

Referências Bibliográficas

- [1] HATA M. **Empirical formula for propagation loss in land mobile radio service.** IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 29, No.3, 317-325p, 1980.
- [2] WALFISCH J.; BERTONI H. L. **A Theoretical model of UHF propagation in urban Environments.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 13, No. 12, 1788-1796p, 1988.
- [3] RAPPAPORT T. S.; MILSTEIN L. B. **Effect of radio propagation path loss on DS-CDMA cellular frequency reuse efficiency for reverse channel.** IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 41, No. 3, 231-242p, august 1992.
- [4] XIA H.; BERTONI H. L.; MACIEL R.; STEWART A. L. ROWE R. **Radio propagation characteristics for line-of-sight microcellular and personal communications.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 41, No. 10, 1439-1447p, October 1993.
- [5] OKUMURA T.; OHMORI E.; FUKUDA K. **Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile service.** Review Electrical Communication Laboratory. Vol. 16, No. 9, 825-873p, 1968.
- [6] PARSON D. **Mobile radio propagation channel** , John & Wiley, New York, first edition, 1992.
- [7] MACIEL L. R.; BERTONI H. L.; XIA H. H. **Unified approach to prediction of propagation over buildings for all ranges of base station antenna height.** IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 42, 41-45p, february 1993.
- [8] YEE K.S. **Numerical solution of initial boundary-value problems involving Maxwell's equations in isotropic media.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 14, 302-307p, May 1966.
- [9] TAFLOVE A.; UMASHANKAR K.R. **Solution of complex electromagnetic penetration and scattering problems in unbounded regions.** Kalinowski A.J. (ed.) Computational Methods for Infinite Domain Media-structure Iteration. Washington, DC: ASME, Vol. 46, 83-113p, 1981.

- [10] TAFLOVE A. **Application of the finite-difference time-domain method to sinusoidal steady-state electromagnetic-penetration problems.** IEEE Trans. EM Comp., Vol. 22, No. 3, 191-202p, Aug. 1980.
- [11] UMASHANKAR K.; TAFLOVE A. **A novel method to analyze electromagnetic scattering of complex objects.** IEEE Trans. EM Comp., Vol. 24, No. 4, Nov. 1982, pp. 397-405.
- [12] TAFLOVE A.; BRODWIN M.E. **Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations.** IEEE Micro. Theo. Tech., Vol. 23, No. 8, pp. 623-630, Aug. 1975.
- [13] TAFLOVE A.; UMASHANKAR K.R. **A hybrid moment method/finite-difference time-domain approach to electromagnetic coupling and aperture penetration into complex geometries.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation., Vol. 30, No. 4, 617-627p, July 1982.
- [14] OKONIEWSKI M. **Vector wave equation 2D-FDTD method for guided wave equation.** IEEE Micro. Guided Wave Lett. , Vol. 3, No. 9, 307-309p, Sept. 1993
- [15] TAFLOVE A. AND UMASHANKAR K.R.. **The finite-difference time domain method for numerical modeling of electromagnetic wave interations.** Electromagnetics, vol. 10, 1990, pp. 105-126.
- [16] OLIVEIRA R. M. S, SANTOS R. O., SOBRINHO C. L. S. S. **Electromagnetic scattering analysis in indoor and outdoor environments by applying FDTD method.** International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, 241-244p, 2003.
- [17] TAFLOVE A. **Computational electrodynamics: the finite-difference time domain.** Boston, MA: Artech House, 1995.
- [18] YEE K.S., INGHAM D.; SHLAGER D. **Time-domain extrapolation to the far field based on FDTD calculations.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 39, 410-413p, Mar. 1991.
- [19] LUEBBERS R.J., KUNS K.S., SCHNEIDER M.; HUNSBERGER F. **A finite-difference time-domain near zone to far zone transformation.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 39, 429-433p, Mar. 1991.

- [20] KRAGALOTT M., KLUSKENS M.S.; PALA W.P. **Time-domain fields exterior to a two-dimensional FDTD Space**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, 1655-1663p, Nov. 1997.
- [21] MOERLOOSE J.; ZUTTER D. **Surface integral representation radiation boundary condition for the FDTD method**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 41, 890-895p, Nov. 1993.
- [22] FOSTER I. **Designing and building parallel programs: concepts and tools for parallel software engineering**, Addison Wesley, 1994.
- [23] ARAÚJO J.S. **Análise de antena 2D utilizando o método das diferenças finitas no domínio do tempo com processamento paralelo**. Dissertação de Mestrado, PPGEE/DEEC/UFPA, janeiro 2003.
- [24] ROCHA J.M. **Cluster Beowulf: aspectos de projeto e implementação**. Dissertação de Mestrado, PPGEE/DEEC/UFPA, janeiro 2003.
- [25] KROCKSTADT U. R. **Calculating the acoustical room response by the use of a ray tracing technique**, Journal Sound Vib., Vol. 8, No.18, 118-125p, 1968.
- [26] LEHNERT H. **Systematic errors of the ray-tracing algorithm**. J. Applied Acoustic, Vol. 38, No 2-4, 207-221p, 1993.
- [27] DURGIN G.; PATWARI N.; RAPPAPORT T. S. **Improved 3D ray launching method for wireless propagation prediction**. Electron. Letters. Vol. 33, No. 16, 1412-1413p, 1993.
- [28] YUN Z.;ISKANDER M.F.; ZHANG Z. **Development of a new shooting-and-bouncing ray (SBR) tracing method that avoids ray double counting**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 1, 464-467p, July 2001.
- [29] BERNARDI P.; CICHETTI R.; TESTA O. **An accurate UTD model for the analysis of complex indoor radio environments in microwave WLAN systems**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, No. 6, 1509-1520p, June 2004.
- [30] MAKINO, M. ;OHSAKI, A. ; SHINODA, S. ; SHIRAI, H. **A visual simulation of ray propagation for wireless communication systems**. TENCON 99. Proceedings of the IEEE Region 10 Conference, Vol.1, 534-537p,1999.

- [31] MIN PATRICK; FUNKHOUSER THOMAS. **Priority-driven acoustic modeling for virtual environments**. Eurographics Association and Blackwell publishers, Vol. 19, No.3, 2000.
- [32] FUNKHOUSER T.; MIN PATRICK; CARLBOM I. **Real-time acoustic modeling for distributed virtual environments**. Proceedings of the 26th annual conference on Computer graphics and interactive techniques, 365-374p, 1999.
- [33] CHUANG J. H.; CHENG S. A. **Computing caustic effects by backward beam tracing**. Visual Comput., Vol.11, No. 3, 156–166p, 1995.
- [34] FUJOMOTO A. **Turbo beam tracing: A physically accurate lighting simulation environment**. Knowledge Based Image Computing Systems, 1-5p, May 1988.
- [35] GHAZANFARPOUR G.; HASENFRATZ J. M. **A beam tracing with precise antialiasing for polyhedral scenes**. Comput. Graph. Vol. 22, No.1, 103-115, 1998.
- [36] HECKBERT P.; HANRAHAN P. **Beam tracing polygonal objects**. ACM Computer Graphics, SIGGRAPH'84 Proceedings, Vol. 18, No 3, 119–127p.
- [37] JONES C. B. **A new approach to the 'hidden line' problem**, Comput. J. Vol. 14, No. 3, 232–237p, 1971.
- [38] FUNKHOUSER T. **A visibility algorithm for hybrid geometry- and image based modeling and rendering**, Comput. Graph. Vol. 23, No.5, 719–728p, 1999.
- [39] TELLER S. **Visibility computations in densely occupied polyhedral environments**. Ph.D. thesis, Computer Science Div., University of California, Berkeley, 1992.
- [40] STEPHENSON U.; KRISTIANSEN U. **Pyramidal beam tracing and time dependent radiosity**. Fifteenth International Congress on Acoustics, 657-660 p, June 1995.
- [41] MONKS M.; OH B. M., DORSEY J. **Acoustic simulation and visualization using a new unified beam tracing and image source approach**. Proc. Audio Engineering Society Convention, 53–174p, 1996.
- [42] FUNKHOUSER T.; CARLBOM I.; ELKO G.; PINGALI G.; SONDHI M.; WEST J. **A beam tracing approach to acoustic modeling for interactive virtual environments**. ACM Computer Graphics, SIGGRAPH'98 Proceedings, 21–32p., July 1998.

- [43] MAFFRA S. A. R. S. **Propagação de som em ambientes acústicos virtuais bidimensionais**. Dissertação de Mestrado, Departamento de Informática PUC-Rio, janeiro 2003.
- [44] MAFFRA, S. A. R. S.; GATTASS, M. **Propagation paths in 2.5D environments**. Proceedings of the Climdiff 2003 Workshop, 111-118p, 2003.
- [45] FUNKHOUSER T; TSINGOS N.; CARLBOM I; ELKO G. SONDHI M.; WEST J. PINGALI G.; MIN P.; NGAN A. **Beam trace method for interactive architectural acoustics**. J. acoustical Society of America, Vol. 115, No.2, february 2004.
- [46] FORTUNE S. **Algorithms for prediction of indoor radio propagation**. Technical Report Document 11274-960117-03TM, Bell Laboratories, 1996.
- [47] FORTUNE S. **Topological beam tracing**. in Proc. 15th ACM Symposium on Computational Geometry, 59–68p, 1999.
- [48] BARROS F.J.B. **Medidas e análise da dispersão temporal do canal de propagação UWB indoor em vários tipos de ambientes**. Dissertação de Mestrado PUC-RJ, Fevereiro 2005.
- [49] FCC, **First Report and Order 02-48**.February 2002.
- [50] DARPA, **Assessment of ultra-wideband (UWB) technology**, April 1990.
- [51] SCHOLTS R. **Multiple access with time-hopping impulsive modulation**. IEEE Military Communications Conference, 47-450p, 1993.
- [52] PROAKIS, J.G. **Digital Communications**. McGraw-Hill. Forth edition, 2001.
- [53] LEE S. W. **Electromagnetic reflection from a conducting surface – geometrical optics solution**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 23, 184-191p, Mar. 1975.
- [54] KOUYOUMIJIAN R. G.; PATHAK P. H. **A Uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface**, Proceedings of IEEE, Vol. 62, No. 11, 1448-1461p, November 1974.
- [55] VIAN J.P.; MAERCKE V., **Calculation of the room response using ray tracing method**. Proceedings of ICA Symposium on acoustics and theater planning for the Performing Arts, Vancouver, 74-78p,1986.
- [56] WHITTED T. **An improved illumination model for shaded display**. Communications of Association for Computing Machinery., Vol.23, No. 6, 343-349p, June 1980.

