

# Desempenho e Tráfego sob o Efeito da Codificação de Bloco nas Fusões de Decisões e de Autovalores para Sensoriamento Espectral de Sinais OFDMA

Lucas S. Costa, Dayan A. Guimarães e Rausley A. A. de Souza

**Resumo**—No contexto de sistemas de rádio cognitivo, neste artigo realiza-se uma comparação entre desempenho e volume de dados no canal de controle em um sistema para sensoriamento espectral cooperativo centralizado de subcanais OFDMA, com fusão de autovalores e de decisões e com controle de erros por meio de códigos de repetição e BCH. Revela-se que a maior sensibilidade da fusão de decisões a erros no canal de controle pode ser suplantada com o uso de códigos de bloco, em alguns casos ainda mantendo o volume de tráfego menor em relação à fusão de autovalores.

**Palavras-Chave**—Rádio cognitivo, fusão de autovalores, sensoriamento espectral, 5G, GLRT, MMED, MED, ED, OFDMA.

**Abstract**—In the context of cognitive radio systems, in this paper it is carried out a comparison between performance and data traffic in the control channel of a cooperative centralized spectrum sensing scheme designed to detect idle OFDMA sub-channels. The eigenvalue and the decision fusion strategies are compared when repetition and BCH block codes are used to protect the data. It is unveiled that the potential larger sensitivity to channel errors of the decision fusion can be supplanted when block codes are used, in some cases leading to an overall smaller amount of traffic when compared with the eigenvalue fusion.

**Keywords**—Cognitive radio, eigenvalue fusion, spectrum sensing, 5G, GLRT, MMED, MED, ED, OFDMA.

## I. INTRODUÇÃO

Com a atual demanda por serviços de comunicação sem fio e as políticas de alocação fixa ao espectro, o congestionamento e a escassez espectral tem se tornado um grande problema. Combinado ou não com um serviço de consulta a uma base de dados, o sensoriamento espectral é tarefa fundamental realizada pelo rádio cognitivo (RC). O sensoriamento espectral é o monitoramento do espectro em busca de porções vagas para ocupação oportunista. Um RC capaz de sensoriar o espectro deve identificar eficientemente os chamados ‘buracos espectrais’ e fazer a ocupação mantendo as interferências abaixo de um nível máximo aceitável [1].

A maioria dos sistemas banda larga de terceira geração (3G) baseia-se em espalhamento espectral por sequência direta DSSS (*direct-sequence spread spectrum*). Já nos sistemas banda larga de quarta geração (4G) predomina o uso de múltiplas portadoras, como o OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*), combinado ou não com múltiplo acesso OFDMA (*orthogonal frequency division multiple access*). O

uso do OFDM justifica-se por algumas vantagens obtidas na entrega de dados a taxas elevadas, sobretudo em canais com desvanecimento multipercurso e seletivos em frequência. Ainda, devido à flexibilidade na geração de subportadoras nulas (*null subcarriers*), os RCs baseados em OFDM podem reutilizar, de forma oportunista, bandas espectrais ociosas e não contíguas. Isto é particularmente favorável ao GFDM (*generalized frequency division multiplexing*), nova técnica de multiplexação que, atualmente, é candidata a ser empregada na quinta geração (5G) dos sistemas de comunicação sem fio [2].

As técnicas de sensoriamento de banda estreita detectam a presença do sinal primário em apenas uma banda por vez, ao passo que as de banda larga podem monitorar múltiplas bandas simultaneamente, ou sequencialmente. No primeiro caso as técnicas de detecção de energia, detecção por filtro casado e detecção pelas propriedades cicloestacionárias do sinal recebido são bastante discutidas na literatura [1]. Para o sensoriamento de banda larga, os estudos recentes destacam três principais técnicas: detecção de energia, detecção pela transformada de *wavelet* e detecção pela técnica *compressed sensing* [3]. A detecção por autovalores [4] é uma das mais recentes e promissoras técnicas para o sensoriamento do espectro. Assim como a detecção de energia, a detecção por autovalores pode ser aplicada tanto a sinais banda larga como banda estreita.

