

Wideband Channel Sounding Simulation Tool and Sounding Sequences Evaluation

J. Marcos Leal B. Filho, Vicente A. de Sousa Jr., Danilo de S. Pena and Leonardo H. Gonsioroski

Abstract—This work presents the Base-Band Sounding Tool (BSOT), a wideband channel sounding simulator with different scenarios and configurations, providing the channel's characterization in terms of delay and Doppler spreading. BSOT follows COST 207 statistical channel model and the pulse compression technique with direct cross-correlation at the receiver. Besides its validation results, the paper presents a performance evaluation of 6 types of sounding sequences (Random, Kasami, Gold, m-Sequence, Zadoff-Chu and Golay), including a robustness evaluation with different lengths, sampling rates, and SNR values. The simulated outputs are coherent with the theoretical modeling, and the investigation of sounding sequences reveals a better sounding performance of Zadoff-Chu and Golay sequences.

Index Terms—Wideband Channel Sounding, Simulation, Sequences.

I. INTRODUÇÃO

A crescente demanda por altas taxas de transmissão vem requisitando cada vez mais o uso do canal banda larga. Contudo, a transmissão em banda larga está sujeita a uma maior degradação pelo canal sem fio. Isso ocorre pelo fato de o sinal, constituído por pulsos estreitos, se propagar por múltiplos caminhos, chegando ao receptor com diferentes atrasos, o que causa o espalhamento do sinal no tempo e, conseqüentemente, a seletividade em frequência. Outra causa da degradação do sinal transmitido é a mobilidade relativa entre transceptores e espalhadores de sinal presentes no canal, gerando desvios Doppler e, conseqüentemente, seletividade no tempo.

Nesse contexto, faz-se necessário ter conhecimento sobre o canal de propagação, de modo a desenvolver estratégias de mitigação da degradação do sinal de comunicação. Para esse fim, é essencial a realização da sondagem de canal, que permite, por meio da transmissão e recepção de um sinal conhecido, obter a resposta ao impulso do canal (CIR), da qual são extraídos os parâmetros de caracterização do canal, a exemplo do espalhamento do atraso, espalhamento Doppler, banda de coerência e tempo de coerência.

As técnicas de sondagem do canal banda larga podem ser classificadas em duas categorias principais: sondagem no domínio do tempo e sondagem no domínio da frequência. Enquanto na primeira, o sinal de sondagem recebido é analisado no tempo, na segunda utiliza-se o domínio

da frequência. A escolha da técnica de sondagem está relacionada ao tipo de canal (*indoor*, urbano, suburbano, urbano montanhoso, campestre) e ao objetivo da sondagem (caracterização dos espalhamentos do atraso, do Doppler e angular, realização em tempo real ou não). Para escolher adequadamente, é necessário conhecer as diversas técnicas de sondagem, suas vantagens e desvantagens. Um apanhado das técnicas existentes é apresentado em [1]–[3].

Com o objetivo de mensurar a realidade de implementação (empírica e simulada) das diferentes técnicas de sondagem do canal banda larga e ultra-larga e sua materialização em artigos científicos, foi realizada pelos autores uma pesquisa na base de dados da *Scopus*, no período de 2015 a 2020. Foram utilizadas as palavras-chave: (“*wideband*” ou “*wide band*” ou “*wide-band*” ou “*ultra-wideband*” ou “*UWB*”) e (“*sounding*” ou “*sounder*” ou “*channel measurement*” ou “*channel characterization*”), na busca por título, sendo encontradas 102 publicações, das quais foram selecionadas 59, contendo 63 implementações. Verificou-se que as técnicas mais implementadas foram a técnica de compressão de pulsos (domínio do tempo) e a técnica de varredura por espaçamento na frequência (domínio da frequência). Quanto ao tipo de caracterização do canal, a pesquisa evidenciou que a maior parte das implementações de sondagem realizaram apenas a caracterização do espalhamento do atraso (80%). Um dos motivos é a maior simplicidade do *setup* de medições. Já a caracterização do espalhamento Doppler é verificada em apenas 7% das implementações, para as quais são necessários *setups* mais rebuscados, com maiores taxas de amostragem e com recepção coerente, de maneira a obter as fases das componentes de multipercurso recebidas.

Contudo, a caracterização do espalhamento Doppler é essencial e vem sendo cada vez mais demandada pelas aplicações em cenários com mobilidade, a exemplo das comunicações V2X (*vehicle-to-everything*) e demais aplicações dos sistemas de quinta geração (5G). Essa necessidade é corroborada com o uso cada vez maior das faixas de frequências das ondas milimétricas, as quais sofrem de maior espalhamento Doppler. Por isso, a tendência é que os estudos e implementações nessa área cresçam.

Nesse sentido, uma ferramenta que auxilia significativamente nas pesquisas de caracterização de canal é o simulador de sondagem de canal. Sua grande vantagem é a realização das sondagens de canal de maneira rápida e prática, sem demandar exaustivas campanhas de medições, facilitando, assim, o desenvolvimento das aplicações do canal sem fio e o aperfeiçoamento das técnicas de sondagem em si. Além disso, o simulador de sondagem pode ser utilizado para avaliar as medições do canal real, por meio de análises

Os autores J. Marcos Leal B. Filho e Vicente A. de Sousa Jr. são da UFRN, Natal, RN, Brasil (e-mails: {jose.filho.048, vicente.sousa}@ufrn.edu.br). O autor Danilo de S. Pena é pesquisador do Sidia, Manaus, AM, Brasil (e-mail: danilo@dca.ufrn.br). O autor Leonardo H. Gonsioroski é da UEMA, São Luís, MA, Brasil (e-mail: gonsioroski@uema.br). Trabalho realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, Brasil (CAPES), Código de Financiamento 001.

comparativas entre os resultados das sondagens empíricas e simuladas.

Dessa forma, o presente trabalho apresenta como contribuição a implementação de um simulador de sondagem de canal banda larga, associado a uma ferramenta de caracterização de canal, com análise de ambos espalhamentos (atraso e Doppler) e comparação do desempenho de sondagem para diferentes sequências. São utilizadas 6 sequências de sondagem, com diferentes tamanhos, taxas de amostragem do canal e valores de relação sinal ruído (SNR) na recepção, de modo a identificar a melhor configuração de sondagem.

Este artigo está organizado como a seguir. Os trabalhos relacionados são discutidos na Seção II. O simulador de sondagem, suas especificações e principais modelos são apresentados na Seção III. Os resultados de validação do BSOT, a investigação sobre as sequências de sondagem e a análise de robustez com diferentes configurações são mostrados na Seção IV. Por fim, a Seção V, com as conclusões do trabalho.

II. TRABALHOS RELACIONADOS

Em [4], foi apresentado um simulador de sondagem por compressão de pulsos e correlação por filtro casado no receptor. Foram considerados canais *indoor*, utilizando o modelo estatístico Saleh-Valenzuela, e um modelo físico, determinístico, utilizando o método *Finite-Difference Time-Domain* (FDTD). Foi realizada apenas a caracterização do espalhamento do atraso do canal, tendo sido comparados os dados da simulação com medições reais e verificada uma subestimação pelo modelo Saleh-Valenzuela e uma sobre-estimação pelo método FDTD.

Em [5], foi apresentado um simulador de sondagem de canal, utilizando a compressão de pulsos com correlação deslizante no receptor e um modelo de canal baseado na estrutura *Tapped Delay-Line* (TDL). A pesquisa apresentou o passo-a-passo dos procedimentos para a caracterização temporal e espacial do canal, tendo sido obtidos os parâmetros de espalhamento do atraso, do Doppler e angular.

Em [6], foi implementado um simulador de sondagem por compressão de pulsos e correlação deslizante, utilizando os modelos de canal COST207 e ITU-R M.1225, para ambientes *outdoor* e *indoor*, respectivamente. Os resultados da pesquisa mostraram a influência do comprimento da sequência PN no processo de caracterização apenas do espalhamento do atraso, concluindo sobre a necessidade de tamanhos de sequência específicos, adequados para cada tipo de canal. Já em [7] foi implementado um simulador de sondagem por correlação deslizante para analisar a utilização de diferentes tipos de sequência PN, a exemplo das sequências não binárias e da sequência ternária de Ipatov.

Em [8], foram realizadas medições de canal e simulações comparativas, utilizando sinais OFDM modulados pelas sequências Zadoff-Chu, PN e aleatória. As simulações de sondagem foram implementadas em Matlab, tendo sido avaliados o RMSE (*Root Mean Square Error*) das respostas ao impulso e o PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) dos sinais de sondagem.