- [57] ROGERS D. F.; ADAMS J. A. **Mathematical elements for computer Graphics**, Second Edition, McGRAW HILL Publishing Company, 1990.
- [58] O' ROUKE J. **Computational geometry in C**, Second Edition, Cambridge ISE , 1999.
- [59] GHASSEMZADEH S.S.; RICE C. W.; TURIN W.; TAROKH V. **Measurement and modeling of an ultra wide bandwidth indoor channel**. IEEE Transactions on Communications, 1786-1796p, october 2004.
- [60] RAPPAPORT T. S. **Wireless communication principles and practice**. Prentice-Hall Communication Engineering and Emerging Technologies series. New Jersey, autor's series edition,1996.
- [61] CASSIOLI D. ; WIN M. Z.; MOLISH A.R. **The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations**. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol 20, No. 6, 1247-1257p, August 2002.
- [62] KUNISCH J. ; PAMP, **Measurement results and modeling aspects for the UWB radio Channel**. IEEE Conference on Ultra wideband Systems and Technologies.
- [63] CARSON G. E, **Signal and Linear System Analysis**, John & Wiley, New York, second edition,1995.
- [64] RUSH L.; PRETTIE C. ;CHEUNG D. ; LI Q. ; HO M. **Characterization of UWB propagation from 2 a 8 GHz in a residential environment**. Intel <http://www.intel.com>.
- [65] HOVINEN V.; HAMALAINEN M., PATSI T. **Ultra wideband indoor radio cannel models: preliminary results**, IEEE Conference on ultra wideband system and Technologies, 75-79p, 2002.
- [66] KEIGNART J.; DANIELE N. **Sub-nanosecond UWB channel sounding in frequency and temporal domain**. IEEE Conference on ultra wideband system and Technologies, 25-30p, 2002.
- [67] AUTODESK-AUTOCAD2007. **DXF Reference Guide, 2007**.
- [68] RAJKUMAR A.; NAYLOR B.F; FEISULLIN F., ROGERS L. **Prediction RF coverage in large environments using ray-beam tracing and partitioning tree represented geometry**. Wireless Networks.Vol. 2, No.2,143-154p,1996.

- [69] CHEW W.C. **Waves and Fields in Inhomogeneous Media**, Van Nostrand Reinhold, New York, NY, E. U. A., 1990.
- [70] MUQAIBEL; JAZI A.S.; ATTIYA A. M. **Measurements and characterization of indoor ultra wide band propagation**. IEEE Conference on ultra wideband system and Technologies, 295-299p, 2003.
- [71] MCNAMARA D.A.;PISTORIUS C.W.L; MALHERBE J.A.G. **Introduction to the uniform geometrical theory of diffraction**. Artech House,1990.
- [72] LUEBBERS R.J. **Propagation prediction for hilly terrain using GTD wedge diffraction**. IEEE Trans. on Ant. and Prop. Vol AP-32, No. 9, 951-955p, Setember 1984.
- [73] LUEBBERS R.J. **A Heuristic UTD slope diffraction coefficient for rough lossy wedges**. IEEE Trans. on Ant. and Prop., vol. 37, no. 2, pp. 206-211p, February. 1989.
- [74] TRANTER W.H; SHANMUGAN K.S.; RAPPAPORT T.S; KOSBAR K.L. **Communication system simulation with wireless applications**. Prentice-Hall Communication Engineering and Emerging Technologies series. Theodore S. Rappaport Series Editor,2004.
- [75] BERTONI H.L. **Radio propagation for wireless systems**. Prentice-Hall Professional Technical Reference,1999.
- [76] HOGBOM J.A. **Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines**. Astronomy And Astrophysics Vol.15 , 1974.
- [77] YANO S. **Investigation the ultra-wideband indoor wireless channel**. IEEE VTC Spring Conference, vol. 3, pp 1200-1204, 2002.
- [78] VAUGHAN R.G.; SCOTT N. L. **Super-resolution of pulsed multipath channels for delay spread characterization**, IEEE Transactions on Communications ,vol. 47, no. 3 , March 1999.
- [79] KERMOAL J. P. **Measurement, modeling and performance evaluation of the mimo radio channel**, Ph.D. Thesis, Alborg University, Denmark, 2002.
- [80] MCKINSTRY D. R. **Ultra-wideband Small Scale Channel Modeling and its Application to Receiver Design**, Mater thesis, Virginia University, USA, 2003.
- [81] BERGMAN J.R. **On the design of broad band omnidirectional compact antennas**. IEEE Microwave and Optical Technology Letters, vol. 39, pp. 418-422, October 2003.

- [82] RODRIGUES M. E. C. **Técnicas de traçado de raios em três dimensões para cálculo de campos em ambientes interiores e exteriores.** Dissertação de Mestrado PUC-RJ, Abril 2000.

Apêndice A

A.1. Obtenção dos Coeficientes de Transmissão e Reflexão Correspondentes à Camada de Condutividade e Espessura Finitas

A Figura 107 ilustra a incidência de uma onda eletromagnética sobre uma camada com condutividade e espessura finitas, sendo refletida, refratada e transmitida. Os campos resultantes da interação da onda com a camada para as componentes *soft* são representados pelas seguintes equações:

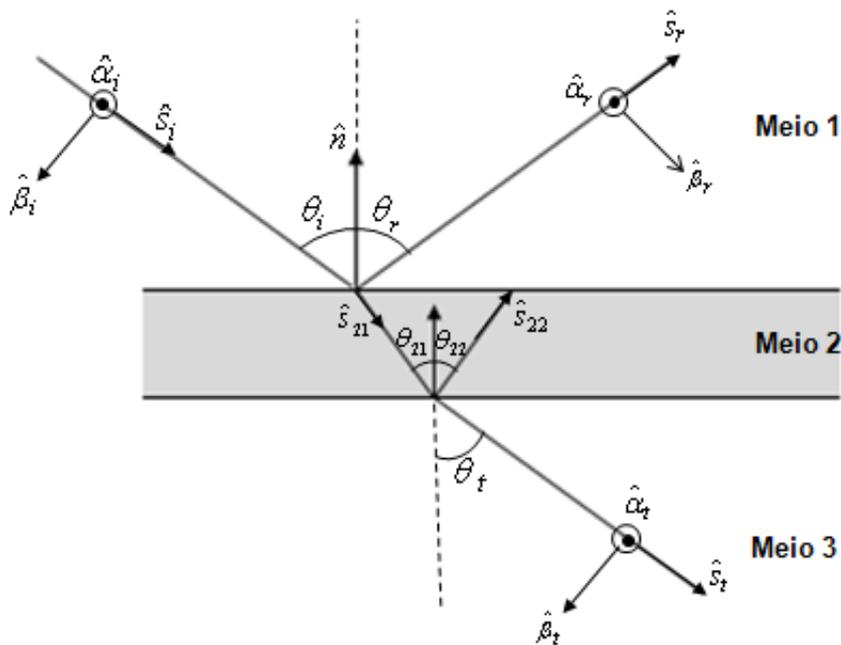


Figura 107- Incidência, transmissão e reflexão de campo elétrico sobre face plana com condutividade finita e espessura levando em consideração três meios de propagação.

Para o meio 1:

$$\bar{E}_{\alpha_i}^i = E_i \hat{\alpha}_i e^{-\gamma_1 \hat{s}_i \cdot \bar{r}} = E_i \hat{x} e^{-\gamma_1 \hat{s}_i \cdot \bar{r}} \quad (\text{A.1})$$

$$\bar{H}_{\alpha_i}^i = \frac{1}{\eta_1} \hat{s}_i \times \bar{E}_{\alpha_i}^i = -\frac{1}{\eta_1} E_i (\cos \theta_i \hat{y} + \text{sen} \theta_i \hat{z}) e^{-\gamma_1 \hat{s}_i \cdot \bar{r}} \quad (\text{A.2})$$

$$\bar{E}_{\alpha_r}^r = E_r \hat{\alpha}_r e^{-\gamma_1 \hat{s}_r \cdot \bar{r}} = E_i \hat{x} e^{-\gamma_1 \hat{s}_r \cdot \bar{r}} \quad (\text{A.3})$$

$$\bar{H}_{\alpha_r}^r = \frac{1}{\eta_1} \hat{s}_r \times \bar{E}_{\alpha_r}^r = \frac{1}{\eta_1} E_r (\cos \theta_r \hat{y} - \text{sen} \theta_r \hat{z}) e^{-\gamma_1 \hat{s}_r \cdot \bar{r}} \quad (\text{A.4})$$

Para o meio 2:

$$\bar{E}_{\alpha_2}^2 = E_{21} \hat{x} e^{-\gamma_2 \hat{s}_{21} \cdot \bar{r}} + E_{22} \hat{x} e^{-\gamma_2 \hat{s}_{22} \cdot \bar{r}} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{aligned} \bar{H}_{\alpha_2}^2 = & -\frac{1}{\eta_2} E_{21} (\cos \theta_{21} \hat{y} + \text{sen} \theta_{21} \hat{z}) e^{-\gamma_2 \hat{s}_{21} \cdot \bar{r}} + \\ & \frac{1}{\eta_2} E_{22} (\cos \theta_{22} \hat{y} - \text{sen} \theta_{22} \hat{z}) e^{-\gamma_2 \hat{s}_{22} \cdot \bar{r}} \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Para o meio 3:

$$\bar{E}_{\alpha_t}^t = E_t \hat{x} e^{-\gamma_3 \hat{s}_t \cdot \bar{r}} \quad (\text{A.7})$$

$$\bar{H}_{\alpha_t}^t = -\frac{1}{\eta_3} E_t (\cos \theta_t \hat{y} + \text{sen} \theta_t \hat{z}) e^{-\gamma_3 \hat{s}_t \cdot \bar{r}} \quad (\text{A.8})$$

onde:

$$\hat{s}_i = \text{sen } \theta_i \hat{y} - \cos \theta_i \hat{z}$$

$$\hat{s}_r = \text{sen } \theta_r \hat{y} + \cos \theta_r \hat{z}$$

$$\hat{s}_{21} = \text{sen } \theta_{21} \hat{y} - \cos \theta_{21} \hat{z}$$

$$\hat{s}_{22} = \text{sen } \theta_{22} \hat{y} + \cos \theta_{22} \hat{z}$$

$$\hat{s}_t = \text{sen } \theta_t \hat{y} - \cos \theta_t \hat{z}$$

$$\gamma_{1,2,3} = \sqrt{i\omega\mu_o(\sigma_{1,2,3} + i\omega\varepsilon_{1,2,3})} \quad (\text{constante de propagação da onda nos meios 1, 2 e 3, respectivamente})$$

$$\eta_{1,2,3} = \sqrt{\frac{i\omega\mu_o}{\sigma_{1,2,3} + i\omega\varepsilon_{1,2,3}}} \quad (\text{impedância intrínseca do meio 1, 2 e 3, respectivamente})$$

Na interface $z=0$ (interface entre meio 1 e 2), utilizando as equações (A.1) a (A.6) para qualquer valor de y , tem-se:

$$E_i e^{-\gamma_1 \text{sen} \theta_i y} + E_r e^{-\gamma_1 \text{sen} \theta_r y} = E_{21} e^{-\gamma_2 \text{sen} \theta_{21} y} + E_{22} e^{-\gamma_2 \text{sen} \theta_{22} y} \quad (\text{A.9})$$

$$-\frac{1}{\eta_1} E_i \cos \theta_i e^{-\gamma_1 \text{sen} \theta_i y} + \frac{1}{\eta_1} E_r \cos \theta_r e^{-\gamma_1 \text{sen} \theta_r y} = -\frac{1}{\eta_2} E_{21} \cos \theta_{21} e^{-\gamma_2 \text{sen} \theta_{21} y} + \frac{1}{\eta_2} E_{22} \cos \theta_{22} e^{-\gamma_2 \text{sen} \theta_{22} y} \quad (\text{A.10})$$

Observando que é necessário ter-se $\theta_r = \theta_i$, $\theta_{22} = \theta_{21} = \theta_2$ e $\gamma_1 \text{sen} \theta_i = \gamma_2 \text{sen} \theta_2$, as equações (A.9) e (A.10) tornam-se:

$$E_i + E_r = E_{21} + E_{22} \quad (\text{A.11})$$

$$\left(-\frac{1}{\eta_1} E_i + \frac{1}{\eta_1} E_r \right) \cos \theta_i = \left(-\frac{1}{\eta_2} E_{21} + \frac{1}{\eta_2} E_{22} \right) \cos \theta_2 \quad (\text{A.12})$$