O sensoriamento espectral cooperativo é uma possível solução para alguns problemas das redes de RCs sem cooperação, tais como a incerteza do receptor, desvanecimentos multipercurso e sombreamentos [1]. O sensoriamento cooperativo pode ser centralizado, distribuído ou assistido por retransmissão [1]. No sensoriamento centralizado os dados coletados por cada RC, por exemplo, amostras do sinal, são enviados ao centro de fusão (CF) através de um canal de controle dedicado, configurando a chamada fusão de dados. Após processar os dados recebidos, o CF decide sobre o estado de ocupação do canal. O sensoriamento cooperativo centralizado pode ser executado a partir da combinação das decisões individuais de cada RC a respeito do estado de ocupação dos canais sensorizados, a chamada fusão de decisões (DF, *decision fusion*), em que a decisão final sobre o estado de ocupação de cada canal é alcançada por meio de operações binárias entre as decisões individuais de cada RC, tais como: operação E, OU e Voto Majoritário (MAJ).

Uma nova abordagem para detecção de sinais OFDMA e de outros sinais banda larga foi proposta em [5], no contexto do sensoriamento espectral cooperativo centralizado com fusão de

dados. A abordagem baseia-se nos autovalores da matriz de covariância do sinal recebido, cujas amostras do sinal estão no domínio da frequência. A novidade é que os autovalores são combinados no CF, a chamada fusão de autovalores (EVF, *eigenvalue fusion*). Foram usados quatro testes estatísticos: o teste de verossimilhança generalizado, GLRT (*generalized likelihood ratio test*); a detecção pela relação entre máximo e mínimo autovalores, MMED (*maximum-minimum eigenvalue detection*); a detecção pelo máximo autovalor, MED (*maximum eigenvalue detection*) e a detecção de energia, ED (*energy detection*). Os resultados mostraram que a EVF possui melhor desempenho que a DF e a fusão de amostras, em termos das probabilidades de detecção e de falso alarme. Além do mais, a EVF produz menor volume de tráfego de dados no canal de controle que a fusão de amostras.

Em [6] é realizado um estudo sobre desempenho e volume de dados entre a EVF e a DF codificadas utilizando códigos de repetição, no contexto de sensoriamento de subcanais OFDMA sob erros no canal de controle. O estudo foi motivado por uma conjectura em [5], defendendo que erros de bit no canal de controle seriam mais desastrosos aos dados representando as decisões dos RCs que aos dados representando autovalores. Isso demandaria maior proteção às decisões, reduzindo a diferença de volume de dados entre a EVF e a DF, colocando a EVF como melhor opção tanto em termos de desempenho como volume de dados. Os resultados em [6] mostraram que essa conjectura é parcialmente verdadeira: as decisões dos RCs são de fato mais sensíveis aos erros do canal mas a quantidade de redundância inserida para proteger as decisões e igualar os desempenhos dos esquemas nem sempre leva ao maior número de bits na DF. Assim, é preciso estabelecer uma solução de compromisso entre desempenho e volume de dados no canal de controle para decidir qual esquema deve ser adotado em cada caso. Além disso, outros tipos de códigos poderiam melhorar até mesmo a vantagem da DF em relação à fusão de autovalores. Uma opção seria usar códigos de blocos com o comprimento do vetor de mensagem igual ao número de subcanais OFDMA, ou seja,  $k = P$ . O objetivo deste artigo é fazer essa análise e, para isso, foram utilizados os códigos BCH, complementando a análise antes realizada com códigos de repetição. Este último, embora possa ser atrativo em canais com desvanecimento devido ao ganho de diversidade proporcionado, tem seu desempenho degradado à medida que os desvanecimentos se tornam menos severos ou correlacionados.

## II. DETECÇÃO DE SUBCANAIS OFDMA COM EVF E DF

No OFDMA aloca-se um conjunto ou múltiplos conjuntos de subportadoras a um dado usuário, permitindo acesso simultâneo por vários usuários a todas as bandas. O subcanal OFDMA é formado por grupos de subportadoras adjacentes ASM (*adjacent subcarrier method*), ou não contíguas DSM (*diversity subcarrier method*). Assim, para todo sensoriamento de sinais OFDMA, a detecção é feita ao nível de subcanais. Portanto, o sensoriamento visa determinar se um dado subcanal está vago ou não.

