# Caracterização de Canais sem Fio com Correlator Deslizante – Parte II: Extração de Parâmetros

Luís A. R. Scudeler, Dayan A. Guimarães, Gabriel Pivaro e Rausley A. A. de Souza Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel), Santa Rita do Sapucaí - MG - Brasil E-mail: scudeler@gee.inatel.br, dayan@inatel.br, gabriel.pivaro@inatel.br, rausley@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 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 predição 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 os parâmetros estocásticos 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 são abordados os fundamentos teóricos necessários ao entendimento sobre o correlator deslizante; o presente artigo é direcionado à análise das medidas obtidas por simulação para a caracterização do canal; no terceiro artigo são descritos os detalhes do projeto de um correlator deslizante na plataforma USRP (universal software radio peripheral).

Palavras-Chave—Correlator deslizante, caracterização de canal de comunicação sem fio, sondagem de canal.

## I. INTRODUÇÃO

ssim como enfatizado na Parte I desta série de artigos A sobre o correlator deslizante [1], 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 é transmitido. O correlator deslizante vem sendo utilizado há décadas para esse fim, permitindo que se obtenham, por meio de medidas, os parâmetros estocásticos que caracterizam o canal nos domínios temporal, da frequência e espacial. Tais parâmetros incluem, mas não se limitam, a resposta ao impulso, resposta em frequência, distribuição angular do sinal recebido, perfil de atraso de potência, funções de correlação em vários domínios, banda de coerência, tempo de coerência e concentração angular de potência recebida. Na Parte I da série são abordados os fundamentos necessários ao entendimento sobre o correlator deslizante e esta segunda parte concentra-se na análise das medidas obtidas pelo sistema de sondagem com correlator deslizante para a caracterização estocástica do canal. A terceira parte será destinada ao projeto prático de um sistema de sondagem com correlator deslizante.

Os recentes estudos sobre os sistemas de comunicação de quinta geração (5G) convergem para algumas características que são esperadas desses sistemas, como exemplo utilização do espectro na faixa das ondas milimétricas, áreas de cobertura das células significativamente menores que nos sistemas atuais, utilização de antenas mais diretivas no terminal móvel e na estação rádio base, utilização de técnicas de processamento espacial necessárias aos sistemas MIMO (*multiple-input multiple-output*) e utilização de antenas inteligentes com formatação adaptativa de feixe [2]–[5]. Para atender tais desafios, fazse necessária uma caracterização acurada dos ambientes de propagação envolvidos objetivando-se à adequação do sinal a ser transmitido nas mais diversas condições transmissão.

Na literatura encontra-se uma grande variedade de trabalhos sobre a caracterização do ambiente de propagação nas mais variadas condições de medição, como por exemplo ocorrência de visada direta, (LOS, line of sight) [6], [7] ou de obstrução da visada (NLOS, non line of sight) [4], [5], [7], [8], ambientes sem obstáculos ou com obstáculos (com o intuito de estudar, por exemplo, os efeitos que a onda eletromagnética irá sofrer ao atravessar diferentes tipos de materiais como madeira, vidro, cimento, entre outros) [2], ambientes externos urbanos e suburbanos [5], [9]-[12], ambientes internos [11], comunicação entre terminais móveis [7] ou entre terminal móvel e estação rádio base [5], utilização de arranjos de antenas para captar somente as informações angulares do plano azimute, de elevação ou ambos [13], utilização de antenas omnidirecionais [14] e diretivas [4], [7], [9], [15], [16], entre outros. A maior parte desses trabalhos contempla a caracterização do canal em termos de parâmetros estatísticos temporais e em frequência, os quais são suficientes à modelagem de canais para a maioria dos sistemas atuais de comunicação. Uma menor parte desses trabalhos inclui a caracterização espacial. No entanto, como a tendência dos sistemas 5G é utilizar equipamentos que serão capazes de explorar as propriedades tridimensionais do ambiente em conjunto com sistemas MIMO, visando aumento da eficiência espectral e da capacidade do sistema de comunicação, a caracterização espacial do ambiente de propagação torna-se imprescindível [13]. Ademais, na literatura científica ainda não há muitos modelos de canais que operam na faixa de ondas milimétricas, podendo ser citados aqueles em [13] e [16]. Esses modelos demandam o conhecimento de parâmetros estatísticos temporais e espaciais que são obtidos somente por meio de testes práticos realizados no canal de comunicação sem fio. A partir desses parâmetros pode-se aprimorar um modelo existente ou propor um novo que atenda às exigências das futuras gerações de sistemas.

O principal objetivo deste trabalho é apresentar uma forma de obter parâmetros estatísticos temporais, espaciais e em frequência do canal por meio de medidas realizadas pela

Recebido em outubro de 2016, Aceito em junho de 2017

técnica de sondagem por correlator deslizante estudada na Parte I [1]. Entre esses parâmetros podem ser citados o perfil de atraso de potência, o espalhamento de retardo, a banda e o tempo de coerência, o espalhamento Doppler, o perfil angular de potência e o espalhamento angular de potência.

As demais seções deste tutorial estão assim organizadas: na Seção II, além de uma breve revisão das principais características do correlator deslizante são apresentadas algumas considerações a respeito dos dados obtidos em sua saída que serão utilizadas posteriormente na estimação dos parâmetros estatísticos do canal. Em seguida, as Seções III e IV descrevem como os parâmetros estatísticos temporais e espaciais do canal podem ser extraídos das medidas realizadas pelo correlator deslizante. A Seção V apresenta dois estudos de caso baseados em simulações, exemplificando a estimação dos parâmetros apresentados nas seções anteriores. A Seção VI conclui esta Parte II do tutorial.

## II. SONDAGEM COM CORRELATOR DESLIZANTE

Embora a sondagem com correlator deslizante tenha sido abordada em detalhes na primeira parte da série [1, Seção V], nesta seção são brevemente revisitadas algumas de suas principais características, enfatizando aquelas mais importantes para a obtenção dos parâmetros estatísticos do canal.

Com o intuito de facilitar a leitura, o diagrama simplificado do receptor do sistema de sondagem por correlator deslizante apresentado em [1] é reproduzido na Fig. 1, com uma ligeira modificação: um atenuador variável foi adicionado para fins de calibração do sistema de sondagem, conforme é abordado mais adiante.

O correlator deslizante utiliza sequências pseudo aleatória, conhecidas como sequências PN (pseudo noise), como sinal de prova para realizar a sondagem do canal. Além desse tipo de sequência possuir uma função de autocorrelação que se aproxima de uma função impulso (dependendo do período de chip e do comprimento da sequência), trata-se de um sinal que apresenta um espectro espalhado à medida que a duração de um chip diminui. Sendo assim, esse sinal de prova permite realizar medidas de canais com largura de banda bastante elevada; recentes estudos apresentam sondagens de canal na faixa de 73.5 GHz com largura de banda 800 MHz [17]. Além de possuir capacidade de rejeição de sinais interferentes, a sondagem por correlator deslizante reduz as exigências de hardware para medidas em canais de banda larga devido ao efeito de compressão na frequência causado pelo processamento do sinal recebido. A maior desvantagem reside no fato da sondagem não ser em tempo real.

A resposta ao impulso do canal é um processo aleatório complexo e, portanto, são necessários dois ramos de correlatores deslizantes para capturar sua parte real  $I(\tau/\gamma)$  e sua parte imaginária  $Q(\tau/\gamma)$ , conforme ilustrado na Fig. 1. As partes  $I(\tau/\gamma)$  e  $Q(\tau/\gamma)$  na saída dos correlatores deslizantes podem ser expressas por

$$I\left(\frac{\tau}{\gamma}\right) = \frac{1}{V_0^2} \sum_{l=1}^{L} \alpha_l R_x \left(\frac{\tau}{\gamma} - \tau_l\right) \cos(\theta_l) \tag{1}$$

$$Q\left(\frac{\tau}{\gamma}\right) = \frac{1}{V_0^2} \sum_{l=1}^{L} \alpha_l R_x \left(\frac{\tau}{\gamma} - \tau_l\right) \operatorname{sen}(\theta_l), \qquad (2)$$

em que  $\tau_l$  é o atraso,  $\theta_l = 2\pi f_c \tau_l$  a fase e  $\alpha_l$  a atenuação da *l*-ésima componente de multipercurso,  $f_c$  a frequência da portadora, *L* o número de percursos,  $V_0$  a amplitude da sequência PN em Volts e  $R_x(\tau/\gamma)$  a função de autocorrelação dilatada da sequência PN. Assim a resposta ao impulso complexa do canal pode ser escrita conforme

$$h(\tau;t) = I(\tau) + jQ(\tau).$$
(3)

Então, a magnitude e a fase da resposta ao impulso são respectivamente

$$|h(\tau;t)| = \sqrt{I^2(\tau) + Q^2(\tau)},$$
(4)

$$\measuredangle h(\tau; t) = \arctan\left[\frac{Q(\tau)}{I(\tau)}\right].$$
 (5)

Note que os argumentos de  $I(\tau/\gamma)$  e  $Q(\tau/\gamma)$  foram implicitamente multiplicados em (3), (4) e (5) pelo fator de dilatação  $\gamma$  para corrigir a dilatação causada pelo correlator deslizante, estando portanto na escala temporal correta.