Na interface $z = -d$ (interface entre meio 2 e 3) utilizando as equações (A.5) a (A.8) para qualquer valor de y , tem-se:

$$E_{21} e^{-\gamma_2 \text{sen} \theta_{21} y - \gamma_2 \cos \theta_{21} d} + E_{22} e^{-\gamma_2 \text{sen} \theta_{21} y + \gamma_2 \cos \theta_{21} d} = E_t e^{-\gamma_3 \text{sen} \theta_t y - \gamma_3 \cos \theta_t d} \quad (\text{A.13})$$

$$-\frac{E_{21}}{\eta_2} \cos \theta_{21} e^{-\gamma_2 \text{sen} \theta_{21} y - \gamma_2 \cos \theta_{21} d} + \frac{E_{22}}{\eta_2} \cos \theta_{21} e^{-\gamma_2 \text{sen} \theta_{21} y + \gamma_2 \cos \theta_{21} d} = -\frac{E_t}{\eta_3} \cos \theta_t e^{-\gamma_3 \text{sen} \theta_t y - \gamma_3 \cos \theta_t d} \quad (\text{A.14})$$

Observando que é necessário ter-se $\gamma_1 \text{sen} \theta_i = \gamma_2 \text{sen} \theta_2 = \gamma_3 \text{sen} \theta_t$, as equações (A.13) e (A.14) tornam-se:

$$E_{21} e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d} + E_{22} e^{+\gamma_2 \cos \theta_2 d} = E_t e^{-\gamma_3 \cos \theta_t d} \quad (\text{A.15})$$

$$\left(-\frac{E_{21}}{\eta_2} e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d} + \frac{E_{22}}{\eta_2} e^{+\gamma_2 \cos \theta_2 d} \right) \cos \theta_2 = -\frac{E_t}{\eta_3} \cos \theta_t e^{-\gamma_3 \cos \theta_t d} \quad (\text{A.16})$$

As equações (A.11), (A.12), (A.15) e (A.16) podem ser reescritas nas seguintes formas:

$$E_i (1 + \tilde{R}_{12}) = E_{21} (1 + \tilde{R}_{23}) \quad (\text{A.17})$$

$$\frac{E_i}{\eta_1} (1 + \tilde{R}_{12}) \cos \theta_i = \frac{E_{21}}{\eta_2} (1 + \tilde{R}_{23}) \cos \theta_2 \quad (\text{A.18})$$

$$E_{21} e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d} (1 + e^{+2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \tilde{R}_{23}) = E_t e^{-\gamma_3 \cos \theta_t d} \quad (\text{A.19})$$

$$\frac{E_{21}}{\eta_2} e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d} \left(1 - e^{+2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \tilde{R}_{23} \right) \cos \theta_2 = \frac{E_t}{\eta_3} e^{-\gamma_3 \cos \theta_t y} \cos \theta_t \quad (\text{A.20})$$

onde,

$$\tilde{R}_{12} = \frac{E_r}{E_i}$$

$$\tilde{R}_{23} = \frac{E_{22}}{E_{21}}$$

Dividindo-se as equações (A.20) por (A.19) membro a membro, obtém-se:

$$\frac{1 - e^{+2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \tilde{R}_{23}}{1 + e^{+2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \tilde{R}_{23}} \frac{\cos \theta_2}{\eta_2} = \frac{\cos \theta_t}{\eta_2} \therefore$$

$$\eta_3 \cos \theta_2 \left(1 - e^{+2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \tilde{R}_{23} \right) = \eta_2 \cos \theta_t \left(1 + e^{+2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \tilde{R}_{23} \right) \therefore$$

$$\eta_3 \cos \theta_2 - \eta_2 \cos \theta_t = \left(\eta_3 \cos \theta_2 + \eta_2 \cos \theta_t \right) e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \tilde{R}_{23} \therefore$$

$$\tilde{R}_{23} = \frac{\eta_3 \cos \theta_2 - \eta_2 \cos \theta_t}{\eta_3 \cos \theta_2 + \eta_2 \cos \theta_t} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \quad (\text{A.21})$$

Sabe-se que o coeficiente de reflexão de Fresnel para componente *soft*, na incidência de uma onda sobre um superfície de separação entre dois meios (meio 1 e meio 2), é dado por [6]:

$$R_{12} = \frac{\eta_2 \cos \theta_1 - \eta_1 \cos \theta_2}{\eta_2 \cos \theta_1 + \eta_1 \cos \theta_2}, \quad (\text{A.22})$$

onde θ_1 é o ângulo de incidência e θ_2 o ângulo de transmissão.

A equação (A.22) representa o coeficiente de reflexão de uma onda que se propaga no meio 1 em direção ao meio 2. Adaptando-se a equação (A.22) para representar a incidência de uma onda que se propaga no meio 2 em direção ao meio 3, pode-se reescrever a equação (A.21) na forma:

$$\tilde{R}_{23} = R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d} \quad (\text{A.23})$$

Dividindo-se as equações (A.18) por (A.17) membro a membro, com o auxílio da equação (A.23), obtêm-se:

$$\begin{aligned} \frac{1 - \tilde{R}_{12} \cos\theta_i}{1 + \tilde{R}_{12} \eta_1} &= \frac{1 - \tilde{R}_{23} \cos\theta_2}{1 + \tilde{R}_{23} \eta_2} \therefore \\ \frac{1 - \tilde{R}_{12} \cos\theta_i}{1 + \tilde{R}_{12} \eta_1} &= \frac{1 - R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d} \cos\theta_2}{1 + R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d} \eta_2} \therefore \\ \eta_2 \cos\theta_i (1 + R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}) (1 - \tilde{R}_{12}) &= \\ & \eta_1 \cos\theta_2 (1 - R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}) (1 + \tilde{R}_{12}) \therefore \\ \eta_2 \cos\theta_i (1 + R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}) - \eta_1 \cos\theta_2 (1 - R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}) &= \\ \left[\eta_2 \cos\theta_i (1 + R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}) + \eta_1 \cos\theta_2 (1 - R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}) \right] \tilde{R}_{12} &\therefore \\ \tilde{R}_{12} &= \frac{(\eta_2 \cos\theta_i - \eta_1 \cos\theta_2) + (\eta_2 \cos\theta_i + \eta_1 \cos\theta_2) R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}}{(\eta_2 \cos\theta_i + \eta_1 \cos\theta_2) + (\eta_2 \cos\theta_i - \eta_1 \cos\theta_2) R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}} \\ \tilde{R}_{12} &= \frac{R_{12} + R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}}{1 + R_{12} R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}} \therefore \\ \tilde{R}_{12} &= \frac{R_{12} (1 + R_{12} R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}) + R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d} - R_{12}^2 R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}}{1 + R_{12} R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}} \therefore \\ \tilde{R}_{12} &= R_{12} + \frac{(1 + R_{12}) (1 - R_{12}) R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}}{(1 + R_{12} R_{23}e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d})} \\ \tilde{R}_{12} &= R_{12} + \frac{T_{12} R_{23} T_{21} e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}}{1 - R_{12} R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos\theta_2 d}} \quad (\text{A.24}) \end{aligned}$$

A equação (A.24) representa o coeficiente de reflexão para uma camada com condutividade finita e com espessura d , utilizado para a obtenção dos campos elétricos refletidos simulados nesta tese.

Finalmente, dividindo-se as equações (A.19) por (A.17) membro a membro e usando os resultados já obtidos, determinam-se:

$$\begin{aligned}
\frac{\tilde{T}_{13}}{1 + \tilde{R}_{12}} e^{-\gamma_3 \cos \theta_1 d} &= \frac{(1 + e^{+2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \tilde{R}_{23})}{1 + \tilde{R}_{23}} e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d} \quad \therefore \\
\tilde{T}_{13} &= \frac{1 + \tilde{R}_{12}}{1 + \tilde{R}_{23}} (1 + e^{+2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \tilde{R}_{23}) e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d + \gamma_3 \cos \theta_3 d} \quad \therefore \\
\tilde{T}_{13} &= \frac{1 + \tilde{R}_{12}}{1 + \tilde{R}_{23}} (1 + e^{+2\gamma_2 \cos \theta_2 d} \tilde{R}_{23}) e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d + \gamma_3 \cos \theta_3 d} \quad \therefore \\
\tilde{T}_{13} &= 1 + R_{12} + \frac{T_{12} R_{23} T_{21} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}}{1 + R_{12} R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}} \frac{(1 + R_{23})}{1 + R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}} e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d + \gamma_3 \cos \theta_3 d} \quad \therefore \\
\tilde{T}_{13} &= T_{12} T_{23} \frac{1 - R_{21} R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d} + R_{23} (1 + R_{21}) e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}}{1 + R_{21} R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}} \frac{1}{1 + R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}} \\
\tilde{T}_{13} &= T_{12} T_{23} \frac{1}{1 + R_{21} R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}} e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d + \gamma_3 \cos \theta_3 d} \quad \therefore \\
\tilde{T}_{13} &= T_{12} T_{23} \frac{1 - R_{21} R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d} + R_{21} R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}}{1 + R_{21} R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}} e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d + \gamma_3 \cos \theta_3 d} \quad \therefore \\
\tilde{T}_{13} &= T_{12} T_{23} \left(1 + \frac{R_{21} R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}}{1 - R_{21} R_{23} e^{-2\gamma_2 \cos \theta_2 d}} \right) e^{-\gamma_2 \cos \theta_2 d + \gamma_3 \cos \theta_3 d} \quad (A.25)
\end{aligned}$$

Os coeficientes resultantes da interação da onda com a camada para as componentes *hard* são obtidos de maneira similar e dados também pela equação (A.24) e equação (A.25), modificando-se as variáveis envolvidas.

Desta forma, as equações (A.24) e (A.25) representam, respectivamente, os coeficientes de transmissão e reflexão para as componentes *hard* (na direção $\hat{\beta}$) e *soft* (na direção $\hat{\alpha}$) aplicados a camadas com condutividade finita, com espessura d . Para cada componente, deve-se utilizar variáveis correspondentes, dadas por:

$$R_{12\beta} = \frac{\eta_1 \cos \theta_1 - \eta_2 \cos \theta_2}{\eta_1 \cos \theta_1 + \eta_2 \cos \theta_2}, \quad (A.26)$$

$$R_{12\alpha} = \frac{\eta_2 \cos \theta_1 - \eta_1 \cos \theta_2}{\eta_2 \cos \theta_1 + \eta_1 \cos \theta_2}, \quad (A.27)$$

$$R_{21\beta,\alpha} = -R_{12\beta,\alpha}, \quad (\text{A.28})$$

$$R_{23\beta} = \frac{\eta_2 \cos \theta_2 - \eta_3 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_2 + \eta_3 \cos \theta_t}, \quad (\text{A.29})$$

$$R_{23\alpha} = \frac{\eta_3 \cos \theta_2 - \eta_2 \cos \theta_t}{\eta_3 \cos \theta_2 + \eta_2 \cos \theta_t}, \quad (\text{A.30})$$

$$T_{12\beta} = \frac{\eta_2}{\eta_1} (1 + R_{12\beta}), \quad (\text{A.31})$$

$$T_{21\beta} = \frac{\eta_1}{\eta_2} (1 + R_{21\beta}), \quad (\text{A.32})$$

$$T_{23\beta} = \frac{\eta_3}{\eta_2} (1 + R_{23\beta}), \quad (\text{A.33})$$

$$T_{12\alpha} = 1 + R_{12\alpha}, \quad (\text{A.34})$$

$$T_{21\alpha} = 1 + R_{21\alpha}, \quad (\text{A.35})$$

$$T_{23\alpha} = 1 + R_{23\alpha}. \quad (\text{A.36})$$

A.2. Técnica CLEAN para a Detecção de Componentes de Multipercurso

Nesta Tese, a técnica CLEAN [48] foi utilizada para que os efeitos do equipamento transceptor (LNA, antenas, etc) sobre os dados medidos fossem retirados. Esta técnica originalmente utilizada para o processamento de imagens, tem sido bastante utilizada para estimar a dispersão do canal de rádio UWB [77]-[80].

