Caracterização de Canais sem Fio com Correlator Deslizante – Parte I: Fundamentos

Dayan Adionel Guimarães, Luís Antônio Ribeiro Scudeler
Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel), Santa Rita do Sapucaí, MG
E-mails: dayan@inatel.br, scudeler@gee.inatel.br

Resumo*—A pesquisa e o desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio são sempre precedidos pela caracterização do canal através do qual o sinal é transmitido. Tal caracterização abrange os domínios do tempo, frequência e espaço, podendo ser estocástica, empírica, determinística ou uma combinação destas. Ela fornece subsídios para que o canal seja modelado e o sistema seja dimensionado de forma a viabilizar a comunicação frente às possíveis adversidades desse 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 as informações estocásticas que caracterizarão o canal. Este artigo tutorial compõe uma série em que a sondagem por correlator deslizante é abordada em três partes: na primeira, alvo do presente texto, abordam-se os fundamentos teóricos que permitem o entendimento sobre o correlator deslizante; na segunda parte é dado enfoque no procedimento de análise de medidas simuladas pelo correlator deslizante para a caracterização estocástica do canal; na terceira parte 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

O aumento da demanda por tráfego nos sistemas de comunicações sem fio tem intensificado o problema de congestionamento do espectro de radiofrequências. Há, portanto, um esforço constante por parte dos pesquisadores na academia e na indústria no sentido de desenvolver sistemas com alta eficiência espectral ou até mesmo que consigam ocupar de forma oportunista as faixas de frequência subutilizadas, como é o caso dos sistemas de rádio cognitivo [1]. Outra solução para esse problema consiste no uso de faixas de frequência pouco exploradas pelos sistemas atuais, como é o caso da faixa de ondas milimétricas, as quais são fortes candidatas para os sistemas de quinta geração (5G) [2].

No entanto, a pesquisa e o desenvolvimento de quaisquer que sejam os sistemas de comunicação sem fio, atuais ou futuros, são sempre precedidos pela caracterização do canal através do qual o sinal é transmitido. Em outras palavras, pode-se dizer que as mais fortes restrições ou imposições com relação ao projeto de um sistema de comunicação são postas pelo canal de comunicação. A palavra de ordem é, pois, adequação: aplicam-se as tecnologias correntes almejando maior eficiência espectral, mas sempre buscando a adequação do sinal transmitido ao canal. A modelagem do canal permite que o sistema seja então dimensionado de forma a viabilizar a comunicação frente às possíveis adversidades desse canal, ainda podendo fornecer dados para a elaboração de modelos de predição de cobertura.

A caracterização do canal de comunicação permite que sejam extraídos parâmetros que são utilizados na sua modelagem nos domínios do tempo, frequência e espaço [2]–[7]. Essa modelagem pode ser estocástica, empírica, determinística ou uma combinação destas [8, p. 175]. Os modelos empíricos são construídos a partir de observação e medidas dos parâmetros do canal por meio de técnicas de sondagem (*channel sounding*). Embora tais modelos possam ser precisos, dependendo da precisão e da quantidade dos parâmetros extraídos, eles podem estar sujeitos às variações das condições de medida e do próprio canal. Já os modelos determinísticos fazem uso da caracterização física dos fenômenos de propagação de forma que se determine matematicamente a função de transferência do canal. Obviamente, a factibilidade desse modelo está associada com a possibilidade de sua caracterização física e correspondente modelagem matemática de forma precisa, o que pode ser extremamente complexo até para os mais simples canais de comunicação sem fio. Os modelos estocásticos ou estatísticos consideram o canal como sendo representado por uma série de fenômenos aleatórios modelados por variáveis aleatórias. Como consequência, a função de transferência do canal é determinada em termos estocásticos.

O correlator deslizante (*sliding correlator*) [2], [4]–[7], [9]–[22], [23, p. 155-158] é uma técnica que vem sendo utilizada há décadas para a sondagem de canais de comunicação sem fio, permitindo que se obtenha a sua resposta ao impulso e, a partir dela, as informações estocásticas que caracterizarão o canal nos domínios temporal, da frequência e espacial. Tais informações incluem, mas não se limitam a: resposta ao impulso, resposta em frequência, distribuição angular, perfil de intensidade de potência, funções de correlação nos vários domínios, banda de coerência, tempo de coerência e concentração angular de potência.

Além de ter um custo de implementação relativamente baixo, o correlator deslizante pode ser utilizado para realizar medidas em canais de rádio móvel ou fixos, em ambientes internos e externos. Dentre suas características destaca-se o efeito de dilatação temporal que acarreta na compressão da largura de banda, fazendo com que a taxa de amostragem do conversor analógico para digital (A/D, *analog-to-digital*) não seja tão alta comparada com aquela que seria necessária na técnica de recepção por correlação cruzada, possibilitando medidas em canais com ultra banda larga. Além disso, apresenta robustez em relação a interferências por utilizar sequências pseudo aleatórias como aquelas adotadas em sistemas com espalhamento

Recebido em 25 de agosto de 2016. Aceito em 9 de fevereiro de 2017

espectral por sequência direta (DSSS, *direct sequence spread spectrum*) [12].

Este artigo tutorial compõe uma série em que a sondagem de canal por correlator deslizante é abordada em três partes: na primeira, alvo do presente texto, abordam-se os fundamentos teóricos sobre o correlator deslizante; na segunda parte é dado enfoque na análise das medidas obtidas pelo correlator deslizante para a caracterização estocástica do canal; na terceira parte são descritos os detalhes do projeto de um correlator deslizante na plataforma USRP (*universal software radio peripheral*).

Espera-se que após o estudo dessa série de artigos o leitor passe a conhecer os detalhes sobre uma das mais utilizadas técnicas de sondagem e entenda a importância que a caracterização do canal representa para as pesquisas e o projeto de sistemas de comunicação sem fio.

As demais seções deste artigo estão assim organizadas: nas Seções II e III são apresentados alguns dos principais fundamentos que envolvem o canal de comunicação sem fio, descrevendo as métricas que possibilitam caracterizá-lo em um ambiente de propagação com múltiplos percursos. Em seguida, a Seção IV apresenta outras técnicas de sondagem de canal típicas, sendo a principal delas, alvo deste tutorial, abordada com mais detalhes nas Seções V e VI. A Seção VII conclui o texto.

II. Fenômenos de Propagação no Canal de Comunicação Sem Fio

Antes de iniciar a apresentação sobre o correlator deslizante propriamente dito, é importante revisitar alguns dos principais fundamentos sobre os fenômenos de propagação em canais de comunicação sem fio, pois assim o leitor terá mais facilidade em entender o processo de extração de parâmetros viabilizado pelo dispositivo.

A. Canal de Comunicação Sem Fio Externo

Tipicamente, o estudo sobre o canal de comunicação móvel sem fio contempla suas características de propagação em larga escala e em pequena escala. Na caracterização em grande escala são levadas em conta as variações de potência recebida média em área (*area mean*) e média local (*local mean*). Já na caracterização em pequena escala são consideradas as variações instantâneas do sinal recebido. As variações de potência média em área refletem a atenuação do sinal em função da distância entre o transmissor e o receptor, em alguns casos levando também em conta a frequência de operação. As variações de potência média local ocorrem em torno das variações de potência média em área e estão associadas à influência dos obstáculos entre transmissor e receptor. A estas dá-se comumente o nome de sombreamento (*shadowing*). As variações instantâneas de potência recebida ocorrem por conta do desvanecimento multipercurso (*multipath fading*) [8, p. 200-210]. Tanto os canais de comunicação móvel externos (*outdoor*) quando internos (*indoor*) têm suas particularidades em termos da caracterização da propagação em grande e em pequena escala. No entanto, em termos conceituais tal caracterização é similar nos dois casos. Por esta razão é utilizado como exemplo o canal externo nesta revisão inicial. Mais adiante o canal interno é colocado em pauta, momento em que algumas de suas particularidades são confrontadas com aquelas referentes ao canal externo.

Para descrever o cenário de propagação em larga escala é utilizado o exemplo da comunicação entre uma estação rádio base e um terminal móvel. Além da distância entre o terminal e a base, existem diversos obstáculos naturais ou feitos pelo homem que podem atenuar a onda eletromagnética ocasionando perdas na potência média do sinal recebido. Pode-se dividir essa perda em duas partes, sendo uma delas a média em área e a outra a média local. Existem métodos conhecidos como métodos de predição de cobertura (*coverage prediction*) ou predição de propagação (*propagation prediction*) responsáveis pela estimação da potência recebida da média local ou da média em área a uma dada distância do transmissor [8, p. 201], [24]. É com o auxílio de tais métodos que se dimensionam as potências de transmissão e margens adequadas ao correto funcionamento do sistema de comunicação.

Ainda considerando o exemplo da comunicação entre o terminal móvel e a estação base, o sinal transmitido chega à antena receptora por múltiplos percursos de propagação criados principalmente pelos mecanismos de reflexão (*reflection*), difração (*diffraction*) e espalhamento (*scattering*) da onda eletromagnética, além daquele percurso direto que pode existir se houver visada direta (*line-of-sight*) entre a base e o terminal. A reflexão da onda eletromagnética ocorre em obstáculos cujas dimensões físicas são significativamente maiores que o comprimento de onda do sinal. A difração ocorre pela formação de novas frentes de onda que se propagam em várias direções e surgem quando o sinal encontra o canto vivo de um objeto, como as bordas de um edifício. O espalhamento, que pode ser interpretado como um conjunto de múltiplas pequenas reflexões, é causado por obstáculos com dimensões físicas comparáveis ao comprimento de onda do sinal.

A propagação por múltiplos percursos, ou propagação multipercurso, faz com que as várias réplicas do sinal que trafegam por caminhos distintos incidam na antena receptora em diferentes instantes de tempo, com diferentes amplitudes e com diferentes fases. A combinação dessas réplicas causa interferências construtivas ou destrutivas, causando variações do sinal recebido pelo terminal móvel. Essas variações são conhecidas como desvanecimento multipercurso. A propagação por múltiplos percursos produz outros efeitos no sinal recebido, tais como a dispersão temporal, a dispersão em frequência, e o desvanecimento seletivo em frequência [8, p. 210], [13], [25], os quais são também revisitados mais adiante neste artigo.

A Fig. 1 apresenta um gráfico da potência recebida versus a distância entre transmissor e receptor, ilustrando as variações em grande escala (média local e média em área) e em pequena escala (desvanecimento multipercurso) [8, p. 207]. Por meio dessa figura pode-se notar que as variações instantâneas, que são aquelas que fisicamente se manifestam no sinal recebido, incorporam as variações da média local e da média em área. Em outras palavras, extraindo-se por filtragem a média das variações instantâneas durante uma janela de tempo correspondente a algumas poucas dezenas de comprimentos de onda obtém-se a média local. Extraindo-se a média das variações locais utilizando uma janela de tempo correspondente a várias dezenas de comprimentos de onda obtém-se a média em área. Ao se subtrair a média local da média em área obtém-se o sombreamento de forma isolada. Ao se subtrair as variações instantâneas da média local obtém-se o desvanecimento multipercurso de forma isolada. Tipos de filtro comumente utilizados nesta separação, bem como tamanhos e tipos de janelas de

filtragem podem ser encontrados por exemplo em [26]–[28].

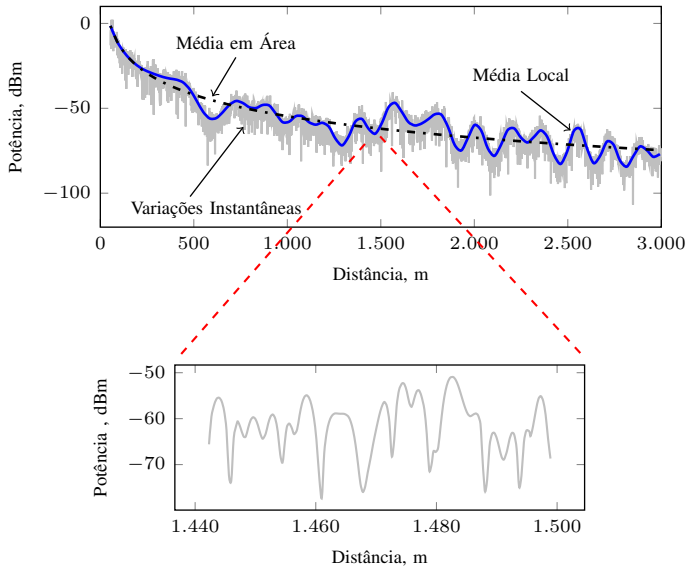


Figura 1. Propagação em pequena e grande escalas. Adaptado de [8, p. 207].

