (linhas pontilhadas) e $\lambda_{ppp} = 1,5$ US/km² (linhas sólidas).

Método_1 com $\ell = 0,7$ apresenta uma redução em T_{FA} de 0,1884 para 0,14 (25,69%) para um \bar{T}_d igual a 0,95 (Figura 6).

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho analisou o compartilhamento de frequências entre transmissores do FS e terminais do HDFSS (no sentido espaço-terra), operando na faixa de 18,1GHz–19,7GHz. O estudo considera que o DBC utiliza mapas de ambiente de rádio para autorizar a recepção dos terminais do HDFSS trabalhando em carácter secundário na presença das interferências produzidas por transmissores do FS, ou seja UPs. Num cenário mais amplo do aquele em [3], que considera apenas um transmissor FS interferente, foram considerados três transmissores FS. Os resultados numéricos evidenciaram que o método proposto neste trabalho, quando comparado ao método apresentado em [2], tem melhor desempenho, uma vez que, para um mesmo valor da estimativa da taxa espacial de detecção \bar{T}_d , ele proporciona uma redução no valor da taxa espacial de falso alarme T_{FA} correspondente ao método apresentado em [2].

REFERÊNCIAS

- [1] D. McHenry and D. McCloskey, "Spectrum occupancy report for New York city during the republican convention."
- [2] V. Icolari, D. Tarchi, A. Vanelli-Coralli, and M. Vincenzi, "An energy detector based radio environment mapping technique for cognitive satellite systems," in *GLOBECOM 2014*.
- [3] J. Mendez and J. M. Fortes, "A detection probability based radio environment mapping technique for cognitive high density fixed satellite systems," *CCWC 2018*.
- [4] D. Torrieri, *Principles of spread-spectrum communication systems*, 2nd ed. Springer, 2015.
- [5] H. L. Van Trees, *Detection, estimation and modulation theory*. Wiley.
- [6] R. G. Gallager, *Stochastic processes: theory for applications*. Cambridge University Press, 2013.
- [7] H. Urkowitz, "Energy detection of unknown deterministic signals," *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, no. 4, pp. 523–531, 1967.
- [8] R. Umar, A. U. Sheikh, and M. Deriche, "Unveiling the hidden assumptions of energy detector based spectrum sensing for cognitive radios," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 16.
- [9] A. Mariani, A. Giorgetti, and M. Chiani, "Energy detector design for cognitive radio applications," in *WDD Conference*.
- [10] Z. Ye, G. Memik, and J. Grosspietsch, "Energy detection using estimated noise variance for spectrum sensing in cognitive radio networks," in *WCNC 2008*.
- [11] A. Mariani, A. Giorgetti, and M. Chiani, "Effects of noise power estimation on energy detection for cognitive radio applications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59.
- [12] ITU-R, "Recommendation F.758-6," *Radiocommunication Sector. ITU-R*.