Seja um sinal OFDMA com  $P$  subcanais e  $K$  subportadoras. Dentre estas,  $K' = K/P$  subportadoras, indexadas por  $s$ ,

$s = 1, 2, \dots, P$ , formarão um subcanal. Admite-se que os  $m$  RCs em cooperação conheçam o mapa de alocação dos  $P$  subcanais. Uma matriz de ordem  $K' \times N$  com valores de amostras do  $i$ -ésimo RC e  $s$ -ésimo subcanal será formada conforme

$$\mathbf{A}_s^{(i)} = \begin{bmatrix} Y_{s,1}^{(i)}(1) & \cdots & Y_{s,1}^{(i)}(N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{s,K'}^{(i)}(1) & \cdots & Y_{s,K'}^{(i)}(N) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

em que  $N$  é o número de amostras e  $Y_{s,k'}^{(i)}(j)$  é a  $j$ -ésima amostra do  $i$ -ésimo RC na  $k'$ -ésima subportadora do  $s$ -ésimo subcanal, com  $j = 1, 2, \dots, N$ ,  $i = 1, 2, \dots, m$  e  $k' = 1, 2, \dots, K'$ . O próximo passo consiste em calcular as matrizes de covariância das amostras do sinal recebido,

$$\mathbf{R}_s^{(i)} = \mathbf{A}_s^{(i)} \mathbf{A}_s^{(i)\dagger} / N. \quad (2)$$

### A. EVF para sinais OFDMA

A partir de (2),  $mK'P$  autovalores são calculados e enviados ao CF. A estatística de teste do  $s$ -ésimo subcanal OFDMA é obtida no CF por meio de uma dentre as equações [5]:

$$T_{\text{GLRT},s} = \frac{PK' \sum_{i=1}^m \lambda_{1,s,i}}{\sum_{j=1}^{K'} \sum_{z=1}^P \sum_{i=1}^m \lambda_{j,z,i}}, T_{\text{MED},s} = \frac{\sum_{i=1}^m \lambda_{1,s,i}}{m\sigma^2},$$

$$T_{\text{MMED},s} = \frac{P \sum_{i=1}^m \lambda_{1,s,i}}{\sum_{z=1}^P \sum_{i=1}^m \lambda_{K',z,i}}, T_{\text{ED},s} = \frac{\sum_{j=1}^{K'} \sum_{i=1}^m \lambda_{j,s,i}}{K'm\sigma^2},$$

em que  $\{\lambda_{1,s,i} \geq \lambda_{2,s,i} \geq \dots \lambda_{K',s,i}\}$  são os  $K'$  autovalores ordenados associados ao  $s$ -ésimo subcanal e  $i$ -ésimo RC, e  $\sigma^2$  é a variância do ruído térmico na entrada de cada RC.

### B. DF para sinais OFDMA

Uma matriz com amostras obtidas por cada RC, em cada subcanal, é formada a partir de (1), cujas correspondentes matrizes de covariância são obtidas via (2). Para cada uma das  $P$  matrizes em (2), cada RC irá calcular  $K'$  autovalores  $\{\lambda_{1,s} \geq \lambda_{2,s} \geq \dots \lambda_{K',s}\}$ . A ocupação dos subcanais é determinada por cada RC comparando o limiar de decisão com a estatística de teste escolhida dentre as seguintes [5]:

$$T_{\text{GLRT},s} = \frac{PK' \lambda_{1,s}}{\sum_{j=1}^{K'} \sum_{z=1}^P \lambda_{j,z}}, T_{\text{MED},s} = \frac{\lambda_{1,s}}{\sigma^2},$$

$$T_{\text{MMED},s} = \frac{P \lambda_{1,s}}{\sum_{z=1}^P \lambda_{K',z}}, T_{\text{ED},s} = \frac{\sum_{j=1}^{K'} \lambda_{j,s}}{K'\sigma^2}.$$

As  $mP$  decisões dos RCs são então enviadas ao CF para a subsequente operação binária (E, OU ou MAJ) e a decisão final sobre o estado de ocupação de cada subcanal.

