

Caracterização de Canais Rádio-Móvel em Ambientes Exteriores: uma Abordagem utilizando Filtros Digitais

Harold Dias de Mello Junior

*Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Pará
harold@ufpa.br*

Evaldo Gonçalves Pelaes

*Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Pará
pelaes@ufpa.br*

André Mendes Cavalcante

*Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Pará
amc@ufpa.br*

João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa

*Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Pará
jweyl@ufpa.br*

Abstract

In this work, multipath outdoor radio propagation channel is characterized by a FIR filter. The filter parameters are obtained from ray-tracing techniques, jointly with electromagnetic theory needed to its application. As study of case, channel-impulse response to an outdoor scene is simulated and time-dispersion issues are discussed.

Index Terms — FIR filters, multipath channels, propagation model, ray-tracing.

Resumo

Nesse trabalho, o canal rádio-móvel com efeito de multipercurso, típico de ambientes externos, é caracterizado por um filtro de resposta impulsiva finita (FIR). Nesse modelo, os parâmetros do filtro são obtidos a partir de técnica de traçado de raios, juntamente com a teoria eletromagnética necessária para sua implementação. Como exemplo de aplicação desta abordagem, a resposta impulsiva do canal para um cenário exterior é simulada e aspectos relacionados à dispersividade temporal são discutidos.

Palavras-Chave — Filtros FIR, canais multipercurso, modelo de propagação, traçado de raios.

1. Introdução

Caracterizar o canal rádio-móvel, através de modelos de propagação, simulações e medidas, é

essencial para o desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio, minimizando custos de planejamento e de implementação dos mesmos [1]-[4]. Em sistemas móveis celulares, uma eficiente predição de cobertura favorece ao uso eficiente do espectro de frequência, sendo este um aspecto chave para dar vazão ao aumento expressivo das densidades de usuários e de serviços experimentadas por tais sistemas nos últimos anos [2].

Modelos de canais rádio-móvel também são utilizados para auxiliar no desenvolvimento de métodos para correção de distorções do canal, como por exemplo, no projeto de equalizadores. Esses vêm a combater um dos efeitos mais degradantes para sistemas de comunicação digital: a interferência intersimbólica (ISI), originada a partir de desvanecimento por multipercurso. A ISI é reconhecidamente o maior obstáculo para transmissão de dados em alta velocidade através do canal rádio-móvel [1]. Dessa forma, uma melhor compreensão do canal, permitindo descrição mais apropriada para o mesmo, é um fator crítico para tornar possível maiores taxas de dados e qualidade de serviço (QoS) em redes sem fio.

Na literatura há um grande número de abordagens para caracterizar e modelar o canal rádio-móvel [5]. Algumas delas são baseadas em características estatísticas da energia eletromagnética recebida [6],[7]. Outra abordagem bastante freqüente é baseada no módulo do campo eletromagnético como função da distância entre transmissor e receptor, tais como modelos de predição de perdas de percurso [8]. Uma outra abordagem possível de caracterização de canais é a baseada no uso de filtros digitais. Apesar de não ser

originalmente uma técnica de modelagem, a abordagem por filtros de resposta finita ao impulso (FIR) representa uma forma conveniente de caracterização de canais de rádio propagação. Isso em função da referida técnica ser ótima na minimização de critérios de erros entre resultados modelados e medidos, tais como a raiz do erro quadrático médio (RMSE) [9]. Em [9] é mostrado que uma representação compacta através de filtros FIR gera um RMSE menor do que as técnicas autoregressiva e da norma mínima, fornecendo também resolução temporal superior aos estimadores de Fourier e de sistemas típicos de medidas no domínio do tempo.

A originalidade do presente trabalho em relação ao que se tem publicado na literatura corrente está na forma de estimação dos parâmetros do filtro do canal. A grande maioria dos trabalhos quando não a faz de forma estatística [6], [7], faz através do método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) [10]. Neste trabalho, a parametrização do filtro é feita através do uso de técnicas de traçados de raios (*ray-tracing*) em conjunto com a Teoria Uniforme da Difração (UTD) [11], por se tratar do ponto de vista prático, a técnica que melhor combina eficiência computacional com precisão de predição [2],[4]. Além disso, a referida parametrização considera muitos elementos importantes do ambiente de propagação, tais como informações de dispersão temporal do canal, particularmente importantes na predição de taxas de erro em muitos tipos de sistemas digitais.