Em [9], foram efetuadas medições e simulações de sondagem de canal, utilizando a técnica de compressão de pulsos com correlação cruzada direta no receptor e transmissão de Sequência-m. O simulador foi implementado pela modelagem de traçado de raios, sendo obtidos e analisados os espalhamentos do atraso e angular.

Não foram encontrados na literatura trabalhos que tenham implementado um simulador de sondagem associado a uma ferramenta de caracterização de canal, com análise de ambos espalhamentos (atraso e Doppler) e que ao mesmo tempo tenham comparado o desempenho de sondagem para diferentes sequências.

III. Base-Band Sounding Tool

O simulador de sondagem de canal, batizado de *Base-Band Sounding Tool* (BSOT) [10], disponível em <https://github.com/vicentesousa/BSOT>, foi desenvolvido em banda base, utilizando a linguagem de programação do Matlab. Seu funcionamento é ilustrado no fluxograma da Fig. 1.

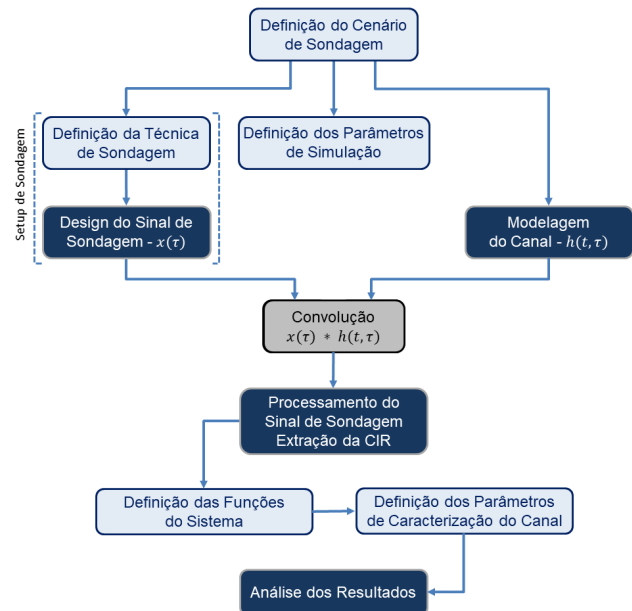


Fig. 1. Fluxograma do BSOT.

A escolha do modelo de canal está associada ao objetivo do estudo. Se o intuito é avaliar a implantação de um sistema de comunicação em um local específico, geralmente utiliza-se de modelos de canais determinísticos, especificamente para o canal em análise. Em outro caso, se o objetivo é estudar e aprimorar técnicas de sondagem para um determinado tipo de canal, considerando suas características genéricas, é interessante utilizar modelos estatísticos formulados com dados empíricos. Também podem ser utilizados modelos híbridos, com parte da modelagem determinística e parte estatística [11].

A escolha do *setup* de sondagem envolve o tipo de técnica a ser utilizada e a modelagem do sinal de sondagem. A técnica é selecionada de modo a atender os parâmetros de sondagem do canal alvo da investigação. Por exemplo, a faixa dinâmica determina o alcance da sondagem, permitindo ou

não a sondagem em ambientes *outdoor*. Outro parâmetro a ser considerado é a resolução de desvio Doppler, que define a capacidade da técnica de sondar ambientes com mobilidade. Definida a técnica, é então modelado o sinal de sondagem, com suas especificidades de frequência da portadora, largura de banda, largura de pulso e período, ou comprimento. São também especificados os parâmetros de simulação da sondagem: tempo de sondagem, taxa de amostragem do canal, relação sinal ruído (SNR) e quantidade de repetições de Monte Carlo.

Definidos o modelo de canal, o sinal de sondagem e os parâmetros de simulação, a próxima etapa do simulador é propagação do sinal de sondagem pelo canal, que é implementada pela convolução entre o sinal e a resposta ao impulso do canal modelo [12]. Após isso, é realizado o processamento do sinal recebido, seja por filtro casado, correlação cruzada ou outro método, de modo a obter a resposta ao impulso do canal variante no tempo.

Em seguida, a partir da resposta ao impulso do canal estimada na sondagem, denominada por Bello de *Input Delay Spread Function* [13], são implementadas as funções *Delay-Doppler Spread Function*, *Scattering Function*, *Power Delay Profile* e *Doppler Power Density Spectrum*, sendo, por fim, calculados os parâmetros de caracterização do canal: espalhamento do atraso RMS e espalhamento Doppler RMS.

Ao final, o BSOT é avaliado por meio de análises comparativas entre os resultados obtidos na sondagem (parâmetros de caracterização do canal) e os resultados esperados, de acordo com o modelo de canal adotado.

As principais especificações do simulador são apresentadas na Tabela I e explicadas com mais detalhes a seguir.

TABELA I
ESPECIFICAÇÕES DO SIMULADOR DE SONDADEM DE
CANAL PROPOSTO.

Canal de Propagação	
Modelo de Canal	Taped Delay Line - COST 207
Tipo de Canal	Urbano Montanhoso
Velocidade da Estação Móvel	20 m/s
Setup de Sondagem	
Técnica de Sondagem	Compressão de Pulsos, Correlação Cruzada Direta
Frequência da Portadora	700 MHz
Largura de Banda	20 MHz
Sinal de Sondagem	Sequências: Golay, Zadoff-Chu, Sequência-m, Gold, Kasami, Aleatória
Comprimento das Sequências	N = 1023 / 511 / 255 chips
Parâmetros de Sondagem	
Faixa Dinâmica	65,2 dB, para: SNR = 40 dB, N=1024, 500 amostras (Seq. Golay)
Resolução de Máximo Espalhamento do Atraso	10,00 μ s
Resolução de Multipercursos	0,05 μ s
Resolução em Frequência Doppler	0,75 Hz
Resolução de Desvio Doppler	186,67 Hz
Parâmetros de Simulação	
Tempo Total de Sondagem	1,34 s
Taxa de Amostragem	373,33 / 186,67
Quantidade de Amostras	500 / 250 / 125 / 63
SNR	-20 a 40 dB (Passos de 5 dB)
Nº Repetições de Monte Carlo	100

A. Modelagem do Canal de Propagação

Para modelar o canal urbano montanhoso, foi utilizado o modelo COST 207 [14], que é estatístico, padronizado e baseado em extensivas campanhas de medição. O projeto COST 207 disponibiliza os parâmetros de medições realizadas em quatro tipos de ambientes: urbano típico, urbano montanhoso, rural e montanhoso. Para implementar o canal proposto, adotou-se a estratégia *Tapped Delay-Line* (TDL), cuja formulação matemática é apresentada em [15] e na Fig. 2, sendo utilizados os parâmetros mostrados na Tabela II [14]. Nessa modelagem, o canal é considerado estacionário no sentido amplo, com espalhadores descorrelacionados.

TABELA II
PARÂMETROS DO MODELO DE CANAL COST 207,
CENÁRIO URBANO MONTANHOSO.

Nº Tap	Atraso (μ s)	Potência (dB)	Doppler	Esp. Atraso RMS
1	0,0	-7	CLASS	2.5 μ s
2	0,2	-3	CLASS	
3	0,4	-1	CLASS	
4	0,8	0	GAUS1	
5	1,6	-2	GAUS1	
6	2,2	-6	GAUS2	
7	3,2	-7	GAUS2	
8	5,0	-1	GAUS2	
9	6,0	-2	GAUS2	
10	7,2	-7	GAUS2	
11	8,2	-10	GAUS2	
12	10,0	-15	GAUS2	

A implementação por TDL é feita por meio da geração de diferentes perfis de canais de propagação não seletivos em frequência (*flat channels*), independentes entre si e com potência média unitária. Cada perfil ($h_n(t)$) representa um caminho de propagação percorrido por uma componente do sinal transmitido ($x(t)$), sendo pesado por um valor de potência média recebida (P_n) e estando a ele associado um valor de atraso de chegada (τ_n), como ilustra a Fig. 2.

