



**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA
E TECNOLOGIA DA PARAÍBA**
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Dissertação de Mestrado

**CARACTERIZAÇÃO DA COBERTURA DE
SINAIS NA FAIXA DE 700 MHZ EM
AMBIENTES INTERNOS CONSIDERANDO
OS EFEITOS DA POLARIZAÇÃO E DO
AZIMUTE DA ANTENA DIRETIVA**

Maria do Carmo de Luna Malheiros Frazão
Mestranda

Jefferson Costa e Silva, D.Sc.
Orientador

Custódio José Oliveira Peixeiro, PhD.
Co-orientador

João Pessoa – PB

Julho, 2015



**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA
E TECNOLOGIA DA PARAÍBA**
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**CARACTERIZAÇÃO DA COBERTURA DE SINAIS NA FAIXA DE 700
MHZ EM AMBIENTES INTERNOS CONSIDERANDO OS EFEITOS DA
POLARIZAÇÃO E DO AZIMUTE DA ANTENA DIRETIVA**

Maria do Carmo de Luna Malheiros Frazão

Dissertação de Mestrado submetida à
Coordenação do Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica do
Instituto Federal de Educação, Ciência
e Tecnologia da Paraíba, como
requisito necessário à obtenção do grau
de Mestre em Ciências no domínio da
Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletromagnetismo Aplicado

Jefferson Costa e Silva, D.Sc.
Orientador

Custódio José Oliveira Peixeiro, PhD.
Co-orientador

João Pessoa – PB, 28 de Julho de 2015.

©Maria do Carmo de Luna Malheiros Frazão – marafrazao@gmail.com

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação – CIP
Biblioteca Nilo Peçanha – IFPB, *Campus* João Pessoa

F848c

Frazão, Maria do Carmo de Luna Malheiros.

Caracterização da cobertura de sinais na faixa de 700 MHz em ambientes internos considerando os efeitos da polarização e azimute da antena diretiva / Maria do Carmo de Luna Malheiros Frazão. – 2015.

108 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba – IFPB / Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.

Orientador: Prof. D.Sc. Jefferson Costa e Silva.

Co-orientador: Prof. PhD Custódio José Oliveira Peixeiro.

1. Engenharia elétrica. 2. Propagação do sinal. 3. Comunicação sem fio. 4. Traçado de raio. 5. Predição. I. Título.


CDU 621.391.81

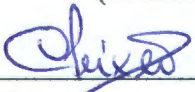
Maria do Carmo de Luna Malheiros Frazão


**CARACTERIZAÇÃO DA COBERTURA DE SINAIS NA FAIXA DE 700
MHZ EM AMBIENTES INTERNOS CONSIDERANDO OS EFEITOS DA
POLARIZAÇÃO E DO AZIMUTE DA ANTENA DIRETIVA**

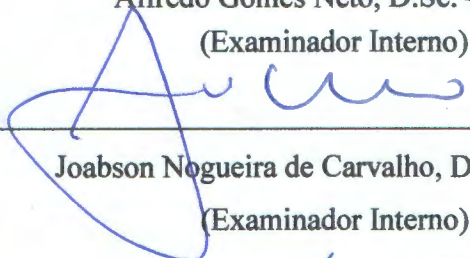
Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

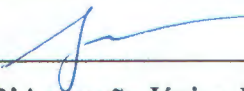
BANCA EXAMINADORA


Jefferson Costa e Silva, D.Sc. – IFPB
(Orientador)


Custódio José Oliveira Peixeiro, PhD. – IST, Portugal
(Co-orientador)


Alfrêdo Gomes Neto, D.Sc. – IFPB
(Examinador Interno)


Joabson Nogueira de Carvalho, D.Sc. – IFPB
(Examinador Interno)


Adaildo Gomes D'Assunção Júnior, D.Sc. – IFPB
(Examinador Externo)

João Pessoa – PB, 28 de Julho de 2015.

A Deus Todo Poderoso que sempre me amparou em todos os momentos da minha vida, e aos meus pais que são o alicerce da minha vida.

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço a Deus pelo presente que nos foi dado, a vida, e como forma de agradecimento por tudo que ele fez por nós, viverei sempre seguindo os seus ensinamentos.

Aos meus pais, José (*in memoriam*) e Verônica, por todos os seus esforços, e pelos inúmeros sacrifícios que fizeram a fim de nos proporcionar uma qualidade de vida melhor.

Em especial ao meu querido pai, por quem tenho uma profunda admiração e respeito, e que foi o meu maior incentivador nessa caminhada, e que certamente está profundamente orgulhoso dessa vitória.

Aos meus irmãos, Alexandre e Amanda, por toda compreensão e ternura que tiveram sempre comigo, fundamentais na minha vida.

A toda minha família, pelos incentivos que me deram sempre, e pela força nos momentos difíceis.

Aos meus orientadores e amigos, Jefferson e Custódio, pelo apoio e significativa contribuição para a conclusão deste trabalho.

À Niedson Almeida Lemos, pelo apoio e ajuda durante as campanhas de medições.

Aos meus colegas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, em especial a Alexandre, Nieremberg e Paulo e todos aqueles outros que compartilharam momentos especiais, que vivemos juntos nesta caminhada.

A todos os demais professores, que foram pessoas que tive o prazer de estudar e aprender, e que foram de grande importância na realização desse grandioso sonho, e em especial a Alfrêdo que é um exemplo de profissional para todos nós.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba e a todos os seus funcionários, por todos os serviços prestados, que contribuíram de forma direta no meu aprendizado.

Resumo

Com o aparecimento dos sistemas de comunicação pessoal, tornou-se importante a caracterização da propagação em ambientes fechados. A atenuação no espaço livre, a propagação por multipercurso e as interações que a onda mantém com obstáculos são fenômenos mais relevantes associados à propagação em ambientes interiores. Entretanto, se o canal *indoor* for bem caracterizado os efeitos das perdas de propagação eletromagnéticas podem ser minimizadas, através da variação angular da antena do transmissor, a fim de encontrar a posição adequada para a localização do transmissor. No contexto de uma rede sem fio, um ambiente interno difere de um ambiente externo em dois aspectos: menor raio de cobertura e maior variabilidade no ambiente. Constata-se, na prática, que a propagação dentro de edificações é influenciada por aspectos específicos, tais como sua arquitetura e pelos materiais usados na construção. Nas últimas décadas foram desenvolvidos e aperfeiçoados vários modelos de predição que consideram as características do ambiente interno. O presente trabalho tem por objetivo estabelecer a caracterização da cobertura de sinais de comunicação sem fio em ambientes interiores na faixa de frequência em torno de 700 MHz. Essa banda foi escolhida devido a sua destinação para ser utilizada pelos sistemas de comunicação em banda larga 4G/LTE no Brasil. Os resultados simulados foram obtidos utilizando o programa comercial WinProp[®], com base no método do Traçado de Raios. Durante as simulações foi proposto um método simplificado de predição de cobertura, onde foram considerados transmissores virtuais, posicionados próximos às paredes de início de cada corredor transversal (situação sem visada entre transmissor e receptor), que consideraram como potências de saídas as mesmas potências aferidas naqueles pontos ou locais, a partir do transmissor real. As campanhas de medições para a caracterização experimental da cobertura de sinal foram realizadas, obtendo-se valores médios do sinal em intervalos regularmente espaçados, de modo a se garantir uma menor influência do fenômeno de desvanecimento rápido e uma maior espacialidade entre elas. Deste modo, os resultados obtidos mostraram uma boa concordância entre os valores simulados, medidos e teóricos, calculados a partir da fórmula de Friis, nas situações com visada e sem visada direta.

Palavras-chave: Predição, Propagação, Cobertura, Ambientes internos, Traçado de Raios.

Abstract

With the advent of personal communication systems, it has become important to characterize the indoor scenarios. Attenuation in free space, the multipath propagation and interactions that the wave has with obstacles are most relevant phenomena associated with the propagation indoors. However, if the indoor channel is well characterized effects of electromagnetic propagation loss can be minimized through the angular variation of the antenna transmitter in order to find the proper position for location of the transmitter. In the context of a wireless network, an internal environment differs from an external environment in two aspects: smaller radius of coverage and increased variability in the environment. It appears in practice that the propagation within the buildings is influenced by specific aspects, such as its architecture and materials used in the construction. In the last decades several prediction models that consider the characteristics of the indoor environment were developed and refined. This study aims to establish the characterization of indoors wireless signal coverage in the frequency range around 700 MHz. This band was chosen because of its allocation to broadband 4G/LTE communication systems in Brazil. The simulated results were obtained using the commercial software WinProp[®], based on a ray tracing method. During the simulations it was proposed a simplified method of coverage prediction, which considers virtual transmitters positioned near the beginning of the walls of each transverse corridor (situation without line of sight between transmitter and receiver), the output power of each virtual transmitter is equal to the power measured at its location. The measurement campaigns for experimental characterization of the signal coverage have been carried out to obtain average signal values at regularly spaced intervals, so as to ensure a smaller influence of the fast fading phenomenon and greater spatiality between them. The results have shown a good agreement between the simulated values, measured and theoretical, calculated from the Friis formula, in situations with and without line of sight.

Keywords: Prediction, Propagation, Coverage, Indoor environments, Ray Tracing.

Sumário

AGRADECIMENTOS	V
RESUMO	VI
ABSTRACT	VII
SUMÁRIO	VIII
LISTA DE ILUSTRAÇÕES	X
LISTA DE TABELAS	XVI
LISTA DE SIGLAS	XVII
LISTA DE SÍMBOLOS	XX
1. INTRODUÇÃO	22
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	26
2.1. PRINCIPAIS FENÔMENOS ASSOCIADOS À PROPAGAÇÃO	27
2.1.1 Propagação no Espaço Livre	27
2.1.2 Perda de Polarização.....	29
2.1.3 Desvanecimento lento e rápido do sinal	31
3. MODELOS DE PREDIÇÃO EM AMBIENTE INTERNO	33
3.1. MODELOS EMPÍRICOS	33
3.1.1 Modelo <i>One Slope</i>	33
3.1.2 Modelo <i>Multi-Wall</i>	34
3.1.3 Modelo ITU-R Recomendação P.1238	34
3.1.4 Modelo Seidel-Rappaport.....	35
3.2. MODELOS DETERMINÍSTICOS	35
3.2.1 Técnica de Traçado de Raios.....	37
3.2.2 Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo.....	39
3.3. MODELO DO CAMINHO DOMINANTE	40
4. METODOLOGIA ADOTADA	42

4.1.	METODOLOGIA DA SIMULAÇÃO.....	44
4.1.1	Programa de Predição de Cobertura WinProp®	47
4.1.1.1	WallMan	48
4.1.1.2	AMan	51
4.1.1.3	ProMan	58
4.2.	METODOLOGIA DA MEDIÇÃO	63
5.	RESULTADOS	69
6.	CONCLUSÃO.....	99
6.1.	CONSIDERAÇÕES FINAIS	99
6.2.	TRABALHOS FUTUROS	101
	REFERÊNCIAS	102

Lista de Ilustrações

Figura 2.1– Propagação no espaço livre. Adaptado de [21].	28
Figura 2.2 – Situações de acoplamento de polarização linear em antenas dipolos [31].	31
Figura 3.1 – Categorias computacionais para resolução de problemas eletromagnéticos de altas frequências. Adaptado de [40].	36
Figura 3.2 – Ilustração da Técnica dos Traçados de Raios [50].	38
Figura 3.3 – Comparação de Modelos de Propagação: (a) Modelo Empírico, (b) Traçado de Raios e (c) DPM [4].	41
Figura 4.1 – IFPB – <i>Campus</i> João Pessoa: Local das medições [58].	43
Figura 4.2 – Esquema dos corredores de medição [58].	44
Figura 4.3 – Esquema dos transmissores virtuais (TX' e TX'').	45
Figura 4.4 – Antena log-periódica ETS-Lindgren modelo 3148B [58].	46
Figura 4.5 – a) Diagramas de irradiação Plano <i>H</i> e Plano <i>E</i> da antena log-periódica modelo 3148B para a faixa de 700 MHz e b) Desenho com sistema de coordenadas 3-D e posição da antena.	46
Figura 4.6 – Importação e edição do ambiente interno utilizando o WallMan.	49
Figura 4.7 – (a) Planta baixa utilizada no projeto em 2D e (b) Vista em 3D dos corredores utilizados no projeto.	50
Figura 4.8 – Parâmetros de atenuações em materiais de construção em alvenaria.	51
Figura 4.9 – Diagramas em 3D da antena log-periódica modelo 3148B.	53
Figura 4.10 – Gráfico para o azimute de 0°.	53
Figura 4.11 – Gráfico para o azimute de 90°.	54
Figura 4.12 – Sistema de coordenadas no AMan [59].	55
Figura 4.13 – Diagrama de irradiação da antena log-periódica modelo 3148B para a faixa de frequência de 700 MHz a) Plano <i>H</i> , b) Desenho com sistema de coordenadas 3-D e posição da antena.	55
Figura 4.14 – Diagrama de irradiação da antena log-periódica modelo 3148B para a faixa de frequência de 700 MHz a) Plano <i>E</i> e b) Desenho com sistema de coordenadas 3-D e posição da antena.	56
Figura 4.15 – Tela de exibição dos parâmetros da antena projetada.	57

Figura 4.16 – Diagrama de irradiação em 3D da antena log-periódica modelo 3148B para a faixa de frequência de 700 MHz.	57
Figura 4.17 – Parâmetros selecionados no ProMan.	59
Figura 4.18 – Método do Traçado de Raios no ProMan [59].....	60
Figura 4.19 – Ilustração da predição com múltiplos caminhos de propagação para um pixel no ambiente do programa ProMan [59].....	61
Figura 4.20 – Parâmetros de configuração do SRT.....	62
Figura 4.21 – Esquema do setup de medição. Adaptado de [58].	64
Figura 4.22 – Esquema dos corredores de medição [58].....	65
Figura 4.23 – Esquema de medição nos pontos [58].....	65
Figura 4.24 – Esquema de medição nos pontos e a distância entre eles [58].....	66
Figura 4.25 – Setup de medição: (a) TX com antena diretiva log periódica modelo 3148B na polarização vertical, (b) base móvel com analisador de espectro e com antena RX e (c) detalhes do analisador de espectro.....	66
Figura 4.26 – Setup de medição: (a) TX com antena diretiva log periódica modelo 3148B na polarização horizontal, (b) base móvel com analisador de espectro e com antena RX e (c) detalhes do analisador de espectro.....	67
Figura 4.27 – Gráfico comparativo entre a medição pontual e a realizada com média de nove pontos para o azimute de 0° na polarização vertical.	68
Figura 4.28 – Gráfico comparativo entre a medição pontual e a realizada com média de nove pontos para o azimute de 0° na polarização horizontal.	68
Figura 5.1 – Predição de cobertura em ambiente interno com o método do Traçado de Raios na polarização vertical e com azimute de 0°.....	69
Figura 5.2 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 0° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	70
Figura 5.3 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 0° na polarização vertical sem normalização dos resultados e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	71
Figura 5.4 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 45° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	71

Figura 5.5 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 45° na polarização vertical sem a normalização dos resultados e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	72
Figura 5.6 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 90° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	73
Figura 5.7 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 135° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	73
Figura 5.8 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 180° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	74
Figura 5.9 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 225° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	74
Figura 5.10 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 270° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	75
Figura 5.11 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 315° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	75
Figura 5.12 – a) Valores medidos no corredor de Eletroeletrônica para a polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	76
Figura 5.13 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 0° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	77
Figura 5.14 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 45° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	78
Figura 5.15 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 90° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	78

Figura 5.16 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 135° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	79
Figura 5.17 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 180° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	79
Figura 5.18 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 225° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	80
Figura 5.19 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 270° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	80
Figura 5.20 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 315° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	81
Figura 5.21 – a) Valores medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	82
Figura 5.22 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 0° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	83
Figura 5.23 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 45° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	83
Figura 5.24 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 90° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	84
Figura 5.25 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 135° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	84
Figura 5.26 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 180° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	85

Figura 5.27 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 225° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	85
Figura 5.28 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 270° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	86
Figura 5.29 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 315° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	86
Figura 5.30 – a) Valores medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	87
Figura 5.31 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 0 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	88
Figura 5.32 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 5 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	89
Figura 5.33 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 10 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	89
Figura 5.34 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 15 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	90
Figura 5.35 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 0 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	91
Figura 5.36 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 5 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	91
Figura 5.37 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 10 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	92

Figura 5.38 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 15 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	92
Figura 5.39 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 0 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	93
Figura 5.40 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 5 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	94
Figura 5.41 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 10 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	94
Figura 5.42 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 15 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	95
Figura 5.43 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 0 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	96
Figura 5.44 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 5 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	96
Figura 5.45 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 10 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	97
Figura 5.46 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 15 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.	97

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros da simulação no ProMan.	58
Tabela 2 – Equipamentos e dispositivos utilizados nas medições.....	63

Lista de Siglas

2D	Bidimensional
3D	Tridimensional
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
4G	<i>4th Generation</i>
AMan	<i>Antenna Manager</i>
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
ASCII	<i>American Standard Code for Information Interchange</i>
B3G	<i>Beyond Third Generation</i>
CAD	<i>Computer Aided Design</i>
CEM	<i>Computational Eletromagnetics</i>
CMR	Conferência Mundial de Radiocomunicações
CW	<i>Continuous Wave</i>
DPM	<i>Domain Path Model</i>
EDGE	<i>Enhanced Data GSM Environment</i>
EE	Engenharia Elétrica
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>
ERB	Estação Rádio Base
FAF	<i>Floor Attenuation Factor</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplexing</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>

GPRS	<i>General Packet Radio Services</i>
GUI	<i>Guide User Interface</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
GTD	<i>Geometric Theory of Diffraction</i>
HSDPA	<i>High-Speed Downlink Packet Access</i>
IFPB	Instituto Federal da Paraíba
IM	<i>Images Method</i>
IMT	<i>International Mobile Telecommunication</i>
ISDB-TB	<i>Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial, Brazilian Version</i>
ITU-R	<i>International Telecommunication Union-Radiocommunication Sector</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
<i>L.O.S</i>	<i>Line Of Sight</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MMDS	<i>Multichannel Multipoint Distribution Service</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>
<i>N.L.O.S</i>	<i>Non Line Of Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i>
PET	Programa de Ensino Tutorial
PLF	<i>Polarization Loss Factor</i>
RX	Receptor
RT	<i>Ray Tracing</i>
SBR	<i>Shooting and Boucing Rays</i>
SBTV-D	Sistema Brasileiro de Televisão Digital Terrestre
SC-FDMA	<i>Single Carrier-Frequency Division Multiple Access</i>
S-DMB	<i>Satellite-Digital Multimedia Broadcasting</i>
SRT	<i>Standard Ray Tracing</i>

TDD	<i>Time Division Duplexing</i>
TD-SCDMA	<i>Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access</i>
TX	Transmissor
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
UIT	União Internacional de Telecomunicações
UMTS	<i>Universal Mobile Terrestrial System</i>
UTD	<i>Uniform Theory of Diffraction</i>
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>
W-CDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>
WiMax	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

Lista de Símbolos

A_{ef}	Área efetiva
A_i	Fator de atenuação nas paredes
\vec{a}_{rec}	Vetor unitário na direção do campo recebido
σ	Condutividade elétrica
d	Distância entre o transmissor e o receptor
ϵ	Permissividade elétrica
ϵ_0	Permissividade elétrica no vácuo
\vec{E}_{rec}	Campo elétrico da onda recebida
f	Frequência
F_1	Fator de atenuação entre pisos adjacentes
G_R	Ganho da antena receptora
G_T	Ganho da antena transmissora
K	Número de pisos penetrados
(L)	Perda no espaço livre
L	Perda por propagação em função da distância
λ	Comprimento de onda
$L(d0)$	Perda de propagação de referência
L_f	Fator de perda por penetração no piso
M	Número de paredes entre o transmissor e o receptor
μ	Permeabilidade magnética
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
n	Gradiente potência-distância
N	Coefficiente de perda de potência devido à distância
n_{SF}	Valor do expoente de perda para o mesmo andar
P_{EIRP}	Potência isotrópica irradiada efetiva
P_R	Potência recebida
Ψ_p	Ângulo entre as direções de polarização da onda e da antena receptora
P_T	Potência transmitida
r_1	Razão axial da antena transmissora

r_2	Razão axial da antena receptora
S_{rad}	Densidade de Potência

1. Introdução

Na atualidade, a demanda por serviços oferecidos sobre redes sem fio (*wireless*), tais como comunicação de voz, dados, vídeo e videoconferência vem crescendo significativamente devido à evolução da indústria de Telecomunicações. Nas redes que se caracterizam por um meio de transmissão não guiado, o sinal se propaga livremente pelo espaço, podendo sofrer diferentes tipos de influências, inclusive as causadas pelo meio [1] - [2].

As redes LAN (*Local Area Network*) de telecomunicações cabeadas apresentam como principais limitações o alcance e a flexibilidade. Como exemplo, o fato de haver muitos computadores em um determinado ambiente, faz com que seja utilizado um número excessivo de cabos, levando à necessidade de diferentes adaptações em sua instalação a cada nova configuração. A transmissão por meio de radiofrequência, por sua vez, tem ocupado cada vez mais espaço devido a sua praticidade, flexibilidade e facilidade de instalação, e além disso permite que a rede alcance lugares, que seriam difíceis de serem atendidos pelas redes cabeadas [3].

Com a crescente demanda por serviços de comunicação sem fio, tais como, por exemplo, internet sem fio, telefonia celular e a TV Digital, torna-se essencial o aprimoramento no desenvolvimento dos projetos de instalação desses tipos de sistemas. Obter características dos mecanismos de propagação do sinal no ambiente em análise, isto é, antes da execução física dos projetos é importante para se conhecer a distribuição das ondas eletromagnéticas em cada local [4].

Quando o lugar a ser considerado for o interior de edificações (ambientes internos), torna-se ainda mais importante a predição da distribuição do sinal, pois neste tipo de local o sinal sofre uma influência ainda maior do desvanecimento. O movimento de pessoas ou objetos no interior de imóveis e a simples ação de abrir e fechar portas e janelas mudam as características do sinal durante um tempo muito curto ou a certas distâncias [4].

Em muitos casos, não existe uma linha de visada entre o transmissor e o receptor no ambiente interno. Dessa forma, a propagação depende da reflexão, refração, difração e da dispersão da onda eletromagnética, cuja ação, individual ou em conjunto, pode causar degradação do sinal. Além disso, a onda poderá sofrer a perda de polarização no receptor [4].

Para o cálculo da potência do sinal de recepção em uma rede sem fio de forma confiável, devem ser considerados os mecanismos de propagação, aos quais o sinal está sujeito durante o seu percurso desde o transmissor até ao receptor. Estes mecanismos serão fundamentais para a determinação da atenuação de propagação no enlace e, conseqüentemente, do valor médio da potência do sinal no receptor [5].

Para a predição do comportamento da onda eletromagnética em sistemas de radiofrequência, principalmente na faixa de UHF (*Ultra High Frequency*), foram desenvolvidos vários modelos, largamente estudados e validados [6]. Estes são divididos em duas categorias: os modelos empíricos, que são baseados em medições e os determinísticos que utilizam a teoria eletromagnética de propagação de ondas [7].

A faixa de frequência foco de estudo deste trabalho está na banda de UHF, mais especificamente na frequência de 730 MHz, entre os canais 52 e 69 (que ocupam a faixa de 698 MHz a 806 MHz) e que deverá ser ocupada pela tecnologia LTE-Advanced (*Long Term Evolution-Advanced*), LTE-3.9 e 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) releases.

