

# Caracterização de Canais sem Fio com Correlator Deslizante – Parte III: Implementação

Gabriel F. Pivaro, Dayan A. Guimarães, Rausley A. A. de Souza e Luís A. R. Scudeler  
 Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel), Santa Rita do Sapucaí - MG - Brasil  
 E-mail: gabriel.pivaro@inatel.br, dayan@inatel.br, rausley@inatel.br, scudeler@gee.inatel.br

**Resumo**—A pesquisa e o desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio são sempre precedidos pela caracterização do canal através do qual o sinal é transmitido. Tal caracterização abrange os domínios do tempo, frequência e espaço, podendo ser estocástica, empírica, determinística ou uma combinação destas. Ela fornece subsídios para a modelagem do canal para que o sistema seja então dimensionado de forma a viabilizar a comunicação frente às possíveis adversidades do canal, podendo também fornecer dados para a elaboração de modelos de previsão de cobertura. É comum que os modelos de canal sejam construídos com o auxílio de medidas em campo, as quais são obtidas por meio de técnicas de sondagem que processam o sinal recebido a partir da transmissão de um sinal de sondagem conhecido. O correlator deslizante (*sliding correlator*) é uma das técnicas mais utilizadas para sondagem, permitindo que se obtenham as informações estocásticas que caracterizam o canal. Este artigo tutorial compõe uma série em que a sondagem por correlator deslizante é abordada em três partes: no primeiro artigo da série foram abordados os fundamentos teóricos necessários ao entendimento sobre o correlator deslizante; o segundo artigo foi direcionado à análise das medidas obtidas pelo correlator deslizante para a caracterização do canal; já o presente artigo é voltado à implementação do sistema de sondagem por correlator deslizante utilizando placas *universal software radio peripheral* (USRP). Com o auxílio de um emulador de canal, a sondagem é realizada em um ambiente totalmente controlado, o que permite verificar a capacidade do correlator deslizante de obter as estatísticas do canal conforme os parâmetros previamente configurados no emulador. Por intermédio do teste estatístico Kolmogorov–Smirnov e do erro quadrático médio normalizado, a envoltória discreta da resposta ao impulso estimada pelo correlator deslizante é comparada com aquela gerada pelo emulador de canal. Com este processo objetiva-se validar o correto funcionamento do sistema de sondagem proposto. Além da envoltória, apresentam-se comparações envolvendo o espectro de potências Doppler, o perfil de atraso de potência, a banda de coerência e os ganhos dos múltiplos percursos.

**Index Terms**—Correlator deslizante, caracterização de canal de comunicação sem fio, sondagem de canal, universal software radio peripheral.

## I. INTRODUÇÃO

Como enfatizado nas Partes I [1] e II [2] desta série de artigos sobre o correlator deslizante, as mais fortes condições de contorno em relação ao projeto de sistemas de comunicação sem fio são impostas pelo canal de comunicação, o que significa que tal projeto é sempre precedido pela caracterização do meio através do qual o sinal será transmitido. O correlator deslizante [3] vem sendo utilizado há décadas

para esse fim, permitindo que se obtenham, por meio de medidas, as informações estocásticas que caracterizam o canal nos domínios temporal, da frequência e espacial [4]. Tais informações, cruciais para o projeto de um sistema de comunicação sem fio, incluem, por exemplo: resposta ao impulso, resposta em frequência, distribuição angular do sinal recebido, perfil de atraso de potência, espalhamento Doppler, funções de correlação em vários domínios, banda de coerência, tempo de coerência e concentração angular de potência recebida. Pode-se destacar a importância de conhecer a banda de coerência em um sistema que utiliza a técnica *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM) [5], e o deslocamento Doppler em sistemas que utilizam ondas milimétricas [6].

O principal objetivo deste trabalho é apresentar uma implementação do sistema de sondagem por correlator deslizante utilizando placas *universal software radio peripheral* (USRP) [7] e validar as medidas obtidas por meio da utilização de um emulador de canal. Para isso, utilizarem-se os fundamentos da técnica de sondagem por correlator deslizante abordados na Parte I [1], assim como a análise das medidas simuladas obtidas pelo sistema de sondagem e apresentadas na Parte II [2]. As principais vantagens da sondagem com USRP são o baixo custo destas placas em relação a outros equipamentos e a flexibilidade de configurações de sondagem devido à utilização da técnica de rádio definido por software (SDR, *software defined radio*) [8].

Neste trabalho é proposta a validação dos dados obtidos por meio do correlator deslizante com base no teste estatístico Kolmogorov–Smirnov [9, Capítulo 2] e do erro quadrático médio normalizado sobre a envoltória da resposta ao impulso discreta na saída do correlator deslizante. Além dos testes baseados na envoltória, diversas estatísticas obtidas por meio do correlator deslizante, como espectro de potências Doppler, desvio Doppler, espalhamento de retardo, entre outras, são comparadas com os valores gerados com base no canal configurado no emulador.

### A. Artigos Correlatos

O esquema de sondagem aqui apresentado baseia-se na implementação do correlator deslizante proposta em [3], que caracteriza as estatísticas dos perfis de atraso e da variação Doppler relacionadas aos múltiplos percursos a que o sinal transmitido está sujeito quando atravessa o canal. O sistema de sondagem de [3] é capaz de mapear componentes de múltiplos percursos que apresentem atrasos relativos superiores a 0,1  $\mu$ s,

e foi utilizado para caracterizar o canal em ruas da cidade de New Jersey, ambiente denominado de *externo suburbano*. Utilizando um sinal de teste com frequência de portadora  $f_c = 910$  MHz, foram obtidos o perfil de atraso de potência médio, a distribuição cumulativa da amplitude do sinal e o espectro de potências Doppler dos múltiplos percursos. Os resultados mostraram que o espalhamento de retardo *root mean square* (rms) foi de  $0,25 \mu\text{s}$ , com casos extremos entre  $5$  e  $7 \mu\text{s}$ . Além disso, para um atraso fixo a amplitude do sinal ao longo do tempo obedece a distribuição Rayleigh. Por fim, o espectro de potências Doppler do sinal indica que em alguns valores de atraso as réplicas do sinal são provenientes de um único centro de espalhamento discreto, enquanto que em outros casos existem diversos centros de espalhamento largamente espaçados.

Em [10], o canal sem fio é caracterizado a partir do sinal transmitido por múltiplos transmissores implementados em USRP. O sistema apresentado é bastante flexível devido ao uso da técnica SDR, em que boa parte do sistema é constituída apenas de software, sendo a placa USRP responsável pela conversão do sinal de rádio transmitido ou recebido. Essa flexibilidade permite efetuar medições com frequência da portadora entre  $1$  MHz e  $6$  GHz (de acordo com cada modelo de placa), tendo sido apresentados em [10] resultados para  $f_c = 800$  MHz. As medições em um escritório (*ambiente interno*) foram realizadas utilizando-se o correlator deslizante com resolução temporal de atraso de  $0,06 \mu\text{s}$ . Já as medições em ambiente externo, que são caracterizados por grande quantidade de espalhadores de sinal, foram realizadas empregando-se a técnica de varredura de frequência devido à baixa resolução temporal da USRP utilizada. As medições realizadas em [10] incluem atenuação de percurso e o perfil de atraso de potência. O resultado mostrou que, no ambiente interno investigado, o espalhamento de retardo rms está entre  $0,069$  e  $0,072 \mu\text{s}$ . Assim, como esperado, à medida que o transmissor afasta-se do receptor a atenuação sofrida pelo sinal aumenta. Entretanto, a atenuação em ambiente externo varia mais lentamente, o que pode ser atribuído à maior absorção do sinal pelas paredes presentes em ambientes internos. Sondagem similar utilizando USRP é apresentada em [11], sendo que algumas limitações da sondagem em função da utilização da USRP são mencionadas.

Em [5], a sondagem foi realizada por meio da varredura de frequência, para o caso de um ambiente externo. A resposta ao impulso do canal foi utilizada para gerar um modelo empírico que serviu de base para o estudo do desempenho de um sistema de comunicação sem fio com repetidor. Os autores caracterizaram o espalhamento de retardo e a banda de coerência em função da distância entre transmissor e receptor. As medições para ambiente interno revelaram que o espalhamento de retardo rms do canal, com  $100$  MHz de largura de banda, aumenta com a distância, causando uma redução significativa da banda de coerência do canal. Os efeitos da redução na banda de coerência podem ser encontrados na Parte I desta série [1, Seção III-B].

Em [6], o autor propõe um sistema de sondagem baseado no correlator deslizante para ondas milimétricas, na faixa de  $60$  GHz, capaz de separar componentes de múltiplos percursos

com resolução temporal de  $0,00225 \mu\text{s}$ . Essa alta resolução temporal só é possível devido à elevada taxa de chips ( $R_c$ ) utilizada para gerar a sequência pseudo aleatória, ou sequência PN (*pseudo noise*), empregada no correlator deslizante. Em [6] é utilizado  $R_c = 450$  Mchip/s, o que é  $45$  vezes maior do que a  $R_c$  usada em [3]. O sistema de sondagem foi construído em placas de circuito impresso, e diversos aspectos de implementação foram abordados, principalmente os relacionados ao sincronismo entre as placas, tema fundamental na sondagem e que voltará a ser tratado na Seção II. Diversas medições foram realizadas em ambiente interno para  $f_c = 60$  GHz e  $f_c = 2,5$  GHz, enfatizando os efeitos do tipo de material utilizado nas paredes do ambiente na atenuação em cada uma das frequências.

Em [12], um correlator deslizante para canais com banda extremamente largas ( $600$  MHz em banda base) é proposto e implementado em placas de circuito impresso. O sistema de sondagem possui resolução temporal de  $0,00166 \mu\text{s}$ .

Posteriormente, os autores de [13] propuseram um método sistemático para determinar os parâmetros ótimos do correlator deslizante, como  $R_c$  e o comprimento  $N$  da sequência PN. Não houve medição de atraso absoluto uma vez que não há sincronismo entre transmissor e receptor. As medições realizadas com  $f_c = 4,1$  GHz forneceram dados de espalhamento angular e espalhamento de retardo rms.

Em [14], a sondagem por meio do correlator deslizante é implementada para  $f_c = 28$  GHz, com  $R_c = 500$  Mchip/s e  $N = 4095$  chips, resultando na resolução temporal de  $0,002 \mu\text{s}$ . Os autores propõem uma ligação alternativa cabeada entre transmissor e receptor para corrigir as deficiências inerentes ao sistema de sondagem, por exemplo, eliminar os efeitos da resposta ao impulso do sistema de sondagem, e assim aumentar a faixa dinâmica, melhorando a resolução da resposta ao impulso do canal avaliado.

A sondagem de canais em ambientes interno e externo requer diferentes parâmetros, uma vez que cada ambiente apresenta topologia e características específicas. Ambientes externos requerem o uso de sequências com  $N$  grande devido às componentes de múltiplos percursos apresentarem maior atraso relativo entre o primeiro e os demais percursos. Em ambientes internos as sequências mais adequadas são as que possuem  $R_c$ 's mais altas. Em [15], os autores apresentam uma comparação da influência de diferentes comprimentos da sequência PN no desempenho da sondagem de canal com correlator deslizante em diferentes modelos de canal (ex. *international telecommunication union* (ITU)-R M.1225 IndoorA e IndoorB) [16]. Os resultados demonstram que uma sequência com  $N = 255$  apresenta boa precisão nas medições e pode ser utilizada em aplicações onde o custo computacional é uma questão importante. Em casos de sondagem em que a precisão é uma questão crucial, é recomendado o uso de sequências mais longas. Como exemplos, em [3] foi utilizada uma sequência com  $N = 511$ , em [12]  $N = 131071$ , e em [6] o comprimento da sequência variou entre  $2047$  e  $262143$ . Ainda em [15], por meio de simulações os autores obtiveram a resposta ao impulso do canal para diferentes comprimentos de sequência PN. Sequências longas

devem ser utilizadas para medir percursos com atrasos maiores em ambientes externos com modelos de canal que apresentem atrasos maiores. Para medições em ambientes internos, sequências com  $R_c$ 's mais altas são mais adequadas. Para uma melhor resolução temporal, sequência mais longas devem ser utilizadas, especialmente em sondagens em que a precisão é importante. Vale ressaltar que, a maior limitação no uso de algumas sequências PN são os altos níveis dos lóbulos laterais, no domínio da frequência, que causam impacto na faixa dinâmica e da distinção entre os múltiplos percursos [15], [17]. Altos níveis dos lóbulos laterais podem encobrir réplicas do canal com baixa amplitude, usualmente ocorrendo com tempo de propagação maiores.

Em [18], a estimação da resposta ao impulso do canal de um sinal no padrão *institute of electrical and electronics engineers* (IEEE) 802.11b é realizada. Ao invés de transmitir um sinal específico (projetado para atingir a maior faixa dinâmica possível), o sistema proposto recebe o sinal padrão fixo de um ponto de acesso sem fio que contém um preâmbulo fixo e conhecido, composto por uma sequência PN do tipo Baker. Os autores propõem um método para implementar parte do processamento na *field-programmable gate array* (FPGA) da placa USRP. Isso permite contornar a limitação causada pela taxa de transferência entre a placa USRP e o computador que a controla (problema mencionado também em [11]). Mais detalhes sobre essa limitação são abordadas na Seção II. Em [19], similar procedimento de sondagem é realizado com base no padrão IEEE 802.11a utilizando USRP.

Em [20], medições em ambiente interno foram realizadas para faixas de ondas milimétricas (28 e 73 GHz) para canais com bandas extremamente largas ( $R_c = 400$  Mchip/s). Estatísticas temporais em conjunto com análises de atenuação de larga escala foram apresentadas. Os autores propuseram novos modelos para atenuação de percurso de larga escala. Esses modelos mais simples que os utilizados por organismos de padronização, como o *3rd generation partnership project* (3GPP) e o ITU, mostraram-se mais ajustados aos fenômenos físicos associados à propagação nestes ambientes. Os resultados também mostram que o espalhamento de retardo rms pode ser reduzido por meio do direcionamento das antenas do transmissor e do receptor para o ângulo de maior energia recebida.

Por fim, uma excelente fonte de pesquisa sobre sondagem de canal pode ser encontrada em [4], onde também são abordados aspectos de modelos de canais (subproduto da sondagem), propagação, e análise de dados obtidos via sondagem.

## B. Contribuições deste Artigo

O objetivo deste trabalho é implementar um sistema de sondagem por correlator deslizante utilizando placas USRP, similar ao apresentado em [5], [10], [11], [21]. Como é descrito mais adiante, a implementação proposta aqui utiliza uma placa USRP para transmitir e receber o sinal de sondagem, enquanto todo o processamento do sinal é realizado no computador que controla a USRP. A programação de alguns componentes do sistema de sondagem (gerador da sequência PN, multiplicador

e filtro passa-baixa) na FPGA da USRP será alvo de uma implementação futura.

Além de descrever de forma detalhada a implementação aqui proposta, este trabalho apresenta como principal contribuição a validação do sistema de sondagem por meio de análise estatística e de erro do sinal de saída do correlator deslizante. Esse sinal é comparado ao sinal extraído a partir do emulador de canal utilizado para simular o ambiente de propagação, onde é possível configurar os parâmetros do canal a ser sondado.

Elencam-se a seguir as contribuições deste trabalho:

- Revisão dos conceitos básicos sobre placas USRP e a técnica SDR necessárias para construção do sistema de sondagem;
- Abordagem dos desafios impostos por hardware e software para a implementação da técnica de sondagem de canal com correlator deslizante ao se utilizar em placas USRP;
- Proposição de um sistema de blocos de software utilizando GNU Radio, Simulink e Matlab capaz de transmitir, receber e pós processar os dados da sondagem do canal;
- Descrição do método de calibração para mapeamento de nível de tensão na saída do correlator em potência recebida;
- Detalhamento do funcionamento do emulador de canal utilizado para controlar o ambiente de propagação e para a realização de medidas com o intuito de demonstrar a capacidade do sistema de sondagem proposto em caracterizar o canal emulado; e
- Validação do sistema de sondagem proposto por meio do teste estatístico Kolmogorov–Smirnov sobre a magnitude da envoltória do sinal na saída do correlator deslizante a fim de determinar o número mínimo de amostras necessárias para corretamente identificar a distribuição da envoltória. O erro quadrático médio normalizado entre o sinal obtido com o correlator deslizante e o gerado a partir das amostras do emulador de canal é calculado para diversos valores de desvio Doppler. Por fim, apresentam-se medidas estatísticas (média e variância) para diversas realizações da sondagem dos parâmetros estatísticos do canal, tais como, espalhamento de retardo rms, banda de coerência, desvio Doppler e tempo de coerência.

O restante deste artigo está organizado da seguinte forma. Na Seção II apresenta-se uma descrição do sistema de sondagem, abordando aspectos do SDR, das placas USRP, geração do sinal, e pós-processamento dos dados. A Seção III apresenta a verificação do transmissor e receptor do elemento de sondagem. A Seção IV apresenta o método de calibração utilizado. Detalhes do emulador de canal utilizado são apresentados na Seção V. Na Seção VI apresenta-se a validação do correlator deslizante e os resultados das medições realizadas. As conclusões desse artigo estão na Seção VII.

## II. DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE SONDAÇÃO

A sondagem de canal por meio do correlator deslizante, abordada nas Partes I e II [1], [2] deste tutorial consiste em linhas gerais na transmissão de uma sequência PN (binária), de comprimento  $N$  e taxa de chip  $R_c$ , em uma frequência de

portadora  $f_c$ . Esse sinal atravessa o canal até atingir o receptor como representado na Fig. 1. No receptor, o sinal composto por possíveis réplicas desta sequência é mixado (multiplicado) com a mesma sequência PN gerada no transmissor, porém com taxa  $R'_c$  ligeiramente menor, e depois filtrado. O resultado deste processo produz uma sequência de picos de autocorrelação correspondentes aos múltiplos percursos presentes no canal.