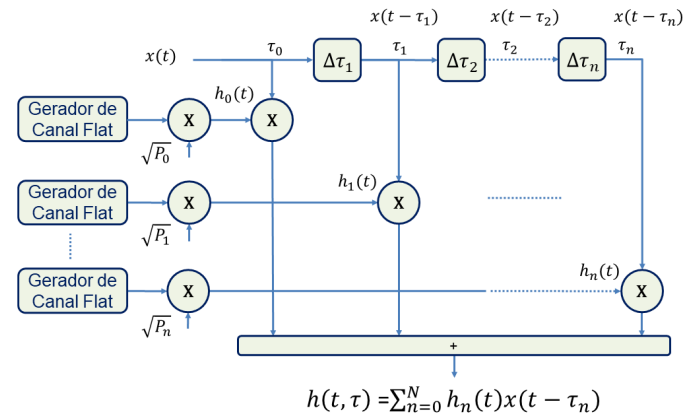


Fig. 2. Modelagem por *Tapped Delay Line*.

São utilizados 12 *taps*, com seus respectivos espectros Doppler associados e valores de atraso e de potência de recepção. Segundo [12], considerando o trabalho desenvolvido por [16], a quantidade de 12 *taps* é suficiente e garante alta acurácia para a modelagem do canal. Para gerar os perfis de canal *flat* com espalhamento Doppler, foi implementado

o modelo *Filtered White Gaussian Noise* (FWGN), um dos mais utilizados para a modelagem de canais *outdoor* [15]. Ele se configura pela filtragem entre o ruído branco gaussiano e um filtro com resposta em frequência que define o espectro Doppler de cada perfil de propagação, como mostra o esquema da Fig. 3 a). A implementação é realizada em dois ramos, de modo a obter a resposta ao impulso complexa. No esquema proposto, a filtragem é realizada na frequência e em seguida é calculada a IFFT de cada ramo, sendo um deles defasado em $-\frac{\pi}{2}$. A soma dos resultados gera a resposta ao impulso complexa do canal, apresentando magnitudes com distribuição Rayleigh.

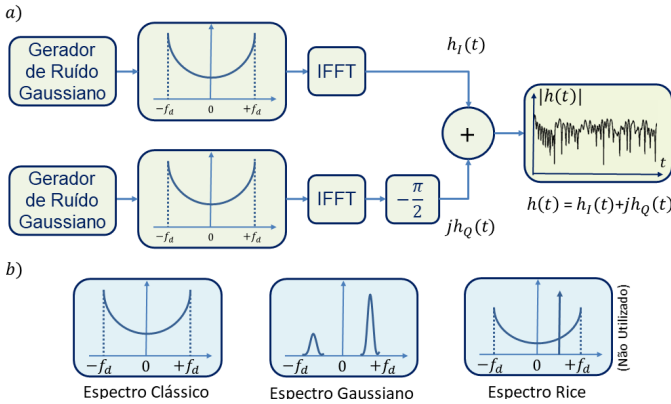


Fig. 3. Geração de Canal Flat por FWGN.

A Fig. 3 b) mostra 3 possibilidades de filtros para uso no modelo FWGN. No modelo de canal escolhido, foram utilizados o filtro com o espectro clássico (CLASS) de Clarke/Jakes [17], [18], que considera a distribuição uniforme (de 0 a 2π) dos espalhadores presentes no canal, entorno da estação receptora, e os filtros com espectro gaussiano (GAUS1/GAUS2), como mostra a Tabela II. Essa configuração define que os espalhadores mais próximos da estação receptora (menor atraso) encontram-se uniformemente distribuídos ao seu redor e os mais afastados localizam-se em diferentes configurações conforme especificações dos filtros gaussianos.

Considera-se uma velocidade relativa máxima de 20 m/s (76 km/h) entre os transceptores e os espalhadores presentes no canal. Essa configuração foi escolhida tendo em vista a grande presença de espalhadores (montanhas / cenário urbano) e uma velocidade típica para automóveis em perímetros urbanos, nas vias de maior velocidade (até 80 km/h), de modo a propiciar considerável espalhamento no domínio do atraso e do Doppler, respectivamente. O objetivo é realizar a simulação com relevante criticidade em termos de degradação do sinal pelo canal de propagação.

Nas Figs. 4 a), b), c) e d) são apresentados, respectivamente, os perfis de variação temporal dos canais *flat* gerados para cada *tap*, seus espectros Doppler, o modelo resultante de resposta ao impulso do canal variante no tempo e a *delay-Doppler spread function*, definida em função dos valores de desvio Doppler e tempo de atraso das componentes de multipercursos.

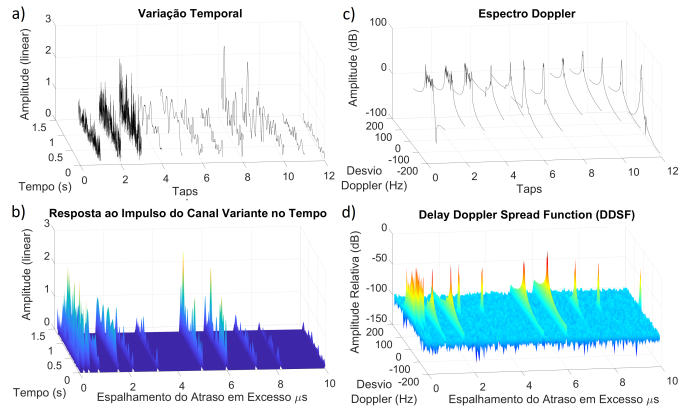


Fig. 4. Resposta ao Impulso do Canal Variante no Tempo Gerada por TDL.

B. Setup de Sondagem e Simulação

A escolha da técnica de sondagem está associada ao tipo de canal. Para o cenário proposto, verificou-se que a técnica de compressão de pulsos com a correlação cruzada direta no receptor (correlação cruzada realizada em *software*) [2] seria a mais adequada, pois permite longo alcance e uma boa resolução de desvio Doppler, sendo possível a realização da sondagem em tempo real. O simulador implementa exclusivamente a referida técnica, que atende à sondagem tanto de canais *indoor* quanto *outdoor*.

A sondagem do canal é realizada periodicamente. Para cada instante de tempo de amostragem (t), obtém-se um perfil de resposta ao impulso do canal invariante no tempo ($h(\tau)$) estimada, constituída pelas componentes de multipercursos recebidas com diferente atrasos. A composição dos perfis de CIR ao longo do tempo resulta na resposta ao impulso do canal variante no tempo ($h(t, \tau)$) estimada, como mostrado na Fig. 5.

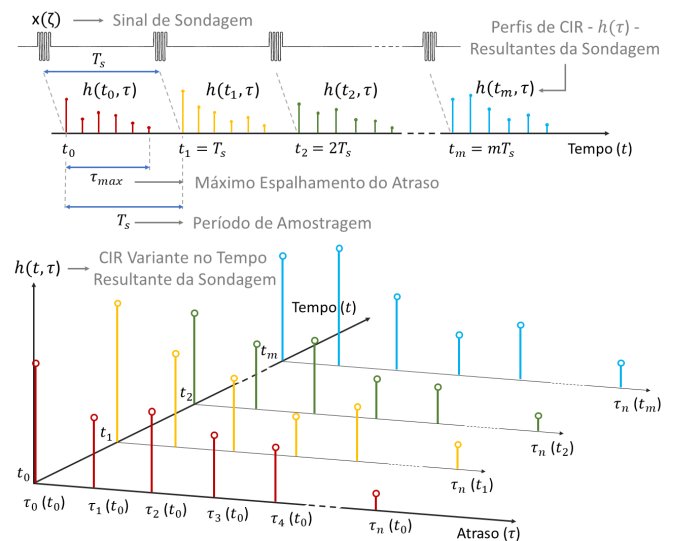


Fig. 5. Esquema de Sondagem para Composição da Resposta ao Impulso do Canal Variante no Tempo.

A Fig. 6 apresenta o ciclo de simulação de sondagem, para a obtenção dos perfis de CIRs estimadas a cada instante de

tempo, utilizando a técnica proposta.

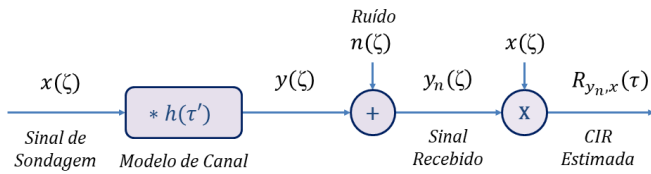


Fig. 6. Esquema da Simulação de Sondagem Utilizando a Técnica de Compressão de Pulsos com Correlação Cruzada Direta.