## III. MODELO DO SISTEMA

Para analisar a influência dos erros introduzidos no canal de controle (entre os RCs e o CF) no desempenho do sistema, as decisões de cada RC na DF, para os testes GLRT, MMED, MED e ED, foram codificadas. Foram utilizados códigos de repetição com taxa de codificação configurável  $r = 1/n$ ,  $n$  ímpar, e códigos de blocos BCH  $(n, k, t)$ , com  $k = P$ , de

acordo com o desempenho desejado, sendo  $n$  o tamanho do bloco codificado,  $k$  o tamanho do bloco mensagem e  $t$  a capacidade de correção do código. As decisões codificadas foram então enviadas através de um canal binário simétrico (BSC, *binary symmetric channel*) com probabilidade de erro configurável. No código de repetição, as decisões dos RCs corrompidas pelo canal foram decodificadas por regra majoritária. Para o código BCH a decodificação foi feita a partir de decisões abruptas, usando o algoritmo de Berlekamp no cômputo do polinômio localizador de erros. As decisões decodificadas foram então combinadas de acordo com a regra de decisão desejada (E, OU ou MAJ) para se alcançar a decisão final sobre o estado de ocupação dos subcanais sensorizados. Para a EVF os autovalores de cada RC foram digitalizados com  $b$  bits de resolução e enviados ao CF via canal BSC. Na recepção os bits recebidos foram convertidos em quantidades analógicas, as quais representam os autovalores corrompidos pelo canal. As estimativas dos autovalores foram então combinadas via teste GLRT, MMED, MED e ED para a subsequente decisão final. Sem perda de generalidade, o canal BSC foi adotado em função da facilidade para modelar sistemas de transmissão, com flexibilidade em termos da configuração da probabilidade de erro. O código de repetição, o mais simples dos códigos, foi escolhido devido ao fácil controle da taxa de codificação e, portanto, da capacidade de correção de erros. Isso traz flexibilidade em termos da quantidade de redundância inserida para alcançar o desempenho desejado, o que é muito favorável às investigações feitas aqui. O código BCH, além de possuir desempenho superior ao código de repetição, foi utilizado devido à maior redução do volume de dados no canal de controle na DF, melhorando ainda mais sua vantagem (apenas no que se refere ao volume de dados) sobre à EVF.

#### IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

O cenário de sensoriamento analisado corresponde a uma rede primária com  $K = 20, 25, 30, 40$  e  $75$  subportadoras OFDMA,  $P = 4, 5, 6, 8$  e  $15$  subcanais respectivamente,  $m = 6$  RCs em cooperação e com  $k = P$  no código BCH de acordo como o desempenho desejado. O número de subportadoras, selecionadas aleatoriamente em cada um dos  $P$  subcanais, foi mantido em  $K' = K/P = 5$ . O canal de comunicação sem fio entre o transmissor primário e os RCs, foi modelado com  $20, 25, 30, 40$  e  $75$  percursos de propagação, respectivamente, com desvanecimento lento (constante durante o intervalo de sensoriamento) e seletivo em frequência, independente entre sucessivos sensoriamentos e com distribuição Rayleigh para os ganhos em cada percurso. O segundo momento dos ganhos do canal foi normalizado para manter a potência média do sinal recebido igual à potência média do sinal transmitido. O sinal primário foi transmitido com potência unitária e a relação sinal-ruído na entrada de cada RC foi  $\text{SNR} = -10$  dB. Foram extraídas  $N = 60$  amostras do sinal sob análise em cada frequência de subportadora do sistema.

Dois cenários de simulação foram analisados. No primeiro faz-se uma comparação de desempenhos entre EVF e DF, com os testes estatísticos GLRT, MMED, MED e ED, sob diferentes valores de probabilidade de erro do canal de controle ( $P_e$ )

e sem codificação de canal. No segundo, os códigos BCH e de repetição são habilitados para verificar a quantidade de redundância necessária para aproximar o desempenho da DF ao da EVF, em cada regra de decisão e para os mesmos testes estatísticos. Assim pode-se relacionar desempenho e volume de dados no canal de controle.

As curvas ROC (*receiver operating characteristic*) foram obtidas com os valores encontrados para a probabilidade de detecção,  $P_d$ , e falso alarme,  $P_{fa}$ , via simulação de Monte Carlo com 5.000 eventos em todos os subcanais do sinal OFDMA. A atividade do sinal primário foi modelada como uma variável aleatória de *Bernoulli*, com 50% do tempo ativo, para contabilizar detecções, e 50% inativo, para contagem de falsos alarmes. Os autovalores em cada RC foram quantizados com  $b = 4$  bits, mantendo os desempenhos quase iguais aos obtidos com a resolução máxima, concordando com [7].