Na Seção 2, apresentam-se fundamentos teóricos essenciais e considerações necessárias para a modelagem do canal. Na Seção 3, um cenário bidimensional é apresentado e condições para a realização de simulações são feitas. Os resultados da simulação são vistos na Seção 4. Finalmente, na Seção 5, alguns aspectos dos resultados são discutidos.

2. Fundamentos teóricos

2.1. Caracterização de canais multipercurso

Tipicamente o canal de rádio-propagação multipercurso pode ser completamente caracterizado através de sua resposta impulsiva equivalente banda base:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (1)$$

onde N é o número de componentes multipercurso e α_k e τ_k são as amplitudes e os retardos individuais, respectivamente.

Alternativamente, o mesmo canal pode também ser completamente caracterizado por sua resposta em frequência, ou seja, pela transformada de Fourier de (1):

$$H(\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k e^{-j\omega\tau_k} \quad (2)$$

onde ω_k é a frequência angular, isto é, $\omega_k = \frac{2\pi}{\tau_k}$.

Esse modelo, inicialmente sugerido por Turin [12], é amplamente aceito em ambientes multipercurso interiores e exteriores.

2.2. Determinação da resposta impulsiva do canal

Determinar a resposta impulsiva do canal consiste em estimar os parâmetros α_k e τ_k da equação (1). Diversos modelos computacionais têm sido desenvolvidos para realizar tal estimação. Um dos mais complexos e rigorosos é o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) que se baseia na solução numérica das equações de Maxwell do eletromagnetismo [10]. Neste trabalho, foi desenvolvido um modelo baseado em técnica de traçado de raios, técnica que permite a implementação de algoritmos computacionais menos complexos e mais estáveis que a FDTD.

Nas técnicas de traçado de raios, ondas eletromagnéticas são aproximadas por frente de ondas planas cuja direção de propagação (raios) é perpendicular aos campos elétricos e magnéticos. Técnicas de traçado de raios são utilizadas para identificar precisamente todos os possíveis percursos entre transmissor e receptor. Uma vez feito isso, técnicas eletromagnéticas, como a Teoria Uniforme da Difração (UTD), são aplicadas em cada raio para determinação dos campos gerados pela interação (reflexão, refração, difração) do campo irradiado por uma antena transmissora com os obstáculos do ambiente. A partir desses campos e da distância percorrida até alcançar a antena receptora, calcula-se a amplitude e o retardo para cada raio. Pode-se também calcular o campo total recebido, efetuando-se uma combinação coerente dos campos de todos os raios que chegam ao receptor, considerando o padrão da antena e a largura de banda do sistema [11], [13].

2.3. Caracterização do canal por filtros digitais

Filtros digitais são normalmente utilizados para fornecer resposta em frequência plana em alguma faixa de interesse, suprimindo frequências fora dessa faixa.

Também podem ser utilizados para compensar distorções na resposta em frequência, tal como é feito na equalização de canais [1]. Morrison e Fattouche [9] realizaram um dos primeiros trabalhos aplicando filtros digitais em outro contexto, o de modelagem de canais.

Um filtro digital pode ser implementado como um sistema linear invariante no tempo (LTI), cujas entradas, $x[n-k]$, e saídas, $y[n-k]$, satisfazem uma equação diferença linear de coeficientes constantes da forma [14]:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{M-1} b_k x[n-k] - \sum_{k=1}^{N-1} a_k y[n-k] \quad (3)$$

onde a_k 's e b_k 's são os pesos das derivações (*taps*) do filtro. A ordem do filtro é o maior entre N ou M .