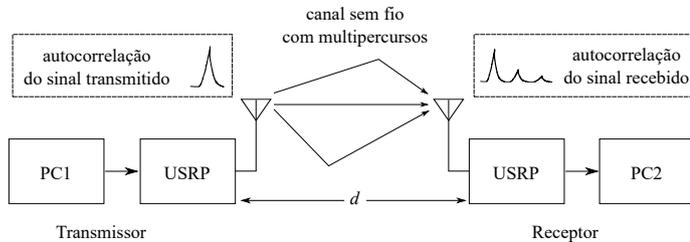


Figura 1. Sistema de sondagem de canal utilizando placas USRP (conforme [10]).

A seguir descreve-se as etapas necessárias para a geração do sinal de prova, a recepção e o seu pós-processamento, abordando aspectos de SDR, USRP e dos softwares que compõem o sistema de sondagem aqui proposto.

#### A. Parâmetros do Correlator Deslizante

Na Seção I, foi mencionado que diferentes tipos de ambientes e canais requerem diferentes parâmetros do sistema de sondagem. Na Parte III deste tutorial será mantida as características da sequência PN utilizada para gerar os resultados de simulação apresentados na Parte II [2]. Estas características são fornecidas na Tabela I. A única alteração é o aumento da taxa de chips  $R_c$ , uma vez que utilizou-se  $R_c = 1$  kchips/s na Parte II, sendo este novo valor mais adequado para medições em ambientes reais.

Tabela I  
CARACTERÍSTICAS DA SEQUÊNCIA PN UTILIZADA NO SISTEMA DE SONDAEM PROPOSTO.

Descrição	Valor
Comprimento da sequência PN	$N = 31$
Taxa de chips	$R_c = 1$ Mchips/s $R'_c = 0,99$ Mchips/s
Duração de chip	$T_c = 1/R_c = 1$ $\mu$ s $T'_c = 1/R'_c = 1,0101$ $\mu$ s
Fator de dilatação	$\gamma = 100$

Os valores apresentados na Tabela I afetam os parâmetros do sistema de sondagem conforme apresentados na Tabela II, e estes estão relacionados à capacidade de caracterização do canal. Esses parâmetros são conservadores, e pode-se seguir o algoritmo dado em [13, Fig. 9] para determinar parâmetros ótimos de sondagem. Outros parâmetros específicos aos níveis de transmissão e recepção do sinal por meio das placas USRPs serão apresentados oportunamente.

#### B. Transmissor e Receptor com SDR

Como detalhado na Parte I [1] e ilustrado na Fig. 1, a sondagem de canal é realizada por meio da transmissão de um

Tabela II  
PARÂMETROS DO SISTEMA QUE DEPENDEM DAS CARACTERÍSTICAS DA SEQUÊNCIA PN.

Parâmetro do Sistema	Valor Teórico
Resolução Doppler máxima	$f_m = \frac{R_c}{2\gamma N} = 161,2$ Hz
Ganho de Processamento	$G_p = 10 \log_{10} \gamma = 20$ dB
Resolução temporal	$T_{res} = \frac{1}{R_c} = 1$ $\mu$ s
Largura de banda	$B = 2R_c = 2$ Mchips/s
Máximo atraso de multipercurso resolvível	$\tau_{max} = \frac{N}{R_c} = 31$ $\mu$ s
Faixa dinâmica	$D_{R_{ideal}} = 20 \log_{10}(N) = 29,8$ dB
Frequência de corte do filtro passa-baixas	$f_{corte} = \frac{R_c}{\gamma} = 10$ kHz
Intervalo de observação	$NT_c\gamma = 3,1$ ms

sinal conhecido e sua recepção em algum local de interesse distante do transmissor. Existem diversos tipos de equipamentos que podem realizar essa tarefa, como o analisador vetorial de rede [22] e o gerador e analisador de sinais [17]. Também é possível confeccionar o transmissor e o receptor em placas de circuito impresso como em [6], [12]. Outra opção é fazer uso de SDR que vem ganhando muita atenção nos últimos anos [8].

Através da técnica do SDR é possível transferir diversas funções do hardware, como filtros, geradores de sinal, entre outros, para o software no PC (*personal computer*) ou na FPGA na própria placa USRP. Na direção de transmissão, os sinais gerados e processados digitalmente via software são enviados à placa de rádio (USRP no caso deste trabalho) que é responsável por converter as amostras digitais em sinais analógicos que modulam uma portadora e são transmitidos através do canal. Na recepção o processo inverso é realizado, onde os sinais analógicos recebidos são amostrados e quantizados, convertendo-os em amostras digitais que podem ser novamente tratadas via software. Note que esse processo permite grande flexibilidade de configuração, uma vez que a arquitetura do sistema pode ser facilmente alterada por meio da inclusão, alteração ou retirada de qualquer bloco digital [8]. Esta flexibilidade proporcionada pela técnica SDR aliada ao relativo baixo custo de uma placa USRP foi o fator determinante para a escolha dessa arquitetura para construir o sistema de sondagem aqui proposto. Como mencionado, a execução do processamento digital do sinal é legada ao PC que está conectado à placa USRP, como mostra a Fig. 1, ou implementado integralmente ou parcialmente na FPGA da placa USRP [18], ou ainda nos processadores embarcados funcionando em modo autônomo (*stand alone*) [10] de alguns modelos de USRPs.

A implementação do sistema de sondagem por correlator deslizante proposta neste trabalho foi realizada utilizando a plataforma do *GNU Radio Companion* (GRC) [8], [23]. O GNU

Radio é um software de desenvolvimento aberto e gratuito que provê blocos de processamento de sinais para implementação em SDR. O GRC permite que todo o ambiente de uma comunicação via rádio seja implementado utilizando blocos existentes na biblioteca comum ou que podem ser desenvolvidos pelos usuários. Esse sistema pode ser utilizado com fins de simulação ou então conectado ao hardware caso exista (neste trabalho as placas USRPs). Uma opção alternativa ao GRC é utilizar o Simulink como interface de controle e comunicação com a USRP. Entretanto o bloco da USRP no GRC oferece de forma bastante simplificada a opção de escolha de fonte de sincronismo, interna, externa, ou com o *global positioning system* (GPS), fundamental para a realização da sondagem de canal.

A Fig. 2 apresenta o transmissor do sistema de sondagem. Na figura é possível ver o bloco GLFSR Source (*Galois linear feedback shift register*) responsável por gerar a sequência PN com semente  $Seed = 1$  e número de memórias  $m = 5$ , que resulta em  $N = 31$  ( $N = 2^m - 1$ ). A sequência tem  $R_c = 1$  Mchips/s e é combinada com uma entrada nula para gerar o sinal complexo em banda base na saída do bloco Float to Complex. Em seguida o bloco Repeat realiza a sobre-amostragem (interpolação), necessária para ajustar a largura do sinal em banda passante [24]. Vale salientar que em alguns trabalhos [10], [25], [26] o filtro raiz de cosseno elevado é utilizado para realizar a interpolação e a formatação do sinal. Note que a variável *samp\_rate* tem valor 2 MHz, determinada pela relação  $R_c \times Interpolation$ . O sinal complexo sobre-amostrado é então enviado para a placa USRP que irá transmiti-lo com  $f_c = 554$  MHz (*freq\_carrier*) e com ganho de 40 dB (*Tx\_Gain*) através da porta TX/RX que é equivalente a uma potência de saída de aproximadamente  $-25$  dBm. Foram inseridos blocos para visualização nos domínios do tempo (QT Gui Time Sink) e da frequência (QT Gui Freq Sink). A fonte de relógio e tempo escolhida é o GPS (detalhes de sincronismo são abordados adiante). Por fim, o sinal gerado é então enviado para o bloco UHD:USRP Sink, que corresponde a placa USRP.

O transmissor mostrado na Fig. 2 tem arquitetura bastante simples, uma vez que o receptor é o responsável pela maioria das tarefas na sondagem do canal. O receptor pode ser desmembrado em captura do sinal recebido e processamento dos dados (geralmente denominado pós-processamento por não ser executado em tempo real). A Fig. 3 mostra o receptor USRP implementado em GRC. O sinal em banda base proveniente da placa USRP (UHD:USRP Source) é separado nas componentes em fase e em quadratura e enviado aos blocos File Sink que os armazena em arquivos “.dat” para pós-processamento. Para efeito de verificação, foram inseridos blocos que permitem visualizar o sinal no tempo (QT Gui Time Sink), na frequência (QT Gui Freq Sink), e também a constelação de sinais (QT Gui Constellation Sink). Assim como no transmissor, no receptor a fonte de relógio e tempo é o GPS. O ganho do sinal recebido foi configurado para  $Rx\_Gain = 20$  dB.

### C. Placa USRP e sincronismo

A Fig. 4 mostra o diagrama em blocos da placa USRP B210. Os dois principais módulos são o processamento digital do sinal executado pela FPGA e o circuito integrado de RF. A FPGA modelo Xilinx Spartan 6 XC6SLX150 também possui funções de conversão digital para baixo (*digital down-converter*, DDC) e conversão digital para cima (*digital up-converter*, DUC), além de filtragens necessárias ao processo de conversão ADC e DAC. A função de comunicação com o PC utilizando-se do protocolo *USRP hardware driver* (UHD) também é legada a FPGA. O circuito de RF utiliza um circuito integrado modelo RF Agile Transceiver AD9361.

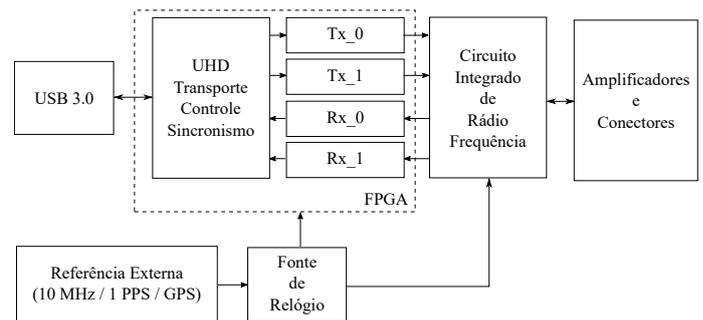


Figura 4. Diagrama em blocos da placa USRP B210 [27].

Na Fig. 2 o bloco UHD:USRP Sink corresponde à placa USRP no transmissor. Já no sentido inverso, os sinais de rádio recebidos são processados pelos circuitos de rádio frequência (RF) e de processamento de sinal digital, que geram as amostras complexas enviadas ao PC. O bloco UHD:USRP Source na Fig. 3 corresponde à placa USRP no receptor. Claramente no sentido da transmissão tem-se um processo de conversão digital para analógico (*digital to analog conversion*, DAC), e no sentido oposto a conversão analógico para digital (*analog to digital conversion*, ADC).

Algumas especificações técnicas da placa USRP B210 utilizada neste trabalho são mostrados na Tabela III. Destaca-se aqui a  $f_c$ , e as taxas dos conversores ADC e DAC. A primeira está relacionada às frequências que podem ser utilizadas para transmitir e receber os sinais de RF. A placa em questão pode operar em faixas de *very high frequency* (VHF), *ultra high frequency* (UHF), e parte da *super high frequency* (SHF). A maioria dos sistemas de comunicações móveis atuais opera nestas faixas (TV, Celular, *wireless fidelity* (Wi-Fi), frequência modulada (FM), Bluetooth, GPS). Já é possível estender a faixa de operação da USRP por meio do acoplamento destas placas com circuitos de RF para frequências mais altas [28]. Por outro lado, as taxas de conversão DAC e ADC determinam a largura de banda máxima de operação da placa, ou mais especificamente neste artigo, a largura máxima do canal a ser sondado [5], [10]. Os valores da Tabela III correspondem às taxas máximas, mas o fabricante especifica como frequência máxima de transferência entre USRP e o PC via porta *universal serial bus* (USB) 3.0 como 56 MHz.

Outro ponto fundamental para a implementação de um sistema de comunicação digital mais especificamente para a

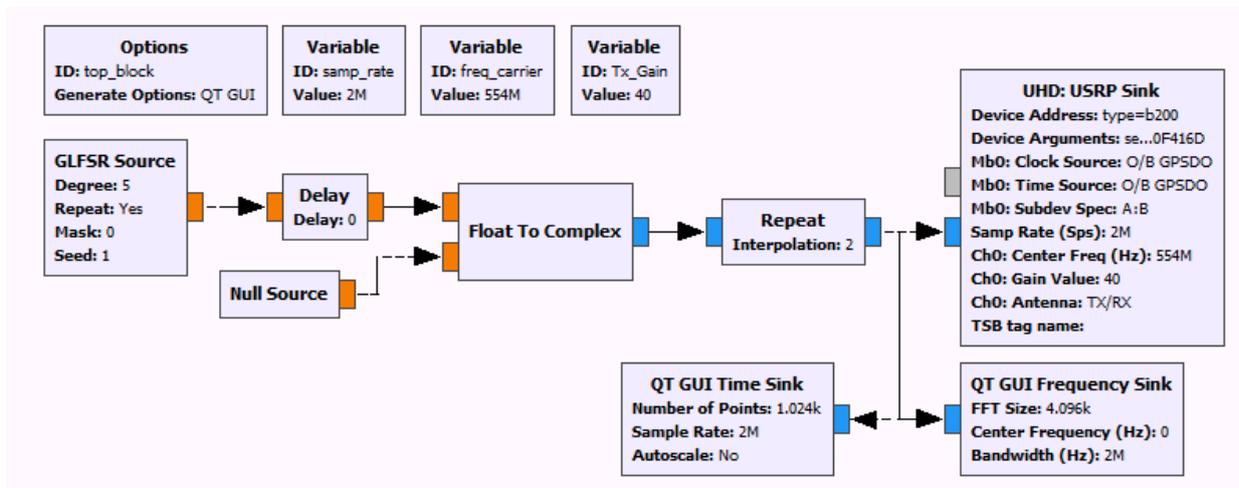


Figura 2. Transmissor do sistema de sondagem por correlator deslizante implementado em GNU Radio Companion.

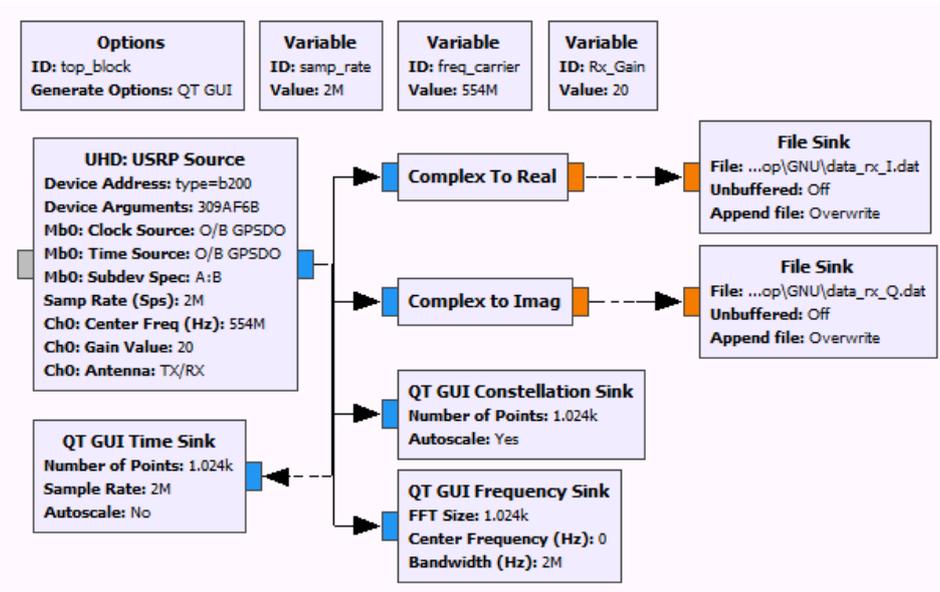


Figura 3. Receptor do sistema de sondagem por correlator deslizante implementado em GNU Radio Companion.

Tabela III  
ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DA USRP B210 [27].

Parâmetro	Valor
Frequência de portadora ( $f_c$ )	70 MHz – 6 GHz
Potência de transmissão máxima	+20 dBm
Taxa amostragem ADC máxima	$6,144 \times 10^7$ amostra/s
Resolução ADC	12 bits
Taxa amostragem DAC máxima	$6,144 \times 10^7$ amostra/s
Resolução DAC	12 bits
Largura de banda do canal	200 kHz – 56 MHz

sondagem com o correlator deslizante, é o sincronismo entre os osciladores locais do transmissor e receptor. A falta de sincronismo de frequência e fase entre as placas acarreta proble-

mas para efetuar a correta estimação dos múltiplos percursos do canal [6]. O efeito de um desvio de frequência entre os osciladores nos sinais em fase ( $I$ ) e quadratura ( $Q$ ) em banda base na saída do correlator deslizante [6, eq. (3.7)] pode ser equacionado por

$$I(t) = \frac{1}{2}x(t) \cos(2\pi\Delta ft) + \frac{1}{2}y(t) \sin(2\pi\Delta ft), \tag{1}$$

$$Q(t) = -\frac{1}{2}y(t) \cos(2\pi\Delta ft) - \frac{1}{2}x(t) \sin(2\pi\Delta ft), \tag{2}$$

em que  $\Delta f$  é o desvio entre os osciladores locais do transmissor e receptor. (1) e (2) representam os valores medidos após o

filtro passa baixa. Note que  $I(t)$  e  $Q(t)$  obtidos nesse caso são diferentes dos valores esperados no caso de  $\Delta f = 0$ . Destaca-se que  $x(t)$  e  $y(t)$  são os formatos de onda da sequência PN em banda base e estão sendo modulados em amplitude pelas funções seno e cosseno, o que acarreta uma resposta em fase oscilatória  $\theta(t)$  com taxa  $\Delta f$  [6]. Isto significa que a resposta em fase dos múltiplos percursos e, portanto, o espectro de potências Doppler não irão fornecer a informação correta sobre o canal.