O objetivo principal da técnica CLEAN é retirar os efeitos do sistema de medida através de uma subtração interativa de uma medida referência sobre a resposta impulsiva $h(\tau)$, que contém os efeitos do aparelho transceptor e do canal.

A medida referência deve ser feita em LOS, em um ambiente *outdoor* com poucos espalhadores, onde a resposta impulsiva possa conter apenas os efeitos do aparelho transceptor, praticamente sem a contribuição de sinais refletidos.

A Figura 108 apresenta o perfil de potência de retardo da resposta impulsiva referência utilizada, obtido no estacionamento da PUC-Rio (Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro) que possui uma grande área com poucos refletores. Esta medida foi realizada num dia de domingo, quando o estacionamento encontrava-se vazio (sem carros). As antenas de transmissão e recepção foram colocadas a um metro de distância.

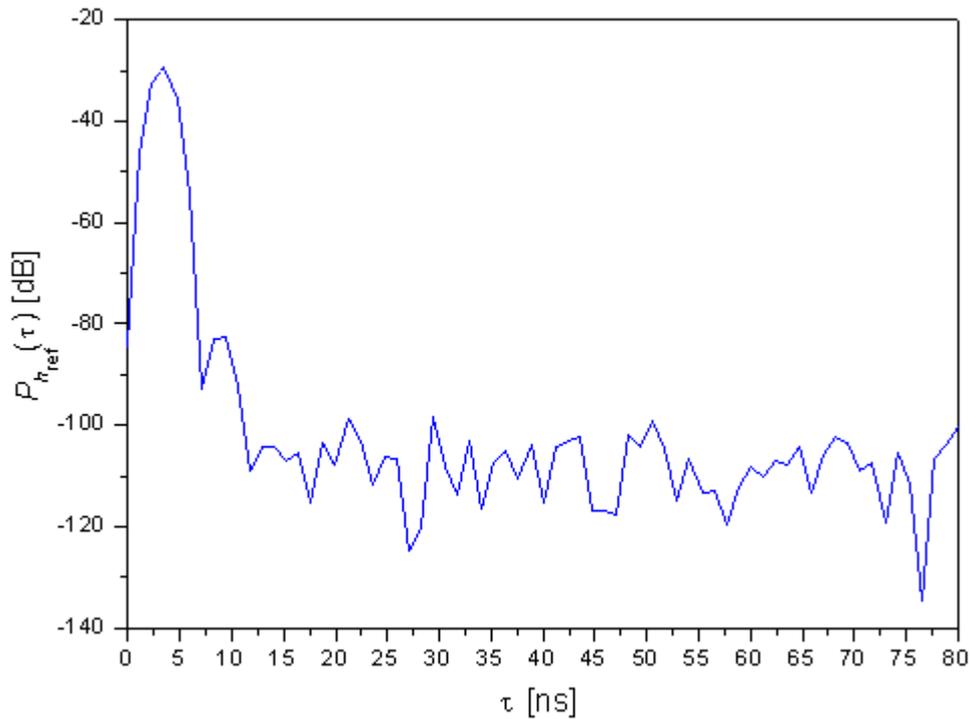


Figura 108- Perfil de potência e retardo referência obtido no estacionamento da PUC.

Nesta seção, com objetivo de explicar o algoritmo CLEAN, definem-se duas funções: $d(\tau)$ denominada de *dirty map*, que contém os efeitos do aparelho transceptor e do canal; e $c(t)$ denominada de *clean map* que contém apenas os efeitos do canal.

O algoritmo implementado segue os seguintes passos:

- 1) inicie o *dirty map* com $d(\tau) = |h(\tau)|$ e o *clean map* como $c(t) = 0$. Sendo $|h(\tau)|$ a resposta impulsiva do canal UWB em um determinado valor de t , medido em um determinado ambiente.
- 2) ache o valor de uma constante $K = \max(d(\tau))$.
- 3) obtenha uma matriz $[A]$, dada por:

$$[A] = \begin{bmatrix} |h_{ref}(\tau_{p_{ref}-2})| & |h(\tau_{p_1-2})| & |h(\tau_{p_2-2})| & |h(\tau_{p_3-2})| & \dots & |h(\tau_{p_n-2})| \\ |h_{ref}(\tau_{p_{ref}-1})| & |h(\tau_{p_1-1})| & |h(\tau_{p_2-1})| & |h(\tau_{p_3-1})| & \dots & |h(\tau_{p_n-1})| \\ |h_{ref}(\tau_{p_{ref}})| & |h(\tau_{p_1})| & |h(\tau_{p_2})| & |h(\tau_{p_3})| & \dots & |h(\tau_{p_n})| \\ |h_{ref}(\tau_{p_{ref}+1})| & |h(\tau_{p_1+1})| & |h(\tau_{p_2+1})| & |h(\tau_{p_3+1})| & \dots & |h(\tau_{p_n+1})| \\ |h_{ref}(\tau_{p_{ref}+2})| & |h(\tau_{p_1+2})| & |h(\tau_{p_2+2})| & |h(\tau_{p_3+2})| & \dots & |h(\tau_{p_n+2})| \end{bmatrix} \quad (A.37)$$

Nesta matriz a primeira coluna representa a amplitude de cinco amostras discretas consecutivas da resposta impulsiva referência com amostra central $|h_{ref}(\tau_{p_{ref}})|$, representando o valor de pico da resposta referência. Estas amostras consecutivas estão contidas dentro de uma janela de 4,7 ns mostrada na Figura 109.

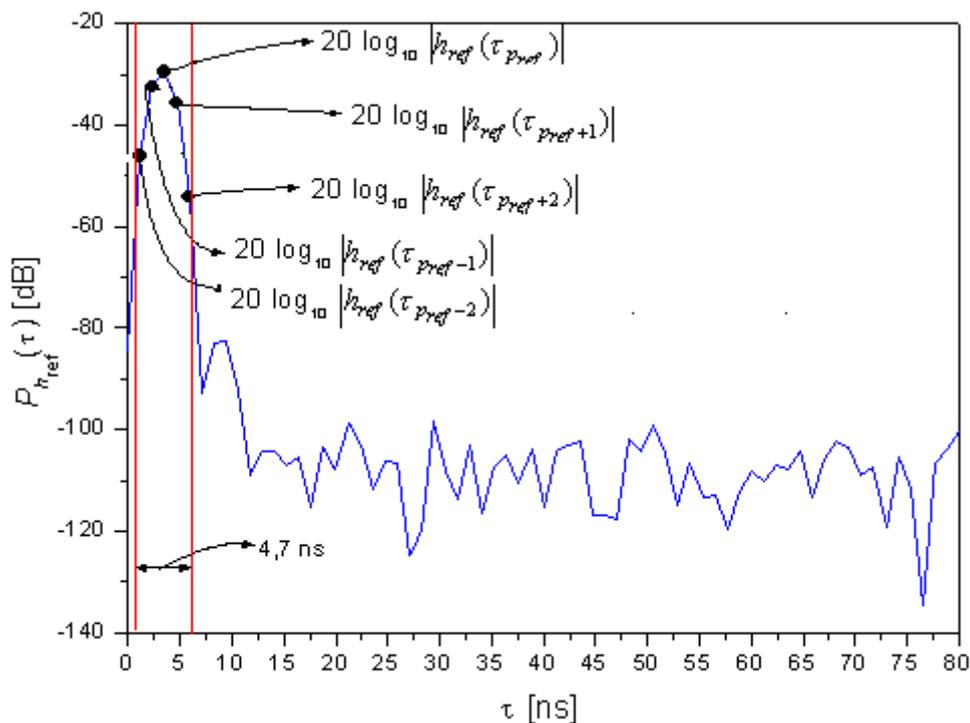


Figura 109- Perfil de potência e retardo referência com indicação das cinco amostras utilizadas na primeira coluna da matriz A .

A partir da segunda coluna da matriz $[A]$, todas as colunas representam cinco amostras discretas consecutivas da resposta impulsiva medida com valores máximos $|h(\tau_{p_1})|, |h(\tau_{p_2})|, |h(\tau_{p_3})|, \dots, |h(\tau_{p_n})|$, que representam os picos consecutivos da resposta impulsiva medida. A Figura 110 apresenta o perfil de potência de retardo em um dos ambientes medidos com indicação dos picos consecutivos da resposta impulsiva.

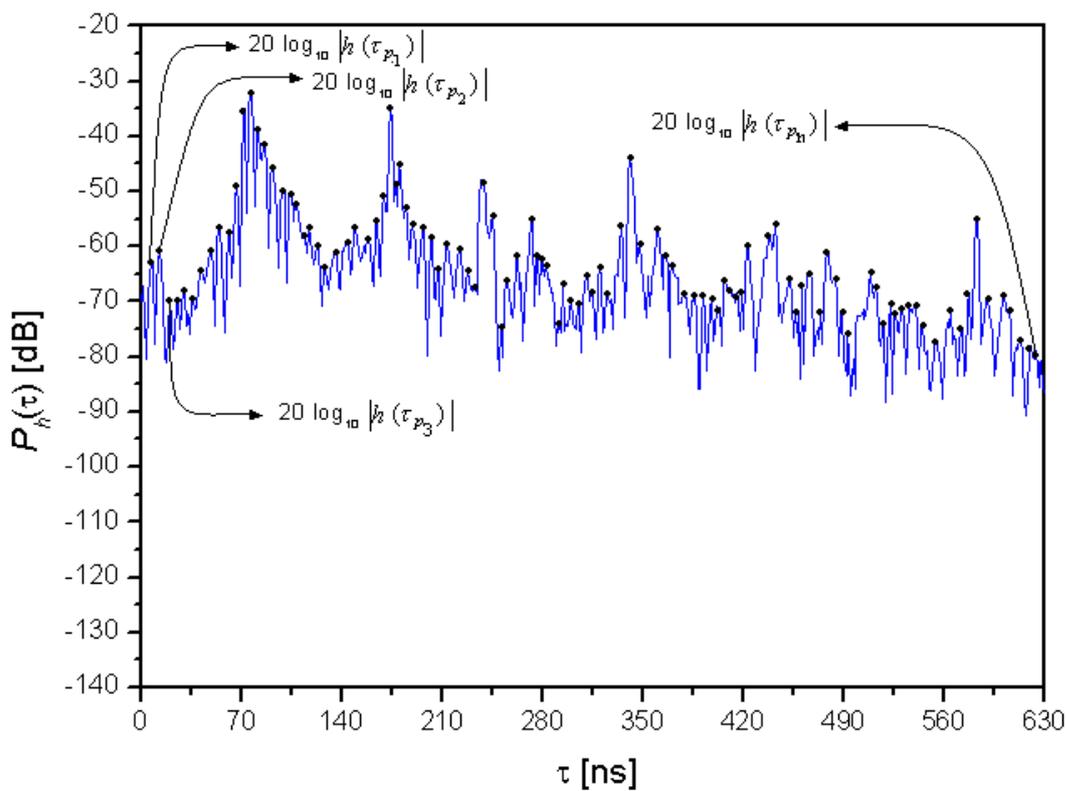


Figura 110- Perfil de potência e retardo com indicação das amostras da terceira linha da matriz A , a partir da segunda coluna.

