

Plataforma para Sensoriamento Espectral com VisSim/Comm e Transceptor WaveRunner*

Danielle de Carvalho Marchetti & Dayan Adionel Guimarães

Abstract—This paper describes a testbed implemented with the WaveRunner transceiver PCI card and the VisSim/Comm software for the purpose of spectrum sensing. The testbed adopts the energy detection in a centralized cooperative spectrum sensing with data fusion. It is shown that the testbed can be considered as an alternative to the commonly-adopted solutions based on the USRP & GNU Radio. Furthermore, it is shown that the testbed can be modified to consider other techniques besides the energy detection; emphasis is given to the eigenvalue-based detection ones.

Index Terms—Cognitive radio, eigenvalue detection, energy detection, spectrum sensing, VisSim/Comm, WaveRunner transceiver.

Resumo—Este artigo descreve o protótipo de uma plataforma de teste implementada com a placa WaveRunner e o aplicativo VisSim/Comm com o propósito de sensoriamento espectral. A plataforma aplica a detecção de energia em um esquema de sensoriamento cooperativo centralizado com fusão de dados. Verifica-se que a plataforma é uma alternativa às soluções comumente baseadas na plataforma USRP & GNU Radio. Além disso, demonstra-se a factibilidade da modificação da plataforma para operar com outras técnicas diferentes da detecção de energia, sendo dado destaque especial para aquelas baseadas nos autovalores da matriz de covariância do sinal recebido.

Palavras chave—Detecção de energia, detecção por autovalores, rádio cognitivo, sensoriamento espectral, VisSim/Comm, WaveRunner.

I. INTRODUÇÃO

A. Contextualização

Na política de alocação fixa, o espectro de radiofrequências é um recurso que tem seu uso licenciado por órgãos reguladores do Governo, sendo destinada uma banda de frequências para cada serviço. No Brasil esta tarefa é realizada pela Anatel (Agência Nacional de Telecomunicações). Contudo, diante da vigente necessidade de prover novos serviços em comunicações sem fio e de aumentar a banda disponível para serviços já existentes, a demanda pelo espectro de radiofrequência cresceu muito, tornando esse recurso cada vez mais escasso. No entanto, pesquisas foram realizadas e notou-se que grande parte do espectro licenciado é na verdade subutilizado em determinados períodos de tempo e localidades [1]. Isto implica na existência de oportunidades de uso do

espectro licenciado que podem ser exploradas por dispositivos que sejam capazes de acessá-las de forma adaptativa e dinâmica. Essa capacidade é em grande parte baseada no conceito de rádio definido por software (SDR, *software defined radio*), dispositivo de comunicação sem fio que possui grande parte de suas funções implementadas ou configuradas por *software*. A partir deste conceito surge o rádio cognitivo (CR, *cognitive radio*) [2], tecnologia que pretende permitir o compartilhamento do espectro entre usuários primários (usuários que possuem licença de operação) e usuários secundários (aqueles que não possuem licença de operação).

Uma das principais tarefas de um CR é a capacidade de sensoriar o espectro de forma a detectar as oportunidades de utilização, as quais correspondem às faixas de frequência que não estão sendo utilizadas pelo usuário primário em um dado momento e em uma dada região observada. Portanto, o sensoriamento é feito de forma a encontrar essas lacunas espectrais que surgem quando o espectro esta fora de uso. Quando é detectada uma lacuna, o CR passa a realizar a transmissão dentro da faixa de frequências livre. Caso o usuário primário volte a utilizar aquela faixa, o usuário secundário interrompe sua transmissão e passa a operar em outra lacuna disponível, a fim de não causar interferências na rede primária.

B. Pesquisas relacionadas e contribuições

O sensoriamento espectral pode ser realizado por meio de várias técnicas, dentre elas a detecção de energia, a detecção por filtro casado, a detecção por propriedades cicloestacionárias e a detecção por autovalores [3]. Independente da técnica, o sensoriamento espectral pode ser classificado como não cooperativo ou cooperativo [4]. No primeiro o sensoriamento é realizado de forma independente por cada CR. No segundo, com o intuito de melhorar o desempenho do sensoriamento, os CRs colaboram entre si no processo de decisão sobre o estado de ocupação da banda sensorizada.

O sensoriamento cooperativo pode ser centralizado ou distribuído. No sensoriamento centralizado, as informações sobre o estado de ocupação do canal obtidas por cada CR são enviadas a um centro de fusão (FC, *fusion center*), onde a decisão final é tomada. Tais informações podem ser os valores de amostras colhidas por cada CR (processo denominado fusão de dados) ou as decisões individuais de cada CR (processo chamado de fusão de decisões), as quais são combinadas no FC. No sensoriamento distribuído as informações sobre o canal sensorizado são compartilhadas entre

* Este trabalho é uma extensão do artigo “Protótipo para Sensoriamento Espectral Cooperativo Centralizado com Transceptor WaveRunner”, apresentado durante o XXXI SBrT [9].

D. C. Marchetti (danic.marchetti@gmail.com) e D. A. Guimarães (dayan@inatel.br) - Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel. Av. João de Camargo, 510 - Santa Rita do Sapucaí - MG - Brasil - 37540-000.

os CRs sob cooperação que, de forma iterativa, decidem em conjunto sobre o estado de ocupação do canal sensoriado.

Várias plataformas de testes (*testbeds*) para sensoriamento espectral já foram implementadas e reportadas na literatura, a maioria delas utilizando a USRP (*universal software radio peripheral*) & GNU Radio, uma plataforma de SDR desenvolvida pela *Ettus Research* (<http://www.ettus.com/>) [5]-[8]. Neste artigo, como extensão de [9], descreve-se uma plataforma alternativa de testes para sensoriamento espectral cooperativo centralizado com fusão de dados, utilizando a placa *WaveRunner Plus*, de fabricação da *Red Rapids, Inc.* (<http://www.redrapids.com>, antiga *Red River, Inc.*). Esta placa consiste de um transceptor de até oito canais, permitindo que o sensoriamento cooperativo seja implementado com até oito CRs. A placa é controlada e configurada por computador, onde é conectada por meio de uma interface PCI. As funcionalidades de sensoriamento são todas implementadas no ambiente do *software* de simulação de sistemas dinâmicos de comunicação *VisSim/Comm* (<http://www.vissim.com/products/vissim/comm.html>), desenvolvido pela *Eriteck, Inc.* em parceria com a *Visual Solutions, Inc.*

O restante do artigo está organizado da seguinte maneira: na Seção II é mais bem definido o sensoriamento espectral cooperativo e são descritas algumas das técnicas de detecção já propostas na literatura. Na Seção III descreve-se a placa transceptora *WaveRunner Plus*, assim como suas principais funcionalidades e configurações. Já na Seção IV descreve-se como a placa é aplicada ao cenário de sensoriamento espectral. A Seção V apresenta alguns resultados preliminares de desempenho da plataforma de teste implementada. A Seção VI conclui o trabalho e registra algumas oportunidades para continuidade das pesquisas.

II. SENSORIAMENTO ESPECTRAL COOPERATIVO

Como mencionado na Seção I, o sensoriamento espectral pode ser feito tanto de forma independente (não cooperativa) quanto de forma cooperativa. Estudos comprovam grande desvantagem ao usar o método não cooperativo, pois nele cada CR toma sua própria decisão sobre a ocupação do canal, passando a disputar o acesso a este canal com outros usuários que porventura tenham tomado a mesma decisão. Além disso, este método sofre grande influência do canal quando, por exemplo, há presença de sombreamento em uma depressão topográfica onde o CR não esteja ao alcance do sinal de um transmissor primário. O método pode ser ineficaz também em casos onde não se tem certeza quanto ao alcance da região de sensoriamento, fazendo assim com que o CR possa decidir erroneamente quanto ao estado de ocupação do canal. A Figura 1 ilustra a influência desse último fenômeno no processo de sensoriamento não cooperativo. Nela percebe-se que o rádio cognitivo CR3 está fora do alcance de um transmissor primário PU e, portanto, detecta o espectro como livre, passando a utilizar um canal que na verdade está ocupado. Isto poderá causar grande interferência nos terminais da rede primária.