A Fig. 5 apresenta uma comparação da magnitude normalizada do sinal na saída da placa USRP mostrada na Fig. 3 dado por  $\text{data\_rx\_I.dat}^2 + \text{data\_rx\_Q.dat}^2$ , para: duas placas USRP sem sincronismo (acima), com sincronismo por GPS (centro), e uma placa apenas (abaixo). Observar que a falta de sincronismo gera uma modulação em amplitude no sinal. No caso de se utilizar a mesma USRP para transmitir e receber, tem-se teoricamente o melhor sincronismo, porém mesmo assim pode-se ver uma ligeira variação na magnitude como mostrado na parte inferior da figura.

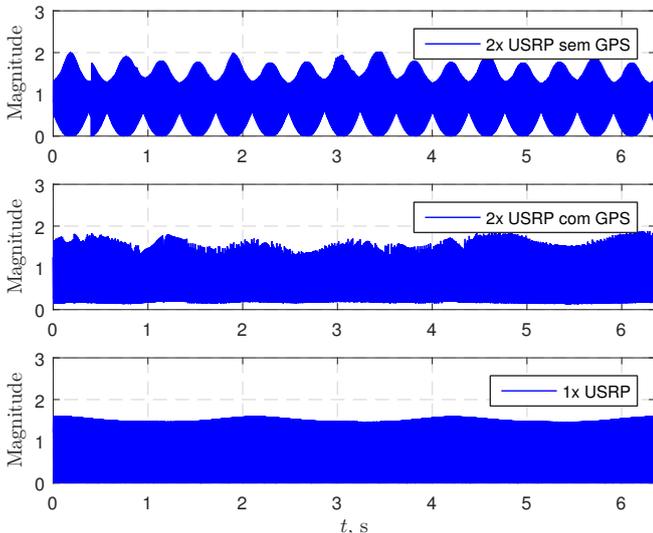


Figura 5. Comparação da magnitude do sinal na saída da placa USRP mostrada na Fig. 3 dado por  $\text{data\_rx\_I.dat}^2 + \text{data\_rx\_Q.dat}^2$ , para: duas placas USRP sem sincronismo (acima), com sincronismo por GPS (centro), e uma placa apenas (abaixo).

Mesmo sem sincronismo ainda é possível obter a informação dos múltiplos percursos com a ajuda da correção de frequência no receptor. A Fig. 6 apresenta o bloco corretor de frequência de [29] que pode-se utilizar no caso de não haver sincronismo entre transmissor e receptor. Basicamente este bloco identifica o desvio de frequência do sinal de entrada elevando o sinal à potência equivalente da modulação utilizada, neste caso 2 (BPSK), e depois efetua a transformada de Fourier deste sinal. O espectro irá apresentar alguns picos, sendo um deles corresponde ao desvio de frequência [24, Seção 11.8.2]. Por fim o sinal é então multiplicado pelo oposto do desvio encontrado, corrigindo assim este sinal.

Os seguintes problemas podem ser causados pelo desvio de relógio (*jitter*) entre osciladores [6]: limitação na obtenção do atraso absoluto de propagação, uma vez que múltiplos

percursos com atrasos iguais irão ocupar tempos diferentes na escala temporal; limitação na medição da fase absoluta dos múltiplos percursos; o espectro de potências Doppler medido será referente ao desvio dos osciladores além do desvio causado pelo canal.

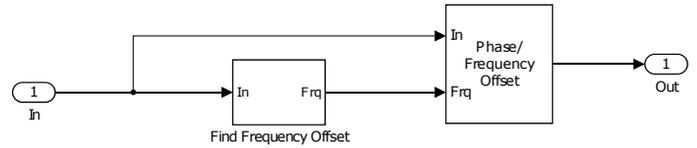


Figura 6. Bloco corretor de frequência para o cenário em que não há sincronismo entre as placas [29].

Diversas são as opções de sincronismo entre as placas USRP: fonte externa de GPS ou Rubídio, sincronismo via cabo, difusão e recuperação de portadora, entre outras. Cada uma destas formas apresenta vantagens e desvantagens, detalhadas em [6]. Entre as desvantagens estão: necessidade de sinal de GPS (ambiente externo apenas); alta precisão do Rubídio (alto custo) e restrição de distância entre transmissor e receptor no caso do sincronismo via cabo.

Em [10] e [12], devido à falta de sincronismo entre as placas, o sistema proposto não apresenta medição de atraso absoluto e a resposta ao impulso do canal medida apresenta apenas o atraso dos múltiplos percursos em relação ao primeiro percurso (atraso relativo). Já em [3], uma fonte de referência de 5 MHz de alta estabilidade (algumas partes por  $10^{11}$  por hora) foi utilizada. Entretanto, mesmo nesse caso ainda existe uma pequena variação entre as referências no transmissor e receptor, resultando em uma medição de fase não absoluta. Ainda assim, a variação é suficientemente lenta (menor que  $360^\circ$  em 10 s) para que as fases relativas sejam precisamente conhecidas. Esta pequena variação também permite a medição do deslocamento Doppler com precisão aproximada de 0,1 Hz [3]. No caso de um relógio de Rubídio ou Césio essa precisão pode chegar a 0,04 Hz e 0,02 Hz, respectivamente para  $f_c = 5,4$  GHz e  $R_c = 500$  Mchips/s [6]. O método utilizado em [6] foi o sincronismo via GPS com redundância via cabo. Com isso, com  $f_c = 5,4$  GHz e  $R_c = 450$  Mchips/s, a precisão do deslocamento Doppler do sistema é de 0,02 Hz. Isso significa que se a sondagem capturar continuamente 30 s de sinal recebido e admitindo um canal com comportamento estático, então a medição de fase do último perfil de atraso de potência da série irá diferir da fase do primeiro em  $\pm 11^\circ$ .

A Fig. 7 apresenta a fase do sinal na saída da placa USRP,  $\arctan(\text{data\_rx\_Q.dat}/\text{data\_rx\_I.dat})$ , nas mesmas condições da Fig. 5. É possível observar na parte superior da figura que existe uma rotação de  $360^\circ$  a aproximadamente cada 0,0011 s. A mesma rotação acontece para o caso do sincronismo via GPS (centro), porém com uma taxa menor, aproximadamente a cada 2 s. Já para o caso de uma única placa transmitindo e recebendo, observa-se na parte inferior da figura que não existe variação da fase.

Neste trabalho será utilizado o sinal do GPS para sincronizar as placas USRP. Nas Figs. 2 e 3 é possível observar que os

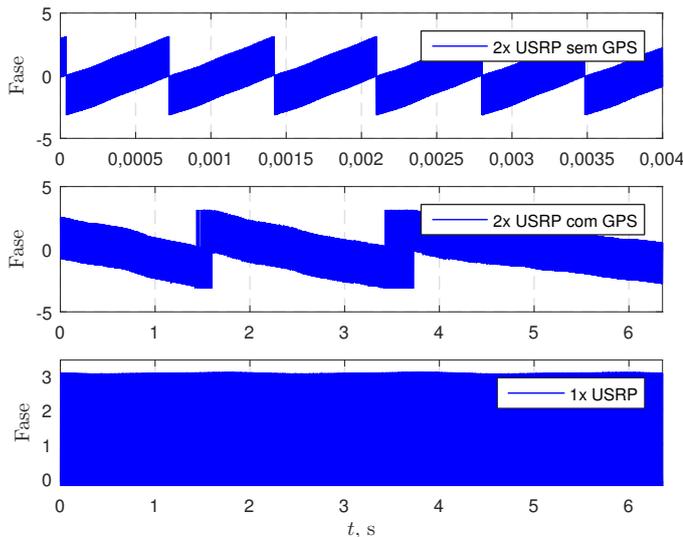


Figura 7. Comparação da fase do sinal na saída placa USRP,  $\arctan(\text{data\_rx\_Q.dat}/\text{data\_rx\_I.dat})$ , para: duas placas USRP sem sincronismo (acima), com sincronismo por GPS (centro), e uma placa apenas (abaixo).

blocos referentes às placas USRP (UHD: USRP Sink e UHD: USRP Source) estão configurados para uso de referência externa (Mb:0 Clock Source: O/B GPSDO e Mb:0 Time Source: O/B GPSDO). Na Seção IV será visto que, apesar da variação de fase mostrada nas Figs. 5 e 7 para o caso de sincronismo via GPS, este é lento o suficiente para não afetar as medições fornecidas pelo sistema de sondagem proposto.

#### D. Pós Processamento dos Dados

A principal diferença entre a implementação de um sistema de sondagem por correlator deslizante utilizando USRP proposta neste trabalho e aquelas descritas em [3], [6], [12] é que nesses últimos o bloco correlator (multiplicador e filtro integrador) é implementado em banda passante (na frequência de portadora  $f_c$  ou em frequência intermediária) em tempo real. Em outras palavras, o sinal recebido é multiplicado pela sequência PN de taxa  $R'_c$  gerada no receptor e depois filtrado. Os dados da saída do correlator são amostrados e armazenados para posterior processamento. Por outro lado, na implementação proposta neste trabalho o sinal recebido é convertido para banda base, estando disponíveis amostras complexas deste sinal representadas em ponto flutuante [5], [10], [11], [21]. Desta maneira, a operação de correlação é realizada sobre o sinal digital já amostrado ao invés do sinal analógico contínuo<sup>1</sup>. Será visto na Seção VI que o processo de quantização e amostragem existente devido ao uso da USRP não afeta o desempenho do correlator deslizante proposto.

Como mencionado na Seção II-B e mostrado na Fig. 3, o sinal recebido é transferido para o PC e então separado em suas partes, real e imaginária, e estas são armazenados em arquivos “.dat” pelo bloco File Sink. A maioria dos elementos de

<sup>1</sup>É possível implementar o multiplicador e o filtro passa-baixas dentro da FPGA. Nestes casos, a mixagem do sinal com a sequência de taxa  $R'_c$  pode ser feita em frequência intermediária.

sondagem descritos anteriormente realiza o pós-processamento dos dados em Matlab. Originalmente a implementação proposta neste trabalho utilizava o Simulink em conjunto com o Matlab como mostrado na Fig. 8. Entretanto, para tornar o processo computacionalmente mais veloz, toda a implementação foi transferida para o Matlab, mantendo a mesma estrutura que será descrita a seguir para fins didáticos.

A Tabela IV apresenta as configurações dos intervalos de amostragem necessários para cada bloco do Simulink das Figs. 9 e 10, descritas em detalhes adiante.

Tabela IV  
CONFIGURAÇÃO DOS INTERVALOS AMOSTRAGEM DOS BLOCOS DO SIMULINK (FIG. 9 E FIG. 10).

Bloco	Intervalo de Amostragem
PN Sequence Generator2	$\frac{1}{R_c}$
PN Sequence Generator3 Zero-Order Hold1 Zero-Order Hold2 Constant PN Sequence Generator4	$\frac{1}{R_c \left(1 - \frac{1}{\gamma}\right)}$
data_rx_I.mat data_rx_Q.mat Filter	$\frac{1}{R_c \cdot \text{Interpolation}}$

A Fig. 9 mostra a implementação do correlator em Simulink, que dará origem à  $I(t)$  e  $Q(t)$  dilatada. A primeira operação realizada sobre as amostras armazenadas é a conversão do arquivo no formato “.dat” em “.mat”, pois este é o formato utilizado pelo Matlab e Simulink. A descrição desse processo pode ser encontrada em [30]. Após leitura do arquivo em formato “.mat”, os dados são novamente agrupados em formato complexo e passam pelo bloco corretor de frequência mostrado na Fig. 6, caso necessário (não utilizado em caso de sincronismo por GPS). O bloco Unbuffer altera as amostras de formato vetorial para discreto. As amostras são novamente separadas em real e imaginário, representando o sinal em fase e em quadratura (ver [2, Fig. 1]), sendo então multiplicadas pelas amostras provenientes do gerador de sequência PN de taxa  $R'_c$ . O resultado desta mixagem passa por um filtro passa-baixas (Filter) com frequência de corte  $R_c/\gamma$ . Esse sinal filtrado é então armazenado para ser processado no Matlab, onde as estatísticas do canal descritas na Parte II [2] serão calculadas.

A Fig. 10 apresenta o bloco gerador de sequência PN de taxa  $R'_c$  do correlator deslizante. Este bloco possui um sistema que reinicia a geração da sequência de taxa  $R'_c$  a cada intervalo  $N(1/R_c)\gamma$ , e tem por finalidade identificar o atraso absoluto do sinal conforme detalhado em [3]<sup>2</sup>. A construção do bloco utiliza dois geradores de sequência PN, com taxas  $R_c$  e  $R'_c$ , tendo sua saída convertida para sinais bipolares. O produto destas duas sequências é mantido constante pelo bloco

<sup>2</sup>Na versão atual proposta neste trabalho, o reset está implementado na seção de pós-processamento, e portanto funciona apenas para fins de simulação em Simulink. Para que seja possível identificar o atraso absoluto existente no canal, o reset deve ser implementado na FPGA da USRP.

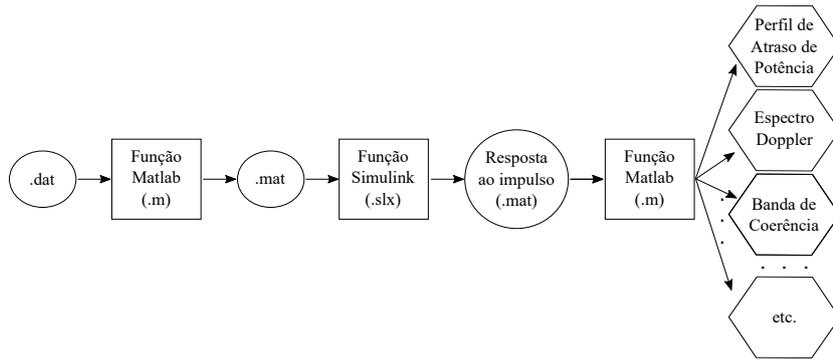


Figura 8. Fluxograma do processamento dos dados obtidos pelo sistema de sondagem.

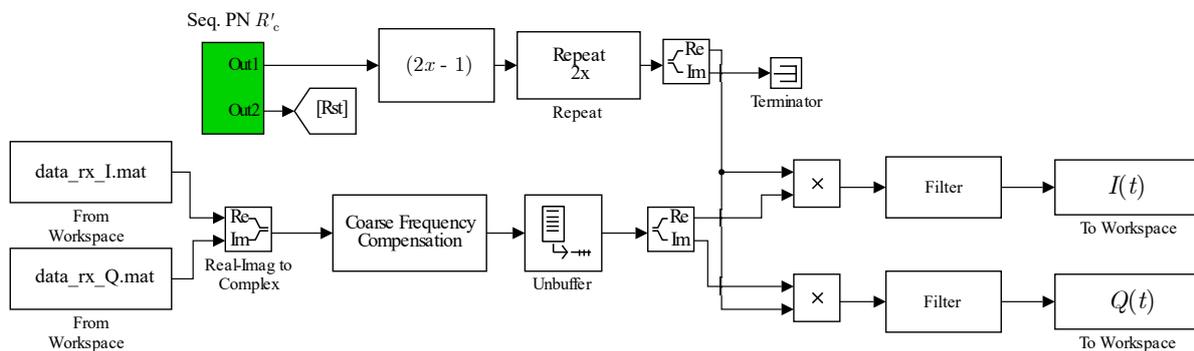


Figura 9. Implementação em Simulink da seção do receptor do correlator deslizante responsável pela leitura dos dados recebidos, mixagem com a sequência de taxa  $R'_c$ , filtragem e armazenamento para posterior processamento no Matlab.

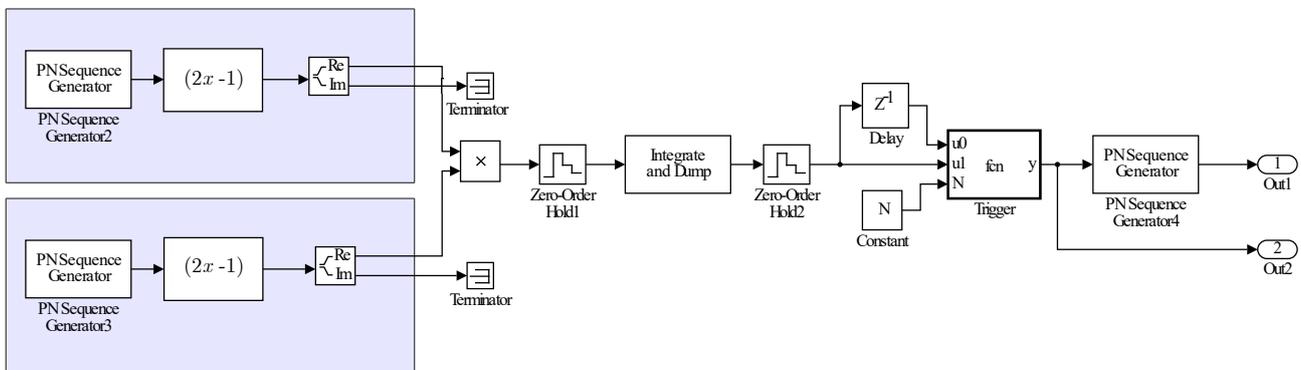


Figura 10. Bloco gerador da sequência PN de taxa  $R'_c$  com reset destacado na Fig. 9.