Embora exista uma variedade bastante grande de modelos de predição de cobertura, nenhum é capaz de prever com precisão as variações instantâneas do sinal recebido, dada a variedade do ambiente em torno do transmissor e do receptor e de suas características, o que por sua vez torna praticamente impossível a fiel modelagem. Por esta razão, é comum que o desvanecimento em pequena escala seja avaliado em termos estatísticos. Como exemplo, podem ser encontrados modelos estatísticos de desvanecimento que vão desde os mais clássicos como o desvanecimento de Rayleigh, de Rice e de Nakagami [29, p. 18-23], até os modelos de desvanecimento generalizados como α-μ [30], κ-μ [31], η-μ [31] e extenções [32], e outros que combinam os efeitos de sombreamento e desvanecimento, como é o caso dos modelos de desvanecimento sombreado (shadowed-fading) [33]. Já as variações da média local podem ser estimadas com bastante precisão por alguns modelos de predição, ou apenas caracterizadas estatisticamente em outros. O sombreamento, com raras exceções, segue uma distribuição log-normal, ou lognormal, em torno da média em área, com um desvio padrão, em dB, que é na maior parte dos casos independente da distância entre transmissor e receptor [34, p. 843]. Por outro lado, a variação de potência média em área pode ser estimada de forma bastante precisa na prática. Para este fim há vários modelos, como exemplo o simples *log-distance* [23] [8, p. 200-206], no qual a potência recebida é inversamente proporcional à η-ésima potência da distância entre transmissor e receptor, sendo η o expoente de perdas que varia com as características do ambiente. Modelos mais sofisticados e precisos incorporam, além da distância, outras variáveis, como a frequência de operação, caso que pode ser exemplificado pelo modelo SUI (*Stanford University Interim*) [35], [36]. Recentemente, grande atenção tem sido dirigida a modelos de propagação multi-slope, nos quais a potência média em área varia de acordo com uma função linear-em-partes (*piecewise linear*), sendo cada parte (segmento) associada a um expoente de perdas [37].

Como logo se poderá concluir, o correlator deslizante é um receptor com a função específica de sondagem de canal em termos de sua resposta ao impulso e sua caracterização estatística nos domínios do tempo, frequência e espaço. No entanto, é também possível calibrá-lo para que o sinal em sua saída possa servir como referência para se medir a potência do sinal recebido. Assim, os fenômenos de propagação ilustrados na Fig. 1 podem ser também alvo de caracterização com o uso do correlator deslizante.

B. Resposta ao Impulso do Canal Multipercurso

A representação em envoltória complexa (*complex envelope*) de um sinal transmitido $s(t)$ genérico e real pode ser escrita como [8, p. 210], [13]

$$s(t) = \Re\left[\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}\right], \tag{1}$$

onde $\Re(\cdot)$ é a parte real do argumento, $\tilde{s}(t)$ é a envoltória complexa do sinal em banda passante $s(t)$ e f_c é a frequência da portadora. Pode-se admitir que, quando o terminal móvel está em movimento no ambiente de propagação multipercurso, o atraso e a atenuação de cada percurso é dependente do tempo. O número de percursos também depende do tempo, pois alguns percursos podem estar obstruídos em um determinado instante, por exemplo. Assim o sinal recebido em banda passante pode ser escrito como [8, p. 210], [34, p. 832]

$$r(t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) s[t - \tau_l(t)], \tag{2}$$

em que $L(t)$ representa o número de percursos dependente do tempo (instante de observação) t, $\alpha_l(t)$ a atenuação e $\tau_l(t)$ o atraso dependentes do tempo do l-ésimo percurso de propagação. Substituindo (1) em (2) tem-se

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) \Re\{\tilde{s}[t-\tau_l(t)]e^{j2\pi f_c[t-\tau_l(t)]}\} \\ &= \Re\{\sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t)\tilde{s}[t-\tau_l(t)]e^{j2\pi f_c t}e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)}\}, \end{aligned} \tag{3}$$

de onde se obtém a envoltória complexa do sinal recebido

$$\tilde{r}(t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \tilde{s}[t - \tau_l(t)]. \tag{4}$$

Substituindo a entrada $\tilde{s}(t)$ pela função impulso $\delta(t)$ (delta de Dirac), obtém-se a representação equivalente em banda base da resposta ao impulso variante no tempo do canal

$$h(\tau; t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \delta[t - \tau_l(t)]. \tag{5}$$

C. Modelo de Canal com Desvanecimento Plano

Admita que o sinal transmitido seja uma onda portadora não modulada com amplitude de pico unitária, cuja representação equivalente em banda base é $\tilde{s}(t) = 1$. Utilizando (4) obtém-se

o equivalente em banda base do sinal recebido

$$\begin{aligned}\tilde{r}(t) &= \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \\ &= \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) e^{j\theta_l(t)} \\ &= \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t)\cos[\theta_l(t)] + j\sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t)\,\mathrm{sen}[\theta_l(t)] \\ &= \sum_{l=1}^{L(t)} x_l(t) + j\sum_{l=1}^{L(t)} y_l(t).\end{aligned} \tag{6}$$

Nessa representação, $x_l(t)$ e $y_l(t)$ podem ser interpretadas como funções amostra [8, p. 60] dos processos aleatórios $X_l(t)$ e $Y_l(t)$, respectivamente. Desta forma pode-se escrever

$$\tilde{R}(t) = X(t) + jY(t) \tag{7}$$

como a representação em envoltória complexa do processo aleatório correspondente ao sinal recebido quando à entrada do canal se aplica uma portadora não modulada. Como a quantidade de percursos de propagação que a onda eletromagnética pode seguir tende para um número infinito em termos práticos, aplicando-se o Teorema do Limite Central [8, p. 37] pode-se afirmar que os processos aleatórios $X(t)$ e $Y(t)$ terão distribuição Gaussiana e, portanto, $\tilde{R}(t)$ será um processo Gaussiano complexo. Se não houver percurso dominante incidindo na antena receptora, $X(t)$ e $Y(t)$ terão média zero e o processo aleatório $\tilde{R}(t)$ terá magnitude com distribuição de Rayleigh e fase com distribuição uniforme em $[0, 2\pi]$. Diz-se que nessas condições tem-se um canal com desvanecimento Rayleigh. Caso haja um percurso incidente dominante, o processo $X(t)$, o processo $Y(t)$ ou ambos deixam de possuir média nula. Nestas condições tem-se um canal com desvanecimento Rice. O modelo descrito acima é conhecido como modelo de desvanecimento multiplicativo [8, p. 212], [34, p. 833], [24], pois

$$\tilde{R}(t) = \tilde{S}(t)A(t)e^{j\Theta(t)}, \tag{8}$$

com $A(t) = |X(t) + jY(t)|$ e $\Theta(t) = \arctan[Y(t)/X(t)]$. Neste modelo, todas as componentes de frequência do sinal transmitido $\tilde{S}(t)$ estão sujeitas às mesmas variações de magnitude e de fase, configurando o que se denomina de desvanecimento plano.

Note que a análise do modelo de desvanecimento plano partiu de uma consideração em que o sinal transmitido é uma portadora não modulada. No entanto, esse modelo se aplica também a sinais que tenham banda suficientemente pequena, tendo como referência um importante parâmetro do canal, denominado banda de coerência, o qual será explorado mais adiante. Em outras palavras, um sinal de banda estreita, ao atravessar um canal com propagação multipercurso, tem todas as suas componentes de frequência afetadas igualmente, tanto em magnitude quanto em fase. No entanto, permanece a dúvida sobre o quão deve ser estreita a banda do sinal para que esse desvanecimento plano ocorra. A resposta a esta dúvida será dada mais adiante, tomando como referência a banda de coerência do canal.

D. Modelo de Canal com Desvanecimento Seletivo

Considere agora um sinal de banda larga aplicado à entrada do canal multipercurso, sinal esse formado por uma onda portadora que é transmitida durante um curto intervalo de tempo τ, correspondente a uns poucos ciclos dessa portadora. Analogamente, pode-se interpretar que o sinal transmitido é uma portadora modulada em amplitude por um único pulso retangular de amplitude unitária que existe somente durante o intervalo τ. Nesse caso a representação equivalente em banda base do sinal transmitido é $\tilde{s}(t) = 1, |t| \leq \tau$, e $\tilde{s}(t) = 0$ caso contrário. Por meio de (4) pode-se afirmar que o sinal recebido equivalente em banda base será a combinação das réplicas do pulso transmitido $\tilde{s}(t)$. Se o atraso entre dois percursos for menor que a duração do pulso de transmissão, essas réplicas do sinal transmitido se fundem formando um único componente de multipercurso que é submetido à mesma variação de magnitude e de fase, como no modelo de desvanecimento multiplicativo. Caso o atraso entre os percursos seja maior que a duração do pulso, eles não são sobrepostos. O modelo de canal para esse cenário pode ser descrito como a concatenação de $L(t) = L$ sub-canais multiplicativos, como ilustra a Fig. 2, cada um representando um percurso de propagação ou um conjunto de percursos que se fundiram em um. Esse modelo é conhecido como linha de atrasos com derivações (TDL, *tapped delay line*) [8, p. 214].

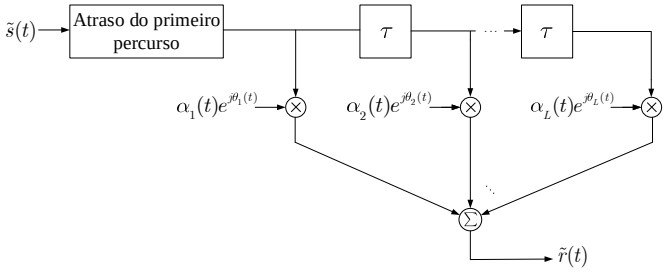


Figura 2. Modelo TDL de canal.

Nesse modelo se pode interpretar o canal como um filtro com resposta ao impulso finita (FIR, *finite impulse reponse*), cuja função de transferência é governada pelos coeficientes complexos $\alpha_l(t)e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)}$, $l = 1, \ldots L$. O efeito resultante de filtragem pode afetar as componentes de frequência do sinal transmitido de formas diferentes, configurando o que se denomina de desvanecimento seletivo em frequência [8, p. 214], [34, p. 844], [24]. Como no caso do modelo de desvanecimento plano, permanece a dúvida sobre o quão deve ser larga a banda do sinal para que o mesmo seja submetido ao desvanecimento seletivo em frequência quando atravessar o canal. A resposta a esta dúvida é dada mais adiante e também toma como referência o parâmetro banda de coerência.

E. Desvio e Espalhamento Doppler

O movimento relativo entre a fonte de sinal e o receptor causa o efeito Doppler, que é a alteração da frequência do sinal percebida no receptor. Considere, sem perda de generalidade, que o transmissor está fixo e que o receptor está em movimento e com velocidade v, em metros por segundo. Em um determinado instante, uma onda não modulada com comprimento de onda λ, em metros, incide no receptor com um determinado ângulo φ em relação à direção de movimento. Nessa situação,

o desvio de frequência, em hertz, em relação à frequência real do sinal transmitido é denominado de desvio Doppler e pode ser calculado a partir de [8, p. 215], [9]

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \varphi. \tag{9}$$

A frequência percebida pelo receptor é então $f = f_c + f_d$. Como exemplo, se o receptor se move em direção oposta à direção de chegada da onda eletromagnética, $\varphi = \pi$ e o máximo desvio Doppler será negativo; se o receptor se move em direção coincidente com a direção de chegada da onda eletromagnética, $\varphi = 0$ e o máximo desvio Doppler positivo será percebido.

Agora considere o ambiente de propagação multipercurso, onde na realidade o sinal recebido é a composição de réplicas do sinal transmitido chegando no receptor por diversos percursos. Pode-se interpretar que o sinal que percorre cada um desses percursos está associado a uma fonte distinta, portanto incidindo na antena receptora com um ângulo diferente dos demais em relação à direção de movimento do receptor. Assim, o receptor percebe cada réplica sujeita a um desvio Doppler diferente e a combinação de todos os desvios resulta em um espectro Doppler ao invés de um único desvio Doppler. Então, quando é considerado apenas um percurso de propagação o sinal recebido é deslocado da frequência original da portadora f_c para a frequência $f_c + f_d$ e quando são considerados os múltiplos percursos o que se tem é uma dispersão espectral conhecida como espalhamento Doppler (*Doppler spread*) [8, p. 216], [16] cuja banda ocupará $2f_m$, em que f_m é o máximo desvio Doppler, ou seja, $f_m = v/\lambda$.

III. Funções de Correlação e Parâmetros do Canal de Comunicação Sem Fio

A função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal é definida como [34, p. 762]

$$\Phi_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \mathbb{E}[h^*(\tau_1; t) h(\tau_2; t + \Delta t)], \tag{10}$$

em que $\mathbb{E}$ é o operador esperança estatística e $*$ denota o complexo conjugado. No modelo WSSUS (*wide-sense stationary, uncorrelated scattering*), o canal é estacionário no sentido amplo (WSS, *wide-sense stationary*) em relação a t, e as magnitudes e fases dos componentes dos múltiplos percursos são descorrelacionadas entre si (US, *uncorrelated scattering*) na variável τ. Dizer que o canal é estacionário no sentido amplo significa que a função de autocorrelação depende somente da diferença entre os instantes de observação e não do valor específico desses instantes. Sendo estacionário, implicitamente também se admite que a potência média local tem taxa de variação muito menor quando comparada com as variações causadas pelo desvanecimento multipercurso. Então, no modelo WSSUS a função de autocorrelação (10) pode ser escrita como [34, p. 834], [16]

$$\Phi_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \Phi_h(\tau_2 - \tau_1; \Delta t) = \Phi_h(\tau; \Delta t). \tag{11}$$

A. Perfil de Atraso de Potência e Espalhamento de Retardo

Fazendo $\Delta t = 0$ na função de autocorrelação (11), obtém-se $\Phi_h(\tau; 0)$, ou simplesmente $\Phi_h(\tau)$. Como esta é uma função de correlação de funções de tensão na variável τ, ela pode ser interpretada com uma distribuição de potências nesta variável. Por esta razão recebe o nome de perfil de atrasos de potência (PDP, *power delay profile*) ou perfil de atrasos de multipercurso (MDP, *multipath delay profile*), ou ainda perfil de intensidades de multipercurso (MIP, *multipath intensity profile*) [8, p. 220-221], [34, p. 833-834], [13]. Na Fig. 3 são ilustrados possíveis aspectos de um PDP (normalizado em relação ao seu máximo valor) característico de um canal de comunicação sem fio externo, no qual os sinais vindos de percursos mais curtos chegam antes e são mais intensos que aqueles vindos de percursos com atrasos de propagação mais altos.