As técnicas de sensoriamento cooperativo vêm para sanar problemas como esses. Nela, cada CR colherá amostras cujos

valores serão enviados ao FC, o qual pode ser uma estação base ou até mesmo outro rádio cognitivo configurado como centro de fusão. Todo o processo de decisão quanto à ocupação do canal de interesse é obtido no FC e enviado aos CRs que em seguida passarão a disputar pelo canal livre por meio de uma técnica de acesso apropriada. A atribuição do canal a um dado CR pode ser realizada, por exemplo, com base na relação sinal-ruído (SNR, *signal to noise ratio*): atribui-se o canal àquele CR com maior SNR no momento, o qual corresponde ao CR que produziu maior SNR na entrada no CF no momento que sua informação de sensoriamento foi transmitida.

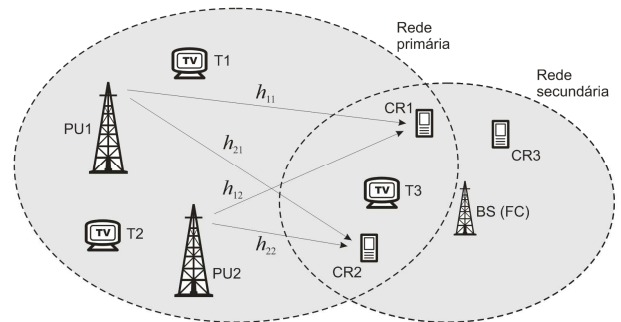


Fig. 1. Compartilhamento espectral entre rede primária e secundária.

A. Sensoriamento por detecção de energia

A detecção de energia [10]-[12] é um dos métodos mais simples de sensoriamento espectral. É uma alternativa para detecção de sinais primários sobre os quais não se tem nenhuma informação *a priori*. Em uma faixa de frequência de interesse sendo sensoriada, um receptor equipado com tal funcionalidade mede a energia do sinal recebido e em seguida é feita a comparação com um limiar de decisão previamente estabelecido, dependente da potência de ruído na entrada do receptor. Caso a energia seja maior que o limiar, decide-se por um canal ocupado. Caso o valor medido seja menor, decide-se por um canal livre, ou seja, tem-se uma oportunidade de transmissão para os usuários secundários.

A técnica de detecção de energia pode ser considerada vantajosa pela baixa complexidade quanto à sua implementação, lembrando que a energia contida em um sinal é calculada simplesmente pela soma dos quadrados dos módulos dos valores das suas amostras. Assim, a variável de decisão (ou estatística de teste) para a detecção de energia é computada por

$$T_{ED} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^n |y_i|^2, \quad (1)$$

em que σ^2 é a variância de ruído térmico na entrada do receptor, n é o número de amostras colhidas durante o intervalo de sensoriamento e $\{y_i\}$ são os valores (complexos) das amostras do sinal sensoriado. A estatística de teste será comparada a um limiar de decisão para subsequente determinação do estado de ocupação do canal sensoriado. O cômputo da energia do sinal recebido pode ser realizado na prática por meio de um circuito como aquele ilustrado na

Figura 2. O filtro nela ilustrado está associado à banda sensoriada e é um dos elementos de maior complexidade de implementação, pois o mesmo deve ser reconfigurado dinamicamente de acordo com o canal que se deseja sensoriar.

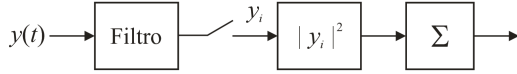


Fig. 2. Diagrama de blocos de um detector de energia.

Apesar da simplicidade da detecção de energia, ela traz uma grande desvantagem: a estatística de teste depende da potência de ruído na entrada do receptor, a qual deve ser conhecida *a priori* ou estimada. Ressalta-se, entretanto, que pequenos erros de estimação dessa variância podem produzir significativa degradação do desempenho do sensoriamento [13].

B. Sensoriamento por filtro casado

Pode-se considerar a técnica de detecção por filtro casado com um método ótimo para realização da detecção de um sinal primário, pois o uso da mesma faz com que a variável de decisão apresente a maior relação sinal-ruído possível no momento da decisão [5]. Para a utilização da técnica é necessário que o CR demodule todos os sinais recebidos, sendo então mandatório o conhecimento *a priori* do sinal primário e do canal. Além disso, necessita-se também do estabelecimento de sincronismo de portadora para a detecção coerente. Comparada com os outros métodos, essa técnica tem como vantagem a necessidade de um curto tempo de processamento da informação coletada para que se atinja o desempenho alvo. O método se torna complexo quando o sensoriamento é executado em uma faixa de frequência utilizada por vários sinais primários, pois assim haverá a necessidade de um receptor casado para cada tipo de sinal primário observado.

C. Sensoriamento por propriedades cicloestacionárias

Os sinais utilizados em sistemas de comunicação podem possuir características que resultam em algum tipo de periodicidade, como exemplo ondas portadoras, sequências de saltos em frequências ou de espalhamento espectral, pulsos ou sequências de sincronismo, entre outros. Tais sinais podem ser caracterizados como cicloestacionários [14]-[16], pois suas estatísticas, tais como a média e a função de autocorrelação, apresentam periodicidade. Esta cicloestacionariedade pode ser explorada para diferenciar tais sinais do ruído, que por sua vez é um processo aleatório que não possui cicloestacionariedade.

No sensoriamento cicloestacionário calcula-se a correlação entre as componentes espectrais do sinal analisado distanciadas por suas frequências cíclicas (frequências obtidas através de um deslocamento no domínio da frequência) [15]. Na ausência do sinal primário, a função de autocorrelação cíclica torna-se nula. Na presença de sinal primário, a função de correlação cíclica apresenta valores não nulos em frequências bem definidas, frequências estas determinadas pelas frequências cíclicas que são características de cada tipo de sinal. Daí conclui-se que é possível detectar a presença do sinal primário analisando a função de autocorrelação do sinal no canal monitorado, e também é possível distinguir o tipo de sinal sensoriado, uma vez que diferentes sinais apresentam

diferentes frequências cíclicas. Em outras palavras, o mapa de frequências cíclicas de um sinal pode ser interpretado como uma assinatura do mesmo.

Uma desvantagem do sensoriamento cicloestacionário é a alta complexidade computacional e a demanda por um longo período de observação para se estimar os parâmetros de interesse ao processo de sensoriamento.

D. Sensoriamento baseado em autovalores

Dentre as mais recentes técnicas de sensoriamento encontram-se os métodos de detecção por autovalores [17][18], os quais, assim como a detecção de energia, são classificados como cegos por não necessitarem de conhecimento *a priori* sobre o sinal sensoriado. Esses métodos também possuem complexidade de implementação relativamente baixa (embora com vantagem expressiva da detecção de energia), fator que os tornam atrativos para implementação em rádios cognitivos.

