

Caracterização Banda Larga do Canal Rádio em Ambientes Urbanos através da TD-UTD

Kleber L. Borges e Fernando J. S. Moreira

Resumo—Este trabalho trata da aplicação da Teoria Uniforme da Difração no Domínio do Tempo (TD-UTD) na caracterização banda larga do canal rádio em ambientes urbanos. Os resultados são comparados com os obtidos através da aplicação de uma Transformada Inversa de Fourier nos resultados da UTD no domínio da frequência. No domínio da frequência são consideradas difrações múltiplas e perdas nos obstáculos, enquanto na formulação da TD-UTD são consideradas apenas uma única difração em obstáculos condutores perfeitos. Um caso prático é avaliado, no qual os parâmetros do canal rádio são estimados.

Palavras-Chave—UWB, teoria uniforme da difração no domínio do tempo, canal rádio.

Abstract—This work presents the wide-band characterization of urban radio channels using the time domain uniform theory of diffraction (TD-UTD). Results are compared against those of the frequency domain UTD transformed by an inverse Fourier transform. In the frequency domain multiple diffractions and losses over obstacles' surfaces are considered, while the adopted TD-UTD only considers a single diffraction by perfectly conducting obstacles. A practical case is investigated and some parameters of the radio-channel characterization are estimated.

Keywords—UWB, time domain uniform theory of diffraction, radio channel.

I. INTRODUÇÃO

Recentemente, tecnologias baseadas em transmissão de sinais de banda ultra larga (UWB—*Ultra Wide Band*) têm sido desenvolvidas, como o rádio pulsado e radares de alta resolução. De acordo com o FCC, sinais UWB são aqueles cuja banda é maior do que 25% da frequência central, medida em relação aos pontos de 10 dB de atenuação, ou cuja banda é maior do que 1,5 GHz [1]. Em princípio, é mais conveniente analisar tais sinais no domínio do tempo, já que tais sistemas são baseados na transmissão de diversos pulsos consecutivos e a representação do pulso no domínio do tempo é mais simples do que no domínio da frequência.

Para obter a resposta do canal rádio a uma excitação pulsada, podem ser adotados dois procedimentos: análise direta no domínio do tempo ou análise para diversas frequências discretas com a posterior aplicação de uma Transformada Inversa de Fourier numérica (IFFT). Porém, nesta última, quanto mais estreito for o pulso a ser analisado, maior será o número de frequências utilizadas, aumentando o tempo de processamento. Sendo N_f o número de frequências discretas, o algoritmo da IFFT requer $N_f \log_2 N_f$ operações se N_f é uma potência

de 2 e N_f^2 caso contrário [2]. Outro problema que surge da utilização da IFFT é o *aliasing*. Para contorná-lo é necessário estabelecer uma janela temporal maior do que a de interesse, o que também aumenta o tempo de processamento. No cálculo direto no domínio do tempo, estes problemas não ocorrem e a janela temporal é estabelecida apenas pelos instantes de tempo de interesse. Estes fatores tornam o cálculo direto no domínio do tempo bastante atrativo na caracterização do canal rádio em ambientes urbanos, onde existem diversas componentes multipercurso e o efeito do *aliasing* é considerável.

II. CARACTERIZAÇÃO DE UM CANAL RÁDIO BANDA LARGA

A. Resposta ao impulso

Em ambientes urbanos, onde as antenas estão localizadas a alturas relativamente baixas se comparadas às alturas das edificações e, geralmente, a antena receptora não está na linha de visada direta da antena transmissora, os efeitos de multipercurso são determinantes para o estabelecimento da comunicação entre dois terminais. Quando um pulso eletromagnético é transmitido, ele propaga por diversas trajetórias, caracterizadas por diversos mecanismos de propagação, de forma que o sinal que chega ao receptor passa a ser uma sequência de pulsos deslocados no tempo e com amplitudes diferenciadas. Uma forma de caracterizar tal fenômeno é através da resposta impulsional do canal rádio, que pode ser descrita como

$$\vec{e}_I(t) = \sum_{n=1}^N a_n \delta(t - s_n/c) \hat{p}, \quad (1)$$

onde o índice I significa resposta ao impulso, N é o número de componentes multipercurso, a_n é um coeficiente de atenuação devido aos mecanismos de propagação, s_n é a distância medida ao longo da trajetória, c é a velocidade da luz no meio, $\hat{p}$ é o vetor polarização do campo elétrico e $\delta(\cdot)$ é a função delta de Dirac.