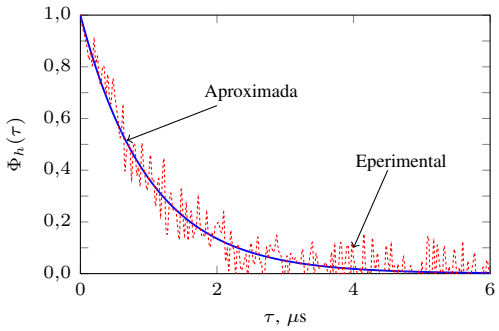


Figura 3. Exemplo de perfil de atraso de potência [8, p. 220].

A partir do instante de chegada do sinal oriundo do primeiro percurso de propagação tem-se retardos progressivamente maiores para os ecos desse sinal. A medida estatística desses retardos é denominada de espalhamento de retardo (*delay spread*) e é obtida a partir do PDP. Sua média e seu desvio padrão são dados respectivamente por [8, p. 220], [13], [16]

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^\infty \tau \Phi_h(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \Phi_h(\tau) d\tau} \tag{12}$$

e

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \bar{\tau})^2 \Phi_h(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \Phi_h(\tau) d\tau}}. \tag{13}$$

Nestas expressões, a divisão por $\int_0^\infty \Phi_h(\tau) d\tau$ normaliza o PDP (em relação à sua área) de tal forma que possa ser operado como uma função densidade de probabilidade. O desvio padrão σ_τ é comumente denominado de espalhamento de retardo rms (*root mean square delay spread*).

É comum que o PDP seja representado em sua forma discreta, tanto para facilitar os desenvolvimentos matemáticos que o evolvam quanto para que se adeque ao modelo de canal TDL ilustrado na Fig. 2. Neste caso, o espalhamento de retardo médio e rms são computados por

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l) \tau_l}{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l)} \tag{14}$$

e

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^{L} (\tau_l - \bar{\tau})^2 P(\tau_l)}{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l)}}, \tag{15}$$

sendo τ_l e $P(\tau_l)$ o atraso e a correspondente potência do l-ésimo componente de multipercurso do PDP, respectivamente.

B. Banda de Coerência

Aplicando a transformada de Fourier na resposta ao impulso variante no tempo do canal, $h(\tau;t)$, encontra-se a sua resposta em frequência variante no tempo, $H(f;t)$. A função de autocorrelação dessa resposta em frequência é definida como [34, p. 763]

$$\Phi_H(f_1,f_2;\Delta t) = \mathbb{E}[H^*(f_1;t)H(f_2;t+\Delta t)]. \tag{16}$$

Assim como a resposta ao impulso e a resposta em frequência se relacionam pela transformada de Fourier, as correspondentes funções de correlação também formam um par pela transformada de Fourier. Após algumas simplificações, tem-se que

$$\begin{aligned}\Phi_H(f_1,f_2;\Delta t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_h(\tau;\Delta t)e^{j2\pi(f_1-f_2)\tau}d\tau \\ &\equiv \Phi_H(\Delta f;\Delta t),\end{aligned} \tag{17}$$

em que $\Delta f = f_2 - f_1$. A função $\Phi_H(\Delta f;\Delta t)$ recebe o nome de função de correlação com espaçamentos em frequência e no tempo (*spaced-frequency, spaced-time correlation function*) [34, p. 763]. Na prática, para estimar (17) são transmitidos dois sinais não modulados com espaçamento de Δf Hertz através do canal e em seguida é contabilizada a correlação cruzada entre as magnitudes dos sinais recebidos para um atraso relativo de tempo Δt. Para $\Delta t = 0$ em (17) tem-se

$$\Phi_H(\Delta f;0) \equiv \Phi_H(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_h(\tau)e^{-j2\pi\Delta f\tau}d\tau, \tag{18}$$

do qual se percebe que a função $\Phi_H(\Delta f)$ nada mais é do que a transformada de Fourier do PDP $\Phi_h(\tau)$. A Fig. 4 ilustra um possível formato para $|\Phi_H(\Delta f)|$, onde é possível observar que o canal produz alterações de magnitude altamente correlacionadas se a separação em frequência Δf for pequena, e alterações progressivamente menos correlacionadas à medida que Δf aumenta.

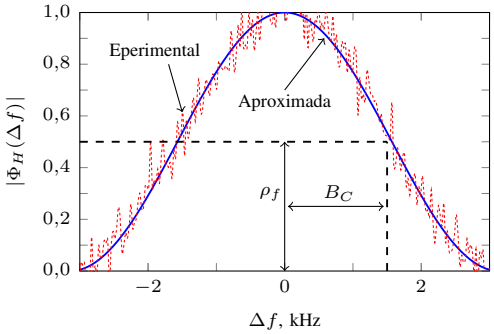


Figura 4. Função de correlação do canal espaçado em frequência [8, p. 222].

Estipulando uma banda B_C que contenha espaçamentos de frequência tais que $|\Phi_H(\Delta f)|$ seja maior que ou igual a um valor de referência de correlação ρ_f, se ρ_f for suficientemente elevado pode-se afirmar que um sinal transmitido com largura de banda pequena comparada com B_C será afetado aproximadamente pelo mesmo ganho do canal, caracterizando o desvanecimento plano. Por outro lado, se o sinal transmitido tiver banda maior que B_C ele será afetado por ganhos descorrelacionados no domínio da frequência, caracterizando o desvanecimento seletivo. A largura de banda de referência B_C é conhecida como banda de coerência do canal.

Como $\Phi_H(\Delta f)$ e $\Phi_h(\tau)$ se relacionam pela transformada de Fourier, conclui-se por meio de (18) que a banda de coerência e o espalhamento de retardo são inversamente proporcionais, ou seja, $B_C \propto 1/\sigma_\tau$. Como exemplo, para desvanecimento Rayleigh e $\rho_f = 0{,}9$ tem-se [23, p. 202]

$$B_C \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \tag{19}$$

e para $\rho_f = 0{,}5$ tem-se

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}. \tag{20}$$

C. Tempo de Coerência

Aplicando a transformada de Fourier à função de correlação (17) em relação à variável Δt obtém-se uma densidade espectral de potência na forma

$$S_H(\Delta f;\kappa) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_H(\Delta f;\Delta t)e^{-j2\pi\kappa\Delta t}d\Delta t, \tag{21}$$

em que κ é também uma variável de frequência com a mesma interpretação da variável f. Para $\Delta f = 0$, a função resultante

$$S_H(0;\kappa) \equiv S_H(\kappa) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_H(\Delta t)e^{-j2\pi k\Delta t}d\Delta t \tag{22}$$

é denominada de função de espalhamento em frequência do canal, mais comumente conhecida como espectro de potências Doppler (*Doppler power spectrum*) [34, p. 765], cuja largura de banda é exatamente o espalhamento Doppler do canal, $2f_m = 2v/\lambda$. A função $\Phi_H(\Delta t)$, ilustrada na Fig. 5 em termos de sua magnitude, tem interpretação análoga àquela aplicada à função $\Phi_H(\Delta f)$ definida em (18) e ilustrada na Fig. 4: ela determina a correlação entre duas observações da resposta do canal afastadas de Δt segundos. Assim, dois sinais transmitidos em instantes separados de Δt sofrerão alterações correlacionadas se Δt é pequeno e alterações mais descorrelacionadas à medida que Δt aumenta.

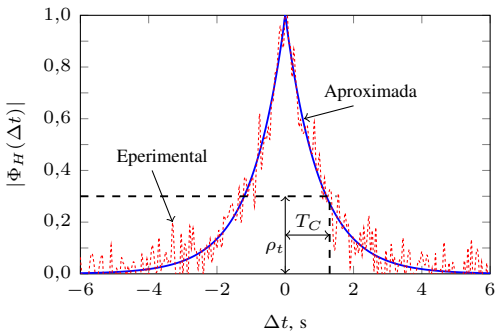


Figura 5. Função de correlação do canal espaçada no tempo [8, p. 223].

Define-se então o tempo de coerência (*coherence time*) do canal, T_C, como o intervalo durante o qual as alterações da reposta do canal, tanto no tempo quanto na frequência, têm correlação maior ou igual a um valor de referência ρ_t análogo ao valor de ρ_f previamente definido na análise da banda de coerência. Observando (22) nota-se que $S_H(\kappa)$ e $\Phi_H(\Delta t)$ se relacionam pela transformada de Fourier. Sendo

assim, quanto mais largo for o espectro de potências Doppler, mais estreita será a função $\Phi_H(\Delta t)$, levando à conclusão que o tempo de coerência e o máximo desvio Doppler de frequência são inversamente proporcionais, ou seja, $T_C \propto 1/f_m$. Como exemplo, para desvanecimento Rayleigh e $\rho_t = 0{,}5$ tem-se [23, p. 204]

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_m} = \frac{9\lambda}{16\pi v}. \tag{23}$$

D. Espectro Angular

São várias as formas de caracterização espacial do canal de comunicação sem fio, algumas delas eminentemente teóricas e bastante complexas, outras mais simples e com viés prático mais acentuado. Em [13] e [38] são apresentados tratamentos detalhados e didáticos sobre essa caracterização espacial. Em [8, pp. 250-252] tem-se um texto resumido e referências sobre uma possível forma de caracterização espacial realizada com o auxílio de um arranjo de antenas na recepção, permitindo que sejam inseridas informações sobre ângulos de chegada (AoA, *angle of arrival*) dos componentes de multipercurso na resposta ao impulso do canal. Aqui aborda-se de forma resumida um parâmetro espacial de grande importância prática, denominado de espectro angular (*angle spectrum*). Tal parâmetro descreve como a potência recebida se distribui em termos de AoA dos componentes de multipercurso nos planos azimutal e de elevação, e encontra aplicação na análise da correlação espacial entre sinais recebidos por arranjos de antenas [39], de desempenho de sistemas com arranjos de antenas e diversidade [40] e de capacidade de canais MIMO (*multiple-input, multiple-output*) [41], apenas para citar alguns exemplos.

Considere que o canal sem fio possa ser modelado como um canal estocástico em área local (SLAC, *stochastic local area channel*) [13, pp. 22-26], no qual o sinal recebido é formado pela soma de diversas ondas homogêneas e planas que incidem sobre a antena receptora dentro de uma região limitada conhecida como área local (um conceito análogo à área considerada na medida de potência média em área discutida na Subseção II-A). No contexto da caracterização espacial, a área local é definida como uma região circular de diâmetro menor que c/B, em que c é a velocidade da luz e B a largura de banda do sinal transmitido. O objetivo maior do modelo SLAC é permitir a caracterização do canal nas proximidades da antena receptora, longe dos objetos que produzem as reflexões, refrações e espalhamentos da onda eletromagnética, simplificando assim a análise por torná-la de certa forma independente das dimensões físicas desses objetos. Sob o modelo SLAC, o espectro angular é definido como [13, p. 34]

$$p(\phi;\psi) = \sum_{n=1}^{N} \frac{P_n \delta(\psi - \psi_n)\delta(\phi - \phi_n)}{\cos(\psi_n)}, \tag{24}$$

sendo ϕ e ψ os ângulos de chegada em azimute e elevação, respectivamente. O par (ϕ_n, ψ_n) refere-se ao ângulo de chegada da n-ésima onda plana homogênea com potência P_n. Considerado somente os componentes de multipercurso no plano horizontal (plano azimutal), ou seja, fazendo $\psi_n = 0$ em (24), tem-se

$$p(\phi;0) \equiv p(\phi) = \sum_{n=1}^{N} P_n \delta(\phi - \phi_n). \tag{25}$$

A função $p(\phi)$ é conhecida como espectro azimutal (*azimuth spectrum*), o qual possibilita representar a potência recebida em relação ao ângulo azimute de chegada em coordenadas polares, como exemplificado na Fig. 6. O espectro azimutal é medido em watts por grau.

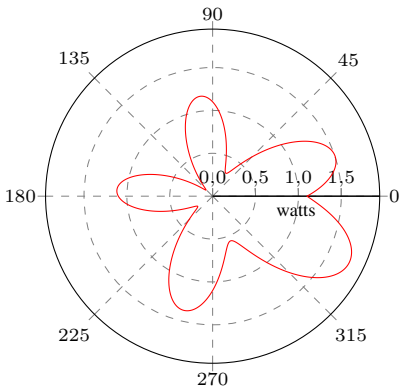


Figura 6. Espectro azimutal (*azimuth spectrum*) representando a potência recebida em função do angulo azimute de chegada.