A simulação é realizada por meio da convolução do sinal de sondagem ($x(\zeta)$) com o perfil de resposta ao impulso do modelo de canal ($h(\tau')$) correspondente ao respectivo instante de tempo. Em seguida, é utilizado o modelo AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), considerando valores predefinidos de SNR, de maneira a modelar o ruído térmico ($n(\zeta)$) presente na recepção. Após a adição do ruído, é finalmente realizada a correlação cruzada do sinal recebido ($y_n(\zeta)$) com uma cópia do sinal transmitido, de modo a obter a resposta ao impulso do canal estimada no correspondente instante de amostragem.

A modelagem matemática é dada por (1), (2) e (3).

$$y(\zeta) = \int h(\tau')x(\zeta - \tau')d\tau', \quad (1)$$

$$y_n(\zeta) = \int h(\tau')x(\zeta - \tau')d\tau' + n(\zeta) \quad e \quad (2)$$

$$R_{y_n,x}(\tau) = E[y_n(\zeta)x^*(\zeta - \tau)]. \quad (3)$$

Substituindo-se (2) em (3), tem-se:

$$\begin{aligned} R_{y_n,x}(\tau) &= E[(\int h(\tau')x(\zeta - \tau')d\tau' + n(\zeta))x^*(\zeta - \tau)] = \\ &= E[\int h(\tau')x(\zeta - \tau')x^*(\zeta - \tau)d\tau' + n(\zeta)x^*(\zeta - \tau)] = \\ &= \int h(\tau')E[x(\zeta - \tau')x^*(\zeta - \tau)]d\tau' + E[n(\zeta)x^*(\zeta - \tau)] = \\ &= \int h(\tau')R_{x,x}(\tau - \tau')d\tau'' + R_{n,x}(\tau) = \\ &= h(\tau) * R_{x,x}(\tau) + R_{n,x}(\tau). \end{aligned} \quad (4)$$

Dessa forma, obtém-se a resposta ao impulso do canal convoluída pela função de autocorrelação do sinal de sondagem, acrescida do valor da correlação cruzada entre o ruído e o sinal de sondagem. Isso mostra que quanto melhor for a propriedade de autocorrelação do sinal transmitido (maior proximidade com um impulso ideal), melhor será a estimativa da resposta ao impulso do canal, uma vez que a convolução de um impulso ideal com qualquer função, retorna a própria função. Além disso, como esperado, quanto maior for a SNR na recepção, menor o erro de estimativa da CIR.

Na recepção, foi utilizada a correlação cruzada circular, que se faz necessária à recepção adequada das sequências utilizadas como sinal de sondagem. Tais sequências são apresentadas a seguir.

C. Sinais de Sondagem

A frequência da portadora (700 MHz) e a largura de banda (20 MHz) do sinal de sondagem foram definidas para atender ao caso de uso real dessa faixa de frequência prevista para as comunicações móveis do 5G no Brasil, conforme proposta de edital de licitação aprovada pelo Conselho Diretor da Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel), em 06 de fevereiro de 2020. O simulador opera em banda base, porém a especificação da frequência da portadora é necessária para calcular o máximo desvio Doppler (46,67 Hz) e a taxa de amostragem do canal, que deve ser igual ou maior que duas vezes o valor do máximo desvio Doppler, segundo o teorema da amostragem de Nyquist-Shannon [19].

Foram utilizadas seis sequências para a realização das sondagens: Aleatória, Sequência-m, Kasami, Gold, Zadoff-Chu (ZC) e Golay. A utilização dessas sequências tem duas finalidades principais: confirmar a operacionalidade do simulador BSOT para diferentes configurações e verificar qual delas apresenta maior eficácia na sondagem do canal proposto.

A sequência aleatória foi gerada utilizando valores binários com distribuição uniforme. Sua função de autocorrelação apresenta um pulso bem definido de amplitude igual a N (tamanho da sequência) e lóbulos secundários com amplitudes variando em torno de zero. A função de autocorrelação da sequência aleatória e das demais sequências são mostradas na Fig. 7, todas normalizadas por N .

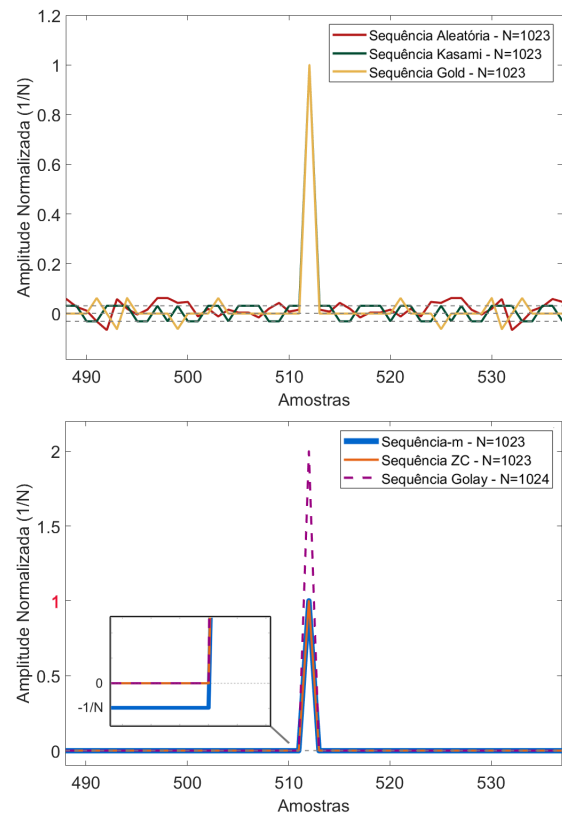


Fig. 7. Funções de Autocorrelação das Sequências de Sondagem.

A sequência-m, que faz parte do grupo das sequências PN, foi implementada utilizando o esquema do registrador de deslocamento com realimentação de acordo com [20]. Sua

lógica de geração é baseada em polinômios de ordem m , em que m é o número de estágios do registrador e N é o comprimento máximo da sequência, dado por $N = 2^m - 1$. A sequência- m possui excelente propriedade de autocorrelação, possuindo um pulso bem definido com amplitude igual a N e os demais valores da função de autocorrelação constantes, iguais a -1 , ou $-1/N$, considerando a função normalizada. Contudo, esse valor, sendo diferente de zero, faz com que haja uma limitação na faixa dinâmica do sinal recebido, conforme (5):

$$D_r = 20 \log_{10}(A), \quad (5)$$

em que D_r é a faixa dinâmica em dB e A é a máxima amplitude normalizada do lóbulo secundário. Considerando, por exemplo, uma sequência com 1023 *chips*, tem-se a faixa dinâmica de 60,2 dB, para uma transmissão ideal, sem ruído. Devido a sua excelente propriedade de autocorrelação, as sequências- m vêm sendo utilizadas em diversos sistemas de comunicações, como em [21], [22].

As sequências Kasami e Gold também são do tipo PN, sendo geradas pela combinação de mais de uma sequência- m [23], [24]. Suas funções de autocorrelação também apresentam pulsos bem definidos, porém, assim como a sequência aleatória, seus lóbulos secundários são formados por oscilações. Essas sequências são bastante adequadas aos sistemas de comunicação CDMA [25], [26], contudo apresentam menor faixa dinâmica e conseqüentemente, menor desempenho em termos de SNR, quando comparadas às sequências- m .

No que diz respeito à sequência Zadoff-Chu (ZC), também conhecida como Frank-Zadoff-Chu, essa faz parte do grupo de sequências polifásicas [27], sendo constituída por valores complexos com módulo constante e igual a 1. Sua formulação é definida em [28]. Seu grande diferencial é que sua função de autocorrelação é considerada “perfeita”, possuindo o pico de correlação com valor máximo igual a N e os demais valores iguais a zero. Isso faz com que sua faixa dinâmica seja teoricamente infinita, na ausência de ruídos. Esse tipo sequência é conhecida como *Constant Amplitude Zero AutoCorrelation waveform* (CAZAC), sendo bastante utilizada em aplicações de telecomunicações, a exemplo dos sistemas 4G [22]. Ela é usada como sinal de sincronismo, *Reference Signals* (RS), ou como sinais de referência de sondagem, *Sounding Reference Signals*.