No sensoriamento por autovalores utilizam-se estatísticas de teste baseadas nos autovalores da matriz de covariância do sinal recebido por um ou mais CRs a fim de se tomar a decisão sobre o estado de ocupação de um canal. Para melhor compreendê-lo, considere uma rede em que cada CR sob cooperação coleta n amostras dos sinais enviados por p transmissores primários durante um intervalo de sensoriamento. Admita que tais amostras formem uma matriz \mathbf{X} de ordem $p \times n$. Seja \mathbf{H} a matriz de ordem $m \times p$ que representa o canal entre os transmissores primários e os rádios cognitivos, e cujos elementos $\{h_{ij}\}$ representam o ganho do canal entre o transmissor primário j , para $j = 1, 2, \dots, p$ e o receptor cognitivo i , para $i = 1, 2, \dots, m$, conforme ilustrado na Figura 1. Seja \mathbf{V} a matriz de ordem $m \times n$ associada ao ruído térmico que contamina cada amostra coletada pelos CRs. Então, pode-se definir uma matriz \mathbf{Y} de ordem $m \times n$ referente às amostras coletadas, ou seja,

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{V}. \quad (2)$$

Tipicamente considera-se que os elementos de \mathbf{H} são variáveis aleatórias complexas Gaussianas de média nula e valor quadrático médio unitário, as quais permanecem constantes por todo o intervalo de sensoriamento, alterando-se de forma independente de um intervalo para o seguinte e simulando, assim, um canal com desvanecimento do tipo Rayleigh plano e lento.

Embora \mathbf{X} possa representar qualquer sinal, usualmente admite-se que seja composta por amostras Gaussianas complexas de média nula e variância correspondente à potência do sinal transmitido. A adoção de variáveis Gaussianas é justificada pelo fato de que tal distribuição modela com bastante precisão a variação de envoltória de vários sinais modulados tipicamente utilizados na prática.

A matriz \mathbf{V} em (2) está associado ao típico modelo de canal AWGN (*additive white Gaussian noise*), aquele em que o ruído térmico de potência σ^2 gerado nos receptores é branco, de média nula e age de forma aditiva sobre o sinal recebido. A matriz \mathbf{Y} estará disponível no centro de fusão após cada uma de suas m linhas com n amostras ter sido enviada por cada um dos rádios cognitivos em cooperação.

Como mencionado, no sensoriamento por autovalores a estatística de teste utilizada para verificação do estado de ocupação do canal é calculada por meio dos autovalores da matriz de covariância do sinal recebido no centro de fusão, a qual é estimada por

$$\mathbf{R} = \frac{1}{n} \mathbf{Y}\mathbf{Y}^\dagger, \quad (3)$$

onde \dagger representa a operação conjugado transposto. O centro de fusão então computa os autovalores $\{\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m\}$ de \mathbf{R} e em seguida a estatística de teste T . Esta estatística de teste é então comparada com um limiar de decisão γ para que se decida por uma entre as duas hipóteses:

$$\begin{aligned} H_0 &: \text{sinal primário ausente } (\mathbf{Y} = \mathbf{V}): T \leq \gamma; \\ H_1 &: \text{sinal primário presente } (\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{V}): T > \gamma. \end{aligned}$$

Dentre as possíveis maneiras de composição da estatística de teste no sensoriamento por autovalores destacam-se [13]: o teste de razão de verossimilhança generalizado (GLRT, *generalized likelihood ratio test*), o qual não necessita do conhecimento *a priori* da potência de ruído, a detecção por máximo-mínimo autovalor (MMED, *maximum minimum eigenvalue detection*), também conhecida como detecção por razão de autovalores (ERD, *eigenvalue ratio detection*), e a detecção por máximo autovalor (MED, *maximum eigenvalue detection*), também conhecida como teste de Roy de máxima raiz (RLRT, *Roy's largest root test*). As correspondentes estatísticas de teste são computadas por [13]:

$$T_{\text{GLRT}} = \frac{\lambda_1}{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \lambda_i}, \quad (4)$$

$$T_{\text{MMED}} = \frac{\lambda_1}{\lambda_m}, \quad (5)$$

$$T_{\text{MED}} = \frac{\lambda_1}{\sigma^2}, \quad (6)$$

A detecção de energia também pode ser realizada por meio dos autovalores da matriz de covariância do sinal recebido. Neste caso, como alternativa à expressão (1), a estatística de teste é computada por meio de

$$T_{\text{ED}} = \frac{1}{m\sigma^2} \sum_{i=1}^m \lambda_i. \quad (7)$$

Um dos mais importantes desdobramentos do presente trabalho consiste em modificar a plataforma de testes descrita mais adiante no artigo de forma que possa operar com a detecção por autovalores. Por esta razão esta detecção foi aqui abordada com certo grau de detalhes.

E. Análise de desempenho do sensoriamento espectral

Independente da técnica de sensoriamento utilizada, o seu desempenho é tipicamente avaliado por meio de dois parâmetros importantes: a probabilidade de falso alarme, P_{fa} , e a probabilidade de detecção, P_d . A primeira corresponde à probabilidade de se tomar a decisão pelo estado de canal ocupado, sendo que o sinal de um usuário primário não está sendo transmitido. A segunda corresponde à probabilidade de

se decidir por um canal ocupado quando se tem de fato um canal ocupado, ou seja, um canal com o sinal de um usuário primário sendo transmitido.

É desejável a menor probabilidade de falso alarme e a maior probabilidade de detecção possível, já que uma baixa P_{fa} refletirá em mais oportunidades de uso do canal pela rede secundária e uma alta P_d refletirá em menos interferência na rede primária. Porém, para que se diminua a P_{fa} tem-se que elevar o limiar de decisão e para que se aumente a P_d tem-se que reduzir o limiar da decisão. Portanto, a determinação do limiar será uma solução de compromisso, pois não é possível reduzir a P_{fa} e aumentar a P_d simultaneamente. O que se faz tipicamente na prática é a escolha de um limiar que atenda a uma P_{fa} alvo constante (CFAR, *constant false alarm rate*); a P_d obtida será então consequência da relação sinal-ruído a que o sistema estiver submetido.

III. A PLACA TRANCEPTORA WAVE RUNNER PLUS

Nesta seção descreve-se a placa *WaveRunner Plus* e seu aplicativo de configuração, o *Waveformer II*. Em seguida é explicado como a placa pode ser utilizada para construção de uma plataforma de teste (*testbed*) de um sistema de sensoriamento espectral cooperativo.

A placa *WaveRunner Plus* [20] é um transceptor capaz de ser configurado para operar com até oito canais, sendo controlado através de uma interface com o computador. Além de um aplicativo de configuração específico, denominado *WaveFormer*, possui interface com o software de simulação de sistemas de comunicação *VisSim/Comm*, de forma que os sinais de entrada e de saída da placa possam ser gerados e processados por *software*. A Figura 3 mostra uma fotografia da placa *WaveRunner Plus* com interface PCI.



Fig. 3. Fotografia da placa WaveRunner Plus.

Além da interface PCI a placa possui um conector de entrada de recepção de sinal, um conector de saída de transmissão de sinal e dois conectores para entrada e saída de um sinal de referência de temporização. Tais conectores são do tipo SMB e podem ser vistos na parte esquerda da fotografia mostrada na Figura 3.