A Conferência Mundial de Radiocomunicações de 2007 (CMR 2007), indicou a faixa de 698 MHz a 806 MHz, para ser utilizada pelo *International Mobile Telecommunications* (IMT) na Região 2 (Américas) da União Internacional de Telecomunicações (UIT), conforme consta do Regulamento de Radiocomunicações da UIT [8].

O encerramento das transmissões de sinais analógicos de televisão está previsto para dezembro de 2018, conforme definido pelo art. 10 do Decreto nº 8.061 de 29 de Julho de 2013, que estabeleceu que os canais utilizados para transmissão analógica devem ser devolvidos à União, após o prazo fixado para o período de transição do sistema analógico para o Sistema Brasileiro de Televisão Digital Terrestre SBTVD-T [9]. Este decreto também foi utilizado para justificar a licitação da faixa de 700 MHz para uso da tecnologia 4G.

O Ministério das Comunicações publicou a portaria 14, de 06 de Fevereiro de 2013 que estabelece as diretrizes para acelerar o processo de transição da TV analógica para a TV digital no Brasil e determina que a Anatel (Agência Nacional de Telecomunicações) inicie os estudos para disponibilizar a faixa de 698 MHz a 806 MHz para o sistema 4G. Inicialmente, a Anatel havia destinado para o 4G (Res. 544 de 11/08/2010), a faixa de frequências de 2,50 GHz a 2,69 GHz, anteriormente destinada ao MMDS (*Multichannel Multipoint Distribution Service*).

A Resolução 625 da Anatel, publicada no Diário Oficial da União em 13 de Novembro de 2013 (página 129) [10], aprova a atribuição, a destinação e o regulamento sobre condições de uso de radiofrequências na faixa de 698 MHz a 806 MHz.

Como continuidade desta operação, em 30 de Setembro de 2014 foi realizado o primeiro leilão para os três primeiros lotes nacionais de Internet 4G na faixa de 700 MHz, com arrecadação de 5,821 bilhões de Reais. Ainda serão realizados outros leilões para mais três lotes tanto nacionais como regionais em datas ainda a serem determinadas pela Anatel [11].

O LTE é uma tecnologia móvel de transmissão de dados que foi criada com base no GSM (*Global System for Mobile Communications*) e W-CDMA (*Wide-Band Code-Division Multiple Access*). Essa tecnologia prioriza o tráfego de dados em vez do tráfego de voz, permitindo assim, conexões à internet com velocidade até dez vezes superior à das redes atuais e que serão disponibilizados no Brasil de forma gradativa [12]. A implantação da tecnologia 4G no país será concluída até o final de 2017 [13].

A nova tecnologia de transmissão de dados por meio de rede celular traz mais velocidade e estabilidade nas conexões. No Brasil, todas as redes móveis de quarta geração, (4G) usam o padrão LTE, ocupando atualmente a faixa de frequências de 2,5 GHz a 2,69 GHz e essa tecnologia proporciona uma rede de dados mais rápida e estável [12]. As faixas de frequências destinadas para essa tecnologia de banda larga móvel no Brasil possuem diferenças entre si. A faixa de 2,5 GHz tem uma maior capacidade de canais e transporta dados para um maior número de usuários na rede, de forma que frequências mais altas sejam indicadas para locais com alta concentração de pessoas, como em grandes cidades; a faixa de 700 MHz cobre territórios mais amplos e teria um menor custo, de forma que as operadoras precisariam utilizar um menor número de antenas para cobrir grandes áreas [12]. Isso ocorre porque quanto maior a frequência, menor seu alcance e maior a sua potência [14].

A diferença na capacidade de cobertura também afeta a instalação da infraestrutura. Para cobrir uma mesma localidade, são necessárias mais antenas na faixa de 2,5 GHz do que as necessárias para a de 700 MHz [14]. Por isso, a banda de 700 MHz é tão atrativa comercialmente, além de ter um alcance até 4 vezes maior do que a de 2,5 GHz. O uso da faixa de 700 MHz tem como vantagens oferecer um melhor aproveitamento do espectro eletromagnético, pois neste caso há uma melhor propagação do sinal, proporcionando o uso reduzido de estações rádio-base (ERB), como também facilitaria o ingresso, no Brasil, de muitos dispositivos fabricados para trabalhar com esta frequência, tais como *smartphones* e *tablets*, sem a necessidade de um modelo específico para ser comercializado no país. Além disso, existe outra vantagem que a faixa de 700 MHz tem em relação à atualmente utilizada (2,5 GHz), que é uma maior penetração em ambientes fechados, o que pode reduzir a quantidade de antenas utilizadas para cobertura de uma mesma área [10].

O presente trabalho visa estudar as características de propagação de ondas eletromagnéticas em condições de visada direta (*L.O.S. – Line Of Sight*), ou sem visada direta (*N.L.O.S – Non Line Of Sight*), em ambiente interno, com antena transmissora diretiva, nas polarizações horizontal e vertical e em diferentes azimutes, para a faixa de frequência de 700 MHz. Essa faixa é a mesma a ser adotada para a tecnologia 4G LTE no Brasil, atualmente no *release* 13 [15].

O método de predição de cobertura a ser utilizado neste trabalho é a técnica do Traçado de Raios, que deverá ser confrontado com os valores obtidos experimentalmente. Como o ambiente interno contém estruturas mais complexas em relação ao ambiente externo, levando a uma maior ocorrência dos mecanismos de reflexão, difração e espalhamento, que potencializam os efeitos de multipercurso [16], esse método é mais adequado para ser utilizado nesses casos.

Este trabalho está dividido em seis capítulos. No capítulo I está a Introdução, onde é apresentada a proposta do trabalho. No capítulo II são abordados alguns aspectos relacionados aos principais fenômenos associados à propagação, tais como a propagação no espaço livre, a perda de polarização da onda eletromagnética e as diferenças entre desvanecimento lento e rápido do sinal. O capítulo III aborda os principais modelos de predição internos empíricos e determinísticos. No capítulo IV é descrita a metodologia utilizada nas campanhas de medições e nas simulações. No capítulo V são apresentados os resultados simulados e medidos, além dos comparativos com base na fórmula de Friis, dentro da proposta de análise e caracterização de propagação e cobertura de sinais na faixa de 700 MHz. E no capítulo VI estão as considerações finais do trabalho e as propostas para trabalhos futuros.

2. Fundamentação Teórica

A propagação de um sinal através de um canal de rádio móvel em um ambiente interno é influenciada por diversos fatores da infraestrutura como, por exemplo, a configuração das edificações, o material empregue nas construções, os elementos construtivos presentes nas edificações, os materiais utilizados em portas e janelas, a configuração interna dos edifícios, a quantidade e disposição de divisórias, etc. Assim, torna-se necessário estimar a perda do sinal causada pela presença de obstáculos, para que as redes sem fio possam suportar os serviços para os quais foram inicialmente projetadas [2].

A obtenção de modelos de predição das perdas de propagação eletromagnética é essencial na especificação de um sistema possibilitando a determinação da cobertura do sinal e permitindo encontrar posições adequadas para a localização do(s) transmissor(es) [4].

Dentre as opções de modelamento do canal em ambientes internos disponíveis, distinguem-se duas grandes classes: modelos empíricos e modelos teóricos. O primeiro baseia-se na utilização de modelos que descrevem a propagação em espaço livre e que são estatisticamente ajustados para os dados coletados no local em estudo (obtidos a partir de medições e experiências). Assim, conseguem apenas modelar fenômenos de propagação que não variam muito em relação à propagação em *L.O.S* [4].

Embora os modelos empíricos apresentem simplicidade e rapidez de uso, por outro lado, por serem derivados de medições em ambientes específicos, só são adequados para locais cujas características se assemelham àquelas para os quais foram desenvolvidos. Portanto, esses modelos não apresentam grande precisão [17] - [18].

Os modelos teóricos (determinísticos) que utilizam a teoria eletromagnética de propagação das ondas, fundamentados na técnica de traçado de raios (*Ray Tracing*) e no método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD – *Finite Difference Time Domain*), apesar de maior complexidade, simulam a predição de cobertura de acordo com as características inerentes a cada ambiente analisado [17] - [18], considerando os obstáculos encontrados durante o seu percurso desde o transmissor até o receptor.

A técnica de Traçado de Raios pertence ao grupo dos mais precisos modelos de predição de campo, pois combina a técnica de interface gráfica com o cálculo numérico eletromagnético. Este método realiza a análise de propagação de ondas de radiofrequência,

através de um cenário que represente, com razoável fidelidade, um ambiente onde se deseja realizar a predição de cobertura do sinal, levando-se em consideração os fenômenos de propagação definidos pela óptica geométrica e pela teoria uniforme da difração, tais como: reflexão, refração e difração dos raios com os obstáculos do ambiente. Entretanto, esta técnica oferece maior precisão à custa de elevado esforço computacional [19].

Assim, o cálculo do campo é obtido pelo somatório dos campos provenientes dos diversos percursos. O campo total em um determinado ponto é a soma dos campos associados aos raios que atingem ou convergem para ele, de tal modo que, em visada direta, o raio direto representa a maior contribuição ao sinal recebido [20]. Por outro lado, quando o receptor não tem visada direta com o transmissor, os raios refletidos, refratados e difratados são os principais contribuintes da energia total do sinal recebido.

2.1. Principais Fenômenos Associados à Propagação

Os fenômenos mais relevantes associados à propagação de ondas eletromagnéticas nos meios naturais são a atenuação em espaço livre, as reflexões na superfície do solo e em obstáculos, a refração e a difração em obstáculos e a polarização da onda. Todos esses fenômenos são dependentes da frequência. Quando o sinal transmitido chega ao receptor estará atenuado por causa destas influências em seu trajeto. Para analisar o comportamento do sinal eletromagnético nos ambientes internos é necessário entender esses fenômenos do ponto de vista analítico e geométrico [4].

2.1.1 Propagação no Espaço Livre

A propagação em espaço livre é um cenário de propagação ideal onde a transmissão de ondas de rádio entre uma antena transmissora e uma antena receptora é livre de todos os obstáculos que possam interagir de alguma forma com a energia eletromagnética [21], como ilustrado na Figura 2.1.

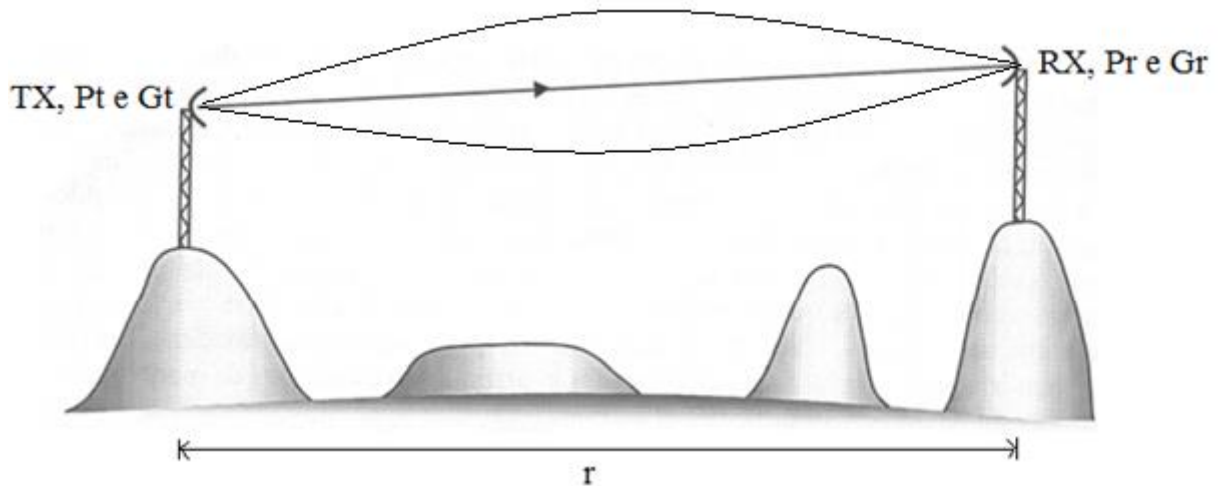


Figura 2.1 – Propagação no espaço livre. Adaptado de [21].

Quando a propagação ocorre no “espaço livre”, a condutividade elétrica é considerada nula ($\sigma = 0$), sendo que a permissividade elétrica e a permeabilidade magnética são praticamente iguais às do vácuo ($\epsilon = \epsilon_0$ e $\mu = \mu_0$). Usualmente, estas são as condições adotadas para propagação no ar, válidas para ambientes em que as alterações atmosféricas são menos importantes, como ocorrem na análise de ambientes internos. Nessas condições (ambiente livre de obstáculos), a potência total radiada pela antena é conservada. Ou seja, toda a energia radiada pela antena é propagada pelo espaço livre [19].

Considerando-se uma antena transmissora (TX), com ganho máximo G_T , potência total transmitida P_T e potência isotrópica irradiada efetiva P_{EIRP} , a densidade de potência S_{rad} a uma distância r , livre de obstáculos e desprezando-se as perdas nos cabos e conexões, é dada por [22]:

$$S_{rad} = \frac{P_{EIRP}}{4\pi r^2} = \frac{G_T P_T}{4\pi r^2} \quad (1)$$

A antena receptora (RX) tem uma área efetiva, que relaciona-se com o seu ganho G_R , na forma [23]:

$$A_{ef} = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} \quad (2)$$

Assim, em uma propagação livre de obstáculos, a potência máxima recebida P_R por uma antena receptora, a uma distância r da antena transmissora é dada por [19]:

$$P_R = S_{rad} A_{ef} \quad (3)$$

Com isso, para antenas alinhadas e orientadas, tem-se a equação fundamental para o cálculo de rádio-enlaces, também conhecida como fórmula de Friis para o espaço livre [19]:

$$P_R = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (4)$$

onde d é a distância entre as antenas.

Se P_R e P_T são expressos em dBm, e os ganhos são em dB, a Eq. (4) torna-se [24]:

$$P_R = P_T + G_T + G_R + 20 \log \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right] \quad (5)$$

Para sistemas sem fio de banda estreita, a fórmula de transmissão de Friis é utilizada para avaliar o comportamento do enlace para os canais *L.O.S* [25] e é muito útil para a análise da intensidade do sinal e da perda de propagação do sinal de rádio entre um transmissor e um receptor fixo.

Como uma simplificação, a potência que chega ao receptor pode ser calculada utilizando a fórmula de transmissão de Friis, assumindo a propagação no espaço livre entre o transmissor e o receptor [26].

A partir da fórmula de Friis, a perda no espaço livre é representada por:

$$(L) = 32,5 + 20 \log d + 20 \log f \quad (6)$$

onde: d é a distância em (km) e f é a frequência em (MHz).

2.1.2 Perda de Polarização

Esse tipo de perda caracteriza-se pelo descasamento das polarizações entre a antena receptora e a onda recebida. Vários fatores podem ocasionar essa perda, tais como alterações na polarização da onda decorrentes de sua propagação na atmosfera, através de reflexões ou difrações nos obstáculos no percurso entre as antenas transmissora e receptora [27].

Ao se propagar de uma antena transmissora até uma receptora, o sinal é atenuado, devido a diversos tipos de perdas de propagação eletromagnética. As ondas eletromagnéticas estão sujeitas a múltiplas reflexões no solo e nos demais obstáculos do ambiente, que

provocam alterações na sua amplitude e no caminho percorrido, ocasionando variações na potência do sinal recebido. Estas variações de amplitude são chamadas de desvanecimento (*fading*), que pode ser causado também por obstáculos na linha de visada direta [28].

Assim, a onda eletromagnética pode perder sua polarização original ao incidir em um obstáculo qualquer. Contudo, pode-se captar o sinal, mesmo se a antena receptora estiver com polarização diferente da antena transmissora. Dessa forma, a polarização da antena receptora não é a mesma que a da onda incidente, e a quantidade de potência extraída do sinal pela antena não será máxima devido à perda de polarização [29].

Considere o campo elétrico da onda recebida dado por $\vec{E}_{rec} = E_{rec}\vec{a}_{rec}$, onde \vec{a}_{rec} é o vetor unitário na direção do campo recebido. O fator de perda de polarização (*Polarization Loss Factor* – PLF) é definido no caso de polarizações lineares como [30]:

$$PLF = |\vec{a}_{rec} \cdot \vec{a}_{ant}|^2 = \cos^2 \psi_p \quad (7)$$

onde \vec{a}_{ant} é o vetor unitário na direção de polarização da antena e ψ_p é o ângulo entre as direções de polarização da onda e da antena receptora.

O fator de perda de polarização é dado (em decibéis) por [30]:

$$PLF(dB) = 10 \log PLF \quad (8)$$

Portanto, o fator de perda de polarização é a relação entre a potência máxima disponível da onda e a potência que a antena pode receber. As perdas por polarização ocorrem quando a polarização da onda transmitida é diferente da polarização da antena receptora. A polarização da onda é definida pela direção do campo elétrico das antenas emissora e receptora. Define-se, então, ψ como a diferença angular entre as duas polarizações lineares, conforme ilustrado na Figura 2.2 [31].

Assim, para a PLF máximo é necessário que a polarização da antena transmissora esteja alinhada com a polarização da antena receptora. Neste caso, diz-se que as antenas estão acopladas em polarização [31]. Logo, para essa situação de acoplamento de polarizações, tem-se que $PLF = 1$ e a antena extrairá o máximo de potência da onda recebida [30]. Contudo, ocorre o desacoplamento parcial entre as antenas dipolos, quando o fator de perda de polarização satisfizer a um valor na condição $0 < PLF < 1$, e a diferença angular entre as duas

polarizações lineares estiver entre $0^\circ < \psi < 90^\circ$. Para o desacoplamento total, o fator de perda de polarização é mínimo, ou seja, $PLF = 0$ e o $\psi = 90^\circ$.

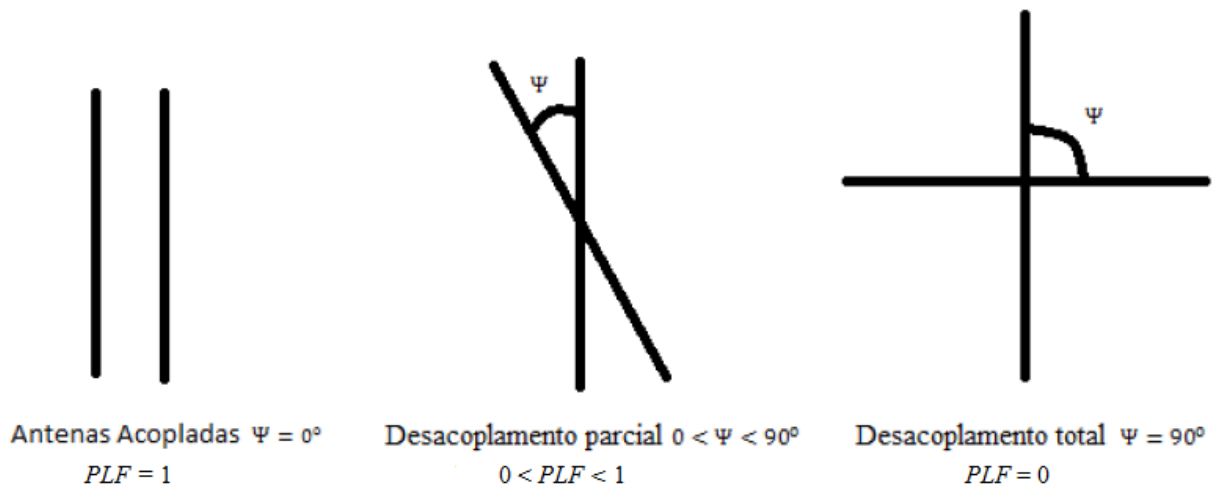


Figura 2.2 – Situações de acoplamento de polarização linear em antenas dipolos [31].

Para o caso de polarização elíptica, além do ângulo entre os planos das elipses, é necessário considerar a forma das mesmas, expressa em termos da razão axial. Em uma análise de pior caso, podemos supor que $\psi = 90^\circ$ e escrever o fator de perda de polarização em função da razão axial das antenas de transmissão e recepção. Essa perda é expressa por [32]:

$$PLF_{axial} = \frac{1}{2} + \frac{2 \cdot r_1 \cdot r_2}{(1+r_1^2) \cdot (1+r_2^2)} - \frac{(1-r_1^2) \cdot (1-r_2^2)}{2 \cdot (1+r_1^2) \cdot (1+r_2^2)} \quad (9)$$

2.1.3 Desvanecimento lento e rápido do sinal

Basicamente, existem dois tipos de desvanecimentos que caracterizam um sistema de comunicação móvel. O desvanecimento rápido e o desvanecimento lento. O desvanecimento lento é caracterizado pela atenuação no valor médio da potência transmitida, ocasionada principalmente pelo aumento da distância do transmissor em relação ao receptor. O desvanecimento rápido é caracterizado por mudanças bruscas na amplitude e fase do sinal. Esse tipo de desvanecimento é, na maioria das vezes, caracterizado pela distribuição de Rayleigh, devido ao grande número de caminhos que as reflexões do sinal percorrem e a ausência de visada direta entre o transmissor e o receptor. Quando há presença da componente

direta do sinal, o desvanecimento se comporta de acordo com uma distribuição de Rice [33]. O desvanecimento rápido é influenciado fortemente pelos seguintes fatores físicos do canal de propagação móvel [34]:

- Multipercursos do sinal – A presença de objetos reflexivos e refrativos no canal fornecem um ambiente mutável capaz de dissipar a energia do sinal por variações na amplitude, na fase e no tempo. Esses eventos criam múltiplas cópias do sinal transmitido que chegam à antena do receptor defasadas no tempo. A fase e a amplitude aleatória do sinal transmitido provocam flutuações no nível da potência recebida;
- Velocidade do móvel – A variação da velocidade relativa do movimento entre o transmissor e o receptor resulta em perturbações aleatórias. Essas perturbações são causadas devido a diferentes deslocamentos em frequência ocasionados pelo efeito Doppler em cada uma das componentes de multipercurso que chegam ao receptor. Esse deslocamento é positivo quando o móvel está se aproximando da estação transmissora e negativo quando se afasta.
- Velocidade dos objetos próximos – Se os objetos que estão próximos ao receptor estiverem em movimento, eles podem provocar um deslocamento Doppler variante nas componentes de multipercurso do sinal. Esse tipo de interferência tem influência no desvanecimento rápido caso a velocidade dos objetos próximos seja bem maior do que a velocidade do receptor, no entanto, caso a velocidade dos objetos que circulam o transmissor seja pequena, esse fator pode ser desprezado e apenas a velocidade do receptor é considerada.

O desvanecimento rápido ocorre devido a propagação por multipercursos, onde o sinal varia rapidamente em relação a pequenos deslocamentos do móvel. Essas variações em pequena escala ocorrem quando múltiplos raios atingem o receptor devido à reflexão, difração e espalhamento em construções, veículos e outros objetos presentes no ambiente.

3. Modelos de Predição em Ambiente Interno

O objetivo da predição em sistemas sem fio é garantir uma cobertura eficaz da área desejada, evitando-se áreas de sombra e a interferência indesejada entre sistemas de comunicação. Em ambientes internos a cobertura depende notavelmente da configuração do lugar, que afeta a propagação influenciando no funcionamento da rede [35].

Basicamente existem dois grupos de predição da área de cobertura para esses ambientes [35]:

- Modelos Empíricos (estatísticos) – Ex: *One Slope*, *Multi-Wall*, Seidel Rappaport, ITU-R recomendação P.1238, etc.
- Modelos Determinísticos – Ex: método dos Traçados de Raios e método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo, dentre outros.