Foi abordado na Parte I desta série [1] que a função de autocorrelação  $R_x(\tau)$  possui uma forma triangular que se assemelha a uma função impulso à medida que o comprimento da sequência, N, cresce e a duração de chip,  $T_c$ , diminui. Como a análise foi feita admitindo que o canal segue o modelo linha de atrasos com derivações (TDL, tapped delay line), no qual o sinal recebido é composto por réplicas atrasadas e atenuadas do sinal transmitido, a resposta ao impulso é formada por réplicas dessa função triangular ponderadas pelo valor da atenuação de cada percurso,  $\alpha_l$ . É então realizado um processo de amostragem de  $I(\tau)$  e  $Q(\tau)$ , capturando apenas os valores de pico das funções triangulares. As amostras resultantes são utilizadas na estimação dos parâmetros estatísticos do canal. Com o objetivo de recordar os principais parâmetros do correlator deslizante que dependem das propriedades do gerador de sequência PN, eles são listados na Tabela I.

Tabela I.Parâmetros do sistema que dependem das<br/>características da sequência PN.

| Parâmetros do<br>Sistema                        | Dependência   | Equação   |
|---|---|---|
| Resolução Doppler<br>máxima                     | Taxa de chips, fator<br>de dilatação e<br>comprimento da<br>sequência | $f_m = \frac{R_c}{2\gamma N}$   |
| Ganho de processamento                          | Fator de dilatação  | $G_p = 10 \log_{10} \gamma$   |
| Resolução temporal                              | Taxa de chips   | $T_{\rm res} = \frac{1}{R_c}$   |
| Largura de banda                                | Taxa de chips   | $B = 2R_c$  |
| Máximo atraso de<br>multipercurso<br>resolvível | Comprimento da<br>sequência e taxa de<br>chips                        | $	au_{	ext{max}} = rac{N}{R_c}$  |
| Faixa dinâmica                                  | Comprimento da sequência  | $\begin{array}{l} D_{R_{\text{ideal}}} = \\ 20 \log_{10} N \end{array}$ |
| Fator de dilatação                              | Taxa de chips   | $\gamma = \frac{R_c}{R_c - R'_c}$                                       |
| Frequência de corte<br>do filtro passa-baixas   | Taxa de chips e fator<br>de dilatação                                 | $f_{\text{corte}} = \frac{R_c}{\gamma}$                                 |

Utilizando a técnica de sondagem por correlator deslizante com um sistema capaz de controlar automaticamente a posição de uma antena diretiva é possível medir a resposta ao impulso



Figura 1. Diagrama simplificado do receptor do sistema de sondagem de canal por correlator deslizante.

do canal em diferentes ângulos no plano azimute e de elevação. Procedendo dessa maneira é possível estimar os parâmetros estatísticos temporais e espaciais do canal [11], [15]. A maneira de como obtê-los é assunto das seções seguintes. A Fig. 2 retrata a relação de dependência entre tais parâmetros.

## III. ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS ESTATÍSTICOS TEMPORAIS, EM FREQUÊNCIA E DERIVADOS

Nesta seção são abordados os seguintes parâmetros que podem ser extraídos da resposta ao impulso do canal medida pelo elemento de sondagem por correlator deslizante: perfil de atraso de potência (*power delay profile*), atraso de propagação, espalhamento de retardo rms (*root-mean-square delay spread*), banda de coerência (*coherence bandwidth*), espectro de potências Doppler (*Doppler power spectrum*), espalhamento Doppler (*Doppler spread*), tempo de coerência (*coherence time*), potência recebida (*received power*), perda no percurso (*path loss*) e função densidade de probabilidade do desvanecimento multipercurso.

#### A. Perfil de Atraso de Potência

O perfil de atraso de potência pode ser obtido por meio de dois procedimentos. Ambos utilizam as amostras complexas da resposta ao impulso do canal que foram obtidas após o processo de amostragem de  $I(\tau)$  e  $Q(\tau)$ , conforme descrito na Seção II.

O primeiro procedimento utiliza a função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal  $\Phi_h(\tau; \Delta t)$ , definida a partir das Equações (10) e (11) da Parte I desse tutorial [1]. Devido ao fato dessa equação envolver o operador média estatística  $\mathbb{E}[\cdot]$ , sua estimativa deve considerar um conjunto suficientemente grande de funções amostras (respostas ao impulso) que garanta precisão. De posse da estimativa de  $\Phi_h(\tau, \Delta t)$  para  $\Delta t = 0$ obtém-se o perfil de atraso de potência médio  $\Phi_h(\tau)$ .

Outro procedimento para obter o perfil de atraso de potência resume-se em calcular a média em t do módulo ao quadrado da resposta ao impulso complexa, ou seja,  $\Phi_h(\tau) = \mathbb{E}[|h(\tau;t)|^2]$  [12], [18]–[21]. Esse procedimento admite que o canal segue o modelo estacionário no sentido amplo e com espalhadores descorrelacionados (WSSUS, *wide-sense stationary uncorrelated scattering*) o qual considera que a resposta ao impulso do canal tem amostras descorrelacionadas em relação aos atrasos entre os percursos,  $\tau$ , e estacionariedade em relação ao instante de observação, t [1, Seção III]. Primeiramente, coletam-se L amostras da  $t_i$ -ésima realização da resposta ao impulso complexa, i = 1, ..., M, ou de maneira simplificada da  $t_i$ ésima função amostra cada qual contendo L amostras. Em seguida, calculam-se as amostras da *i*-ésima realização do perfil de atraso de potência por meio de [4], [12], [22]

$$p_i(\tau_l) \triangleq p(\tau_l; t_i) = I_i^2(\tau_l) + Q_i^2(\tau_l), \ l = 1, \dots, L.$$
 (6)

A versão discreta do perfil de atraso de potência pode então ser estimada realizando-se a média amostral a partir das realizações de  $p_i(\tau_l)$ , ou seja,

$$P(\tau_l) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} p_i(\tau_l),$$
(7)

em que  $P(\tau_l)$  é a potência média da  $l\text{-}\acute{e}sima$  componente de multipercurso do perfil de atraso de potência.

Um detalhe a ser enfatizado é que as expressões de  $I(\tau/\gamma)$ e  $Q(\tau/\gamma)$  apresentadas nas Equações (1) e (2) são formas de onda que contêm sucessivas janelas de observação com duração  $NT_c\gamma$  segundos, cada qual referente a uma realização da resposta ao impulso dilatada medida pelos correlatores deslizantes. O índice *i* é utilizado justamente para indexar essas realizações. Vale também ressaltar que os argumentos das funções  $I(\tau)$  e  $Q(\tau)$  utilizadas na Equação (6) foram implicitamente multiplicados por  $\gamma$  para que a dilatação temporal causada pelo correlator deslizante fosse desfeita.

Não menos importante é o cuidado que se deve ter com a escolha e a interpretação do valor de M em (7). Em termos de média amostral, quanto maior o valor de M mais precisa será a estimativa de  $P(\tau_l)$ . No entanto, deve-se atentar para o que de fato se deseja analisar a partir de  $P(\tau_l)$ . Por exemplo,



Figura 2. Parâmetros temporais, em frequência, espacias e derivados extraídos da resposta ao impulso do canal.

o valor de M pode ser escolhido de forma que corresponda a medidas realizadas ao longo de uma pequena área em torno do receptor, por exemplo uma área circular com raio igual a poucas dezenas de comprimentos de onda. Os valores de  $P(\tau_l)$  nesse caso compõem um perfil de atraso de potências médio local. Por outro lado, se M for tal que corresponda a medidas realizadas ao longo de uma área circular com raio igual a várias dezenas de comprimentos de onda, um perfil de atraso de potências médio em área irá ser obtido.

## B. Atraso de Propagação

É importante atentar para a variável de atrasos,  $\tau$ , pois em uma observação da resposta ao impulso do canal ela se refere ao atraso relativo entre as componentes de multipercurso. O atraso absoluto somente pode ser determinado se o tempo de propagação de cada período da sequência PN transmitida até o receptor puder ser medido. Mesmo em se tratando do atraso relativo entre as componentes de multipercurso, a medida deve estabelecer o marco de referência  $\tau = 0$  a partir do qual são medidos os atrasos relativos. Uma forma de se estabelecer essa referência é admitir que a componente de multipercurso de maior intensidade corresponde a  $\tau = 0$  [16]. Embora a componente de multipercurso de maior intensidade é a que provavelmente chega primeiro ao receptor, isto não ocorre sempre. Como consequência, o marco de referência  $\tau = 0$ pode ser associado a uma componente de multipercurso mais intensa que chegou mais tarde que a primeira. As componentes menos intensas, que chegam antes de  $\tau = 0$ , são comumente chamadas na prática de pré-ecos [23]. Problema maior ocorre no momento que é preciso processar as componentes de multipercurso com os mesmos atrasos relativos, como acontece na estimação do perfil de atraso de potência. Nesse caso corre-se o risco de processar uma componente intensa que chegou mais tarde como se de fato fosse a primeira, com outra também mais intensa mas que realmente chegou primeiro. Em outras palavras, corre-se o risco de realizar o processamento de componentes de multipercurso desalinhadas em relação às suas reais posições em termos de ordem de chegada no receptor, mascarando a medida que se deseja realizar.