Na prática, obter a resposta impulsional através de medições é uma tarefa bastante complexa, dada a impossibilidade física de se gerar impulsos. No caso das simulações numéricas, utilizar impulsos significaria ter que analisar uma quantidade “infinita” (ou seja, muito alta) de frequências. Uma forma de se obter, aproximadamente, a resposta impulsiva do canal rádio é utilizar um pulso $f(t)$ estreito o suficiente, de forma que a resposta a este pulso esteja muito próxima da resposta impulsional do sistema. Assim, considerando $f(t) \approx \delta(t)$, a

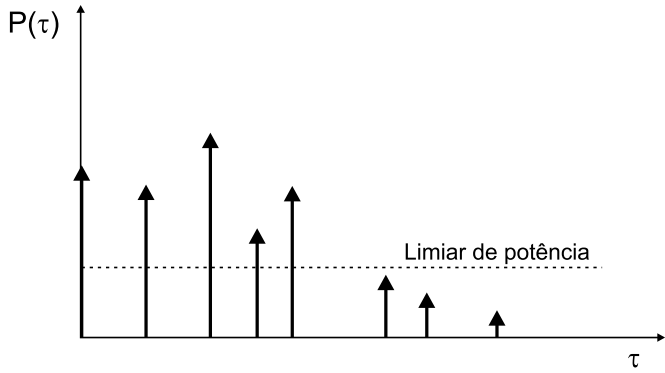


Fig. 1. Perfil de potência para a resposta impulsional de um canal rádio com multipercursos.

resposta ao impulso passa a ser aproximada por

$$\vec{e}_I(t) \approx \sum_{n=1}^N a_n f(t - s_n/c) \hat{p}. \quad (2)$$

Dada a resposta impulsional do canal, obtém-se o perfil de potência deste, que é proporcional a $|\vec{e}_I(t)|^2$. Deste perfil é possível extrair vários parâmetros importantes na caracterização do canal, como os parâmetros de dispersão temporal (retardo médio, espalhamento rms dos retardos) e a banda de coerência [3], [4], definidos a seguir.

B. Parâmetros de dispersão temporal

Considere o perfil de potência da Fig. 1 para a resposta impulsional de um canal rádio. O retardo τ_n de cada impulso que chega ao receptor é definido por $\tau_n = (s_n/c) - t_A$, onde t_A é o tempo de chegada do primeiro pulso significativo. Dos retardos τ_n é possível extrair o retardo médio ($\bar{\tau}$) e o espalhamento rms dos retardos (σ_τ) do canal rádio, definidos por [3]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_n P(\tau_n) \tau_n}{\sum_n P(\tau_n)}, \quad (3)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2}, \quad (4)$$

onde

$$\tau^2 = \frac{\sum_n P(\tau_n) \tau_n^2}{\sum_n P(\tau_n)} \quad (5)$$

e $P(\tau_n)$ é a potência relativa à n -ésima componente multipercurso. Neste caso, consideram-se apenas os impulsos com potência acima de um certo limiar. Um limiar muito adotado é 20 dB abaixo do impulso de maior potência detectado [3], limiar este adotado no presente trabalho.

No caso de uma resposta a um pulso $f(t)$ de largura considerável, o perfil de potência deve ser assumido contínuo e as Eqs. (3) e (5) devem ser reescritas na forma de integrais:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^\infty P(\tau) \tau d\tau}{\int_0^\infty P(\tau) d\tau}, \quad (6)$$

$$\tau^2 = \frac{\int_0^\infty P(\tau) \tau^2 d\tau}{\int_0^\infty P(\tau) d\tau}. \quad (7)$$

O espalhamento rms dos retardos σ_τ é uma medida de quão rápido o transmissor pode enviar outro pulso de forma que este não interfira com os retardos provenientes de emissões anteriores. Normalmente, a taxa de repetição dos pulsos deve ser muito menor do que $1/\sigma_\tau$ de forma a evitar interferência intersimbólica [4].

C. Banda de coerência

A partir de σ_τ define-se a banda de coerência (B_c) do canal rádio [3]. Ela representa a faixa de frequências onde todas as componentes espectrais possuem aproximadamente o mesmo ganho e fase linear. Desta forma, na faixa de coerência o canal é dito uniforme e, conseqüentemente, existe um alto índice de correlação entre as diversas componentes espectrais dentro desta faixa. Um sistema operando em uma faixa menor do que B_c , em princípio, não necessita de equalizadores nos seus transmissores e receptores para compensar atenuações seletivas. A B_c pode ser calculada através de expressões diferenciadas e que são obtidas de forma estimada. Neste trabalho será utilizada B_c para um índice de correlação acima de 0,9 [3]:

$$B_c \approx 1/(50\sigma_\tau). \quad (8)$$

III. RESPOSTA AO IMPULSO DA TD-UTD

Feitas as considerações anteriores, resta agora obter a resposta ao impulso do canal rádio. Para isto, será utilizada a Teoria Uniforme da Difração no Domínio do Tempo (TD-UTD). Neste trabalho, o canal rádio será aproximado como um sistema linear, cuja resposta a qualquer excitação pode ser calculada com a ajuda de sua função de transferência (ou resposta ao impulso). De posse desta função, é possível calcular a resposta a sinais mais complexos através de uma integral de convolução do tipo [5]

$$f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) g(t - \tau) d\tau, \quad (9)$$

onde $g(t)$ e $f(t)$ representam a função de transferência e uma excitação qualquer, respectivamente.