Zero-Order Hold1, para que as amostras discretas sejam repassadas ao bloco Integrate and Dump com intervalo de amostragem dado na Tabela IV. O bloco Integrate and Dump é responsável por somar  $N$  amostras consecutivas, e o resultado é a correlação entre as sequências PN. O resultado desta correlação é novamente amostrado na devida taxa pelo bloco Zero-Order Hold2 e enviado ao bloco Trigger responsável por identificar o pico de correlação. Este pico é o gatilho que reinicia o gerador de sequência de taxa  $R'_c$ . As duas saídas Out1 e Out2, são a própria sequência PN com taxa  $R'_c$  e o sinal de reset que são enviados ao correlator deslizante mostrado na Fig. 9.

Uma vez que as amostras representativas de  $I(t)$  e  $Q(t)$  ao longo do tempo estão armazenadas, o restante do processo de pós-processamento assemelha-se aos demais descritos anteriormente, inclusive os que fazem a correlação em banda passante [3], [6], [12], que também utilizam o Matlab para pós-processar a resposta ao impulso do canal. A Fig. 8 mostra que a geração das estatísticas do canal desejadas são obtidas a partir da obtenção dessa resposta ao impulso através de funções do Matlab. Essas funções do Matlab responsáveis por extrair as estatísticas a partir da resposta ao impulso do canal podem ser obtidas em [31].

### III. VERIFICAÇÃO DE FUNCIONAMENTO DO TRANSMISSOR E RECEPTOR

Nesta seção serão efetuadas algumas medições com o objetivo de observar o funcionamento das placas de transmissão do sistema de sondagem quanto a:

- 1) Espectro do sinal de transmissão;
- 2) Potência de saída do sinal no transmissor;
- 3) Desbalanceamento de fase do sinal na saída do receptor;
- 4) Nível das amostras na saída do receptor;

Essas informações serão importantes para o processo de calibração descrito na Seção IV.

#### A. Medidas no Transmissor

A primeira etapa do processo de calibração consiste em verificar o espectro do sinal gerado pelo transmissor e também obter o nível de potência desse sinal. O espectro do sinal deve ser similar ao mostrado em [1, Fig. 10], porém em escala logarítmica (dBm) como mostrado em [6, Fig 6.5].

A Fig. 11 apresenta o espectro do sinal transmitido pela placa USRP por meio de um analisador de espectro modelo HP E4402B. O ganho de transmissão, que determina a potência do sinal transmitido, foi ajustado para  $Tx\_Gain = 40$  dB. Apesar do espectro estar truncado lateralmente em 3 MHz é possível notar que esse apresenta simetria em torno de  $f_c = 554$  MHz com formato de  $(\text{sen}(x)/x)^2$ . Utilizando a função de medição de potência de canal no analisador de espectro, obteve-se a medição da potência de transmissão de  $P_T = -25,42$  dBm na banda de interesse, ou seja em  $B = 2$  MHz. Todas as medidas apresentadas neste trabalho se referem a esta banda de  $B = 2$  MHz. Salienta-se que  $P_T = -25,42$  dBm é menor



Figura 11. Medição da potência de transmissão da placa USRP via analisador de espectro com  $Tx\_Gain = 40$  dB. Espectro similar ao mostrado em [6, Fig 6.5].

do que a potência suportada pela placa USRP B210 utilizada no receptor. Portanto, não será utilizado um atenuador para proteger a entrada de recepção.

#### B. Medidas no Receptor

Na implementação proposta neste trabalho, não há acesso aos componentes da placa USRP, como osciladores locais e amplificadores, para realizar medidas nestes pontos, como em [6], [12]. Desta forma, as verificações ocorrem a partir das amostras digitais entregues pela USRP via porta USB para o PC, ou seja, as verificações são feitas via software por intermédio do pós-processamento dos dados obtidos via USB.

O primeiro item de observação no receptor é a amplitude do sinal em fase e quadratura obtido na saída do correlator deslizante (ver [2, Fig. 1]). A Fig. 12 apresenta tal medida para um intervalo contendo  $M = 5$  observações, com  $Tx\_Gain = 40$  dB,  $Rx\_Gain = 20$  dB, sendo que  $I(t)$  está no topo,  $Q(t)$  no centro e  $\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$  abaixo.<sup>3</sup> Observe a existência de  $Q(t)$  com amplitude não nula, o que é esperado em um sistema com desbalanceamento de fase [6, Capítulo 6]. Na parte inferior da figura são mostrados os picos de correlação correspondentes à magnitude da resposta ao impulso do percurso único (ligação via cabo). É possível observar a existência de um piso de ruído causado pelo auto-ruído (*self-noise*) do correlator deslizante [1, Seção V-A]. Já a magnitude dos picos é aproximadamente 10 vezes maior.

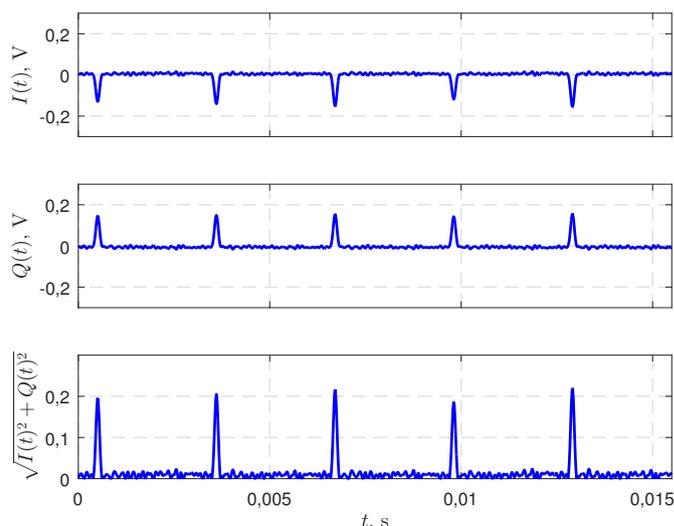


Figura 12. Amplitude do sinal na saída do correlator deslizante com ligação via cabo entre transmissor e receptor obtidos com  $Tx\_Gain = 40$  dB,  $Rx\_Gain = 20$  dB. Acima  $I(t)$ , no centro  $Q(t)$ , e abaixo  $\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$ . São apresentadas  $M = 5$  observações.

Uma observação atenta na Fig. 12 mostra que a amplitude de  $I(t)$  e  $Q(t)$  apresenta ligeira variação ao longo de  $t$ . Esta variação é dependente do hardware, ou seja, da placas USRP utilizadas, e está relacionada com aquela mostrada na Fig. 5.

A Tabela V apresenta uma comparação entre a variação de  $\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$  para o caso da ligação via cabo nos seguintes casos: utilizando apenas uma placa USRP e utilizando duas placas USRP (sincronismo por GPS). Note que, apesar da média para cada um dos valores de ganho das placas de transmissão

<sup>3</sup>É importante notar neste ponto que o sistema de sondagem fornece uma observação da resposta ao impulso do canal a cada  $NT_{c\gamma} = 3,1$  ms, e denomina-se  $M$  ao número de janelas de observação.

e recepção ser similar para os dois casos, a variância para o caso de duas placas possui ordem de grandeza maior do que no caso de usar-se apenas uma USRP, o que significa que o uso de placas distintas acrescenta um erro no sinal de sondagem. O desvio Doppler, por exemplo, para as  $M = 2048$  observações mostradas parcialmente na Fig. 12 é de  $f_m = 0,63$  Hz. Observe-se que, os valores mostrados na tabela são para uma dada realização, ou seja é a avaliação de uma função amostra do processo estocástico relacionado ao nível de sinal recebido pela placa USRP. Desta forma, uma nova medição irá gerar valores diferentes.

Tabela V  
VARIACÃO DE  $\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$  PARA  $M = 2500$  OBSERVAÇÕES.

Tx Gain	Rx Gain	1 × USRP		2 × USRP com GPS	
		Média	Variância	Média	Variância
40	0	$8,05 \cdot 10^{-4}$	$2,70 \cdot 10^{-10}$	$8,50 \cdot 10^{-4}$	$1,30 \cdot 10^{-9}$
40	40	$5,96 \cdot 10^{-2}$	$4,54 \cdot 10^{-7}$	$6,13 \cdot 10^{-2}$	$1,23 \cdot 10^{-5}$
60	40	$6,42 \cdot 10^{-1}$	$4,25 \cdot 10^{-5}$	$5,82 \cdot 10^{-1}$	$1,24 \cdot 10^{-3}$

As próximas etapas do processo visam mapear a amplitude de  $I(t)$  e  $Q(t)$  com a correspondente potência recebida no receptor, expressando a perda de percurso associada a cada um dos múltiplos percursos existentes no canal, procedimento descrito a seguir na Seção IV.

#### IV. CALIBRAÇÃO DO SISTEMA DE SONDAAGEM

O processo de calibração do sistema de sondagem, antes de iniciar o seu uso para obter medidas reais, é necessário para que o perfil de atraso de potência possa ser gerado a partir dos perfis de atraso de tensão de  $I(t)$  e  $Q(t)$  [6]. Na implementação proposta, os níveis de tensão das amostras discretas provenientes da placa de recepção são medidos para diversos valores de atenuação variável e são plotadas para determinar a região linear de operação do elemento de sondagem. Em seguida são mapeadas nos níveis de potência recebida correspondentes. O processo consiste em:

- 1) Mapeamento do nível de tensão do sinal de sondagem em relação a potência do sinal recebido; e
- 2) Verificação da repetibilidade dos testes em termos da potência de pico do perfil de atraso de potência.

##### A. Mapeamento da amplitude em potência de recepção

Para realizar a calibração e também as medições com o sistema de sondagem é recomendável deixar as placas ligadas por tempo necessário para a correta estabilização dos componentes e a sintonia do sinal de GPS.

O mapeamento da amplitude de  $I(t)$  e  $Q(t)$  nos correspondentes níveis de potência do sinal recebido [2] depende crucialmente da potência de saída do transmissor,  $P_T$ , (ver Fig. 11) e da atenuação de referência ( $A_{ref}$ ) obtida entre o ponto de medida da  $P_T$  e o ponto de conexão na placa USRP de recepção, compreendendo portanto todos os cabos e atenuadores

fixos envolvidos. Obteve-se o valor de  $A_{ref} \approx 0,96$  dB.<sup>4</sup> No processo de calibração empregaram-se valores de atenuação variáveis ( $A_{av}$ ) entre 0 dB e 90 dB com incrementos de 10 dB para cada medição. O valor médio do pico da tensão recebido pelo sistema de sondagem em volts é então medido para diferentes valores de  $A_{av}$ . A Tabela VI apresenta os valores medidos em relação ao valor de  $A_{av}$ . Note que utilizou-se os valores médios, uma vez que, como mencionado anteriormente e apresentado na Fig. 12 e Tabela V, existe uma variação das amplitudes ao longo de  $t$ , em que  $\bar{x}$  denota o operador média amostral. A Tabela VI também apresenta a relação entre  $P_{ref}$  e  $A_{av}$ , que será utilizada adiante.

Tabela VI  
VALORES MÉDIOS DE PICO DE  $\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$  E DE  $P_{REF}$  EM RELAÇÃO A  $A_{AV}$ .

$A_{av}$ , dB	$\log_{10}(\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)})$ , V	$P_{ref}$ , dBm
0	-0,7595	-25,4
10	-1,2644	-35,4
20	-1,8239	-45,4
30	-2,2644	-55,4
40	-2,7773	-65,4
50	-3,2832	-75,4
60	-3,7570	-85,4
70	-4,2457	-95,4
80	-4,5560	-105,4
90	-4,6126	-115,4

A parte superior da Fig. 13 apresenta o gráfico com dados da Tabela VI. É possível identificar uma região linear entre 0 dB e 70 dB.

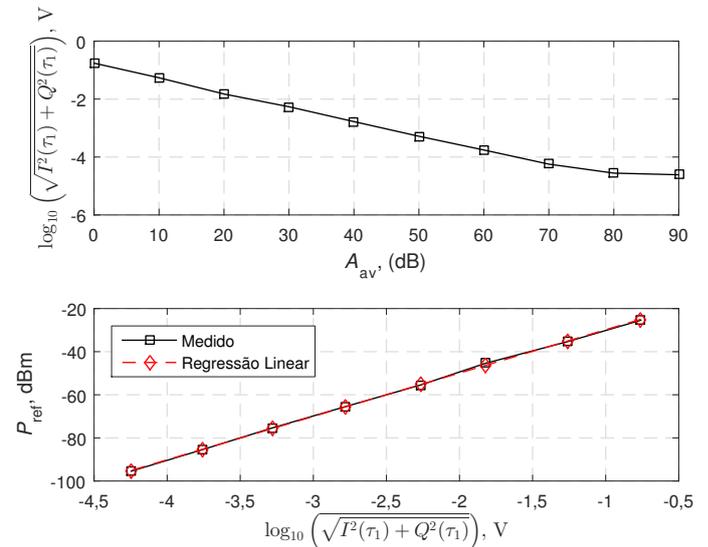


Figura 13. Pico da tensão média recebida pelo sistema de sondagem versus  $A_{av}$  (acima) e versus  $P_{ref}$  (abaixo), extraídos da Tabela VI. Também é apresentada a regressão linear encontrada.

<sup>4</sup>Dado que não estavam disponíveis atenuadores variáveis de 10 dB, utilizou-se a atenuação variável do emulador de canal. Desta forma, o emulador foi colocado entre as placas de transmissão e recepção, da mesma forma como será utilizada para a validação do sistema de sondagem apresentada na Seção V.

Dado que a região linear do sistema de sondagem foi determinada, os valores de pico mostrados na parte inferior da Fig. 12 podem ser mapeados em potência recebida usando  $P_T$  e  $A_{\text{ref}}$  (Tabela VI) e com a seguinte relação [6, eq. (6.5)]

$$\begin{aligned} P_{\text{ref}} &= P_T - A_{\text{ref}} - A_{\text{av}} \\ &= -25,43 - 0,96 - A_{\text{av}}, \end{aligned} \quad (3)$$

em que  $P_{\text{ref}}$  é dada em dBm. A relação entre  $P_{\text{ref}}$  e  $\log_{10}(\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)})$  é apresentada na parte inferior da Fig. 13. Note que existe uma relação linear entre esses valores, que é dada por [6, eq. (6.4)]

$$P(t) = \alpha \log_{10}(\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}) + \beta, \quad (4)$$

em que  $P(t)$  é o nível de potência recebida em dBm na saída da antena de recepção, e  $\alpha$  e  $\beta$  são as constantes determinadas pelo processo de calibração. Essas constantes representam a inclinação e o ponto de intersecção da região linear de operação do sistema de sondagem. O método de regressão linear é aplicado aos dados da Tabela VI para obtenção de  $\alpha$  e  $\beta$ . Utilizando a função `polyfit` do Matlab, foram encontrados os valores  $\alpha = 20,1093$  e  $\beta = -9,7063$ . A reta traçada com estes valores pode ser vista na parte inferior da Fig. 13, identificada como Regressão Linear, e coincide com os valores medidos.

Após este processo de calibração, o sistema de sondagem está pronto para mapear qualquer valor de  $\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$  em um nível de potência recebida correspondente. Como mencionado em [2, Seção III-A], o perfil de atraso de potência pode ser obtido a partir do nível de tensão de  $I(\tau)$  e  $Q(\tau)$ , através de

$$P(\tau) = 20,1093 \log_{10}(\sqrt{I(\tau)^2 + Q(\tau)^2}) - 9,7063, \quad (5)$$

e a potência total recebida pode ser calculada como [2, eq. (18)]

$$P_R = \sum_{l=1}^L 0,001 \cdot 10^{P(\tau_l)/10} \quad (6)$$

uma vez que  $P(\tau)$  é dado em dBm. Na Fig. 14 é mostrado o perfil de atraso de potência médio e o seu valor amostrado para a ligação via cabo com base nas amostras apresentadas na Fig. 12 obtida com  $M = 2048$ .

### B. Ajuste de $I(t)$ e $Q(t)$

O processo de calibração descrito na subseção anterior mapeia os valores de  $I(t)$  e  $Q(t)$  no nível de potência recebido  $P(t)$ . Utilizando (5) é possível realizar o ajuste de  $I(Q)$  e  $Q(t)$  em novos valores  $I'(t)$  e  $Q'(t)$ , sendo estes últimos os valores de fase e quadratura ajustados, através do procedimento descrito no Apêndice A. Para ilustrar esse processo, a Fig. 15 apresenta uma representação do efeito de conversão da fase e quadratura realizados por  $\zeta(t)$  e  $\xi(t)$ :

$$\begin{aligned} \zeta(t) &= \frac{1}{20} \left[ \frac{\alpha}{2} \log_{10}(I^2(t)) \right. \\ &\quad \left. + \left( \frac{\alpha}{2} - 10 \right) \log_{10} \left( \frac{1}{\Delta(t)} \right) + \beta - 30 \right], \end{aligned} \quad (7)$$

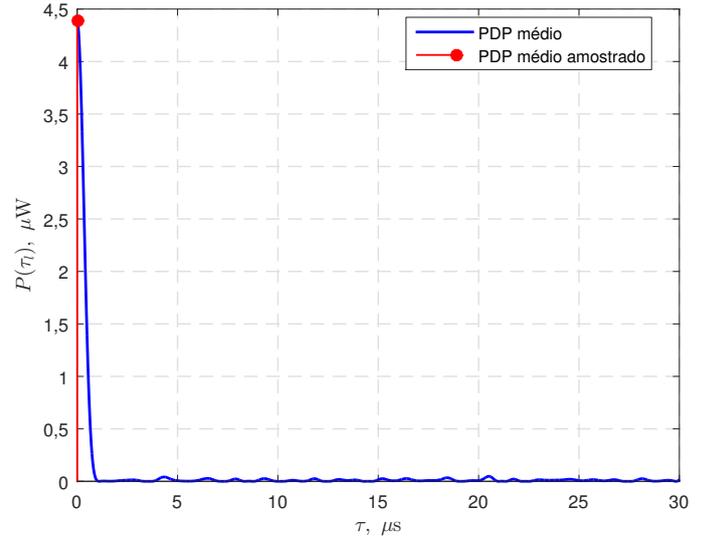


Figura 14. Perfil de atraso de potência médio para ligação via cabo entre transmissor e receptor obtidos com  $T_x\_Gain = 40$  dB,  $R_x\_Gain = 20$  dB para  $M = 2048$  realizações.