No contexto de modelagem de canal, $x[n]$ é o sinal transmitido e $y[n]$ é o sinal recebido. Uma vez que o sinal recebido, $y[n]$, depende somente do sinal transmitido no instante n e dos $(M-1)$ sinais anteriores, o filtro possui resposta impulsiva finita. A eq. (3) com os coeficientes a_k 's iguais a zero representa um filtro FIR de ordem M :

$$y[n] = \sum_{k=0}^{M-1} b_k x[n-k] \quad (4)$$

onde os pesos dos *taps* são equivalentes à resposta impulsiva do filtro, conforme (5):

$$h_F(n) = \begin{cases} b_n, & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0, & \text{outras amostras} \end{cases} \quad (5)$$

A função de transferência do filtro $H_F(\omega)$ estendida por um termo de retardo é dada por:

$$H_F(\omega) = e^{-j\omega\tau_b} \sum_{k=0}^{M-1} b_k e^{-j\omega_k} \quad (6)$$

onde o termo $e^{-j\omega\tau_b}$ está relacionado ao retardo de grupo da resposta em frequência medida [9].

Fazendo uma inspeção nas equações (2) e (6), verifica-se que as mesmas são equivalentes quando o teorema de Nyquist é atendido, ou seja, quando a frequência de amostragem é maior ou igual ao dobro da largura de faixa absoluta da função de transferência. Caso contrário, ocorre o efeito de *aliasing*. Adicionalmente, se $\tau_b=0$, $N=M$ e $\alpha_k = b_k$, o modelo do canal dado na eq. 1 pode ser representado como um filtro FIR, valendo a generalização:

Se

$$H_F(\omega) \equiv H(\omega), \quad 0 \leq \omega \leq \pi \quad (7)$$

então,

$$h_F(n) \equiv \tilde{h}(t), \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (8)$$

onde \sim denota amostrada. Assim, se um filtro FIR possui a mesma resposta em frequência que a do canal, então a resposta impulsiva do filtro representará a resposta impulsiva do canal.

Há algumas vantagens que tornam a modelagem de canais rádio-móvel com filtros FIR mais conveniente que com filtros de resposta impulsiva infinita (IIR). Entre elas, pode-se mencionar:

- Pelo fato de serem finitos, filtros FIR sempre serão estáveis;
- Filtros FIR possuem zeros naturalmente em sua resposta em frequência. Esses zeros podem ser arranjados convenientemente na representação das componentes de multipercurso;
- Filtros FIR podem ser projetados com resposta em fase linear. Fase linear é importante para aplicações onde a distorção de fase pode degradar o desempenho, como é o caso de processamento de voz e transmissão de dados.

2.4. Parâmetros de dispersão temporal do canal

Para efeito de comparação de diferentes canais rádio-móvel e desenvolver um guia geral para projeto de sistemas de comunicação sem fio, alguns parâmetros são utilizados na caracterização destes, sendo úteis para que se quantifique o canal para estimativa de desempenho. Dentre os parâmetros mais utilizados têm-se:

1) *Perfil de Retardos de Potência (Power Delay Profile)*: O gráfico que mostra para cada componente significativa de multipercurso, sua potência e o instante de tempo de chegada é denominado perfil de retardos de potência. A partir dele, pode-se extrair alguns parâmetros importantes para a caracterização da dispersão temporal do canal, tais como [1],[10],[15]:

- Retardo Excedido Médio (*mean excess delay*): descreve o atraso de propagação médio das componentes em relação à primeira componente que chega ao receptor. Representa assim, o primeiro momento do perfil de retardos de potência sendo definido como:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (9)$$

onde $P(\tau_k)$ = potência (em unidade linear) da componente k de multipercurso, τ_k = atraso de propagação da k -ésima onda (raio) em relação à incidência do primeiro sinal (raio).