Para obter a resposta ao impulso do canal rádio, é utilizada uma combinação de traçado de raios, Ótica Geométrica no Domínio do Tempo (TD-GO) e TD-UTD. As expressões da TD-GO e da TD-UTD são obtidas da aplicação de uma Transformada Analítica Temporal (ATT) nas expressões já conhecidas da Ótica Geométrica e da UTD no domínio da frequência, sendo os diversos obstáculos considerados condutores perfeitos [6]. Devido à sua natureza assintótica, as expressões da TD-GO e da TD-UTD são válidas nos tempos próximos ao tempo de chegada de cada componente multipercurso [6].

A. ATT e algumas propriedades úteis

Pelo fato de não haver radiação para $\omega = 0$, a ATT aqui utilizada é definida como [6]

$$f^+(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty F(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad \text{para } \text{Im}(t) > 0, \quad (10)$$

onde ω é a frequência angular e $F(\omega)$ é a transformada de Fourier de $f(t)$, dada por

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (11)$$

O sinal “+” sobre a função significa que ela é uma função analítica no domínio do tempo complexo.

A relação entre $f^+(t)$ e a função real de interesse $f(t)$ é dada por [6]

$$f^+(t) = f(t) + j\mathcal{H}[f(t)], \quad \text{para } \text{Im}(t) = 0, \quad (12)$$

onde $\mathcal{H}[f(t)]$ é a transformada de Hilbert de $f(t)$. Consequentemente,

$$f(t) = \text{Re} \left[f^+(t) \right], \quad \text{para } \text{Im}(t) = 0. \quad (13)$$

É importante observar de (10) a semelhança entre a ATT e as transformadas de Fourier e Laplace, o que permite a utilização de diversas propriedades destas transformadas no cálculo da ATT [6].

B. Campos da Ótica Geométrica no Domínio do Tempo (TD-GO)

Para a obtenção da formulação da TD-GO, será assumido que o ambiente é linear, isotrópico, homogêneo e não dispersivo, isto é, a atmosfera é o vácuo e qualquer obstáculo será assumido como um condutor perfeito. Aplicando a ATT nas expressões da GO [7], a resposta ao impulso para o campo da TD-GO é dado por [6]

$$\vec{e}_I^+(s, t) = j^m |A(s)| \delta^+(t - s/c) \hat{p}, \quad (14)$$

onde $A(s)$ é o fator de atenuação usual da GO, $\hat{p}$ representa a polarização do campo elétrico, m é o número de cáusticas que o raio atravessa no caminho entre a fonte e o observador e a função delta analítica $\delta^+(x)$ é definida por [6]

$$\delta^+(x) = \begin{cases} j/(\pi x), & \text{Im}(x) > 0, \\ \delta(x) + \text{pv}[j/(\pi x)], & \text{Im}(x) = 0, \end{cases} \quad (15)$$

onde $\text{pv}(\cdot)$ é o valor principal de Cauchy. Mias uma vez ressalta-se que o índice I significa que a expressão (14) é uma resposta ao impulso.

C. Raios refletidos

O tratamento para o raio refletido é muito parecido com o tratamento dado ao raio direto, já que os obstáculos são assumidos condutores perfeitos. Considerando a geometria da Fig. 2(a) e aplicando a ATT na formulação da GO [7], a representação analítica da resposta ao impulso de um raio com uma reflexão é dada por [6]

$$\vec{e}_I^+(R, t) = j^{(m_0+m_1)} |A(s_0)A(s_1)| (\vec{R}_1 \cdot \hat{p}) \delta^+\left(t - \frac{s_0 + s_1}{c}\right). \quad (16)$$

No caso de r reflexões, como na Fig. 2(b), a expressão torna-se

$$\vec{e}_I^+(R, t) = j^{M_T} |A_T| \vec{R}_T \delta^+\left(t - \frac{S_T}{c}\right), \quad (17)$$

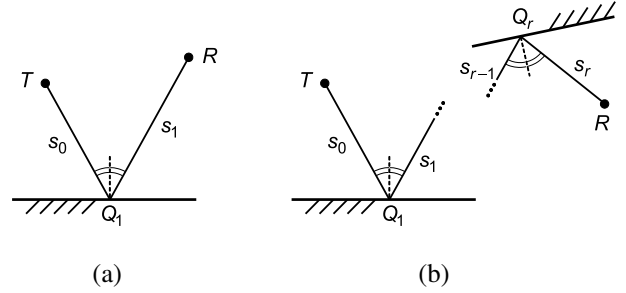


Fig. 2. (a) Trajetórias óticas para reflexões simples e (b) múltiplas.