A. Diagrama de blocos e principais funcionalidades da placa WaveRunner Plus

A Figura 4 mostra o diagrama de blocos da placa WaveRunner Plus [20]. Na entrada de recepção (RX IN) o sinal analógico é encaminhado através de um atenuador variável que controla digitalmente o nível do sinal a ser processado em seguida. À frente tem-se um amplificador de baixo ruído (LNA, *low noise amplifier*) que promove uma amplificação eficiente em termos da geração de baixo nível de ruído interno, ou seja, opera com baixa figura de ruído. Juntos, o atenuador variável e o LNA podem fazer parte de um controle automático de ganho (AGC, *automatic gain control*), o qual pode ser habilitado ou desabilitado e tem suas características configuráveis por *software*. Uma vez amplificado, o sinal passa por um processo de filtragem para rejeitar interferências e evitar *aliasing* antes do processo de conversão analógico-digital (ADC, *analog-to-digital conversion*). O tipo de filtro depende da configuração de fábrica do *hardware*, que pode ser em banda base ou em banda passante. A plataforma de teste desenvolvida utiliza a placa configurada para operação em banda base, na qual se utiliza um filtro *Chebyshev* (passa baixas) com banda de passagem de aproximadamente 40 MHz. Posteriormente ao processo de filtragem tem-se um ADC e dois QPDC (*quad programmable digital downconverter*). Juntos, o ADC e os QPDCs são responsáveis pela digitalização do sinal, pela conversão digital para banda base (DDC, *digital down-conversion*) e pela divisão da banda total de 0,1 a 40 MHz em sub-bandas de um a oito canais configuráveis por *software*. O bloco controlador (*Controller*) executa todas as funções de comando e controle locais, ao mesmo tempo atuando como uma interface com o computador.

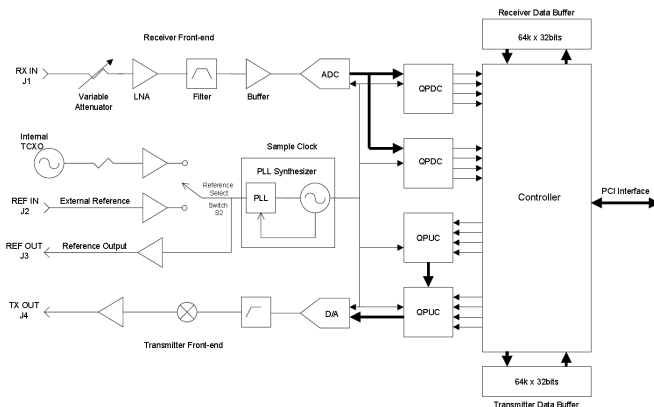


Fig. 4. Diagrama de blocos da placa WaveRunner [20].

Já na cadeia de transmissão, as amostras providas da interface PCI são armazenadas em um *buffer* e transferidas para os oito canais disponíveis nos QPUCs (*quad programmable digital upconverter*). As saídas dos oito canais são somadas para formar um único fluxo de amostras e, após este processo, essas amostras alimentam um conversor digital-analógico (D/A ou DAC, *digital-to-analog converter*) a fim de gerar um sinal de saída analógico. Em seguida o sinal passa

por um processo de filtragem passa baixas (operando em banda base), é amplificado e então dirigido à saída da placa via conector TX OUT.

B. Aplicativo de configuração WaveFormer II

O WaveFormer II [20] é um aplicativo proprietário da Red Rapids, Inc., desenvolvido na plataforma Microsoft Excel e capaz de gerar arquivos de configuração da placa WaveRunner. A ferramenta de configuração gera um conjunto de arquivos contendo configurações e um mapa de alocação de memória completo que é depois transferido à placa WaveRunner. Os arquivos de configuração são gerados sob solicitação ao setor de Suporte da Red Rapids, Inc. Em raras exceções (como no caso do Inatel), tal aplicativo é disponibilizado ao usuário para que ele próprio possa efetuar a configuração da placa. Ressalta-se, contudo, que a operação desse aplicativo é bastante complexa, o que faz com que o Suporte da Red Rapids raramente disponibilize-o ao usuário final da placa.

A Figura 5 mostra a imagem da tela principal do WaveFormer II, onde cada bloco corresponde a uma parte do hardware da placa WaveRunner e tem parâmetros específicos de configuração. Vários desses blocos podem ser expandidos (estrutura *top down*) em vários sub-blocos que, por sua vez, podem ser expandidos novamente, cada nível de expansão contendo seus próprios parâmetros de configuração. Como exemplo, a Figura 6 mostra a seção DDC Configuration que foi expandida a partir do bloco RX Control da Figura 5. Esta seção pode ser também expandida em outros níveis. Neste exemplo pode-se selecionar e configurar o canal desejado de acordo com a aplicação.

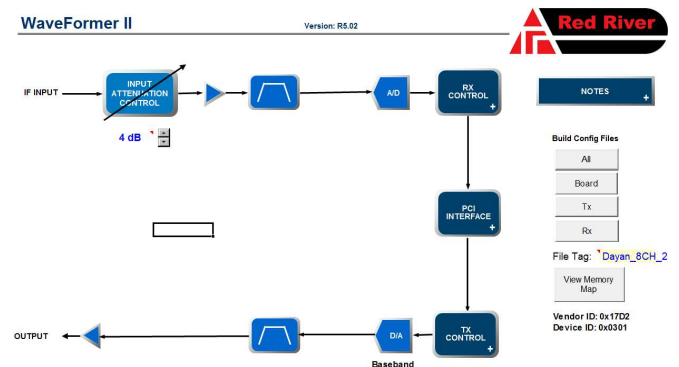


Fig. 5. Imagem da tela principal do aplicativo WaveFormer.

No bloco *Tuning Control* será realizada a configuração do canal a ser sintonizado dentro da faixa de 0,1 a 40 MHz. No bloco *CIC Filter* configura-se a ordem e a forma de decimação (ou dizimação) do filtro responsável por fazer a seleção do canal desejado e a redução da taxa de amostragem (*downsampling*). No bloco *Filter Compute Engine* são configurados os vários estágios de filtragem (*polyphase filter*), decimação e ganho do processo que permite um ajuste preciso de filtragem no intuito de alcançar exatamente a largura de faixa e a taxa de amostragem desejada. No bloco *Output Select* são configuradas as formas de medida de intensidade de sinal

utilizadas no processo de controle automático de ganho (AGC, *automatic gain control*).

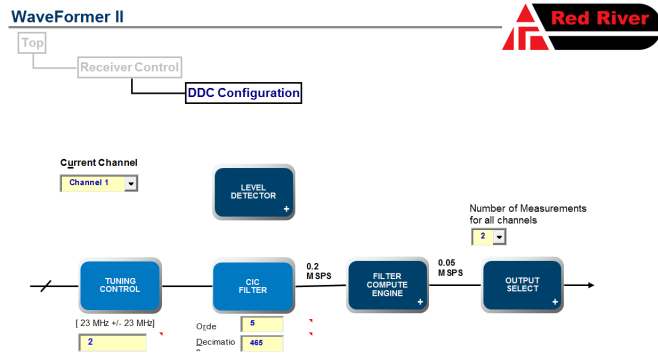


Fig. 6. Expansão do bloco *Receiver Control* do aplicativo *WaveFormer*.

IV. ADAPTAÇÃO DA PLACA WAVE RUNNER PLUS AO CENÁRIO DE SENSORIAMENTO ESPECTRAL COOPERATIVO

Como pode ser visto na Figura 1, em um cenário real de sensoriamento cooperativo centralizado com fusão de dados têm-se como principais elementos: os transmissores primários, os rádios cognitivos, os canais entre os transmissores e os rádios cognitivos, o centro de fusão e os canais de controle entre os rádios cognitivos e o centro de fusão. Como não se dispõe do *hardware* capaz de compor todos os elementos necessários a um cenário de sensoriamento real, a plataforma de testes descrita neste artigo utiliza a placa *WaveRunner* e o aplicativo *VisSim/Comm* em duas opções de operação: na primeira utiliza-se uma configuração *loopback* em um único transceptor conectado em um único computador, não sendo de fato transmitido nenhum sinal de radiofrequência, pois o sinal de saída da etapa de transmissão da placa retorna à entrada da etapa de recepção. Na segunda opção admite-se a existência de um amplificador, um conversor para cima (*up-converter*) e uma antena de transmissão acoplados à etapa de transmissão de um transceptor conectado em um computador, mais um *front-end* acoplado à etapa de recepção de outro transceptor disposto remotamente em outro computador. Nesta última opção é possível realizar o sensoriamento em um ambiente de propagação real, enquanto na primeira o ambiente de propagação é simulado. Ambas as opções são descritas mais detalhadamente nas subseções seguintes, sendo que somente a primeira foi implementada.