- Espalhamento do Retardo RMS (*RMS Delay Spread*): mede o espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do retardo excedido médio (valores típicos são da ordem de microsegundos em canais móveis exteriores - *outdoor*- e da ordem de nanosegundos em canais móveis confinados -*indoor*) [10]. Em sistemas digitais, o espalhamento do retardo RMS provoca ISI, limitando a taxa de símbolos máxima a ser utilizada no canal. O espalhamento do retardo RMS representa a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de retardos de potência sendo definido como:

$$\tau_{rms} = \sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k - \bar{\tau})^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}} \quad (10)$$

onde $P(\tau_k)$ = potência (linear) da componente k de multipercurso, τ_k = atraso de propagação da k -ésima onda (raio) em relação à incidência do primeiro sinal (raio) e $\bar{\tau}$ = retardo excedido médio.

- Espalhamento Temporal Excedido (*Excess Delay Spread*): indica o atraso máximo, relativo à primeira componente recebida, para o qual a energia cai de um certo nível (X dB estipulado) abaixo do maior nível recebido, sendo definido como:

$$\tau_{max}(X) = \tau_X - \tau_0 \quad (11)$$

onde τ_0 = o tempo de chegada do primeiro sinal (raio), τ_X = o tempo de chegada do último sinal (raio) com nível de potência ainda acima do limite X dB e abaixo do sinal de maior amplitude (não necessariamente o primeiro sinal detectado).

O espalhamento temporal excedido (*Excess Delay Spread*) define a extensão temporal do canal rádio acima de um determinado limiar de recepção. O valor de τ_X é algumas vezes chamado de tempo de espalhamento da intensidade de potência, mas em todos os casos deve ser relatado como um limiar que relaciona o ruído com as componentes máximas recebidas do multipercurso [1].

Na prática, valores para estes parâmetros de dispersão temporal dependem da escolha do limiar de ruído usado para processar o nível de potência recebida $P(\tau_k)$. O limiar a ser adotado não deve ser muito baixo para que o ruído não seja processado como componente de multipercurso, aumentando assim os valores dos espalhamentos [1].

Os parâmetros temporais mostrados anteriormente são muito úteis para se analisar o desempenho da comunicação quanto à taxa de erros.

2) *Banda de Coerência (Coherence Bandwidth)*: A banda de coerência é uma medida estatística da faixa de frequências na qual um canal atua de forma igual (uniforme) ou, ao menos, de forma muito próxima à igualdade, sobre todas as frequências de um sinal através dele transmitido. A forma de definição da banda de coerência não é única, mas é comumente relacionada a parâmetros de dispersão temporal do sinal. Se for definida como a banda na qual a função de correlação entre as frequências está acima de 90% (0,9), a banda de coerência é dada, aproximadamente, por [1],[10]:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (12)$$

onde σ_τ = espalhamento do retardo RMS [s].

Se a definição é menos rígida, de forma que a banda de coerência seja definida para a faixa de frequências com correlação superior a 50% (0,5) apenas, a definição fica [10]:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (13)$$

Não existe um relacionamento exato entre a banda de coerência e o espalhamento do retardo RMS, sendo as relações (12) e (13) estimativas empíricas. Como foram obtidas empiricamente, muitas das vezes tais relações não são observadas na prática, sendo citadas apenas para ilustrar, de forma qualitativa, a variação na banda de coerência conforme a correlação estipulada. Em geral, técnicas de análise espectral e simulações são necessárias para determinar o impacto que a variação temporal do multipercurso exerce sobre o canal rádio-móvel [10].

Um conceito muito ligado à banda de coerência é o de seletividade. A seletividade nada mais é que o tratamento diferenciado que o canal impõe a faixas de frequências distintas, por não ter o comportamento plano em todas as frequências de interesse. Quando a faixa do sinal a ser transmitido é menor que a banda de coerência do canal, o sistema é denominado *faixa estreita*. O sinal será pouco afetado pela seletividade do multipercurso, não sendo necessário o uso de equalizadores para mitigar este problema. Por outro lado, se a faixa do sinal é maior que a banda de coerência do canal, o sistema é chamado *faixa larga*. Portanto, o sinal será muito afetado pela seletividade do canal [10], limitando assim, em sistemas digitais, a taxa máxima de dados que podem ser transmitidos nesse canal, sendo necessário então, o uso de equalizadores apropriados.

