

Modelo de Propagação de Ondas Milimétricas em Ambientes Urbanos com Alta Densidade de Espalhadores

Jean C. Silva ⁽¹⁾, Emanuel Costa ⁽¹⁾

Resumo— Um modelo de propagação de ondas milimétricas em ambientes urbanos realísticos é apresentado, considerando deterministicamente o espalhamento e a despolarização devidos a obstáculos (edificações, árvores e postes) de duas componentes ortogonais linearmente polarizadas de sinais de banda ultra larga (UWB).

Palavras-Chave—Modelo de Propagação, Ondas Milimétricas, Espalhamento, Despolarização, Banda Ultra Larga.

Abstract— A model of ultra wide band in millimeter wave propagation in urban environments is presented, deterministically considering scattering and depolarization caused by buildings, trees and poles.

Keywords— Radio Propagation Model, Millimeter Waves, Scattering, Depolarization, Ultra Wide Band.

I. INTRODUÇÃO

Há uma grande expectativa em relação às características do que virá a ser o novo padrão da quinta geração (5G) de comunicações móveis celulares sem fio, o que tem levado a intensivas pesquisas nas áreas envolvidas. Novas tecnologias estão sendo testadas e algumas têm demonstrado capacidade de materializar essas expectativas. Um novo paradigma está sendo formado à medida que essas novas abordagens interagem.

Um estudo abrangente sobre a propagação em ambientes urbanos utilizando este estado-da-arte é importante para o bom entendimento sobre seu impacto e potencialidades. Simulações computacionais têm sido amplamente utilizadas com esse propósito [1]. Traçado de raios baseados em variados métodos são capazes de definir um canal urbano com bastante exatidão na faixa de UHF e micro-ondas, utilizando apenas a representação das edificações [2].

Ondas milimétricas sugerem maiores dificuldades em sua modelagem, devido ao diminuto comprimento de onda em relação aos possíveis espalhadores presentes no meio. Esta característica impõe a necessidade de se considerar uma gama maior de espalhadores nos ambientes estudados. Entretanto muitos trabalhos sobre propagação de ondas milimétricas utilizam poucas classes de espalhadores em sua modelagem [1], o que pode causar imprecisão nos resultados.

Nas próximas seções, é apresentado um modelo que simula a propagação de ondas milimétricas em canais urbanos de sinais do tipo de banda ultra larga (UWB). Este

modelo utiliza algoritmos de traçado de raios 2½D em ambientes urbanos típicos. As edificações existentes no ambiente são representadas por prismas retos com bases poligonais convexas. Adicionalmente, o ambiente pode incluir diversos elementos espalhadores: árvores, postes de distribuição de energia, de iluminação e de trânsito. São consideradas antenas do tipo conjunto planar e linear, em uma atmosfera homogênea e isotrópica com atenuação por gases.

Os principais mecanismos da ótica geométrica e da Teoria Uniforme da Difração (UTD) são considerados e investigados efeitos de espalhamento e despolarização, assim como a caracterização em banda larga de canais com e sem visada (LOS e NLOS) presentes no ambiente.

II. MODELAGEM DO AMBIENTE

A. Edificações

Os ambientes urbanos são representados a partir de mapas de distribuição predial, onde a construção de cada quarteirão aglutina em uma única seção transversal poligonal convexa todas as edificações associadas. A partir desta seção transversal poligonal, é gerado um prisma reto de altura tal que a difração em sua borda superior e a propagação pela sua cobertura superior possam ser desconsideradas. Um resultado desta representação pode ser observado na Figura 1.

Foram utilizadas as representações do bairro de Ipanema, Rio de Janeiro e de uma estilização de uma pequena região da cidade de Madrid, Espanha, recomendada para simulações pelo projeto METIS [3]. Os sólidos, assim como o plano horizontal que representa o solo, afetam a propagação da onda eletromagnética e possuem propriedades constitutivas próprias (constante dielétrica, condutividade, dimensões e rugosidade). O ambiente está imerso em uma atmosfera uniforme, cuja atenuação devida a gases atmosféricos foi modelada de acordo com o Anexo 2 da Recomendação ITU-R P.676-10 [4].