- 4) obtenha a matriz de coeficiente de correlação, Γ , da matriz $[A]$, e suas posições, τ_i , em $d(\tau)$.
- 5) obtenha o valor de $d(\tau_i)$ referente ao máximo valor de Γ_i .

6) atualize o *clean map* através da seguinte equação:

$$c(\tau) = c(\tau) + d(\tau_i)\delta(\tau - \tau_i) \quad (\text{A.38})$$

7) deixe $h_{ref}(\tau_{pref})$ (valor de pico da resposta referência) na mesma escala de amplitude de $d(\tau_i)$, através de um fator de escala F , dado pela equação (A.39).

$$F = \frac{\max(|d(\tau_i)|)}{\max(h_{ref}(\tau_{pref}))} \quad (\text{A.39})$$

8) subtraia $h_{ref}(\tau)$ de $d(\tau)$, como na equação (A.40), para que uma componente multipercurso desapareça de $d(\tau)$.

$$d(\tau) = d(\tau) - F h_{ref}(\tau - \tau_i) \quad (\text{A.40})$$

9) se todos os picos do novo *dirty map* $d(\tau)$ estiverem abaixo de um limiar 30 dB abaixo do valor de K (encontrado no passo 2) pare as interações, caso contrário voltar para o passo 5.

A Figura 111 ilustra o perfil de potência de retardo referente à aplicação da técnica CLEAN no perfil de potência dado pela Figura 110.

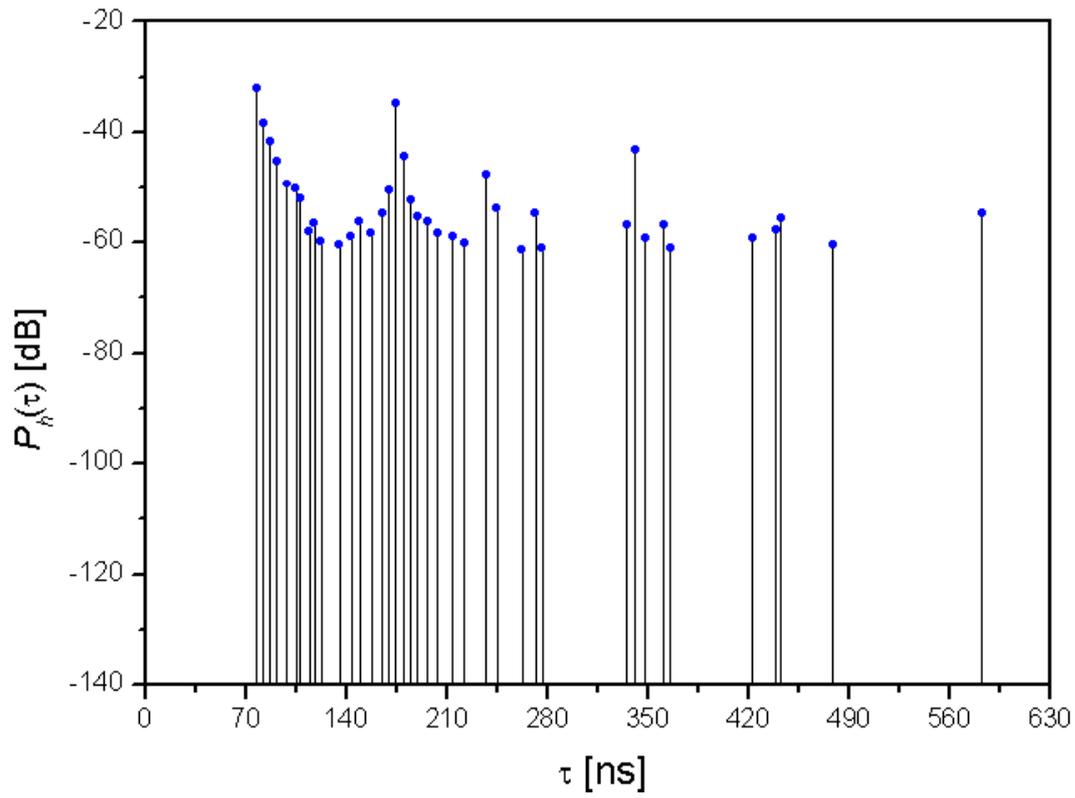


Figura 111- Perfil de potência e retardo obtido através da técnica CLEAN.

A.3.

A influência da Difração nos Corredores do CETUC

Neste apêndice, a influência da difração nos corredores do CETUC foi analisada nas situações de visibilidade (LOS, no corredor A1) e sem visibilidade (NLOS, nos corredores A2 e A3), com o objetivo de demonstrar a importância da inclusão de feixes difratados no modelo de traçado de feixes proposto. Os valores simulados de retardo médio e espalhamento de retardo RMS foram obtidos para duas situações. A primeira considera somente feixes transmitidos e refletidos e a segunda incorpora feixes difratados de primeira e segunda ordem ao modelo utilizado para a obtenção dos resultados simulados.

As Figuras 112 e 113 mostram os valores medidos e simulados de retardo médio e espalhamento de retardo RMS ao longo da distância entre transmissor e receptor, respectivamente. Nestas Figuras, os valores medidos e simulados possuem, em geral, comportamentos similares ao longo da distância.

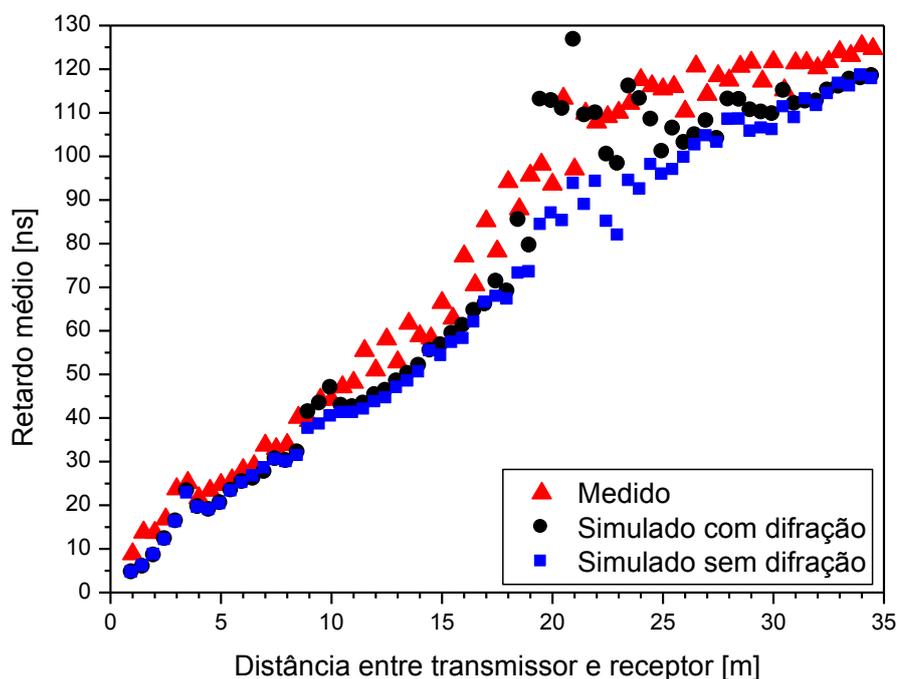


Figura 112- Retardo médio ao longo da distância para o corredor A1 (CETUC).

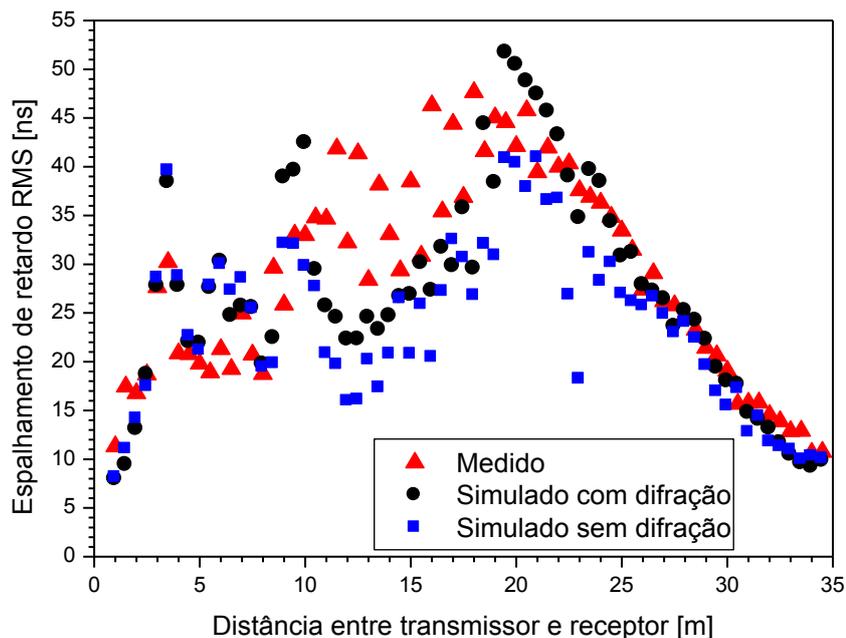


Figura 113- Espalhamento de retardo RMS ao longo da distância para o corredor A1 (CETUC).

Uma análise mais detalhada das Figuras 112 e 113 revela a melhor concordância dos valores simulados que consideram a presença de difração em relação aos valores que desconsideram a difração. Na Tabela 13, têm-se os valores do erro médio e o desvio padrão do erro médio encontrados no modelo (traçado de feixes) que considera apenas transmissões e reflexões e no modelo que considera difrações (além das transmissões e reflexões já existentes) no corredor A1.

	Corredor A1			
	Retardo médio		Espalhamento de retardo RMS	
	Erro médio (ns)	Desvio padrão do erro médio (ns)	Erro médio (ns)	Desvio padrão do erro médio (ns)
Modelo sem difração	10,8	7,00	4,87	7,97
Modelo com difração	5,62	7,83	1,39	6,95

Tabela 13- Erro médio e desvio padrão do erro médio ao longo da distância para o corredor A1 (CETUC).

De maneira geral, baseado na Tabela 13, pode-se dizer que a presença de difrações torna os resultados simulados mais precisos, apesar dos valores simulados que desconsideram a difração representarem uma boa aproximação dos valores medidos.

As Figuras 114 e 115 mostram os valores de retardo médio e espalhamento de retardo RMS no Corredor A2, respectivamente. Nestas Figuras, observam-se comportamentos semelhantes ao longo da distância entre transmissor e receptor, apesar dos valores simulados serem, em geral, inferiores aos medidos neste corredor.