Assim como a ZC, a sequência Golay apresenta uma função de autocorrelação “perfeita”, o que proporciona melhor desempenho para ambas, em termos de SNR, em comparação com as Sequências- m [29], [30]. Porém, a sequência Golay tem um diferencial em relação à ZC: seu pulso de autocorrelação apresenta o dobro da amplitude. Isso porque a sondagem com esse tipo de sequência é realizada por um par de sequências Golay (A e B), consideradas complementares. As funções de autocorrelação dessas sequências são constituídas de valores simétricos entre si, com exceção da amplitude do pulso. Dessa forma, somando-se as funções, obtém-se uma função com o dobro da

amplitude do pulso e com os demais valores zerados. O par de sequências Golay foi implementado como descrito em [31].

Esse ganho de 3 dB na faixa dinâmica de recepção traz um grande diferencial, principalmente para os contextos com elevada degradação da amplitude do sinal, a exemplo das sondagens e aplicações que utilizam ondas milimétricas. Por outro lado, a caracterização com esse tipo de sequência requisita o dobro de tempo, pois são realizadas duas sondagens sequenciadas do canal, uma por cada sequência do par. As sequências Golay vêm sendo utilizadas em aplicações recentes, a exemplo do sistema Wi-Fi 802.11ad.

As sequências implementadas foram moduladas em BPSK, com exceção da sequência ZC, constituída por valores complexos não binários. Além disso, foram adotados três tamanhos de sequências: 255, 511 e 1023 *chips*, correspondentes a 12,8 μs , 25,6 μs e 51,2 μs , respectivamente, todas com duração maior que o máximo espalhamento do atraso previsto pelo modelo de canal (10,0 μs). Os respectivos tamanhos foram definidos considerando a periodicidade das sequências PN (sequência- m , Gold e Kasami). Exclusivamente para a sequência Golay, foram utilizados os tamanhos em potência de dois (256, 512, 1024), devido a características intrínsecas a sua geração. Contudo, essa diferença não influi significativamente nas condições de comparação.

D. Parâmetros de Sondagem

Os principais parâmetros de sondagem estão especificados na Tabela I. A faixa dinâmica do *setup* de sondagem é definida pela razão entre a amplitude de pico do sinal recebido e o máximo pico do ruído. Ela está diretamente ligada a dois fatores: à faixa dinâmica teórica da sequência de sondagem, dada por (5), e à SNR verificada na recepção do sinal. Para cada SNR, tamanho e tipo de sequência são obtidos diferentes valores de faixa dinâmica. Por exemplo, para a sequência Golay, foi obtida a faixa dinâmica de 65,2 dB, considerando a SNR de 40 dB, tamanho da sequência de 1024 *chips* e 500 amostras do canal.

A resolução de máximo espalhamento do atraso é definida em 10 μs , tempo de recepção da última componente de multipercurso do canal. A resolução de multipercurso, por outro lado, é dada pela largura de *chip* das sequências de sondagem, cujo valor é de 0,05 μs . Já a resolução em frequência Doppler tem o valor de 0,75 Hz, sendo calculada pelo inverso do tempo total de sondagem (1,34 s).

A resolução de desvio Doppler corresponde à metade da taxa de amostragem do sistema de sondagem. Assim, seu valor é de 186,67 Hz, o que satisfaz à perspectiva de sondagem do modelo de canal proposto, para o qual calcula-se o máximo desvio Doppler de 46,67 Hz.

E. Parâmetros de Simulação

Para o canal alvo do estudo e o *setup* de sondagem proposto neste artigo, foram definidos os parâmetros de simulação apresentados na Tabela I. Foram realizadas simulações com diferentes valores de taxa de amostragem (cada amostra corresponde a um perfil de CIR), com o intuito de se avaliar o efeito nos resultados da sondagem, tendo sido adotado um

dos valores (47,04 Hz) abaixo da taxa mínima (93,33 Hz) prevista para caracterização adequada do Doppler. A maior taxa de amostragem utilizada (373,33 Hz) está abaixo do limite de 100 kHz. Esse limite é calculado de modo que o tempo entre duas sondagens do canal (T_s sendo o inverso da taxa de amostragem) seja maior que o máximo espalhamento do atraso ($\tau_{max} = 10 \mu s$), para que não haja perda de componentes de multipercurso, como mostra a Fig. 5. Além disso, na prática, a taxa de amostragem do canal é limitada pela capacidade dos conversores analógico-digital. O tempo total de sondagem foi de 1,34 s, sendo, portanto, obtidas diferentes quantidades de amostras do canal, para cada taxa de amostragem.

Além disso, as simulações foram realizadas para diferentes valores de SNR, de -20 a 40 dB, em passos de 5 dB, tendo por objetivo avaliar o resultado da estimativa da CIR em diferentes níveis de ruído na recepção. Por fim, foram realizadas 100 repetições de Monte Carlo para cada configuração de simulação. Considerando os 6 tipos de sequências utilizadas, com 3 tamanhos diferentes cada uma, 13 valores de SNR, 500 amostras por simulação e 100 repetições de Monte Carlo, totalizam-se 11,7 milhões de sondagens do canal invariante no tempo e 23,4 mil sondagens do canal variante no tempo.

IV. RESULTADOS E DISCUSSÕES

A. Resultados de Validação: CIR Estimada

A estimação da CIR está sujeita a erros intrínsecos associados ao processo de sondagem, como mostrado em (4), seja relativo às características da função de autocorrelação do sinal de sondagem (distintas de um impulso ideal), ou devido ao ruído presente na recepção. Para avaliar os resultados obtidos nas simulações de sondagem, foi calculada a Raiz do Erro Médio Quadrático (RMSE) entre a resposta ao impulso do modelo de canal e as CIRs obtidas nas sondagens com as seis sequências utilizadas. Na Fig. 8, encontram-se os valores de RMSE calculados para os diferentes valores de SNR, considerando o tamanho das sequências de 1023/1024 *chips*, taxa de amostragem do canal de 373,33 Hz e 100 repetições de Monte Carlo. Esse é o conjunto de configurações padrão adotado nas simulações.

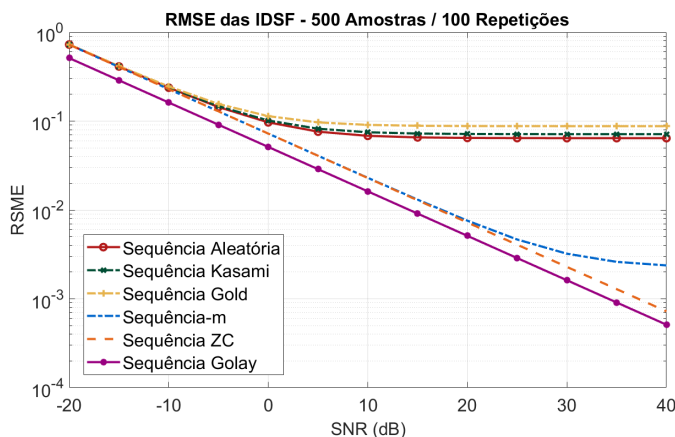


Fig. 8. Raiz do Erro Médio Quadrático das CIRs obtidas com o BSOT.

Os resultados mostram-se coerentes com a modelagem matemática apresentada em (4). Observa-se que os valores de RMSE diminuem com o aumento da SNR para todas as sequências. Além disso, ocorrem pisos de erro para valores de SNR acima de 10 dB, no caso das sequências aleatória, Kasami e Gold, e acima de 40 dB para a sequência-m. Esse fenômeno está relacionado à presença de lóbulos secundários na função de autocorrelação dessas sequências, como mostra a Fig. 7.

As sequências aleatória, Kasami e Gold apresentam resultados próximos entre si, devido às suas características similares de autocorrelação. O desempenho da sequência aleatória, em termos de SNR, aproxima-se do desempenho das sequências Kasami e Gold quando são considerados longos comprimentos [32]. Já as sequências Zadoff-Chu e Golay não apresentam lóbulos secundários, o que justifica os melhores desempenhos na sondagem e confirma a coerência dos resultados apresentados pelo BSOT com a teoria. A ausência de lóbulos secundários, faz com que a faixa dinâmica seja teoricamente infinita ou proporcional à SNR, quando considerada a presença de ruído na recepção. Porém, na prática, os resultados não são ideais, pois, além dos ruídos, existem erros numéricos associados aos cálculos realizados na modelagem da simulação.

A Tabela III mostra os valores RMSE para as simulações realizadas com e sem adição de ruído. É interessante observar que, sem ruído, os erros de sondagem para as sequências Zadoff-Chu e Golay são da ordem de 10^{-13} e 10^{-17} , valores associados aos erros numéricos. Isso significa que a resposta ao impulso do canal foi estimada “idealmente”, como prevê a teoria.