A. Configuração com um único transceptor em loopback

Na Figura 7 a placa *WaveRunner* está destacada ao centro do diagrama, onde se pode notar a presença de quatro entradas e quatro saídas, as quais representam a interface que o computador faz com a placa, por meio do *software VisSim/Comm*. A conexão entre a etapa de transmissão (*TX side*) e a etapa de recepção (*RX side*) da placa representa uma ligação do tipo *loopback* entre os conectores SMB de saída e de entrada de sinais da placa, na banda de 0,1 a 40 MHz.

Inicialmente, um sinal primário aleatório é gerado pelo *VisSim/Comm*, assim como o efeito do canal entre o transmissor primário e os quatro CRs. O ruído térmico de

entrada dos CRs é simulado por meio da geração, também no *VisSim/Comm*, de um ruído Gaussiano branco de média nula e variância (potência) ajustável. Então, o que se aplica como entrada da placa são os sinais sob desvanecimento, como se fossem aqueles presentes nas antenas de recepção dos quatro rádios cognitivos, sinais estes posteriormente contaminados com o ruído térmico gerado em cada CR. Em seguida a placa *WaveRunner* faz todo o processamento de sinal que é configurado através do aplicativo *WaveFormer*, a fim de emular os processamentos realizados nos receptores dos rádios cognitivos em cooperação. Após percorrer todo o caminho de transmissão e recepção da placa, os sinais na saída são transladados para banda base e retornam para o *VisSim/Comm*. No *VisSim/Comm* os sinais passam pelo cálculo de energia, a qual é comparada com um limiar pré-estabelecido e então é tomada a decisão quanto ao estado de ocupação do canal.

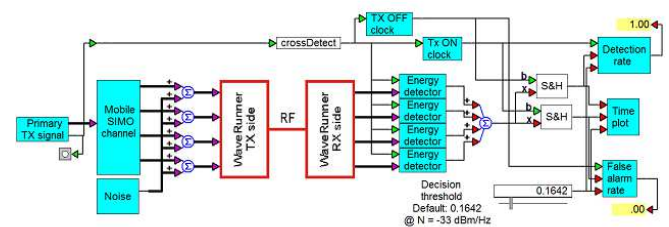


Fig. 7. Sensoriamento espectral cooperativo por detecção de energia no aplicativo *VisSim/Comm* com a placa *WaveRunner*.

Nos parágrafos seguintes descreve-se o funcionamento detalhado do sistema ilustrado na Figura 7.

O sinal gerado pelo bloco *Primary TX signal* corresponde a um ruído Gaussiano branco com banda de 25 kHz (metade da frequência de simulação) e chaveado por uma onda quadrada com 50% de *duty-cycle*, simulando a presença (estado *on*) e a ausência (estado *off*) do sinal primário a ser sensoriado. Nesse bloco é possível configurar a frequência de chaveamento, o ganho aplicado ao sinal gerado e também é possível manter o sinal permanentemente no estado ligado (*on*). Como na configuração *default* a simulação é executada por 20 segundos, o número de vezes que o transmissor primário alterna seu estado durante este intervalo dependerá da frequência de chaveamento.

O bloco *Mobile SIMO channel* é formado por quatro simuladores de canal com desvanecimentos que atuam sobre o sinal Gaussiano primário, portanto gerando sinais Gaussianos com banda de 25 kHz em suas saídas, mas afetados independentemente pelos correspondentes simuladores. Nesse bloco pode-se configurar a frequência Doppler associada aos simuladores de canal, configurando-se, assim, a taxa de variação dos desvanecimentos. Pode-se também desconsiderar os efeitos do canal com desvanecimento através de uma opção de *bypass*.

O sinal de saída de cada simulador de canal é somado ao ruído térmico, indicado na Figura 7 como *Noise*, que pode ser configurado com o nível de ruído desejado. Pode-se também desativar a presença de ruído optando pela opção (*Always OFF*). A inserção de ruído além daquele gerado internamente

na placa foi realizada para que não fosse necessário operar com níveis de sinal muito pequenos para que se tivesse controle sobre a relação sinal-ruído.

Os sinais sob desvanecimento e contaminados com ruído ocupam a mesma banda de 25 kHz. De forma a simular os múltiplos canais entre o transmissor primário e cada CR, tais sinais são filtrados internamente na placa *WaveRunner* com filtros passa-faixas de cerca de 10 kHz de banda de passagem. Em seguida, após passar pela cadeia de processamento mostrada na Figura 4, tais sinais são direcionados à saída da placa, transladados para as frequências de 10, 12, 14 e 16 MHz. Tal translação é realizada para que se simulem os quatro caminhos ortogonais (não interferentes) e independentes entre o transmissor primário e os CRs. O sinal de saída então é redirecionado à etapa de entrada da placa (ver Figura 7) em *loopback*. Percorrendo o caminho de recepção da placa, os quatro sinais são reenviados ao *software VisSim/Comm*, onde o restante do processamento é realizado, conforme se segue.

Usando procedimento similar ao ilustrado na Figura 2, os blocos *Energy detector* calculam as energias dos sinais obtidos das quatro saídas indicadas na Figura 7, as quais são somadas para que o valor de energia total seja comparado com um limiar de decisão (*Decision threshold*). Tal limiar é ajustado de acordo com a necessidade da simulação de modo que se obtenha o desempenho necessário do processo de sensoriamento.

Como mencionado, a probabilidade de detecção será determinada pela relação sinal-ruído e a probabilidade de falso alarme será governada pela diferença entre o limiar de decisão e o nível de energia computado quando o sinal primário está ausente. Quanto maior essa diferença, menor será a probabilidade de falso alarme. Já a probabilidade de detecção será governada pela diferença entre o limiar de decisão e o nível de energia computado quando o sinal primário está presente. Quanto maior essa diferença, maior será a probabilidade de detecção. A Figura 8, obtida por meio do *VisSim/Comm*, ilustra os níveis supramencionados.

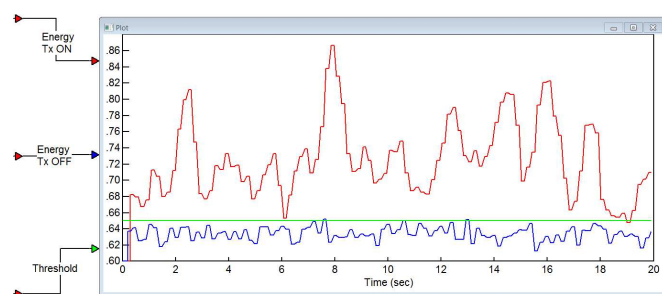


Fig. 8. Limiar de decisão (verde) e níveis de energia do sinal recebido no estado *on* do transmissor (vermelho) e *off* (azul).

Os blocos *Detection rate* e *False alarm rate* são responsáveis por computar e indicar as taxas (estimativas de probabilidade) de detecção e de falso alarme. Tais taxas são estimadas dividindo-se o número de detecções de sinal primário presente (ausente) pelo número de vezes que o transmissor primário esteve no estado *on* (*off*). Os blocos

CrossDetect, *Tx ON Clock* e *Tx OFF clock* são utilizados para gerar a temporização que indica os instantes em que o transmissor primário está em cada um dos respectivos estados. Essa temporização auxilia o processo de amostragem e cálculo da energia nos quatro canais de saída da placa *WaveRunner*.