3.1. Modelos Empíricos

Os modelos de propagação empíricos são mais amplamente utilizados em ambientes rurais, suburbanos e urbanos. No entanto, na literatura são encontrados esses tipos de modelos também para ambientes microcelulares e internos [36] - [37].

Os modelos empíricos baseiam-se em fórmulas simples e fáceis de aplicar, cujos parâmetros podem ser ajustados através de um determinado número de medições efetuadas no local em estudo. A principal vantagem é a baixa complexidade de cálculo, o que permite obter resultados de forma rápida e simples, não considerando efeitos da teoria de propagação das ondas eletromagnéticas [4].

3.1.1 Modelo *One Slope*

O modelo COST 231 *One Slope* assume uma dependência linear entre a perda de percurso (em dB) e a distância logarítmica, sendo expresso como [35]:

$$L = L(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log d \quad (10)$$

onde: L é a perda por propagação em dB em função da distância; d a distância entre transmissor e receptor, em metros; $L(d_0)$ representa a perda de propagação de referência a um metro de distância do transmissor, em dB; n é o gradiente potência-distância (neste caso, como é um ambiente interno pouco obstruído, o valor de n varia entre 2,2 a 2,7).

Esse modelo é fácil de ser usado porque os únicos parâmetros de entrada são a distância entre o transmissor e o receptor e o expoente de perda. Porém, não é muito preciso [38].

3.1.2 Modelo *Multi-Wall*

O modelo de múltiplas paredes, como o próprio nome já diz, fornece a perda de percurso como sendo a perda no espaço livre somada com as atenuações introduzidas pelas paredes e pisos penetrados pelo sinal no caminho direto entre o transmissor e receptor. O modelo de múltiplas paredes é semi-empírico e pode ser expresso da seguinte forma [35]:

$$L = L_{d_0} + 10n \log d + KF_1 + \sum_{i=1}^M A_i \quad (11)$$

onde: L é a perda por propagação em função da distância, em dB; d a distância entre o transmissor e o receptor em metros; L_{d_0} é a perda de propagação de referência a um metro de distância do transmissor, em dB; n o gradiente potência-distância (2,2 a 2,7); K é o número de pisos penetrados; F_1 o fator de atenuação entre pisos adjacentes, em dB; M o número de paredes entre o transmissor e o receptor; A_i é o fator de atenuação nas paredes, em dB (paredes leves ou pesadas).

3.1.3 Modelo ITU-R Recomendação P.1238

Esse modelo é apresentado na Recomendação P.1238, da ITU-R (*International Telecommunications Union – Radio Communication Sector*), e é melhor adaptado à predição de propagação entre andares, para estimativa de reuso de frequência em sistemas celulares instalados no interior de edifícios [39].

Este modelo é considerado geral, já que requer pouca informação sobre o trajeto ou o lugar de instalação. A perda de percurso em ambientes internos se caracteriza por um valor medido e as estatísticas associadas de desvanecimento devido ao sombreamento [35].

Os coeficientes de perda de potência devido à distância levam em conta implicitamente a transmissão através de paredes, assim como através de obstáculos, além de outros fatores de perdas que podem se manifestar em um só andar de um edifício [35].

A equação da perda de propagação é dada por:

$$L_{total} = 20 \log_{10} f + N \log_{10} d + L_f(n) - 28 \quad (12)$$

onde: $N = 20$ é o coeficiente de perda de potência devido à distância; f a frequência (MHz); d a distância de separação (m) entre a estação base e o terminal portátil (sendo $d > 1$ m); L_f o fator de perda por penetração no piso (dB); n representa o número de pisos entre a estação base e o terminal portátil ($n \geq 1$).

3.1.4 Modelo Seidel-Rappaport

Este modelo inclui os efeitos dos pisos e paredes existentes entre o transmissor (TX) e o receptor (RX) [2], sendo dado por:

$$L(d) = L(d_0) + 10n_{SF} \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + FAF + \sum PAF \quad (13)$$

onde $L(d_0)$ representa a perda apresentada a uma distância d_0 entre transmissor (TX) e receptor (RX); n_{SF} representa o valor do expoente de perda para o mesmo andar; FAF representa um fator de atenuação para um número específico de pisos entre TX-RX. Quando o raio em 3D entre o TX e RX encontra uma obstrução, o mesmo apresenta uma atenuação, que pode ser representada por PAF .

3.2. Modelos Determinísticos

Os modelos determinísticos combinam elementos empíricos com o método eletromagnético da teoria da difração uniforme. Este método considera os raios diretos, com

uma só reflexão e uma só difração, e podem ampliar-se para múltiplas difrações ou múltiplas reflexões, assim como incluir a combinação de raios difratados e refletidos. À medida que se considera um número maior de raios refletidos e difratados, a precisão da predição aumenta significativamente [35].

A vantagem desta classe de modelos de predição de cobertura em relação aos modelos empíricos está na confiabilidade dos parâmetros preditos e na aplicabilidade em variados tipos de ambientes. Os modelos determinísticos têm base na teoria de propagação de ondas, que consideram fenômenos, como: reflexão, refração e difração.

Na prática, os modelos de predição denominados determinísticos referem-se a métodos computacionais utilizados na resolução de problemas de eletromagnetismo em altas frequências (análises de antenas, propagação de ondas, etc). Em [40], tais algoritmos são denominados CEM (*Computational Electromagnetics*), sendo a proposta de classificação desses métodos resumida na Figura 3.1, com alguns exemplos de métodos dentro da classificação adotada.

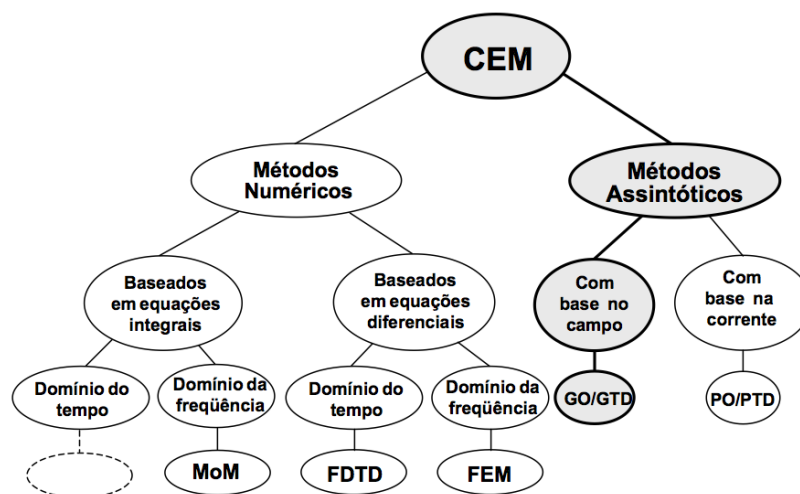


Figura 3.1 – Categorias computacionais para resolução de problemas eletromagnéticos de altas frequências.

Adaptado de [40].

Em geral, os métodos numéricos são utilizados em problemas envolvendo cenários de dimensões limitadas em termos do comprimento de onda (λ). Por outro lado, os métodos assintóticos servem melhor para os cenários que consideram obstáculos com muitos comprimentos de onda de extensão [40]. O fato é que, na utilização dos CEM, uma descrição fiel dos obstáculos, tanto do ponto de vista morfológico (geométrico) como de modelagem eletromagnética dos materiais, torna-se uma preocupação importante [19].

Alguns dos métodos numéricos mais utilizados em problemas de altas frequências são o FDTD (*Finite Difference in Time Domain*) [41] e o FEM (*Finite Element Method*) [42], baseados nas Equações de Maxwell na forma de equações diferenciais, e o MoM (*Method of Moments*) [43], baseado nas Equações de Maxwell na forma de equações integrais.

Existem cenários em que tanto a utilização dos chamados métodos numéricos como a dos métodos assintóticos são plausíveis. A predição de campos em ambientes internos, por exemplo, tem como métodos mais populares o FDTD e a Técnica de Traçado de Raios (RT), que utiliza a ótica geométrica moderna e a teoria da difração uniforme para o cálculo dos campos [44].

3.2.1 Técnica de Traçado de Raios

A técnica de traçado de raios utiliza o princípio da ótica geométrica, onde os raios diretos e refletidos são considerados ao longo do percurso de propagação entre o transmissor e o receptor [45]. Esta técnica é utilizada para o rastreamento das trajetórias percorridas pelas ondas eletromagnéticas [46].

Assim, o traçado de raios é um método que tem a capacidade de simular o processo físico de propagação da luz [47]. Isto porque as propriedades ópticas da luz (reflexão, refração, sombreamento, etc) são consideradas para a análise das componentes de multipercurso do sinal, podendo-se, desta forma, gerar imagens de alta qualidade [48].

Este método tem sido empregue para os problemas de espalhamento e difração. Os transmissores são considerados como fontes isotrópicas. O raio de modelagem é feito a partir desta fonte (transmissor) utilizando um esquema de lançamento de raio uniforme [49]. A Figura 3.2 mostra a técnica dos traçados de raios em ambiente interno.

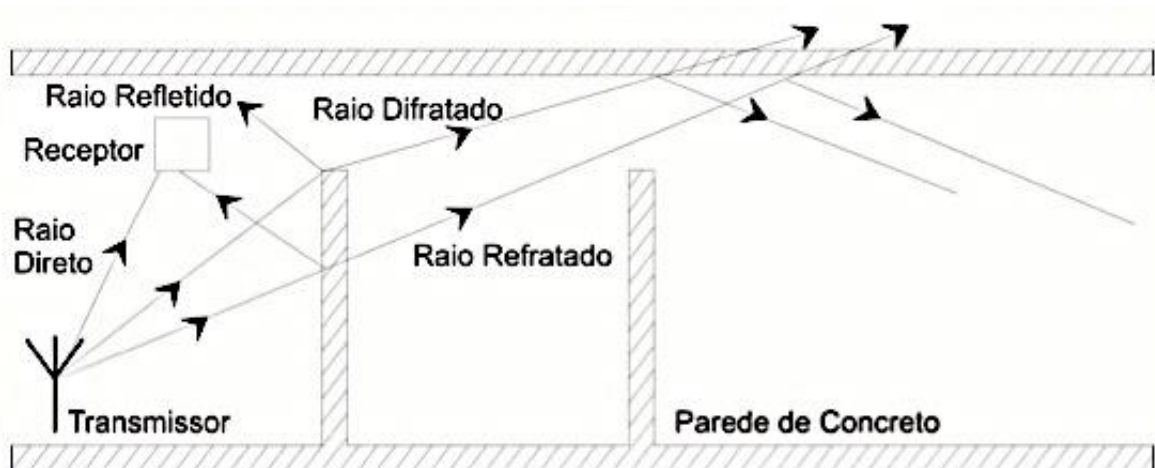


Figura 3.2 – Ilustração da Técnica dos Traçados de Raios [50].

Através da técnica de traçado de raios, o nível do sinal em um determinado local pode ser obtido pela soma de todas as componentes que partem do transmissor, percorrem diversos percursos diferentes e alcançam o receptor [45].

O raio direto possui a contribuição mais importante para o sinal recebido; ao passo que os raios refletidos, refratados e difratados apresentam maior representatividade apenas quando a linha de visada é bloqueada. Quando o sinal transmitido chega ao receptor percorrendo mais de um caminho (Figura 3.2), tem-se como resultado o aumento na oscilação de seu valor instantâneo em razão das múltiplas trajetórias (multipercurso), dependendo da composição de fase entre elas.

Atualmente, o modelo de traçado de raios é considerado a técnica de predição de intensidade de campo mais confiável. Entretanto, os dados necessários para que esta predição seja satisfatória, necessitam de uma configuração detalhada da área a ser analisada [31], aumentando o tempo de processamento e o consumo de memória computacional. Isso tudo é devido, na maior parte, ao cálculo de uma gama extensa de raios, onde são analisadas todas as possibilidades de percurso entre o transmissor e o receptor. Muitos destes raios são desprezíveis no cálculo da energia total recebida [4].

Entretanto, ao se considerar todas essas informações, essa técnica se torna bastante precisa. Existem dois métodos de traçado de raios encontrados na literatura: o Método dos Raios Forçados (*Shooting and Bouncing Rays – SBR*) e o Método das Imagens (*Images Method – IM*) [19].

O Método dos Raios Forçados consiste na análise do lançamento de raios no ambiente rádio-móvel que podem ou não chegar ao receptor, de acordo com as características

modeladas para o ambiente. Sua viabilização, quanto ao custo computacional, depende da implementação dos critérios de otimização adotados. Por sua vez, no Método das Imagens, são determinadas imagens geométricas das faces do ambiente considerado e que, deste modo, definirão a trajetória do sinal entre a antena transmissora e a antena receptora, considerando apenas os raios que efetivamente chegam a esta última [51] - [52].

Especificamente, para este trabalho optou-se pelo Método dos Raios Forçados pela facilidade de implementação da análise gráfica dos raios no ambiente analisado. Considerando a antena transmissora como elemento pontual, os raios são lançados dessa posição, podendo alcançar o receptor diretamente ou mediante reflexões, refrações e difrações, ou pela combinação dessas modalidades de propagação.

3.2.2 Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo

O método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD – *Finite Difference Time Domain*) tem sido amplamente utilizado no estudo da propagação e irradiação de ondas eletromagnéticas. Isto se deve principalmente à facilidade oferecida por esta técnica numérica em abordar problemas de valores de contorno e de valor inicial. Foi inicialmente proposto por Kane Yee em 1966 [53], e por este método, as equações de Maxwell, escritas na forma diferencial e no domínio do tempo, são reduzidas por aproximação a equações de diferenças algébricas.

Este método permite o estudo da onda em todo o seu espectro de frequências e em ambientes complexos, sendo baseado em diferenças centrais, utilizando aproximações classificadas como sendo de segunda ordem tanto no tempo quanto no espaço para as derivadas espaciais e temporais [54] - [55]. Dessa forma, as soluções pertencentes a uma região contínua são aproximadas utilizando um grupo de pontos para discretizar a mesma. Vale salientar que o tempo é também tratado de forma discreta. Entretanto, estes cálculos podem envolver milhares de iterações [56].

A ideia básica do método FDTD é discretizar uma região no espaço e no tempo, solucionando as equações de Maxwell de forma discreta e interdependente tanto no espaço como no tempo. As derivadas espaciais e temporais são aproximadas por diferenças finitas. Portanto, os valores dos campos elétricos e magnéticos são obtidos a partir dos valores de campos adquiridos de interações anteriores [57].

Em ambientes maiores em comprimentos de onda, no entanto, a utilização do método FDTD torna-se inviável devido à necessidade de discretizar o espaço. Nestes casos, a Técnica do Traçado de Raios, apresenta a vantagem de não necessitar dessa discretização do ambiente, além de não necessitar de definições de condições de contorno, diminuindo consideravelmente o tempo de execução [19]. Devido a sua complexidade computacional, a técnica FDTD é usada somente para tarefas de predição em áreas pequenas [31].

3.3. Modelo do Caminho Dominante

Como alternativa para minimizar o tempo de processamento e consumo de memória computacional nos modelos de previsão determinísticos, é proposto um modelo que se concentra no caminho dominante entre o receptor e o transmissor. Este método não se concentra apenas no raio direto (como modelos empíricos) e não considera centenas de raios em um único *pixel* (como em técnicas que utilizam Traçado de Raios), ele considera o caminho em que a energia tem maior intensidade [4].

Os parâmetros destes caminhos dominantes são determinados (por exemplo, como o comprimento do percurso, o número e tipo de interações, as propriedades do material dos objetos ao longo do trajeto, etc) e utilizados na predição da atenuação do percurso entre o transmissor e o receptor. Ver-se então, que o tempo de processamento computacional, nesse modelo, é muito inferior ao método de Traçado de Raios e aproximadamente igual ao da gama de modelos empíricos [4].

O Modelo de Caminho Dominante (DPM – *Domain Path Model*) não considera todos os detalhes da base de dados, focaliza apenas os percursos dominantes, não calcula os caminhos com pequenas contribuições de energia e requer menos tempo para o pré-processamento da base de dados. O algoritmo do modelo de Caminho Dominante pode ser subdividido em duas partes: determinação dos percursos dominantes e predição das perdas ao longo dos percursos. Esse modelo pode ser aplicado a cenários urbanos e *indoor*, bem como à áreas rurais.

A Figura 3.3 apresenta uma comparação entre o modelo que calcula apenas o percurso direto entre transmissor (TX) e receptor (RX), o modelo de Traçado de Raios que calcula muitos percursos entre o transmissor e o receptor e o modelo de Caminho Dominante que calcula somente os percursos relevantes entre o transmissor e o receptor.

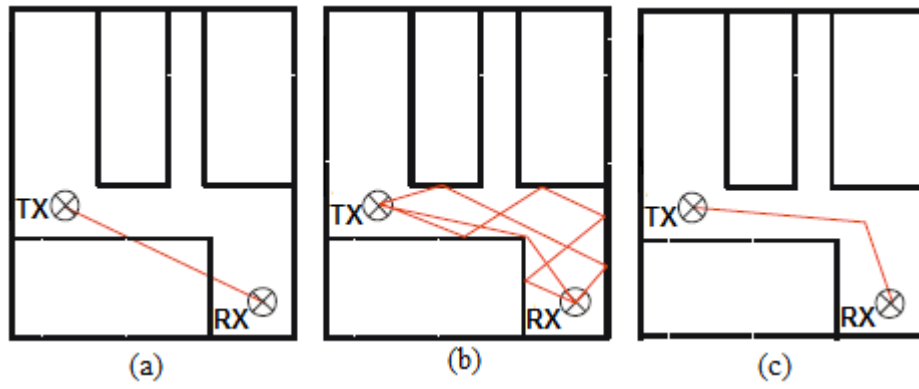


Figura 3.3 – Comparação de Modelos de Propagação: (a) Modelo Empírico, (b) Traçado de Raios e (c) DPM [4].

4. Metodologia Adotada

Para possibilitar a caracterização e análise da cobertura de sinais em um ambiente interno, bem como o seu desempenho em diferentes situações (com visada e sem visada), foram realizadas simulações e medições. Na fase de simulações, foi reproduzido o ambiente analisado e algumas de suas propriedades, tais como paredes e aberturas de janelas e portas, em diferentes corredores. Além disso, foram consideradas algumas características de propagação do sistema, tais como: as distâncias utilizadas, a presença ou ausência de visada, a altura, o azimute da antena transmissora, a polarização das antenas, dentre outros, bem como a utilização da técnica de traçado de raios para a predição dos sinais em cada um dos ambientes analisados [58].

Em um segundo instante, foram realizadas campanhas de medições no mesmo ambiente, com as mesmas características e parâmetros das configurações anteriores. Em uma terceira etapa, os resultados simulados e medidos foram comparados entre si e também com o resultado teórico da propagação no espaço livre [58].

Assim, as principais etapas realizadas nesse trabalho foram sintetizadas nas seguintes etapas:

- Simular a propagação de sinais na faixa de 700 MHz no ambiente interno objeto deste trabalho, utilizando um sistema de transmissão diretivo e com diferentes azimutes e polarizações;
- Realizar medições da propagação de sinais na faixa de 700 MHz no ambiente interno selecionado, utilizando um sistema de transmissão diretivo e com diferentes azimutes e nas polarizações vertical e horizontal;
- Caracterizar os efeitos da diferença de polarização e de azimute na propagação de sinais em ambientes interiores na faixa de 700 MHz;

Na execução desse trabalho, foram considerados para análise de propagação os ambientes do Instituto Federal da Paraíba (IFPB) compostos pelo bloco dos Laboratórios de Eletrônica e Eletrotécnica; o bloco da Coordenação de Engenharia Elétrica e o bloco do PET (Programa Educação Tutorial) de Engenharia Elétrica, conforme ilustrado na Figura 4.1

(planta baixa do IFPB *Campus* João Pessoa, com o local das simulações e medições indicado em destaque pela elipse vermelha).



Figura 4.1 – IFPB – *Campus* João Pessoa: Local das medições [58].

Os equipamentos de medição foram posicionados no início do corredor dos laboratórios de Eletroeletrônica (TX) e ao longo dos três corredores, conforme indicação da Figura 4.2. O corredor de Eletroeletrônica mede 88 m, enquanto que os corredores transversais da Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica e do PET em Engenharia Elétrica medem, ambos, 38 m [58].

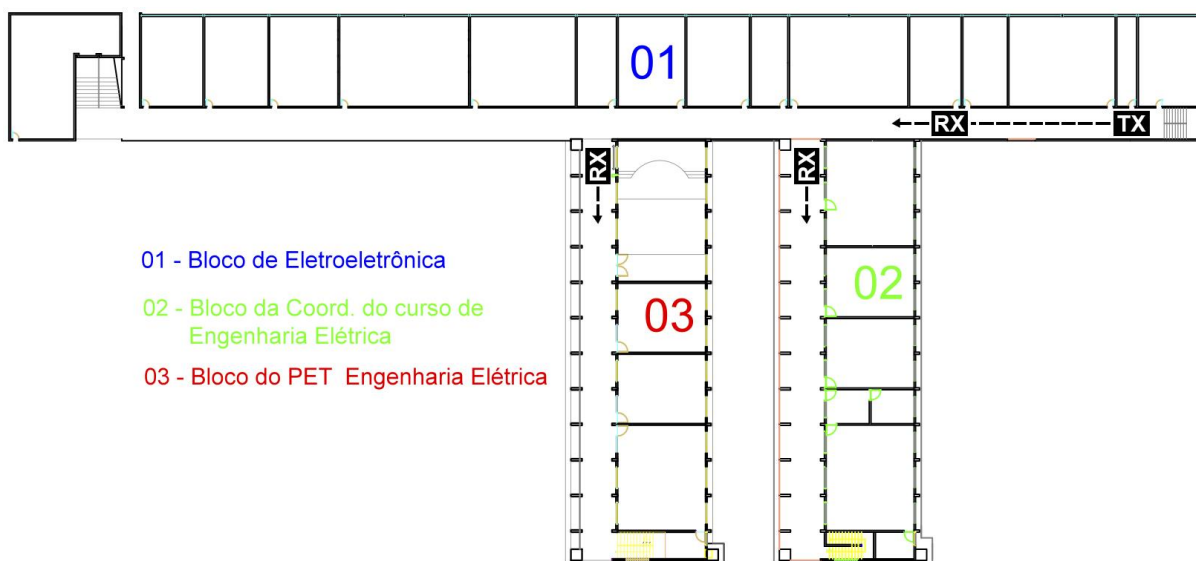


Figura 4.2 – Esquema dos corredores de medição [58].

4.1. Metodologia da Simulação

Para a realização da etapa de simulações, os ambientes descritos foram reproduzidos com o auxílio do AutoCad[®], e importados para o programa de simulação comercial WinProp[®], versão 12.3.

A Figura 4.3 mostra a disposição do cenário utilizado para a simulação. Para a realização da predição da propagação de sinais nos corredores transversais (2 e 3), além da simulação com o transmissor real, foram consideradas as existências de duas fontes virtuais (TX' e TX''), localizadas respectivamente nas entradas dos mesmos, distantes a 31 m e 49 m do início do corredor principal (1) e com os mesmos níveis de potência obtidos através de simulações para este corredor com visada direta e para estas posições.