Contudo, apesar de as sequências Golay e ZC apresentarem funções de autocorrelação com o mesmo perfil, sem lóbulos secundários, elas apresentam valores de RMSE com diferentes ordens de grandeza. O principal motivo é o fato de a sequência Golay ser mais robusta aos erros numéricos gerados pelos cálculos de correlação cruzada efetuados na recepção, a exemplo do *zero padding* realizado na correlação cruzada circular. Essa maior robustez se constitui devido ao fato de os erros tornarem-se simétricos, em virtude da propriedade de complementariedade das sequências Golay. Os erros são eliminados pela soma das CIRs estimadas por cada sequência.

TABELA III
RAIZ DO ERRO MÉDIO QUADRÁTICO DAS CIRs COM E SEM ADIÇÃO DE RUÍDO.

Sequência	SNR=0 dB	SNR=40 dB	Sem Ruído
Aleatória	0,97.10 ⁻¹	6,43.10 ⁻²	6,43.10 ⁻²
Kasami	1,02.10 ⁻¹	7,13.10 ⁻²	7,13.10 ⁻²
Gold	1,14.10 ⁻¹	8,77.10 ⁻²	8,77.10 ⁻²
Sequência-m	7,23.10 ⁻²	2,38.10 ⁻³	1,91.10 ⁻³
ZC	7,23.10 ⁻²	7,23.10 ⁻⁴	2,54.10 ⁻¹³
Golay	5,12.10 ⁻²	5,12.10 ⁻⁴	7,17.10 ⁻¹⁷

Outro resultado observado, que confirma a modelagem matemática prevista, refere-se ao ganho de 3 dB associado à sondagem com as sequências Golay, em relação à sondagem com a sequência ZC.

B. Parâmetros de Caracterização do Canal e Estudo das Sequências de Sondagem

Para cada resposta ao impulso estimada pela sondagem, foram calculados o *Power Delay Profile* (PDP) e o *Doppler Power Density Spectrum* (DopPDS) médios. E, a partir dessas funções, foram calculados os valores médios de espalhamento do atraso RMS e de espalhamento Doppler RMS, considerando 100 repetições de Monte Carlo. Os resultados são apresentados na Fig. 9.

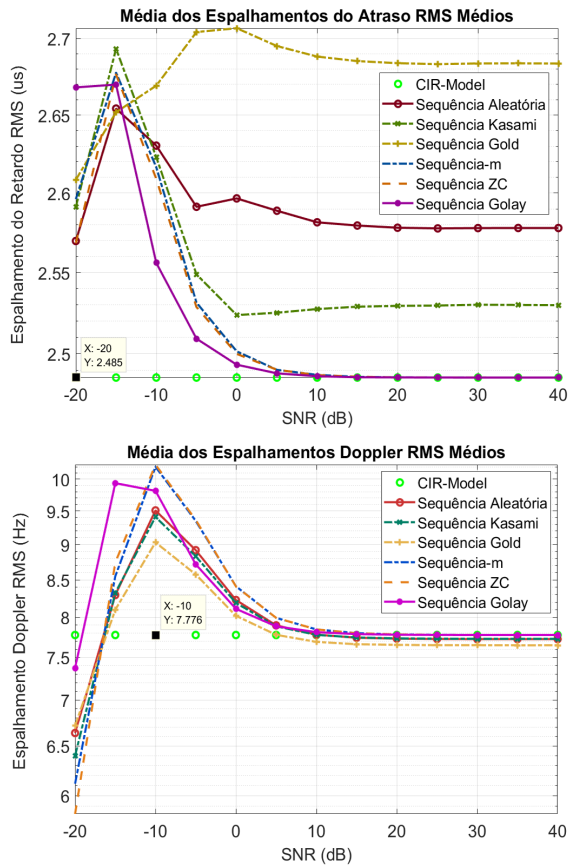


Fig. 9. Média dos Espalhamentos do Atraso e do Doppler RMS Médios.

O valor médio do espalhamento do atraso RMS obtido para o modelo de canal foi de $2,485 \mu s$, confirmando a sua adequada implementação, uma vez que o valor previsto é de $2,5 \mu s$, com uma tolerância de $0,2 \mu s$, conforme especificação definida em [14]. Em geral, os resultados mostram que os valores dos espalhamentos do atraso e do Doppler (RMS) aumentam com a diminuição da SNR, considerando a faixa de valores acima de -15 dB e -10 dB , respectivamente. Isso se deve à contabilização indevida de componentes de ruído. Contudo, para as faixas abaixo das referidas SNRs, ocorre uma queda brusca dos valores. Esse fato se justifica pela perda de componentes válidas em ambas funções (PDP e DopPDS), devido ao nível de ruído ter ultrapassado o valor de amplitude das componentes, como mostra a Fig. 10. Para se definir as componentes válidas, foi implementado um limiar de detecção automatizado, baseado na média e na variância do ruído, como proposto em [33].

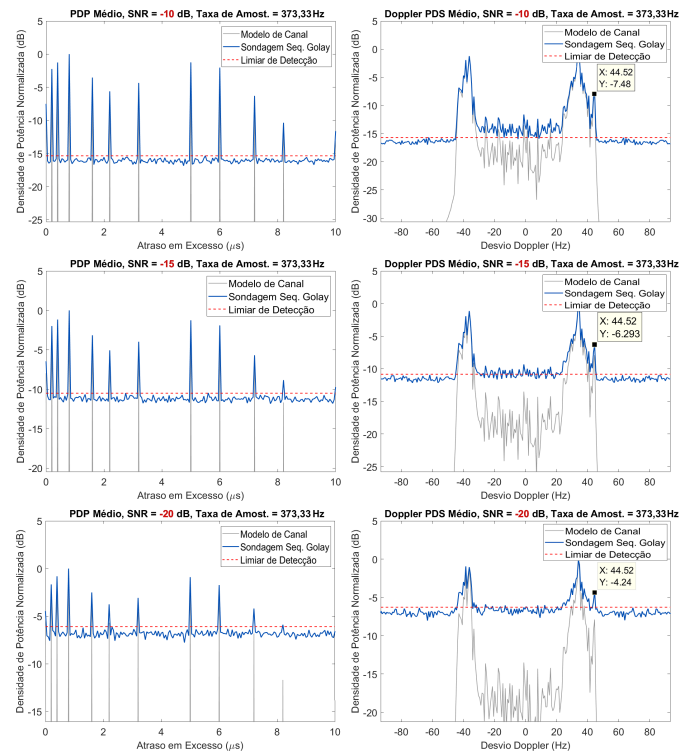


Fig. 10. PDP e DopPDS Médios para a Sondagem com a Sequência Golay.

Observa-se também, a partir da Fig. 10, que o espectro de densidade de potência Doppler sofre maior degradação por perdas de componentes válidas, do que o perfil de atraso de potência. Esse fato é confirmado pela Fig. 9, que mostra uma maior variação dos valores de espalhamento Doppler RMS, entorno de 4 Hz , variando aproximadamente entre 6 e 10 Hz , enquanto que a faixa de variação do espalhamento do atraso RMS é da ordem de $0,2 \mu s$.

Para melhor avaliar os resultados das sondagens, foram calculados os RMSE entre os valores dos parâmetros de espalhamento obtidos nas sondagens e aqueles previstos para o modelo de canal, conforme mostra a Fig. 11.

Verifica-se que há uma maior diferenciação de desempenho entre as sequências de sondagem para as faixas de SNR acima de -15 dB e 10 dB , para os espalhamentos do atraso e do Doppler RMS, respectivamente, confirmando mais uma vez que a caracterização do espalhamento Doppler é mais sensível à presença de ruído. A sequência Golay foi a que apresentou melhor desempenho em ambas perspectivas de caracterização, porém, na caracterização do espalhamento Doppler, diferencia-se das demais apenas para valores de SNR acima de 10 dB .

C. Análise de Robustez para Diferentes Configurações

Com o propósito de avaliar a robustez da sondagem com a sequência Golay, foram realizadas sondagens para diferentes tamanhos de sequências e taxas de amostragem.

A Fig. 12 apresenta os valores de RMSE para ambos espalhamentos, considerando diferentes tamanhos para a sequência de sondagem.