Em [12] o autor propõem um método para medida de valores absolutos de atraso. São utilizados dois geradores de sequências PN no receptor, um responsável por gerar a sequência utilizada no correlator deslizante, aquela com taxa de chips ligeiramente menor que a utilizada na transmissão, e o outro responsável por gerar uma sequência PN de mesma taxa que aquela utilizada na transmissão. No entanto, para que esta última se mantenha de fato sincronizada com a sequência PN de transmissão, os correspondentes geradores devem ser sincronizados a partir de uma referência de temporização (clock) suficientemente estável [12], [22], obtida, por exemplo, por meio de sinais do sistema GPS (global positioning system). A sequência mais lenta e aquela sincronizada com a sequência do transmissor são aplicadas a outro correlator deslizante, fazendo com que na saída do seu filtro apareça um pulso quando elas se alinham. Esse pulso é então utilizado como gatilho (trigger) para definir instantes de referência para medidas de tempo.

O atraso de propagação do canal é o tempo decorrido desde a transmissão do sinal até a chegada do primeiro componente de multipercurso no receptor. Pode ser calculado como o atraso entre a primeira componente de multipercurso identificada pelo correlator deslizante e o pulso de gatilho à sua esquerda, mais a duração dos períodos inteiros da sequência PN transmitida antes da chegada da primeira componente. Assim, o atraso de propagação pode ser calculado por

$$T_p = \frac{\delta}{\gamma} + NT_c \left\lfloor \frac{d/c}{NT_c} \right\rfloor,\tag{8}$$

em que  $\delta$  é o intervalo de tempo dilatado, em segundos, medido entre a primeira componente de multipercurso identificada e o primeiro pulso de gatilho à sua esquerda,  $\lfloor x \rfloor$  é o menor inteiro maior que ou igual a x, c = 299.792.458 m/s é a velocidade da luz no vácuo e d é a distância em visada direta entre transmissor e receptor, facilmente obtida por meio das coordenadas fornecidas pelo sistema GPS.

Para melhor entendimento sobre a medida de  $T_p$  e demais tempos de interesse, a Fig. 3 ilustra dois intervalos de observação da resposta ao impulso do canal na saída do correlator deslizante, considerando dois possíveis efeitos que podem ocorrer devido ao atraso de propagação do meio. Na parte (a), o tempo de propagação do canal é tal que todas as componentes de multipercurso (quatro nessa ilustração) chegam antes que se inicie um novo intervalo de observação  $NT_c\gamma$ . Nesse caso  $T_p$  é corretamente calculado por meio de (8). Na parte (b) da Fig. 3 o tempo de propagação do canal é tal que uma parcela das componentes de multipercurso chega durante um intervalo de observação e outra parcela (a última componente nessa ilustração) chega em outro intervalo de observação  $NT_c\gamma$ . Como consequência, a parcela que chega fora do intervalo de observação é "rebatida"para dentro do período de observação, mascarando a medida de  $\delta$ . Nesse caso, portanto,  $T_p$  seria incorretamente calculado por meio de (8).



Figura 3. Respostas ao impulso na saída do correlator deslizante considerando que (a)  $T_p e T_p + \tau_{\max}$  estão contidos em um mesmo período  $NT_c e$  (b)  $T_p e T_p + \tau_{\max}$  estão contidos em períodos diferentes.

Embora seja possível reposicionar as componentes de multipercurso rebatidas, posto que elas podem ser identificadas, é recomendável que se minimize a chance de ocorrência da situação ilustrada na parte (b) da Fig. 3 dimensionando o período da sequência PN de forma que seja muito maior que o espalhamento de retardo máximo que se deseja medir, por exemplo  $NT_c = 10\tau_{max}$ . Uma rápida busca por especificações de correlatores deslizantes implementados na prática revela valores de  $NT_c$  que vão de 2,73 a 327 µs [4], [6], [8], [17], [18], valores esses que podem atender à recomendação de  $NT_c = 10\tau_{\rm max}$  para uma vasta gama de valores de  $\tau_{\rm max}$ . A chance de ocorrência da situação mostrada na parte (b) da Fig. 3 é naturalmente reduzida na caracterização de canais sem fio para sistemas de comunicação futuros, posto que as áreas de cobertura das células tendem a ser pequenas, reduzindo as distâncias de linha de visada e, por consequência, reduzindo  $T_p \ e \ T_p + \tau_{\max}.$ 

## C. Espalhamento de Retardo

A partir das amostras do perfil de atraso de potência podem ser calculados os valores do espalhamento de retardo médio e rms, dados respectivamente pelas equações (14) e (15) de [1], repetidas aqui por conveniência:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l) \tau_l}{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l)},\tag{9}$$

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^{L} (\tau_l - \bar{\tau})^2 P(\tau_l)}{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l)}}.$$
 (10)

## D. Banda de Coerência

Como abordado na Seção III.B de [1], a banda de coerência do canal pode ser determinada a partir da função de correlação em termos do espaçamento em frequência,  $\Phi_H(\Delta f)$ , a qual, conforme a expressão (18) de [1], é encontrada por meio da transformada de Fourier do perfil de atraso de potência. As bandas de coerência para correlações de referência de 0,5 e 0,9 são respectivamente dadas por

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_\tau},\tag{11}$$

$$B_C \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}.$$
 (12)

#### E. Espectro de Potências Doppler

Como apresentado nas Seções III.B e III.C de [1], a função que descreve o espectro de potências Doppler é  $S_H(\kappa)$ . Em teoria ela é obtida pela transformada de Fourier da função de autocorrelação com espaçamentos em frequência e no tempo,  $\Phi_H(\Delta f, \Delta t)$ , na variável  $\Delta t$ , para  $\Delta f = 0$ .

Uma maneira, com maior apelo de ordem prática, para obter o espectro de potências Doppler consiste em inicialmente calcular a transformada discreta de Fourier, ao longo do tempo t, das amostras complexas de uma determinada componente de multipercurso da resposta ao impulso do canal [12]. A variável t está associada com o instante de observação, o qual está associado às distintas medidas realizadas no ambiente de propagação ao longo do tempo. Portanto, para encontrar o espectro de potências Doppler da l-ésima componente de multipercurso, basta operar com as suas amostras dentro de um grupo de M medidas realizadas no canal, ou seja,

$$S_{H_l}(\kappa) = \sum_{i=1}^{M} h_i(\tau_l) e^{-j\kappa 2\pi t_i}.$$
 (13)

O espectro de potências Doppler final pode ser determinado calculando-se

$$S_H(\kappa) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L} S_{H_l}(\kappa).$$
(14)

## F. Tempo de Coerência

Conforme a Equação (22) de [1], a transformada inversa de Fourier do espectro de potências Doppler leva à função de correlação do canal espaçada no tempo,  $\Phi_H(\Delta t)$ . Essa função define o tempo de coerência do canal de forma análoga à definição da banda de coerência por meio da função de correlação do canal espaçada na frequência,  $\Phi_H(\Delta f)$ . Especificamente, admitindo uma correlação de 0,5 na função  $\Phi_H(\Delta t)$ , o tempo de coerência pode ser calculado como em [1, equação (23)], ou seja,

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_m} = \frac{9\lambda}{16\pi v},\tag{15}$$

em que  $f_m$  é o máximo desvio Doppler, em hertz, v é a velocidade do móvel em metros por segundo e  $\lambda$  é o comprimento de onda da portadora do sinal transmitido, em metros.

#### G. Potência Recebida

O conhecimento da potência recebida é certamente importante a todos os parâmetros que dela dependem, mas principalmente à estimação da perda no percurso (*path loss*), assunto da próxima subseção. Entretanto, para garantir que os níveis de potência medidos sejam corretos o sistema de sondagem deve passar por um processo de calibração.

A calibração leva em conta as atenuações e ganhos ao longo do sistema, tais como aquelas produzidas por amplificadores, atenuadores, cabos e conversores para cima (*up-converters*) e para baixo (*down-converters*) [22]. É normalmente realizada interligando-se o transmissor ao receptor por um meio confinado, ou mesmo via transmissão sem fio em um ambiente livre de espalhadores e obstáculos em torno dos rádios [22], como em uma câmara anecoica. Como é comum que os rádios sejam providos de subsistemas operando em frequência intermediária, a calibração pode também ser realizada nesta frequência utilizando-se um cabo coaxial para estabelecer a conexão entre transmissor e receptor [8].

No processo de calibração é necessário conhecer a potência de transmissão  $P_{\rm T}$ , em dBm, medida na entrada da antena transmissora, e o valor de atenuação de referência  $A_{\rm ref}$ , em dB, que corresponde à atenuação entre os pontos de conexão do transmissor com o receptor. Como exemplo, no caso da calibração via cabo coaxial  $A_{\rm ref}$  é a soma da atenuação do cabo com a atenuação de conectores. O valor de pico da tensão recebida pelo elemento de sondagem, V, em volts, é então medido para diferentes valores de atenuação  $A_{\rm av}$ , em dB, configurados no atenuador variável ilustrado na Fig. 1. Por meio de um gráfico de V versus  $A_{\rm av}$ , ambos em escala logarítmica, é possível identificar, por inspeção visual, a região linear de operação do sistema. Então, para valores de  $A_{\rm av}$ dentro dos limites da região linear, o valor da potência recebida de referência, em dBm, pode ser determinado por [22]

$$P_{\rm ref} = P_{\rm T} - A_{\rm ref} - A_{\rm av}.$$
 (16)

Resta saber qual é a relação entre  $P_{\rm ref}$  e os valores de tensão de pico V na saída do correlator deslizante. Esta relação pode ser obtida aplicando-se algum método de aderência de funções a valores medidos, objetivando-se encontrar a função de conversão de V em  $P_{\rm ref}$ . Uma forma simples de realizar esta aderência é usar o fato de que a relação entre V em  $P_{\rm ref}$  em escalas logarítmicas é linear, ou seja, se  $P_{\rm ref}$  é expressa em dBm, então pode-se escrever

$$P_{\rm ref} = a \log_{10} V + b, \tag{17}$$

sendo a e b as variáveis a serem determinadas na equação de reta  $a \log_{10} V + b$ ; o logaritmo pode ser em qualquer base. Então, por meio de (17) é possível mapear qualquer valor de tensão (dentro da faixa linear do sistema) na saída do correlator deslizante em potência recebida [22].