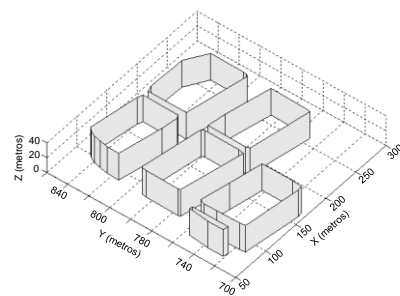


Fig. 1. Representação de quarteirões por prismas retos de seções transversais poligonais convexas.

(1), Centro de Estudos em Telecomunicações, Pontifícia Universidade Católica (CETUC/PUC-Rio), Rio de Janeiro-RJ, Brasil, e-mails: jean.carneiro.eng@gmail.com, epoc@cetuc.puc-rio.br. O primeiro autor é bolsista de doutorado da CAPES.

B. Árvores e Postes

Foi feita uma pesquisa nos ambientes reais para servir de base sobre a quantidade, tipo e posicionamento relativo desses espalhadores nos ambientes simulados. Árvores foram modeladas em copa e tronco. As copas são volumes compostos por folhas e ramos, que têm suas orientações aleatoriamente distribuídas e possuem dimensões muito maiores que o comprimento de onda. Seus diagramas de espalhamento são definidos pelo trabalho de Ulaby et al. [5]. Assim os raios incidentes nesta estrutura sofrem: mudança de direção, atenuação e defasagem. Troncos foram modelados como cilindros circulares retos de condutividade infinita utilizando a Teoria Uniforme da Difração [6]. Postes de iluminação, de trânsito e demais também foram tratados da mesma forma pela *UTD*. Um exemplo de modelagem de espalhadores pode ser visto na Figura 2.

III. TRAÇADO DE RAIOS

Esse trabalho utiliza o método das imagens, que possui excelente precisão, apesar do alto custo computacional [2]. Basicamente, as informações sobre espalhadores (faces, árvores e postes) são armazenadas em uma base de dados e o algoritmo gera raios geométricos utilizando o princípio de Fermat, considerando até oito interações do raio com o ambiente. Raios refletidos utilizam as leis de Snell. Arestas verticais dos prismas que modelam quarteirões e as faces que as definem formam cunhas que difratam raios de acordo com a *UTD* [7], [8]. Copas de árvores podem espalhar raios incidentes em todas as direções de acordo com os diagramas de espalhamento (que podem ser individuais, se necessário). Troncos e postes refletem ou difratam segundo as leis de Snell ou com base na *UTD* ao longo de percursos geodésicos em sua superfície externa, respectivamente.

O método básico define um ponto de transmissão (Tx) e um ponto de observação (Rx). Gera, então, imagens do ponto de transmissão de primeira ordem nos elementos do cenário e repete o processo para cada imagem, gerando as de segunda ordem e assim sucessivamente, até a oitava ordem. Pontos de difração ou espalhamento são considerados novos transmissores (virtuais) e cada um gera sua coleção e imagens. Apenas uma difração em aresta vertical ou espalhamento é considerado por raio, pois esses mecanismos causam grandes atenuações na faixa de ondas milimétricas [1]. Deve ser observado que os vértices de um dado polígono convexo que representa a base de um quarteirão são orientados no sentido anti-horário, para que a fonte esteja à direita da face; ou seja, esteja visível ao lado refletor (externo) da face. Assim, imagens de ordem inferior não geram ordens superiores em faces não refletoras, como ilustra a Figura 3. Foi utilizado ainda o conceito de iluminação de faces [9], pelo qual um raio que ligaria uma imagem de ordem superior a outro de ordem inferior deve sempre interceptar as faces que geraram essas imagens. Assim, apenas faces que possuem algum segmento dentro do feixe que parte de

uma imagem qualquer, sendo limitado pelos extremos da face que a gerou, são consideradas para a criação de ima-