3. Cenário e condições para simulação

Foi implementada em MATLABTM uma rotina que permite estimar a resposta impulsiva e em frequência do canal entre um transmissor e um receptor com posições especificadas, em um ambiente exterior definido.

A referida rotina é baseada nas técnicas de traçado de raios com o uso da Teoria das Imagens (*IT-Image Theory*). A abordagem eletromagnética adotada para a determinação dos campos foi a Teoria Uniforme da Difração (UTD). A rotina permite ainda que sejam escolhidos os tipos das antenas transmissora e receptora. As antenas definidas na rotina são antenas padrões: isotrópica, omni-direcional e dipolo de meia-onda.

Com base nas técnicas de traçado de raios, é possível determinar os retardos τ_k e a amplitude α_k de cada componente de multipercurso (raio). Tais parâmetros que não necessariamente são reais e positivos serão usados em (1) para a determinação do modelo de canal.

A Fig. 1 ilustra uma das possíveis situações de simulação do cenário em estudo. O campo resultante (campo na antena receptora) nessa situação é calculado a partir da soma coerente das três classes de propagação implementadas na rotina:

- Classe1 — Campo direto: representa a propagação em espaço livre [8];
- Classe2 — Campos refletidos de múltipla ordem: resultantes da IT [11];
- Classe3 — Campos difratados simples: resultantes da UTD [11].

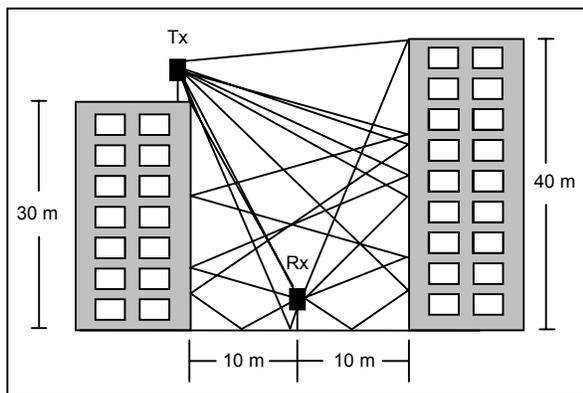


Fig. 1. Ambiente de simulação. O campo na antena receptora Rx é calculado a partir da soma dos raios direto, refletidos e difratados.

Nos exemplos simulados, as paredes dos prédios foram consideradas como tendo permissividade elétrica relativa igual a 7 e condutividade de 0,2 S/m, enquanto que o solo foi considerado como tendo uma permissividade elétrica relativa de 15 e uma condutividade de 0,05 S/m. A definição desses parâmetros elétricos dos obstáculos seguiu a recomendação sugerida em [16]. Os coeficientes de reflexão adotados nos cálculos são os coeficientes de Fresnel para ambientes exteriores [17], e para a difração os coeficientes adotados são os heurísticos descritos em [18].

4. Resultados

4.1. Percurso de recepção

Um outro resultado que pode ser gerado pela rotina desenvolvida, além da resposta impulsiva do canal rádio-móvel, é o percurso de recepção. Esse tipo de análise consiste em se tomar vários pontos de recepção ao longo de um percurso, analisando-se a variação do sinal recebido. Um exemplo deste tipo de análise foi realizado para o mesmo cenário da Fig. 1. O percurso de recepção foi definido variando-se a posição da antena receptora de 1 até 19 m (em passos de 0,5 m) em relação ao prédio onde está a antena transmissora. Para todos os pontos de recepção, foram considerados os raios diretos (quando existia), refletidos de até 3^o ordem e difratados. As antenas transmissora e receptora são isotrópicas e um sinal de 1W (30 dBm) foi transmitido em 900 Mhz. A Fig. 2 mostra os resultados dessa análise, representando respectivamente a potência recebida ao longo do percurso das contribuições individuais de cada classe de propagação considerada e a potência recebida total (somatória coerente de todas as contribuições de cada classe de propagação considerada).