Tendo-se calibrado o sistema de sondagem, é recomendável que a relação estabelecida por (17) seja embutida no próprio circuito do sistema de sondagem (ou processada externamente) de forma que os valores de tensão de saída do correlator deslizante possam ser diretamente convertidos em potência, como é o caso de (6) e demais cálculos dependentes de (6). Por exemplo, a potência contida na l-ésima componente de multipercurso pode ser diretamente calculada por meio de (6) e (7) e a potência recebida total é então obtida por meio da área sob a curva contínua do perfil de atraso de potência ou, no caso do perfil discreto no tempo, por meio da soma de suas componentes [4], [24], [25]. Então, a partir de (7), a potência total recebida pode ser calculada como

$$P_{\rm R} = \sum_{l=1}^{L} P(\tau_l). \tag{18}$$

Deve-se atentar para a interpretação da potência calculada dessa forma, como descrito ao final da Subseção III-A. Ela pode ser uma potência média local ou uma potência média em área, dependendo da forma como se associa o número de medidas utilizado na média com a área na qual tais medidas foram tomadas.

#### H. Perda no Percurso

Como descrito na Seção II.A da Parte I desse tutorial [1], a determinação da perda no percurso é útil para que se conheça a cobertura do sistema de comunicação, bem como para que sejam construídos modelos de predição de cobertura. Tais modelos podem fazer uso de medidas de potência média local ou de potência média em área, sendo a primeira aquela que retrata a atenuação dependente da distância entre transmissor e receptor combinada com a influência de obstáculos, e a segunda referente somente à parcela dependente da distância. Seja qual for, a perda pode ser computada a partir de (18) por meio de

$$PL = P_{T} + G_{T} + G_{R} - 10 \log_{10} \left(\frac{P_{R}}{10^{-3}}\right), \qquad (19)$$

em que  $P_{\rm T}$  é a potência de transmissão em dBm, e  $G_{\rm T}$  e  $G_{\rm R}$  são os ganhos em dBi das antenas de transmissão e de recepção, respectivamente.

A seguir demonstra-se como a potência recebida pode ser utilizada em um modelo de predição de cobertura. A título de exemplo, é adotado o modelo *log-distance* [26], [27], o qual foi brevemente descrito na na Seção II.A de [1]. Nesse modelo, a potência recebida é inversamente proporcional à  $\eta$ ésima potência da distância entre transmissor e receptor, sendo  $\eta$  o expoente de perdas que varia com as características do ambiente. A perda no percurso, em dB, até a distância d do transmissor, em metros, é então estimada por

$$PL(d) = PL(d_0) + 10\eta \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right), \qquad (20)$$

em que  $PL(d_0)$  é a perda em dB à distância de referência  $d_0$ , em metros [28], [29]. Essa perda pode ser medida usando o próprio sistema de sondagem ou, se o caminho do sinal transmitido até  $d_0$  estiver livre de obstruções, pode ser encontrada por meio de

$$PL(d_0) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right), \qquad (21)$$

sendo  $\lambda$  o comprimento de onda da portadora do sinal transmitido, em metros. Vale ressaltar que  $d_0$  deve ser escolhida de tal forma que esteja fora da região de campo próximo da antena transmissora [22]. Note que a utilização do modelo *log-distance* demanda o conhecimento do expoente de perdas  $\eta$ , o qual pode ser estimado por medidas realizadas no ambiente de propagação pela técnica de sondagem por correlator deslizante. Nesse caso, várias medidas de atenuação média local são obtidas a diferentes distâncias do transmissor e em seguida encontra-se o valor de  $\eta$  por regressão linear [22], [26], [29], conforme ilustra a Fig. 4. O valor de  $\eta$  é simplesmente a inclinação da reta de variação da perda no percurso, em dB, em função da distância quando esta se encontra em escala logarítmica. A regressão linear calcula a reta que mais se aproxima dos valores de potência medidos, em termos do erro quadrático médio [26, p. 203].



Figura 4. Ilustração da obtenção de  $\eta$  por regressão linear a partir de medidas de atenuação média local.

## I. Função Densidade de Probabilidade do Desvanecimento Multipercurso

Como também descrito na Seção II.A de [1], é comum que o desvanecimento em pequena escala seja analisado em termos estatísticos. A caracterização mais simples desse desvanecimento consiste em obter sua função densidade de probabilidade empírica. Para isto, os valores de magnitude e fase dos sinais oriundos de um ou mais percursos de propagação são armazenados. Esses valores são obtidos pelas amostras dos valores instantâneos de  $I(\tau_l)$  e  $Q(\tau_l)$  na saída do correlator deslizante para l qualquer. Em seguida, de posse de um número suficientemente grande (1000 ou mais) de valores de magnitude e fase, aplicam-se testes de aderência (goodness of fit) [30, Capítulo 2] de forma a se encontrar as funções densidade de probabilidade que melhor os representem. Há várias ferramentas de teste de aderência disponíveis em aplicativos como o Matlab e o Excel e outras específicas para este fim. Um exemplo de ferramenta com um interessante apelo didático é o Easyfit [31].

## IV. ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS ESTATÍSTICOS ESPACIAIS

Nesta seção são abordados os seguintes parâmetros espaciais que podem ser extraídos da resposta ao impulso do canal obtida pelo elemento de sondagem por correlator deslizante, os quais estão também listados na Fig. 2: perfil angular de potência, espalhamento angular, constrição angular e ângulo de maior desvanecimento. Ressalta-se que esses parâmetros não são os únicos que caracterizam espacialmente o canal, mas foram escolhidos devido a sua importância na interpretação das variações espaciais de intensidade do sinal recebido produzida pelas diferentes conformações de ângulo de chegada [32], [33, Seção 6.3.2].

Os parâmetros espaciais podem ser obtidos tanto com referência à antena transmissora quanto à antena receptora, sendo muitos deles análogos. Optou-se por considerar aqui, então, apenas a caracterização espacial em torno do receptor, para que não se estenda por demais o texto. Não é descrito, portanto, como são obtidos parâmetros espaciais relacionados ao transmissor, como exemplo o ângulo de partida AoD (*angleof-departure*) e outros parâmetros dele derivados. Ao leitor interessado nessas informações aqui omitidas, recomenda-se consultar, por exemplo, [5], [15], [34].

# A. Perfil Angular de Potência

O perfil angular de potência descreve como a potência recebida se distribui em função do ângulo de chegada (tanto no plano de azimute quanto no de elevação) das componentes de multipercurso na antena receptora. Esse parâmetro pode ser obtido basicamente por dois métodos. O primeiro consiste em utilizar algoritmos que fazem estimação dos ângulos de chegada das componentes de multipercurso matematicamente, com base na resposta ao impulso do canal; posteriormente a distribuição de potência em função desses ângulos é determinada. Entre os algorítimos utilizados no primeiro método, merecem destaque o ESPRIT (estimation of signal parameters via rotational invariance techniques) [35] e o MUSIC (multiple signal classification) [13]. Em [13], por exemplo, utilizase um equipamento de sondagem de canal com arranjos de antenas tanto no transmissor quanto no receptor, permitindo a caracterização conjunta do ângulo de chegada em azimute (azimuth angle-of-arrival) e do ângulo de chegada em elevação (elevation angle-of-arrival) das componentes de multipercurso via algorítimo MUSIC. O outro método consiste na simples rotação mecânica de uma antena direcional, combinada com alguma técnica de sondagem [3], [11], [14], [22]. A seguir descreve-se o método de rotação mecânica de uma antena direcional, por sua simplicidade e também por ser suficiente à estimação precisa do perfil angular de potência.

Na literatura há uma grande variedade de procedimentos para estimar os parâmetros espaciais do canal utilizando a técnica de rotação mecânica de uma antena diretiva. Existem trabalhos que descrevem a sondagem espacial considerando combinações angulares entre azimute e elevação na antena transmissora, enquanto a antena receptora é rotacionada sob o plano azimute para determinados ângulos de elevação, sendo capturada a potência recebida para cada passo angular no plano azimute [2], [5], [15], [34]. O procedimento adotado depende dos parâmetros que se deseja estimar. Como exemplo, o plano de elevação é desconsiderado no estudo de sistemas de comunicação em que as antenas estejam aproximadamente na mesma altura, já que a distribuição de potência que mais interessa se refere ao plano azimute [7], [36]. O método de rotação no plano azimute é bastante empregado [2], [5], [8], [11], [15], sendo portanto alvo de estudo desta subseção. Ressalta-se que esse método pode analogamente ser aplicado ao plano de elevação [9], [34].