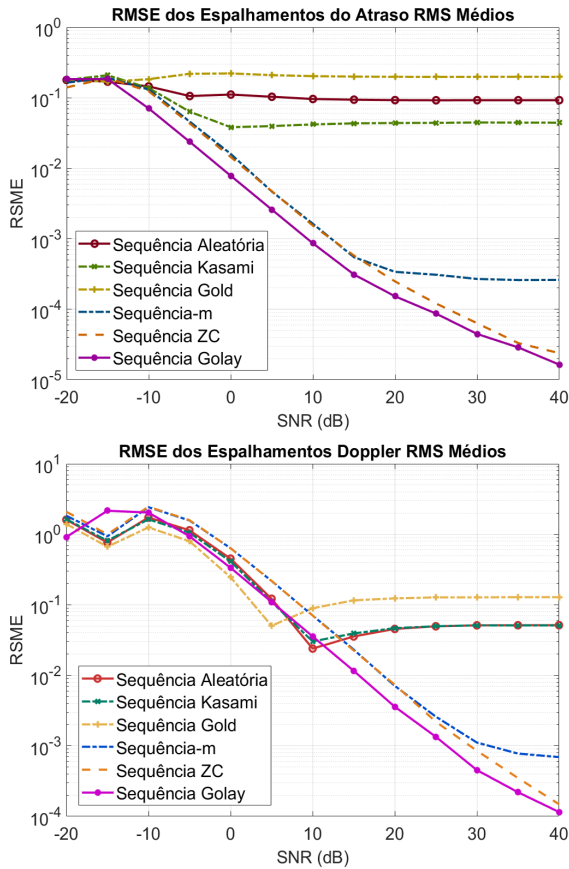


Fig. 11. RMSE dos Espalhamentos do Atraso e do Doppler RMS Médios.

Os gráficos mostram que os erros são menores quanto maior for o tamanho da sequência, havendo uma diferença de aproximadamente 3 dB entre as curvas quando dobra-se o tamanho da sequência. Esse resultado se deve a amplitude do pulso de autocorrelação, que tem o mesmo valor do tamanho da sequência. Assim, dobrando-se a amplitude do pulso, tem-se um aumento na faixa dinâmica e, conseqüentemente, um ganho de 3 dB na SNR.

Quando às sondagens utilizando taxas de amostragens diferentes, os resultados são apresentados na Fig. 13.

Observa-se em ambos gráficos de espalhamento RMS que há uma diminuição do RMSE com o aumento da taxa de amostragem do canal. Isso se dá por dois motivos que são relacionados. Primeiro, uma maior quantidade de amostras do canal produz uma maior aproximação da real resposta ao impulso do canal. Segundo, quando aumenta-se a quantidade de respostas ao impulso integradas no tempo para gerar o PDP médio, diminui-se a variância do ruído e, conseqüentemente, eleva-se a SNR. Isso porque a integração é normalizada pelo número de amostras do canal, fazendo com que as amplitudes das componentes do PDP permaneçam aproximadamente constantes e as amplitudes do ruído cancelem-se entre si, por serem decorrelacionadas.

Esse fenômeno pode ser demonstrado matematicamente como a seguir. Considerando N sinais $n_i(t)$, constituídos apenas por ruído aleatório, de média zero, a variância da média desses

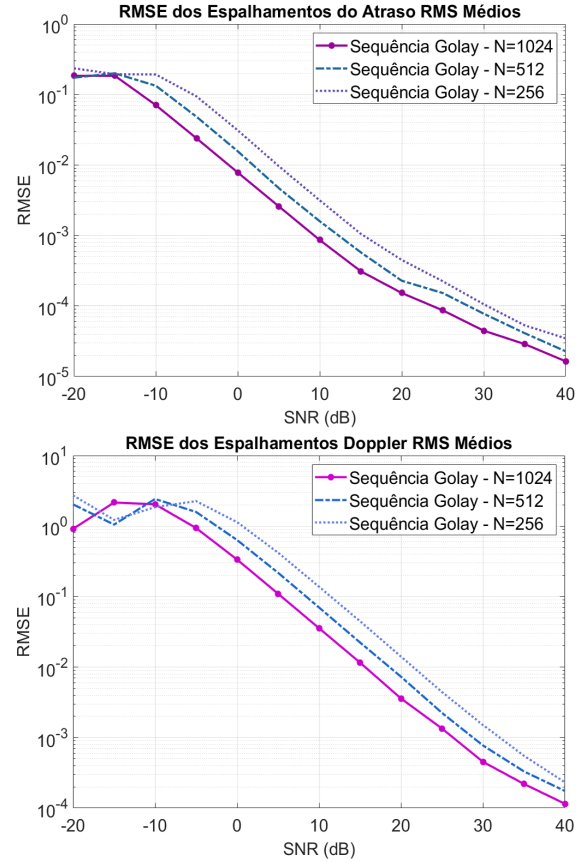


Fig. 12. RMSE dos Espalhamentos do Atraso e do Doppler RMS Médios para Diferentes Tamanhos da Sequência de Sondagem.

sinais é dada por:

$$\begin{aligned} \text{Var}(\bar{n}(t)) &= \text{Var}\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N n_i(t)\right) = \frac{1}{N^2} \text{Var}\left(\sum_{i=1}^N n_i(t)\right) \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \text{Var}(n_i(t)) = \frac{1}{N^2} N \sigma^2 = \frac{1}{N} \sigma^2, \end{aligned} \quad (6)$$

em que σ^2 é a variância do ruído. Dessa forma, verifica-se que a variância da média de N sinais de ruído é igual à variância (potência) do ruído dividido por N , sendo a amplitude do ruído reduzida por um fator de \sqrt{N} [34].

Observa-se ainda na Fig. 13, com relação à caracterização do espalhamento Doppler RMS, que a curva de RMSE referente à taxa de 47,04 Hz se destaca, mantendo o erro elevado e praticamente constante. Isso ocorre para taxas abaixo da frequência de Nyquist, correspondente a duas vezes o máximo desvio Doppler ($2 \times 46,67 \text{ Hz} = 93,33 \text{ Hz}$). Além disso, há uma distância considerável entre as curvas para diferentes taxas de amostragem, o que não ocorre de forma tão significativa para os valores de RMSE do espalhamento do atraso RMS, confirmando que a redução da taxa de amostragem impacta mais efetivamente no espectro Doppler.

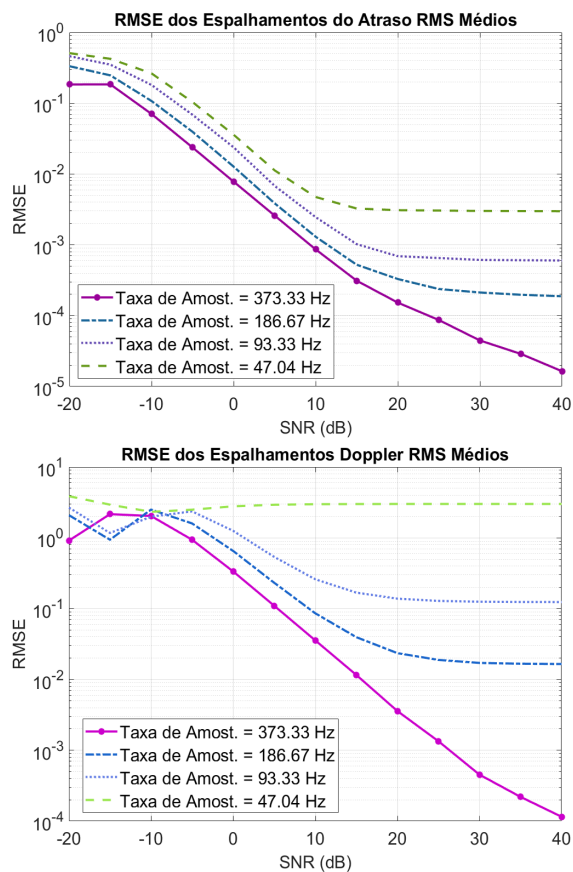


Fig. 13. RMSE dos Espalhamentos do Atraso e do Doppler RMS Médios para Diferentes Taxas de Amostragem.

V. CONCLUSÕES

Foi desenvolvido um simulador de sondagem de canal banda larga, em banda base, com a técnica de compressão de pulsos e correlação cruzada direta, possibilitando a caracterização dos espalhamentos do atraso e do Doppler, com diferentes seqüências de sondagem, tamanhos de seqüência, SNRs e taxas de amostragem. O simulador proposto apresentou resultados coerentes com a modelagem teórica prevista, tanto no que diz respeito à implementação do modelo de canal, quanto do processo de sondagem em si.