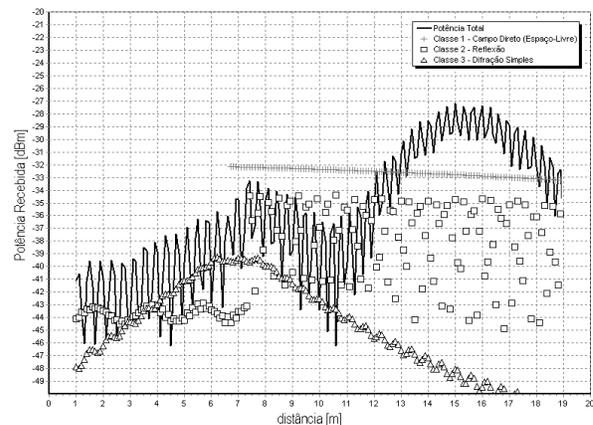


Fig. 2. Potência recebida ao longo do percurso individual da cada classe de propagação considerada.

Na Fig. 3 é mostrada a perda de propagação associada ao percurso de recepção descrito.

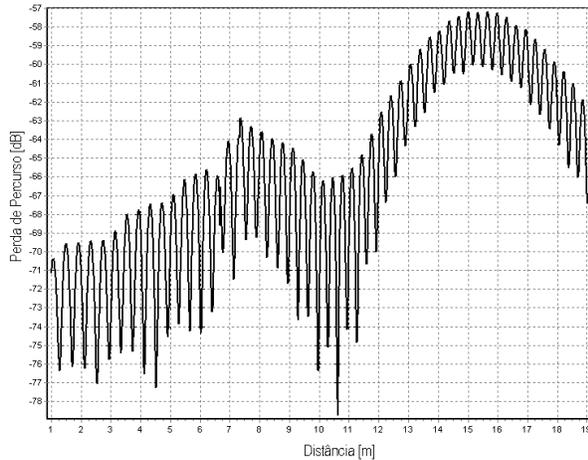


Fig. 3. Perda de propagação associada ao percurso.

4.2. Resposta em frequência do canal

Utilizando-se o mesmo cenário da Fig. 1, transmitiu-se um impulso de 1 W (30 dBm), variando-se a frequência de 800 a 2600 MHz, faixa que compreende desde a frequência de redes celulares até as frequências utilizadas em *WLANs* (2.4 GHz -*ISM*). Na posição em que a antena de recepção se encontra, considerando raio direto, raios refletidos de até 3º ordem e raios difratados, o número de contribuições a serem somadas totaliza 9 campos. As antenas novamente foram consideradas isotrópicas.

A Fig. 4 mostra a resposta em frequência do canal para o ponto de recepção localizado conforme mostrado na Fig.1. A simulação exibe o severo desvanecimento multipercurso do canal.

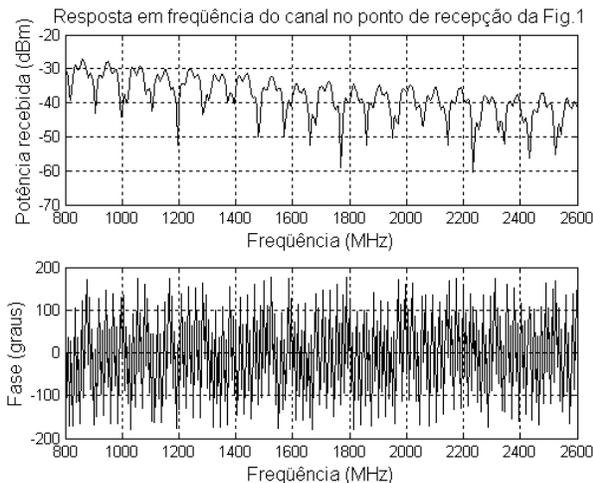


Fig. 4. Módulo e fase da resposta em frequência do canal.

4.3. Resposta impulsiva do canal

Sob as mesmas condições de simulação que foram utilizadas para se obter a resposta em frequência, obteve-se a resposta impulsiva do canal. A rotina calculou, com base na diferença de percursos, o tempo de chegada de cada raio. A resposta foi normalizada. A Fig. 5 ilustra o comportamento do canal no domínio do tempo.