A plataforma de medida proposta em [11] para efetuar a sondagem espacial é ilustrada na Fig. 5. A antena diretiva é rotacionada em incrementos angulares conhecidos do plano azimute e para cada ângulo se estima o perfil de atraso de potência [3], [11], [22]. Assim, utilizando tal plataforma em conjunto com o elemento de sondagem por correlator deslizante é possível discriminar os diversos componentes de multipercurso no tempo e no espaço. Note ainda que o mecanismo de rotação da antena é montado sobre uma plataforma de movimentação linear, a qual permite se estudar o desvanecimento de pequena escala considerando diferentes ângulos de azimute para o sinal recebido [5].



Figura 5. Plataforma para rotação e deslocamento linear de uma antena diretiva tipo corneta [11].

Matematicamente, pode-se interpretar o ângulo de azimute como uma nova dimensão a ser inserida nas equações (6) e (7). Assim, denotando por  $\phi_s$  o *s*-ésimo ângulo no plano de azimute, pode-se escrever

$$p_i(\tau_l, \phi_s) = I_i^2(\tau_l, \phi_s) + Q_i^2(\tau_l, \phi_s), \ l = 1, \dots, L, \quad (22)$$

de forma que a versão discreta do perfil de atraso de potência no plano azimute possa ser estimada realizando-se a média amostral a partir das realizações de  $p_i(\tau_l, \phi_s)$ , ou seja,

$$P(\tau_l, \phi_s) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} p_i(\tau_l, \phi_s).$$
 (23)

A distribuição angular (em azimute) de potência considerando todas as componentes de multipercurso pode então ser computada por meio de

$$P(\phi_s) = \sum_{l=1}^{L} P(\tau_l, \phi_s).$$
(24)

O conhecimento dos atrasos absolutos das componentes de multipercurso (conforme discutido na Subseção III-B) é de fundamental importância à sondagem espacial do canal. Para ilustrar a influência desses atrasos quando for utilizada a técnica de rotação de uma antena direcional para a estimação dos parâmetros espaciais, a Fig. 6 mostra um cenário em que o sinal chega à antena receptora por quatro percursos com direções e atrasos distintos. No lado esquerdo da figura são mostrados os perfis de atraso de potência medidos em função do ângulo de chegada no plano azimute. Os valores absolutos dos atrasos estão devidamente representados nesses perfis, sendo portanto possível alinhar os atrasos de potência correspondentes a diferentes ângulos de chegada, permitindo assim que a distribuição angular de potência possa ser corretamente obtida para cada componente de multipercurso.



Figura 6. Possível cenário de propagação por multipercurso e sua influência na caracterização espacial.

## B. Espalhamento Angular

O espalhamento angular foi definido na Subseção III.D da Parte I deste tutorial [1] como sendo o parâmetro que descreve como as componentes de multipercurso se concentram nas várias direções de chegada do sinal na antena receptora. Por analogia à seletividade em frequência do canal, a qual retrata as diferentes intensidades do sinal recebido no domínio da frequência, pode-se associar o espalhamento angular com o que pode ser denominado de seletividade espacial [14], [37], a qual retrata as diferentes intensidades do sinal recebido no domínio espacial definido pelo ângulo de azimute. A equação (26) de [1], reapresentada aqui por conveniência, define o espalhamento angular como

$$\Lambda = \sqrt{1 - \frac{|F_1|^2}{F_0^2}},$$
(25)

em que  $F_n$  é o *n*-ésimo coeficiente de Fourier do espectro azimutal para n = 0 e n = 1, computado na forma discreta por

$$F_n = \sum_{s=1}^{A} P(\phi_s) e^{jn\phi_s},$$
(26)

sendo A o número de amostras angulares ao longo do plano azimute. Note que (26) é a versão discreta de (27) apresentada em [1]. A Fig. 7 ilustra exemplos de valores para  $\Lambda$ .

## C. Constrição Angular

A constrição angular (*angular constriction*) descreve a concentração de multipercursos em torno de duas direções azimutais quaisquer [3], [14]. Ela é definida como

$$A_{\rm c} = \frac{|F_2 F_0 - F_1^2|}{F_0^2 - |F_1|^2},\tag{27}$$

e seu valor estará entre 0 e 1, sendo que 1 indica que a potência está igualmente distribuída em duas direções do plano azimute



Figura 7. Exemplo de distintos valores para Λ. Figura adaptada de [33, Seção 6.3.1]

e 0 indica que não há concentração clara de potência. Note que a interpretação física da constrição angular é bastante similar àquela referente ao espalhamento angular, o qual também se encontra entre 0 e 1, com 0 indicando concentração de potência localizada no correspondente azimute de referência e 1 indicando que não há concentração clara das componentes dos múltiplos percursos que chegam à antena receptora [1]. A Fig. 8 ilustra um exemplo numérico deste parâmetro para casos distintos de concentração de energia em torno da antena receptora. Vale ressaltar que para o caso de concentração de potência igualmente distribuída em duas direções ( $A_c = 1$ ) o valor de  $\Lambda$  será máximo ( $\Lambda = 1$ ) se a concentração ocorrer em direções opostas.



Figura 8. Exemplo de distintos valores de  $A_c$ . Figura adaptada de [33, Seção 6.3.1]

# D. Ângulo de Maior Desvanecimento

O ângulo de maior desvanecimento,  $\phi_{\text{max}}$ , representa a direção no plano azimute na qual o receptor experimentaria a maior taxa de seletividade espacial possível caso se deslocasse nessa direção [3], [14]. Ele é calculado por

$$\phi_{\max} = \frac{1}{2} \arg\max_{\phi} (F_0 F_2 - F_1^2).$$
(28)

## E. Variância do Espalhamento do Número de Onda

O número de onda (*wavenumber*) [33, Seção 6.3.2] é um parâmetro físico que mede a frequência espacial de variação de um sinal, usualmente expresso em ciclos por unidade de distância. Esse parâmetro está intimamente ligado à seletividade espacial do canal, pois quanto maior seu valor mais seletivo espacialmente ele é, ou seja, o receptor irá experimentar mais variações de intensidade de sinal em um dado trecho de movimentação. No entanto, o número de onda sozinho não é capaz de revelar a amplitude de tais variações, o que pode ser conseguido por meio da variância do espalhamento de número de onda (*wavenumber spread variance*) [33, Seção 6.3.2], a qual é determinada a partir do espalhamento angular, da constrição angular e do ângulo de maior desvanecimento, de acordo com

$$\sigma_{\rm V}^2 = \frac{2\pi^2 \Lambda^2 P_{\rm R}}{\lambda^2} (1 + A_{\rm c} \cos[2(\phi_{\rm R} - \phi_{\rm max})]).$$
(29)

Portanto o valor de  $\sigma_V^2$  descreve a seletividade espacial de um canal dentro da área local (região circular de diâmetro menor do que c/B, em que c é a velocidade da luz e B a largura de banda do sinal transmitido) para um receptor se movendo na direção  $\phi_R$ . A equação (29) pode ser utilizada em qualquer canal onde as componentes de multipercurso incidem no plano horizontal [32], [33, Seção 6.3.2].

Pode-se afirmar que a seletividade espacial torna-se menos dependente da direção de deslocamento do receptor à medida que as componentes de multipercurso tendem a chegar por todas as direções do plano azimute, afinal  $A_c$  tenderá para zero fazendo com que a parcela que relaciona a direção de deslocamento na equação (29) seja cancelada. O receptor experimentaria a máxima seletividade espacial possível caso se deslocasse na direção de  $\phi_{\rm max}$  considerando que haja concentração de energia em apenas duas direções (igualmente distribuída), porém opostas, no receptor, afinal os parâmetros  $\Lambda$  e  $A_c$  tenderiam à unidade maximizado  $\sigma_{\rm V}^2$ . Por outro lado a seletividade espacial seria mínima para o caso onde há incidência em apenas uma direção, afinal o parâmetro  $\Lambda$  tenderia a zero fazendo com que  $\sigma_{\rm V}^2$  também tenda a zero. Essas relações estão ilustradas na Fig. 9.



Figura 9. Comportamento da seletividade espacial de acordo com os parâmetros  $\Lambda$ ,  $A_c$  e  $\phi_{max}$ . Figura adaptada de [33, Seção 6.4]

Os parâmetros espaciais do canal podem ser analisados em termos de funções de correlação espaciais de maneira análoga àquela descrita na Seção III de [1], as quais também se relacionam por meio de pares de transformada de Fourier. Mais detalhes sobre essas funções podem ser obtidos em [14].

## V. SIMULAÇÕES

Nesta seção são apresentados alguns resultados referentes à extração de parâmetros do canal por meio do correlator deslizante.

Para exemplificar um possível procedimento prático de caracterização do canal, considera-se que o equipamento de sondagem utiliza uma antena dipolo omnidirecional no transmissor e uma antena direcional (tipo corneta, por exemplo) com abertura de feixe de 7° no receptor, montada sob uma plataforma de medida semelhante àquela ilustrada na Fig. 5. Para um determinado ângulo do plano de elevação, a antena de recepção é rotacionada de 0° a 360° no plano azimute, em passos de 5°. O perfil de atraso de potência em cada um dos A = 72 passos angulares é então obtido por meio do elemento de sondagem por correlator deslizante. Após completar o giro, a antena de recepção é deslocada em passos de meio comprimento de onda  $(\lambda/2)$  ao longo da plataforma linear de comprimento  $4\lambda$ , possibilitando o estudo das variações de potência em pequena escala. Esse procedimento é repetido em diversas localidades, permitindo que se realize a caracterização espacial e temporal do ambiente de propagação [3], [7], [11], [15], [25].