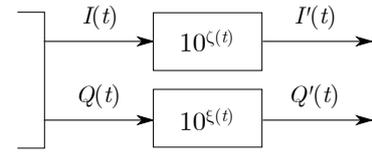


Figura 15. Representação esquemática do processo de conversão dos valores de fase e quadratura realizados por (7) e (8), respectivamente.

e

$$\begin{aligned} \xi(t) &= \frac{1}{20} \left[ \frac{\alpha}{2} \log_{10}(Q^2(t)) \right. \\ &\quad \left. + \left( \frac{\alpha}{2} - 10 \right) \log_{10} \left( \frac{1}{1 - \Delta(t)} \right) + \beta - 30 \right], \end{aligned} \quad (8)$$

em que o desbalanceamento  $IQ$  de potência é definido como  $\Delta(t) = \frac{I^2(t)}{I^2(t) + Q^2(t)}$ .

As estatísticas do canal podem ser então obtidas por meio de  $I'(t)$  e  $Q'(t)$  já ajustados.

### C. Repetibilidade dos testes

Outro aspecto relacionado à validade das medidas obtidas com o sistema de sondagem é a sua capacidade de reproduzir resultados semelhantes em condições similares. Em outras palavras, os resultados das medições ao longo do tempo devem aproximadamente iguais quando o sistema de sondagem se encontra na mesma posição, considerando que o canal neste caso varia muito pouco nesta condição. Para verificar a repetibilidade do sistema de sondagem, primeiro são obtidos perfis de atraso de potência durante um certo período de tempo. Na sequência, é possível obter a variância amostral dos perfis de atraso de potência [6].

A Tabela VII apresenta o resultado de 10 medições realizadas com  $M = 2048$  observações cada no cenário em que o

transmissor e o receptor estão se comunicando pelo canal sem fio com o uso de uma antena omnidirecional, como mostrado na Fig. 16, com  $Tx\_Gain = 60$  dB,  $Rx\_Gain = 40$  dB. Neste cenário, espera-se que haja apenas um percurso entre transmissor e receptor e que os valores medidos sejam relativamente constantes. Na última linha da tabela é mostrado o valor do desvio padrão dos valores medidos. Segundo [6], medidas que tenham variação de amplitude dentro da faixa de  $\pm(3\sigma/2)$  podem ser considerados essencialmente iguais, uma vez que é impossível determinar se a variação é causada pelo canal ou pelo sistema de sondagem.

Tabela VII  
ANÁLISE DE REPETIBILIDADE DAS MEDIÇÕES DO SISTEMA DE SONDEGEM PARA 10 REPETIÇÕES, CADA COM  $M = 2048$  OBSERVAÇÕES.

Repetição	Valor médio de potência no pico do perfil de atraso de potência (dBm)
1	-10,72
2	-10,68
3	-10,60
4	-10,51
5	-10,38
6	-10,72
7	-10,79
8	-10,87
9	-10,53
10	-10,64
$\sigma$	0,144

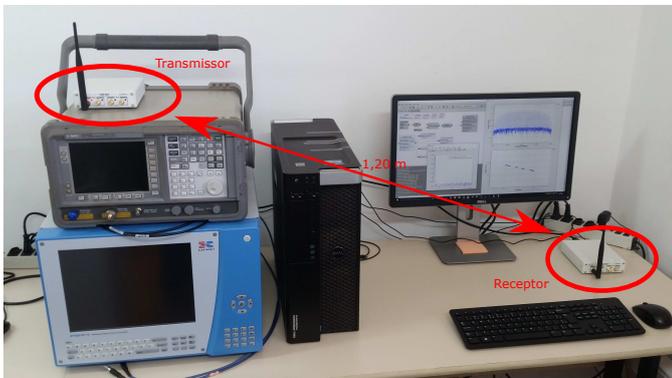


Figura 16. Cenário utilizado para realização do teste de repetibilidade com resultado mostrado na Tabela VII.

## V. TIPOS DE CANAL INVESTIGADOS

O canal de comunicação é o meio de transmissão por onde os sinais trafegam até atingirem o receptor. Na Parte I deste tutorial, diversos aspectos do canal sem fio foram apresentados [1], tais como, seletividade do canal, desvio e espalhamento Doppler, banda e tempo de coerência. Apesar da abordagem neste trabalho ser a sondagem do canal sem fio, vale salientar que diversos outros canais existem e a sondagem também se faz necessária, como em ambientes de mineração [32], subaquático [33], cabos de energia [34], entre outros.

Visando validar o funcionamento do sistema de sondagem por correlator deslizante descrito nas seções anteriores desse artigo, será utilizado um emulador de canal, a fim de controlar o canal alvo da sondagem e então verificar se os resultados obtidos estão corretos. No final da seção é apresentada uma breve discussão da sondagem envolvendo o canal sem fio real.

### A. Canal controlado com emulador de canal

Muitos trabalhos disponíveis na literatura implementam canais com múltiplos percursos por intermédio do uso de cabos com comprimentos diferentes e divisores de sinal [14], [18]. Apesar de ser útil para validar o funcionamento do sistema de sondagem, a desvantagem deste método é que os múltiplos percursos são “estáticos”, o que não garante medição do espectro de potências Doppler, por exemplo. Uma forma encontrada para realizar testes práticos em equipamento de rádio comunicação foi a criação de emuladores de canal. Estes dispositivos são capazes de receber o sinal do transmissor (em RF, em banda base analógica ou digital) e aplicar um processamento digital nesse sinal a fim de simular as condições do canal de transmissão, como mostrado na Fig. 17. O emulador de canal utilizado neste trabalho é o Prosim C2 da Elektorbit [35].

O emulador permite configurar a quantidade e as características dos múltiplos percursos seguindo o modelo de linha de atrasos com derivações (TDL, *tapped delay line*). O módulo de desvanecimento é usado para emular um canal com desvanecimento rápido (curto prazo) com desvio Doppler. O emulador funciona como um filtro programável, distorcendo o sinal de entrada baseado na resposta ao impulso do modelo de canal simulado [35] da seguinte forma. O sinal de transmissão é convertido para digital e dividido em  $L$  múltiplos sub-sinais, cada um representando uma derivação (*tap*) como apresentado na Fig. 17. O emulador aplica a cada derivação um multiplicador complexo,  $\alpha_l(t)e^{j\theta_l(t)}$ , e um elemento de atraso,  $\tau_l$ , com  $l = 1, \dots, L$ . O multiplicador é utilizado para gerar as alterações de fase e amplitude. A magnitude do multiplicador complexo é alterada para gerar a distribuição de amplitude desejada, tais como Rayleigh, Rice e Nakagami- $m$ . Já a fase do multiplicador gera os respectivos desvios da fase do sinal. A velocidade da rotação de fase define a magnitude do desvio Doppler. O elemento atrasador é utilizado para gerar o atraso variável do percurso. Os sinais provenientes das  $L$  derivações são então somados e convertidos novamente para analógico, resultando no sinal que será enviado ao receptor.

A Tabela VIII apresenta os parâmetros configuráveis no emulador Prosim C2. É possível configurar o canal com até  $L = 24$  percursos com atraso máximo de 400  $\mu$ s e resolução temporal mínima de 0,001  $\mu$ s. O atraso entre os múltiplos percursos pode ser fixo ou variável. As distribuições de amplitude disponíveis são as mais comuns da literatura, assim como os tipos de espectro de potências Doppler. Note que a velocidade do terminal móvel é configurável entre praticamente parado (0,01 km/h) e se movendo em altíssima velocidade (12500 km/h). Como será mostrado adiante, está velocidade é determinante para definir o espectro de potências Doppler de

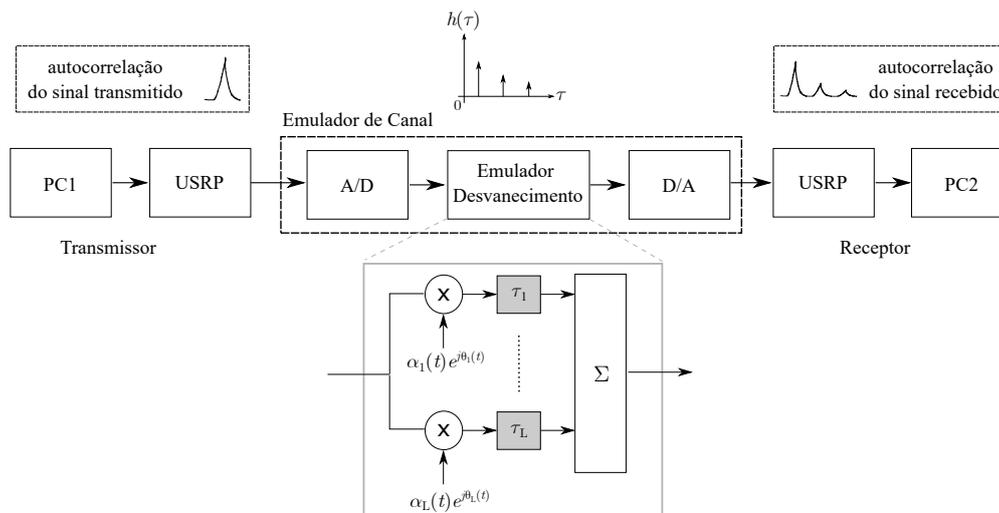


Figura 17. Detalhes do sistema de sondagem com emulador de canal.

cada percurso do canal. A função de atraso pode ser configurada como fixa, onde os valores de atraso de cada um dos  $L$  percursos não muda durante a emulação do canal. Para as demais opções (salto aleatório, linear, senoidal), os atrasos iram variar entre as diversas respostas ao impulso do canal geradas pelo emulador. Por exemplo, no caso de atraso senoidal, os valores dos atrasos variam de forma senoidal entre o valor mínimo e máximo previamente configurado. Para o espectro Doppler, o emulador apresenta três opções: plano ( $\square$ ); arredondado ( $\cap$ ); e clássico ( $\cup$ ).

A Tabela IX apresenta a configuração arbitrariamente escolhida para o canal de teste. Neste cenário existem quatro percursos configurados, em que os atrasos foram escolhidos também arbitrariamente, porém obedecendo o máximo atraso de multipercurso resolvível de  $\tau_{max} = 31 \mu s$  dado na Tabela II. Os ganhos dos múltiplos percursos foram definidos em ordem decrescente, em que o primeiro percurso tem ganho médio zero. A distribuição de amplitude de todos os percursos é dada pela distribuição Rayleigh e o espectro de potências Doppler utiliza os três espectros disponíveis no emulador.

Tabela VIII  
PARÂMETROS DE CONFIGURAÇÃO DO EMULADOR DE CANAL PROPSIM C2 [35].

Parâmetro	Valor
Resolução temporal mínima	0,001 $\mu s$
Atraso	0 – 400 $\mu s$
Função de atraso	Fixo / Salto Aleatório Linear / Senoidal
Atenuação	-60 – 0 dB
Distribuição amplitude	Constante / Rayleigh / Rice Plano / Doppler Puro / Nakagami Lognormal / Gaussiana / Suzuki
Espectro Doppler	plano $\square$ arredondado $\cap$ clássico $\cup$
Velocidade do móvel ( $v$ )	0,01 – 12500 km/h
Densidade de amostras ( $D_A$ )	2 a 1000 amostras
Frequência de operação ( $f_c$ )	350 MHz – 6 GHz

No emulador de canal é possível configurar, por exemplo, o canal com apenas um percurso e amplitude constante, além da configuração de canais com múltiplos percursos, diferentes espectros Doppler, atenuações e ruído. Esta flexibilidade permite verificar o funcionamento do sistema de sondagem para diferentes características da sequência PN ( $N, R_c, \gamma$ ) [13], [15].

Tabela IX  
CANAL DE TESTE CONFIGURADO NO EMULADOR DE CANAL PARA VALIDAÇÃO DO SISTEMA DE SONDAEM.

Percurso	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho médio (dB)	Distribuição Amplitude	Espectro Doppler
1	0	0	Rayleigh	$\cup$
2	2	-3,0	Rayleigh	$\cap$
3	10	-4,5	Rayleigh	$\square$
4	20	-6,0	Rayleigh	$\cup$

Uma vez definidos os parâmetros dados na Tabela IX, deve-se determinar também  $f_c$  e a velocidade de deslocamento,  $v$ , do receptor em m/s. Um importante parâmetro do emulador que depende desses é a frequência de atualização (*update*) da resposta ao impulso do canal, dada por

$$f_{upd} = \frac{2vf_c D_A}{c}, \tag{9}$$

em que  $c$  é a velocidade da luz ( $3 \times 10^8$  m/s) e  $D_A$  é a densidade de amostras (*sample density*), a qual deve ser grande suficiente para que o modelo de canal não se altere drasticamente entre amostras adjacentes. O valor padrão é  $D_A = 64$ , e desta forma, as amostras da resposta ao impulso do canal (denotada pelo software do emulador de CIR, *channel impulse response*) geradas possuem certa correlação temporal.

Portanto,  $f_{\text{upd}}$  determinará a taxa com que o emulador atualiza a resposta ao impulso do canal [35]. Utilizando a relação entre  $v$ , o comprimento de onda da portadora  $\lambda$  e o máximo desvio Doppler,  $f_m = v/\lambda = v/(c/f_c)$  em (9), tem-se

$$f_{\text{upd}} = 2f_m D_A. \quad (10)$$

A Tabela X apresenta os valores do desvio Doppler,  $f_d$ , escolhidos arbitrariamente para realizar os testes de validação do sistema de sondagem. A tabela também apresenta os valores de velocidade de deslocamento do receptor determinado por intermédio da relação (9). Os valores de  $f_d$  apresentados na primeira coluna da tabela foram calculados com base em  $10^7$  amostras discretas geradas pelo emulador de canal, que é a capacidade máxima de geração de CIR para cada modelo de canal. Utilizando os valores de  $f_{\text{upd}}$  dados na Tabela X pode-se encontrar o tempo total de cada simulação. Por exemplo, assumindo que o canal gerado possui  $10^7$  CIR é  $f_{\text{upd}} = 804,88$  Hz como mostrado na Tabela X, então o tempo de simulação é  $10^7/804,88 = 12424$  s ou 3,45 horas. Após esse período, o emulador repete o canal gerado, reiniciando a simulação.

Tabela X  
RELAÇÃO ENTRE DESVIO DOPPLER, VELOCIDADE DO RECEPTOR E FREQUÊNCIA DE ATUALIZAÇÃO DO EMULADOR DE CANAL

$f_d$ (Hz)	$v$ (km/h)	$f_{\text{upd}}$ (Hz)
6,27	12,25	804,88
12,55	24,50	1609,76
25,09	49	3219,53
50,19	98	6439,06
75,30	147	9658,59
100,34	196	12878,12
125,51	245	16097,65
150,53	294	19317,18
175,55	343	22536,71
200,82	392	25756,24

A Fig. 18 apresenta um exemplo de parte de um arquivo extraído do emulador de canal contendo os valores complexos discretos de cada percurso gerado com base no modelo de canal com desvanecimento Rayleigh. Note que o modelo gerou 1008 CIR para cada um dos dois percursos (Taps/CIR) na  $f_c = 2,2$  GHz com  $D_A = 64$ .

```

***** Header *****
1008      CIRs
2         Taps/CIR
2200000000 Carrier_Frequency
Route_Closed
12.5     Delay_Resolution
64      Sample_Density
***** Tap data *****
Delay   Re      Im      Delay   Re      Im
0.00000 -0.27080 -0.92316 50.00000 0.86202 -0.12606
0.00000 -0.29589 -0.93519 50.00000 0.78361 -0.05152
0.00000 -0.32334 -0.95466 50.00000 0.62736 0.08362
0.00000 -0.34575 -0.95903 50.00000 0.55293 0.16272

```

Figura 18. Arquivo extraído do emulador de canal contendo as informações relativas aos percursos gerados com base no modelo escolhido.

Na Seção VI são utilizados os dados extraídos do emulador de canal para verificar se os resultados obtidos com o sistema de sondagem estão de acordo com o que foi previamente configurado no emulador. Para efetuar essa validação será utilizado o cenário controlado mostrado na Fig. 19, em que a saída do transmissor está ligada por cabo à entrada de radiofrequência do emulador e a saída do emulador está ligada por cabo à entrada de recepção da outra placa USRP. Cada placa está sendo controlada por um PC e ambas estão conectadas a antenas de GPS.

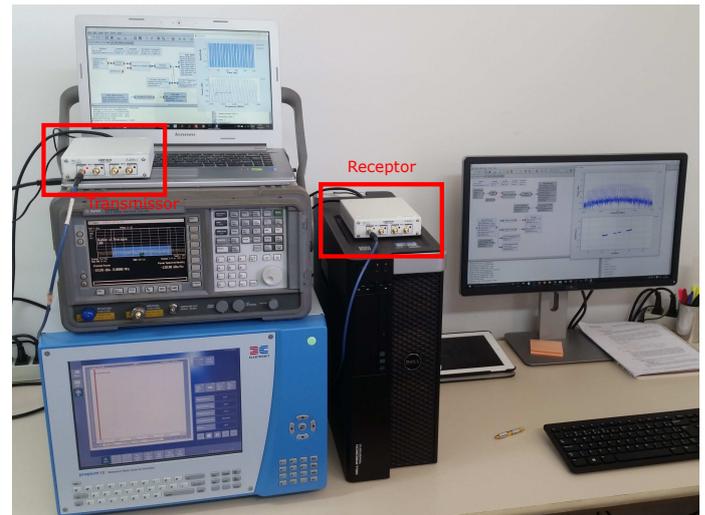


Figura 19. Cenário de teste utilizando o emulador de canal.