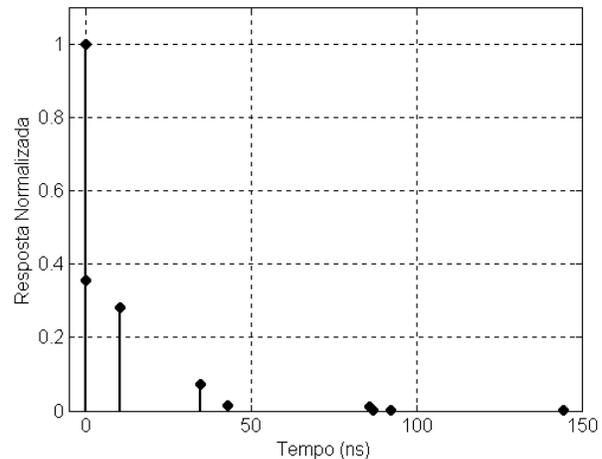


Fig. 5. Resposta impulsiva do canal.

4.4. Parâmetros de dispersão temporal do canal

A resposta impulsiva do canal mostrada na Fig.5 representa também o perfil de retardos normalizado (*Power Delay Profile*) para o ponto de recepção adotado na simulação. Os parâmetros de interesse calculados a partir deste perfil são:

- Potência Recebida = -30,181 dBm
- Espalhamento do Retardo RMS = 13,055 ns
- Banda de Coerência = 15,320 MHz

Considerando-se como referência as larguras de banda adotadas pelos principais sistemas móveis que operam nesta faixa de frequência (GSM = 200KHz, CDMA = 1,25MHz e TDMA = 30KHz), este canal pode ser considerado pouco dispersivo, sendo os sinais pouco afetados pela seletividade do canal. Por outro ponto de vista, este canal pode ser considerado faixa-larga, pois a banda de coerência do canal é muito maior que larguras de banda dos sinais provenientes dos sistemas adotadas como referência para análise, não necessitando assim, de nenhuma técnica adicional (como o uso de equalizadores) para mitigar os efeitos de seletividade do canal.

4.5. Filtro digital

Para se adequar o perfil de retardos à estrutura de filtros FIR, foi realizada uma normalização nos tempos de chegada das componentes de campo de tal forma que fossem geradas apenas versões do sinal em instantes inteiros.

As componentes de campo que alcançam o receptor em um dado ponto constituem, na forma mais geral, os pesos dos *taps* do filtro FIR que caracteriza o canal rádio-móvel. No exemplo de simulação da Fig. 1, são geradas nove componentes de campo, porém, como os dois primeiros a alcançar o receptor (campo direto e difratado) chegam quase simultaneamente, realizou-se a soma coerente desses dois sinais, reduzindo a representação do filtro para apenas oito *taps* significativos. Nesse caso, a ordem do filtro FIR obtido foi de 144, devido à última componente de campo ter alcançado o receptor 144 unidades de tempo posteriores à primeira. Então, o filtro resultante se constitui de oito *taps* significativos e 136 *taps* nulos, conforme representado a seguir:

$$y(n) = (-0,186 - 0,157j) \cdot x(n) + (0,035 - 0,111j) \cdot x(n-10) + (-0,036 + 0,048j) \cdot x(n-35) + (0,022 - 0,015j) \cdot x(n-43) + (0,008 - 0,022j) \cdot x(n-86) + (0,001 + 0,002j) \cdot x(n-87) + (0,005 - 0,007j) \cdot x(n-92) + (0,006 + 0,008j) \cdot x(n-144) \quad (14)$$

5. Conclusões

Foi objetivo desse trabalho mostrar a conveniência de representação do canal através de filtros digitais, pouco referenciada na literatura. Nesse sentido, filtros FIR têm a grande vantagem de apresentar resposta linear com relação à fase do sinal quando o sistema é causal.