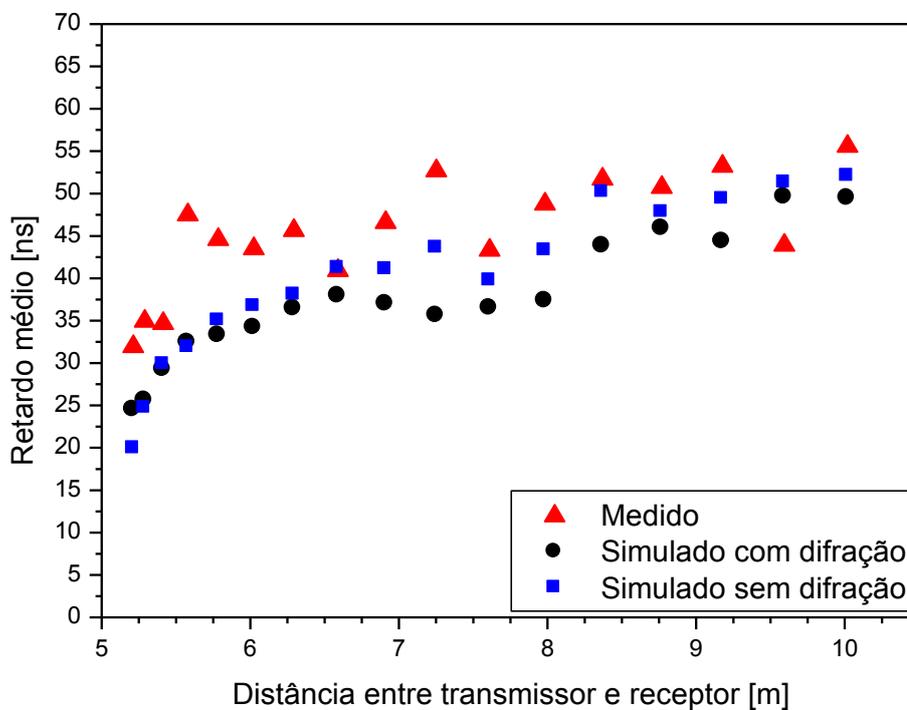


Figura 114- Retardo médio ao longo da distância para o corredor A2 (CETUC).

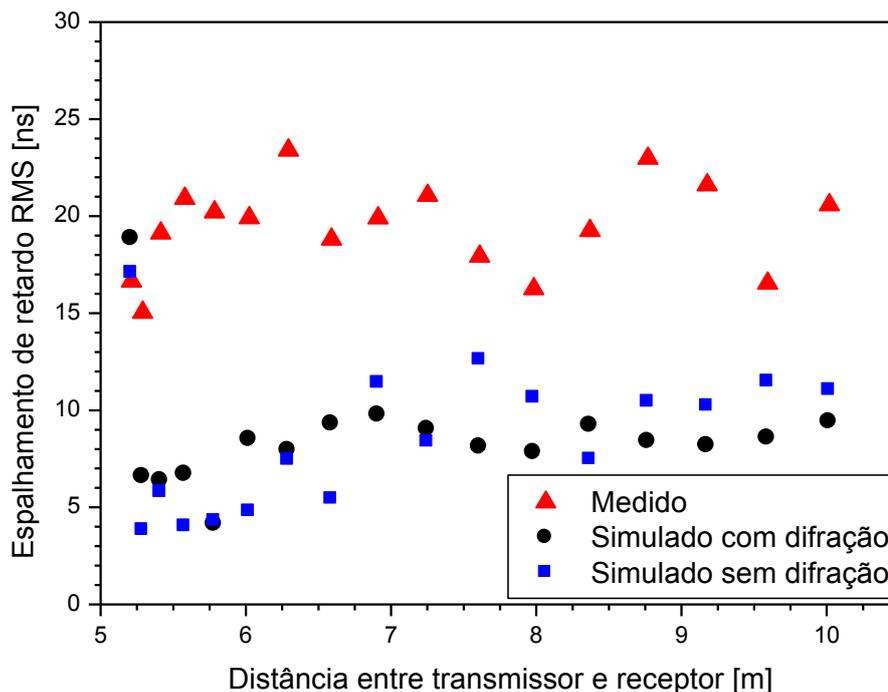


Figura 115 - Espalhamento de retardo RMS ao longo da distância para o corredor A2 (CETUC).

Na Tabela 14, têm-se os valores do erro médio e o desvio padrão do erro médio encontrados no modelo de traçado de feixes que considera apenas transmissões e reflexões e no modelo que considera difrações (além das transmissões e reflexões já existentes) no corredor A2.

	Corredor A2			
	Retardo médio		Espalhamento de retardo RMS	
	Erro médio (ns)	Desvio padrão do erro médio (ns)	Erro médio (ns)	Desvio padrão do erro médio (ns)
Modelo sem difração	5,57	5,22	10,82	4,69
Modelo com difração	8,07	4,99	10,79	4,18

Tabela 14- Erro médio e desvio padrão do erro médio ao longo da distância para o corredor A2 (CETUC).

As Figuras 116 e 117 mostram os valores de retardo médio e espalhamento de retardo RMS no Corredor A3, respectivamente.

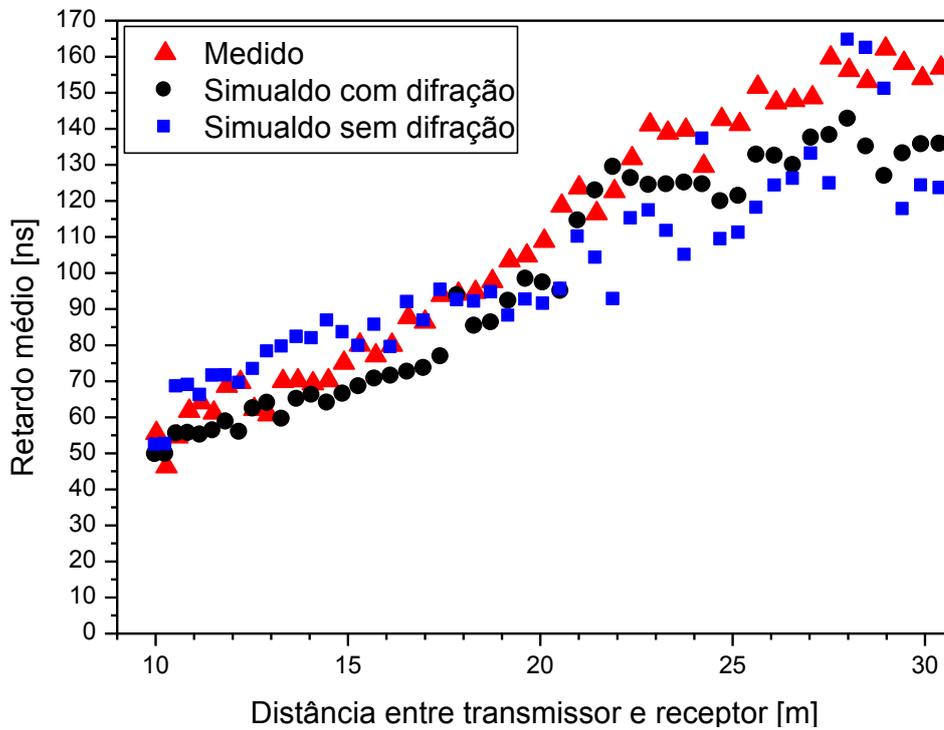


Figura 116- Retardo médio ao longo da distância para o corredor A3 (CETUC).

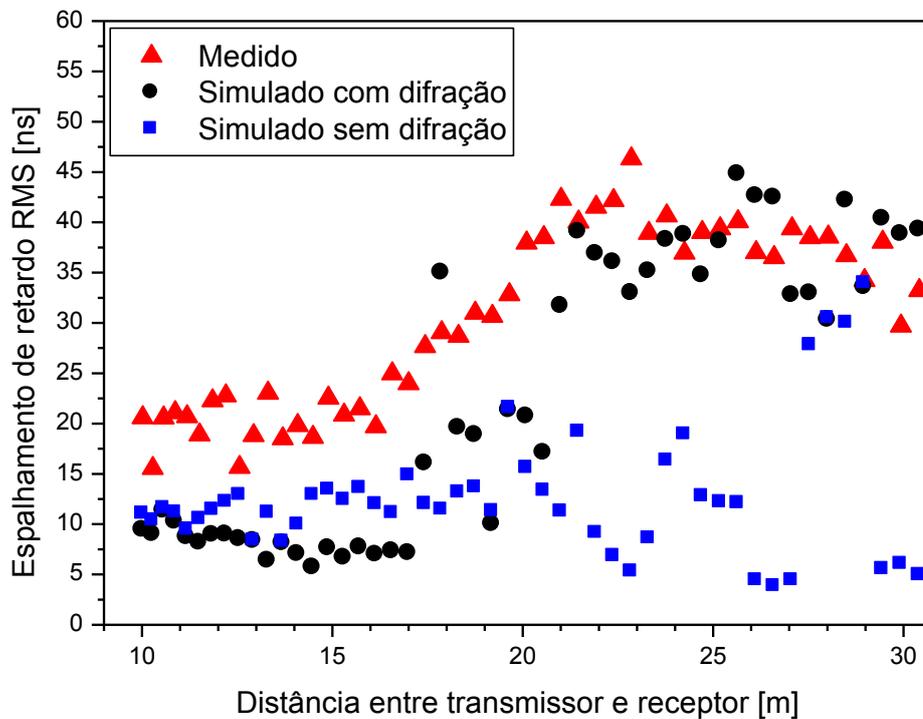


Figura 117- Retardo médio ao longo da distância para o corredor A3 (CETUC).

Na Figura 116, observa-se o mesmo comportamento de aumento linear nos valores medidos e simulados de retardo médio em função da distância entre o transmissor e o receptor. Na Figura 117, o comportamento geral observado para o espalhamento de retardo RMS simulado em função da distância para o modelo que considera difração, é semelhante ao do medido em todas as distâncias entre transmissor e receptor. No entanto, o comportamento dos valores medidos em função da distância para o modelo que desconsidera a difração é, em geral, diferente dos medidos a partir da metade da distância no corredor A3.

Na Tabela 15, têm-se os valores do erro médio e o desvio padrão do erro médio encontrados no modelo de traçado de feixes que considera apenas transmissões e reflexões e no modelo que considera difrações (além das transmissões e reflexões já existentes) no corredor A3.

	Corredor A3			
	Retardo médio		Espalhamento de retardo RMS	
	Erro médio (ns)	Desvio padrão do erro médio (ns)	Erro médio (ns)	Desvio padrão do erro médio (ns)
Modelo sem difração	7,94	16,86	17,40	10,34
Modelo com difração	11,13	8,51	7,64	7,76

Tabela 15- Erro médio e desvio padrão do erro médio ao longo da distância para o corredor A3 (CETUC).

De maneira geral para as situações em NLOS, baseado nas Tabelas 14 e 15, pode-se dizer que a ausência ou a presença de difrações no corredor A2 não interfere nos valores dos resultados simulados. Por outro lado, quando existe um maior número de obstáculos entre o transmissor e o receptor, a ausência de difrações diminui a precisão do modelo que desconsidera as mesmas, como foi constatado a partir de 20 metros de distância no Corredor A3. Assim, a utilização de difrações no corredor A3 é fundamental para garantir a precisão dos resultados simulados.

Vale ressaltar que em todos os ambientes analisados (corredor Leme, corredores CETUC e Escritório) o modelo de traçado de feixes utilizado considera

feixes transmitidos, refletidos e difratados para se obter uma melhor precisão do modelo proposto.