O espalhamento angular (*angular spread*) [13, p. 35] é o parâmetro que caracteriza a formatação do espectro azimutal, e é definido por

$$\Lambda = \sqrt{1 - \frac{|F_1|^2}{F_0^2}}, \tag{26}$$

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

$$F_n = \int_0^{2\pi} p(\phi) e^{jn\phi} d\phi. \tag{27}$$

O espalhamento angular mede como os componentes de multipercurso se concentram nas várias direções azimutais de ângulo de chegada. Seu valor se encontra entre 0 e 1, com 0 indicando que as componentes de multipercurso incidem na antena receptora apenas em uma direção e 1 indicando que não há concentração clara das componentes de múltiplos percursos que chegam à antena receptora.

E. Particularidades do Canal de Comunicação Sem Fio Interno e de Outros Canais

A propagação por múltiplos percursos também está presente em canais de comunicação sem fio internos, os quais se referem a ambientes internos de edificações. Sendo assim, todos os parâmetros anteriormente abordados no contexto de canais externos também se aplicam aos canais internos. As particularidades dos canais internos surgem nos valores dos parâmetros, principalmente devido às menores distâncias de propagação envolvidas, às menores dimensões dos objetos que circundam o transmissor e o receptor, e também às menores taxas de variação temporal desses parâmetros, as quais estão associadas, por exemplo, ao movimento de pessoas próximas às antenas, a portas que se abrem ou se fecham e a objetos que são movidos devido a mudanças no *layout* do ambiente.

Em [8, pp. 232-239] tem-se um texto condensado sobre os aspectos de propagação em grande e pequena escala no canal de comunicação sem fio interno, bem como são citadas

várias referências sobre o tema. Destaque especial é dirigido ao modelo de canal de Saleh-Valenzuela, o qual é largamente utilizado para a modelagem da resposta ao impulso de canais internos.

Por fim, é importante ressaltar que a propagação por múltiplos percursos não é exclusiva dos canais de comunicação sem fio externos e internos, o que significa que os conceitos aqui abordados também podem se estender a outros canais, com as devidas adequações naturalmente. Como consequência, a sondagem de canal por correlator deslizante pode ser aplicada também a esses canais. Exemplos de outros canais com propagação por multipercurso são os canais de comunicação sob a água e sob o solo [8, pp. 239-258].

IV. Outras Técnicas de Sondagem de Canal

A sondagem de canal é uma técnica experimental de medidas para caracterização do canal sem fio. Uma típica caracterização consiste em encontrar a resposta ao impulso do canal processando o sinal na recepção a partir de um sinal transmitido conhecido [8, p. 594]. A sondagem pode ser utilizada para validar um modelo determinístico ou desenvolver um modelo estocástico de canal que descreve o comportamento de um ambiente de propagação sem fio [8, p. 175]. A sondagem pode ser realizada tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo [13]. A seguir abordam-se algumas técnicas de sondagem de forma resumida, subsequentemente passando-se a detalhar a técnica de sondagem por correlator deslizante.

A. Sondagem por Pulso de RF

Na Fig. 7 é apresentado um diagrama simplificado do sistema de sondagem por pulso direto de RF (*direct RF pulse channel sounding*). O transmissor é composto basicamente por um oscilador de RF utilizado para gerar uma onda contínua na frequência de interesse e um gerador de pulsos de curta duração τ_{bb} e com período de repetição τ_{rep} que modula o sinal de RF. Para se ter controle do nível de potência de transmissão, o sinal modulado passa por um amplificador e em seguida é enviado através do ambiente de propagação. O receptor é composto por um amplificador e um detector de envoltória. O sinal na saída desse detector é aplicado a um osciloscópio com atributos de armazenamento (*storage oscilloscope*), responsável por exibir e salvar o resultado da sondagem [23], [42]. Os pulsos de curta duração aproximam impulsos e, portanto, para cada pulso transmitido, uma resposta ao impulso do canal é estimada. O que define o mínimo atraso entre as componentes de multipercurso que o sistema é capaz de discriminar é a duração do sinal de prova, τ_{bb}. Já o período τ_{rep} define o máximo espalhamento de retardo que pode ser capturado pelo dispositivo [23].

Como vantagens, esta técnica é capaz de fornecer de forma instantânea o perfil de atraso de potência do canal, além de possuir baixa complexidade de implementação. Uma desvantagem, herdada do uso do detector de envoltória, é a impossibilidade de se estimar a fase dos componentes de multipercurso [23].

B. Sondagem com Analisador de Rede Vetorial

No contexto de sondagem de canal, o analisador de rede vetorial (VNA, *vector network analyzer*) é utilizado como transceptor, gerando na sua porta de saída tons com níveis conhecidos e frequências que varrem a banda de interesse como

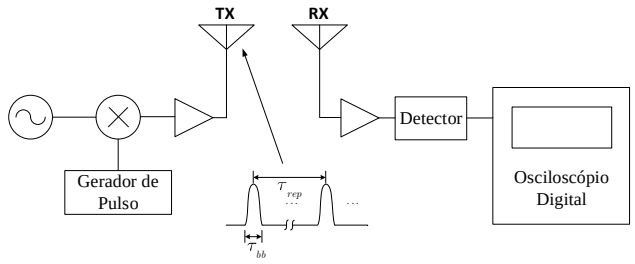


Figura 7. Diagrama da técnica de sondagem por pulso de RF.

sinal de entrada do canal. Esses tons, após atravessarem o canal, são aplicados à porta de entrada do VNA, permitindo que a resposta do canal em cada frequência seja analisada, tanto em termos de magnitude quanto de fase [3], [13], de forma bastante precisa. De posse da resposta em frequência variante no tempo, $H(f;t)$, pode-se obter a correspondente resposta ao impulso $h(\tau;t)$ por meio da transformada de Fourier inversa.

Um inconveniente dessa técnica é o fato de transmissor e receptor estarem localizados no mesmo equipamento, limitando as distâncias entre as antenas de transmissão e recepção e demandando que uma conexão de banda larga tenha que ser utilizada para transportar o sinal recebido até a porta de entrada do equipamento. Esta conexão pode ser realizada por meio de cabo coaxial ou fibra óptica, o que leva a uma solução cara. Além disso, as características de tal conexão têm que ser conhecidas a priori, para que as alterações de resposta em frequência sejam corrigidas [43]. O uso de dois VNAs, um atuando como transmissor e outro como receptor evita a conexão de banda larga, mas é uma solução ainda mais cara e demanda um preciso sincronismo entre os aparelhos, normalmente por meio de sinais de relógio atômicos [44]. Outra desvantagem da sondagem por VNA está associada ao tempo de varredura da banda de interesse: bandas elevadas demandam elevados tempos de varredura, o que limita a capacidade do método de rastrear variações temporais do canal.

C. Sondagem com Banco de Correlatores

Nesta técnica, um sinal modulado por uma sequência pseudo aleatória, ou sequência PN (*pseudo noise*), é transmitido através do canal sem fio e no receptor é realizada a correlação cruzada entre o sinal recebido e réplicas da sequência PN atrasadas entre si [8, p. 594], [12]. Na Fig. 8 é ilustrado o diagrama de um sistema de sondagem utilizando sequência PN [8, p. 595]. As etapas de modulação e translação para banda base foram omitidas por razões didáticas.

A sequência PN, também conhecida como sequência-m ou sequência de comprimento máximo, é uma sequência periódica gerada por meio de registradores de deslocamento com realimentação (LFSR, *linear feedback shift-register*). Cada período da sequência gerada contém $N = 2^m - 1$ chips com duração T_c, sendo m o numero de elementos de memória (*flip-flops* tipo D) do LFSR. As realimentações dos registradores de deslocamento são feitas de tal forma que se garanta que a sequência-m tenha o comprimento máximo N [8, p. 612-618], [12]. A Fig. 9 ilustra um gerador de sequência PN de comprimento $N = 7$. Nesta figura são também mostrados os estados dos elementos de memória a partir do estado (1 0 0), e a forma de onda de saída do gerador durante um período de NT_c.

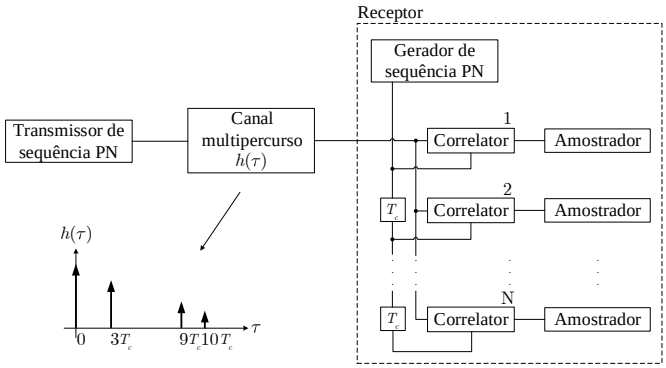
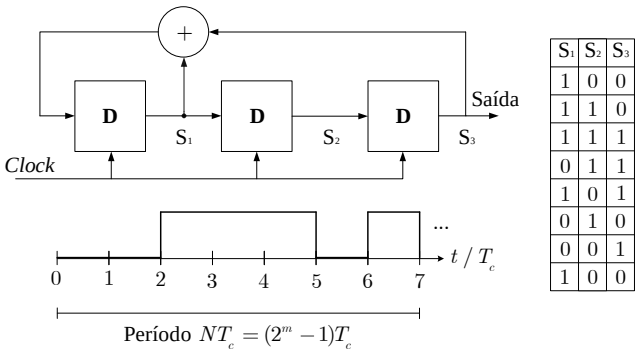


Figura 8. Diagrama de sondagem de canal usando sequência PN.



S_1	S_2	S_3
1	0	0
1	1	0
1	1	1
0	1	1
1	0	1
0	1	0
0	0	1
1	0	0

Figura 9. Gerador de sequência PN de comprimento $N = 7$. A soma no circuito de realimentação é em módulo 2 (OU exclusivo).

Seja $a_i \in \{0, 1\}$, $i = 1, 2, \ldots$ o i-ésimo chip da sequência PN. Obviamente, como a sequência é periódica tem-se $a_{i+N} = a_i$. A forma de onda bipolar de um período da sequência PN pode ser representada por [11]

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^{N} V_0(2a_i - 1)\Pi(t - iT_c), \tag{28}$$

onde V_0 é a amplitude de pico dos pulsos e $\Pi(t)$ é a função retangular dada por

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leqslant t < T_c \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \tag{29}$$

A sequência PN bipolar periódica é então

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_1(t - nNT_c). \tag{30}$$

A transformada de Fourier de $x(t)$ pode ser obtida a partir dos coeficientes de sua série de Fourier [8, p. 103], resultando em [13]

$$\begin{aligned} X(f) = \frac{V_0}{N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \operatorname{sinc}\left(\frac{k}{N}\right) \delta\left(f - \frac{R_c k}{N}\right) e^{j\frac{k\pi}{N}} \\ \times \sum_{i=1}^{N} \left[(2a_i - 1)\, e^{-j\frac{k2\pi}{N}i}\right], \end{aligned} \tag{31}$$

em que $\operatorname{sinc}(x) \equiv \operatorname{sen}(\pi x)/(\pi x)$. O espectro de $x(t)$ em termos de $|X(f)|$ é ilustrado pela Fig. 10. Uma sequência de comprimento $N = 31$ foi utilizada para a construção dessa figura. A envoltória do espectro é governada pela função sinc, com nulos em múltiplos inteiros de $1/T_c$. O espaçamento entre as raias espectrais é governado pela periodicidade da sequência PN e vale $1/(NT_c)$. Como o componente DC (*direct current*) ou valor médio da sequência PN não é nulo, há uma raia espectral em $f = 0$, cuja intensidade é inversamente proporcional a N.

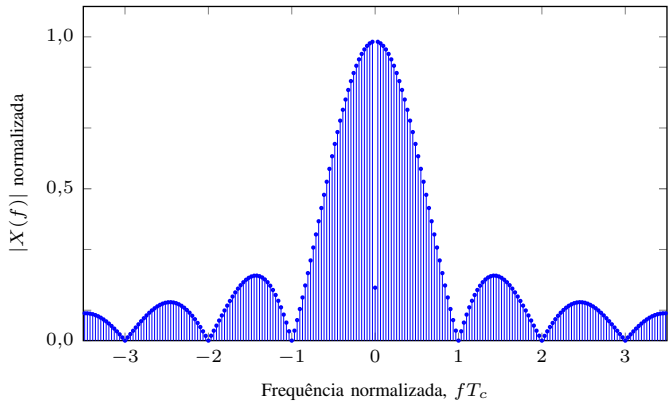


Figura 10. Espectro de frequências de uma sequência PN.

Como $x(t)$ é uma sequência periódica, sua função de autocorrelação também o será. Esta função pode ser calculada durante um período de $x(t)$ de acordo com [8, p. 594]

$$R_x(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} x(t)x(t+\tau)dt, \; 0 \leq \tau < NT_c, \tag{32}$$

o que leva à seguinte função para qualquer τ [12]

$$R_x(\tau) = V_0^2 \left[-\frac{1}{N} + \frac{N+1}{N} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \Lambda\left(\frac{\tau - iNT_c}{T_c}\right) \right], \tag{33}$$

em que $\Lambda(x)$ é a função triangular definida por

$$\Lambda(x) = \begin{cases} 1 - |x|, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases} \tag{34}$$

A função de autocorrelação (33) é ilustrada na Fig. 11 para uma sequência PN de comprimento N qualquer e $V_0 = 1$.