De forma a se ter controle sobre os parâmetros estimados, ao invés de medidas reais, foi utilizada uma simulação com o software VisSim/Comm [38] versão 8.0 para geração do sinal de sondagem, do canal multipercurso e do correlator deslizante. O arquivo executável correspondente a essa simulação está disponível em [39]. Os sinais de saída do correlator deslizante foram pós-processados com o MATLAB, para a extração dos parâmetros de interesse.

## A. Simulação do Sistema de Sondagem

A Fig. 10 apresenta o diagrama de blocos macro do sistema de sondagem, com destaque para as caixas de diálogo de configuração dos subsistemas componentes. O transmissor gera um sinal de sondagem em banda base, sendo composto por um gerador de sequência pseudo aleatória que é um bloco nativo do VisSim/Comm. Para esse gerador configura-se a taxa de chips  $R_c$  e o número m de elementos de memória (*flip-flops* tipo D) que compõem o seu registrador linear de deslocamento com realimentação (LFSR, *linear feedback shift-register*) [26, p. 612]. O comprimento da sequência PN gerada é  $N = 2^m - 1$ .

O canal, cujos blocos componentes podem ser vistos na Fig. 11, segue o modelo de linha de atrasos com derivações abordado em [1], simulando cinco percursos de propagação com atrasos e ganhos configuráveis. É possível também configurar o espalhamento Doppler (para que se estabeleça a taxa de variação do desvanecimento) e o fator de Rice do desvanecimento (0 corresponde ao desvanecimento de Rayleigh [1, Seção II.C]). Os blocos componentes do bloco composto identificado como "Desvanecimento Rice"na Fig. 11 estão apresentados no diagrama da Fig. 12. A teoria referente à construção desse diagrama é explorada em [26, pg. 217-219]. Basicamente, o que se faz é gerar as partes real e imaginária do desvanecimento a partir da filtragem de dois processos Gaussianos de forma a se ter controle sobre sua taxa de variação. As médias dos processos Gaussianos resultantes são então deslocadas em função do fator de Rice configurado.

O receptor, cujos blocos componentes podem ser vistos na Fig. 13, foi implementado por dois correlatores deslizantes em banda base, os quais simulam os correlatores deslizantes em



Figura 10. Sistema de sondagem por correlator deslizante implementado no VisSim/Comm.



Figura 11. Interior do bloco "Canal"da Fig. 10.



Figura 12. Interior de um dos blocos "Desvanecimento Rice"da Fig. 11.

quadratura da Fig. 1. O único parâmetro de configuração do receptor é o fator de dilatação  $\gamma$ , o qual, conforme a equação

(53) de [1], estabelece a taxa de chips  $R_c^\prime$  das sequências PN locais de acordo com

$$R'_c = R_c \left( 1 - \frac{1}{\gamma} \right), \tag{30}$$

e, conforme a Seção V.B de [1], governa a frequência de corte dos filtros passa-baixas, estas automaticamente configuradas como  $f_{\text{corte}} = R_c/\gamma$ . A resposta ao impulso de cada um dos filtros utilizados na simulação é uma versão truncada da resposta ao impulso de um filtro ideal. Portanto, ambos têm resposta em frequência bastante próxima à resposta de um filtro ideal.



Figura 13. Interior do bloco "Correlator deslizante" da Fig. 10.

Com os parâmetros pré-configurados apresentados na Fig. 10, o tempo para estimar a resposta ao impulso do canal é de  $NT_c\gamma = 3,1$  segundos. Note que esse tempo dilatado corresponde a  $\gamma = 100$  vezes o tempo real de um período da sequência PN transmitida, ilustrando a grande limitação da sondagem por correlator deslizante, que é o fato de não ocorrer em tempo real.

A duração da simulação foi configurada de forma que seja possível obter 2048 estimativas, as quais são exportadas para arquivos com extensão .dat. Um dos arquivos armazena a parte real e o outro armazena a parte imaginária das respostas ao impulso. No MATLAB, tais arquivos geram uma matriz complexa de ordem  $2048 \times 5$ , sendo que cada coluna está associada a um percurso de propagação.

# B. Estimação dos Parâmetros Temporais

A Fig. 14 mostra um conjunto de dez observações da magnitude da resposta ao impulso variante no tempo do canal simulado, em sua forma discreta (após amostragem das formas de onda de saída do correlator deslizante). Na simulação o atraso de propagação vale zero e, portanto, a primeira componente de multipercurso captada pelo receptor ocorre em  $\tau = 0$ .

Sabendo-se que a simulação foi configurada para representar um canal com desvanecimento tipo Rayleigh, as funções densidade de probabilidade das partes real e imaginária de cada componente de multipercurso serão Gaussianas de média nula e variância igual a 0,5. Como consequência, a envoltória e a fase do desvanecimento têm densidades de probabilidade Rayleigh e uniforme em  $(-\pi, \pi]$ , respectivamente. Tais densidades podem ser estimadas a partir das amostras complexas das componentes de multipercurso ao longo do tempo por meio de testes de aderência, conforme descrito na Subseção III-I.



Figura 14. Realização de dez respostas ao impulso discretas do canal.

Tomando como exemplo as amostras complexas do primeiro percurso, tal como geradas por simulação, a Fig. 15 mostra os histogramas e as correspondentes funções densidade de probabilidade que melhor se encaixaram às amostras de acordo com o software EasyFit. Note que tais densidades de fato são aquelas supramencionadas.



Figura 15. Histogramas e melhores encaixes das correspondentes funções densidade de probabilidade referentes ao desvanecimento em um único percurso de propagação: (a) parte real, (b) parte imaginária, (c) envoltória e (d) fase.

A partir de 2048 realizações como aquelas ilustradas na Fig. 14, utilizando as equações (6) e (7) foi encontrado o perfil de atraso de potência médio mostrado na Fig. 16, antes e após amostragem. Deve-se atentar para o fato de que os valores das amostras do perfil médio em seus picos não necessariamente correspondem aos valores de  $P(\tau_l)$ . Como discutido na Subseção III-G, é o processo de calibração do sistema de sondagem que garante que a potência total no sinal recebido possa ser calculada por meio de (18). Na simulação em questão,

a potência do sinal transmitido é de 1 watt e o ganho médio de potência do canal é unitário. Como a presença de cabos e conectores não foi simulada, a potência total do sinal recebido deve também ser de 1 watt. Percebe-se ao serem somados os valores de  $P(\tau_l)$  na Fig. 16, obtém-se aproximadamente o valor de 1 watt. As amostras do perfil de atraso de potência médio



Figura 16. Perfil de atraso de potência médio, construído a partir de 2048 perfis instântaneos.

foram operadas nas equações (9) e (10), o valor encontrado para o espalhamento de retardo rms foi de  $\sigma_{\tau} = 9$  ms.

Como descrito na Subseção III-D, a banda de coerência do canal é determinada a partir da função de correlação  $\Phi_H(\Delta f)$ , a qual foi computada a partir da simulação em sua configuração inicial resultando na função apresentada na Fig. 17. Na mesma figura destaca-se o valor da banda de coerência calculada por meio de (11), cujo valor é  $B_C \approx 25$  Hz. Então, se a banda do sinal transmitido através do canal for maior que 25 Hzz, há grande chance de ocorrência de desvanecimento seletivo em frequência no sinal recebido. Por outro lado, se a banda do sinal for menor que 25 Hz, mais provavelmente ocorrerá desvanecimento plano.



Figura 17. Função de correlação do canal espaçado em frequência e o valor da banda de coerência  $B_C$ .

O espalhamento de retardo e a banda de coerência estão associados à dispersão temporal causada pela propagação multipercurso, mas não revelam nada a respeito da variação temporal do canal causada por movimentos relativos entre o transmissor e o receptor. Para isso deve-se analisar o efeito Doppler e o tempo de coerência. Com base nos conceitos apresentados na Subseção III-E, a partir da medidas simuladas estimou-se o espectro de potência Doppler,  $S_H(\kappa)$ , cuja magnitude está ilustrada na Fig. 18. Nessa figura destaca-se a medida do espalhamento Doppler, o qual está associado com a taxa de variação do canal. Seu valor está próximo de  $2f_m \approx 0.02$  Hzz, conforme configurado na plataforma de simulação do VisSim/Comm apresentada na Fig. 10.



Figura 18. Espectro de potência Doppler do canal e o valor do espalhamento Dopple  $2f_m$ .

De acordo com a Subseção III-F, estimou-se a magnitude da função de correlação espaçada no tempo do canal,  $\Phi_H(\Delta t)$ , cujo resultado é apresentado na Fig. 19. Na mesma figura destaca-se o valor do tempo de coerência calculado por meio de (15), cujo valor é  $T_C \approx 18$  segundos. Isso significa que se o período de símbolo do sinal transmitido for maior que 18 segundos, caracterizar-se-á um canal com desvanecimento rápido. Caso contrário, diz-se que o canal apresentará desvanecimento lento.