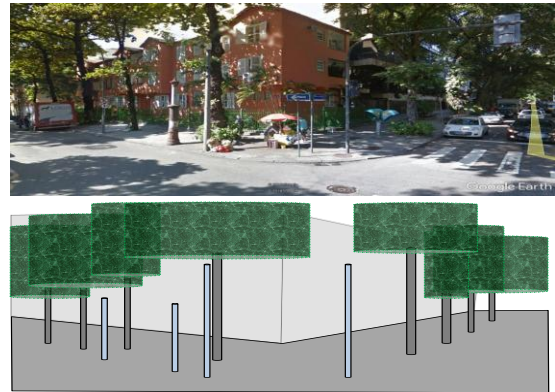


Fig. 2. Modelagem de esquina, podem ser vistos: faces da representação do quarteirão (cinza claro), chão (cinza médio), copas (verde), troncos (cinza escuro) e postes (azul). Fonte: Google Earth.

gens de ordem superior, como mostra a Figura 3. Outra técnica empregada verifica se a face está muito distante da fonte, o que quase sempre significa que um possível raio será bloqueado em um cenário com muitas dezenas de quarteirões. Assim optou-se por não utilizar faces que distam mais de seis quarteirões do transmissor.

Em seguida são traçados raios entre as sucessivas imagens de todas as ordens. Raios puramente refletidos são traçados entre o receptor e o transmissor. Raios difratados ou espalhados são traçados entre o receptor e o ponto de difração ou espalhamento. Em seguida, entre este ponto e o transmissor. São eliminados os raios que estão bloqueados por algum elemento do cenário. Observe que todo o procedimento descrito até o momento é realizado em qualquer plano horizontal (paralelo ao solo). Conhecidos os raios bidimensionais e as alturas do transmissor e do receptor, os raios $2\frac{1}{2}D$ (puramente espaciais ou refletidos no solo) são facilmente determinados.

Problemas de duplicidade de raios são automaticamente resolvidos com a adoção do método de imagens e de uma disposição dos dados em árvore, que organiza os raios de uma forma inequívoca [9]. O grande problema no traçado de raios em ambientes exteriores é a quantidade de faces existentes, que gera um grande número de imagens. Por exemplo, o mapa predial do bairro de Ipanema possui dezenas de milhares de faces, que geram a mesma quantidade de imagens de primeira ordem, cente-

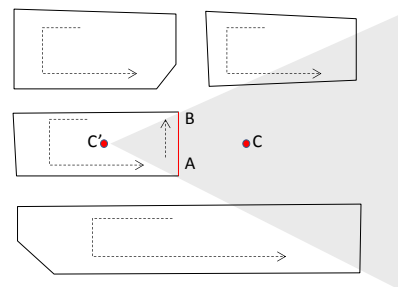


Fig. 3. Técnicas de aceleração: (1) a imagem C precisa estar à direita da face AB para gerar C', (2) a imagem C' só criará imagens espelhadas em faces iluminadas pelo feixe AC'B (cinza).

nas de milhões de imagens de segunda ordem, trilhões de terceira ordem e assim sucessivamente, o que inviabilizaria essa técnica pelo excessivo custo computacional sem a adoção das técnicas de aceleração descritas. Muitos trabalhos limitam-se a raios de poucas ordens por esse motivo.

IV. MODELAGEM ELETROMAGNÉTICA

A. Transceptores

O transmissor foi modelado como uma antena do tipo conjunto planar cujo fator de conjunto em coordenadas esféricas pode ser calculado por:

$$AF(\theta, \varphi) = \left(\frac{1}{M} \frac{\sin \frac{M}{2} \Psi_x}{\sin \frac{\Psi_x}{2}} \right) \left(\frac{1}{N} \frac{\sin \frac{N}{2} \Psi_y}{\sin \frac{\Psi_y}{2}} \right) \quad (1)$$

onde M e N são o número de elementos do conjunto nas direções horizontal e vertical, respectivamente, e:

$$\Psi_{x,y} = kd_{x,y} \sin \theta \cos \varphi + \beta_{x,y} \quad (2)$$

O termo $d_{x,y}$ é a distância entre os elementos nas respectivas direções, $k = 2\pi/\lambda$ é o número de onda, λ é o comprimento de onda e $\beta_{x,y}$ é a diferença de fase entre os elementos consecutivos do conjunto. O receptor é um conjunto linear cujo fator de conjunto pode ser descrito pela expressão (1), considerando apenas o termo do primeiro parêntesis e por Ψ_x na expressão (2). Os conjuntos transmissores (Tx) e receptores (Rx) possuem elementos idênticos, com separações e orientações uniformes. Os elementos dos conjuntos possuem diagramas de radiação unitários para os valores de θ e φ avaliados.