É claro que, devido aos vários resultados das várias combinações de parâmetros e técnicas de fusão, seria preciso apresentar muitos gráficos. Porém, os desempenhos da maioria dos testes estatísticos possuem comportamentos quase idênticos em todos os cenários. Logo, a maioria das conclusões para um dado teste estatístico, em uma técnica de detecção específica, se aplicam a todas as outras. Por isso serão mostrados apenas as curvas ROC para o teste GLRT. No entanto, a Tabela I mostra os resultados numéricos obtidos com os outros testes (MMED, MED e ED).

##### A. Resultados sem codificação de canal

A Fig. 1 mostra as curvas ROC para a EVF e a DF na detecção de subcanais OFDMA, sem codificação de canal e com diferentes valores de  $P_e$ . Nota-se que a EVF supera todas as regras de DF para  $P_e = 0$ , em conformidade com [5]. Em termos de classificação, a EVF é seguida pelas fusões MAJ, OU e E, respectivamente. Também pode-se observar a degradação de desempenho dos dois esquemas de fusão com o aumento da  $P_e$ . Note que, dentre as regras de fusão, a regra MAJ é a mais robusta aos erros do canal, seguida pelas regras OU e E. Assim, à medida que  $P_e$  aumenta, para um dado valor de  $P_{fa}$ , o respectivo valor de  $P_d$  será maior na fusão MAJ que nas regras OU e E.

Observando as ROCs fica claro que, em todas as regras de decisão,  $P_{fa}$  e  $P_d$  possuem limites, inferior e superior, em certas situações, como em [8]. Como exemplo, para a regra OU,  $P_{fa} \geq 1 - (1 - P_e)^m$ , e este limite não depende da SNR. Numericamente,  $P_{fa} \cong 0,11$  para a regra OU com  $P_e = 0,02$ . Aumentando  $P_e$ , os limites de  $P_{fa}$  e  $P_d$  ficam mais evidentes nas regras OU e E que na regra MAJ.

Pela Fig. 1 pode-se verificar parte da conjectura em [5]. Note que de fato as regras E e OU são mais sensíveis aos erros do canal que a EVF. A regra MAJ é mais robusta que a EVF apenas em regimes de baixa  $P_e$ . Para valores elevados de  $P_e$  os limites para  $P_d$  e  $P_{fa}$  são evidentes até na regra MAJ, mostrando o melhor desempenho da EVF.

##### B. Resultados com codificação de canal

Para relacionar desempenho e volume de dados, a Fig. 2 foi gerada utilizando-se o seguinte procedimento:  $P_e$  é aumentada até os desempenhos da EVF ficarem iguais aos da DF com

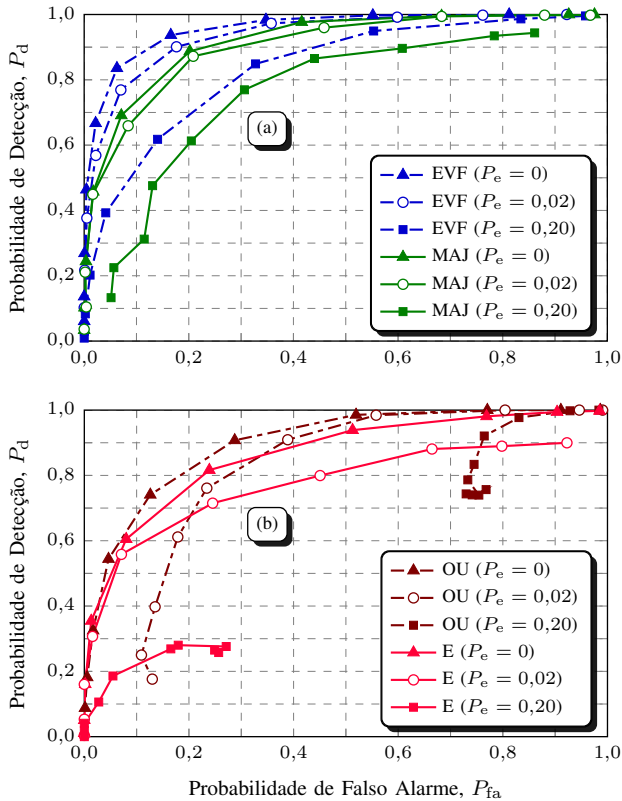


Fig. 1. ROCs para o teste GLRT sem codificação de canal e diferentes valores de  $P_e$  para a EVF e DF MAJ (a), E e OU (b).