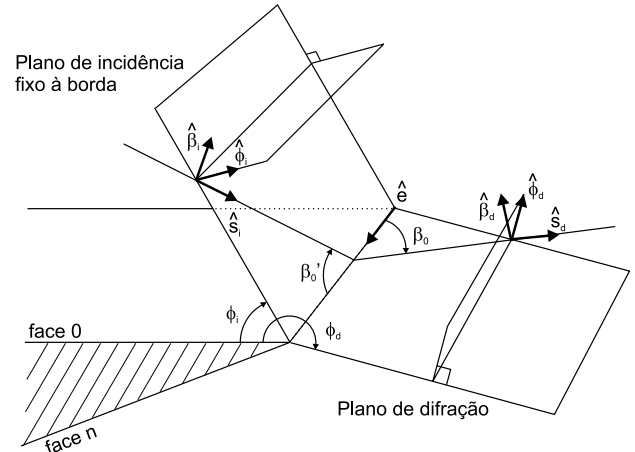


Fig. 3. Sistema de coordenadas fixo à aresta.

onde

$$\vec{R}_T = \vec{R}_r \cdot \vec{R}_{r-1} \cdot \dots \cdot \vec{R}_2 \cdot \vec{R}_1 \cdot \hat{p}, \quad (18)$$

$$M_T = m_0 + m_1 + m_2 + \dots + m_{r-1} + m_r, \quad (19)$$

$$A_T = A(s_0)A(s_1)A(s_2) \dots A(s_{r-1})A(s_r), \quad (20)$$

$$S_T = s_0 + s_1 + s_2 + \dots + s_{r-1} + s_r. \quad (21)$$

Das equações anteriores fica evidente que, uma vez determinadas as trajetórias, o cálculo do campo no receptor é uma tarefa simples, dado que os coeficientes de reflexão não dependem de ω (pois os obstáculos são assumidos condutores perfeitos). Neste trabalho, o algoritmo de traçado de raios utilizado, desenvolvido em [8], é baseado na teoria das imagens e também considera a reflexão no solo.

D. Teoria Uniforme da Difração no Domínio do Tempo

A resposta analítica para os campos difratados por arestas condutoras perfeitas foi desenvolvida em [6] e apenas as expressões finais serão apresentadas aqui. A formulação utilizada aqui não considera a *slope diffraction* e os parâmetros de interesse são ilustrados na Fig. 3.

A resposta impulsional analítica para o campo difratado no ponto de observação R é dada por [6]

$$\vec{e}_I^+(R, t) = j^{(m_0+m_d)} |A(s_0)A(s_d)| \vec{D} \left(t - \frac{s_0 + s_d}{c} \right) \cdot \hat{p}, \quad (22)$$

onde s_d é a distância do ponto de difração Q_e a R , $A(s_d)$ é o fator de atenuação da UTD (já que este não depende de ω

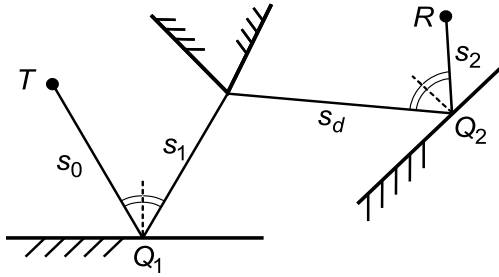


Fig. 4. Reflexões múltiplas com uma difração simples.

para uma cunha condutora perfeita) [7] e $\vec{D}^{\pm}(\tau)$ é a diádica de coeficientes de difração dada por

$$\vec{D}^{\pm}(\tau) = \vec{D}_s^{\pm}(\tau) \hat{\beta}_d \hat{\beta}_i + \vec{D}_h^{\pm}(\tau) \hat{\phi}_d \hat{\phi}_i, \quad (23)$$

com os vetores unitários $\hat{\beta}_i$, $\hat{\beta}_d$, $\hat{\phi}_i$ e $\hat{\phi}_d$ definidos como na Fig. 3. Note que aqui $\hat{\beta}_d$ e $\hat{\phi}_d$ são definidos de forma inversa da usualmente adotada [6], [7]. Os coeficientes de difração *soft* e *hard* analíticos para arestas condutoras perfeitas são dados por

$$\vec{D}_{s,h}^{\pm}(\tau) = \vec{D}_1^{\pm}(\tau) + \vec{D}_2^{\pm}(\tau) \mp \vec{D}_3^{\pm}(\tau) \mp \vec{D}_4^{\pm}(\tau), \quad (24)$$

onde os termos $\vec{D}_l^{\pm}$ são explicados com mais detalhes em [6].