Os valores de M , N e $d_{x,y}$ controlam o formato do diagrama de radiação, objetivando uma filtragem espacial típica da esperada para a tecnologia 5G. Usualmente, o transmissor possui *hardware* e algoritmos de rede que lhe conferem muito mais inteligência que o lado do receptor. Contudo, a simulação também implementa esses recursos no lado móvel da comunicação (combinação de feixes).

Inicialmente, o algoritmo traça raios do receptor para o transmissor com fatores de conjunto unitários, simulando sinais emitidos no receptor de um terminal móvel (lança de subida). Depois, determina o mais forte, da forma descrita na próxima seção. A direção de partida (DOD) e de chegada (DOA) deste raio é utilizada para orientar os eixos dos feixes principais dos conjuntos planar e linear com a variação de $\beta_{x,y}$ na expressão (2), respectivamente.

B. Raios e Interações com o Ambiente

A contribuição de um raio para o campo elétrico em um ponto de observação pode ser calculada por:

$$\vec{E}(r) = \vec{E}_0 G_t(\theta_t, \varphi_t; f) D_d(f) A_g G_r(\theta_r, \varphi_r; f) e^{-jk r} \quad (3)$$

onde $G_t(\theta_t, \varphi_t; f)$ e $G_r(\theta_r, \varphi_r; f)$ representam os ganhos dos conjuntos transmissor e receptor na direção do raio, medidas a partir dos respectivos eixos; $D_d(f)$ é o coeficiente de divergência do tubo de raios associado, que depende do tipo da frente de onda transmitida e das interações do raio com o ambiente [10]; A_g representa atenuação devida a gases atmosféricos [4]; e r é a distância entre as posições Tx e Rx, medida ao longo do raio. Observa-se que os ganhos e $D_d(f)$ podem depender da frequência de operação. As interações do raio com os elementos do ambiente podem causar mudanças na direção do mesmo, assim como atenuação, despolarização e mudança de fase no campo elétrico associado. Dependendo do tipo de interação (reflexão, difração ou espalhamento), a frente de onda pode sofrer deformações, o que altera o coeficiente de dispersão para os trechos seguintes. Em particular, $D_d(f)$ é igual a $1/r$ para o raio direto e ao produto de todos os coeficientes de reflexão por $1/r$ no caso de raios puramente refletidos. Por outro lado, $D_d(f)$ é consideravelmente mais complexo nos demais casos. Os ganhos e $D_d(f)$ são complexos, em geral.

A partir da expressão (3), a função de transferência $H_{uv}(f)$ do canal entre o ponto de acesso e o terminal móvel pode ser escrita para todas as combinações de duas polarizações ortogonais nestes pontos:

$$H_{uv}(f) = \sum_{m=1}^M G_{tm}(f) A_{gm} D_{dm}(f) G_{rm}(f) e^{-i2\pi f t_m} \quad (4)$$

Por exemplo, $uv = VV, HH, VH$ e HV , sendo u e v as polarizações em Tx e Rx, onde V e H indicam as polarizações vertical e horizontal, respectivamente. Exceto A_m e o termo exponencial, os demais termos no somatório da expressão (4) dependem da combinação de polarizações. Nesta expressão, M é o número de raios entre Tx e Rx, a dependência dos ganhos com as direções de partida (DOD) e chegada (DOA) foram omitidas por simplicidade, f é a frequência de operação e o retardo t_m resulta da identidade $kr_m = (2\pi f/c)r_m = 2\pi f t_m$. Finalmente, a expressão (4) pode ser escrita de forma resumida

$$H_{uv}(f) = \sum_{m=1}^M A_m(f) e^{-i2\pi f \tau_m} \quad (5)$$

onde a amplitude $A_m(f)$ combina o produto dos módulos dos ganhos e de $D_{dm}(f)$, assim como de A_{gm} . Adicionalmente, a soma das fases dos ganhos e de $D_{dm}(f)$ pode ser transformada em retardo da mesma forma utilizada na determinação de t_m e o resultado incorporado no retardo τ_m .