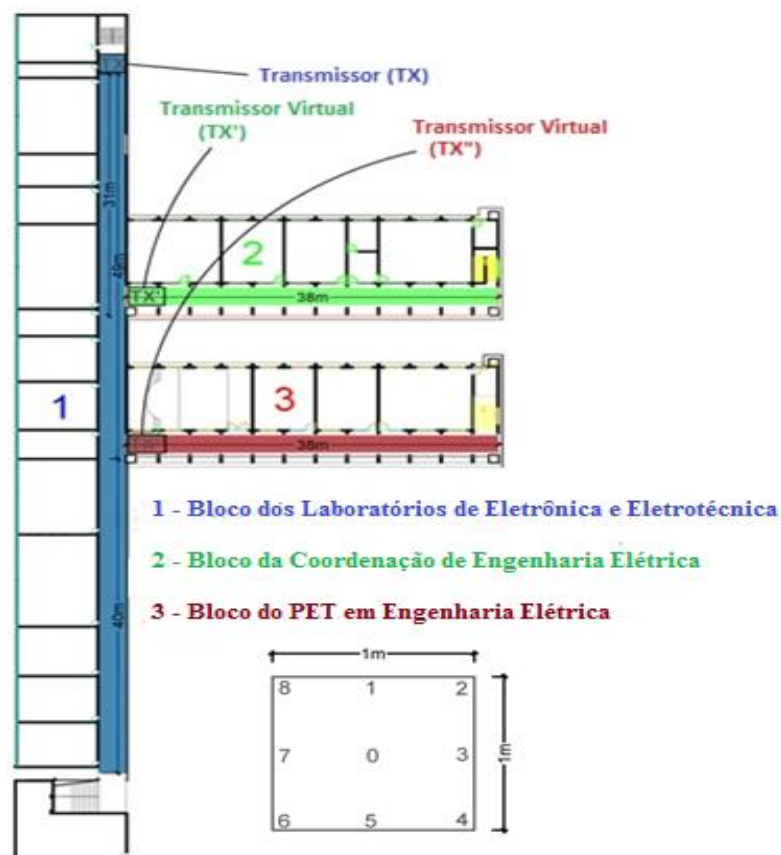


Figura 4.3 – Esquema dos transmissores virtuais (TX' e TX'').

Os parâmetros a serem utilizados nas simulações foram: frequência CW de 730 MHz, potência de saída do transmissor de 16 dBm, polarizações da antena transmissora vertical e horizontal, ângulos de azimutes variando em passos de 45° (correspondentes a 0° , 45° , 90° , 135° , 180° , 225° , 270° e 315°), *downtilt* (ângulo que a antena faz em relação à linha do horizonte) de 90° e altura da antena diretiva (TX) 1,5 m.

Como a ferramenta do programa de simulação utilizado considerava como padrão de referência a antena apontada para cima, teve-se que colocar o *downtilt* em 90° , a fim de permitir que o diagrama de irradiação da antena em 3D fosse redirecionado para a frente, para permitir a predição de propagação de sinais de forma adequada.

A antena transmissora utilizada é do tipo log-periódica, do fabricante ETS-Lindgren, modelo 3148B (Figura 4.4), que atua na faixa de frequência entre 200 MHz e 2 GHz e com ganho de 5,66 dBi na frequência selecionada.



Figura 4.4 – Antena log-periódica ETS-Lindgren modelo 3148B [58].

Para essa antena específica foi construído o diagrama de irradiação da antena em 3D a partir dos modelos 2D (Planos H e E) da antena 3148B disponibilizado pelo fabricante ETS-Lindgren (Figura 4.5 a), através do programa EMQuest™ Viewer para a faixa de frequência de 700 MHz. A Figura 4.5 b) mostra através do sistema de coordenadas 3-D, a posição da antena com relação aos diagramas de irradiação gerados.

Para o sistema de recepção será considerada uma antena telescópica, com diagrama omnidirecional (ganho de 0 dB) no plano H .

A técnica de predição utilizada na etapa de simulação será o método do Traçado de Raios.

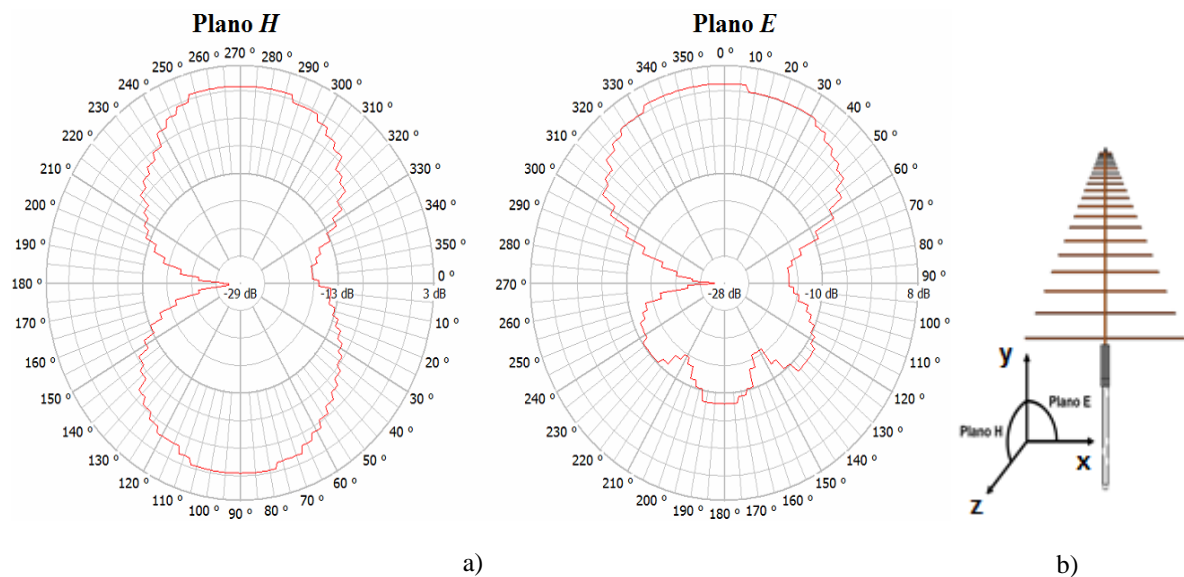


Figura 4.5 – a) Diagramas de irradiação Plano H e Plano E da antena log-periódica modelo 3148B para a faixa de 700 MHz e b) Desenho com sistema de coordenadas 3-D e posição da antena.

4.1.1 Programa de Predição de Cobertura WinProp[®]

A simulação da propagação de sinais será realizada utilizando o programa WinProp[®], uma suíte de aplicativos desenvolvida para o estudo de propagação de ondas de rádio e planejamento de redes de comunicação. Esse programa é formado pelas ferramentas: WallMan, uma interface gráfica que permite editar convenientemente o banco de dados para a construção do cenário interno, inclusive especificando as propriedades dos materiais utilizados; AMan (*Antenna Manager*) que possibilita lidar com os padrões das antenas utilizadas, assim como também permite a construção dos diagramas de irradiação para as antenas diretivas e o ProMan, que é a ferramenta mais importante do conjunto do programa WinProp[®], porque inclui os modelos de propagação de ondas de diferentes cenários e o planejamento de redes de simulação para várias interfaces, através da especificação dos parâmetros que se deseja utilizar.

O pacote do programa para a modelagem e predição de propagação inclui modelos de propagação para os seguintes cenários [58]:

- Rural;
- Suburbano;
- Urbano;
- *Indoor*;
- Túneis

Os modos de propagação abordados são empíricos e/ou determinísticos. Além desses modos clássicos, são abordados ainda os modelos de Caminho Dominante (DPM) e o Traçado de Raios (3D *Ray-Tracing*). É possível também utilizar uma combinação dos cenários acima [59].

O Método do Traçado de Raios foi escolhido como modelo de análise de sinais para este trabalho por apresentar resultados mais precisos que outros métodos disponíveis (tal como o de percurso dominante, DPM, que considera apenas a contribuição do raio principal de energia do sinal [19]).

Com base na precisão dos modelos de propagação, os módulos de planejamento de rede disponíveis, são [59]:

- 2G (GSM, IS 95);

- 2,5G (GPRS, EDGE);
- 3G (UMTS FDD & TDD, HSDPA, TD-SCDMA);
- B3G (OFDM);
- 4G/LTE (OFDM, SC-FDMA);
- Satélite (GPS, S-DMB);
- WLAN;
- WiMax;
- ISDB-Tb (SBTV-D-T);
- Padrões definidos pelo usuário

Com o WinProp[®], foi possível simular a propagação de sinais na faixa de 700 MHz em ambientes internos. Nas seções seguintes serão descritos os módulos do conjunto de programas utilizados: WallMan, AMan e o ProMan.

4.1.1.1 WallMan

O WallMan é um editor gráfico para bases de dados vetoriais. Oferece facilidade para gerar e editar bancos de dados de construções urbanas e internas. Vários filtros de importação para arquivos nos padrões GIS (MapInfo, Arcview etc), CAD (DWG, DXF, Shapefile, etc) e formatos baseados em *pixel* (Bitmaps) estão disponíveis [59]. É possível, ainda, definir os tipos de materiais que constituem as edificações e a inserção de objetos não-determinísticos (transeuntes, por exemplo). Inicialmente, foi utilizada a importação de um arquivo DWG usando a opção de conversão de bases de dados vetoriais internos, conforme a Figura 4.6. As Figuras 4.7 a) e 4.7 b) mostram os detalhes da planta baixa utilizada no projeto em 2D e 3D, respectivamente.

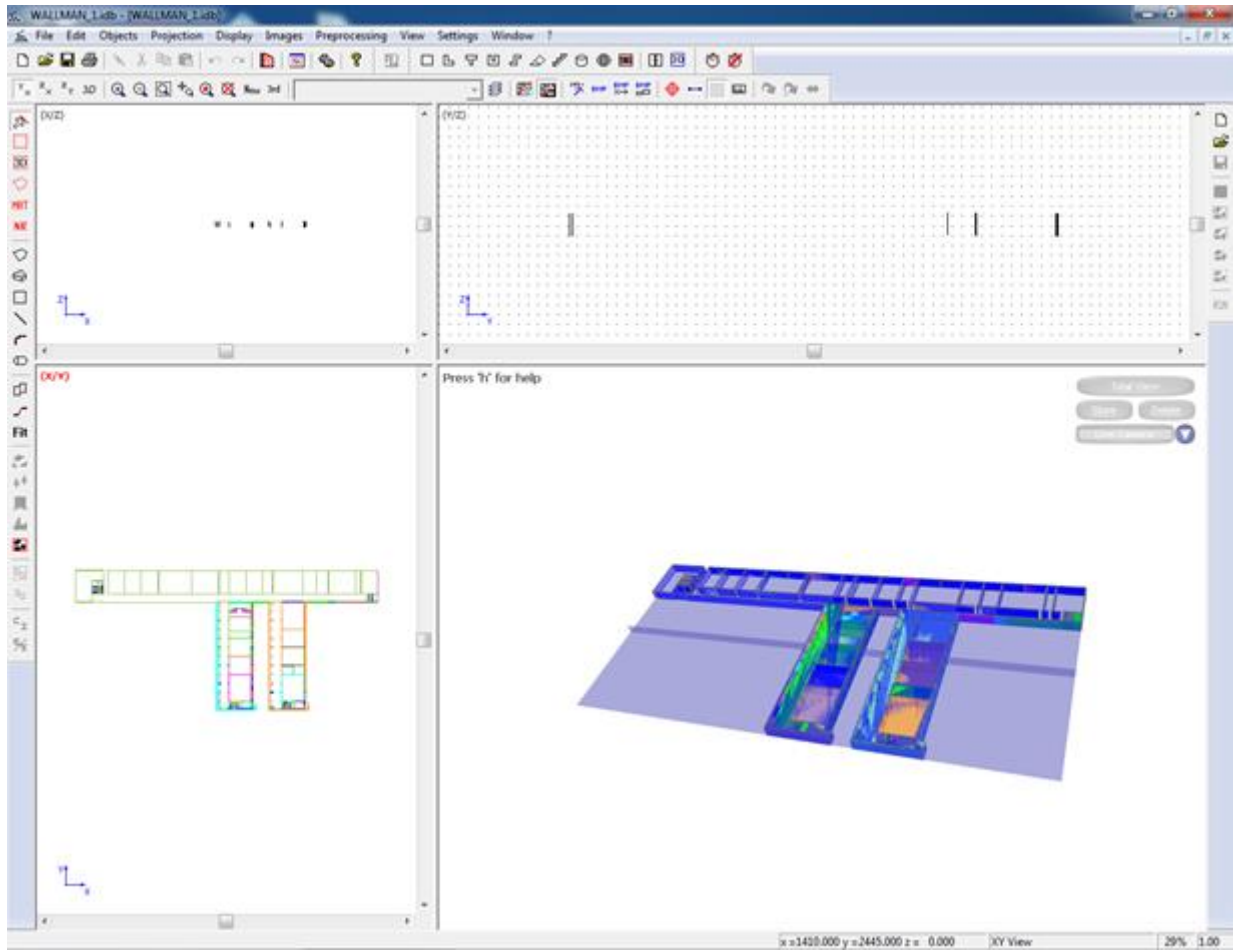
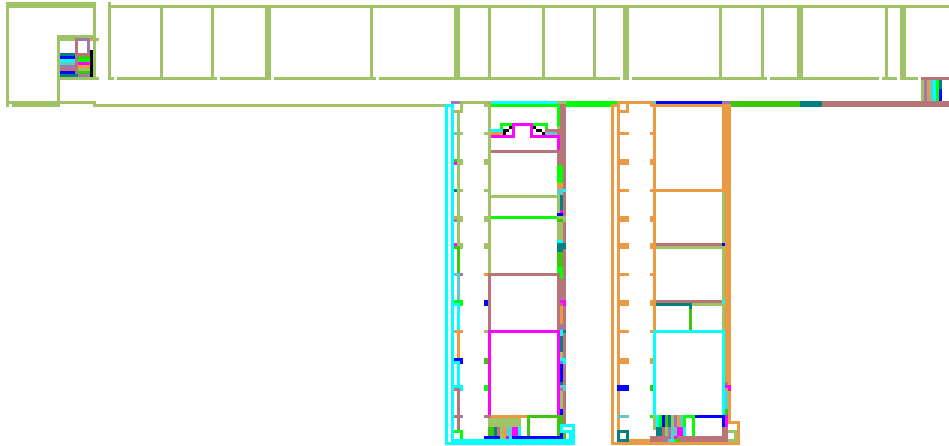
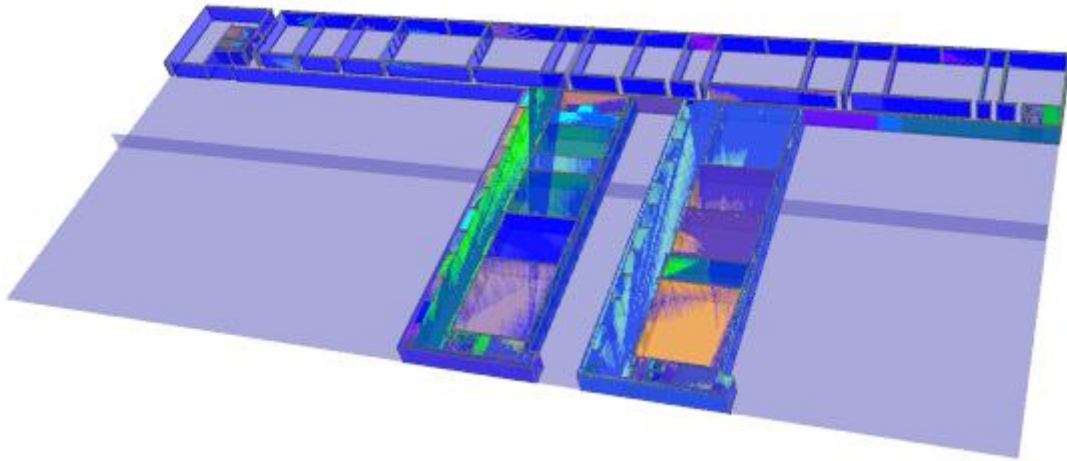


Figura 4.6 – Importação e edição do ambiente interno utilizando o WallMan.



(a)



(b)

Figura 4.7 – (a) Planta baixa utilizada no projeto em 2D e (b) Vista em 3D dos corredores utilizados no projeto.

A Figura 4.8 mostra as propriedades dos materiais dependentes da faixa de frequência utilizada. Os valores para as propriedades dielétricas dos materiais em construções de alvenaria para estruturas complexas, foram para a perda de penetração em paredes de 2,5 dB e para a perda de reflexão de 1,25 dB [60].

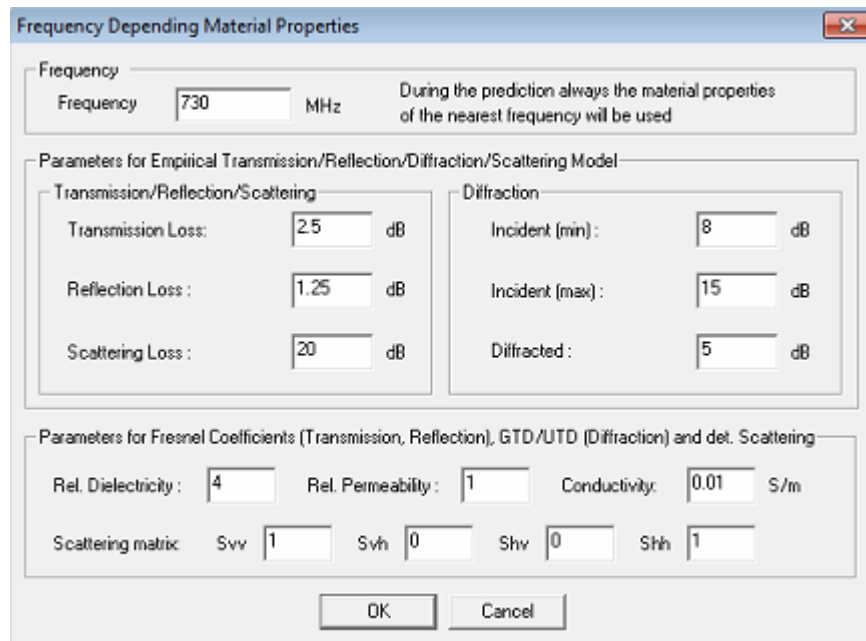


Figura 4.8 – Parâmetros de atenuações em materiais de construção em alvenaria.

Os modelos determinísticos utilizam as equações de Fresnel para a determinação da perda de reflexão e transmissão e as teorias geométrica e uniforme da difração (GTD e UTD) para a determinação da perda de difração. Estes modelos, geralmente, têm um tempo de computação ligeiramente mais longo e utiliza três parâmetros de materiais físicos (permissividade, permeabilidade e condutividade) [61].

A perda média de penetração é um parâmetro de propagação que pode ser útil para estimar o nível de potência atrás de um obstáculo [60]. As estruturas de edifícios são modeladas como blocos de dielétricos com perdas. Assim, foram utilizados parâmetros de perdas dos materiais de construção obtidos em [60] nas instalações do IFPB, para a frequência de 840 MHz e para uma parede de tijolo de 15 cm de largura. O processo proposto pode ser aplicado a outras situações em que as perdas de penetração e propagação estão envolvidas. Apesar da simplicidade do processo de medição, não é fácil conhecer qual o valor adequado para ser usado. A diversidade de dimensões e materiais restringe o conhecimento da perda média de penetração para profissionais que operam sistemas sem fio em uma base diária [60].

4.1.1.2 AMan

A outra ferramenta do programa utilizada foi o AMan (*Antenna Manager*) que lida com padrões de antena com uma interface gráfica conveniente ao Windows GUI (*Guide User*

Interface). Assim, o AMan oferece uma grande facilidade para gerar e editar padrões de antena.

As características mais importantes do AMan são [62]:

- Visualização gráfica de padrões de antena (plano horizontal ou vertical);
- Visualização 3D de padrões de antena;
- Conversão de formatos de arquivo de antena disponíveis comercialmente (*.xml, *.msi, *.pln);
- Conversão de padrão 2x2D (horizontal e vertical) ao padrão 3D;
- Editor gráfico para definir padrões de antena manualmente (verticais e horizontais).

Os padrões de antena são muito importantes para que a modelagem de propagação seja realizada de forma precisa. Para esse trabalho foi utilizado a visualização 3D de padrões de antena.

Inicialmente, foram analisados os diagramas de irradiação 2D da antena log-periódica modelo 3148B, na faixa de frequência de 700 MHz (Figura 4.5). Assim, foi utilizado o pacote de programa EMQuestTM Viewer, que é gratuito e fornecido pelo fabricante ETS-Lindgren, para fins de visualização de arquivos de padrões de antenas, para a análise dos diagramas de irradiação do modelo da antena específica. Logo, foi utilizado um arquivo do modelo da antena diretiva na extensão *.pat e definiu-se a faixa de frequência em 700 MHz.

A Figura 4.9 mostra os diagramas de irradiação da antena em 3D, que são exibidos pelo programa do fabricante da antena citado anteriormente. Na Figura 4.9 a) está ilustrado o diagrama referente a componente do ângulo Teta; na Figura 4.9 b) é apresentado o diagrama relativo a componente do ângulo Phi e na Figura 4.9 c) é mostrado o diagrama total (3D) da antena, sendo o eixo de coordenadas x representado pelo ângulo teta (θ), o eixo y indicado pelos níveis de potência de recepção (dBm), representado pelas escalas de cores nessa Figura 4.9 e o eixo z correspondente ao ângulo phi (φ).

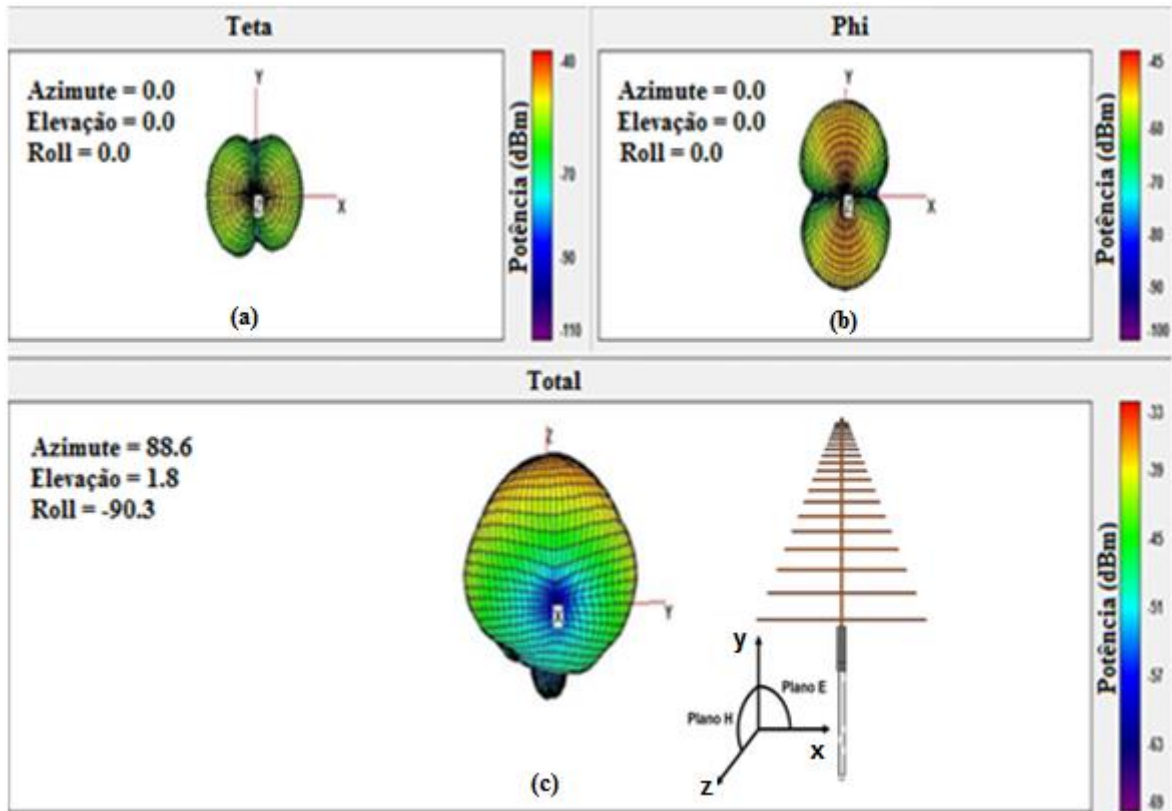


Figura 4.9 – Diagramas em 3D da antena log-periódica modelo 3148B.