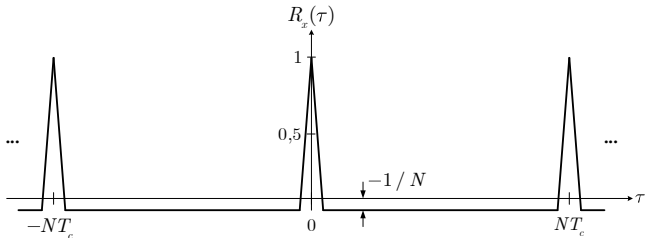


Figura 11. Função de autocorrelação de uma sequência PN.

A função de autocorrelação da sequência PN tem um papel importante na sondagem de canal. Para que se entenda este papel, considere um canal modelado como na Fig. 2, com $L(t) = L$, para o qual a reposta ao impulso (5) observada

em um instante t qualquer, para $f_c = 0$, possa ser simplificadamente reescrita como

$$h(\tau) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l \delta(\tau - \tau_l). \tag{35}$$

Admitindo que a sequência PN bipolar $x(t)$ seja aplicada à entrada desse canal, o sinal recebido $y(t)$ será

$$y(t) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l x(t - \tau_l) \tag{36}$$

e a função de correlação cruzada entre $y(t)$ e $x(t)$ será

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) =& \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} x(t) \sum_{l=1}^{L} \alpha_l x(t + \tau - \tau_l) dt \\ =& \sum_{l=1}^{L} \alpha_l \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} x(t) x(t + \tau - \tau_l) dt \\ =& \sum_{l=1}^{L} \alpha_l R_x(\tau - \tau_l). \end{aligned} \tag{37}$$

Observando (37) nota-se que ela é equivalente à convolução entre a função de autocorrelação da sequência PN, $R_x(\tau)$, e a resposta ao impulso do canal, $h(\tau)$. Como durante um período a função $R_x(\tau)$ em (33) se aproxima de uma função impulso quanto maior N e menor T_c, então $R_{xy}(\tau)$ pode ser interpretada como uma estimativa da resposta ao impulso do canal em um dado instante de observação t. Especificamente, pode-se escrever [12]

$$h(\tau) \approx \frac{1}{V_0^2} R_{xy}(\tau). \tag{38}$$

Utilizando como exemplo a resposta ao impulso do canal $h(\tau)$ ilustrada na Fig. 8, no receptor ter-se-á o primeiro, o quarto, o décimo e o décimo primeiro correlator em sincronismo com a correspondente réplica da sequência PN que compõe o sinal recebido. Ao final dos respectivos intervalos de integração esses correlatores apresentarão valores de correlação alta, proporcionais aos ganhos do percursos correspondentes. Os demais correlatores apresentarão correlação baixa, por estarem fora de sincronismo com as réplicas de $x(t)$. Então, ao final de cada período de integração o valor na saída de cada correlator é amostrado e a combinação das amostras ao final da operação do último correlator resultará na resposta ao impulso aproximada do canal.

Os processos de correlação cruzada no receptor do sistema de sondagem por sinal espalhado são geralmente implementados por software e para isso é necessário que o sinal recebido $y(t)$ seja antes digitalizado por um conversor A/D. A digitalização será feita corretamente se a taxa de amostragem do conversor A/D for maior que ou igual a duas vezes o valor da largura de banda do sinal, quando esta digitalização é realizada em banda base. Para medidas em banda estreita a taxa de amostragem do conversor A/D não é um problema, mas para medidas em banda larga o conversor A/D necessita ter taxa de amostragem bastante elevada, o que aumenta o custo e a complexidade do receptor.

V. Sondagem com Correlator Deslizante

Na técnica de sondagem com correlator deslizante, assim como na técnica de sondagem com banco de correlatores abordada na Subseção IV-C, o sinal de prova é uma sequência PN transmitida através do canal. A principal diferença reside na forma de processamento do sinal recebido para obtenção da resposta ao impulso do canal. Uma das principais vantagens da técnica de sondagem com correlator deslizante, herdada da forma de processamento do sinal recebido, é a redução nas exigências de hardware para medidas de canal em banda larga em relação àquelas impostas à sondagem por sinal espalhado [13]. A principal desvantagem, também herdada da forma particular de processamento do sinal recebido, é o fato da sondagem não ser em tempo real.

Na Fig. 12 é apresentado o diagrama de blocos simplificado de um sistema de sondagem de canal com correlator deslizante em quadratura. No lado esquerdo estão os principais blocos que compõem o transmissor (TX) e no lado direito estão os principais blocos que compõem o receptor (RX). No transmissor, o bloco gerador PN é responsável por gerar uma sequência pseudo aleatória bipolar $x(t)$ com taxa R_c chips/s, a qual modula uma portadora cossenoidal com frequência intermediária (IF, *intermediate frequency*) f_{IF}. A opção por realizar a modulação em frequência intermediária se deve ao fato de que o processo de calibração do sistema de sondagem se torna mais simples e menos oneroso, principalmente quando a frequência de portadora final é elevada [45]. O sinal modulado com frequência central f_{IF} é aplicado a outro *mixer* que translada o espectro de f_{IF} para a frequência de portadora f_c, resultando em $x(t)\cos(2\pi f_c t)$, que é um sinal modulado BPSK (*binary phase-shift keying*) [8, p. 415]. Para se ter controle no nível de potência de transmissão, o sinal modulado passa por um amplificador, em seguida sendo aplicado à antena de transmissão.

O sinal recebido é a combinação de réplicas do sinal de sondagem transmitido, afetadas por diferentes atrasos de propagação τ_l, distintos fatores de atenuação α_l e distintas rotações de fase $\theta_l = 2\pi f_c \tau_l$, possuindo a forma $\sum_{l=1}^{L} \alpha_l x(t - \tau_l)\cos(2\pi f_c t - \theta_l)$. Após ser captado pela antena receptora, o sinal é aplicado a um amplificador e em seguida é transladado de f_c para f_{IF}, para então ser transladado para banda base. Ressalta-se que é possível a translação direta para banda base, também conhecida como conversão direta (*direct conversion*), mas embora ela seja favorável à integração do receptor em *chip*, traz problemas tais como o desbalanceamento I&Q (*I&Q imbalance*), deslocamento DC (*DC offset*) e ruído de cintilação (*flicker noise,* $1/f$ *noise*, ou ainda *pink noise*) [46]. O filtro passa-faixa em seguida atenua os componentes espectrais indesejados resultantes da multiplicação do sinal de saída do amplificador pela portadora de RF. O sinal filtrado é aplicado a um divisor de potências (*power splitter*), o qual alimenta um demodulador em quadratura que gera em suas saídas sinais em banda base em fase (*in-phase*) e em quadratura (*quadrature*). Os filtros passa-baixa em seguida atenuam os componentes espectrais indesejados resultantes da translação de frequência intermediária para banda base. Os sinais filtrados em fase e em quadratura alimentam duas das entradas do conjunto restante de blocos, os quais compõem o correlator deslizante. As outras duas entradas são alimentadas pelo gerador da sequência PN $x'(t)$ idêntica a $x(t)$, mas com taxa de *chips* R'_c ligeiramente diferente de R_c. As saídas dos *mixers* do correlator deslizante

são então filtradas, finalmente produzindo os sinais em fase e em quadratura que serão utilizados para estimação da resposta ao impulso do canal e para as demais caracterizações por meio dela obtidas.

Os blocos de padrão de frequência são responsáveis por fornecer referências estáveis para a sintetização das frequências dos osciladores utilizados tanto no transmissor quanto no receptor [2], [9], [16]. Essas referências são importantes não somente para a geração de portadoras e sinais de relógio (*clock*) estáveis, mas também servem para estabelecer a mesma base de tempo tanto no TX quanto no RX, de forma que medidas temporais absolutas sejam efetuadas como parte da caracterização do canal. Como exemplo, precisas estimativas de tempo de propagação e de tempo de chegada (ToA, *time of arrival*) podem ser viabilizadas com o uso dos padrões de frequência [9], [16], [47].

Observando novamente (37) e (38), relembre que a resposta ao impulso do canal, $h(\tau)$, pode ser estimada realizando-se a correlação cruzada entre o sinal recebido e uma réplica da sequência PN gerada no receptor do sistema de sondagem, para diferentes atrasos relativos τ, durante um período NT_c. A realização prática deste método é justamente aquela descrita na Subseção IV-C e ilustrada de forma simplificada na Fig. 8. No entanto, pode-se observar na Fig. 12 que não há banco de correlatores no receptor, mas sim uma espécie de correlator modificado, na parte mais à direita do diagrama, com dois ramos e com integradores substituídos por filtros passa-baixas. Como mencionado, este correlator modificado é justamente o correlator deslizante. Vamos às razões das suas diferenças em relação a um correlator convencional:

- A razão para a existência de dois ramos de correlação é justificada pelo fato de que operando com as componentes em fase e em quadratura interpretadas como as partes real e imaginária do sinal de prova recebido, respectivamente, é possível estimar a resposta ao impulso complexa do canal, ou seja, podem ser estimados os ganhos do canal para cada percurso de propagação, bem como as respectivas rotações de fase.
- O uso de uma sequência PN com taxa de *chips* diferente da taxa de *chips* adotada na transmissão faz o papel da geração de sequências à mesma taxa e com diferentes deslocamentos relativos τ. Em outras palavras, à medida que o tempo passa, o atraso relativo entre os inícios de cada período das sequências de transmissão e de recepção é progressivamente aumentado devido à diferença de taxa de *chips* entre elas.
- Como pode ser observado em (37), o cômputo da correlação para cada valor de deslocamento relativo τ pressupõe que a integral seja realizada completamente, em NT_c, antes que um novo valor de τ seja estabelecido. No entanto, no correlator deslizante na Fig. 12 o uso de integradores é impossibilitado, posto que o valor de τ é continuamente alterado, não sendo, portanto, fixo durante qualquer intervalo maior que zero. Sendo assim, não é possível adotar integradores no correlator deslizante.

Para melhor ilustrar a impossibilidade de uso de integradores no correlator deslizante, a Fig. 13 mostra, na sua parte superior, duas sequências PN com taxas de *chips* ligeiramente diferentes. A sequência em linha contínua tem taxa R_c e a sequência em linha tracejada tem taxa $R_c' = 0{,}99R_c$. É possível observar que as sequências estão inicialmente alinhadas, mas à medida que o tempo passa elas se desalinham progressivamente. É esse desalinhamento que está sendo interpretado como o atraso relativo τ variável durante o período de integração de NT_c. Na parte inferior da Fig. 13 tem-se os resultados da operação de correlação ao longo de NT_c utilizando (37): em linha contínua tem-se a correlação entre a sequência de taxa R_c e ela mesma, assim implicitamente considerando-se $\tau = 0$; em linha tracejada tem-se a correlação entre a sequência de taxa R_c e a sequência de taxa R_c', portanto considerando-se τ variável durante NT_c. Neste último caso, nitidamente se nota que o valor final de correlação no instante $t = 31$ s é diferente do caso anterior, o que inviabiliza o uso de integradores. Ressalta-se, entretanto, que a substituição dos integradores por filtros no correlator deslizante não é simplesmente uma alternativa para evitar o problema de imprecisão nos valores de correlação. A multiplicação entre duas sequências com taxas diferentes atribui ao sinal resultante propriedades que, para serem exploradas em favor da sondagem de canal, pressupõem o uso dos filtros. Essas propriedades são abordadas com detalhes a seguir.

A. Processamento do Sinal pelo Correlator Deslizante

A série de Fourier exponencial complexa do sinal contínuo no tempo $x(t)$ de período NT_c é dada por [8, p. 94]

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k e^{jk(2\pi/NT_c)t}, \tag{39}$$

sendo o k-ésimo coeficiente da série calculado de acordo com

$$b_k = \frac{1}{NT_c}\int_0^{NT_c} x(t)e^{-jk(2\pi/NT_c)t}dt. \tag{40}$$

Por outro lado, a transformada de Fourier do sinal não periódico contínuo no tempo $x_1(t)$ de duração NT_c definido em (28) é calculada por [8, p. 103]

$$X_1(f) = \int_0^{NT_c} x_1(t)e^{-j2\pi ft}dt. \tag{41}$$

Note que se $X_1(f)$ for amostrada em múltiplos inteiros de $1/(NT_c)$, de (40) e (41) se estabelece a relação

$$b_k = \frac{1}{NT_c}X_1\left(\frac{k}{NT_c}\right). \tag{42}$$

Aplicando (42) a (39), pode-se escrever o sinal $x(t)$ como

$$x(t) = \frac{1}{NT_c}\sum_{k=-\infty}^{\infty} X_1\left(\frac{k}{NT_c}\right)e^{jk(2\pi/NT_c)t}, \tag{43}$$

cuja transformada de Fourier é [8, p. 103]

$$X(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k\delta\left(f - \frac{k}{NT_c}\right). \tag{44}$$

Considere agora, por simplicidade de análise, um correlator deslizante implementado por apenas um ramo da estrutura em quadratura mostrada na parte mais à direita da Fig. 12, ou seja, o dispositivo é composto apenas por um multiplicador seguido de um filtro passa-baixas. Admita que às suas entradas sejam aplicadas as sequências PN $x(t)$ e $x'(t)$ bipolares e periódicas, de mesmas amplitude e comprimento, com taxas

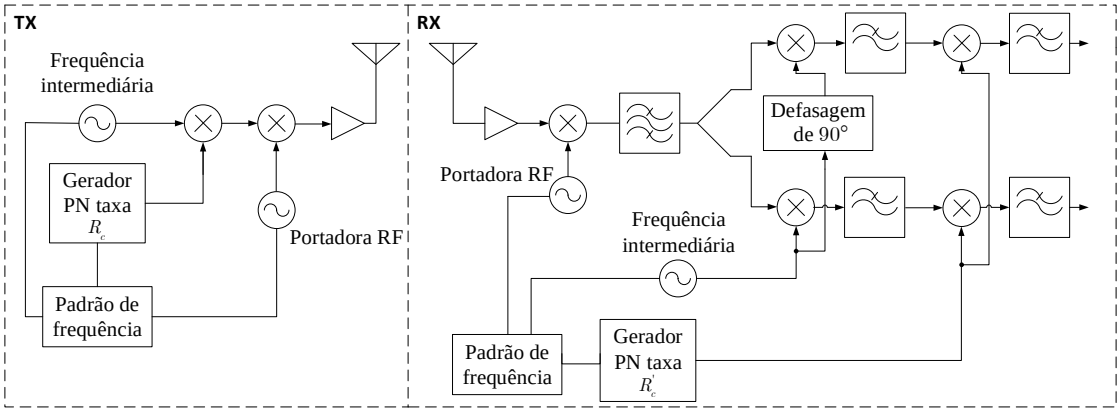


Figura 12. Diagrama simplificado do sistema de sondagem de canal com correlator deslizante.