A.4. Parâmetros de Dispersão do Canal para o Escritório

Retardo Médio e Espalhamento de Retardo RMS

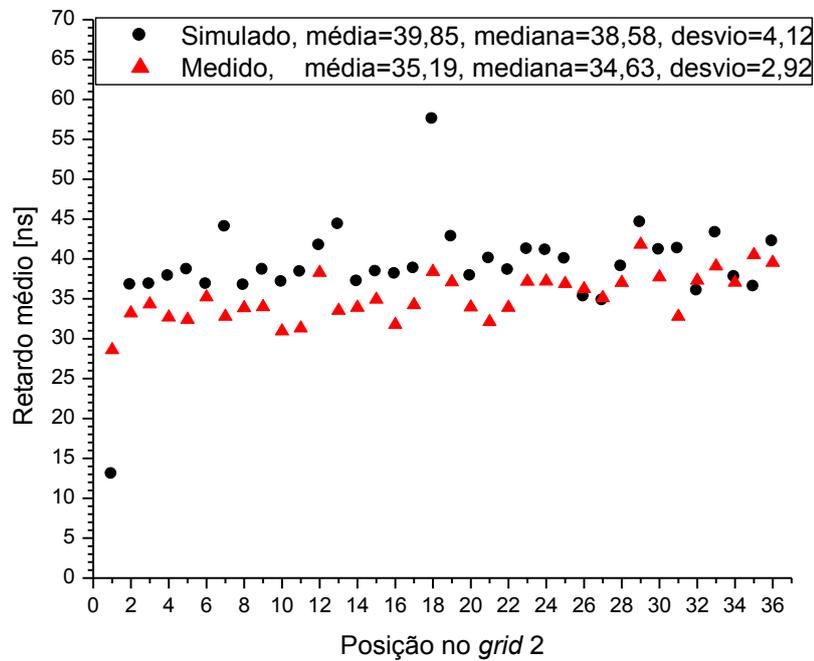


Figura 118- Retardo médio sobre as posições do *grid* centrado em Tx₂ (Escritório).

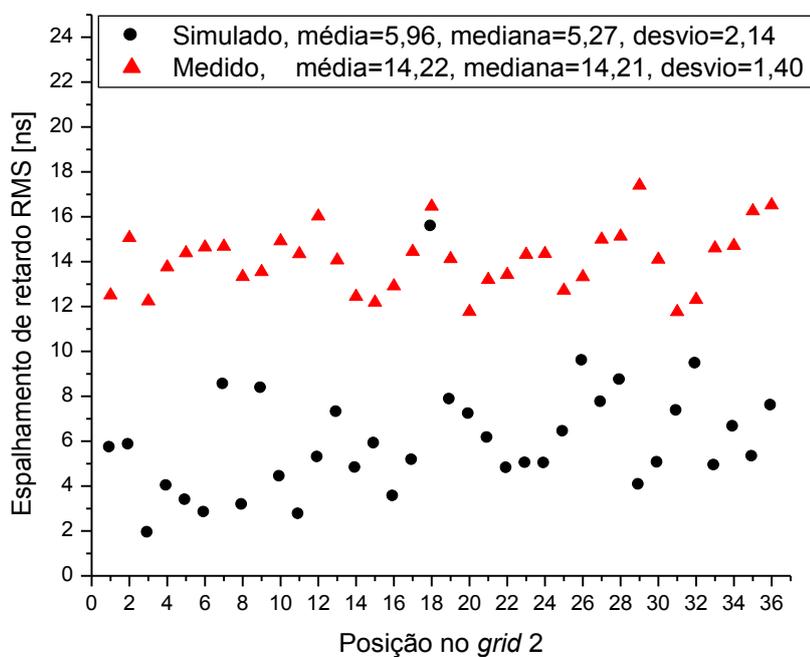


Figura 119- Espalhamento de retardo RMS sobre as posições do *grid* centrado em Tx₂ (Escritório).

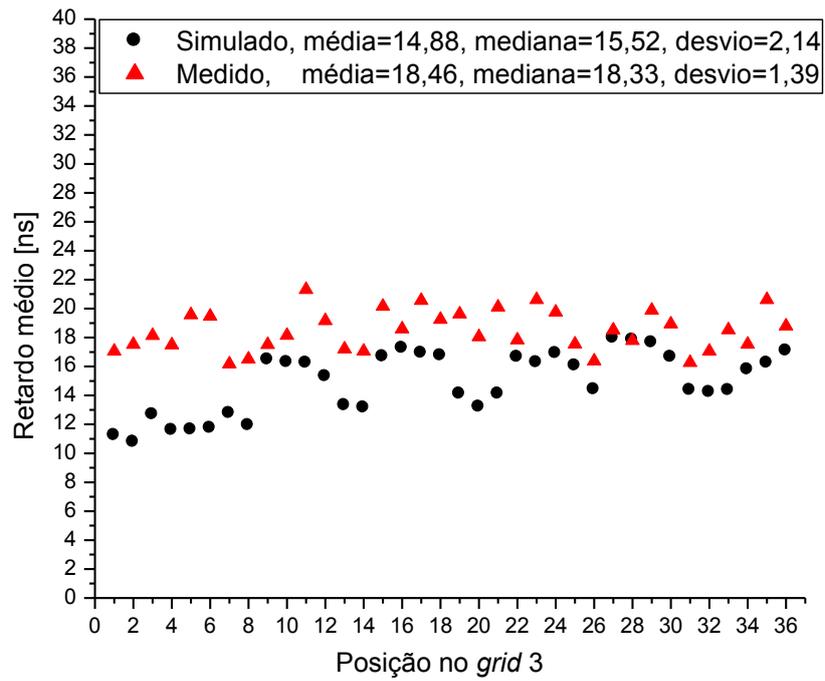


Figura 120- Retardo médio ao sobre as posições do *grid* centrado em Tx₃ (Escritório).

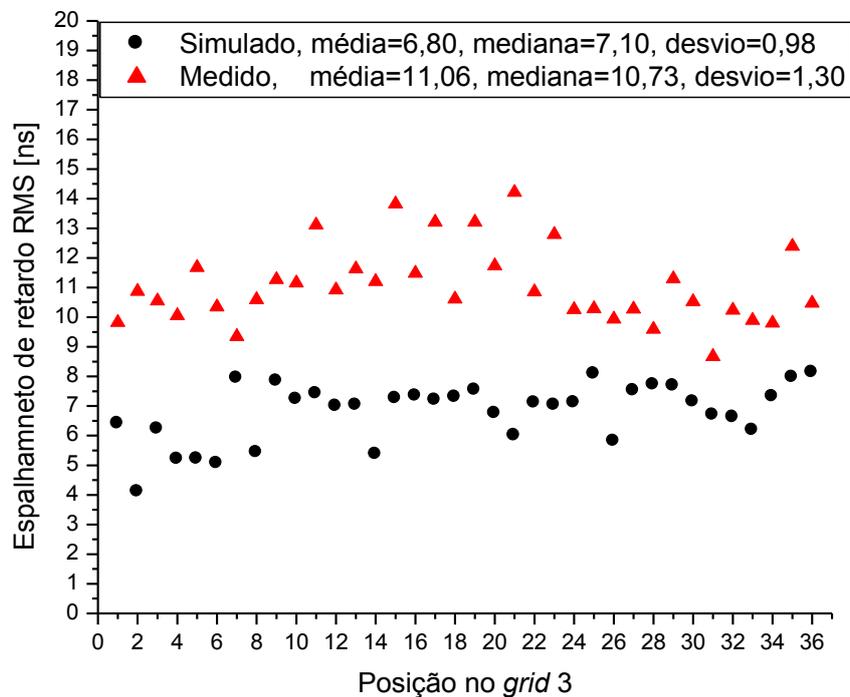


Figura 121- Espalhamento de retardo RMS sobre as posições do *grid* centrado em Tx₃ (Escritório).

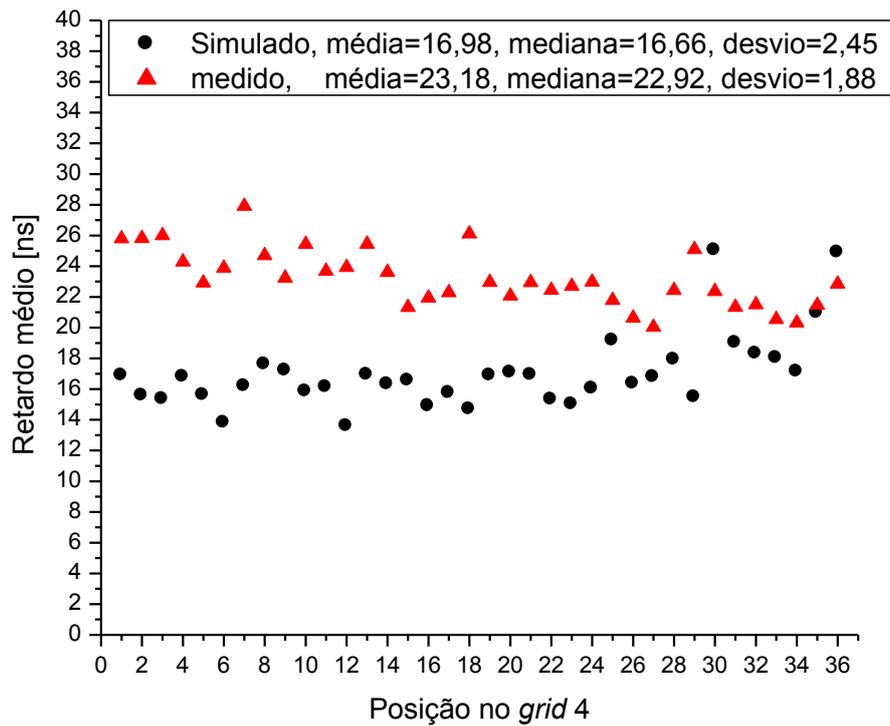


Figura 122- Retardo médio sobre as posições do *grid* centrado em Tx₄ (Escritório).

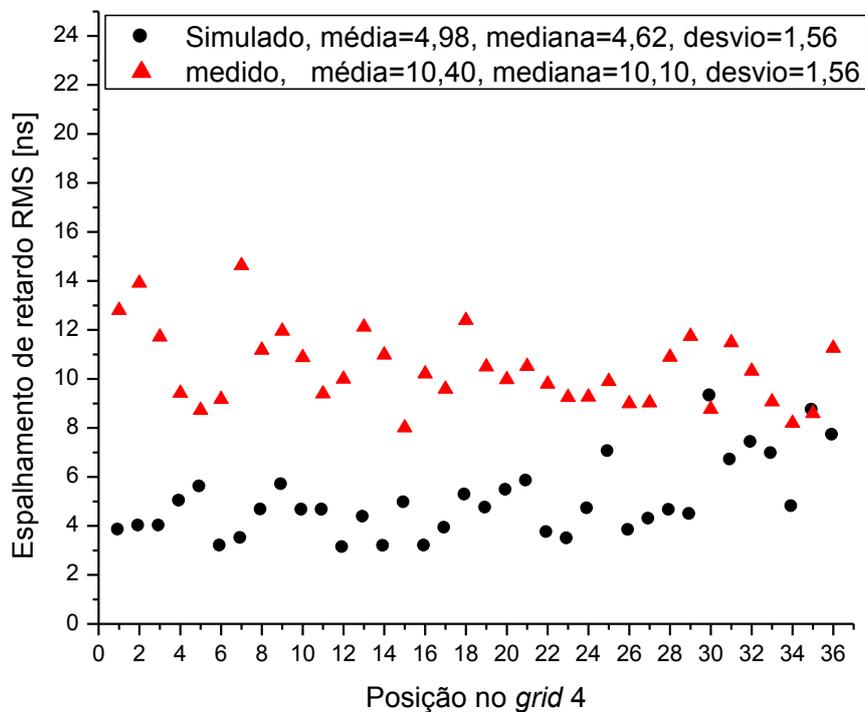


Figura 123- Espalhamento de retardo RMS sobre as posições do *grid* centrado em Tx₄ (Escritório).