Assim, foram analisados os gráficos em 2D para cada ângulo de azimute. Como exemplos, tem-se os gráficos dos diagramas totais para 0° e 90° , respectivamente, (Figuras 4.10 e 4.11).

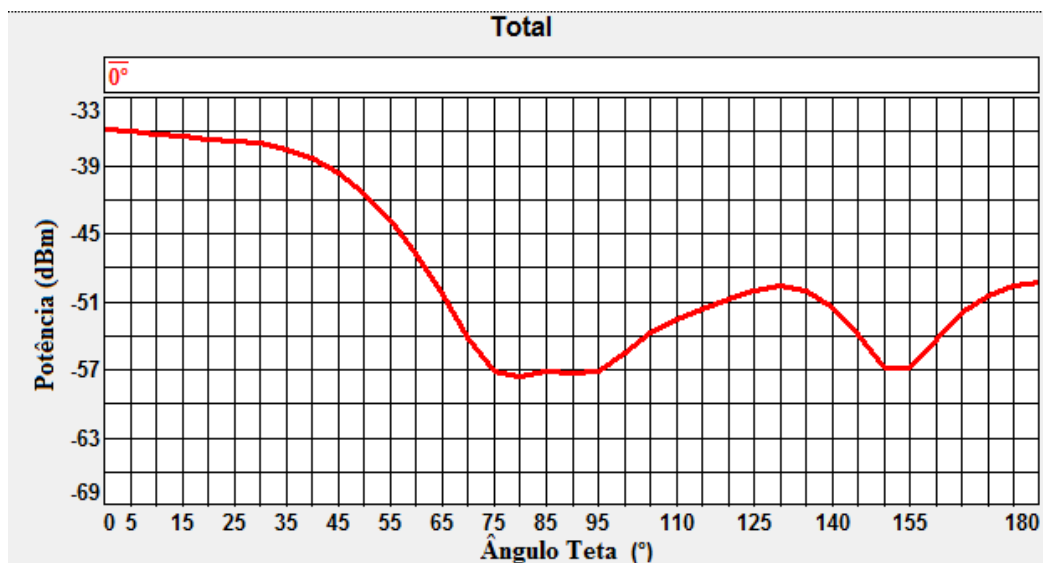


Figura 4.10 – Gráfico para o azimute de 0° .

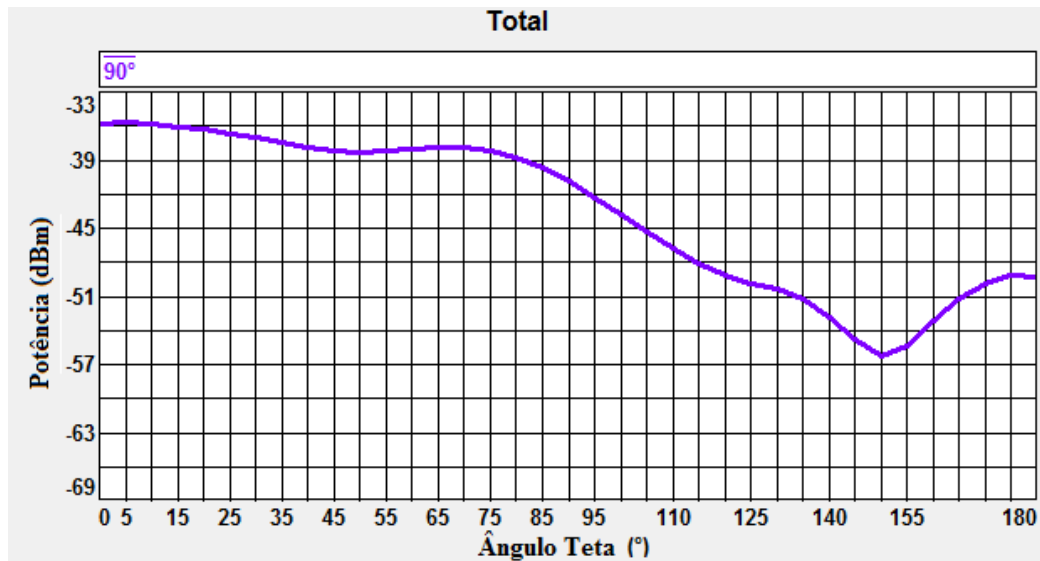


Figura 4.11 – Gráfico para o azimute de 90°.

Para a construção do diagrama de irradiação em 3D foi utilizado um arquivo no formato ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*) para descrever o padrão de antena em 3D. Esse arquivo pode ser lido com qualquer editor de texto ASCII e com o AMan [61]. Assim, esses tipos de arquivos são ideais para obter informações sobre padrões de antena com qualquer outro pacote de programa.

Dessa forma, é necessário colocar os valores dos dados em linhas com três tipos de informações para o arquivo na extensão *.apa (*Antenna Pattern ASCII*); na primeira coluna devem ser inseridos os valores dos ângulos θ correspondentes de 0° a 180°, que foram coletados em intervalos equidistantes de cinco graus; na segunda coluna devem ser colocados os valores dos ângulos ϕ de 0° a 355°, inseridos em intervalos equidistantes de cinco graus; e na terceira coluna ficam os valores dos ganhos ou atenuações, que representam os pontos correspondentes aos ganhos ou atenuações em diferentes direções.

Todos os ângulos indefinidos são interpolados. As informações de ângulos são armazenadas em graus e o ganho ou atenuação em dB. O sistema de coordenadas no AMan pode ser visto na Figura 4.12 [61].

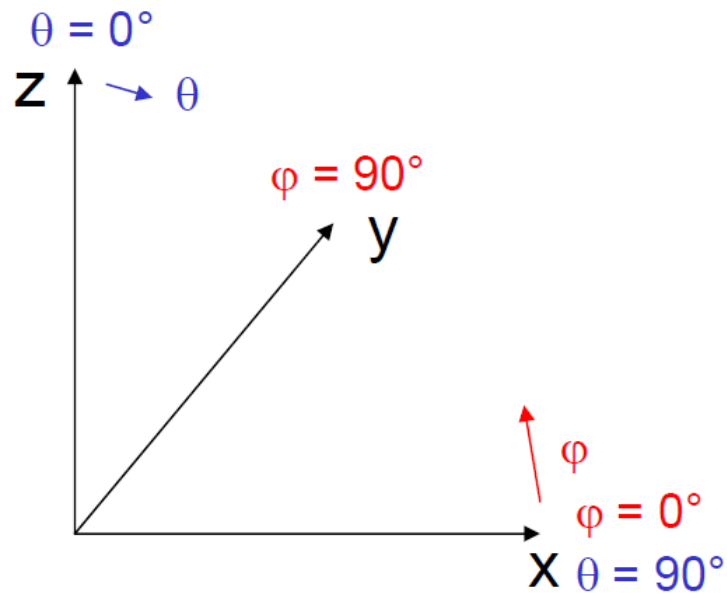


Figura 4.12 – Sistema de coordenadas no AMan [59].

O arquivo para a construção do padrão de irradiação em 3D da antena diretiva foi aplicado ao módulo AMan e foram gerados os diagramas para a plano horizontal (Plano *H*) e plano vertical (Plano *E*), Figuras 4.13 e 4.14, respectivamente, com o desenho do sistema de coordenadas 3-D para a posição adotada da antena na construção dos diagramas de irradiação.

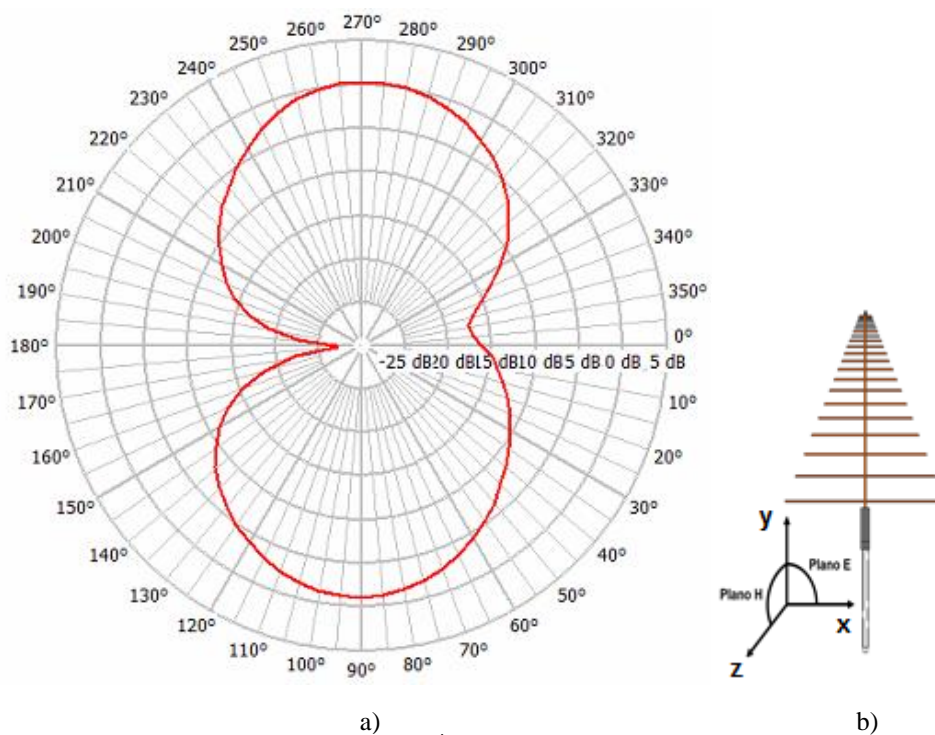


Figura 4.13 – Diagrama de irradiação da antena log-periódica modelo 3148B para a faixa de frequência de 700 MHz a) Plano *H*, b) Desenho com sistema de coordenadas 3-D e posição da antena.

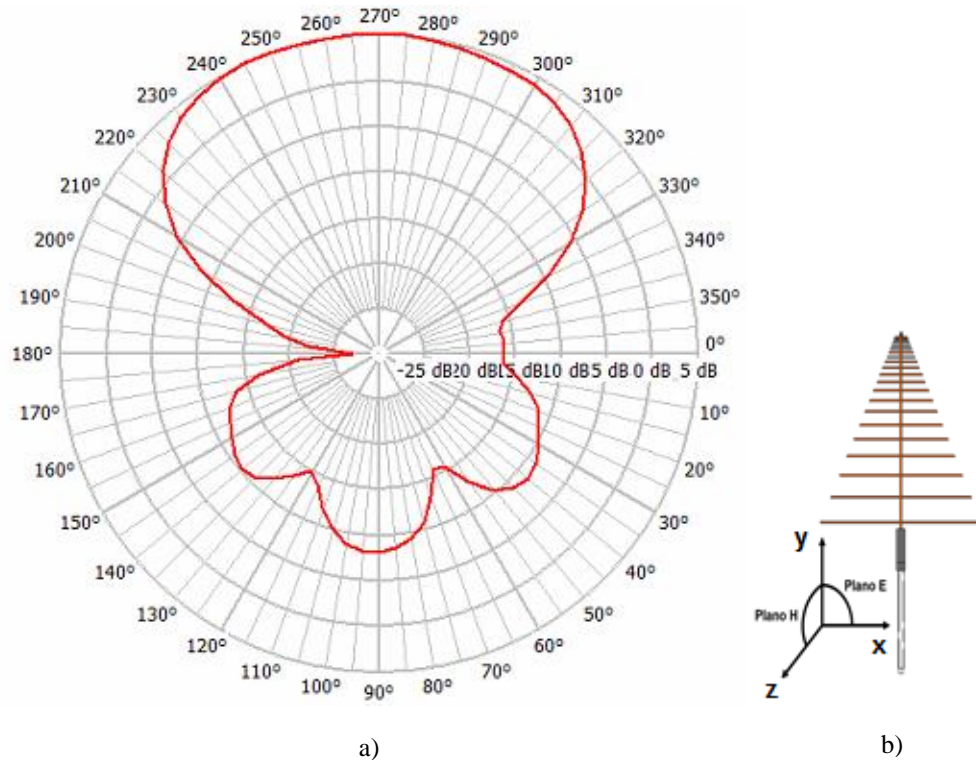


Figura 4.14 – Diagrama de irradiação da antena log-periódica modelo 3148B para a faixa de frequência de 700 MHz a) Plano *E* e b) Desenho com sistema de coordenadas 3-D e posição da antena.

Os padrões de antena 3D descrevem a irradiação da onda eletromagnética em todas as direções. Assim, posteriormente esse padrão criado será utilizado para a simulação dos resultados, com a ferramenta do programa ProMan, que combina propagação de ondas e o planejamento de rede de rádio.

A Figura 4.15 mostra a tela do modo de exibição, com as características da antena produzida.

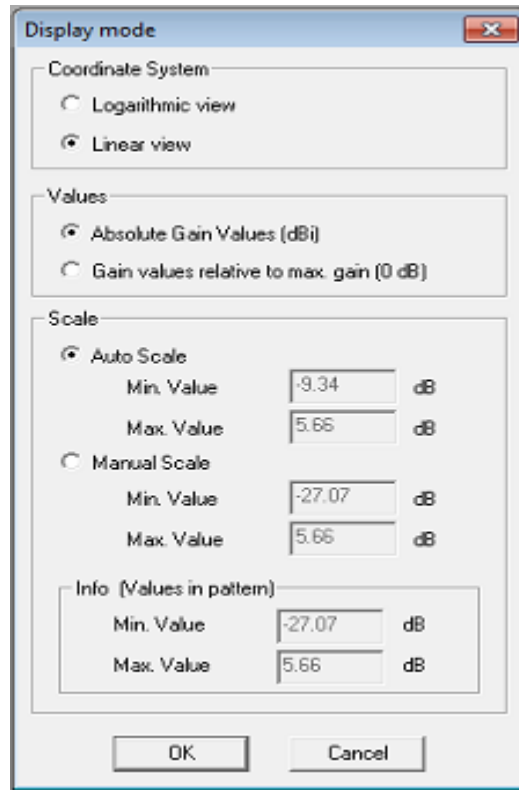


Figura 4.15 – Tela de exibição dos parâmetros da antena projetada.

A Figura 4.16 mostra o diagrama construído da antena Log-Periódica modelo 3148B, para o padrão em 3D.

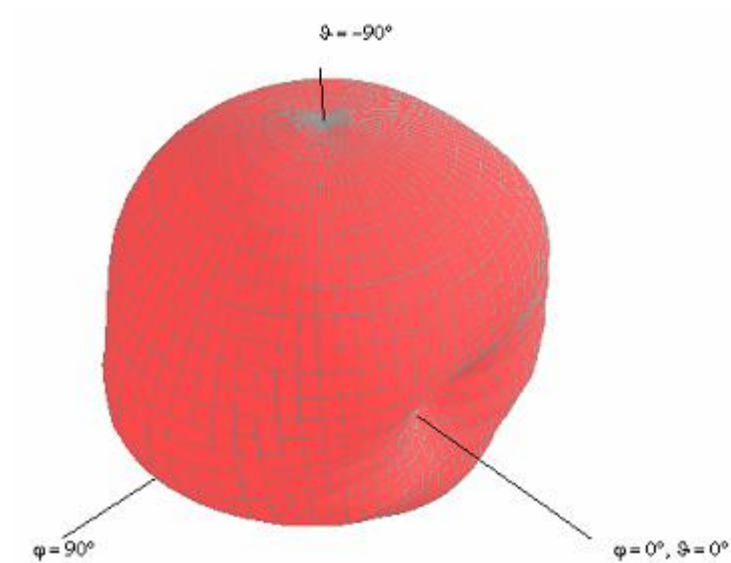


Figura 4.16 – Diagrama de irradiação em 3D da antena log-periódica modelo 3148B para a faixa de frequência de 700 MHz.

4.1.1.3 ProMan

A terceira etapa consiste na utilização do ProMan, onde é possível utilizar os cenários montados no WallMan para simular a propagação de ondas eletromagnéticas, incluindo os modelos de planejamento de rede celular (por exemplo, picocélulas/femtocélulas) no interior de edifícios (incluindo a penetração de redes celulares em edifícios), de radiodifusão (por exemplo, cobertura em ambiente interno de transmissores terrestres ou satélites), análise de cobertura e planejamento de rede dentro de túneis e estações subterrâneas, análise de enlaces de rádio de curto alcance (por exemplo, UWB – *Ultra Wide Band* e em torno de veículos) [61]. Assim, a ferramenta do programa ProMan foi utilizada para definir e editar as configurações do projeto de simulação de um ambiente interno com uma antena diretiva log-periódica.

Através do programa ProMan, realizou-se a seleção do cenário interno e foram criados os *sites*, que são os locais a partir de onde começarão as simulações; os transmissores e a antena (log-periódica modelo 3148B na frequência de 730 MHz) foram definidos e os parâmetros adotados estão ilustrados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros da simulação no ProMan.

Potência de Transmissão	Frequência de Operação	Polarização	Altura da Antena	Ganho da Antena Emissora	<i>Downtilt</i>	Ângulos de Azimutes
16 dBm	730 MHz	H e V	1,5 m	5,66 dBi	90°	0° – 315°

A Figura 4.17 mostra os parâmetros selecionados no ProMan para a simulação dos resultados, conforme indicado pela Tabela 1.

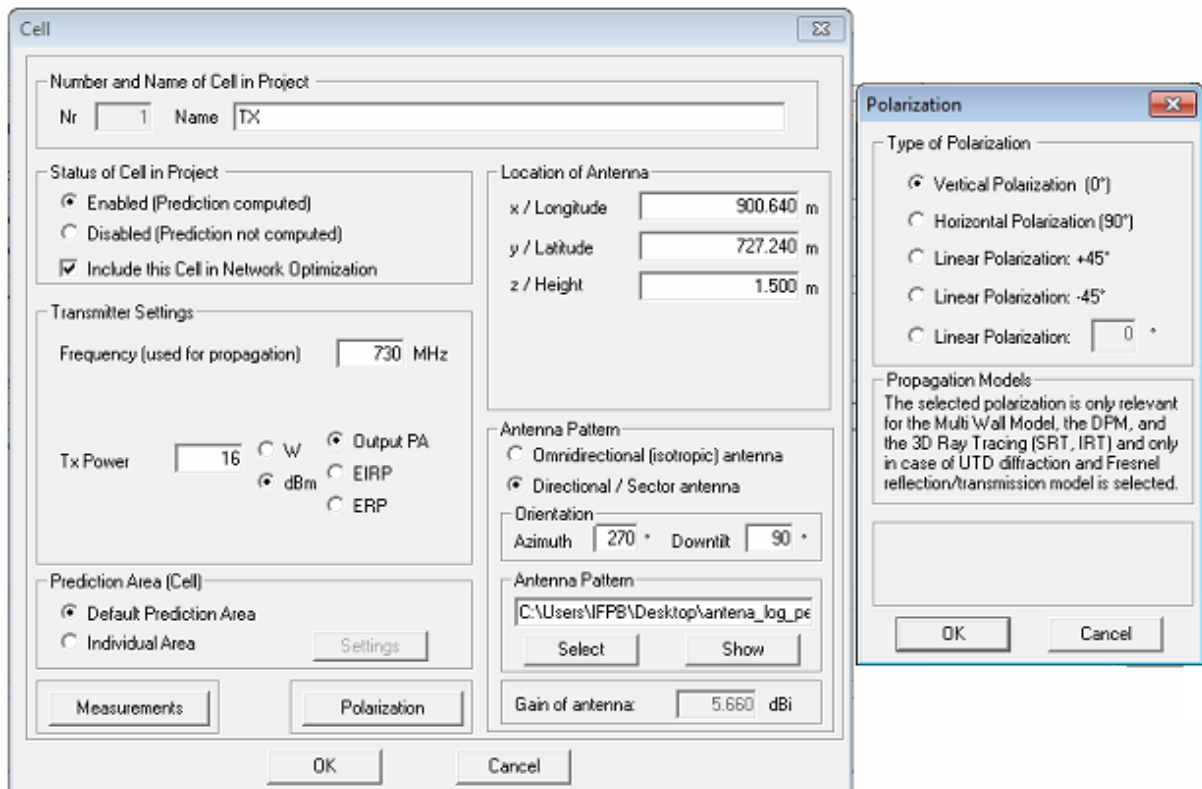


Figura 4.17 – Parâmetros selecionados no ProMan.

O modelo de propagação adotado foi o método do Traçado de Raios (*Standard Ray Tracing – SRT*) por ser mais adequado para esse tipo de cenário interno. Neste tipo de ambiente o que predomina é a propagação através de múltiplos percursos, através dos mecanismos de reflexão, difração e sombreamento e que têm uma influência significativa sobre o nível de sinal recebido. Portanto, os modelos de propagação devem considerar esses fenômenos para obter resultados mais precisos [59].

Para o ambiente interno analisado foram processados pela ferramenta do programa ProMan o número total de 5720 *pixels*. De uma forma mais simples, um *pixel* é o menor ponto que forma uma imagem digital, sendo que o conjunto de milhares de *pixels* formam a imagem inteira. Com o modelo do Traçado de Raios, a potência recebida em cada *pixel* do receptor (RX) é calculada independentemente de todos os outros *pixels* (Figura 4.18). Para a determinação dos raios refletidos e difratados, são traçadas as imagens do transmissor nos pontos de reflexão e difração, ou seja, são analisados os raios provenientes das imagens dos transmissores virtuais (TX' e TX'') nestes pontos de incidência e alteração de percurso de cada raio. Isto leva a uma precisão mais elevada, porque todos os objetos relevantes (além de todas as cunhas de difração) são sempre considerados para a seleção de interações [59].

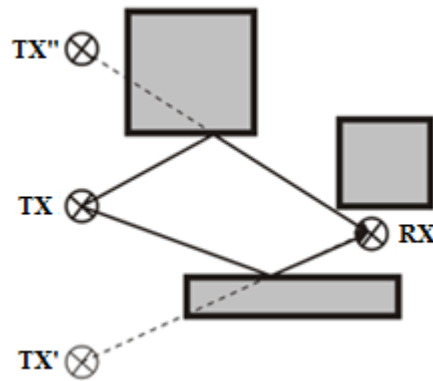


Figura 4.18 – Método do Traçado de Raios no ProMan [59].

Dessa forma, em um ambiente interno cada penetração em uma parede, cada reflexão em sua superfície, e cada difração em uma cunha é uma interação. O *Standard Ray Tracing* (SRT) considera todos os caminhos de propagação, que satisfaçam os seguintes critérios [59]:

- Até 3 transmissões;
- Até 6 reflexões;
- Até 2 difrações;
- Até um número total de 6 interações com uma combinação máxima de 6 reflexões e máxima de 2 difrações.

Cada caminho de propagação pode ter um número ilimitado de penetrações [59]. A Figura 4.19 ilustra um exemplo de parte de uma predição com múltiplos caminhos de propagação para um *pixel* no ambiente do programa ProMan, utilizando o método de Traçado de Raios.

