

Caracterização de Canais Multipercurso Utilizando Filtros Digitais Parametrizados com Técnicas de Traçado de Raios

Harold Dias de Mello Junior, André Mendes Cavalcante, Evaldo Gonçalves Pelaes and
João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa
Federal University of Pará, Applied Electromagnetism Laboratory, Belém, PA, 66.075-900, Brazil
Email: jweyl@ufpa.br, Phone/Fax: +55 91 3183-1634

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.

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

Resumo—Neste trabalho, o canal rádio-móvel com efeito de multipercurso é caracterizado por um filtro de resposta ao impulso finita (FIR) cujos parâmetros são obtidos a partir de técnicas de traçado de raios. Como exemplo de aplicação deste tipo de abordagem, simulou-se o comportamento de um canal em um cenário exterior (*outdoor*) definido, derivando-se a resposta impulsiva a partir da resposta em frequência, sendo esse resultado representado por um filtro FIR. Aspectos relacionados à dispersividade temporal também são discutidos.

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

I. 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, por exemplo, 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 experimentados 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 [1]. 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 aplicadas na caracterização do canal rádio-móvel [5]. Algumas

delas são baseadas em características estatísticas da energia eletromagnética recebida [6],[7]. Outra abordagem bastante freqüente é baseada na intensidade 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 específica de modelagem, a abordagem por filtros, em especial os de resposta finita ao impulso (FIR), representa uma forma conveniente de caracterização de canais de rádio propagação [8]. Uma vantagem apresentada por filtros FIR é que eles são ótimos na minimização de critérios de erros em processos de ajuste 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 contribuição do presente trabalho em relação ao que se tem publicado na literatura está na forma de estimação dos parâmetros do filtro que caracteriza o 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 digital é feita através do uso de técnicas de traçados de raios (*ray-tracing*) em conjunto com a Óptica Geométrica (GO) e a Teoria Uniforme da Difração (UTD) [4], por se tratar do ponto de vista prático, a técnica que melhor combina eficiência computacional com precisão de predição [2]. 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 II, apresentam-se fundamentos teóricos essenciais e considerações necessárias para que a modelagem do canal seja realizada por uma abordagem de filtros digitais. Na Seção III, um cenário bidimensional é apresentado e condições para a realização de simulações sobre este são feitas. Os resultados da simulação são mostrados na Seção IV. Finalmente, na Seção V, alguns aspectos dos resultados são discutidos e sugestões de trabalhos futuros são apresentadas.

II. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

A. Caracterização de Canais Multipercurso

Tipicamente o canal de rádio-propagação multipercurso pode ser 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 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 dada por $\omega_k = 2\pi/\tau_k$.

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

B. 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 na técnica de traçado de raios, técnica esta que permite a implementação de algoritmos eficientes com recursos computacionais (processamento e memória) bem inferiores aos requeridos por uma técnica baseada em 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 Óptica Geométrica (GO) e 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].

C. Caracterização do Canal por Filtros Digitais

Filtros digitais são normalmente utilizados para fornecer resposta em frequência com uma determinada banda passante 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 rádio-móvel.

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 valor entre N ou M .

No contexto da modelagem de canal, $x[n]$ representa o sinal transmitido e $y[n]$ 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 apresenta 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:

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

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

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

então,

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

onde $\tilde{\cdot}$ denota a função 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 [14]: estabilidade, conveniência de representação das componentes de multipercurso e resposta em fase linear.

D. 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*):

Representa o gráfico que mostra para cada componente significativa de multipercurso sua potência e seu instante de tempo de chegada. 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)
- Espalhamento do Retardo RMS (*RMS Delay Spread*)
- Espalhamento Temporal Excedido (*Excess Delay Spread*)

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, principalmente como o espalhamento do retardo RMS. 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 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 rádio-móvel [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.

III. 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. Esta 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 Óptica Geométrica (GO) para os campos diretos e refletidos e a Teoria Uniforme da Difração (UTD) para os campos difratados. A rotina permite ainda que sejam escolhidos os tipos das antenas transmissora e receptora dentre algumas antenas padrões: isotrópica, omni-direcional e dipolo de meia-onda.