V. RESULTADOS

A propagação ao longo das rotas 2 de Ipanema e 5 de Madrid, descritas na Figura 4, foram simuladas. Para estas rotas, os pontos Tx e Rx têm as alturas de 10,0 m e 1,6 metros, respectivamente. O conjunto transmissor foi mantido em posição fixa, enquanto o terminal móvel foi deslocado ao longo da rota em intervalos de 10 m. A frequência de 70 GHz foi usada e o sinal UWB possui a



Fig. 4. Rotas e cenários: acima Ipanema, abaixo Madrid. As rotas em linhas de cores distintas, os transmissores em círculos. Escalas em metros.

largura de 1 GHz, amostrada a cada 1 MHz, perfazendo 1001 amostras por canal. Os conjuntos transmissor e receptor têm feixes de meia potência de 12° e 20°, e ganhos máximos de aproximadamente 16 dB e 10 dB, respectivamente. O algoritmo calcula a resposta do canal para cada frequência amostrada e obtém assim a sua função de transferência. O perfil de potência e retardos de cada canal é obtido pela aplicação da transformada inversa discreta de Fourier de sua função de transferência.

Analisando os diagramas de potência e retardo determinados conforme a descrição da Seção anterior, podem ser observados dois comportamentos distintos ao longo das rotas. O primeiro, característico dos intervalos sem visibilidade ou de curta transição para aqueles com visibilidade, apresenta maiores despolarizações, retardos médios e espalhamentos de retardo RMS. O maior espalhamento observado nos intervalos sem visibilidade em Ipanema e Madrid é causado pelas árvores localizadas nas praças vizinhas às rotas, que causam uma grande quantidade de multipercursos do sinal. O segundo comportamento, característico dos intervalos com visibilidade, apresenta maiores níveis de potência e menores espalhamento de retardo RMS. Estas características são ilustradas nas Figuras 5 e 6, que mostram detalhes espaciais da simulação em Ipanema. Postes de trânsito são localizados apenas nas esquinas e os de iluminação distribuídos uniformemente nas vias. As árvores estão distribuídas na praça e nas ruas. Funções de transferência típicas de canais com e sem visada que foram simulados, podem ser vistos na Figura 7.

O isolamento do campo copolarizado (VV e HH) em

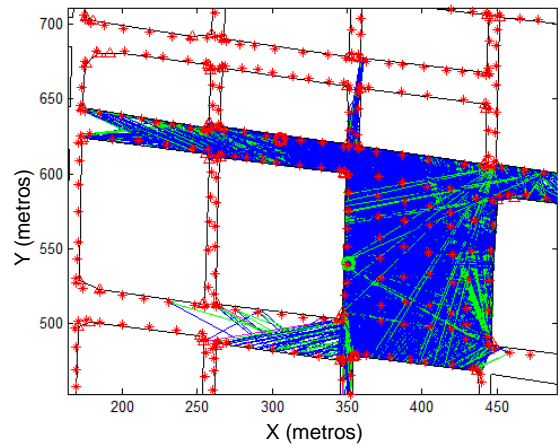


Fig. 5. Simulação 1: Tx é representado por um círculo vermelho, o Rx por um círculo verde, espalhadores por asteriscos vermelhos, raios oriundos de espalhamento por poligonais verdes e demais raios por poligonais azuis. O Rx está próximo à praça, em intervalo sem visibilidade. Observa-se grande quantidade de raios oriundos da praça.