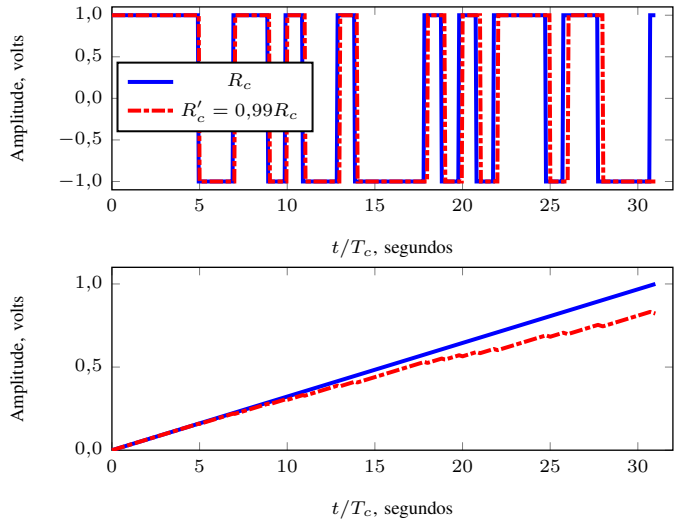


Figura 13. Sequências PN com taxas R_c e $R_c' = 0,99R_c$ (parte superior) e resultados de autocorrelação (parte inferior).

de *chips* R_c e R_c', respectivamente. Aplicando (43) ao produto $p(t) = x(t)x'(t)$ pode-se escrever [10], [11]

$$\begin{aligned} p(t) =& f_1 \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_1(kf_1)e^{j2\pi kf_1 t} f_2 \sum_{u=-\infty}^{\infty} X_1'(uf_2)e^{j2\pi uf_2 t} \\ =& f_1 f_2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{u=-\infty}^{\infty} X_1(kf_1)X_1'(uf_2)e^{j2\pi(kf_1+uf_2)t}, \end{aligned} \tag{45}$$

onde adotou-se $f_1 = 1/(NT_c)$ e $f_2 = 1/(NT_c')$ por simplicidade de notação. A transformada de Fourier de $p(t)$ é então [10], [11], [13]

$$P(f) = f_1 f_2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{u=-\infty}^{\infty} X_1(kf_1)X_1'(uf_2)\delta(f - kf_1 - uf_2), \tag{46}$$

transformada esta obtida aplicando-se a propriedade da linearidade e o par $e^{j\alpha t} \leftrightarrow \delta(f - \alpha/2\pi)$ [8, pp. 104-105] em (45). A Fig. 14 ilustra a magnitude do espectro de frequências do produto $p(t) = x(t)x'(t)$. Sequências com relação de taxas $R_c' = 0{,}99R_c$ e comprimento $N = 31$ foram utilizadas para a construção dessa figura.

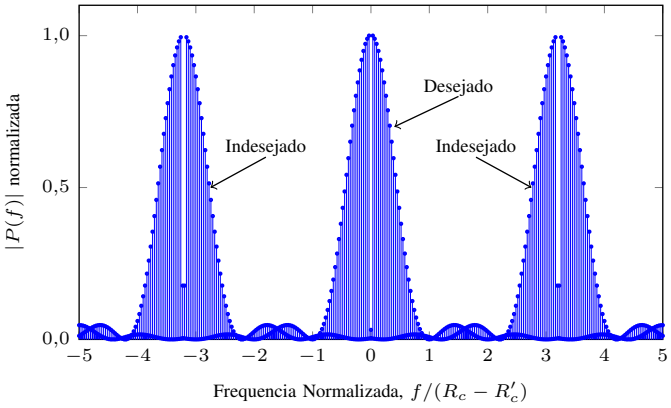


Figura 14. Espectro de frequências de $p(t) = x(t)x'(t)$, para $R_c' = 0.99R_c$.

Note na Fig. 14 que a parte central de $|P(f)|$ está denotada como desejada, pois se assemelha a $|X(f)|$, o módulo do espectro de frequências da sequência PN $x(t)$ ilustrado na Fig. 10. No entanto, esta parte desejada está comprimida na frequência: observe na Fig. 10 que o primeiro nulo à direita de zero ocorre em $f = R_c = 1/T_c$, enquanto na Fig. 14 ele ocorre em $f = R_c - R_c' = R_c - 0{,}99R_c = 0{,}01 \times 1/T_c$.

As partes laterais similares à parte central do espectro mostrado na Fig. 14 são consideradas indesejadas, pois, como logo ficará claro, elas não estão associadas a nenhuma informação útil ao processo de sondagem. As trataremos daqui em diante como sinais interferentes, os quais terão sua influência reduzida justamente por meio do filtro colocado após o *mixer* no correlator deslizante.

De acordo com (46), a separação entre as raias espectrais na Fig. 14 é de $f_1 - f_2$ hertz. O pico da envoltória espectral de $X_1(kf_1)X_1'(uf_2)$ associada à parte desejada de $P(f)$ ocorre obviamente em $f = 0$, ou seja, para $k = u = 0$. O próximo pico de envoltória, este associado à interferência, ocorre exatamente no ponto médio entre as raias espectrais localizadas em f_1 (para $k = 1, u = 0$) e f_2 (para $k = 0, u = 1$), ou seja, em $f = (f_1 + f_2)/2$, valor este muito próximo de $1/(NT_c)$. Portanto, as frequências centrais das envoltórias espectrais das parcelas interferentes estão localizadas aproximadamente em

múltiplos inteiros de $1/(NT_c)$. Conforme pode ser constatado na Fig. 14, de fato o pico da envoltória da parcela indesejada à direita ocorre em $f/(R_c - R'_c) \approx 3{,}22$, ou seja, em $f \approx 3{,}22 \times 0{,}01R_c \approx R_c/31 = 1/(NT_c)$.

As relações de Wiener-Khintchine [8, p. 68] estabelecem que a densidade espectral de potência e a função de autocorrelação formam par na transformada de Fourier. Então, se a parte central de $|P(f)|$ puder ser associada à densidade espectral de potência de $x(t)$, a transformada inversa dessa densidade será a função de autocorrelação de $x(t)$. Assim, se o sinal aplicado a uma das entradas do correlator deslizante for composto por réplicas de $x(t)$, tal transformada inversa será, conforme (38), uma aproximação da resposta ao impulso do canal.

Isolando os termos em $u = -k$ dos termos em $u \neq -k$ no somatório à direita na Equação (45), pode-se reescrevê-la como

$$\begin{aligned} p(t) &= f_1 f_2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_1(kf_1)X'_1(-kf_2)e^{j2\pi k(f_1-f_2)t} \\ &+ f_1 f_2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{u=-\infty \\ u\neq -k}}^{\infty} X_1(kf_1)X'_1(uf_2)e^{j2\pi(kf_1+uf_2)t} \\ &= q_d(t) + q_i(t). \end{aligned} \tag{47}$$

Vale lembrar que as sequências $x_1(t)$ e $x'_1(t)$ representam apenas um período das sequências $x(t)$ e $x'(t)$, respectivamente. Devido às diferentes taxas de *chips*, pode-se escrever $x'_1(t)$ como uma versão escalonada no tempo em relação a $x_1(t)$, ou seja

$$x'_1(t) = x_1\left(\tfrac{f_2}{f_1}t\right). \tag{48}$$

A propriedade do escalonamento temporal da transformada de Fourier [8, p. 104] estabelece o par $x_1(\alpha t) \leftrightarrow \frac{1}{|\alpha|}X_1(\frac{f}{\alpha})$, levando a

$$X'_1(f) = \tfrac{f_1}{f_2}X_1\left(\tfrac{f_1}{f_2}f\right). \tag{49}$$

Multiplicando ambos os lados desta equação por f_2 e amostrando o resultado em múltiplos inteiros de f_2 tem-se que $f_2X'_1(kf_2) = f_1X_1(kf_1)$. Como $x_1(t)$ e $x'_1(t)$ são sinais reais, os módulos de $X_1(f)$ e $X'_1(f)$ são funções pares e os argumentos são funções ímpares [8, p. 105]. Portanto, o produto $f_1X_1(kf_1)f_2X'_1(-kf_2)$ em (47) nada mais é do que o módulo ao quadrado de $f_1X_1(kf_1)$, podendo-se escrever

$$q_d(t) = f_1^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} |X_1(kf_1)|^2 e^{j2\pi k(f_1-f_2)t}. \tag{50}$$

Comparando esse resultado com (39), nota-se que $q_d(t)$ pode ser representado pela série de Fourier

$$q_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k e^{j2\pi k(f_1-f_2)t}, \tag{51}$$

na qual os coeficientes $d_k = f_1^2|X_1(kf_1)|^2$ são densidades espectrais de potência, ou seja, são amostras devidamente escalonadas da densidade espectral de potência comprimida $S_x(f)$ da sequência $x(t)$. Então, observando (44), nota-se que

$$S_x(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k \delta\left[f - k(f_1 - f_2)\right], \tag{52}$$

indicando que $q_d(t)$ e $S_x(f)$ formam par na transformada de Fourier e que, portanto, $q_d(t)$ em (47) é a função de autocorrelação de $x(t)$, dilatada no tempo, associada à parcela central do espectro mostrado na Fig. 14. Esta parcela, como antecipado, está comprimida na frequência em relação ao espectro real de $x(t)$. O termo $q_i(t)$ em (47) está associado às parcelas interferentes à esquerda e à direita da parcela central na Fig. 14, sendo, portanto, indesejado. As parcelas interferentes são conhecidas na literatura como auto-interferência (*self-interference*) ou auto-ruído (*self-noise*), já que são geradas pelo próprio correlator deslizante. A função do filtro colocado após o *mixer* no correlator deslizante é a de reduzir tanto quanto possível $q_i(t)$.

O fator de dilatação da função de autocorrelação é o quociente entre f_1, que é a frequência de repetição dos períodos da sequência $x(t)$, e $f_1 - f_2$, que é a frequência de repetição dos períodos da função de autocorrelação dilatada $q_d(t)$. Este fator de dilatação é comumente chamado de fator de dilatação (*slide factor*) [10], [12], [16], [25], sendo definido por

$$\gamma = \frac{f_1}{f_1 - f_2} = \frac{R_c}{R_c - R'_c}. \tag{53}$$

Assim, a relação entre $q_d(t)$ e a função de autocorrelação real de $x(t)$, $R_x(t)$, é dada por

$$q_d(t) = R_x\left(\frac{t}{\gamma}\right). \tag{54}$$

A Fig. 15 ilustra a função de autocorrelação obtida por meio de (33), referente a uma sequência PN com $N = 31$ e $R_c = 10$ chip/s, sobreposta à função de autocorrelação dilatada com um fator de dilatação $\gamma = 10$. Note que o período da função de autocorrelação obtida via (33) é de $NT_c = 3{,}1$ s, sendo igual a $\gamma NT_c = 31$ s no caso da função de autocorrelação dilatada.

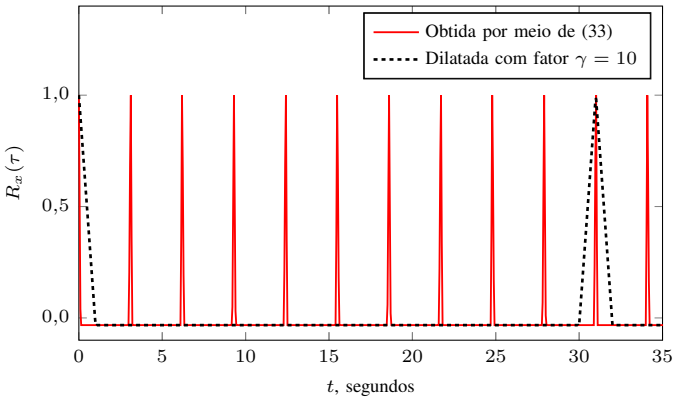


Figura 15. Funções de autocorrelação de uma sequência PN com $N = 31$ e $R_c = 10$ chip/s.