Com base nas técnicas de traçado de raios, é possível determinar os retardos e a amplitude 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 GO [11];
- Classe3 - Campos difratados simples: resultantes da UTD [11].

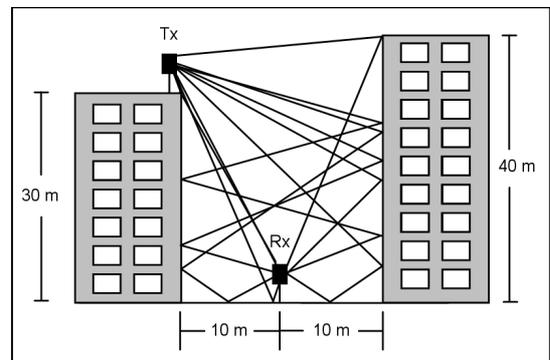


Fig. 1. Ambiente de simulação. O campo na antena receptora Rx é calculado a partir da soma dos raios direto, refletidos e difratados.

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].

IV. RESULTADOS

A. Resposta em Frequência do Canal

O método empregado para a determinação da resposta em frequência do canal foi o de gerar e transmitir sinais, variando-se a frequência desses em um intervalo finito, capturando posteriormente a resposta complexa do canal naquele intervalo.

Utilizando-se o mesmo cenário da Fig.1, transmitiu-se uma portadora com uma potência de 1 W (30 dBm), variando-se a frequência da mesma de 800 a 2600 MHz - faixa que compreende desde a frequência de redes celulares até as frequências utilizadas em WLANs (2.4 GHz -ISM) - em passos de 5 MHz, resultando em 361 pontos de resposta complexa. Na posição em que a antena de recepção se encontra, considerando raio direto, raios refletidos de até 3ª ordem e raios difratados, o número de contribuições a serem somadas totaliza 9 campos.

A Fig.2 mostra a resposta em frequência do canal obtida para o ponto de recepção localizado conforme mostrado na Fig.1, considerando antenas isotrópicas. A simulação exibe um severo desvanecimento multipercurso do canal e resposta em fase linear.

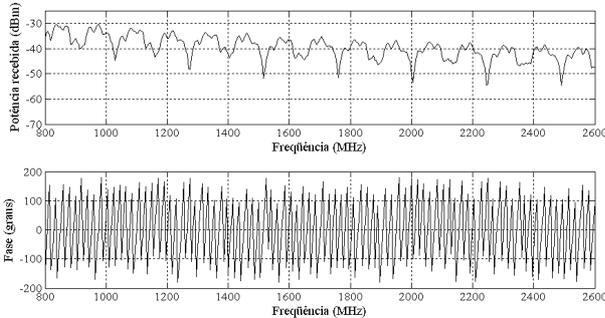


Fig. 2. Módulo e fase da resposta em frequência do canal.

B. Resposta Impulsiva do Canal

A estimativa da resposta impulsiva $h(t)$ do canal foi realizada através da transformada inversa de Fourier dos 361 pontos de resposta em frequência obtida na seção anterior. A largura de banda de 1800 MHz fornece uma resolução temporal de 0,56 ns, totalizando uma resposta impulsiva de 200 ns de duração.

Um pós-processamento foi realizado para normalizar a resposta impulsiva e tornar o tempo de chegada da primeira componente a referência (0 ns). Este procedimento foi feito conforme descrição apresentada em [19] e [20]. A Fig.3 ilustra o comportamento do canal no domínio do tempo conforme o tratamento mencionado.

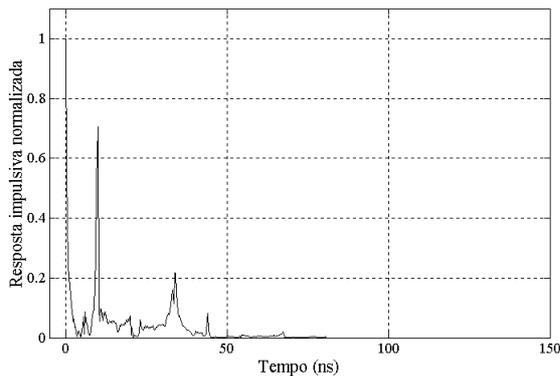


Fig. 3. Resposta impulsiva do canal.