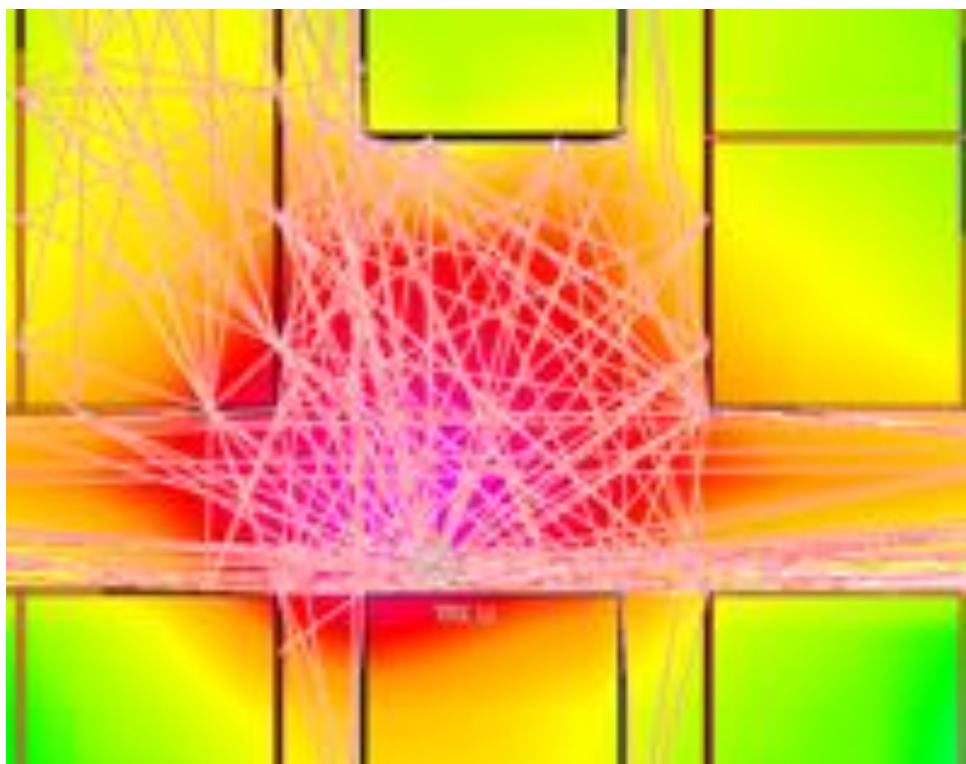


Figura 4.19 – Ilustração da predição com múltiplos caminhos de propagação para um pixel no ambiente do programa ProMan [59].

Para uma análise melhor utilizando a técnica do traçado de raios, foram feitos alguns ajustes nos parâmetros de configuração do programa ProMan para o SRT, tais como apresentado na Figura 4.20.

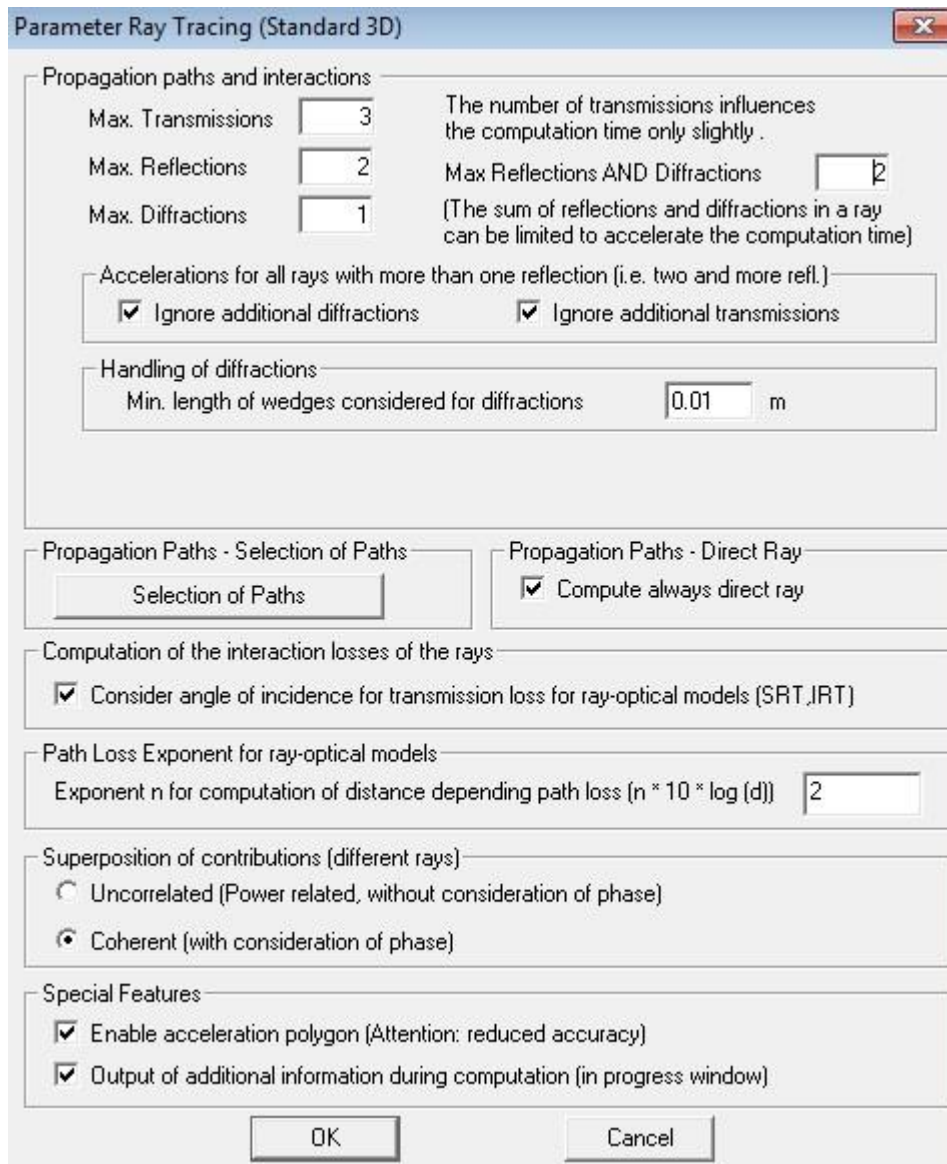


Figura 4.20 – Parâmetros de configuração do SRT.

A Figura 4.20 mostra a parametrização do Traçado de Raios. Foram definidos, entre outros, o número máximo de transmissões sendo igual a três, de reflexões igual a dois e difração igual a um e a combinação máxima de reflexões e difrações sendo igual a dois. Foram ignoradas interações adicionais com o intuito de mitigar o tempo de processamento da predição.

4.2. Metodologia da Medição

As medições foram realizadas mediante a utilização dos equipamentos e dispositivos listados na Tabela 2. Para a transmissão do sinal (TX) utilizou-se um gerador de sinais Agilent Technologies, modelo E8257D, fixo no início do corredor dos Laboratórios de Eletroeletrônica (Figura 4.2, Corredor 1), com uma potência de saída de 16 dBm, atuando na frequência CW (*Continuous Wave*) de 730 MHz, acoplado a uma antena log-periódica modelo 3148B e foi utilizado uma escala angular, colocada na base da antena diretiva para fazer a variação dos ângulos de azimute da antena transmissora ao passo de 45° para as polarizações lineares vertical e horizontal. As medições nesse corredor principal (com visada) foram realizadas até a distância de 55 m, logo após a entrada do segundo corredor transversal (Figura 4.2, Corredor 3).

Para o sistema de recepção (RX) foi utilizado uma antena telescópica, acoplada a um analisador de espectro portátil do fabricante Rohde & Schwarz, modelo FSH8, posicionados sobre uma base móvel. Um *laptop* também foi utilizado para anotações dos dados [58].

Tabela 2 – Equipamentos e dispositivos utilizados nas medições.

Descrição	Fabricante	Modelo
Gerador de sinais	Agilent Technologies	E8257D
Antena log-periódica	ETS-Lindgren	3148B
Antena telescópica omnidirecional	-	-
Analisador de Espectro	Rohde & Schwarz	FSH8
<i>Laptop</i>	Dell	Core i5
Base móvel	-	-

Em seguida, foram feitas medições nos corredores da Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica (Figura 4.2, Corredor 2) e do PET em Engenharia Elétrica (Figura 4.2, Corredor 3), que são perpendiculares ao corredor dos laboratórios da área de eletroeletrônica, distantes do gerador de sinais e da antena transmissora 31 m e 49 m, respectivamente, desta vez sem visada direta, para as polarizações vertical e horizontal. Para esses dois casos, os dados medidos foram obtidos a partir do início desses corredores até os seus 15 m [58].

As medições foram feitas utilizando a seguinte metodologia [58]:

- a) O TX foi posicionado no início do corredor principal (Bloco de Eletroeletrônica), conforme Figura 4.2;
- b) A antena transmissora foi colocada inicialmente na polarização vertical e foram variados os ângulos de azimute ($0^\circ - 315^\circ$) em passos de 45° , para cada medição de potência de recepção analisada, o procedimento foi realizado de forma análoga para a polarização horizontal;
- c) Com o equipamento RX sobre uma base móvel, foram feitas as medições de potência recebida a partir de 1 m de distância do transmissor, (Figuras 4.21 e 4.22);

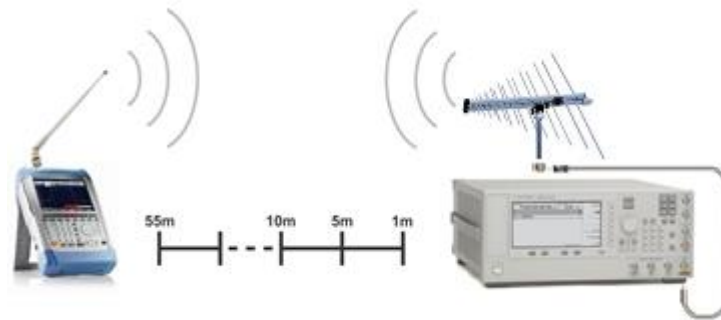


Figura 4.21 – Esquema do setup de medição. Adaptado de [58].

- d) Após essa medição inicial, foram feitas medições a 5 m de distância do TX;
- e) A partir dos 5 m, o passo das medições passou a ser 5 m. Portanto, as medidas seguintes foram: 10 m, 15 m, assim sucessivamente até 55 m, conforme mostrado na Figura 4.22;

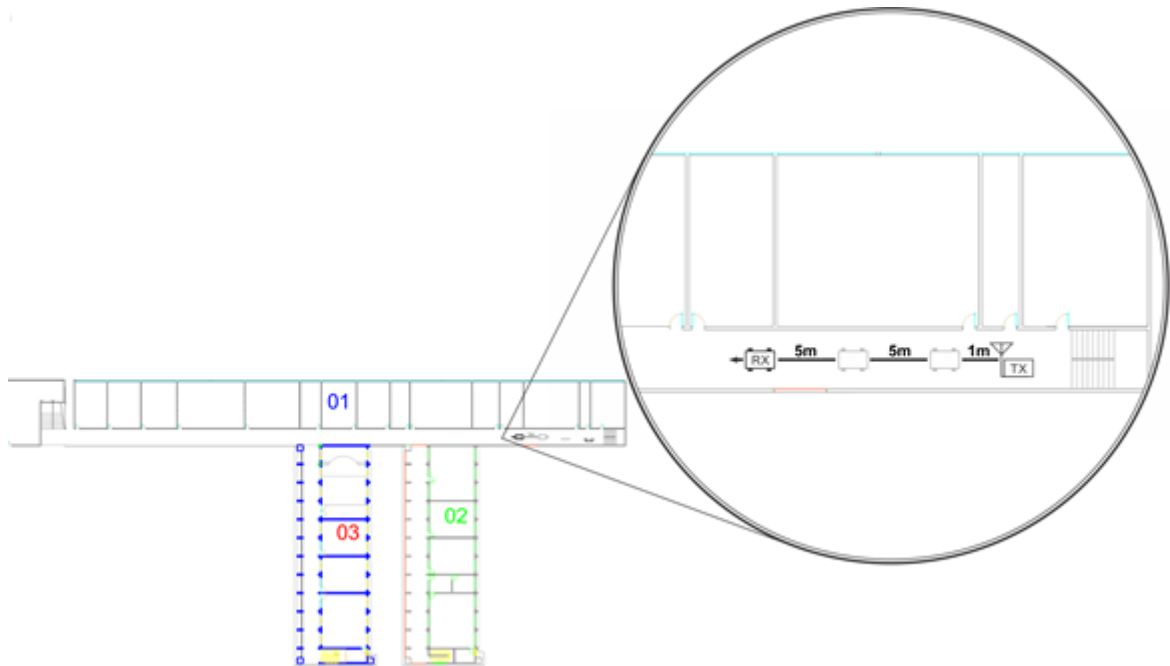


Figura 4.22 – Esquema dos corredores de medição [58].

- f) O mesmo procedimento foi realizado nos corredores transversais, iniciando do ponto de convergência dos corredores até os 15 m, ao passo de 5 m;
- g) O valor obtido para cada ponto de medição é o resultado da média de nove medições realizadas, em uma área de um metro quadrado em torno do ponto central, conforme mostrado na Figura 4.23, para posterior comparação com os resultados previamente simulados;

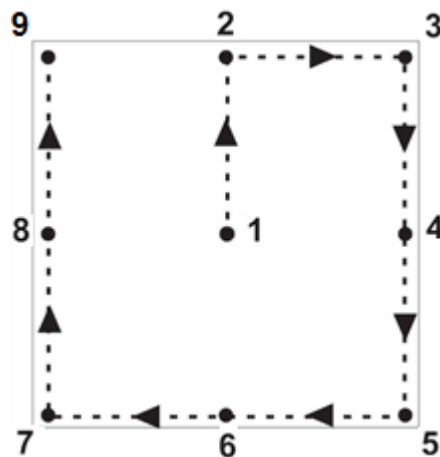


Figura 1.23 – Esquema de medição nos pontos [58].

h) Para cada ponto foi observado um espaçamento de 0,5 m, resultando em uma área de um metro quadrado para cada medição, conforme Figura 4.24.

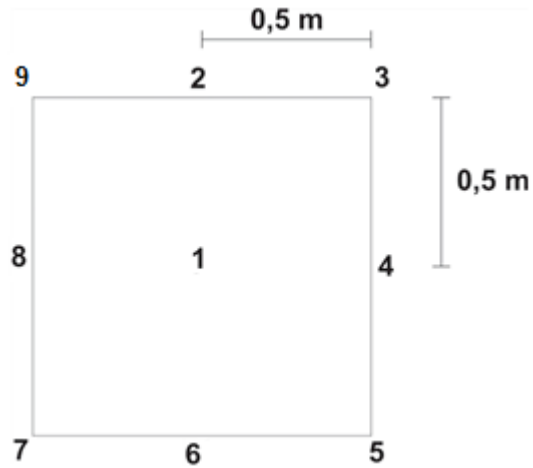


Figura 4.24 – Esquema de medição nos pontos e a distância entre eles [58].

As Figuras 4.25 e 4.26 mostram o *setup* de medição (TX e RX) utilizada no projeto para as polarizações vertical e horizontal.

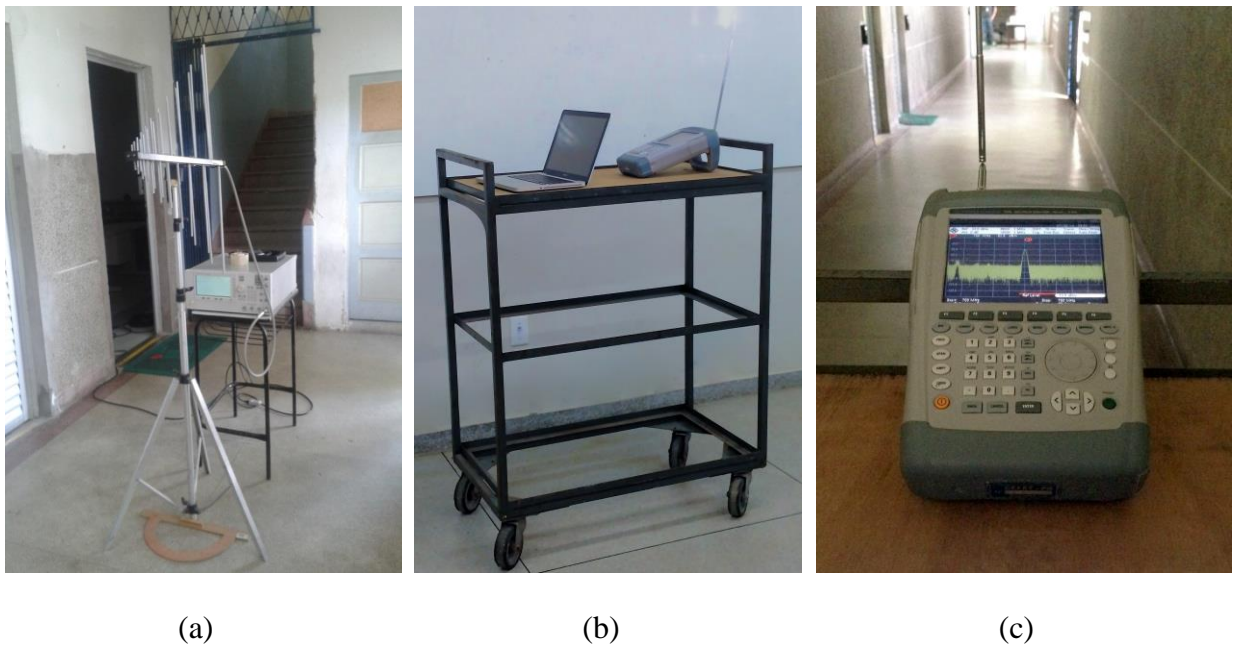


Figura 4.25 – Setup de medição: (a) TX com antena diretiva log periódica modelo 3148B na polarização vertical, (b) base móvel com analisador de espectro e com antena RX e (c) detalhes do analisador de espectro.



Figura 4.26 – Setup de medição: (a) TX com antena diretiva log periódica modelo 3148B na polarização horizontal, (b) base móvel com analisador de espectro e com antena RX e (c) detalhes do analisador de espectro.

A metodologia de medição considerando a média de nove pontos dispostos e medidos em torno do ponto de referência central, de acordo com as Figuras 4.23 e 4.24, foi proposta com o intuito de se tentar diminuir o efeito do desvanecimento rápido (pequena escala). Esse tipo de oscilação no sinal recebido se torna mais evidente quando as medições são realizadas com a obtenção de apenas um valor por posição (como por exemplo, em um único ponto central - ponto zero), em campanhas pontuais. Além disso, os valores medidos também fornecem uma maior dimensão de espacialidade para o ambiente analisado [58].

As Figuras 4.27 e 4.28 ilustram gráficos comparativos entre o valor pontual e a média de nove pontos medidos no corredor de eletroeletrônica para o ângulo de azimute de 0° na polarização vertical e horizontal, respectivamente, realizados no programa Matlab[®] versão 2012a. Desta forma, foram obtidos valores de potência recebida mais confiáveis, tendo como resultado uma curva mais suave em relação às medições pontuais [58], como pode ser observado nas Figuras 4.27 e 4.28. Assim, o procedimento foi realizado de forma análoga para os demais ângulos de azimute.

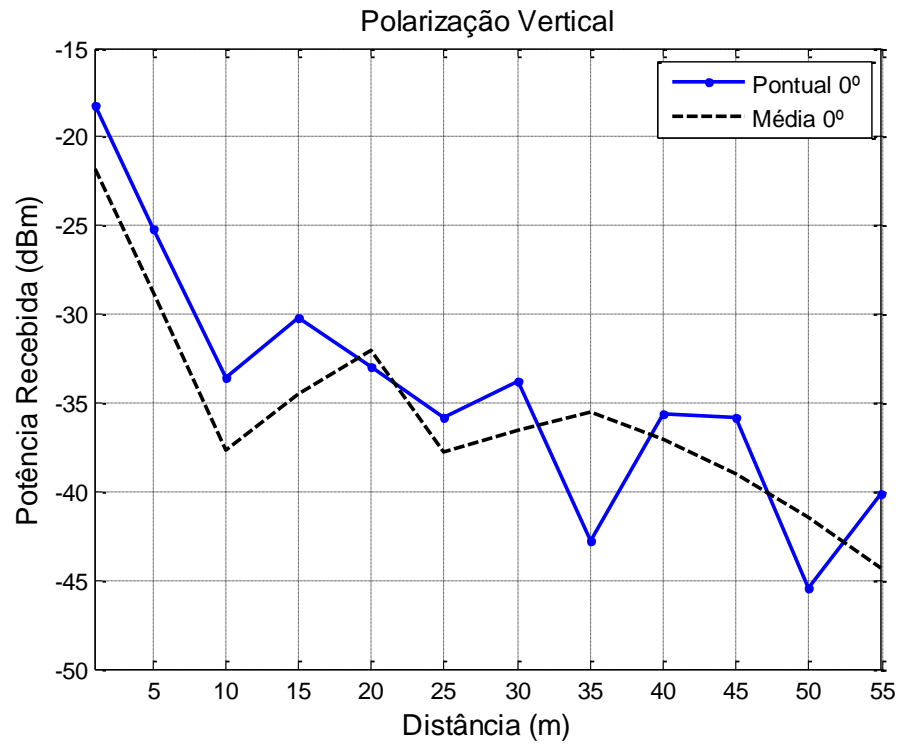


Figura 4.27 – Gráfico comparativo entre a medição pontual e a realizada com média de nove pontos para o azimute de 0° na polarização vertical.

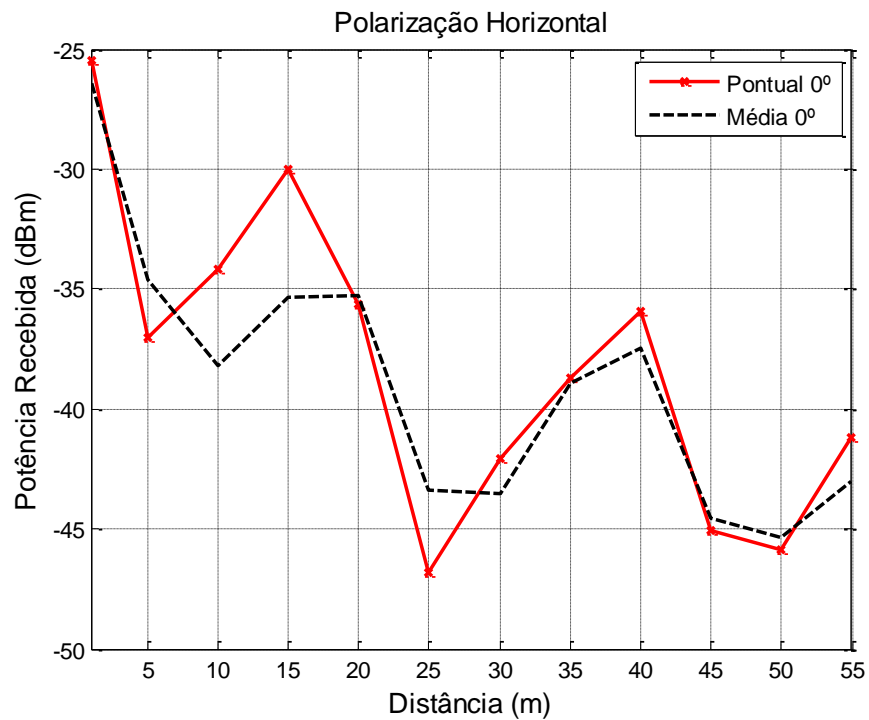


Figura 4.28 – Gráfico comparativo entre a medição pontual e a realizada com média de nove pontos para o azimute de 0° na polarização horizontal.