E. Reflexões múltiplas com uma difração simples

Como exemplo, considerando a situação apresentada na Fig. 4, onde a difração ocorre entre duas reflexões. Nesta situação, utilizando a propriedade do delta de Dirac junto com (17) e (22), a resposta ao impulso analítica da TD-UTD no receptor passa a ser dada por

$$\vec{e}_I^+(R, t) = j^{(m_0+m_1+m_d+m_2)} |A(s_0)A(s_1)A(s_d)A(s_2)| \times \vec{R}_2 \cdot \vec{D}^{\pm} \left(t - \frac{s_0 + s_1 + s_d + s_2}{c} \right) \cdot \vec{R}_1 \cdot \hat{p}. \quad (25)$$

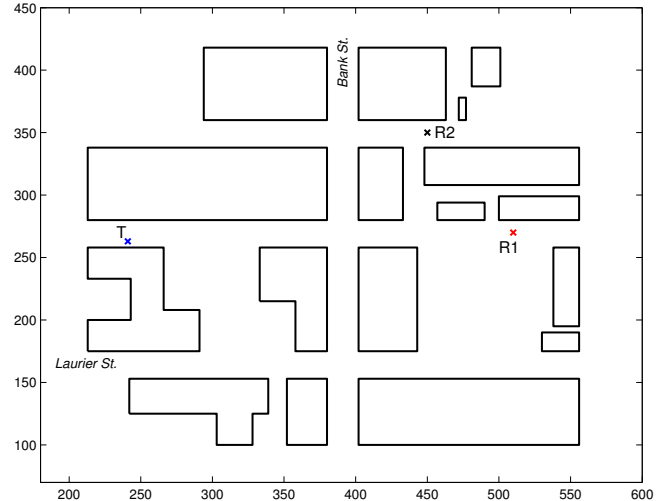
F. Fontes para uma convolução simples

Na prática, as características de radiação da antena variam com ω . Dada uma excitação $E_o(\omega)$, a resposta do canal rádio é obtida da convolução entre a resposta ao impulso da TD-UTD $\vec{e}_I^+(t)$ e o sinal analítico $\vec{e}_o(t)$ da excitação $E_o(\omega)$. Uma forma eficiente de avaliar tal convolução é apresentada em [6]. A técnica baseia-se na expansão de $E_o(\omega)$ em uma série de exponenciais:

$$E_o(\omega) = \sum_{i=1}^N A_i e^{-\alpha_i \omega}, \quad \text{para } \omega > 0, \quad (26)$$

onde N , A_i e α_i são especificados de acordo com as características do sinal e da radiação da antena. Aplicando a ATT em (26) [6]:

$$\vec{e}_o^+(t) = \sum_{i=1}^N \frac{j A_i / \pi}{t + j \alpha_i} = \sum_{i=1}^N A_i \vec{\delta}^+(t + j \alpha_i), \quad \text{para } \alpha_i > 0. \quad (27)$$

Fig. 5. Região da cidade de Ottawa, com as localizações de T , R_1 e R_2 (vista de topo com dimensões em metros).

Como $\vec{e}_o^+(t)$ é representado por uma série de funções delta analíticas, a convolução torna-se relativamente simples e a resposta do canal rádio a uma excitação do tipo (26) é dada por

$$\vec{e}^+(t) = \vec{e}_I^+(t) * \vec{e}_o^+(t) = \sum_{i=1}^N A_i \vec{e}_I^+(t + j \alpha_i). \quad (28)$$