O bloco *Time Plot* mostra os níveis de energia do sinal recebido, tanto na presença quanto na ausência de sinal primário, bem como o limiar de decisão, como ilustrado na Figura 8. Nessa figura são ilustradas situações em que a ocupação estimada do canal encontra-se diferente do seu real estado (*Tx ON*, *Tx OFF*). Como exemplo, no instante 19 s percebe-se que o nível de energia indicado pela linha vermelha (*Tx ON*) está abaixo do limiar de decisão, fazendo com que a estimativa aponte o transmissor primário como inativo, sendo que nesse instante o mesmo encontra-se de fato ativo. Isto ilustra uma situação de interferência em que o usuário secundário aproveita dessa falsa oportunidade e passa a transmitir no mesmo instante que o usuário primário. Pode-se também observar na Figura 8 que aproximadamente nos instantes 7,5 s e 13 s a linha azul indica o nível de energia acima do limiar de decisão, decidindo-se assim a presença do sinal do transmissor primário. No entanto, o transmissor primário não está ativo nesses instantes. Estes seriam casos de falso alarme, fazendo com que o usuário secundário perca a oportunidade de transmitir, visto que não há de fato a presença de sinal do usuário primário na faixa de frequências sensorizada.

B. Configuração com dois transceptores distantes

É importante mencionar que no diagrama da Figura 7 implicitamente considera-se que não há nenhum tipo de transmissão sem fio do sinal primário. Simula-se o efeito do canal por meio da geração do sinal primário na entrada do transceptor *WaveRunner* como se já estivesse sido afetado pelo desvanecimento do canal. No entanto, embora tenha sido implementada com essa configuração, a plataforma de teste apresentada pode ser modificada para operar com um sinal transmitido em um canal de comunicação sem fio real. Para isto pode-se fazer uso de dois transceptores dispostos distantes um do outro, um deles sendo utilizado para gerar o sinal primário (utilizando apenas a etapa de transmissão) e outro para emular o sensoriamento por um CR com múltiplas antenas (utilizando apenas a etapa de recepção). Neste caso o bloco *Primary TX Signal* é conectado diretamente às quatro entradas de uma das placas, não passando, portanto, pelo simulador de efeitos do canal e pela adição de ruído, se desejado. O conector de saída da placa será ligado a um amplificador de potência com conversão para a faixa da radiofrequência (*up-conversion*), este por sua vez conectado a uma antena. Um *front-end* de recepção, equipado com uma ou mais antenas, será então ligado ao conector de entrada da outra placa, esta podendo estar disposta remotamente para que se faça a análise do sensoriamento em um ambiente real de propagação. Nesta configuração pode-se sensoriar sinais que não tenham sido gerados pela parte de transmissão da placa remota. Os demais blocos mostrados na Figura 7 permanecem inalterados.

V. RESULTADOS PRELIMINARES

Notadamente, o principal objetivo deste artigo é descrever a plataforma de teste para sensoriamento espectral com o transceptor *WaveRunner Plus*. Assim, a obtenção de resultados utilizando a plataforma é alvo natural da continuidade das pesquisas. No entanto, registra-se aqui um resultado preliminar de significativa importância prática [9]. Em [21] sugeriu-se um modelo de CR no contexto de sensoriamento espectral cooperativo, no qual, diferentemente do que se costuma considerar na literatura, admite-se que há influência do processamento dos sinais recebidos pelos CRs no desempenho do sensoriamento. Tal modelo, ilustrado na Figura 9 apenas em caráter informativo, se assemelha muito à etapa de recepção da placa *WaveRunner*, como se pode concluir ao compará-lo com a Figura 4.

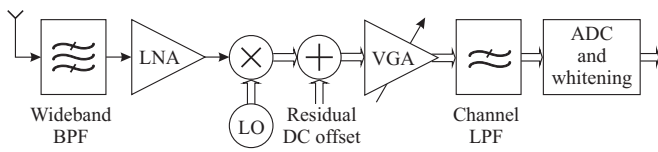


Fig. 9. Modelo de rádio cognitivo orientado a implementação ([21], © IEEE).

Em [21] constatou-se que o sistema de AGC é o principal elemento de degradação do desempenho em relação àquele proporcionado pelo modelo convencional comumente adotado na literatura (o qual não considera nenhum tipo de processamento do sinal recebido pelos CRs). Como a placa *WaveRunner* possui um sistema de AGC, decidiu-se por verificar o desempenho do sensoriamento com ele habilitado e desabilitado. Esta iniciativa é o marco inicial de um estudo futuro mais aprofundado sobre a questão, buscando utilizar o protótipo aqui descrito como forma de verificação e validação do modelo sugerido em [21].

Para obter os resultados supramencionados, o diagrama da Figura 7 foi modificado, passando a incorporar uma curva ROC (*receiver operating characteristic*), a qual mostra a variação nos valores de P_{fa} e P_d com a variação do limiar de decisão. Tal modificação é ilustrada na Figura 10, onde se pode notar que apenas os valores de limiar mínimo (associado ao ponto mais à direita e acima na ROC) e máximo (associado ao ponto mais à esquerda e abaixo na ROC) devem ser inseridos. A partir daí, quando se executa a simulação os valores de limiar (cinco para o caso ilustrado) se alteram automaticamente de forma que a curva ROC completa seja obtida.

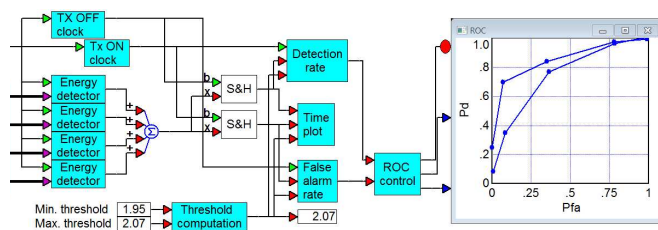


Fig. 10. Parte do diagrama da Figura 7, agora incrementado com a facilidade de apresentação da curva ROC.

Na Figura 10 nota-se que há duas curvas ROC: a curva mais acima foi obtida com o sistema de AGC da placa *WaveRunner* desabilitado (*AGC-off*) e a mais abaixo foi obtida com o AGC habilitado (*AGC-on*). As ROCs em questão foram obtidas com uma SNR fixa (potência de ruído fixa), mas os valores dos limiares de decisão tiveram que ser reajustados da condição de *AGC-on* para *AGC-off*, pois os valores médios de sinal de saída da placa foram alterados de uma condição para a outra, como esperado. Observa-se a piora no desempenho do sensoriamento pela influência do AGC, assim como constatado em [21]. Tal piora, no entanto, não se mostrou tão acentuada quando aquela reportada em [21]. Conjectura-se que isto tenha sido causado por uma das seguintes razões, ou uma combinação delas: i) níveis de sinal não adequados à atuação do sistema de AGC da placa *WaveRunner* em toda sua faixa dinâmica, ii) modelagem do processo de AGC em [21] muito diferente daquela que melhor representaria a atuação do sistema de AGC da placa *WaveRunner*, iii) a ausência, no protótipo aqui considerado, do processo de branqueamento presente no modelo de [21] (pelo efeito de filtragem realizado pela placa, tanto sinal quanto ruído passam a ter amostras temporalmente correlacionadas, degradando como um todo o desempenho do sensoriamento e reduzindo a diferença de desempenho entre as situações de *AGC-on* para *AGC-off*). Todas essas possíveis razões representam oportunidades de investigação e continuidade das pesquisas.