5. Resultados

Os resultados foram obtidos através de comparações realizadas entre as medições e simulações, utilizando o programa WinProp[®], nos ambientes descritos para os corredores da Figura 5.1.

Durante as simulações no modelo simplificado proposto, o nível de potência recebida calculado nas entradas dos corredores transversais (nas distâncias de 31 m e 49 m a partir do início do corredor principal, respectivamente), foi feita considerando dois transmissores virtuais localizados próximos as primeiras paredes das entradas desses corredores (TX' e TX'', respectivamente), com as mesmas características do TX real utilizado no corredor principal, mas com potência de saída igual à obtida naquele ponto do corredor, com visada, através do processo de simulação. Ou seja, a potência de saída do TX' e do TX'', respectivamente, é a mesma potência do TX, obtida através de simulação no corredor principal, nos pontos de 31 m e 49 m de distância [58], conforme mostra a Figura 5.1, que representa a configuração da simulação do ambiente interno projetado, com a cobertura do sinal propagado no ambiente interior analisado, com azimute de 0° para a polarização vertical, utilizando o ProMan com antena diretiva log-periódica, modelo 3148B na frequência de 730 MHz, com o método do Traçado de Raios.

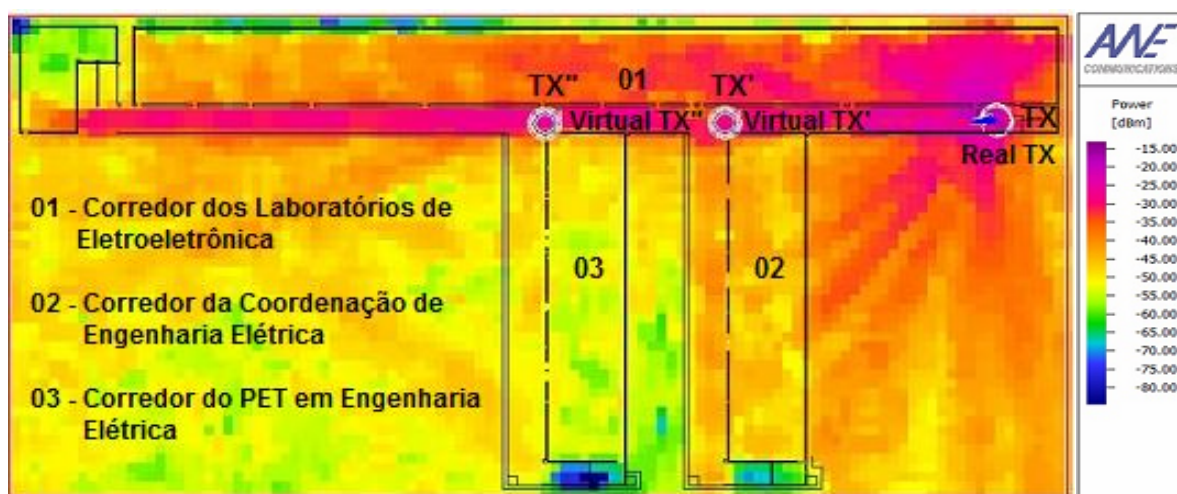


Figura 5.1 – Predição de cobertura em ambiente interno com o método do Traçado de Raios na polarização vertical e com azimute de 0°.

Logo, foram obtidos os resultados para a potência de recepção, através da simulação realizada no ProMan, em formato ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*) para os três ambientes analisados, que são os objetivos da investigação da análise de cobertura de predição de sinal. Os gráficos da potência de recepção em função da distância foram gerados pelo programa Matlab[®], para as polarizações vertical e horizontal da antena transmissora diretiva. As curvas dos gráficos dessa seção foram geradas para os ângulos de azimutes correspondentes a 0°, 45°, 90°, 135°, 180°, 225°, 270° e 315°.

Os resultados simulados e medidos para o corredor principal (Figura 5.1 – Corredor No. 1) foram comparados entre si para os diversos valores de ângulos de azimute na polarização vertical, conforme mostram os gráficos das Figuras 5.2 a 5.11. Além da comparação entre simulação e medição, utilizou-se um resultado calculado a partir da formulação da perda no espaço livre (Eq. 5). Os resultados foram normalizados para melhor visualização das curvas sobrepostas.

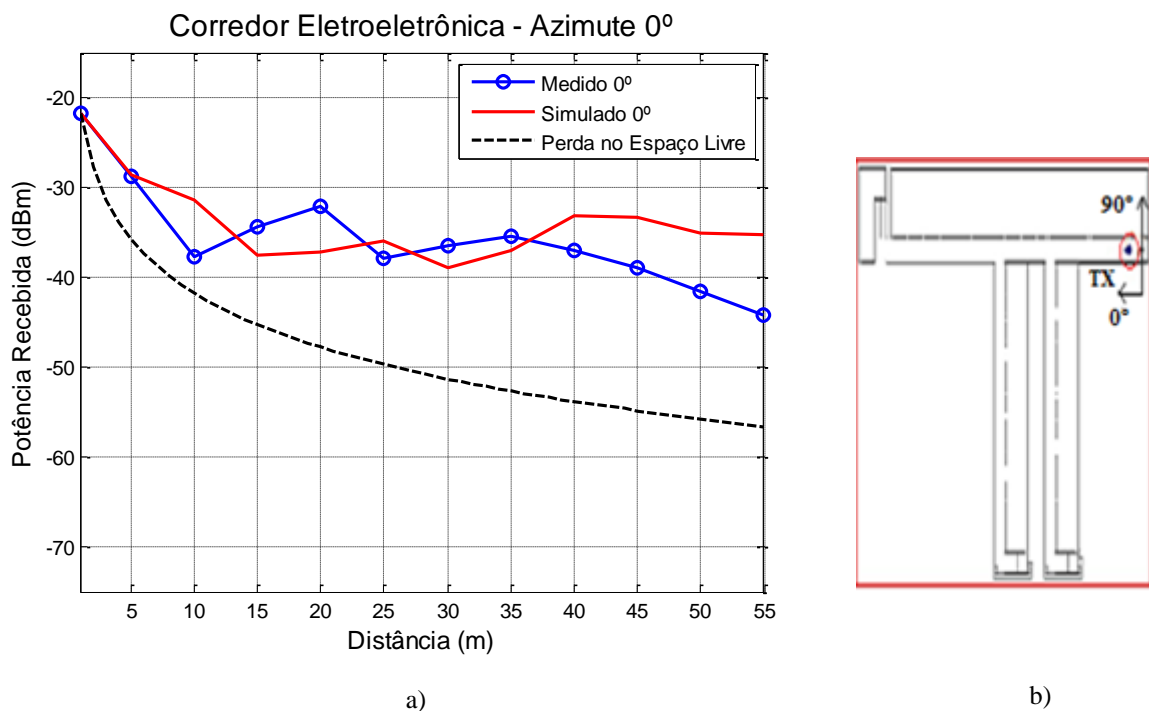
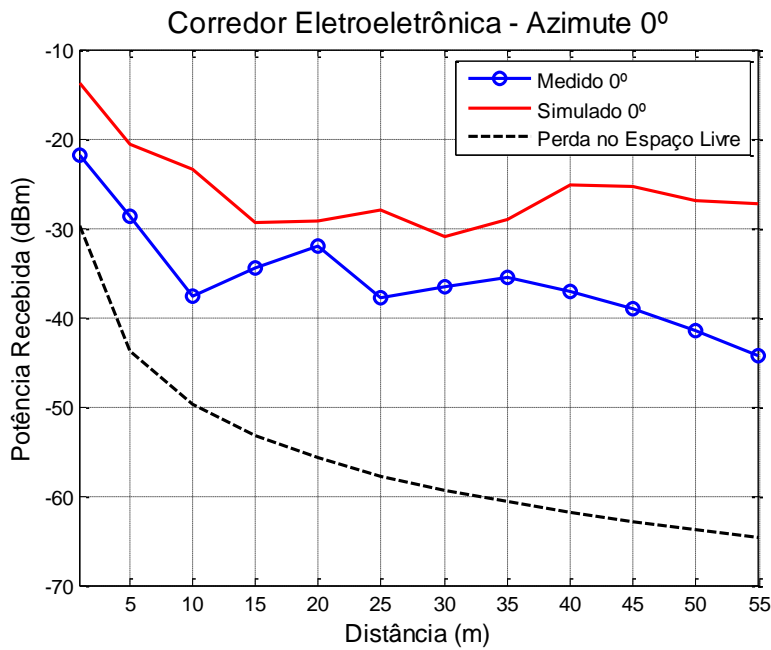
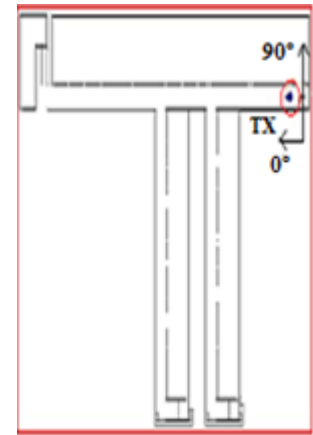


Figura 5.2 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 0° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

A fim de se comparar os resultados obtidos, também foi analisado o gráfico para o azimute de 0°, sem efetuar a normalização dos resultados (Figura 5.3).

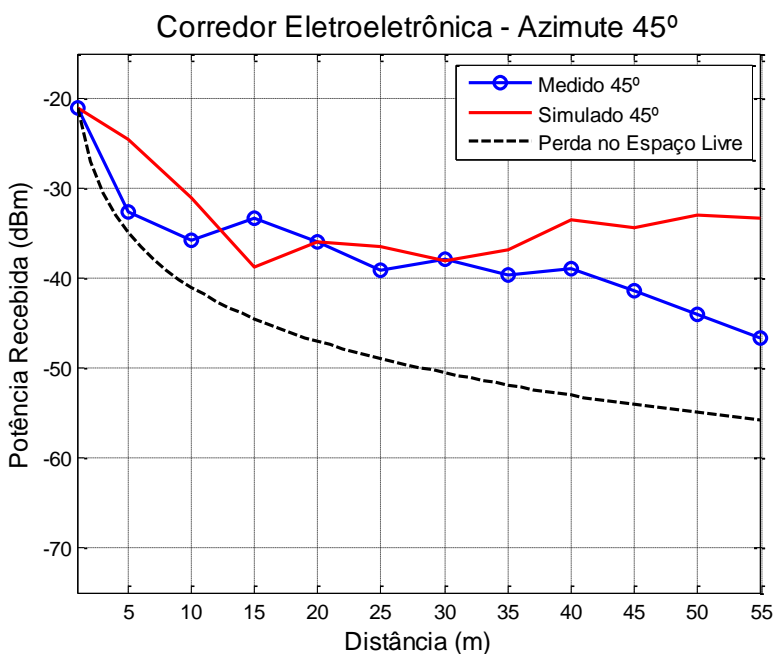


a)

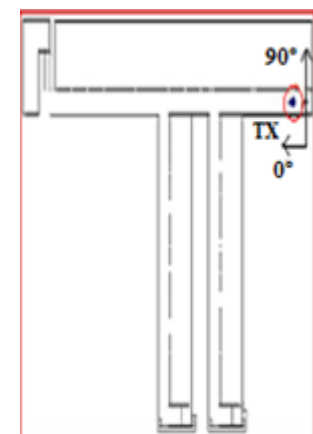


b)

Figura 5.3 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 0° na polarização vertical sem normalização dos resultados e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.



a)



b)

Figura 5.4 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 45° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

De forma análoga, também foi analisado o gráfico para o azimute de 45°, sem a normalização dos resultados (Figura 5.5).

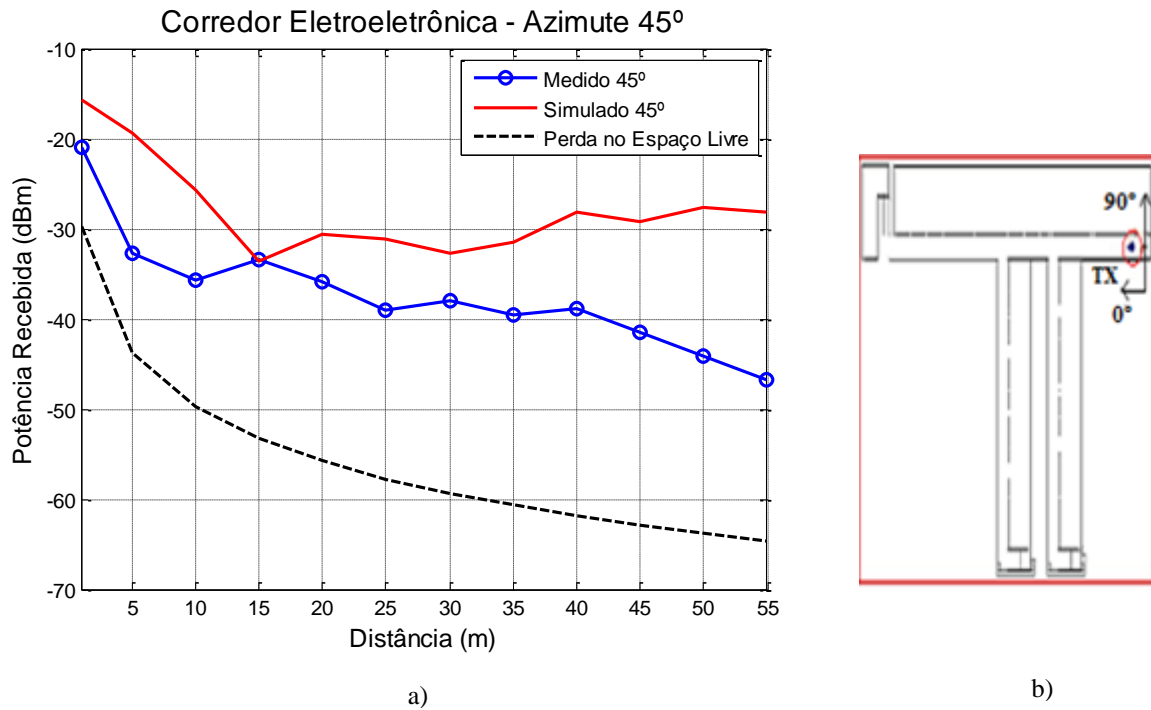


Figura 5.5 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 45° na polarização vertical sem a normalização dos resultados e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

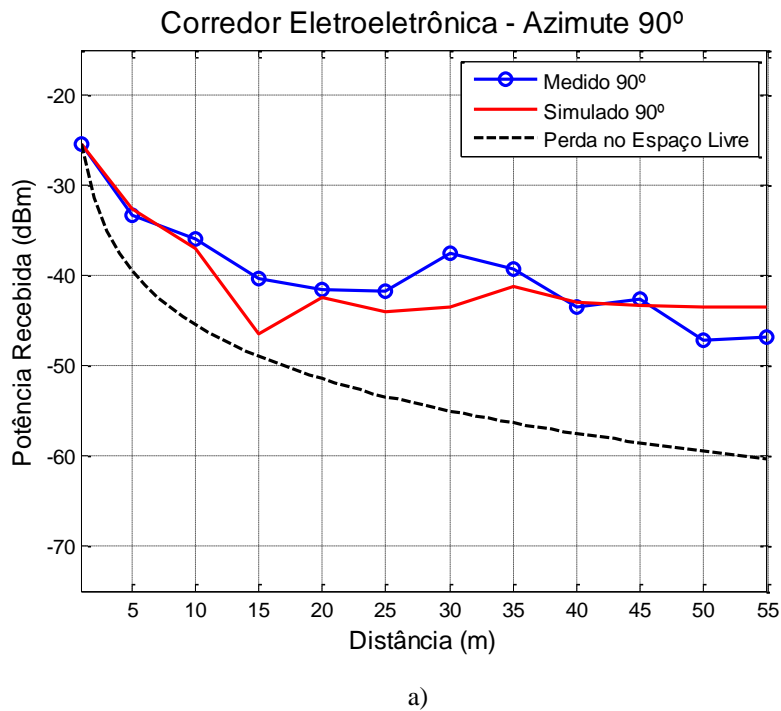


Figura 5.6 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 90° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

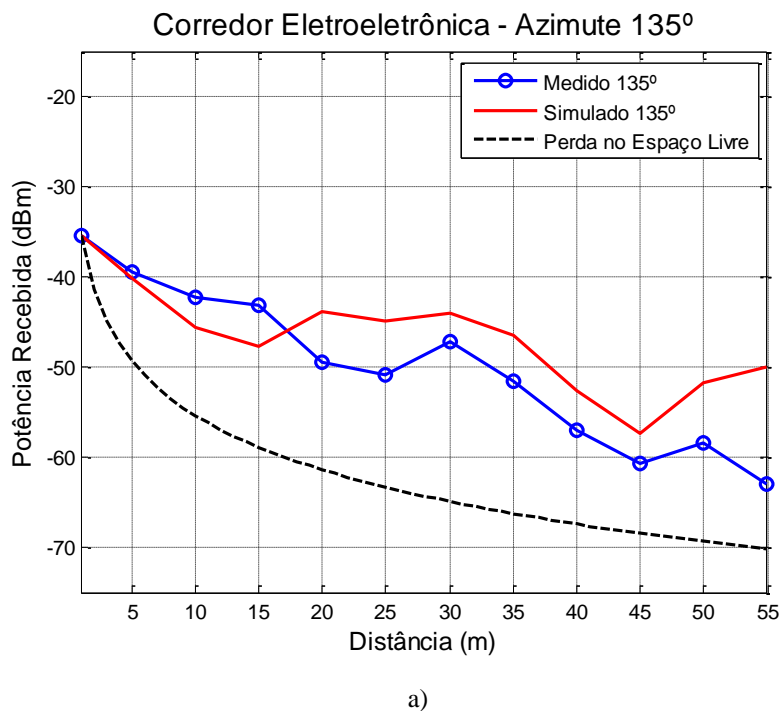


Figura 5.7 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 135° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

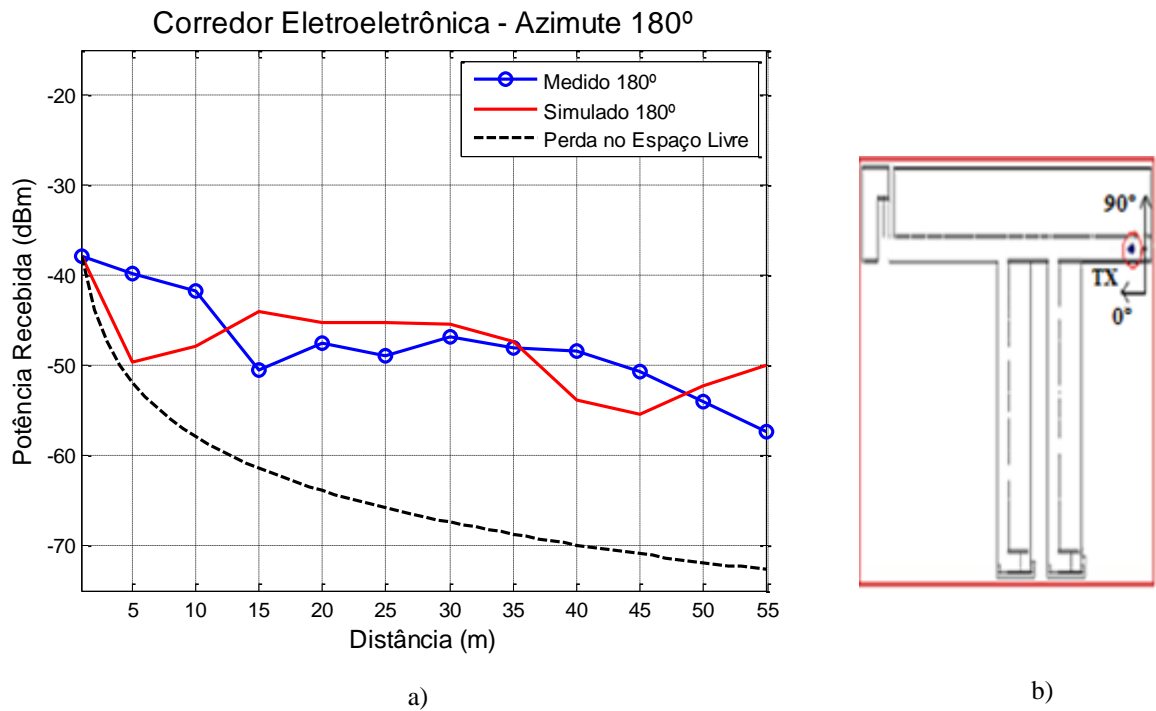


Figura 5.8 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 180° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

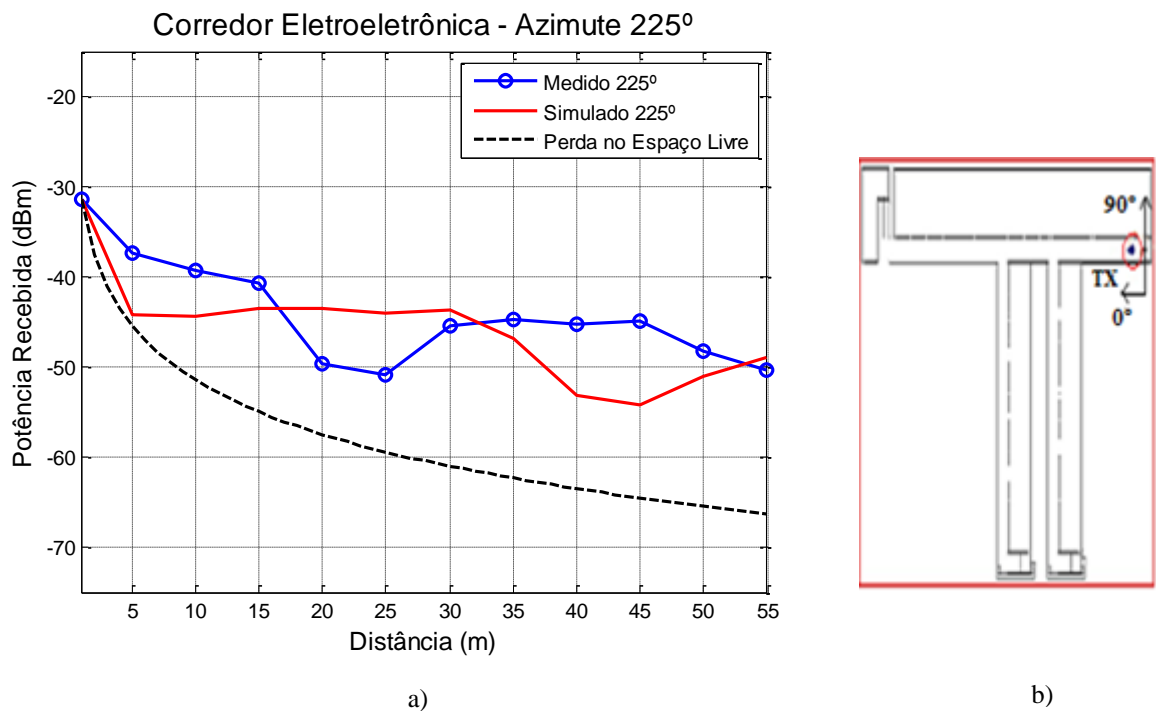


Figura 5.9 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 225° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