Observando novamente a Fig. 14 nota-se que, mesmo utilizando-se um filtro passa-baixas ideal, não é possível obter perfeitamente a parcela $q_d(t)$ associada à parte central da figura. Isto se deve ao fato de que tanto o espectro da parcela desejada quanto das parcelas interferentes tem banda infinita, portanto se sobrepondo. Em outras palavras, o filtro passa-baixas não bloqueará a parte do sinal interferente situada na sua banda de passagem, ou seja, na banda da parcela desejada e, por outro lado, atenuará não somente as parcelas interferentes situadas em frequências fora de sua banda de passagem (na

banda de rejeição), mas também parte da parcela desejada situada nessas frequências.

A Fig. 16 ilustra o sinal $q_d(t)$ ideal, o qual corresponde à função de autocorrelação dilatada da sequência PN, bem como o sinal $q_d(t)$ aproximado, obtido por filtragem passa-baixas do sinal $p(t)$. O filtro utilizado foi um filtro aproximadamente ideal (com resposta ao impulso ideal, mas truncada), com frequência de corte em R_c/γ hertz. Note que o sinal $q_d(t)$ aproximado se assemelha bastante do sinal $q_d(t)$ ideal.

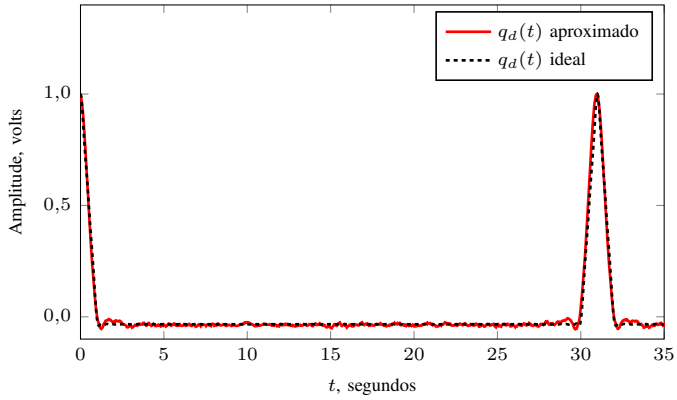


Figura 16. Sinais $q_d(t)$ ideal (teórico) e aproximado (obtido por filtragem), considerando $N = 31$ e $R_c' = 0{,}99R_c$.

Analisando o caso de um filtro passa-baixas real, a situação torna-se ainda mais crítica, pois o fator de queda de ganho do filtro ao longo da transição da sua banda de passagem para sua banda de rejeição também influencia o grau de aproximação do sinal filtrado em relação a $q_d(t)$. Esse fator de decaimento é normalmente denominado de fator de forma (ou fator de *rolloff*) e é medido tipicamente em dB/oitava (o aumento de 1 oitava na frequência corresponde ao dobro do valor de referência). Fatores de forma mais altos correspondem a decaimentos mais abruptos, enquanto fatores de forma mais baixos estão associados a decaimentos menos abruptos, conforme ilustra a Fig. 17. Vale ressaltar que há diferentes definições sobre a medida do fator de forma; em algumas delas, fatores de forma mais altos significam decaimentos menos abruptos do ganho do filtro com o aumento da frequência.

Então, buscando tornar o sinal $q_d(t)$ obtido por filtragem similar ao sinal $q_d(t)$ teórico, um filtro que tenha fator de forma mais baixo demandará que as parcelas interferentes do espectro mostrado na Fig. 14 estejam mais separadas da parcela central desejada. Essa separação, por sua vez, é influenciada pelo fator de dilatação, γ, e pelo comprimento da sequência PN, N [11], [13], como descrito na próxima subseção.

B. Influência de γ e N no Processo de Filtragem

No gráfico da Fig. 14, a distância da origem até o centro do primeiro lóbulo principal interferente à direita é de R_c/N ou $1/(NT_c)$. A análise matemática que comprova essa distância foi apresentada na Subseção V-A, logo após a referida figura. Sendo assim, aumentando-se o valor de N diminui-se o espaçamento entre as parcelas interferentes do espectro mostrado na Fig. 14 e a parcela central desejada, dificultando o projeto do filtro que, neste caso, teria que ter alto fator de forma. Por outro lado, também verificou-se na Subseção V-A que o primeiro nulo da envoltória espectral central na Fig. 14 ocorre

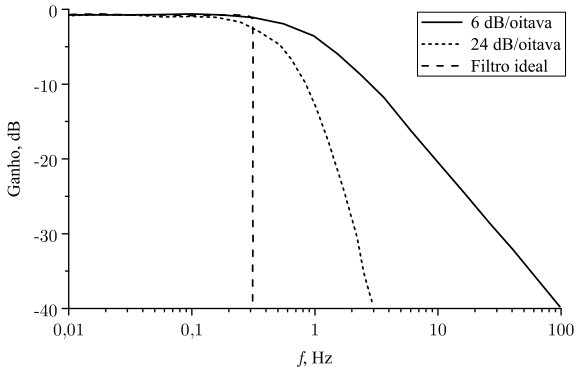


Figura 17. Ilustração da influência de diferentes fatores de forma no ganho de filtros passa-baixas

em $f = R_c - R_c'$, ou seja, em $f = R_c/\gamma$, de acordo com (53). Portanto, quanto menor for γ para um dado N, maior a sobreposição em frequência entre a parcela desejada e as parcelas interferentes indesejadas do espectro ilustrado na Fig. 14, o que também dificulta o projeto do filtro.

Ainda tomando como referência a Fig. 14, considere como pior caso, em termos de limite superior de interferência, a situação em que a frequência central do lóbulo principal da primeira parcela interferente, em $f = R_c/N$, coincide como primeiro nulo da envoltória espectral da parcela desejada, em $f = R_c/\gamma$. O primeiro critério de projeto a ser atendido será, então, $R_c/\gamma < R_c/N$ [10], [11], ou seja,

$$\frac{N}{\gamma} < 1. \tag{55}$$

Em [12] é estabelecida, de forma empírica, uma relação que define o mínimo valor de γ em função de N para que a faixa dinâmica do correlator deslizante seja ao menos 80% da faixa dinâmica ideal, considerando que o filtro passa-baixas é ideal, com frequência de corte em R_c/γ hertz. Tal valor mínimo de γ é dado por

$$\gamma_{\text{min}} = 1{,}41N^{1{,}09}. \tag{56}$$

A faixa dinâmica do correlator deslizante mede a capacidade do dispositivo detectar sinais de baixa intensidade. Em outras palavras, um dispositivo de sondagem com correlator deslizante que tenha faixa dinâmica de, por exemplo, 20 dB, consegue discriminar componentes de multipercurso com diferenças de nível de até cerca de 20 dB. A faixa dinâmica é descrita de maneira mais formal na Seção VI, que trata exclusivamente dos parâmetros do correlator deslizante.

Admitindo que $\gamma = \gamma_{\text{min}}$ permite eficiência no processo de filtragem do sinal $p(t)$, então um filtro com resposta ao impulso $h_f(t)$ projetado a contento não produz distorção significativa no sinal desejado $q_d(t)$ e atenua praticamente todo sinal interferente $q_i(t)$, ou seja, $q_d(t) * h_f(t) \approx q_d(t)$ e $q_i(t) * h_f(t) \approx 0$, em que $*$ denota a operação de convolução. Nesta situação o sinal de saída do filtro será

$$p(t) * h_f(t) \approx q_d(t) = R_x\left(\frac{t}{\gamma}\right). \tag{57}$$

Em [14] os autores propõem o uso de sequências PN filtradas, tanto no transmissor como no receptor, o que permite eliminar quase que totalmente o sinal de distorção presente

em $p(t)$, tornando ainda mais acurada a aproximação (57). A análise matemática associada a este método torna-se bem mais complexa que aquela aqui apresentada, estando, pois, fora do escopo do presente tutorial.

C. Relação entre o Sinal Filtrado e a Resposta ao Impulso do Canal

Ainda admitindo que o filtro do correlator deslizante praticamente não distorce o sinal desejado e elimina quase que por completo a auto-interferência, considere que o sinal $x(t)$ de entrada do dispositivo seja substituído pelo sinal de saída do canal $y(t)$ definido em (36). Tomado por base (37) e (57), é imediato concluir que a saída do correlator deslizante será

$$\begin{aligned}[y(\tau)x'(\tau)] * h_f(\tau) &\approx R_{xy}\left(\frac{\tau}{\gamma}\right) \\ &= \sum_{l=1}^{L} \alpha_l R_x\left(\frac{\tau}{\gamma} - \tau_l\right).\end{aligned} \tag{58}$$

Observando a última parte dessa equação, nota-se que ela é equivalente à convolução entre a função de autocorrelação dilatada da sequência PN, $R_x(\tau/\gamma)$, e a resposta ao impulso do canal segundo o modelo TDL, $h(\tau)$ (reveja a Subseção II-D). Como durante um período a função de autocorrelação da sequência PN se aproxima de uma função impulso quanto maior N e menor T_c, então $\hat{R}_{xy}(\tau/\gamma) = [y(\tau)x'(\tau)] * h_f(\tau) \approx R_{xy}(\tau/\gamma)$ pode ser interpretada como uma estimativa da resposta ao impulso do canal dilatada no tempo pelo fator γ. Sendo assim, por analogia a (38) a resposta ao impulso do canal poderá ser obtida por meio de

$$h(\tau) \approx \frac{1}{V_0^2}\hat{R}_{xy}(\gamma\tau). \tag{59}$$

No início desta seção considerou-se, por simplicidade de análise, um correlator deslizante implementado por apenas por um multiplicador seguido de um filtro passa-baixas. Considerando agora o correlator em quadratura mostrado na parte mais à direita da Fig. 12, conclui-se que a cada um de seus ramos se pode aplicar a análise matemática que acaba de ser apresentada. Portanto, as respostas ao impulso estimadas nesses ramos devem ser interpretadas como as partes real e imaginária da resposta complexa do canal sob sondagem.

VI. Parâmetros do Correlator Deslizante

A escolha dos comprimentos N das sequências PN e taxas de *chips* R_c e R'_c e, consequentemente, do fator de dilatação γ dita as características do sistema de sondagem com correlator deslizante, as quais definem novos parâmetros sistêmicos que são abordados nesta seção.

A. Resolução Doppler Máxima

O máximo espalhamento Doppler que pode ser observado pelo elemento de sondagem de canal por correlator deslizante é conhecido como resolução Doppler máxima. Observando a Fig. 15, nota-se que o elemento de sondagem pode obter uma estimativa da resposta ao impulso do canal a cada período da função de autocorrelação dilatada (57) ou, equivalentemente, a cada período da função de correlação cruzada dilatada (58), o que ocorre a cada $\gamma N/R_c$ segundos. Sendo assim, a taxa de variação do canal, a qual é diretamente proporcional ao desvio Doppler máximo, deve ser tal que possa ser devidamente registrada ao longo de sucessivas estimativas de respostas ao impulso. Na prática, amostras dessas sucessivas respostas são colhidas de forma a se obter as estatísticas de variação temporal do canal. Então, segundo o teorema de Nyquist, a taxa de $R_c/(\gamma N)$ amostras por segundo deve ser maior que ou igual a duas vezes a máxima frequência de variação do canal, a qual corresponde ao desvio Doppler máximo f_m. Portanto, a resolução Doppler máxima é dada por [12], [16], [48]

$$f_m = \frac{R_c}{2\gamma N}. \tag{60}$$

Pode-se então concluir que quanto maior o desvio Doppler máximo do canal, menor deve ser o período entre sondagens. Em outras palavras, é necessário realizar uma medida da resposta ao impulso do canal antes que ele se altere. Lembrando que o desvio Doppler que um receptor em movimento experimenta é diretamente proporcional à velocidade v (reveja (9)), note que a máxima velocidade v_m do veículo de prova que transporta o receptor do sistema de sondagem é inversamente proporcional ao tamanho a sequência PN, ou seja, $v_m = \lambda R_c/(2\gamma N)$.

B. Ganho de Processamento

O ganho de processamento é a razão entre a relação sinal ruído (SNR, *signal-to-noise ratio*) na saída e a SNR na entrada de um receptor que utiliza o princípio de desespalhamento por multiplicação direta por uma sequência pseudo aleatória, como acontece em receptores de sistemas de comunicação com espalhamento espectral por sequência direta (DSSS, *direct-sequence spread spectrum*).