Banda de Coerência

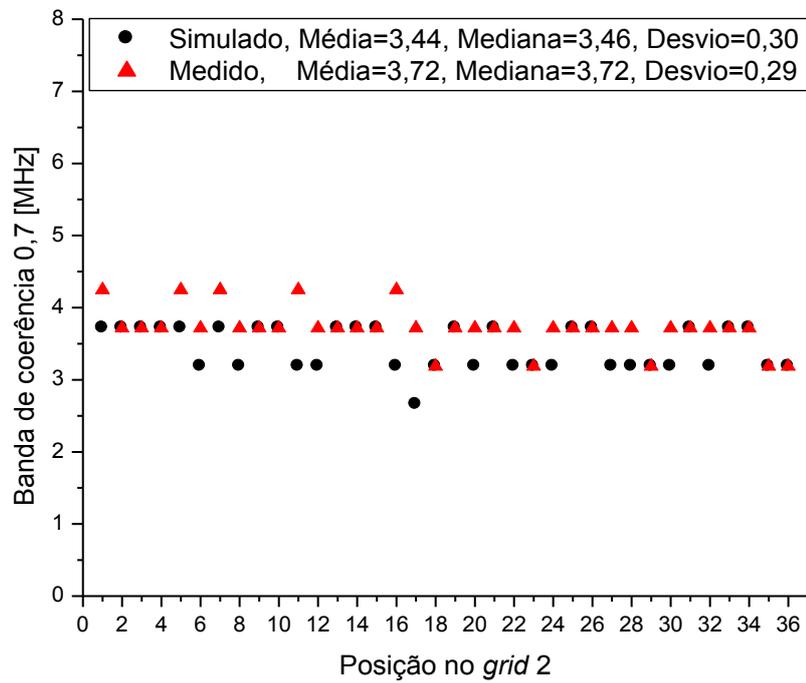


Figura 124- Banda de Coerência 0,7 sobre as posições do *grid* centrado em Tx₂ (Escritório).

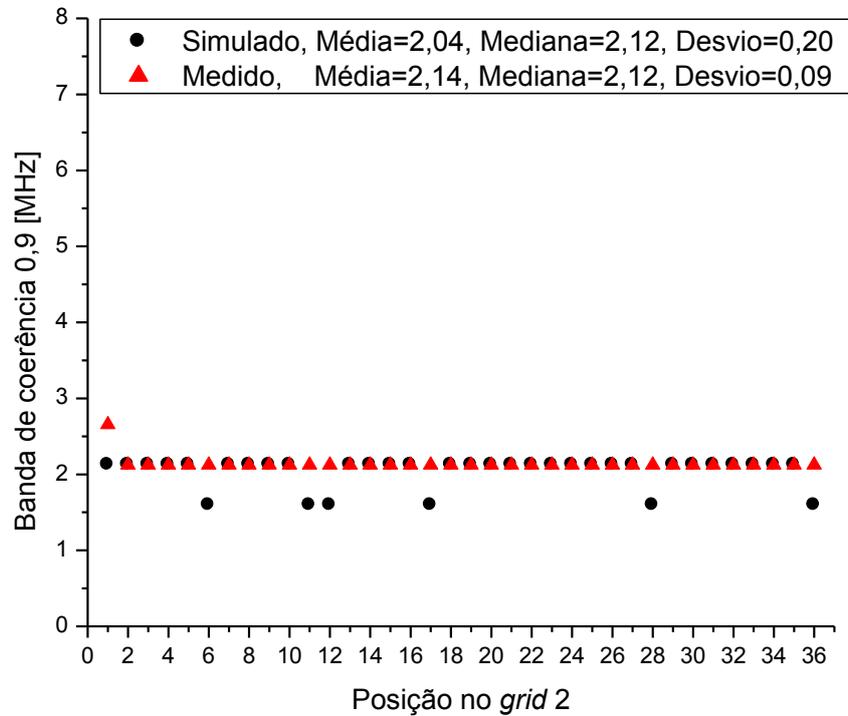


Figura 125- Banda de Coerência 0,9 sobre as posições do *grid* centrado em Tx₂ (Escritório).

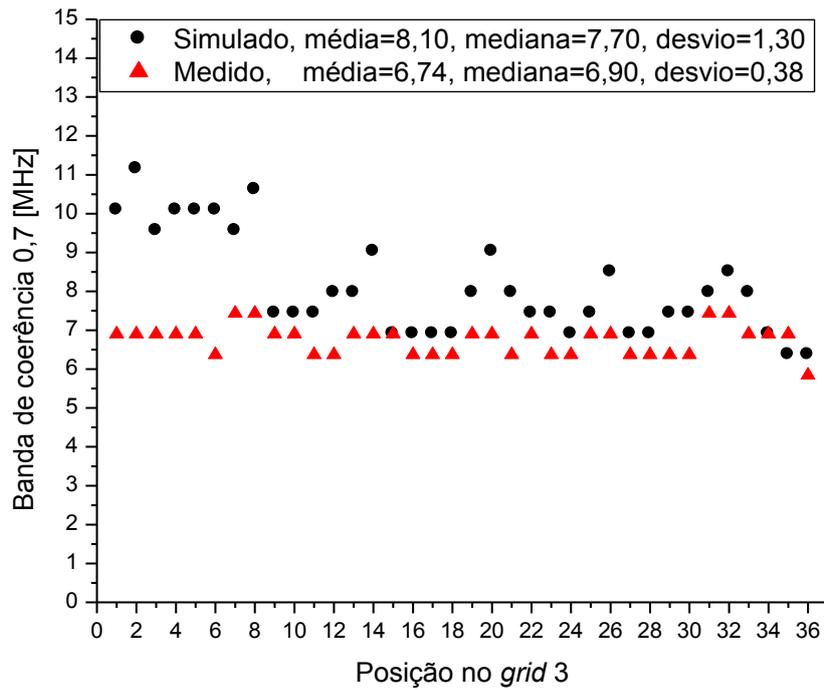


Figura 126- Banda de Coerência 0,7 sobre as posições do *grid* centrado em Tx₃ (Escritório).

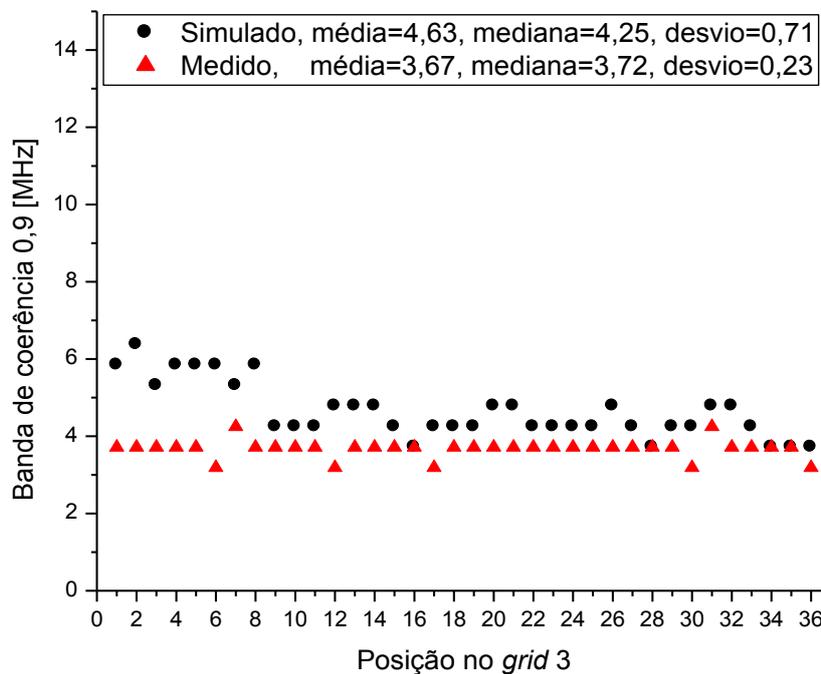


Figura 127- Banda de Coerência 0,9 sobre as posições do *grid* centrado em Tx₃ (Escritório).

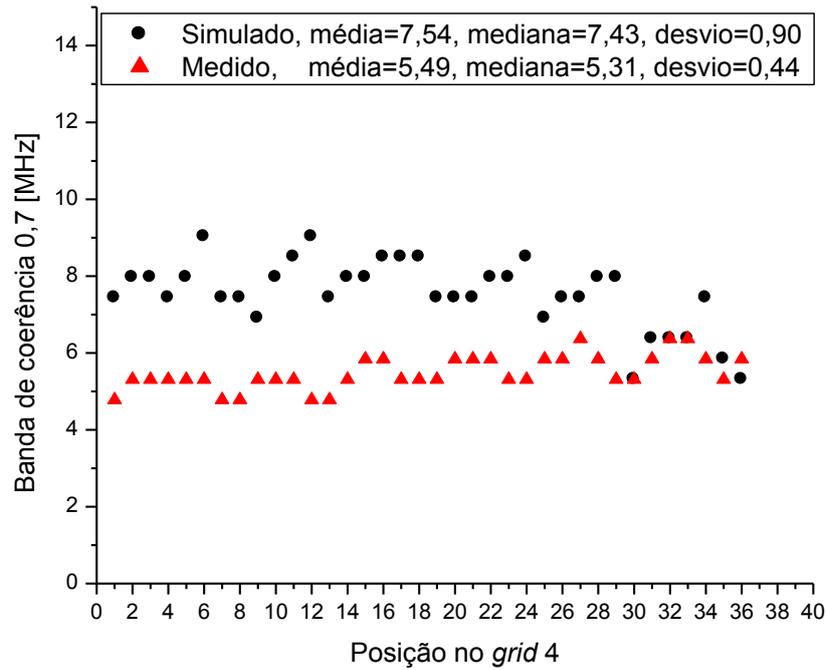


Figura 128- Banda de Coerência 0,7 sobre as posições do *grid* centrado em Tx₄ (Escritório).

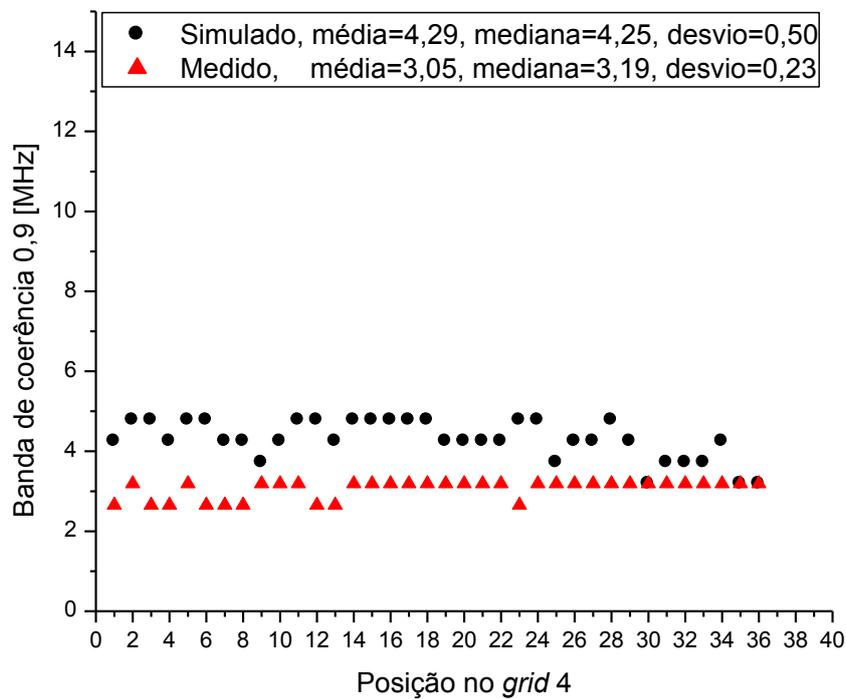


Figura 129- Banda de Coerência 0,9 sobre as posições do *grid* centrado em Tx₄ (Escritório).