Uma vez obtida a resposta ao impulso do canal, é possível traçar um perfil normalizado de potência para o mesmo, proporcional ao módulo do quadrado da resposta impulsiva, isto é, proporcional a $|h(t)|^2$, conforme mostrado na Fig.4.

C. Parâmetros de Dispersão Temporal do Canal

A partir do perfil de retardos normalizado é possível extrair alguns parâmetros importantes para caracterização do canal no ponto adotado na simulação:

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

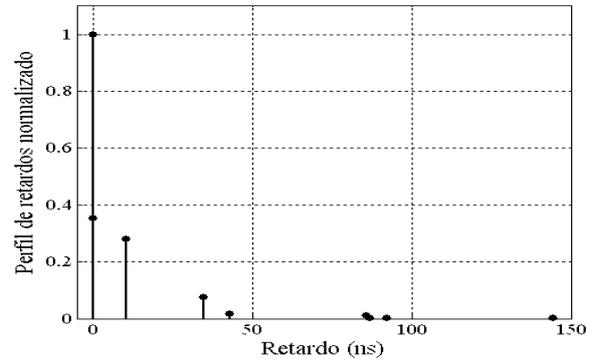


Fig. 4. Perfil de retardos normalizado.

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 as larguras de banda dos sistemas adotados como referência (GSM, CDMA e TDMA), não necessitando assim, de nenhuma técnica adicional (como o uso de equalizadores) para mitigar os efeitos de seletividade do canal [10].

D. 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:

$$\begin{aligned}
 y(n) = & (-0,186 - j0,157) \cdot x(n) + \\
 & (+0,035 - j0,111) \cdot x(n - 10) + \\
 & (-0,036 + j0,048) \cdot x(n - 35) + \\
 & (+0,022 - j0,015) \cdot x(n - 43) + \\
 & (+0,008 - j0,022) \cdot x(n - 86) + \\
 & (+0,001 + j0,002) \cdot x(n - 87) + \\
 & (+0,005 - j0,007) \cdot x(n - 92) + \\
 & (+0,006 + j0,008) \cdot x(n - 144)
 \end{aligned} \quad (9)$$

A baixa dispersividade do canal, verificada a partir dos parâmetros calculados na Seção IV-C, é também ratificada através dos coeficientes pouco significativos do filtro a partir do terceiro *tap*.

V. CONCLUSÕES

Foi objetivo deste 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 GO/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 o canal.

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 desenvolver novos códigos computacionais para 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 as novas tecnologias de comunicação sem fio (WLANs, Tv Digital, sistemas celulares de 3ª geração).

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro concedido pelo CNPq.

REFERÊNCIAS

- [1] Rappaport T.S., *Wireless communication - principles & practice*, New Jersey: Prentice Hall PTR, 2001.
- [2] M. F. Cátedra and J. P. Arriaga, *Cell Planning for Wireless Communications*, 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 Conferência Brasileira de Microondas e Optoeletrônica*, Recife, PE, Brasil, pp. 196-200. Agosto de 2002.
- [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. 128-13, 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. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, New Jersey: Prentice Hall, Inc, 1999.
- [15] F. J. Ponce, F. Martí Pallares, 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, n0.42, pp. 355-364.
- [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: Wiley, 1989.
- [18] Raymond J. Luebbers, "A heuristic UTD slope diffraction coefficient for rough lossy wedges," *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 37, no. 2, pp. 206-211, Feb. 1989.
- [19] S. S. Ghassemzadeh, L. J. Greenstein, T. Sveinsson and V. Tarokh, "A multipath intensity profile model for residential environments," *Proceedings IEEE WCNC-2003*, March 2003.
- [20] A. F. Molisch, J. R. Foerster and M. Pendergrass, "Channel models for ultrawideband personal area networks," *IEEE Wireless Communications*, December 2003.