$P_e = 0$  e sem codificação de canal. Logo, espera-se uma degradação de desempenho na DF para a regra de decisão considerada, conforme mostram as curvas sem codificação. Então, a codificação de canal é habilitada para a DF e a taxa de codificação,  $r$ , ( $r = k/n$ ), é reduzida (a redundância,  $n - k$ , é progressivamente aumentada) até o desempenho da DF alcançar o da EVF.

Veja que há três curvas considerando codificação em cada figura. Isso permite comparar desempenho e volume de dados entre os resultados obtidos pelos dois tipos de codificação de canal. Primeiramente foi adotado um código BCH que fosse capaz de oferecer desempenho semelhante ao obtido pelo código de repetição com a menor taxa de codificação (maior redundância, ou seja, maior valor de  $n$ ). Depois foram geradas as curvas para o código de repetição, com a taxa de codificação o mais próxima possível a do código BCH para cada regra de decisão (MAJ, OU e E). Como exemplo, na Fig. 2(b), o desempenho obtido pelo código BCH, com  $r = 6/31$ , é quase o mesmo obtido pela DF com regra OU, com  $r = 1/13$ . Para o código de repetição com menor taxa  $r = 1/5 \cong 6/31 \cong 0,2$ . Logo, a quantidade de redundância por bit inserida por ambos os códigos é quase a mesma. Assim, pode-se verificar qual técnica possui melhor desempenho no cenário analisado.

As ROCs da Fig. 2 mostram os resultados do teste GLRT, para a EVF e as regras de DF. Neste cenário a regra MAJ, Fig. 2(a), produziu o melhor resultado na DF. Observando a primeira curva codificada de cada figura, note que para obter o mesmo desempenho da EVF são necessários apenas  $n = 3$  bits para representar cada decisão dos RCs por subcanal, contra 13 e 11 bits para as regras OU e E, respectivamente. Já para as duas últimas curvas de cada figura, perceba que

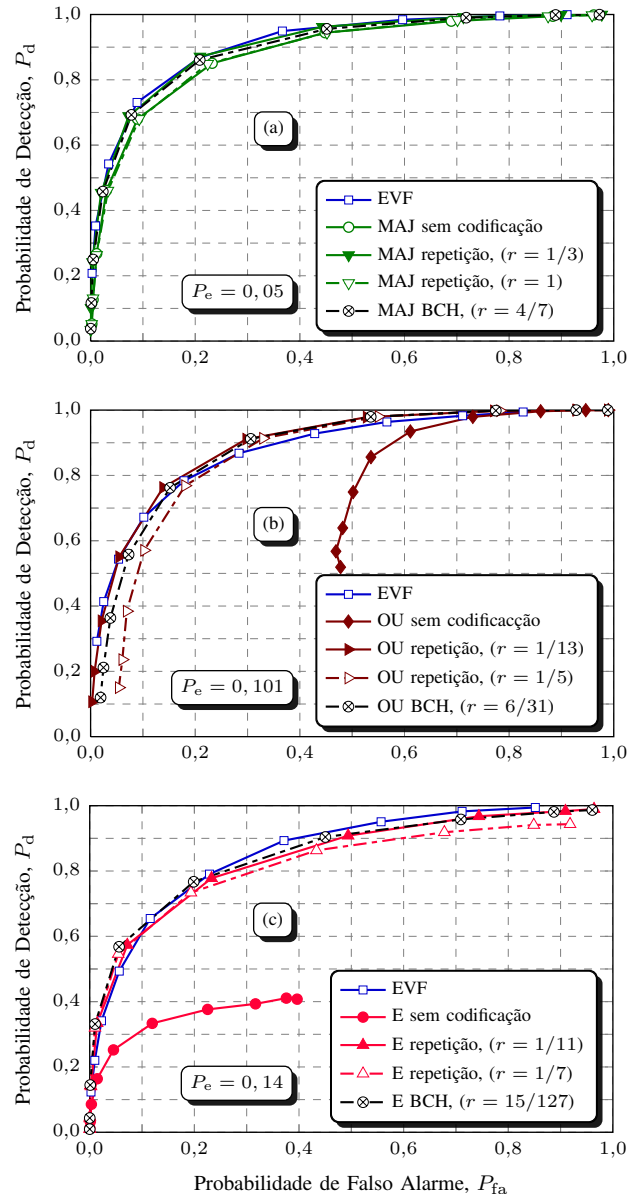


Fig. 2. ROCs com EVF e DF (MAJ, OU e E) para o teste GLRT.

quando a redundância por bit (ou a taxa de codificação) é aproximadamente a mesma, o código BCH sempre possui melhor desempenho que o código de repetição. O mesmo procedimento foi adotado para analisar os desempenhos dos testes MMED, MED e ED, conforme mostra a Tabela I.