No contexto do sistema de sondagem com correlator deslizante, a melhoria na SNR é produzida devido à redução de potência de sinais interferentes produzida ao se realizar a multiplicação do sinal contaminado pela sequência PN. Como exemplo, uma interferência de faixa estreita, como uma portadora não modulada presente na entrada do receptor (equivalente a um nível DC em banda base), ao ser multiplicada pela sequência PN $x'(t)$ terá sua densidade espectral de potência espalhada ao longo de uma banda aproximada de $2R'_c$ hertz (R'_c hertz em banda base), ao passo que o sinal de sondagem terá sua banda reduzida (desespalhada) para em torno de R_c/γ hertz (em banda base). Depois de passar pelo filtro passa-baixas, as componentes de frequência do sinal interferente espalhado maiores do que R_c/γ serão fortemente atenuadas. Lembrando que $R_c \approx R'_c$, o fator de redução da potência interferente será de aproximadamente γ vezes. Então, para o elemento de sondagem por correlator deslizante o ganho de processamento será igual γ ou, em dB [13],

$$G_p = 10\log_{10}\gamma. \tag{61}$$

C. Faixa Dinâmica

Como antecipado na Subseção V-B, a faixa dinâmica (*dynamic range*) do correlator deslizante mede a capacidade do dispositivo detectar sinais de baixa intensidade. Ela é definida como a razão entre a magnitude de pico da função do sinal $q_d(t)$ obtido por filtragem e a magnitude de pico da auto-interferência remanescente após a filtragem. Seu valor, em dB,

admitindo sequências PN de amplitude de pico V_0, é dado por [13], [25]

$$D_r = 20\log_{10}\frac{\max(|Nq_d(t) * h_f(t)|)}{\max(|Nq_i(t) * h_f(t) - V_0^2|)}. \quad (62)$$

Na ausência de auto-interferência no sinal filtrado, ou seja $q_i(t) = 0$, e de distorção do sinal desejado no processo de filtragem, ou seja $q_d(t) * h_f(t) = q_d(t)$, tem-se idealmente [13]

$$D_{r_{\text{ideal}}} = 20\log_{10}\frac{\max(|NV_0^2|)}{\max(|0 - V_0^2|)} = 20\log_{10} N. \quad (63)$$

Por outro lado, note que da forma como foi definida a faixa dinâmica em (62), se a parcela de auto-interferência tiver o mesmo valor de pico do sinal desejado, após filtragem, ter-se-á no pior caso

$$D_{r_{\text{pior}}} = 20\log_{10}\frac{\max(|NV_0^2|)}{\max(|NV_0^2 - V_0^2|)} \approx 0. \quad (64)$$

A Fig. 18 mostra sinais $q_d(t)$ obtidos por filtragem passa-baixa aproximadamente ideal (resposta ao impulso ideal, porém truncada), com frequências de corte em R_c/γ e em $10R_c/\gamma$ hertz, admitindo sequências com $N = 31$ e $V_0 = 1$. Note que o pico da parcela desejada se aproxima de 1 em ambos os casos. Com a frequência de corte em R_c/γ hertz, o valor de pico absoluto da auto-interferência está próximo de $|-1/N|$, o que leva a uma faixa dinâmica de $20\log_{10}|N/(-N/N^2 - 1)| \approx 20\log_{10} N \approx 30$ dB para $N = 31$. Já com a frequência de corte de $10R_c/\gamma$ hertz, que é um valor exagerado do ponto de vista prático, mas adequado à presente análise, o pico da auto-interferência está próximo de 0,6, o que leva a uma faixa dinâmica de $20\log_{10}|N/(0{,}6N - 1)| \approx 20\log_{10} 1{,}76 \approx 5$ dB para $N = 31$. Observe que este valor corresponde a uma faixa dinâmica bem menor em relação ao caso anterior, ou seja, o correlator deslizante não seria capaz de discriminar componentes de multipercurso com diferenças de amplitude maiores que 5 dB, contra 30 dB no primeiro caso.

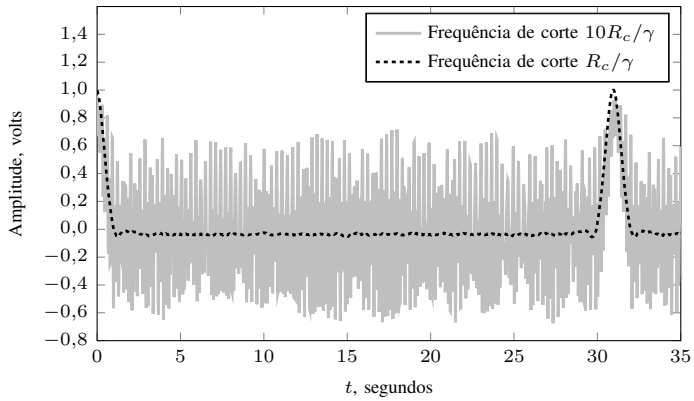


Figura 18. Sinais $q_d(t)$ obtidos por filtragem passa-baixas aproximadamente ideal, com frequências de corte $10R_c/\gamma$ e R_c/γ.

A descrição matemática da degradação na faixa dinâmica causada pela auto-interferência é bastante trabalhosa, como explicitado em [13]. Contudo, nessa mesma referência são apresentados resultados de simulações envolvendo a expressão (62) que retratam o comportamento da D_r quando o fator de dilatação aumenta. Por meio desses resultados chegou-se à relação empírica (56), que define um valor mínimo para o fator de dilatação de tal forma que se garanta que a faixa dinâmica seja maior ou igual a 80% do valor calculado para a condição ideal, ou seja, se $\gamma \geq \gamma_{\text{min}}$, ter-se-á $0{,}8D_{r_{\text{ideal}}} \leqslant D_r < D_{r_{\text{ideal}}}$. No limite inferior dessa faixa, portanto, $D_r \approx 16\log_{10} N$.

D. Resolução Temporal

Se o atraso entre dois componentes de multipercurso for menor do que a resolução temporal, o sistema os interpretará como uma única componente. A resolução temporal é inversamente proporcional à largura de banda do sinal transmitido e para o elemento de sondagem de canal por correlator deslizante é definida como [13], [16]

$$T_{\text{res}} = \frac{1}{R_c}. \quad (65)$$

Quanto menor T_{res} mais capacidade o sistema terá de discriminar percursos com pequenas diferenças de atraso. Vale ressaltar que (65) é bastante conservadora, representando assim um limite superior para a resolução temporal. Na prática, utilizando taxa de *chips* R_c na transmissão é possível alcançar valores para T_{res} menores que $1/R_c$ [13].

E. Máximo Espalhamento de Retardo

O elemento de sondagem de canal por correlator deslizante tem a capacidade de realizar a medida da resposta ao impulso do canal durante a janela de tempo correspondente ao período da sequência PN transmitida. Se este período acabar antes que o espalhamento de retardo máximo do canal seja capturado, percursos remanescentes de um período de sondagem irão interferir na medida posterior. Desta forma, a periodicidade da sequência PN transmitida estabelece um limite superior para o máximo espalhamento de retardo do canal, ou seja [13], [16], [25],

$$\tau_{\text{max}} = \frac{N}{R_c}. \quad (66)$$

VII. Sumário

A pesquisa e o desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio são sempre precedidos pela caracterização do canal por meio do qual o sinal será transmitido. Tal caracterização permite que o canal seja modelado e que o sistema seja então 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 das técnicas e foi abordado neste artigo tutorial que compõe uma série três. No segundo artigo é dado enfoque na análise das medidas obtidas pelo correlator deslizante para a caracterização estocástica do canal. No terceiro são descritos os detalhes do projeto e de validação de um correlator deslizante na plataforma USRP.

REFERÊNCIAS

[1] J. Mitola III and G. Q. Maguire Jr., "Cognitive radio: Making software radios more personal," *IEEE Personal Commun. Mag.*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, Aug. 1999.

[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] M. N. Islam, B.-J. J. Kim, P. Henry, and E. Rozner, "A Wireless channel sounding system for rapid propagation measurements," *ArXiv e-prints*, Nov. 2012.

[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] 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.

[6] 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.

[7] 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.

[8] D. A. Guimarães, *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*, 1st ed. Springer Publishing Company, Incorporated, 2010.

[9] 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.

[10] N. Benvenuto, "Distortion analysis on measuring the impulse response of a system using a crosscorrelation method," *AT T Bell Laboratories Technical Journal*, vol. 63, no. 10, pp. 2171–2192, Dec. 1984.

[11] J. Talvitie and T. Poutanen, "Self-noise as a factor limiting the dynamic range in impulse response measurements using sliding correlation," in *Spread Spectrum Techniques and Applications, 1994. IEEE ISSSTA '94., IEEE Third International Symposium on*, Jul. 1994, pp. 619–623 vol.2.

[12] 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.

[13] 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.

[14] 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.

[15] G. Martin, "Wideband channel sounding dynamic range using a sliding correlator," in *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, vol. 3, 2000, pp. 2517–2521 vol.3.

[16] C. R. Anderson, "Design and implementation of an ultrabroadband millimeter-wavelength vector sliding correlator cahnnel sounder and in-building multipath measurements at 2.5-60 GHz," Master of Science Dissertation, Virginia Polytechnic Institue and State University, USA, May 2002.

[17] 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.

[18] S. Haese, C. Moullec, P. Coston, and K. Sayegrih, "High-resolution spread spectrum channel sounder for wireless communications systems," in *Personal Wireless Communication, 1999 IEEE International Conference on*, 1999, pp. 170–173.

[19] 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.

[20] 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.

[21] S. Nie, G. R. Maccartney, S. Sun, and T. S. Rappaport, "72 GHz millimeter wave indoor measurements for wireless and backhaul communications," in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on*, Sep. 2013, pp. 2429–2433.

[22] A. Ghosh, T. A. Thomas, M. C. Cudak, R. Ratasuk, P. Moorut, F. W. Vook, T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, S. Sun, and S. Nie, "Millimeter-wave enhanced local area systems: A high-data-rate approach for future wireless networks," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1152–1163, Jun. 2014.

[23] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2002.

[24] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. i. characterization," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 9, pp. 136–146, Sep. 1997.

[25] Q. Chen, "Wideband channel sounding techniques for dynamic spectrum access networks," Doctor of Philosophy Dissertation, University of Kansas, USA, Jun. 2007.

[26] A. Kapetanovic, R. Mawari, and M. A. Zohdy, "Second-order Kalman filtering application to fading channels supported by real data," *Journal of Signal and Information Processing*, vol. 7, no. 2, pp. 61–74, May 2016.

[27] D. de la Vega, S. Lopez, J. M. Matias, U. Gil, I. Pena, M. M. Velez, J. L. Ordiales, and P. Angueira, "Generalization of the Lee method for the analysis of the signal variability," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 2, pp. 506–516, Feb. 2009.

[28] R. He, O. Renaudin, V. M. Kolmonen, K. Haneda, Z. Zhong, B. Ai, and C. Oestges, "Statistical characterization of dynamic multi-path components for vehicle-to-vehicle radio channels," in *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, May 2015, pp. 1–6.

[29] M. A. M. K. Simon, *Digital Communication Over Fading Channels*, 2nd ed. Wiley-IEEE Press, 2004.

[30] A. M. Magableh and M. M. Matalgah, "Channel characteristics of the generalized α-μ multipath fading model," in *2011 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, Jul. 2011, pp. 1535–1538.

[31] M. D. Yacoub, "The κ-μ distribution and the η-μ distribution," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 49, no. 1, pp. 68–81, Feb. 2007.

[32] G. Fraidenraich and M. D. Yacoub, "The α-η-μ and α-κ-μ fading distributions," in *2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Aug. 2006, pp. 16–20.

[33] S. K. Yoo, S. L. Cotton, P. C. Sofotasios, and S. Freear, "Shadowed fading in indoor off-body communications channels: A statistical characterization using the κ-μ / gamma composite fading model," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Apr. 2016.

[34] S. M. Proakis John, *Digital Communications*, 5th ed. McGraw-Hill Education, 2007.

[35] P. D. Katev, "Propagation models for wimax at 3.5 GHz," in *ELEKTRO, 2012*, May 2012.

[36] A. I. Sulyman, A. T. Nassar, M. K. Samimi, G. R. MacCartney, T. S. Rappaport, and A. Alsanie, "Radio propagation path loss models for 5G cellular networks in the 28 GHz and 38 GHz millimeter-wave bands," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 9, pp. 78–86, Sep. 2014.

[37] X. Zhang and J. G. Andrews, "Downlink cellular network analysis with multi-slope path loss models," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 5, pp. 1881–1894, May 2015.

[38] G. Durgin, *Space-time Wireless Channels*, 1st ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall Press, 2002.

[39] G. D. Durgin and T. S. Rappaport, "Effects of multipath angular spread on the spatial cross-correlation of received voltage envelopes," *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 996–1000, 1999.

[40] J. Luo, J. R. Zeidler, and S. McLaughlin, "Performance analysis of compact antenna arrays with MRC in correlated Nakagami fading

channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 1, pp. 267–277, Jan. 2001.

[41] M. A. Saeed, B. M. Ali, S. Khatun, and M. Ismail, "Impact of the angular spread and antenna spacing on the capacity of correlated MIMO fading channels," *Int. Arab J. Inf. Technol.*, vol. 6, no. 1, pp. 60–66, 2009.

[42] A. A. M. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, Feb. 1987.

[43] S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. W. Rice, W. Turin, and V. Tarokh, "Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 10, pp. 1786–1796, Oct. 2004.

[44] X. H. Mao, Y. H. Lee, and B. C. Ng, "Comparison of wideband channel sounding techniques," in *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Moscow, Russia*, Aug. 2009, pp. 400–404.

[45] 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.

[46] D. A. Guimarães and R. A. A. de Souza, "Implementation-oriented model for centralized data-fusion cooperative spectrum sensing," *Communications Letters, IEEE*, 2012.

[47] 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.

[48] J. Kivinen, T. O. Korhonen, P. Aikio, R. Gruber, P. Vainikainen, and S. G. Haggman, "Wideband radio channel measurement system at 2 GHz," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 1, pp. 39–44, Feb. 1999.