## B. Canal sem Fio

Uma vez verificada a correta operação do sistema de sondagem por correlator deslizante com a ajuda do emulador de canal, o próximo passo é efetuar medidas em um canal real, como esquematizado na Fig. 1. A diferença entre a sondagem ao se utilizar o emulador e a de um canal real é a utilização de antenas para transmitir e receber o sinal de sondagem. A Fig. 20 apresenta o arranjo de antenas de microlinha construído para realização de medições com o correlator deslizante. Na parte superior tem-se o arranjo omnidirecional com faixa de operação entre 1,5 GHz e 3 GHz. Na parte inferior é mostrado o arranjo direcional para operação na faixa de 2,57 GHz a 2,62 GHz.

Quanto ao ambiente de sondagem, pode-se ter basicamente dois tipos: interno e externo. Devido às diferentes topologias presentes nesses ambientes, tem-se diferentes respostas ao impulso [6], [12], [15]. A caracterização de ambientes interno e externo difere também no espaçamento ( $d$ ) entre transmissor e receptor. Essa separação é fator determinante no tipo de sincronismo entre Tx e Rx, como mencionado anteriormente, e também na potência de saída do transmissor a fim de que o sinal seja recebido no receptor com energia suficiente para a correta caracterização do canal.

## VI. VALIDAÇÃO DO CORRELATOR DESLIZANTE

Esta seção apresenta a validação dos resultados obtidos com o sistema de sondagem por correlator deslizante proposto neste

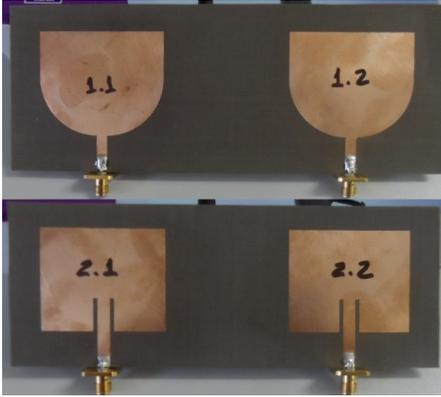


Figura 20. Arranjo de antenas de microlinha construído para realização de medições com o correlator deslizante no canal sem fio real.

trabalho. O objetivo é verificar se as medições em diversos cenários controlados por meio do uso do emulador de canal estão de acordo com os valores baseados no modelo de canal escolhido.

De forma a obter uma validação quantitativa do sistema de sondagem, serão analisadas estatisticamente as amostras do perfil de atraso de potência utilizando-se do teste Kolmogorov–Smirnov e também do cálculo do erro quadrático médio normalizado (NMSE, *normalized mean square error*) da envoltória do sinal obtido na saída do correlator deslizante. Dado que o sistema de sondagem possui intervalo de observação fixo,  $NT_c\gamma$ , será investigado se à medida que a velocidade de variação do canal cresce, ou seja, o desvio Doppler aumenta, existe degradação no resultado obtido com o correlator deslizante.

Primeiramente, será descrita a metodologia definida para validar estatisticamente os resultados obtidos empíricos e, na sequência, apresentam-se a comparação entre a envoltória do canal empírica versus a configurada utilizando o NMSE. Posteriormente, para um determinado cenário serão repetidos os testes a fim de mostrar a variabilidade dos dados com o intuito de obter a variância das estatísticas de canal. Este procedimento é análogo ao realizado na Seção IV-C para determinar a variância da potência de pico, porém são avaliados os resultados para as métricas que foram apresentadas na Parte II deste tutorial: perfil de atraso de potência, espalhamento Doppler ( $f_d$ ), espectro de potências Doppler, espalhamento de retardo médio ( $\bar{\tau}$ ), espalhamento de retardo rms ( $\sigma_\tau$ ), banda de coerência ( $B_C$ ), tempo de coerência ( $T_C$ ), e potência recebida [2].

Assim como detalhado na Parte II deste tutorial, os resultados apresentados nesta seção são baseados na resposta ao impulso do canal obtida por meio do correlator deslizante. A Fig. 21 apresenta  $M = 20$  realizações da magnitude normalizada da resposta ao impulso discreta do canal configurado na Tabela IX para  $f_d = 25,09$  Hz. É possível ver a existência dos quatro percursos configurados no emulador de canal com seus respectivos atrasos relativos. Cada um dos percursos tem uma variação de amplitude ao longo de  $t$ .

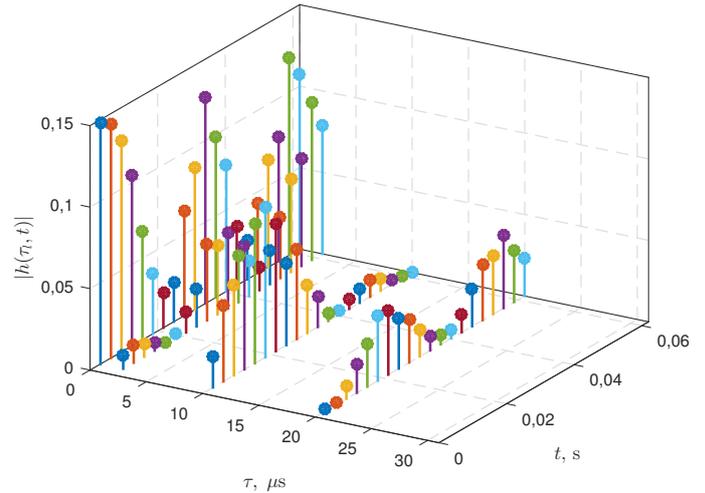


Figura 21.  $M = 20$  realizações da magnitude normalizada da resposta ao impulso discreta do canal configurado conforme a Tabela IX com  $f_d = 25,09$  Hz.

#### A. Teste Estatístico

Uma pergunta que surge quando se deseja validar o sistema de sondagem proposto, é: quantas observações do canal geradas pelo correlator deslizante são suficientes para atestar seu funcionamento? O objetivo do teste estatístico aqui empregado é definir o número mínimo de amostras,  $M_{\min}$ , da resposta ao impulso do canal a fim de representar de maneira adequada o canal objeto da sondagem. Em outras palavras, uma vez obtidas as amostras empíricas com o correlator deslizante, a representação do canal terá fidelidade baseada no teste estatístico.

Para determinar o valor de  $M_{\min}$  utilizou-se o teste Kolmogorov–Smirnov unidimensional [9], por meio da função `kstest` do Matlab [36] sobre a envoltória do sinal na saída do correlator deslizante, dada por

$$R = \left| I \left( \frac{\tau}{\gamma} \right) + jQ \left( \frac{\tau}{\gamma} \right) \right|, \quad (11)$$

em que  $j = \sqrt{-1}$ , e normalizada por

$$R_{\text{norm}} = R/R_{\text{rms}}, \quad (12)$$

em que  $R_{\text{rms}}$  é o valor rms da envoltória, calculado com a função `rms` do Matlab, sobre todas as amostras empíricas.

O teste Kolmogorov–Smirnov compara a função distribuição cumulativa (FDC) teórica de uma determinada distribuição com a FDC empírica de um dado conjunto de amostras. Ao se realizar o teste, é obtido o valor da maior distância vertical entre as FDCs teórica e empírica, a chamada distância de Kolmogorov e denotada aqui por  $D$  e, como consequência, o valor de  $p$  ( $p$ -value) para um determinado nível de significância do teste.

A Fig. 22 apresenta as FDCs empírica e teórica do percurso 1 (ver Tabela IX) para  $f_d = 6,27$  Hz (acima), e a diferença entre os valores teóricos e empíricos (abaixo), com nível de significância de 5% e  $M_e = 36898$  observações.  $M_e$  é o número de observações utilizado para obter os resultados apresentados nesta seção. Os valores apresentados são relativos a primeira linha da Tabela XI, que serão detalhados mais adiante. Pode-se observar também o valor de  $D$ . Neste exemplo, apesar de

visualmente as duas FDCs estarem muito próximas, para o nível de significância de 5% e utilizando a função `kstest` com hipótese  $\mathcal{H}_0$  de os dados empíricos pertencerem a uma distribuição Rayleigh, o teste rejeitou  $\mathcal{H}_0$ . Isto significa que, com os parâmetros escolhidos, o teste decide pela hipótese alternativa  $\mathcal{H}_1$ , indicando que os dados não derivam da distribuição Rayleigh. Note que o resultado do teste rejeitou  $\mathcal{H}_0$ , mesmo sendo conhecido que as amostras possuem distribuição Rayleigh. Refazer o teste para o mesmo conjunto de dados, porém com a retirada de algumas amostras irá resultar em um resultado diferente.

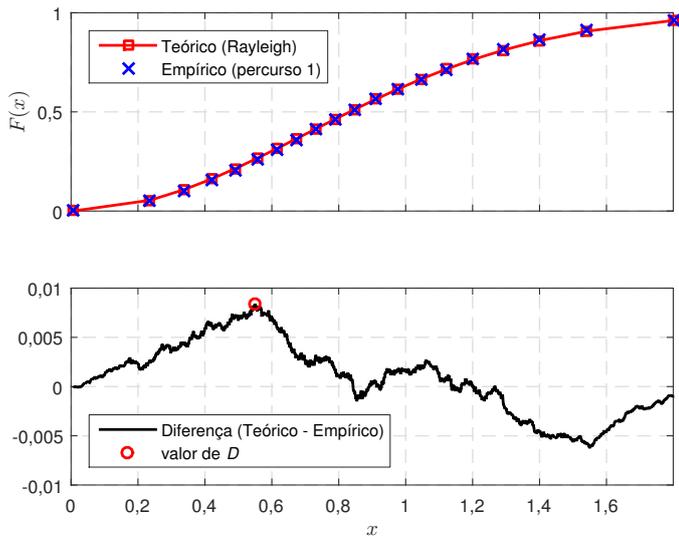


Figura 22. Função distribuição cumulativa empírica e teórica do percurso 1 para  $f_d = 6,27$  Hz (acima), e a diferença entre os valores teóricos e empíricos (abaixo). Os valores apresentados são relativos a primeira linha da Tabela XI e foram obtidos com base em  $M_e$  observações.

Com base nas informações do teste Kolmogorov-Smirnov, foi proposto o seguinte método para determinar  $M_{\min}$ . O teste estatístico é realizado utilizando uma variável Rayleigh descorrelacionada gerada no Matlab com tamanho  $X$ , por exemplo  $X = 100$ . Repete-se o teste para  $j = 1000$  vezes e ao final é verificado se em  $f = 95\%$  dos testes a hipótese  $\mathcal{H}_0$  é aceita com  $D \leq 0,001$ . Se isto não acontecer, repete-se o procedimento para  $X \leftarrow X + s$  até que se encontre uma sequência de comprimento  $X$  que  $\mathcal{H}_0$  é aceita com  $D \leq 0,001$  para  $f = 95\%$  dos testes, em que  $s$  é um valor escalar. Esse comprimento é então o  $M_{\min}$  desejado. Note que pode-se variar  $D$ ,  $X$ ,  $j$ ,  $f$ ,  $s$  de forma a obter resultados mais ou menos precisos, com diferentes tempos de processamento para determinar  $M_{\min}$ .

Uma vez avaliada a eficácia deste procedimento, passa-se a utilizar o canal Rayleigh gerado pelo Matlab. Neste caso, as amostras geradas possuem correlação temporal, assim como no canal gerado pelo emulador e, portanto, necessitam de um  $M_{\min}$  maior para que o teste seja capaz de aceitar a hipótese da variável pertencer à distribuição Rayleigh. A conjectura assumida aqui é que uma vez determinado  $M_{\min}$  para uma dada  $f_d$ , pode-se utilizar uma regra de três inversa e determinar a equação linear que forneça o  $M_{\min}$  para qualquer valor de

$f_d$ . O método proposto, quando testado com 1000 realizações, resultou na seguinte relação linear empírica

$$M_{\min} = \lfloor -151,41f_d + 37919 \rfloor, \quad (13)$$

em que  $\lfloor x \rfloor$  é o inteiro mais próximo de  $x$ .

A Tabela XI apresenta o  $M_{\min}$  para os valores de  $f_d$  dados na Tabela X, considerando (13). Note que à medida que  $f_d$  aumenta, o valor de  $M_{\min}$  diminui. Atribuí-se a esse fato à maior variabilidade das amostras à medida que o canal varia mais rapidamente. A tabela também mostra os resultados dos testes estatísticos realizados com as amostras empíricas do sistema de sondagem, considerando o tamanho das observação  $M_e > M_{\min}$  para cada valor de  $f_d$ , com exceção dos casos  $f_d = 75,30$  Hz,  $f_d = 100,34$  Hz e  $f_d = 125,51$  Hz, em que  $M_e$  é ligeiramente menor do que  $M_{\min}$ . Isso ocorre uma vez que foram utilizados valores múltiplos de 2048 para obtenção de  $M_e$ , e posteriormente descartadas algumas observações no processo de alinhamento das envoltórias para a obtenção do NMSE. Para  $f_d = 6,27$  Hz os dados obtidos tiveram  $\mathcal{H}_0$  rejeitada. Note que, de acordo com o procedimento sugerido, em 5% dos testes esse cenário poderá ocorrer.

Salienta-se que, também é possível realizar o teste estatístico com a distribuição de  $I(\tau)$ ,  $Q(\tau)$ , ou ainda da fase do sinal. Sabe-se que para o modelo Rayleigh configurado no emulador de canal, a distribuição de  $I(\tau)$  e  $Q(\tau)$  é Gaussiana e a fase,  $\arctan(I(\tau)/Q(\tau))$ , do sinal tem distribuição uniforme. A Fig. 23 apresenta o histograma das amostras referentes ao percurso 1 obtidas pelo correlador deslizante. Nota-se um excelente ajuste entre os valores empíricos e as funções densidade de probabilidade teóricas. Observe que para (a), (b) e (c) da figura, as amostras não estão normalizadas, portanto os valores da abscissa possuem variação diferente dos dados mostrados em [2, Fig. 15].

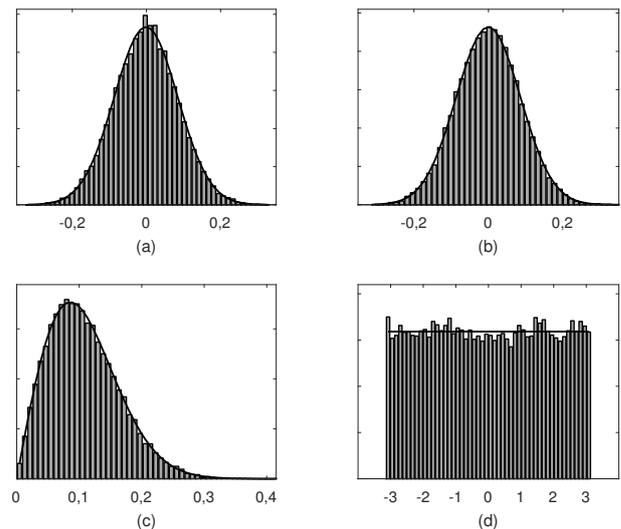


Figura 23. Histogramas e melhores encaixes das correspondentes funções densidade de probabilidade referentes ao desvanecimento do percurso 1 de propagação: (a) parte real, (b) parte imaginária, (c) magnitude e (d) fase. Valores obtidos para  $f_d = 25,09$  Hz configurada no emulador de canal com base em  $M_e$  observações.

Tabela XI

NÚMERO MÍNIMO DE AMOSTRAS ( $M_{\min}$ ) NECESSÁRIAS CONSIDERANDO O TESTE KOLMOGOROV-SMIRNOV, VALORES DOS PARÂMETROS  $p$ , DISTÂNCIA DE KOLMOGOROV  $D$  E DEMAIS ESTATÍSTICAS DO CANAL OBTIDAS COM O SISTEMA DE SONDAGEM PARA  $M_e$  OBSERVAÇÕES

$f_d$ (Hz)	$M_{\min}$	Resultados obtidos com base nos dados fornecidos pelo correlator deslizante									
		$M_e$	$p$	$D$	Teste estatístico	$f_d$ (Hz)	$T_C$ (ms)	$\bar{\tau}$ ( $\mu$ s)	$\sigma_\tau$ ( $\mu$ s)	$B_C$ (Hz)	$P_R$ (dBm)
6,27	36968	36898	0,010	0,0084	Rejeitada $\mathcal{H}_0$	6,53	27,4	4,49	6,58	30414,5	-25,09
12,55	36017	36854	0,058	0,0069	Aceita $\mathcal{H}_0$	12,52	14,3	4,40	6,60	30299,0	-24,79
25,09	34114	34847	0,370	0,0049	Aceita $\mathcal{H}_0$	24,76	7,23	4,56	6,71	29793,7	-24,86
50,19	30307	30699	0,184	0,0062	Aceita $\mathcal{H}_0$	50,32	3,56	4,56	6,74	29687,8	-24,81
75,30	26502	26603	0,967	0,0030	Aceita $\mathcal{H}_0$	75,13	2,38	4,56	6,73	29733,0	-24,96
100,34	22696	22503	0,765	0,0044	Aceita $\mathcal{H}_0$	100,45	1,78	4,47	6,67	29982,8	-24,99
125,51	18891	18421	0,828	0,0046	Aceita $\mathcal{H}_0$	125,45	1,43	4,60	6,71	29813,5	-24,81
150,53	15084	16367	0,858	0,0047	Aceita $\mathcal{H}_0$	150,10	1,19	4,51	6,65	30087,1	-24,96
175,55	11279	12253	0,056	0,0120	Aceita $\mathcal{H}_0$	146,87	1,22	4,56	6,75	29631,1	-24,74
200,82	7473	8159	0,161	0,0124	Aceita $\mathcal{H}_0$	121,91	1,47	3,87	6,15	32519,1	-25,00

### B. NMSE

Nesta subseção, o objetivo é comparar a envoltória obtida com o correlator deslizante com aquela proveniente dos dados gerados pelo emulador de canal. Já foi mencionado que o modelo de canal é dado na Tabela IX. Para cada valor de  $f_d$  dado na Tabela X, será gerada no emulador uma sequência de CIRs diferentes, por meio da alteração da semente aleatória escolhida no emulador de canal. Para garantir que as envoltórias gerada e empírica sejam similares, interpola-se a envoltória gerada pelo emulador de canal a fim de produzir uma envoltória “contínua”. Na sequência alinha-se o início desta envoltória contínua com aquela produzida pelo correlator deslizante. Por fim, amostra-se a envoltória “contínua” no mesmo instante onde existem pontos da envoltória discreta gerada pelo correlator deslizante e realiza-se o cálculo do erro entre tais envoltórias. A interpolação utilizada inseriu 9 pontos entre amostras existentes no emulador.