Ressalta-se que para o teste MED e regra E, o desempenho obtido com o código BCH ( $(n, k, t) = (127, 8, 31)$ ), sendo esta a melhor configuração dentro da tabela, não alcançou nem mesmo o obtido com o código de repetição ( $(n, k, t) = (15, 1, 7)$ ). Isso ocorreu devido ao valor de  $P_e = 0,2050$ , elevado comparado aos demais. O que se quer dizer é que, para esta configuração, a quantidade de erros inserida pelo canal de controle excedeu a capacidade de correção de erros do código BCH. Para ambos os códigos a probabilidade do número de erros exceder a capacidade de correção pode ser calculada por  $P_r = \sum_{i=t+1}^n \binom{n}{i} P_e (1 - P_e)^{n-i}$ . Numericamente, para o código  $(15, 1, 7)$ ,  $P_r = 0,005$ . Já para o código  $(127, 8, 31)$ ,  $P_r = 0,1164$ . Ou seja, neste caso, para o código BCH a probabilidade do volume de erros exceder a capacidade de

correção do código é 23,28 vezes maior.

A Tabela I, que sumariza os resultados incluindo os demais testes, foi organizada como se segue: a primeira parte, denominada Código de Repetição I, ilustra os valores de  $(P_e; r)$  com menor taxa (maior redundância). Já as partes Código de Repetição II e Código BCH, ilustram  $(P_e; r)$  com a redundância média por bit aproximadamente igual para cada teste e regra de fusão.

Considerando o volume de dados enviados ao CF por cada RC, em ambos os esquemas de fusão e em cada regra de decisão, o número de bits é proporcional ao número de sub-canais OFDMA sensoriados. Assim, essa constante pode ser eliminada da análise de relação de compromisso. Para a EVF o número de bits enviados é proporcional à ordem da matriz de covariância e aos  $b$  bits de quantização dos autovalores, ou seja, é um número proporcional a  $K'b = 5 \times 4 = 20$  bits por RC (lembrando que os autovalores não foram codificados). Para a DF com código de repetição, o número de bits enviados ao CF por cada RC é proporcional ao comprimento do código, uma vez que cada RC produz um bit por decisão para cada subcanal OFDMA. Para a DF com o código BCH, o número de bits é proporcional ao inverso da taxa de codificação, resultando no número médio de bits de saída para cada bit de entrada do codificador. Conforme as subtabelas Código de Repetição I e Código BCH da Tabela I, para a regra MAJ o número de bits é proporcional a 1 e 1,75 no teste MMED e a 3 e 1,75 nos testes GLRT, MED e ED, respectivamente. Considerando a regra OU, este número é proporcional a 13 e 5,17 para o GLRT, 5 e 1,75 para o MMED, 11 e 5,17 para o MED e 9 e 1,75 para o ED. No caso da regra E, o número de bits é proporcional a 11 e 8,47 para o GLRT, 7 e 1,75 para o MMED, 23 e 15,87 para o MED e 11 e 3 para o ED.

Analisando os resultados conclui-se que, apesar da menor robustez aos erros do canal de controle, a DF pode ser preferida em termos do volume de dados enviados ao CF, tanto com códigos de repetição quanto com códigos BCH, exceto no caso da regra E e teste MED. Neste caso, com o código de repetição o número de bits no canal ultrapassou até mesmo o valor encontrado na EVF. Já com o BCH não foi possível alcançar o desempenho desejado devido ao alto valor de  $P_e$ . Para os outros testes estatísticos o código BCH é a melhor opção para a DF, uma vez que é possível reduzir o volume de dados sem que haja perda de desempenho no sistema. Por exemplo, para o melhor caso, com a regra E e o teste ED, o volume de dados é mais de 3 vezes menor. Nota-se ainda a superioridade da regra MAJ.