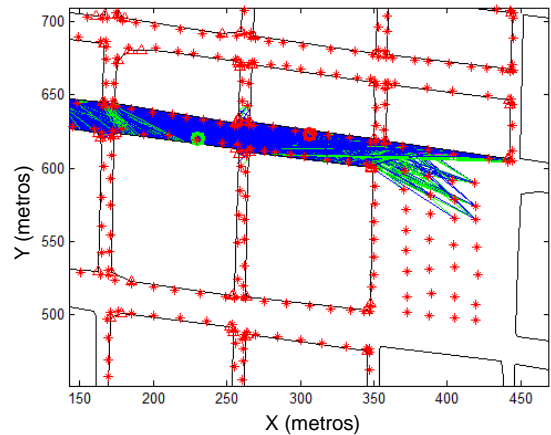


Fig. 6. Simulação 2: usando a mesma convenção da Figura anterior, o Rx está em visibilidade. A quantidade de raios oriundos da praça diminui à medida que o Rx se afasta, assim como o total geral dos raios recebidos, igual a 1/10 do contabilizado na simulação 1.

relação à polarização cruzada (VH e HV) varia de acordo com o intervalo. No primeiro, o isolamento decresce devido ao intenso espalhamento, que causa despolarização [1]. No segundo, há um aumento expressivo do isolamento, que pode ser causado pelo menor espalhamento e pelas larguras estreitas dos feixes do transmissor e receptor [1], que filtram espacialmente as componentes de multipercursos. Os canais sem visada possuem isolamentos médios de 27,6 dB e 26,7 dB para as polarizações vertical e horizontal, respectivamente e os canais com visada têm 48,4 dB e 49,4 dB de isolamento para as polarizações vertical e horizontal, respectivamente. O isolamento médio foi calculado pela diferença entre os valores totais das potências das funções de transferência das componentes copolarizada e de polarização cruzada. Por exemplo, para a polarização vertical, calcula-se diferença (em decibéis) entre a potências totais da componente VV (vertical no Tx e no Rx) e da componente HV (horizontal no Tx e vertical no Rx). Finalmente, as Figuras 8 e 9 mostram as variações do retardo médio e do espalhamento de retardo RMS ao longo das rotas selecionadas. Observa-se que ambos

diminuem quando os transceptores estão próximos e aumentam novamente quando a distância aumenta. Na região com visada, os gradientes de crescimento destes parâmetros são menos pronunciados que os gradientes de diminuição na região sem visada. Este efeito pode ser devido ao grande número de espalhadores nas praças próximas aos canais iniciais nas duas rotas.

VI. CONCLUSÃO

Os resultados apontam uma correlação clara entre a quantidade de espalhadores presentes no ambiente e o aumento da despolarização e das estatísticas de retardo dos múltipercursos no ambiente (média e espalhamento RMS). Proporcionam uma noção de magnitude de seus efeitos em cenários urbanos típicos, que comumente possuem uma alta concentração de espalhadores (árvores, postes e construções). Do ponto de vista espacial, a grande quantidade de raios gerados nas proximidades de grandes concentrações de espalhadores impactou inequivocamente os valores dos parâmetros adotados. Isto também indica que a despolarização na faixa de ondas milimétricas pode não ser desprezível na presença de espalhadores existentes em ambientes urbanos exteriores.

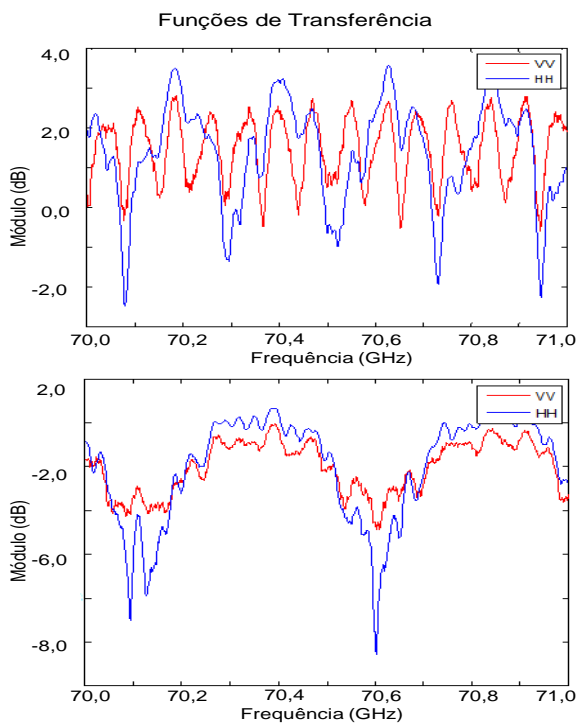


Fig. 7. Simulação de Funções de Transferência de canais típicos: acima, sem visibilidade (NLOS); abaixo, com visibilidade (LOS).