Nas simulações tratadas no presente trabalho, $E_o(\omega)$ é definido por [6]

$$E_o(\omega) = C_o (1 - e^{-\omega T})^{P_1} e^{-\omega P_2 T}, \quad (29)$$

onde

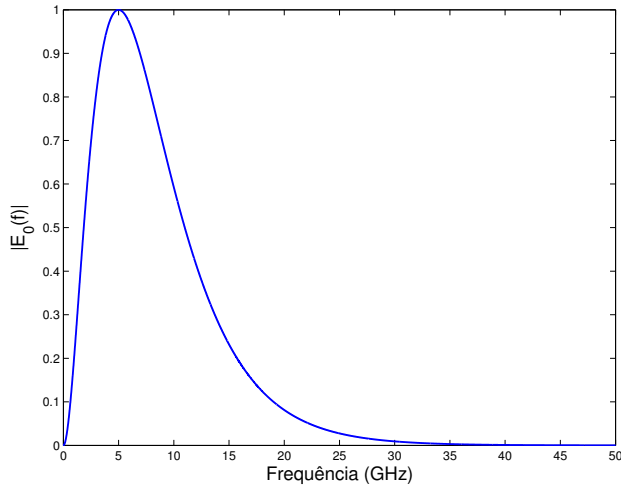
$$T = \frac{1}{2\pi f_c} \ln \left(\frac{P_1 + P_2}{P_2} \right), \quad (30)$$

f_c é a frequência central do pulso, P_1 e P_2 são expoentes que controlam o formato de $E_o(\omega)$ e C_o é uma constante de normalização dada por

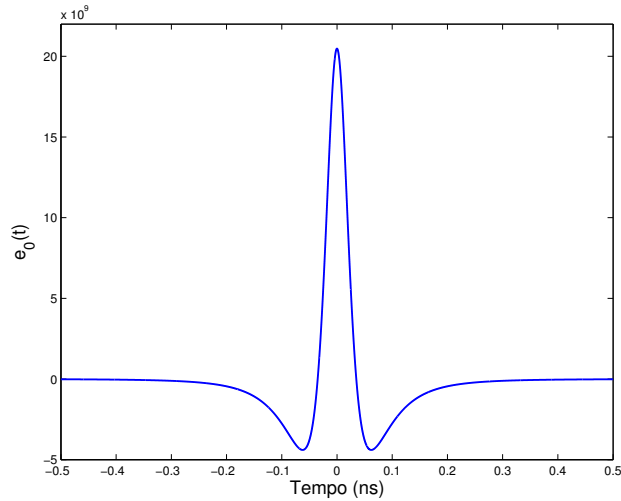
$$C_o = \left(\frac{P_1 + P_2}{P_1} \right)^{P_1} \left(\frac{P_1 + P_2}{P_2} \right)^{P_2}. \quad (31)$$

IV. RESULTADOS

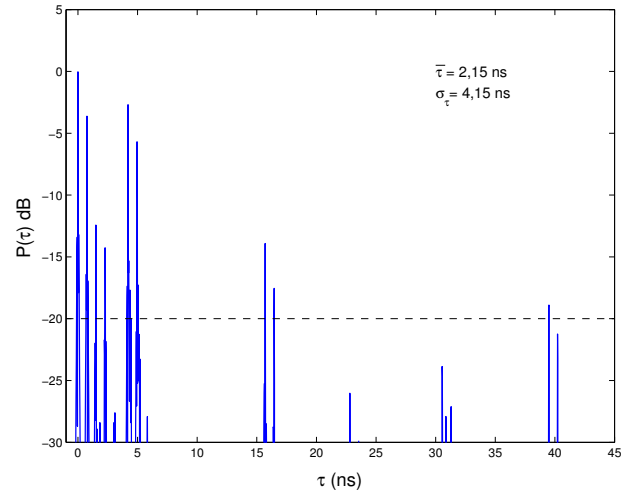
Será analisado aqui um caso prático de um canal rádio ilustrado pela Fig. 5 [9]. Neste caso são consideradas as reflexões no solo no algoritmo de traçado de raios através de um modelo *quasi*-3D [8], [10]. A antena transmissora (T) é um dipolo elétrico infinitesimal polarizado verticalmente, localizado no ponto (241 m, 263 m) e a 8,5 m de altura em relação ao solo. Serão analisadas as respostas do canal rádio para duas antenas isotrópicas distintas (R_1 e R_2), localizadas em (510 m, 270 m) e (450 m, 350 m), respectivamente. Suas alturas são de 3,65 m, sendo que R_1 possui visibilidade direta com T enquanto que R_2 está na região de sombra. A excitação utilizada possui parâmetros $f_c = 5$ GHz, $P_1 = 1$ e $P_2 = 2$, o que torna sua dimensão espacial muito menor do que as dimensões dos obstáculos presentes no ambiente (veja Fig. 6). Os resultados obtidos através da TD-UTD serão comparados