## V. CONCLUSÕES

Neste artigo verificou-se que as decisões dos CRs, na DF, são mais sensíveis aos erros do canal de controle que no caso da EVF digitalizados. Porém, a quantidade de redundância inserida pelos códigos de repetição para proteger as decisões e igualar os desempenhos dos dois esquemas de fusão nem sempre leva a um maior volume de dados no canal. Entretanto, como mostraram os resultados obtidos com o código BCH, o tipo de codificação de canal pode influenciar o resultado final do sistema, tanto em termos de desempenho quanto em termos de volume de dados. Uma vez que a DF possui vantagens

em termos de volume de dados sobre à EVF, é preciso analisar cada caso, em função dos requisitos de desempenho, para decidir qual esquema de fusão deve ser adotado. Se a prioridade for o melhor desempenho, a EVF deve ser utilizada. Caso contrário pode-se utilizar a DF e se obter uma boa redução do volume de dados no canal de controle.

TABELA I  
PROBABILIDADE DE ERRO E TAXA DE CODIFICAÇÃO,  $(P_e; r)$ , PARA CADA TÉCNICA DE SENSORIAMENTO.

Código de Repetição I			
Técnica	MAJ	OU	E
GLRT	(0,0500; 1/3)	(0,10100; 1/13)	(0,14000; 1/11)
MMED	(0,007500; 1)	(0,015000; 1/5)	(0,016000; 1/7)
MED	(0,0600; 1/3)	(0,10000; 1/11)	(0,20500; 1/23)
ED	(0,0150; 1/3)	(0,020000; 1/9)	(0,05000; 1/11)
Código de Repetição II			
Técnica	MAJ	OU	E
GLRT	(0,050000; 1)	(0,101000; 1/5)	(0,140000; 1/7)
MMED	(0,007500; 1)	(0,01500000; 1)	(0,01600000; 1)
MED	(0,060000; 1)	(0,100000; 1/5)	(0,20500; 1/15)
ED	(0,015000; 1)	(0,02000000; 1)	(0,050000; 1/3)
Código BCH			
Técnica	MAJ	OU	E
GLRT	(0,0500; 4/7)	(0,10100; 6/31)	(0,140; 15/127)
MMED	(0,0075; 4/7)	(0,015000; 4/7)	(0,016000; 4/7)
MED	(0,0600; 4/7)	(0,10000; 6/31)	(0,2050; 8/127)
ED	(0,0150; 4/7)	(0,020000; 4/7)	(0,05000; 5/15)

## AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi parcialmente financiado pela Finep, com recursos do Funttel, contrato No 01.14.0231.00, sob o projeto Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) do Instituto Nacional de Telecomunicações – Inatel, Brasil.

## REFERÊNCIAS

- [1] T. Yucek and H. Arslan, "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications," *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 11, no. 1, pp. 116–130, First 2009.
- [2] N. Michailow, R. Datta, S. Krone, M. Lentmaier, and G. Fettweis, "Generalized frequency division multiplexing: A flexible multi-carrier modulation scheme for 5th generation cellular networks," in *Proceedings of the German Microwave Conference (GeMiC'12)*, 2012.
- [3] Z. Quan, S. Cui, A. H. Sayed, and H. V. Poor, "Optimal multiband joint detection for spectrum sensing in cognitive radio networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 57, no. 3, pp. 1128–1140, Mar. 2009.
- [4] B. Nadler, F. Penna, and R. Garello, "Performance of eigenvalue-based signal detectors with known and unknown noise level," in *IEEE Int. Conf. Communications*, Jun. 2011, pp. 1–5.
- [5] D. A. Guimarães, C. R. N. da Silva, and R. A. A. de Souza, "Cooperative spectrum sensing using eigenvalue fusion for OFDMA and other wide-band signals," *Journal of Sensor and Actuator Networks*, vol. 2, no. 1, pp. 1–24, 2013.
- [6] D. A. Guimarães, L. S. Costa, and R. A. A. de Souza, "Comparison between eigenvalue fusion and decision fusion for spectrum sensing of OFDMA signals under errors in the control channel," in *Telecommunications Symposium (ITS), 2014 International*, Aug 2014, pp. 1–5.
- [7] D. A. Guimarães and R. A. A. de Souza, "Implementation-oriented model for centralized data-fusion cooperative spectrum sensing," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 16, no. 11, pp. 1804–1807, Nov. 2012.
- [8] S. Chaudhari, J. Lunden, and V. Koivunen, "BEP walls for collaborative spectrum sensing," in *IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, May 2011, pp. 2984–2987.