A Fig. 24 apresenta as 50 primeiras observações da envoltória normalizada utilizada para calcular o NMSE para  $f_d = 6,27$  Hz (acima) e  $f_d = 200,82$  Hz (abaixo). Primeiro, nota-se que como esperado a envoltória varia mais rapidamente com o aumento da  $f_d$ . Para ambos os casos, é possível observar que existe uma diferença entre a envoltória normalizada gerada pelo emulador e aquela obtida com o correlator deslizante. No caso de  $f_d = 6,27$  Hz, a envoltória empírica reflete o comportamento da envoltória gerada de maneira mais fiel uma vez que a variação é lenta e existem mais pontos para descrever este comportamento. Já para  $f_d = 200,82$  Hz, as rápidas variações fazem com que a envoltória empírica tenha uma fidelidade menor na descrição da envoltória gerada.

O NMSE da envoltória normalizada avaliada com o correlator deslizante,  $R_{\text{norm}}$ , em relação à envoltória configurada interpolada e amostrada de acordo com o emulador,  $R_{\text{emulador}}$ , é dado por [37, eq. (21)]

$$\text{NMSE} = \frac{\frac{1}{M_e} \sum_{m=1}^{M_e} [R_n(m) - R_e(m)]^2}{\text{var}[R_e]}, \quad (14)$$

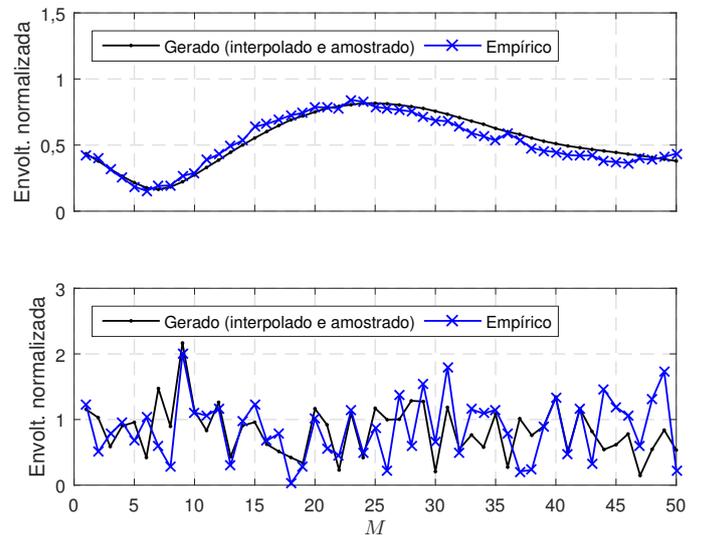


Figura 24. Envoltória normalizada utilizada para calcular o NMSE para  $f_d = 6,27$  Hz (acima) e  $f_d = 200,82$  Hz (abaixo). Obs.: a figura é melhor visualizada em cores.

em que  $\text{var}[\cdot]$  denota a variância do argumento. A normalização do MSE é realizada para que  $R_e$  com diferentes valores de  $\text{var}[\cdot]$  produzam NMSEs comparáveis.

A Tabela XII exhibe valores de NMSE para diferentes valores de  $f_d$  para  $M_e$  observações dado na Tabela XI. Valores de NMSE próximos a 0 indicam que as amostras empíricas estão representando com maior fidelidade a envoltória gerada, como é o caso de um NMSE de 0,0150 para  $f_d = 50,19$  Hz. Note que para  $f_d \geq 100,34$  Hz os valores de NMSE aumentam significativamente, o que se justifica pela incapacidade do sistema de sondagem reproduzir com fidelidade as variações do desvanecimento presentes na envoltória gerada pelo canal. Os demais resultados da tabela são referentes a taxa de cruzamento de nível e são apresentados na subseção seguinte. Note que o cálculo foi realizado com base no percurso 1, porém resultado

similar é esperado para os demais percursos.

Tabela XII

NMSE E  $N_R$  EMPÍRICO DA ENVOLTÓRIA NORMALIZADA, E NÚMERO TOTAL DE CRUZAMENTOS PARA O PERCURSO 1 COM  $M_e$  OBSERVAÇÕES

$f_d$ (Hz)	NMSE	$N_R$ (Teórico)	$N_R$ (Empírico)	Total de cruzamentos
6,27	0,0369	7,02	8,30	954
12,55	0,0235	13,46	14,37	1653
25,09	0,0420	26,98	26,94	2955
50,19	0,0150	54,10	50,39	4837
75,30	0,0925	80,77	66,08	5485
100,34	0,3203	107,99	74,84	5239
125,51	0,2778	134,87	75,76	4394
150,53	0,3554	161,37	74,73	3811
175,55	0,2063	188,73	72,24	2745
200,82	0,8740	215,89	68,92	1792

### C. Taxa de cruzamento de nível

Uma importante estatística de um sinal com desvanecimento é a taxa de cruzamento de nível (LCR, *level crossing rate*). A LCR é definida como a taxa esperada com que a envoltória do desvanecimento, normalizada pelo nível de sinal rms local, cruza um nível específico na direção positiva [38, Seção 5.7.3]. O número de cruzamentos de nível por segundo para um desvanecimento Rayleigh é dado por [38, eq. (5.80)]

$$N_R(\rho) = \sqrt{2\pi} f_d \rho e^{-\rho^2}, \quad (15)$$

em que  $\rho = R/R_{\text{rms}}$  é o valor do nível  $R$ , normalizado pela amplitude rms local da envoltória do desvanecimento. O valor de  $N_R$  dado em (15) é o número médio de cruzamentos de nível por segundo para um nível específico  $R$ . A LCR é uma função da velocidade do receptor móvel uma vez que depende de  $f_d$ . A taxa máxima de cruzamentos ocorre em  $\rho = 1/\sqrt{2}$ , isto é, no nível 3 dB abaixo do valor rms.

A Fig. 25 mostra os cruzamentos de nível com base no modelo configurado no emulador de canal (acima) e na medição realizada com o sistema de sondagem (abaixo), para  $\rho = 1/\sqrt{2}$ . Note que os círculos, representando os cruzamentos de nível para os dados do correlator deslizante, em alguns casos estão distantes da linha representando o cruzamento na parte de baixo da Fig. 25. Isto ocorre porque muitas vezes estes são as amostras existentes mais próximas ao cruzamento. No caso do emulador, toma-se como referência os pontos gerados e interpolados, o que faz com que exista um número muito maior de pontos, representando mais fielmente os cruzamentos de nível.

Além do NMSE discutido na subseção anterior, a Tabela XII apresenta  $N_R$  teórico obtido com (15), empírico, e o número total de cruzamentos para as  $M_e$  observações. Com exceção de  $f_d = 12,55$  Hz e  $f_d = 25,09$  Hz que apresentam  $N_R$  teórico e empírico muito próximos, os demais apresentam certa diferença. Observe que para  $f_d \geq 100,34$  Hz o  $N_R$  empírico parece ter atingido um valor limite em torno de 75 cruzamentos por segundo, o que provavelmente também está relacionado ao

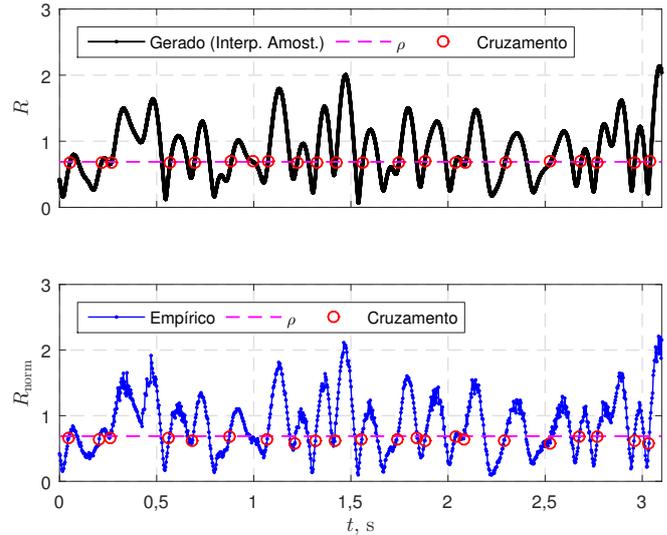


Figura 25. Cruzamentos de nível da envoltória do percurso 1 para  $f_d = 6,27$  Hz com base no modelo configurado no emulador de canal (acima) e na medição realizada com o sistema de sondagem (abaixo). Obs.: a figura é melhor visualizada em cores.

aumento do NMSE. Atribuí-se a este fato a variação estatística normal das medidas.

### D. Parâmetros estatísticos temporais do canal

Os resultados apresentados até aqui tomaram como base a envoltória do sinal recebido para avaliar o funcionamento do sistema de sondagem por correlator deslizante proposto neste trabalho. A seguir são apresentados os resultados para as demais estatísticas do canal mostradas na Tabela XI. Estas estatísticas foram obtidas com base em  $M_e$  observações. Em todos os casos, os valores empíricos serão comparadas com os valores gerados pelo emulador.

A Fig. 26 apresenta a comparação entre o espectro de potências Doppler para o percurso 1 com  $f_d = 25,09$  Hz gerado com base no modelo de canal configurado no emulador para  $10^7$  amostras, o espectro interpolado e amostrado com base nas amostras do emulador, e aquele obtido por meio do correlator deslizante. Os dois últimos foram obtidos com  $M_e$  observações. É possível notar que o espectro obtido a partir do correlator deslizante apresenta grande similaridade com os demais, com exceção dos valores fora da banda. Utilizou-se a função `pwelch` do Matlab para traçar os espectros. Para determinar o valor de  $f_d$  de forma automática, busca-se o valor de pico do espectro e posteriormente identifica-se em qual frequência isto ocorre. Este procedimento é adequado aos casos configurados neste trabalho em que o espectro de potências Doppler tem o formato U. O valor medido  $f_d = 24,76$  Hz está muito próximo do valor configurado  $f_d = 25,09$  Hz.

A Fig. 27 apresenta a comparação entre o espectro de potências Doppler para  $f_d = 175,55$  Hz. Observe que o  $f_d$  está acima da resolução Doppler máxima apresentada na Tabela II. Note que o espectro medido pelo correlator deslizante e o interpolado e amostrado com base nas amostras do emulador de canal sofrem o efeito de *aliasing* devido a violar o teorema da

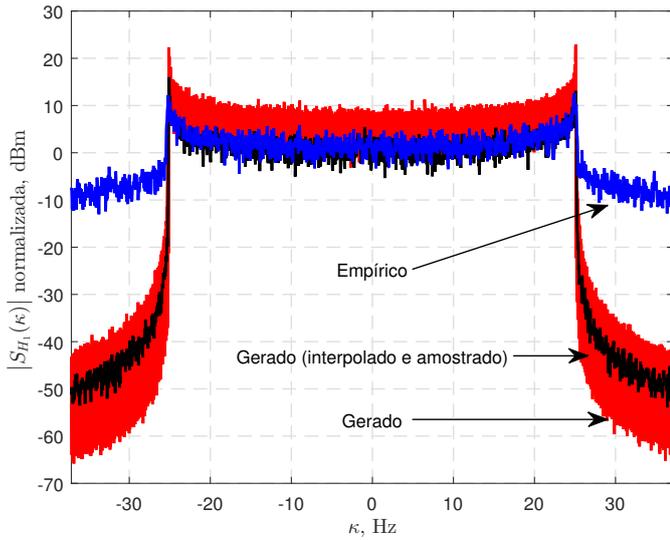


Figura 26. Espectro Doppler normalizado do percurso 1 para  $f_d = 25,09$  Hz configurada no emulador de canal. O espectro gerado foi obtido com base em  $10^7$  amostras. Já o gerado interpolado e amostrado e o empírico são baseados em  $M_e$  observações. Obs.: a figura é melhor visualizada em cores.

amostragem, uma vez que o intervalo de amostragem é menor do que  $2f_d$ . Observe que o valor medido do desvio Doppler é  $f_d = 146,8$  Hz, bastante diferente do valor configurado.

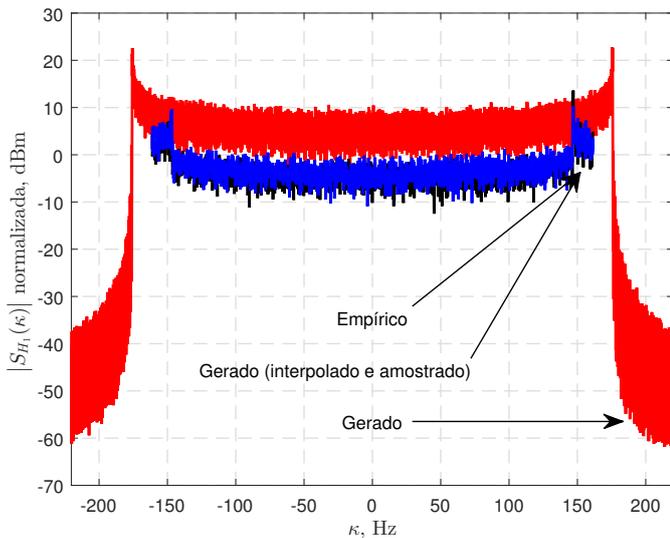


Figura 27. Espectro Doppler normalizado do percurso 1 para  $f_d = 175,94$  Hz configurada no emulador de canal. O espectro gerado foi obtido com base em  $10^7$  amostras. Já o configurado interpolado e amostrado e o empírico são baseados em  $M_e$  observações. Obs.: a figura é melhor visualizada em cores.

A Tabela XI apresenta os valores do tempo de coerência,  $T_C$ , para os cenários analisados. Para o cálculo utiliza-se [2, eq. (15)] que relaciona  $T_C$  e  $f_d$ . Como esperado, os canais com variação mais lenta apresentam tempo de coerência maior. O valor de  $T_C$  no canal emulado é  $T_C = 28,5$  ms para  $f_d = 6,27$  Hz, enquanto que o medido é  $T_C = 27,4$  ms, uma diferença de 4,01%. Note que dentro desse tempo de coerência, o canal varia um total de  $804,88$  Hz  $\times$   $28,5$  ms =  $22,93$  vezes.

A Fig. 28 apresenta o perfil de atraso de potência médio obtido por meio do correlator deslizante para  $f_d = 25,09$  Hz com  $M_e$  observações. Dado que o gráfico está em escala linear, pode-se notar que a relação entre a potência dos picos está de acordo com a relação dada na Tabela IX, onde, por exemplo, o percurso 2 possui metade da potência do percurso 1. Note também que os atrasos estão de acordo com os valores configurados no emulador. A potência total recebida,  $P_R$ , que é soma das potência recebidas em cada percurso é apresentada na Tabela XI, cujas valores estão em conformidade com os valores configurados no emulador e calibrados anteriormente. Quanto maior o número de amostras, mais precisa é o valor da  $P_R$ . Observe que em alguns casos da Tabela XI, o  $P_R$  é maior do que  $P_T$ . A figura também apresenta o perfil de atraso de potência médio amostrado, representando o canal discreto TDL configurado no emulador.

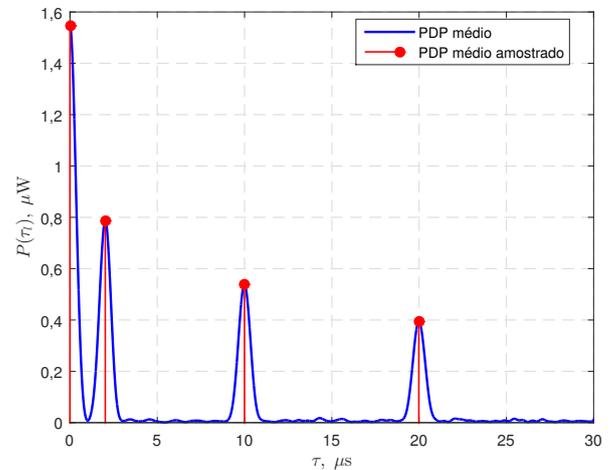


Figura 28. Perfil de atraso de potência médio construído a partir de  $M_e$  observações para  $f_d = 25,09$  Hz.

A Tabela XIII apresenta a potência recebida por percurso e ganho em relação ao primeiro percurso para  $M_e$  observações. O objetivo é verificar a capacidade do sistema de sondagem em obter a perda de percurso correta entre transmissor e receptor. E também identificar o ganho entre os diversos percursos configurados no emulador. O modelo de canal foi configurado para ter ganho total igual a um, ou seja, a perda do percurso deve ser nula, uma vez que foi realizada a calibração do sistema de sondagem de acordo com (3). Nota-se que os valores medidos estão próximos dos ganhos configurados no emulador. A realização de diversas medições e o uso de um número de observações maior pode aumentar a precisão dos resultados.