Verificou-se que as seqüências de sondagem Zadoff-Chu e Golay apresentaram os melhores desempenhos, considerando o RMSE da resposta ao impulso do canal obtida, com destaque para a seqüência Golay, que apresentou o menor erro de sondagem. Outro resultado relevante foi a constatação de que a caracterização do espalhamento Doppler é mais sensível à presença do ruído na recepção, apresentando maiores erros de sondagem em relação à caracterização do espalhamento do atraso. Além disso, como esperado, verificou-se que o aumento do tamanho da seqüência, bem como da taxa de amostragem proporcionam uma melhor desempenho na caracterização de ambos espalhamentos.

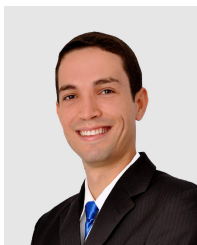
Como trabalhos futuros, existe a possibilidade de implementação e análise comparativa de outras técnicas de sondagem e de módulos adicionais de simulação, considerando imperfeições de sincronismo (na amostragem

do sinal por exemplo), ruído de fase e presença de ruído impulsivo no canal.

REFERÊNCIAS

- [1] J. M. L. B. Filho, M. M. de M. Campos, and V. A. de Sousa Jr, "Técnicas de Sondagem Banda Larga e Ultra-larga," *IX FoPI-CLBI/2019*, 2019.
- [2] G. R. MacCartney and T. S. Rappaport, "A flexible millimeter-wave channel sounder with absolute timing," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 6, pp. 1402–1418, 2017.
- [3] S. Salous and R. Thoma, "State of the art mobile radio channel sounding and data analysis," *2014 XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS)*, pp. 1–3, 2014.
- [4] J. A. C. Braz *et al.*, "Statistical characterization and simulation of a femtocell indoor radio channel," in *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*. IEEE, 2011, pp. 134–138.
- [5] L. A. Scudeler *et al.*, "Caracterização de canais sem fio com correlador deslizante—parte ii: Extração de parâmetros," *Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação*, vol. 7, no. 2, pp. 1–16, 2017.
- [6] L. Novosel and G. Šišul, "Comparison of pseudo noise sequence lengths for a correlator channel sounder," in *Proceedings ELMAR-2014*. IEEE, 2014, pp. 1–4.
- [7] I. Z. Kovács *et al.*, "Odd-state modem for radio channel sounding," Master's thesis, Aalborg University, 2002.
- [8] M. M. Silva, L. d. S. Mello, C. V. R. Ron, M. Almeida, A. B. H. Tacuri, P. G. Castellanos, and L. Gonsioroski, "Evaluation of ofdm channel sounding techniques with three modulation sequences," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 18, no. 4, pp. 505–529, 2019.
- [9] K. Guan, B. Peng, D. He, J. M. Eckhardt, H. Yi, S. Rey, B. Ai, Z. Zhong, and T. Kürner, "Channel sounding and ray tracing for intrawagon scenario at mmwave and sub-mmwave bands," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 2, pp. 1007–1019, 2021.
- [10] J. M. L. B. Filho, V. A. de Sousa Jr, D. de S. Pena, and L. H. Gonsioroski, "Base-band Sounding Tool," <https://github.com/vicentesousa/BSOT>, acessado em: 18/11/2021.
- [11] A. F. Molisch, *Wireless communications*. John Wiley & Sons, 2011.
- [12] J. D. Parsons, *The mobile radio propagation channel*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 2000.
- [13] P. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels," *IEEE transactions on Communications Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 360–393, 1963.
- [14] C. . M. Committee, *COST 207 digital land mobile radio communications*. ECSC-EEC-EAEC, 1989.
- [15] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.
- [16] D. A. Demery, "Wideband characterisation of uhf mobile radio channels in urban areas." Ph.D. dissertation, University of Liverpool, 1989.
- [17] R. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *Bell system technical journal*, vol. 47, no. 6, pp. 957–1000, 1968.
- [18] W. C. Jakes, "Mobile microwave communication," 1974.
- [19] C. Shannon, "Communication In The Presence Of Noise (Republished)," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 2, pp. 447–457, 1998.
- [20] S. W. Golomb, L. R. Welch, G. R. M., and H. A. W., *Shift register sequences*. Aegean Park Press, 1967.
- [21] 3GPP2, "C.s0002, physical layer standard for cdma2000 spread spectrum systems (version 3.0)," 3GPP2, Tech. Rep., 2001.
- [22] 3GPP, "TS 36.211 V13.13.0, LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Physical channels and modulation (Release 13)," 3GPP, Tech. Rep., 2019.
- [23] T. Kasami, "Weight distribution formula for some class of cyclic codes," *Coordinated Science Laboratory Report no. R-285*, 1966.
- [24] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (corresp.)," *IEEE Transactions on information theory*, vol. 13, no. 4, pp. 619–621, 1967.
- [25] 3GPP, "Ts 25.213; universal mobile telecommunications system (umts); spreading and modulation (fdtd); version 9.2.0, release 9," ETSI, Tech. Rep., 2010.
- [26] —, "Ts 101 851-3-2; satellite earth stations and systems (ses); satellite component of umts/imt-2000; part 3: Spreading and modulation; sub-part 2: A-family (s-umts-a 25.213); v2.1.1," ETSI, Tech. Rep., 2008.
- [27] R. Frank, S. Zadoff, and R. Heimiller, "Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties (corresp.)," *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 8, no. 6, pp. 381–382, 1962.

- [28] D. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties (corresp.)," *IEEE Transactions on information theory*, vol. 18, no. 4, pp. 531–532, 1972.
- [29] S. Budisin, "Golay complementary sequences are superior to pn sequences," in *[Proceedings 1992] IEEE International Conference on Systems Engineering*. IEEE, 1992, pp. 101–104.
- [30] A. V. Alejos *et al.*, "Improvement of wideband radio channel swept time-delay cross-correlation sounders by using golay sequences," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 1, pp. 362–368, 2007.
- [31] M. Golay, "Complementary series," *IRE transactions on information theory*, vol. 7, no. 2, pp. 82–87, 1961.
- [32] K. Karkkainen and P. Leppanen, "Comparison of the performance of some linear spreading code families for asynchronous ds/ssma systems," in *MILCOM 91-Conference record*. IEEE, 1991, pp. 784–790.
- [33] E. S. Sousa, V. M. Jovanovic, and C. Daigneault, "Delay spread measurements for the digital cellular channel in toronto," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 4, pp. 837–847, 1994.
- [34] W. Van Drongelen, *Signal processing for neuroscientists, an introduction to the analysis of physiological signals*. Academic press, 2007.



J. Marcos Leal B. Filho received his BSc degree in 2018 and his M.Sc degree in 2021, at the Federal University of Rio Grande do Norte (UFRN), Brazil, where he researched on wideband wireless channel sounding and non-ionizing radiation measurement. He is currently working in Brazilian Air Force in trajectography radar sector.



Vicente A. de Sousa Jr. received his BSc, MSc and PhD degrees in Electrical Engineer from Federal University of Ceará (UFC) in 2001, 2002 and 2009, respectively. Between 2001 and 2006, he developed solutions to UMTS/WLAN interworking for UFC and Ericsson of Brazil. Between 2006 and 2010, Sousa contributed to WIMAX standardization and Nokia's product as a researcher at Nokia Institute of Development (INdT). Sousa is now a lecturer at UFRN, Natal, Brazil.



Danilo de S. Pena received his BSc. and M.Sc. degrees in 2012 and 2014, where he worked on signal processing and embedded systems projects. He obtained his Ph.D. degree in 2019, where his research involves statistical signal processing, optimization, and array signal processing at the Federal University of Rio Grande do Norte (UFRN), Brazil. He is currently a researcher at Sidia Instituto de Ciência e Tecnologia, Manaus, AM, Brazil.



Leonardo Henrique Gonsioroski received his PhD degree at PUC-RJ and his Master Degree at the IME. He graduated from the Federal University of Maranhão. He was Professor at Universidade Gama Filho (2009-2014). He was Coordinator of the Latu Senso Postgraduate Course at Universidade Estácio de Sá (2010-2014). He was Adjunct Professor at Escola Naval (2014-2015). He was Professor and Course Coordinator at CEUMA University (2015-2017). Since 2015, he has been Professor at Universidade Estadual do Maranhão, Brazil.