VI. ADAPTAÇÃO DA PLATAFORMA AO SENSORIAMENTO ESPECTRAL COOPERATIVO BASEADO EM AUTOVALORES

Para se realizar a adaptação da plataforma de testes representada no diagrama da Figura 7 de forma a considerar outras técnicas de sensoriamento é necessário substituir os blocos de detecção de energia por outros, conforme a técnica desejada. Por exemplo, para implementação da detecção por autovalores, as amostras nas saídas da placa comporão a matriz de amostras recebidas no FC, a partir da qual será computada a matriz de covariância e a partir desta os autovalores. Entretanto, essa implementação não é trivial no ambiente do *VisSim/Comm*, requerendo uma forma alternativa de cômputo dos autovalores da matriz de covariância, pois a mesma é uma matriz complexa e o *VisSim/Comm* contém um bloco que computa autovalores somente de matrizes reais. Em outras palavras, o valor imaginário $j = (-1)^{1/2}$ não existe no ambiente de simulação do *VisSim/Comm*. Nele, um valor “complexo” é apenas um vetor com dois elementos, um associado à parte real e o outro associado à parte imaginária.

A seguir é descrito como se podem computar os autovalores de uma matriz complexa a partir de duas matrizes reais, uma formada pela parte real dos elementos da matriz complexa e outra formada pela parte imaginária. Com esse procedimento a implementação futura do sensoriamento por autovalores na plataforma aqui descrita tornar-se-á factível.

Considere a matriz \mathbf{Y} definida em (2), reescrita na forma

$$\mathbf{Y} = \text{Re}(\mathbf{Y}) + j \text{Im}(\mathbf{Y}) = \mathbf{Y}_R + j \mathbf{Y}_I,$$

onde $\text{Re}(\mathbf{Y})$ e $\text{Im}(\mathbf{Y})$ são matrizes reais compostas pela parte real e pela parte imaginária de \mathbf{Y} , respectivamente. Então, o produto $\mathbf{Y}\mathbf{Y}^T$ em (3) pode ser reescrito como

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}\mathbf{Y}^\dagger &= (\mathbf{Y}_R + j\mathbf{Y}_I)(\mathbf{Y}_R + j\mathbf{Y}_I)^\dagger \\
&= (\mathbf{Y}_R + j\mathbf{Y}_I)(\mathbf{Y}_R^T - j\mathbf{Y}_I^T) \\
&= \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}_R^T + \mathbf{Y}_I\mathbf{Y}_I^T + j\mathbf{Y}_I\mathbf{Y}_R^T - j\mathbf{Y}_R\mathbf{Y}_I^T,
\end{aligned}$$

de onde podem ser definidas as matrizes

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}_R^T + \mathbf{Y}_I\mathbf{Y}_I^T \\
\mathbf{B} &= \mathbf{Y}_I\mathbf{Y}_R^T - \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}_I^T.
\end{aligned} \tag{8}$$

Então, a matriz de covariância \mathbf{R} em (3) pode ser representada alternativamente por

$$\mathbf{R} = \frac{1}{n}\mathbf{Y}\mathbf{Y}^\dagger = \frac{1}{n}(\mathbf{A} + j\mathbf{B}). \tag{9}$$

Sabe-se que um autovetor \mathbf{w} de uma matriz quadrada \mathbf{Z} é um vetor não nulo que, quando multiplicado por \mathbf{Z} , produz um vetor na mesma direção de \mathbf{w} , multiplicado por um escalar real ou complexo λ , ou seja [22],

$$\mathbf{Z}\mathbf{w} = \lambda\mathbf{w}, \tag{10}$$

onde o escalar λ é um *autovalor* de \mathbf{Z} associado ao autovetor \mathbf{w} . Aplicando a definição (10) na representação alternativa de \mathbf{R} em (9), tem-se

$$\frac{1}{n}[\mathbf{A} + j\mathbf{B}][\mathbf{u} + j\mathbf{v}] = \frac{1}{n}\lambda[\mathbf{u} + j\mathbf{v}], \tag{11}$$

onde \mathbf{u} e \mathbf{v} são respectivamente a parte real e a parte imaginária dos autovetores de $\mathbf{Y}\mathbf{Y}^\dagger$ e os valores de λ que satisfazem a equação são os correspondentes autovalores. De (11) pode-se obter

$$\mathbf{A}\mathbf{u} - \mathbf{B}\mathbf{v} + j\mathbf{B}\mathbf{u} + j\mathbf{A}\mathbf{v} = \lambda\mathbf{u} + j\lambda\mathbf{v},$$

ou, na forma de equações,

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}\mathbf{u} - \mathbf{B}\mathbf{v} &= \lambda\mathbf{u}, \\
\mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{A}\mathbf{v} &= \lambda\mathbf{v},
\end{aligned}$$

de onde se pode obter a representação matricial

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B} \\ \mathbf{B} & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix}. \tag{12}$$

Note que a representação adotada em (12) é análoga à equação básica de definição dos autovetores e autovalores em (10). Portanto, os autovalores da matriz \mathbf{R} podem ser obtidos a partir dos autovalores da matriz em blocos formada com as matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} definidas em (8), ou seja,

$$\text{eig}(\mathbf{R}) = \frac{1}{n}\text{eig}(\mathbf{Y}\mathbf{Y}^\dagger) = \frac{1}{n}\text{eig}\left(\begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B} \\ \mathbf{B} & \mathbf{A} \end{bmatrix}\right). \tag{13}$$

onde $\text{eig}(\cdot)$ são os autovalores da matriz em questão. Note que a matriz em blocos contém apenas valores reais, como desejado no cômputo dos autovalores por meio do *VisSim/Comm*. Note também que a matriz em blocos terá ordem $2m$, ou seja, serão computados $2m$ autovalores com

multiplicidade 2. Os pares de autovalores serão distintos entre si com probabilidade 1 devido à natureza aleatória de \mathbf{A} e \mathbf{B} . Portanto, somente os m autovalores distintos serão de fato utilizados e serão os mesmos que aqueles computados no caso do uso direto de \mathbf{Y} na formação de \mathbf{R} de acordo com (3).

VII. CONCLUSÕES

Este artigo descreveu uma plataforma de teste implementada com a placa *WaveRunner Plus* e o aplicativo *VisSim/Comm* com o propósito de sensoriamento espectral cooperativo centralizado por detecção de energia e fusão de dados. A plataforma é uma alternativa à solução mais amplamente adotada com os recursos GNU Radio & USRP, demonstrando a factibilidade da implementação prática do sensoriamento cooperativo para aplicações de rádio cognitivo e a possibilidade do protótipo ser modificado para operar com outras técnicas diferentes da detecção de energia. Ênfase foi dada à detecção por autovalores, para a qual se faz necessária uma forma particular de cômputo dos autovalores, conforme descrito na Seção VI;

Como oportunidades de continuidade das pesquisas podem ser citadas: i) a implementação do sensoriamento por autovalores em vez da detecção de energia, partindo dos resultados preliminares apresentados na Seção VI, ii) a inclusão de *front-end*, amplificador de RF e antenas para a realização de sensoriamento a partir de sinais irradiados remotamente (vide Seção IV-A), iii) a elaboração de prova de conceito para verificação e validação do modelo proposto em [21], partindo dos resultados preliminares apresentados na Seção V.

Ressalta-se que ambas as configurações descritas na Seção IV-A e IV-B foram também implementadas no *VisSim/Comm* de forma que operem sem uso do transceptor *WaveRunner Plus*, o que equivale a se ter uma ligação do tipo *bypass* entre as entradas e as saídas do transceptor (ver Figura 7). Além do apelo didático dessa configuração sem o transceptor, tem-se também a possibilidade de se realizar novas implementações ou modificações no ambiente de simulação do *VisSim/Comm* e que dependam somente deste. Naturalmente, a inclusão do transceptor alterará os resultados do conjunto devido à cadeia de processamento de transmissão e recepção. Aqueles que tiverem o *software VisSim/Comm* ou *VisSim/Comm Viewer* podem solicitar diretamente aos autores os correspondentes arquivos contendo as implementações referentes às Figuras 7 e 10, com ou sem o transceptor *WaveRunner Plus*.