Figura 19. Função de correlação do canal espaçado no tempo e o valor do tempo de coerência  ${\cal T}_c.$ 

A Fig. 20 ilustra a magnitude da função de correlação espaçada no tempo,  $\Phi_H(\Delta t)$ , e a magnitude da função de correlação espaçada na frequência,  $\Phi_H(\Delta f)$ , para quatro tipos distintos de canal. Para obtenção dessas funções, os valores de ganho, atrasos entre percursos e espalhamento Doppler foram alterados em relação aos valores iniciais mostrados na Fig. 10. Como esperado, a função de correlação espaçada na frequência se alarga à medida que o espalhamento de retardo diminui. Analogamente, a função de correlação espaçada no tempo se alarga à medida que o espalhamento Doppler diminui.



Figura 20. Magnitude da função de correlação espaçada na frequência  $\Phi_H(\Delta f)$  (acima) para diferentes espalhamentos de retardo, e da função de correlação espaçada no tempo  $\Phi_H(\Delta t)$  (abaixo) para diferentes espalhamentos Doppler.

Note que os parâmetros que estão sendo obtidos a partir de medidas simuladas pela plataforma descrita na Subseção V-A não são realistas, reflexo da forma como a simulação foi implementada, priorizando-se o aspecto didático. Em outras palavas, a simulação foi implementada e configurada sem a preocupação com a fidelidade dos resultados em relação àqueles tipicamente encontrados na prática. Caso essa fidelidade fosse almejada, o efeito colateral seria uma velocidade de processamento da simulação proibitivamente elevada. Contudo, os procedimentos e conclusões hora descritos são válidos tanto para as medidas simuladas quanto o seriam para as medidas reais.

## C. Estimação dos Parâmetros Espaciais

Os parâmetros estatísticos espaciais do ambiente de propagação são estimados a partir do perfil angular de potência, conforme ilustra o diagrama da Fig. 2. Como descrito na Subseção IV-A, para a estimação do perfil angular de potência na prática pode-se adotar a técnica de rotação mecânica de uma antena direcional, sendo estimado um perfil de atraso de potência para cada passo angular no plano azimute. Entretanto, a plataforma de simulação descrita na Subseção V-A não é capaz de simular a parte mecânica de tal técnica, já que as questões mecânicas estão fora do escopo deste artigo. Com o objetivo de produzir efeitos semelhantes àqueles proporcionados pela técnica de rotação mecânica com a plataforma da Fig. 10, admitiu-se que a antena de recepção foi rotacionada de 0 a 360° no plano azimute, em passos de 10°, e que para cada ângulo foi estimado um perfil de atraso de potência médio levando em conta 20 perfis instantâneos, totalizando 720 medidas. Para cada grupo de 20 perfis de atraso de potência instantâneos, os ganhos dos percursos simulados foram alterados de forma a ilustrar as variações de potência recebida que o canal pode produzir para diferentes direções de chegada do sinal na antena receptora, no plano azimute. Utilizando tal procedimento obteve-se o perfil angular de potência apresentado na Fig. 21, em coordenadas polares e retangulares. Recordando, esse perfil descreve a variação de potência recebida média em função do ângulo azimute de chegada, conforme definido em (24).



Figura 21. Perfil angular de potência,  $P(\theta_s)$ , em coordenadas polares (esquerda) e em coordenadas retangulares (direita).

Na parte superior da Fig. 22 estão ilustrados perfis de atraso de potência em função do ângulo de chegada em azimute,  $P(\tau_l, \phi_s)$ , conforme definido em (23), e na parte inferior estão as respectivas curvas de nível de potência ao longo do plano azimutal. O gráfico na parte superior permite visualizar a potência do sinal recebido para cada componente de multipercurso, o que representa um nível de detalhamento maior em comparação com o perfil angular de potência ilustrado pela Fig. 21. O perfil angular de potência referente a cada percurso de propagação pode ser obtido por meio de  $P(\tau_l, \phi_s)$ , bastando fixar o valor de  $\tau_l$  e ler os valores de potência ao longo dos valores dos ângulos  $\phi_s$ .

As amostras do perfil angular de potência foram operadas por meio de (26) para que fossem calculados os coeficientes  $F_0$ ,  $F_1$  e  $F_2$ , os quais foram utilizados no cálculo do espalhamento angular  $\Lambda$ , da constrição angular  $A_c$ , e do ângulo de maior desvanecimento  $\phi_{\text{max}}$ , de acordo com (25), (27) e (28), respectivamente. Para o caso ilustrado nas Figs. 21 e 22 foi obtido  $\Lambda \approx 0.99$ . Percebe-se que realmente a energia não está concentrada em apenas uma direção, fazendo com que esse parâmetro aproxime do valor máximo que vale 1. Como o desvanecimento espacial está relacionado com os percursos chegando em diferentes direções ao receptor, um valor alto de  $\Lambda$  reflete em alta seletividade espacial. A potência recebida também não está concentrada em apenas duas direções, o que é revelado pelo valor relativamente baixo da constrição angular,  $A_{\rm c} \approx 0.14$ . A direção que o receptor deve seguir para experimentar a maior seletividade espacial é de  $\phi_{\text{max}} \approx 20^{\circ}$ . Aplicando esses resultados em (29) encontra-se o valor da



Figura 22. Acima: perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute,  $P(\tau_l, \phi_s)$ . Abaixo: curvas de nível de  $P(\tau_l, \phi_s)$  no plano azimute.

variância do espalhamento de número de onda que, conforme mencionado na Seção. IV-E, descreve a seletividade espacial do canal. Para esse caso o valor de  $\sigma_V^2$  considerando  $\phi_R = \phi_{max}$  e  $\lambda = 3$  é de aproximadamente 2,5.

Com o intuito de esclarecer ainda mais sobre a interpretação dos parâmetros  $\Lambda$ ,  $A_c$ ,  $\phi_{max}$  e  $\sigma_V^2$ , dois novos cenários foram criados, gerando mais duas baterias de medidas de 720 perfis de atraso de potência, sendo 20 perfis para cada um dos 36 ângulos de azimute (de 0° a 360° em passos de 10°). A Fig. 23 ilustra o perfil angular de potência dos dois cenários, em coordenadas polares e retangulares. Como pode ser observado nessa figura, sua parte superior ilustra o cenário onde a potência está mais concentrada apenas em uma direção (cenário 1), sendo que a parte inferior ilustra o cenário em que a potência está concentrada em duas direções (cenário 2).

A Tabela II lista os valores dos parâmetros  $\Lambda$ ,  $A_c e \phi_{max}$ para os dois cenários descritos. Com base nos dados da tabela é possível perceber que o valor de  $\Lambda$  para o cenário 1 é menor do que para o cenário 2, como esperado. Afinal,  $\Lambda = 0$ representa concentração de energia apenas em uma direção que é aproximadamente o caso do cenário 1. O valor de  $A_c$  para o cenário 1 é menor do que para o cenário 2, o que também era de se esperar, pois  $A_c = 1$  representa a energia igualmente distribuída em duas direções, que é a situação da qual o cenário 2 se aproxima. No cenário 1 o valor de  $\phi_{max}$  calculado por meio de (28) está próximo de 0°. No cenário 2 esse valor



Figura 23. Perfil angular de potência,  $P(\theta_s)$ , em coordenadas polares e em coordenadas retangulares para o cenário no qual há concentração de energia em uma direção (gráficos acima) e para o cenário no qual há concentração de energia em duas direções (gráficos abaixo).

está próximo de  $-60^{\circ}$  (ou  $300^{\circ}$ ). Esse parâmetro informa que, caso o receptor se desloque nesta direção, ele experimentará a máxima seletividade espacial possível. Essa afirmação é feita com base no valor de  $\sigma_V^2$ , que é um parâmetro que descreve a seletividade espacial. Observando a Equação (29), nota-se que a parcela dependente da direção atinge seu valor máximo, que é 1, se  $\phi_R = \phi_{max}$ . Como constatado na Tabela II, o valor de  $\sigma_V^2$  do cenário 1, considerando  $\lambda = 3$  e que o receptor se desloque na direção de maior desvanecimento, é menor do que para o cenário 2 como era de se esperar, afinal a seletividade espacial do cenário 1 deve ser quase nula por existir concentração de energia das componentes de multipercurso em apenas uma direção. Ressalta-se que estes exemplos são casos atípicos criados apenas com objetivo didático de ilustrar o comportamento dos parâmetros mencionados neste tutorial.

Tabela II. PARÂMETROS ESTATÍSTICOS ESPACIAIS.

| Parâmetros<br>Espaciais   | Cenário 1<br>(concentração em<br>uma direção) | Cenário 2<br>(concentração em<br>duas direções) |
|---|---|---|
| Espalhamento Angular, $\Lambda$                                       | 0,16  | 0,99  |
| Constrição Angular,<br>$A_{\rm c}$                                    | 0,21  | 0,96  |
| Angulo de maior desvanecimento, $\phi_{max}$                          | $0,08^{\circ}$                                | $-60^{\circ}$                                   |
| Variância do<br>espalhamento do<br>número de onda, $\sigma_{\rm V}^2$ | 0,07  | 4,21  |

As Figs. 24 e 25 ilustram os perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute e suas curvas de nível para os Cenário 1 e 2, respectivamente. Por meio dessas figuras pode-se conhecer a distribuição de potência em torno da antena receptora para cada componente de multipercurso. Como exemplo, observando a Fig. 24 percebe-se que o primeiro e o quarto percursos proporcionaram maiores valores de potência em comparação com os três demais. As curvas de nível auxiliam a interpretação de  $P(\tau, \phi)$  por outra perspectiva. As cores fortes, como vermelho e laranja representam altos valores de potência (menores atenuações do canal nesses percursos), enquanto as cores mais fracas como amarelo, verde e azul representam valores mais baixos valores de potência (maiores atenuações do canal nesses percursos). Como exemplo, observando as curvas de nível do cenário 1, mostrada na parte inferior da Fig. 24, é possível verificar que há uma concentração grande de potência próxima de 8 ms e outra próxima de 22 ms na direção de 0°.