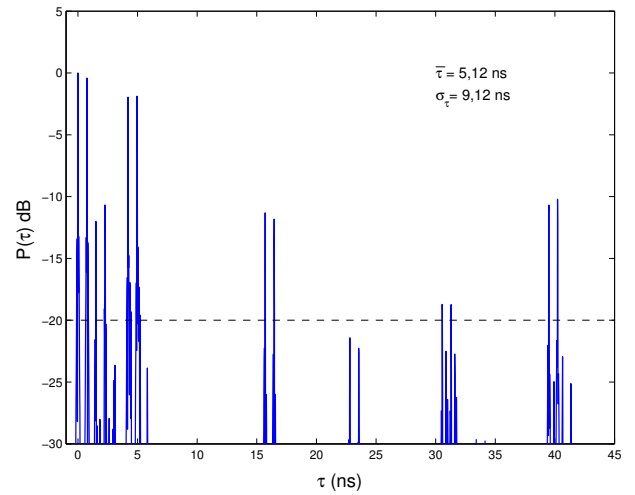
(a) Espectro do pulso.



(b) Pulso no tempo.

Fig. 6. Excitação UWB utilizada com $P_1 = 1$, $P_2 = 2$ e $f_c = 5$ GHz.

(a) UTD+IFFT



(b) TD-UTD

Fig. 7. Perfil de potência em R_1 .

com os resultados obtidos através da aplicação da UTD no domínio da frequência com uma posterior transformação para o domínio do tempo com o auxílio de uma IFFT (técnica aqui denominada UTD+IFFT).

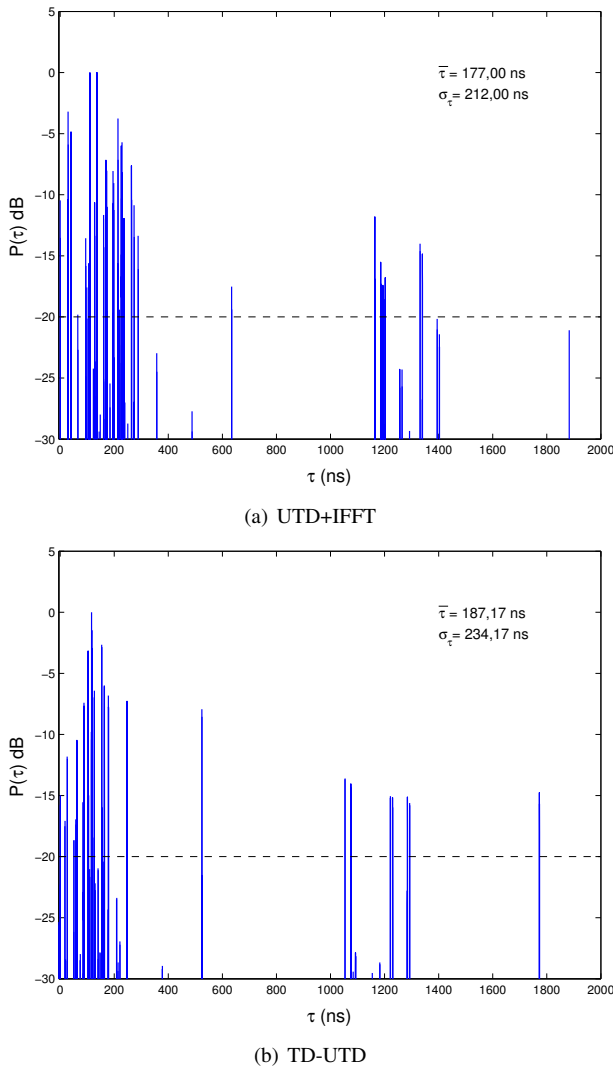
É importante observar que na TD-UTD, além de não serem consideradas perdas (ou seja, todos os obstáculos são considerados condutores perfeitos), são contabilizados multipercursos com no máximo 5 reflexões e (até) uma única difração. Para a UTD+IFFT são considerados multipercursos com no máximo 5 reflexões e até 2 difrações, além das perdas nos obstáculos e solo. Detalhes sobre a formulação da UTD encontram-se em [11]. Logo, os resultados desta técnica são mais realistas do que os da primeira. Antecipa-se que, por considerar até 2 difrações, a UTD+IFFT estimará uma maior quantidade de componentes multipercurso do que a TD-UTD, especialmente para o receptor em R_2 (ou seja, na região de sombra).

Continuando, na análise via UTD+IFFT os prédios foram assumidos dielétricos com permissividade relativa $\epsilon_r = 7$ e condutividade $\sigma = 0,2$ S/m, enquanto que para o solo $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 0,05$ S/m. Na TD-UTD os prédios foram considerados

condutores elétricos perfeitos e o solo magnético perfeito, por ser a melhor aproximação para polarização vertical [11]. O limiar de potência para a contabilização dos pulsos (componentes multipercurso) foi -20 dB abaixo do mais intenso.