Utilizando técnicas de traçado de raios baseadas na UTD, desenvolveu-se uma rotina que permitiu estimar a resposta impulsiva de um canal rádio-móvel em ambiente externo definido, analisá-lo e caracterizá-lo. Para o estudo de caso, foram encontrados resultados que o permitiram classificá-lo como tipo faixa-larga e pouco dispersivo. A determinação da resposta impulsiva permitiu também a construção de um filtro FIR cuja função de transferência caracteriza completamente o canal. A baixa dispersividade do mesmo é verificada pela baixa significância a partir do terceiro *tap* do filtro.

Com base no modelo do canal, diversos projetos da área de processamento de sinais podem ser implementados, dentre os quais destacam-se os projetos de equalizadores e o de antenas inteligentes.

Em trabalhos futuros, pretende-se avaliar a dinâmica do canal a partir das características da função de transferência do mesmo para outros tipos de ambientes, como exterior-interior e interior. Em uma outra seqüência de trabalho, pretende-se ampliar a faixa de frequência adotada para incorporar os modernos sistemas digitais sem fio (WLANs, Tv Digital, sistemas celulares de 3ª geração).

6. Agradecimentos

Os autores agradecem o apoio financeiro concedido pelo CNPq. Também são gratos aos revisores pelas valiosas sugestões.

7. Referências

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications – Principles and Practice*. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2001.
- [2] M. F. Cátedra and J. P. Arriaga, *Cell Planning for Wireless Communications*. Boston: Artech House - Mobile Communications Series, 1999.
- [3] D. N. Schettino e F. J. S. Moreira, “Um Algoritmo Eficiente para o Traçado de Raios na Predição de Cobertura Radioelétrica em Ambientes Urbanos,” *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, Recife, PE, Brasil, Agosto 2002, pp. 196-200.
- [4] A. M. Cavalcante, J. C. W. A. Costa e G. P. S. Cavalcante, “Simulador de Traçado de Raios 3D para Caracterização de Canais Rádio-Móvel,” *MOMAG (XI Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica - SBMO e VI Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo - CBMAG)*, São Paulo, SP, Brasil, Agosto 2004.
- [5] H. Kim, “Measurement and Model based Characterization of Indoor Wireless Channels,” PhD Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Massachusetts Lowell, 2003.
- [6] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no 2, pp. 128-133, February 1987.
- [7] Q. H. Spencer, B. Jeffs, M. A. Jensen, and A. L. Swindlehurst, “Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, No. 3, pp. 347-360, March 2000.
- [8] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2000.
- [9] G. Morrison and M. Fattouche, “Super-Resolution Modeling of the Indoor Radio Propagation Channel,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, pp. 649-657, May 1998.
- [10] A. N. Belém, “Caracterização Bidimensional de Canais Rádio Através de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo,” Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Eletrônica, UFMG, 2001.

- [11] A. M. Cavalcante, "Simulador Ray-Tracing 3D para Caracterização de Canais em Ambientes Móveis Celulares," Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, UFPA, 2003.
- [12] G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine, and D. Lavry, "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 21, pp. 1-9, February 1972.
- [13] F. A. Agelet, A. Formella, J. M. H. Rábanos, F. I. de Vicente and F. P. Fontán, "Efficient Ray-Tracing Acceleration Techniques for Radio Propagation Modeling", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, No. 6, pp. 2089-2104, November 2000.
- [14] A. V. Oppenheim and R. W. Shafer, *Discrete-Time Signal Processing*. New Jersey: Prentice Hall, Inc, 1999.
- [15] F. J. Ponce, F. M. Pallarés, L. Juan-Llácer, and N. Cardona, "Educational Software Tool Based on a Geographical Information System (GIS) for Radio Wave Propagation Analysis," *IEEE Trans. on Education*, vol. 44, no.42, pp. 355-364, Nov. 2001.
- [16] S. Y. Tan and H. S. Tan, "Propagation model for microcellular communications applied to path loss measurements in Ottawa city streets," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, no. 2, pp. 313-317, Aug. 1995.
- [17] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. New York: John Wiley & Sons, 1989.
- [18] R. J. Luebbers, "A heuristic UTD slope diffraction coefficient for rough lossy wedges," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 2, pp. 206-211, February 1989.