Figura 24. Perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute,  $P(\tau_l, \phi_s)$  (acima), e correspondentes curvas de nível (abaixo) para o cenário 1.

# VI. CONCLUSÃO

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 permite que o canal seja modelado e que o sistema seja dimensionado de forma a viabilizar a comunicação frente às possíveis adversidades do canal em questão, ainda podendo fornecer dados para a elaboração de modelos de predição de cobertura. Os modelos de canal são normalmente elaborados com o auxílio de medidas em campo, as quais são obtidas por meio de técnicas de sondagem. O correlator deslizante é uma dessas técnicas e



Figura 25. Perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute,  $P(\tau_l, \phi_s)$  (acima), e correspondentes curvas de nível (abaixo) para o cenário 2.

vem sendo abordado nesta série desses artigos. A primeira parte é dedicada aos fundamentos sobre a sondagem por correlator deslizante. Esta parte da série é dedicada aos procedimentos para caracterização temporal e espacial do canal. Na terceira parte serão descritos os detalhes do projeto e de validação de um correlator deslizante implementado na plataforma USRP.

## AGRADECIMENTOS

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

#### REFERÊNCIAS

- [1] 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, RTIC*, vol. 7, no. 1, pp. 1–18, Mar. 2016.
- [2] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!" *Access, IEEE*, vol. 1, pp. 335–349, May 2013.
- [3] H. Xu, V. Kukshya, and T. S. Rappaport, "Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 3, pp. 620–630, Apr. 2002.

- [4] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, "Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 9, pp. 3029–3056, Sep. 2015.
- [5] Y. Azar, G. N. Wong, K. Wang, R. Mayzus, J. K. Schulz, H. Zhao, F. Gutierrez, D. Hwang, and T. S. Rappaport, "28 GHz propagation measurements for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York city," in 2013 IEEE International Conference on Communications (ICC), Jun. 2013, pp. 5143–5147.
- [6] R. Rood and F. Morehouse, "Channel sounder testing for tactical communications," in *Military Communications Conference, 1993. MILCOM* '93. Conference record. Communications on the Move., IEEE, vol. 2, Oct. 1993, pp. 369–373 vol.2.
- [7] T. S. Rappaport, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, and Y. Qiao, "38 GHz and 60 GHz angle-dependent propagation for cellular amp; peer-to-peer wireless communications," in 2012 IEEE International Conference on Communications (ICC), Jun. 2012, pp. 4568–4573.
- [8] E. Ben-Dor, T. S. Rappaport, Y. Qiao, and S. J. Lauffenburger, "Millimeter-wave 60 GHz outdoor and vehicle AOA propagation measurements using a broadband channel sounder," in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), 2011 IEEE*, Dec. 2011, pp. 1–6.
- [9] T. S. Rappaport, F. Gutierrez, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, Y. Qiao, and J. I. Tamir, "Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoor urban cellular communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1850–1859, Apr. 2013.
- [10] D. Cassioli, "Statistical analysis of cars induced scattering in 60 GHz UWB outdoor channels," in *Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, 2015 IEEE 82nd, Sep. 2015, pp. 1–5.
- [11] G. D. Durgin, V. Kukshya, and T. S. Rappaport, "Wideband measurements of angle and delay dispersion for outdoor and indoor peer-to-peer radio channels at 1920 MHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 5, pp. 936–944, May 2003.
- [12] 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.
- [13] J. Wang, R. Zhang, W. Duan, S. X. Lu, and L. Cai, "Angular spread measurement and modeling for 3D MIMO in urban macrocellular radio channels," in 2014 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC), Jun. 2014, pp. 20–25.
- [14] G. D. Durgin, "Theory of stochastic local area channel modeling for wireless communications," Doctor of Philosopy, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Dec. 2000.
- [15] M. Samimi, K. Wang, Y. Azar, G. N. Wong, R. Mayzus, H. Zhao, J. K. Schulz, S. Sun, F. Gutierrez, and T. S. Rappaport, "28 GHz angle of arrival and angle of departure analysis for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York city," in *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th*, Jun. 2013, pp. 1–6.
- [16] M. K. Samimi and T. S. Rappaport, "3-D statistical channel model for millimeter-wave outdoor mobile broadband communications," in 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), Jun. 2015, pp. 2430–2436.
- [17] G. R. MacCartney and T. S. Rappaport, "73 GHz millimeter wave propagation measurements for outdoor urban mobile and backhaul communications in New York city," in 2014 IEEE International Conference on Communications (ICC), Jun. 2014, pp. 4862–4867.
- [18] M. Anderson, G. Borg, and R. Goodwin, "Channel sounding measurements at 59.5 MHz across the Australian capital territory," in 2005 Asia-Pacific Conference on Communications, Oct. 2005, pp. 705–709.
- [19] R. J. Pirkl and G. D. Durgin, "Optimal sliding correlator channel sounder design," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 9, pp. 3488–3497, Sep. 2008.
- [20] R. J. Pirkl, "A sliding correlator channel sounder for ultra-wideband measurements," MSc. Dissertation, Georgia Institute of Technology, USA, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Jun. 2007.

- [21] R. J. Pirkl and G. D. Durgin, "Revisiting the spread spectrum sliding correlator: Why filtering matters," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 7, pp. 3454–3457, Jul. 2009.
- [22] C. R. Anderson, "Design and implementation of an ultrabroadband millimeter-wavelength vector sliding correlator cahnnel sounder and inbuilding multipath measurements at 2.5-60 GHz," Master of Science Dissertation, Virginia Polytechnic Institue and State University, USA, May 2002.
- [23] J. S. Baek and J. S. Seo, "Improved CIR-based receiver design for DVB-T2 system in large delay spread channels: Synchronization and equalization," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 57, no. 1, pp. 103–113, Mar. 2011.
- [24] W. G. Newhall, K. Saldanha, and T. Rappaport, "Using RF channel sounding measurements to determine delay spread and path loss," *Mobile Portable Radio Research Group, Virginia Tech*, pp. 82–88, Jan. 1996.
- [25] 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, 2015.
- [26] D. A. Guimarães, Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm, 1st ed. Springer Publishing Company, Incorporated, 2010.
- [27] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2002.
- [28] M. J. Feuerstein, K. L. Blackard, T. S. Rappaport, S. Y. Seidel, and H. H. Xia, "Path loss, delay spread, and outage models as functions of antenna height for microcellular system design," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 487–498, Aug. 1994.
- [29] A. Affandi, G. E. Zein, and J. Citerne, "Investigation on frequency dependence of indoor radio propagation parameters," in *Vehicular Technology Conference*, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th, vol. 4, 1999, pp. 1988–1992 vol.4.
- [30] J. E. Gentle, Random Number Generation and Monte Carlo Methods, 2nd ed. Springer, 2005.
- [31] MathWave Technologies, Inc., "EasyFit distribution fitting software," Nov. 2016. [Online]. Available: http://www.mathwave.com/easyfitdistribution-fitting.html
- [32] G. D. Durgin and T. S. Rappaport, "Theory of multipath shape factors for small-scale fading wireless channels," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 5, pp. 682–693, May 2000.
- [33] G. Durgin, Space-time Wireless Channels, 1st ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall Press, 2002.
- [34] M. K. Samimi and T. S. Rappaport, "3-D millimeter-wave statistical channel model for 5G wireless system design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 7, pp. 2207–2225, Jul. 2016.
- [35] P. L. Kafle, A. Intarapanich, A. B. Sesay, J. Mcrory, and R. J. Davies, "Spatial correlation and capacity measurements for wideband MIMO channels in indoor office environment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 5, pp. 1560–1571, May 2008.
- [36] N. Patwari, "Measured and modeled time and angle dispersion characteristics of the 1.8 GHz peer-to-peer radio channel," Master of Science Dissertation, Virginia Polytechnic Institue and State University, USA, May 1999, http://scholar.lib.vt.edu/theses/index.html.
- [37] G. Durgin and T. S. Rappaport, "Basic relationship between multipath angular spread and narrowband fading in wireless channels," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 25, pp. 2431–2432, Dec. 1998.
- [38] Altair Engineering, Inc. (former Visual Solutions, Inc.), "VisSim: A graphical language for simulation and modelbased embedded development," Nov. 2015. [Online]. Available: http://www.vissim.com/products/vissim/comm.html
- [39] L. A. R. Scudeler, "Simulação no VisSim/Comm para sondagem de canal com correlator deslizante," Dec. 2016. [Online]. Available: http://www.inatel.br/lambda/downloads/resources-s221253-1/9-sounder