VIII. AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Boaz Nadler (*Weizman Institute of Science*, Israel) pelas orientações referentes à solução do problema tratado na Seção VI.

REFERÊNCIAS

- [1] M. A. McHenry, P.A. Tenhula and D. McCloskey, "Chicago Spectrum Occupancy Measurements & Analysis and a Long-term Studies Proposal", shared spectrum co. report, November 2005.
- [2] Federal Communications Commission, "Spectrum policy task force report, FCC 02-155", Nov. 2002.
- [3] M. H. Islam, et al., "Spectrum survey in Singapore: occupancy measurements and analysis," in Proc. of the 3rd Int. Conf. on Cognitive

Radio Oriented Wireless Networks and Comm. (CROWNCOM '08), Singapore, May 2008.

- [4] J. Mitola, and G. Q. Maguire, "Cognitive radio: making software radios more personal", IEEE Personal Communications, vol. 6, no. 4, pp. 13-18, 1999.
- [5] Md.-A. Rahman, et al., "Development of Spectrum Sensing System with GNU Radio and USRP to Detect Emergency Radios", IEICE Technical Report, SR2009-57, October 2010.
- [6] M. Dolter, E. Kim, and S. G. Min, "Spectrum Sensing using Software Radios", Design Document May10-06, Iowa State University, EUA, May 2006.
- [7] M. A. Sarijari, et al., "Energy Detection Sensing Based on GNU Radio and USRP: An Analysis Study", Proceedings of the 2009 IEEE 9th Malaysia International Conference on Communications, Kuala Lumpur Malaysia, December 2009.
- [8] P. S. Coutinho, "Detecção de Energia para Rádios Cognitivos Usando GNU radio e USRP2", Projeto de Graduação, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Escola Politécnica/COPPE. Março 2011.
- [9] D. A. Guimarães, D. C. Marchetti e R. A. A. de Souza, "Protótipo para Sensoriamento Espectral Cooperativo Centralizado com Transceptor WaveRunner", XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBrT'13, 01-04 setembro de 2013, Fortaleza, CE..
- [10] D. Cabric, A. Tkachenko, and R. W. Brodersen, "Spectrum Sensing Measurements of Pilot, Energy, and Collaborative Detection". Military Communication Conference (MILCOM), October 2006.
- [11] H. Urkowitz, "Energy Detection of Unknown Deterministic Signals". Proceedings of the IEEE 55, no. 4 (April 1967): 523-531.
- [12] F. F. Digham, M.-S. Alouini and, M. K. Simon, "On the Energy Detection of Unknown Signals Over Fading Channels", IEEE Transactions on Communications, 55, no. 1 (January 2007): 21-24.
- [13] B. Nadler, F. Penna, and R. Garelo, "Performance of Eigenvalue-based Signal Detectors with Known and Unknown Noise Level", In: Proc. of the IEEE ICC, Kyoto, Japan, June 2011.
- [14] W. A. Gardner, "Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals. IEEE Signal Processing Magazine, vol. 8, no. 2, pp. 14-36, April 1991.
- [15] A. V. Dandawate and G. B. Giannakis; "Statistical tests for presence of cyclostationarity". IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 42, no. 9, pp. 2355-2369, September 1994.
- [16] S. Enserink and D. Cochran, "A cyclostationary feature detector", In Proc. of Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, vol. 2, pp. 806-810, 31 October-2 November 1994.
- [17] Y. Zeng, and Y.-C. Liang, "Eigenvalue-Based Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio", IEEE Trans. Comm., vol. 57, no. 6, June 2009.
- [18] Y. Zeng, and Y.-C. Liang, "Maximum-Minimum Eigenvalue Detection for Cognitive Radio", In: Proc. of the 18th Annual IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2007.
- [19] Y. Zeng, C.L. Koh, and Y.-C. Liang, "Maximum Eigenvalue Detection - Theory and Application", In: Proc. of the IEEE ICC 2008.
- [20] Red Rapids, Inc. Publication No. REF-303-000-R01 - WaveRunner Plus, Channel Surfer, Channel Blaster, Hardware Reference Manual, 2003.
- [21] D. A. Guimarães and R. A. A. de Souza, "Implementation-Oriented Model for Centralized Data-Fusion Cooperative Spectrum Sensing", IEEE Comm. Letters. vol.16, no.11, pp.1804-1807, November 2012.
- [22] G. Strang, *Introduction to Linear Algebra*, 4th Ed., New York, USA: Wellesley-Cambridge Press, 2009.



Dayan Adionel Guimarães nasceu em Carrancas, MG, em 01 de março de 1969. Possui os títulos: Técnico em Eletrônica (ETE FMC, 1987), Engenheiro Eletricista (Inatel, 1994), Especialista em Engenharia de Comunicação de Dados (Inatel, 2003), Especialista em Administração com ênfase em Gerência de RH (FAI, 1996), Mestre em Engenharia Elétrica (Unicamp, 1998) e Doutor em Engenharia Elétrica (Unicamp, 2003). De 1988 a 1993 desenvolveu sensores e

equipamentos para instrumentação industrial e controle e também foi Supervisor de Produção e Supervisor de Engenharia de Produtos na SENSE Sensores e Instrumentos. Desde janeiro de 1995 é Professor do Inatel onde, por oito anos, foi responsável pela estrutura que dá apoio às atividades de ensino prático nas áreas de Telecomunicações, Eletrônica e Eletrotécnica.

Suas pesquisas incluem aspectos gerais sobre Transmissão Digital e Comunicação Móvel. Seu mais recente interesse situa-se na aplicação de técnicas de Otimização Convexa em Telecomunicações, assunto de seu programa de Pós-Doutorado na UFSC, realizado em 2010. É membro do Conselho do Mestrado do Inatel, do Corpo Editorial da revista Telecomunicações (Inatel) e do IEICE (*Institute of Electronics, Information and Communication Engineers*, Japão). Hoje ocupa a posição de Professor Titular do Inatel em regime de dedicação por tempo integral.



Danielle de Carvalho Marchetti nasceu em Pouso Alegre, MG, em 30 de janeiro de 1991. Está em fase de conclusão do curso de Engenharia de Telecomunicações no Instituto Nacional de Telecomunicações, Inatel, com término previsto para dezembro de 2013. Em 2012 e parte de 2013 participou do programa de Iniciação Científica (IC) do Inatel, tendo recebido o prêmio de melhor trabalho de IC de 2012, com o artigo intitulado "Aplicação da Placa WaveRunner em uma Plataforma de Teste

para Sensoriamento Espectral Cooperativo Centralizado". Durante a graduação participou de vários cursos extracurriculares e da Feira Tecnológica do Inatel, a Fetin. No Inatel foi ainda promotora de eventos no Diretório Acadêmico e também participou como Consultora de Projetos e Gerente de Marketing da Empresa Júnior CP2eJr, em 2011 e 2012. Possui conhecimento sobre as os aplicativos Microsoft Office e para pesquisas na WEB, e sobre as linguagens C++, html e Matlab. Mais recentemente realizou estudos sobre Sistemas de Rádio Cognitivo, especificamente sobre Sensoriamento Espectral, como parte de seu trabalho de Iniciação Científica. Atualmente realiza Estágio Curricular na HUAWEI Technologies, na área de Planejamento de Sistemas Celulares.