REFERÊNCIAS

[1] T. S. Rappaport, R. W. Heath, R. C. Daniels, and J. N. Murdock, *Millimeter Wave Wireless Communications*. New York, NY, USA: Prentice Hall, 2014.

[2] S. Y. Seidel, K. R. Schaubach, T. T. Tran, T. S. Rappaport, "Research in site-specific propagation modeling for PCS system design," *IEEE Vehicular Technology Conf.*, Secaucus, NJ, pp. 261-264, Apr. 1993.

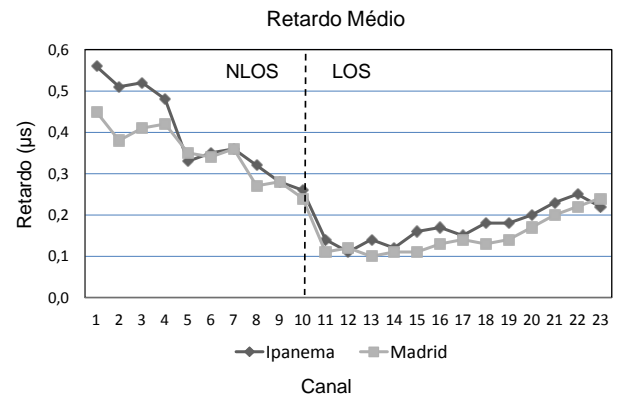


Fig. 8. Retardo médio nos canais definidos ao longo das rotas.

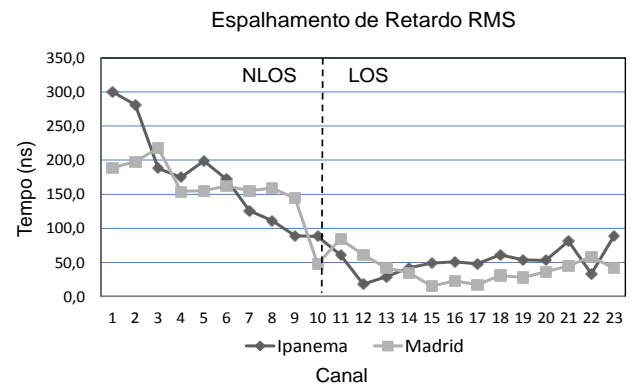


Fig. 9. Espalhamento de retardo RMS nos canais definidos ao longo das rotas.

[3] A. Rauch, J. Lianghai, A. Klein, and H. D. Schotten, "Fast algorithm for radio propagation modeling in realistic 3D urban environment," *Adv. Radio Sci.*, vol. 13, pp. 169-173, Nov. 2015.

[4] International Telecommunication Union, *Attenuation by Atmospheric Gases*, Recommendation ITU-R P.676-10, Geneva, Switzerland, 2013.

[5] F. T. Ulaby, T. E. Van Deventer, J. R. East, T. F. Haddock, and M. E. Coluzzi, "Millimeter wave bistatic scattering from ground and vegetation targets," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 26, no. 3, pp. 229-243, May 1988.

[6] P. H. Pathak, W. D. Burnside, and R. J. Marhefka, "A uniform GTD analysis of the diffraction of electromagnetic waves by a smooth convex surface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 28, no. 5, pp. 631-642, Sep. 1980.

[7] R. J. Luebbers, "A heuristic UTD slope diffraction coefficient for rough lossy wedges," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, no. 2, pp. 206-211, Feb. 1989.

[8] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfect conducting surface," *Proc. IEEE*, vol. 62, no. 11, pp. 1448-1461, Nov. 1974.

[9] M. C. Lawton, J. P. McGeehan, "The application of a deterministic ray launching algorithm for the prediction of radio channel characteristics in a small-cell environment," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 43, no. 4, pp. 955-968, Nov. 1994.

[10] H. W. Son, N. H. Myung, "A deterministic ray tube method for microcellular wave propagation model," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 8, pp. 1344-1350, Aug. 1999.