Por fim, apresentam-se os resultados para espalhamento de retardo médio amostrado ( $\bar{\tau}$ ), espalhamento de retardo rms ( $\sigma_\tau$ ), banda de coerência ( $B_C$ ) mostrados na Tabela XI. Os resultados são baseados no perfil de atraso de potência médio como mostrado na Fig. 28. Uma vez que o perfil de atraso é independente de  $f_d$ , nota-se que os valores de  $\bar{\tau}$ ,  $\sigma_\tau$ , e  $B_C$  tem certa similaridade nos cenários investigados, com exceção de  $f_d = 200,82$  Hz.

Tabela XIII  
POTÊNCIA RECEBIDA POR PERCURSO E GANHO EM RELAÇÃO AO PERCURSO 1 PARA  $M$  OBSERVAÇÕES

$f_d$ (Hz)	Potência média por percurso (dBm)			
	Ganho médio relativo (dB)			
	1	2	3	4
6,27	-28,56	-30,82	-32,83	-34,53
	-	-2,26	-4,27	-5,97
12,55	-27,97	-30,95	-32,62	-34,24
	-	-2,98	-4,65	-6,27
25,09	-28,12	-31,03	-32,69	-34,03
	-	-2,91	-4,57	-5,91
50,19	-27,93	-31,34	-32,51	-34,00
	-	-3,40	-4,58	-6,07
75,30	-28,16	-31,32	-32,67	-34,17
	-	-3,16	-4,51	-6,01
100,34	-28,15	-31,27	-32,81	-34,31
	-	-3,11	-4,65	-6,16
125,51	-28,10	-30,99	-32,49	-33,99
	-	-2,89	-4,39	-5,89
150,53	-28,25	-31,02	-32,74	-34,26
	-	-2,76	-4,49	-6,01
175,55	-27,85	-31,30	-32,44	-33,91
	-	-3,44	-4,58	-6,06
200,82	-27,95	-31,15	-32,95	-35,49
	-	-3,20	-5,00	-7,54

### E. Repetibilidade da medição

Visando analisar a variação dos resultados obtidos com o correlator deslizante, repetiu-se as medições para o cenário  $f_d = 25,09$  Hz com  $M = 2048$ . No total foram realizadas  $n = 154$  repetições. A Tabela XIV apresenta valores de algumas estatísticas do canal obtidas a partir do modelo de canal gerado no emulador e os valores obtidos por intermédio das medições do correlator deslizante. É possível observar que os valores médios obtidos estão próximos aos valores gerados pelo emulador. Um número maior de repetições pode reduzir o desvio padrão obtido nos testes.

Tabela XIV  
COMPARAÇÃO ENTRE VALORES CONFIGURADOS E MEDIDOS COM  $M = 2048$  E  $n = 154$  MEDIDAS

Estatística	Configurado	Medido	
		Média	Desvio Padrão
$f_d$ (Hz)	75,30	74,94	0,448
$T_c$ (ms)	2,37	2,39	0,014
$\bar{\tau}$ ( $\mu$ s)	4,55	4,57	0,141
$\sigma_\tau$ ( $\mu$ s)	6,70	6,70	0,105
$B_c$ (Hz)	29836,23	29857,3	465,21

## VII. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste artigo, correspondente à terceira e última parte de um tutorial sobre o sistema de sondagem com correlator deslizante, foi apresentada uma implementação prática do sistema de

sondagem para obtenção das informações temporais do canal sem fio utilizando placas USRP. Com o objetivo de mostrar a capacidade e flexibilidade do elemento proposto, foi empregado um emulador de canal com parâmetros configuráveis. As implementações dos blocos de transmissão, recepção e do pós-processamento foram realizadas nos softwares GNU Radio Companion e Matlab. Seguindo a teoria apresentada na Parte I [1] em conjunto com os resultados de simulação apresentados na Parte II [2], esta terceira parte apresentou, passo a passo, como obter a resposta ao impulso do canal e posteriormente como extrair parâmetros estatísticos como espalhamento Doppler, banda de coerência, tempo de coerência e espalhamento de retardo.

O sistema proposto foi testado para diferentes condições de taxa de variação do canal e relação sinal-ruído. Os resultados foram comparados com os valores configurados no emulador de canal. Notou-se que os resultados obtidos pelo sistema de sondagem proposto são capazes de descrever de forma bastante precisa o canal sondado.

A próxima etapa deste trabalho será realizar a sondagem do canal sem fio real. Consequentemente, será possível conduzir uma investigação do comportamento espacial com o uso do esquema de sondagem espacial descrito na Parte II. Uma investigação sobre o desempenho com a utilização de outros filtros reconstrutores é outra possibilidade. Há ainda a possibilidade de investigar o canal com múltiplas antenas, utilizando as demais portas da placa USRP.

Do ponto de vista de implementação, pode-se observar as vantagens de transferir parte do processamento do receptor para a FPGA da placa USRP, com o objetivo de aumentar a taxa de chip que pode ser analisada. Há ainda a possibilidade de conduzir uma investigação em faixas de ondas milimétricas com o uso de acopladores eletro-ópticos para essas frequências.

Outra possibilidade é o emprego de técnicas de super-resolução para caracterização de canal, que permitem reduzir a resolução temporal para valores inferiores ao limite imposto pela largura da função de autocorrelação do sinal. A limitação de banda dos componentes de sondagem (antenas, circuitos de RF, por exemplo), faz com que as componentes de múltiplos percursos se combinem causando a impossibilidade de distingui-las. Como referências iniciais para esta linha de investigação, em [39] os autores propõem um método para aumentar a resolução temporal da resposta ao impulso do canal para valores menores do que a duração de um chip, ou seja, para valores menores do que  $1/R_c$ . Aplicando desconvolução nos pulsos recebidos, a resposta ao impulso com super-resolução é encontrada. Em [40], os autores propõem uma adaptação do método de desconvolução para mapear os diferentes formatos de onda proveniente das diversas componentes de múltiplos percursos. O método de desconvolução de formatos de onda no domínio do tempo pode ser usado para determinar a resposta ao impulso de um sistema linear invariante no tempo. Em [22], os autores realizam uma série de medidas para caracterizar com maior precisão as características direcionais do canal sem fio. O cenário investigado compreende medições na faixa de 5,25 GHz com largura de banda de 200 MHz. Utilizando o método de

super-resolução para estimação do canal, os autores caracterizam a importância de fenômenos como difração e reflexão especular, dando origem a um novo modelo de dispersão do ângulo de elevação.

#### APÊNDICE A

##### CONVERSÃO DOS VALORES DE FASE E QUADRATURA COM BASE NA CALIBRAÇÃO DO SISTEMA DE SONDAGEM

De (4), a potência recebida instantânea já calibrada é dada por

$$P'(t) = \alpha \log_{10} \left[ \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \right] + \beta, \quad (16)$$

em que  $I(t)$  e  $Q(t)$  são as componentes em fase e quadratura na saída do correlator. Então

$$\begin{aligned} P'(t) &= \frac{2\alpha}{2} \log_{10} \left[ \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \right] + \beta \\ &= \frac{\alpha}{2} \log_{10} \left[ I^2(t) + Q^2(t) \right] + \beta \\ &= \frac{\alpha}{2} \log_{10} \left[ I^2(t) \left( 1 + \frac{Q^2(t)}{I^2(t)} \right) \right] + \beta \\ &= \frac{\alpha}{2} \log_{10} \left[ I^2(t) \right] + \frac{\alpha}{2} \log_{10} \left[ \frac{I^2(t) + Q^2(t)}{I^2(t)} \right] + \beta \\ &= \frac{\alpha}{2} \left[ \log_{10} \left( I^2(t) \right) + \log_{10} \left( \frac{1}{\Delta(t)} \right) \right] + \beta. \end{aligned} \quad (17)$$

Por outro lado, assumindo  $I'(t)$  e  $Q'(t)$  calibrados, a potência instantânea recebida pode ser calculada por

$$\begin{aligned} P_R &= 10 \log_{10} \left[ \frac{I'^2(t) + Q'^2(t)}{10^{-3}} \right] \\ &= 10 \log_{10} \left[ I'^2(t) \left( 1 + \frac{Q'^2(t)}{I'^2(t)} \right) \right] + 30 \\ &= 10 \log_{10} \left( I'^2(t) \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{1}{\Delta(t)} \right) + 30. \end{aligned} \quad (18)$$

Uma vez que os valores de potência obtidas com (17) e (18) devem ser iguais, é possível obter  $I'(t)$  igualando (17) e (18):

$$\begin{aligned} 10 \log_{10} \left( I'^2(t) \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{1}{\Delta(t)} \right) + 30 &= \\ \frac{\alpha}{2} \left[ \log_{10} \left( I^2(t) \right) + \log_{10} \left( \frac{1}{\Delta(t)} \right) \right] + \beta & \\ 20 \log_{10} \left( I'(t) \right) &= \\ \frac{\alpha}{2} \log_{10} \left( I^2(t) \right) + \left( \frac{\alpha}{2} - 10 \right) \log_{10} \left( \frac{1}{\Delta(t)} \right) + \beta - 30 & \\ I(t)' = 10^{\zeta(t)}, & \end{aligned} \quad (19)$$

onde  $\zeta(t)$  é dado em (7).

Fazendo procedimento análogo, encontra-se  $Q'(t) = 10^{\xi(t)}$ , em que  $\xi(t)$  é dado em (8).

Note que,  $\Delta(t) = 1/2$  significa  $I^2(t) = Q^2(t)$ . Já  $\Delta(t) = 1$ , significa  $Q^2(t) = 0$  e  $\Delta(t) = 0$ , significa  $I^2(t) = 0$ . Como exemplo,  $\Delta(t) = (0,433; 0,433; 0,434; 0,434; 0,434)$  para  $M = 5$  observações mostradas na Fig. 12.

#### AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq, contrato no. 304248/2014-2, e 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] D. A. Guimarães and L. A. R. Scudeler, "Caracterização de canais sem fio com correlator deslizante – Parte I: Fundamentos," *Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação*, vol. 7, no. 1, Mar. 2017.
- [2] L. A. R. Scudeler, D. A. Guimarães, G. F. Pivaró, and R. A. A. Souza, "Caracterização de canais sem fio com correlator deslizante — Parte II: Extração de parâmetros," *Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação*, vol. 7, no. 2, Aug. 2017.
- [3] D. Cox, "Delay doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 20, no. 5, pp. 625–635, Sep. 1972.
- [4] S. Salous, *Radio Propagation Measurement and Channel Modelling*. West Sussex, UK: Wiley, 2013.
- [5] A. Merwaday, N. Rupasinghe, I. Guvenc, W. Saad, and M. Yuksel, "USRP-based indoor channel sounding for D2D and multi-hop communications," in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMI-CON'14)*, Tampa, FL, USA, Jun. 2014, pp. 1–6.
- [6] C. R. Anderson, "Design and implementation of an ultrabroadband millimeter-wavelength vector sliding correlator channel sounder and in-building multipath measurements at 2.5–60 GHz," Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, May 2002.
- [7] F. B. Serkin and N. A. Vazhenin, "USRP platform for communication systems research," in *International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON'13)*, Cartagena, Spain, Jun. 2013, pp. 1–4.
- [8] D. Valerio, "Open source software-defined radio: A survey on GNU Radio and its applications," *Forschungszentrum Telekommunikation Wien, Vienna, Technical Report FTW-TR-2008-002*, Aug. 2008.
- [9] J. E. Gentle, *Random Number Generation and Monte Carlo Methods*, 2nd ed. New York: Springer-Verlag, 2003.
- [10] M. N. Islam, B.-J. J. Kim, P. Henry, and E. Rozner, "A wireless channel sounding system for rapid propagation measurements," in *IEEE International Conference on Communications (ICC'13)*, Budapest, Hungary, Jun. 2013, pp. 5720–5725.
- [11] M. Gahadza, K. Minseok, and J. Takada, "Implementation of a channel sounder using GNU Radio opensource SDR platform," *The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE), Japan, Technical Report (2009)*, pp. 33–37, Mar. 2009.
- [12] R. J. Pirkel, "A sliding correlator channel sounder for ultra-wideband measurements," Master's thesis, Georgia Institute of Technology, Georgia, USA, Jun. 2007.
- [13] R. J. Pirkel and G. D. Durgin, "Optimal sliding correlator channel sounder design," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 9, pp. 3488–3497, Sep. 2008.
- [14] H.-K. Kwon, M.-D. Kim, and Y. Jun Chong, "Implementation and performance evaluation of mmWave channel sounding system," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Vancouver, BC, Canada, Jul. 2015, pp. 1011–1012.
- [15] L. Novosel and G. Šišul, "Comparison of pseudo noise sequence lengths for a correlator channel sounder," in *Proc. International Symposium ELMAR (ELMAR'2014)*, Zadar, Croatia, Sep. 2014, pp. 1–4.
- [16] ITU-R Recommendation M.1225, "Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000," 1997.
- [17] S. Salous and R. Thoma, "State of the art mobile radio channel sounding and data analysis," in *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI*, Beijing, China, Aug. 2014, pp. 1–3.
- [18] D. Maas, M. H. Firooz, J. Zhang, N. Patwari, and S. K. Kasper, "Channel sounding for the masses: Low complexity GNU 802.11b channel impulse response estimation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 1, pp. 1–8, Jan. 2012.
- [19] H. W. Jones, P. A. Dmochowski, and P. D. Teal, "Channel sounding with software defined radio," *Honors project, Victoria University of Wellington*, 2009.

- [20] G. R. Maccartney, T. S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, "Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 2388–2424, Oct. 2015.
- [21] M. L. Nicolás, I. Artamonov, and T. Kürner, "Low-cost USRP SDR receiver for the investigation of multipath influence on GNSS systems," in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'13)*, Gothenburg, Sweden, Apr. 2013, pp. 2300–2304.
- [22] J. Medbo, H. Asplund, J.-E. Berg, and N. Jalden, "Directional channel characteristics in elevation and azimuth at an urban macrocell base station," in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'12)*, Prague, Czech Republic, Mar. 2012, pp. 428–432.
- [23] GNU Radio Foundation, Inc. (2017, Jun.) GNU Radio and software radio. [Online]. Available: <http://gnuradio.org/>
- [24] B. Stewart, K. Barlee, D. Atkinson, and L. Crockett, *Software Defined Radio Using MATLAB & Simulink and the RTL-SDR*. Strathclyde Academic Media, 2015.
- [25] B. S. K. Reddy and B. Lakshmi, "Channel sounding and PAPR reduction in OFDM for WiMAX using software defined radio," in *International Conference on Wireless Information Networks and Systems (ICWINS'2014)*, Dubai, UAE, Nov. 2014, p. 1.
- [26] A. Le Naour, O. Goubet, C. Moy, and P. Leray. (2013) Spread spectrum channel sounder implementation with USRP platforms. [Online]. Available: [http://www.rennes.supelec.fr/ren/perso/cmoy/papers/Supelec\\_SDR11final.pdf](http://www.rennes.supelec.fr/ren/perso/cmoy/papers/Supelec_SDR11final.pdf)
- [27] Ettus Research. (2017, Jun.) USRP B210 product page. [Online]. Available: <https://www.ettus.com/product/details/UB210-KIT>
- [28] P. Zetterberg and R. Fardi, "Open source SDR frontend and measurements for 60-GHz wireless experimentation," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 445–456, Mar. 2015.
- [29] MathWorks, Inc. (2017, Jun.) QPSK receiver with USRP hardware. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/supportpkg/usrpradio/examples/qpsk-receiver-with-usrp-r-hardware-1.html>
- [30] ——. (2017, Jun.) Import text data files. [Online]. Available: [https://www.mathworks.com/help/matlab/import\\_export/import-text-data-files-with-low-level-io.html](https://www.mathworks.com/help/matlab/import_export/import-text-data-files-with-low-level-io.html)
- [31] L. A. R. Scudeler, "Caracterização de canal sem fio com correlador deslizante," Master's thesis, Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel), Santa Rita do Spucaí, MG, Brasil, Dec. 2016.
- [32] R. Nilsson and J. van de Beek, "Channel measurements in an open-pit mine using USRPs: 5G - Expect the unexpected," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC'16)*, Doha, Qatar, Apr. 2016, pp. 1–6.
- [33] G. Cook and A. Zaknich, "Chirp sounding the shallow water acoustic channel," in *Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'98)*, Seattle, WA, May 1998, pp. 2521–2524.
- [34] R. Hashmat, P. Pagani, A. Zeddani, and T. Chonave, "A channel model for multiple input multiple output in-home power line networks," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC'2011)*, Udine, Italy, Apr. 2011, pp. 35–41.
- [35] Elektrobit System Test Ltd. (2017, Jun.) C2 Propsim datasheet. [Online]. Available: <http://www.mrc-gigacom.com/pdfs/EB-PropSim-C2-Datasheet.pdf>
- [36] MathWorks, Inc. (2017, Jul.) One-sample Kolmogorov-Smirnov test. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/stats/kstest.html>
- [37] F. Rossi, A. Lendasse, D. François, V. Wertz, and M. Verleysen, "Mutual information for the selection of relevant variables in spectrometric nonlinear modelling," *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, vol. 80, no. 2, pp. 215–226, 2006.
- [38] T. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, ser. Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2002.
- [39] R. Vaughan and N. Scott, "Super-resolution of pulsed multipath channels for delay spread characterization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 3, pp. 343–347, Mar. 1999.
- [40] A. Muqaibel, A. Safaai-Jazi, B. Woerner, and S. Riad, "UWB channel impulse response characterization using deconvolution techniques," in *Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'2002)*, vol. 3, Tulsa, OK, Aug. 2002, pp. III–605–8.