Os perfis de potência obtidos em R_1 pelas UTD+IFFT e TD-UTD são exibidos nas Fig. 7(a) e (b), respectivamente. As potências foram normalizadas em relação à potência do maior pulso (neste caso, a componente de visada direta). A análise da UTD+IFFT estimou $\bar{\tau} = 2,15$ ns e $\sigma_\tau = 4,15$ ns, com $B_c = 4,82$ MHz para 90% de correlação. Já a TD-UTD estimou $\bar{\tau} = 5,12$ ns, $\sigma_\tau = 9,12$ ns e $B_c = 2,19$ MHz. O fato dos parâmetros $\bar{\tau}$ e σ_τ estimados pela UTD+IFFT serem menores do que os da TD-UTD era esperado, já que esta não considera perdas e, consequentemente, as componentes multipercurso da TD-UTD em R_1 são ligeiramente mais intensas do que as estimadas pela UTD+IFFT. Isto faz com que a B_c calculada pela TD-UTD seja 45,4% da B_c calculada pela UTD+IFFT, não sendo portanto um bom resultado.

Os resultados em R_2 são exibidos na Fig. 8. Da UTD+IFFT estima-se $\bar{\tau} = 177$ ns, $\sigma_\tau = 212$ ns e $B_c = 94,34$ KHz. Dos

Fig. 8. Perfil de potência em R_2 .

resultados da TD-UTD ilustrados na Fig 8(b), $\bar{\tau} = 187,17$ ns, $\sigma_{\tau} = 234,17$ ns e $B_c = 85,41$ KHz. Em relação ao caso para R_1 , aqui $\bar{\tau}$ e σ_{τ} são maiores, graças ao aumento do número de componentes multipercusso que atingem R_2 . A banda de coerência B_c calculada através da TD-UTD corresponde a 90,5% do valor obtido da UTD+IFFT, o que aparentemente corresponde a uma aparente melhora de concordância em relação ao caso em R_1 apresentado anteriormente. No entanto, isto ocorre porque o número de componentes multipercusso consideradas na análise via UTD+IFFT é maior do que na TD-UTD, já que aquela considera até 2 difrações enquanto a TD-UTD só considera multipercursos com até uma difração.

V. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi discutida a aplicação da TD-UTD na caracterização banda-larga de canais rádio em ambientes urbanos. A técnica possui elevado potencial por fornecer uma análise direta no domínio do tempo, diminuindo gastos com tempo de processamento e problemas de *aliasing* decorrentes da dispersão espacial associada às diversas componentes multipercusso do ambiente.

A TD-UTD empregada só é capaz de considerar até uma difração e assume obstáculos condutores perfeitos, o que a torna, nas presentes condições, inadequada na estimação precisa dos parâmetros de dispersão temporal e espectral. A TD-UTD foi comparada contra os resultados de uma UTD no domínio da frequência, convertidos para o domínio temporal através de uma IFFT. Esta UTD+IFFT considerou até 2 difrações e as perdas nos obstáculos, sendo mais confiável do que a presente TD-UTD. Resultados para um perfil urbano foram obtidos e parâmetros de dispersão temporal foram estimados. Os resultados apontam no grande potencial da TD-UTD, desde que esta seja ampliada no sentido de considerar múltiplas difrações e as diversas perdas dissipativas, o que vem sendo investigado pelos autores.

REFERÊNCIAS

- [1] K. Siwiak, "Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology," *IEEE Veh. Tech. Soc. News*, pp. 4–9, Feb. 2002.
- [2] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, *Numerical Recipes in C*, Cambridge, Ed. Cambridge University Press, 2002.
- [3] T. S. Rappaport, *Wireless Communications - Principles & Practice*. NY: Prentice-Hall, 2002.
- [4] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, 2nd ed. NY: McGraw-Hill, 1998.
- [5] R. N. Bracewell, *The Fourier Transform and its Applications*, 2nd ed. NY: McGraw Hill, 1986.
- [6] P. R. Rousseau and P. H. Pathak, "Time domain version of the uniform geometrical theory of diffraction," The Ohio State University, TR 721564-3, Tech. Rep., Feb. 1996.
- [7] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, and J. A. G. Malherbe, *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*. Artech House, 1990.
- [8] D. N. Schettino, "Técnicas assintóticas para predição de cobertura radioelétrica," Master's thesis, PPGEE/UFMG, 2002.
- [9] 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, pp. 313–317, May 1995.
- [10] —, "A microcellular communications model based on the uniform theory of diffraction and multiple image theory," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 1317–1326, Oct. 1996.
- [11] K. L. Borges, "Caracterização banda larga do canal rádio utilizando a teoria uniforme da difração," Master's thesis, PPGEE/UFMG, 2003.