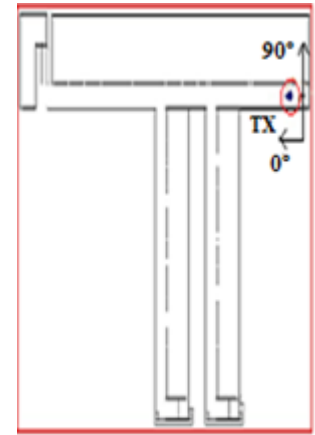
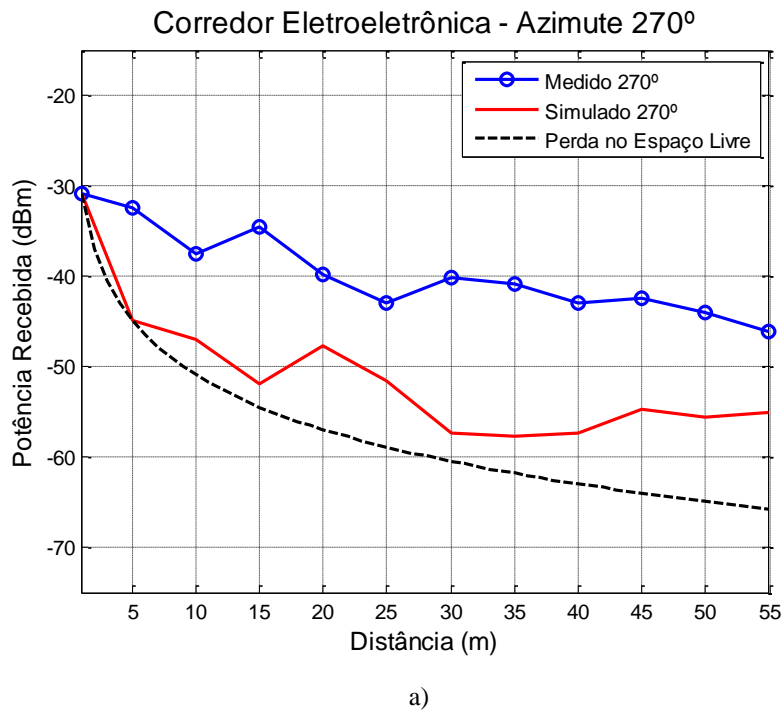


Figura 5.10 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 270° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

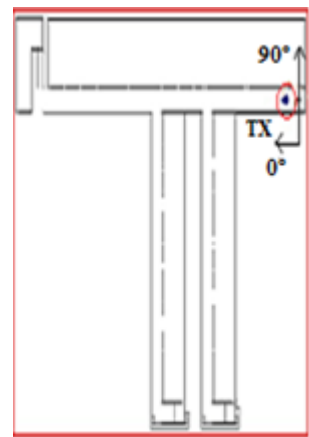
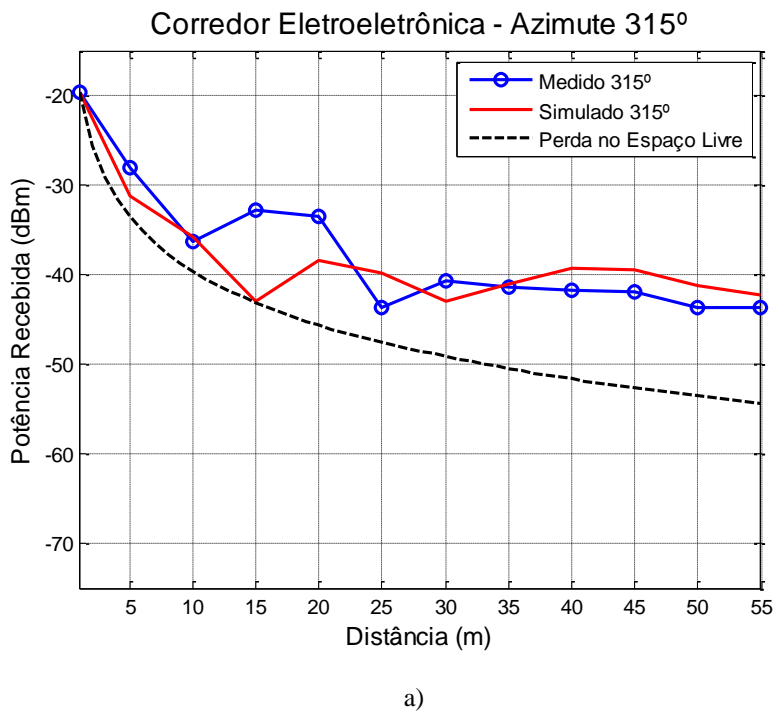


Figura 5.11 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Eletroeletrônica para o azimute de 315° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

Assim, notou-se que os valores simulados, medidos e calculados foram concordantes, como previsto, devido à existência de visibilidade entre transmissor e receptor e a predominância da componente direta com relação às componentes de múltiplos percursos [58], e verificou-se também que o nível de potência de recepção é maior para as curvas simuladas e medidas, em relação à curva da perda no espaço livre.

Como o programa de predição de cobertura utilizado permite definir a antena do transmissor, mas não permite definir a antena do receptor, visto que o *software* simula a potência de recepção em todos os pontos do ambiente analisado, considerando uma determinada altura de predição, a qual foi colocada em 1,5 m; se verificou que a polarização fixada para o emissor na simulação é também adotada pelo *software* para o receptor, de modo que não mudaria o resultado simulado para a polarização horizontal.

A Figura 5.12 mostra os resultados medidos para o corredor principal (Figura 5.1 – Corredor 1) para os vários azimutes com a polarização horizontal na antena transmissora e com a polarização vertical na antena receptora, e o desenho esquemático dos corredores e antena TX com a indicação da direção dos ângulos de azimutes. Assim, os resultados comprovaram que é possível utilizar polarizações diferentes para as antenas emissora e receptora, pois devido aos diferentes mecanismos de propagação existentes no percurso do sinal, pode-se ainda assim captar o sinal que chega ao receptor.

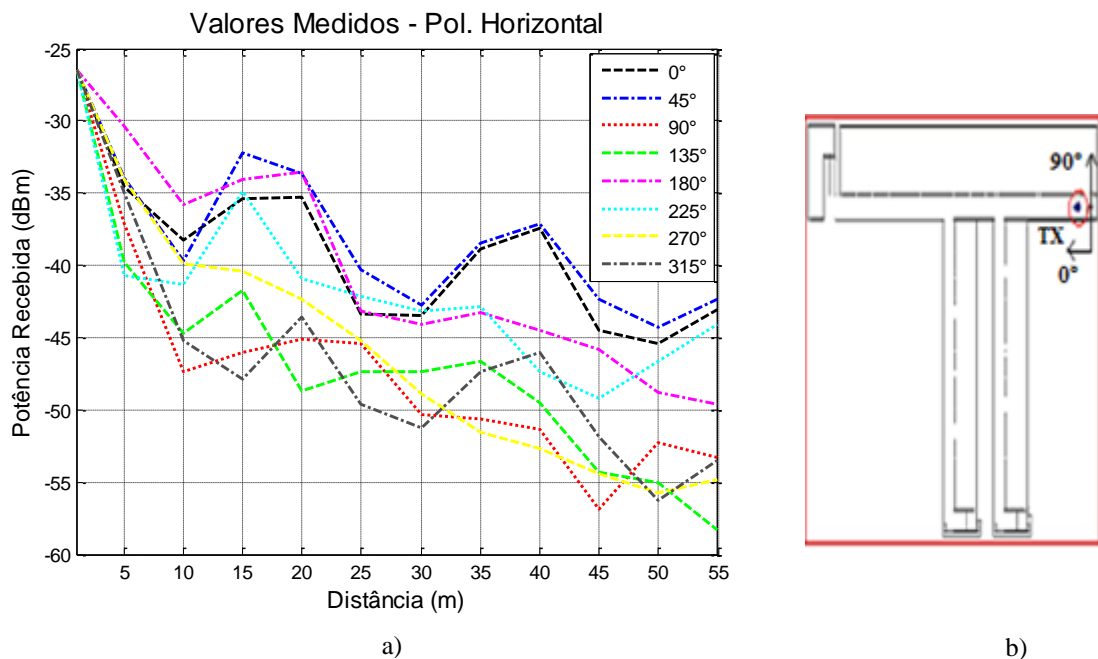


Figura 5.12 – a) Valores medidos no corredor de Eletroeletrônica para a polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

Da mesma maneira, foram comparados os resultados simulados e medidos para o corredor transversal da Figura 5.1 (Corredor EE – No. 2), conforme os gráficos das Figuras 5.13 a 5.20 para a polarização vertical. Além da comparação entre simulação com TX virtual e medição, foram coletados valores de simulações considerando apenas o TX real, preservando as mesmas características iniciais, incluindo a posição no início do corredor principal e também se utilizou um resultado calculado a partir da fórmula da perda no espaço livre.

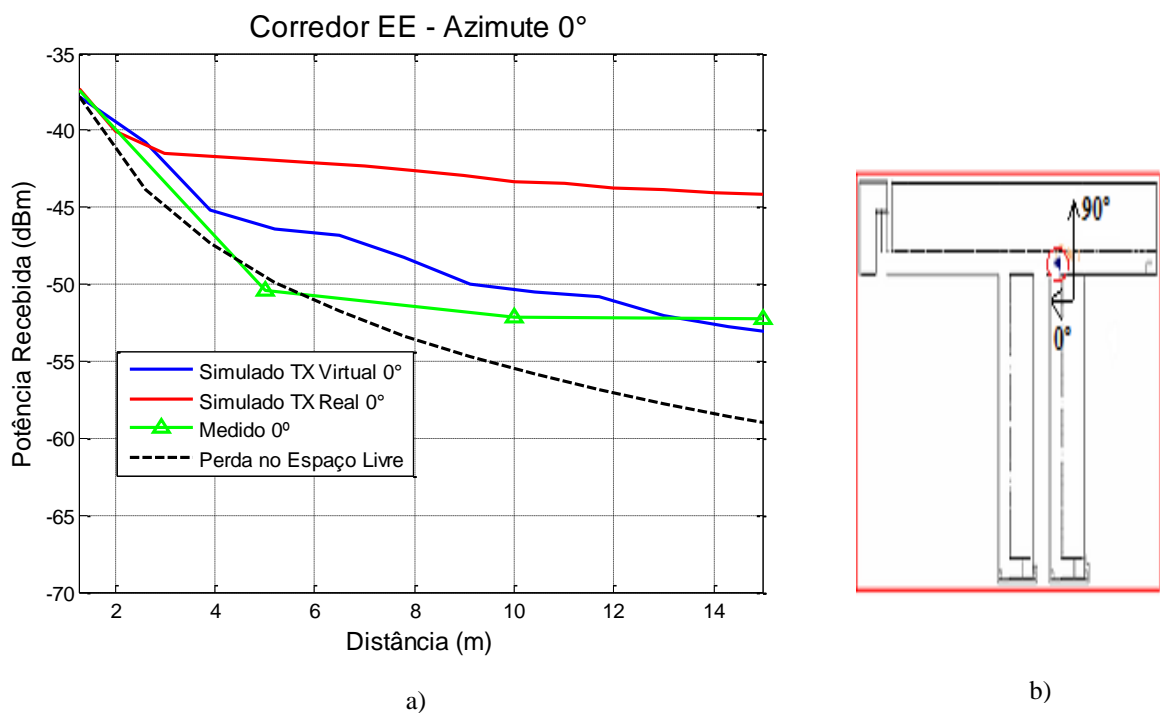
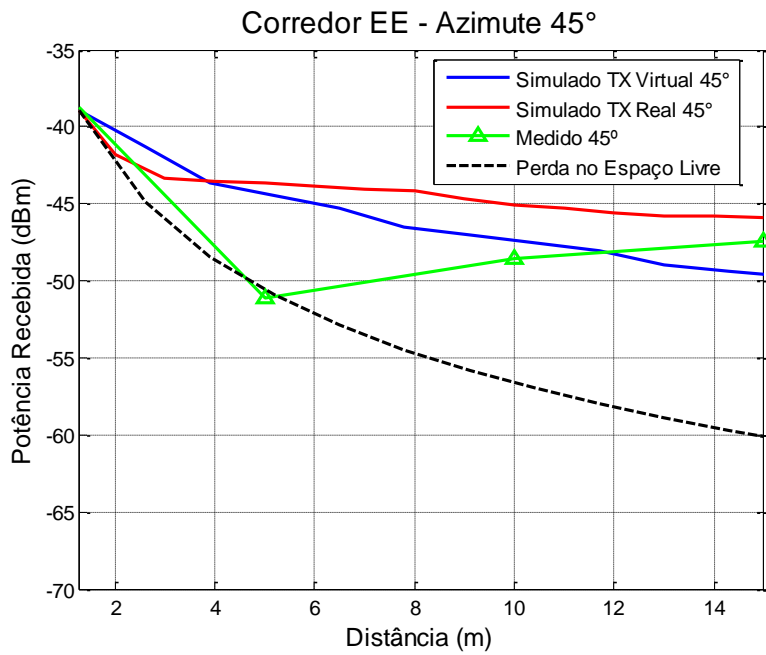
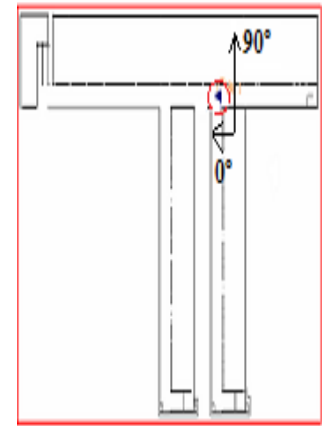


Figura 5.13 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 0° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

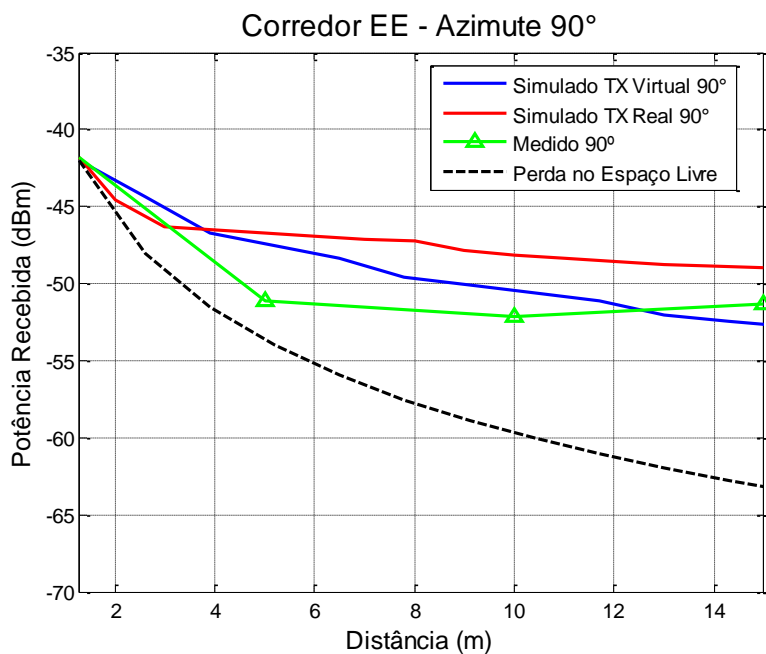


a)

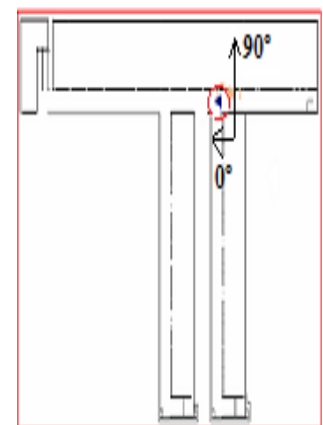


b)

Figura 5.14 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 45° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.



a)



b)

Figura 5.15 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 90° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

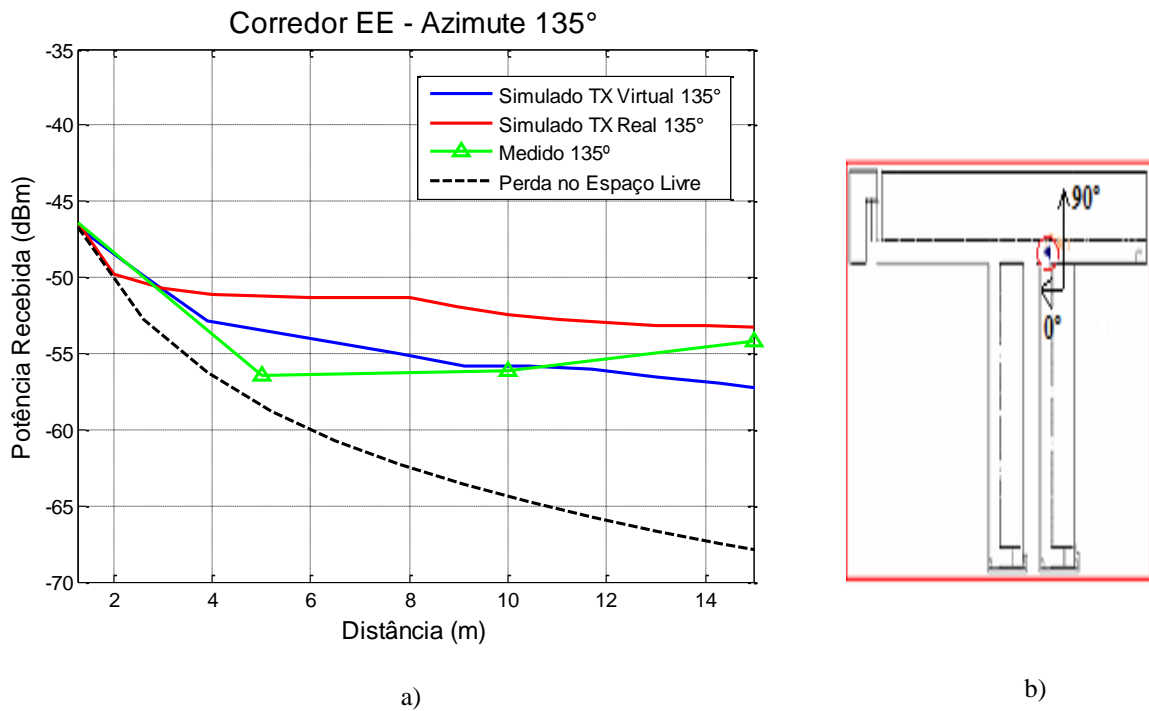


Figura 5.16 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 135° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

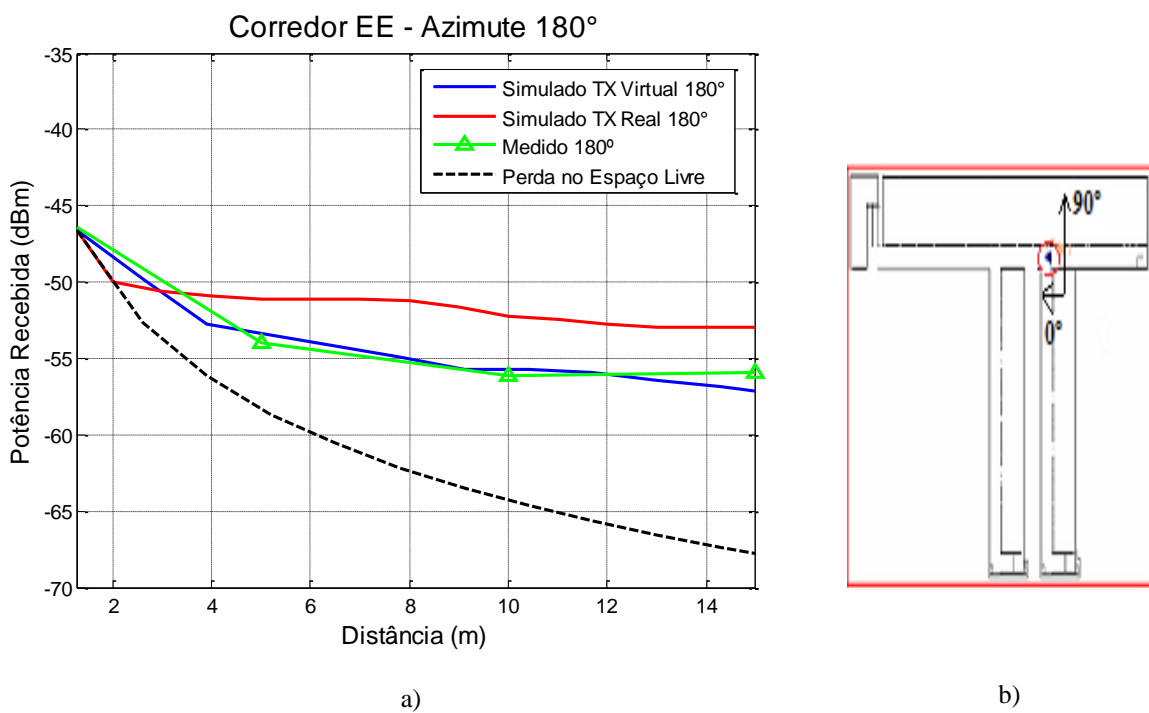


Figura 5.17 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 180° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

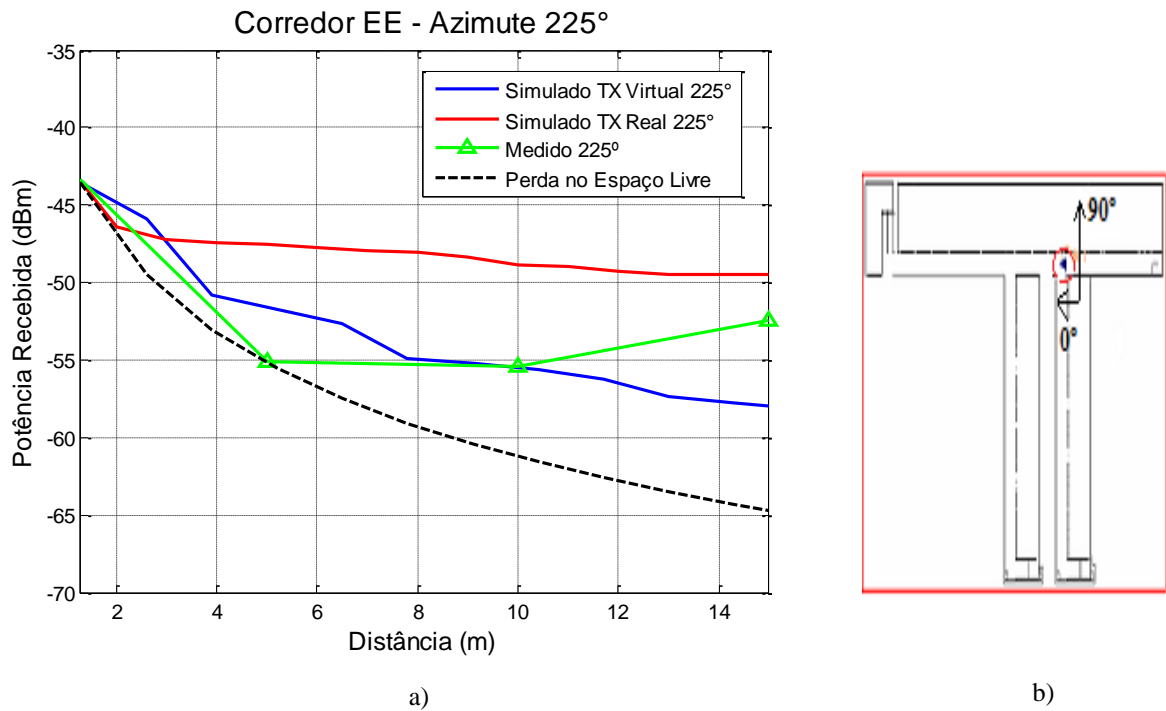


Figura 5.18 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 225° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

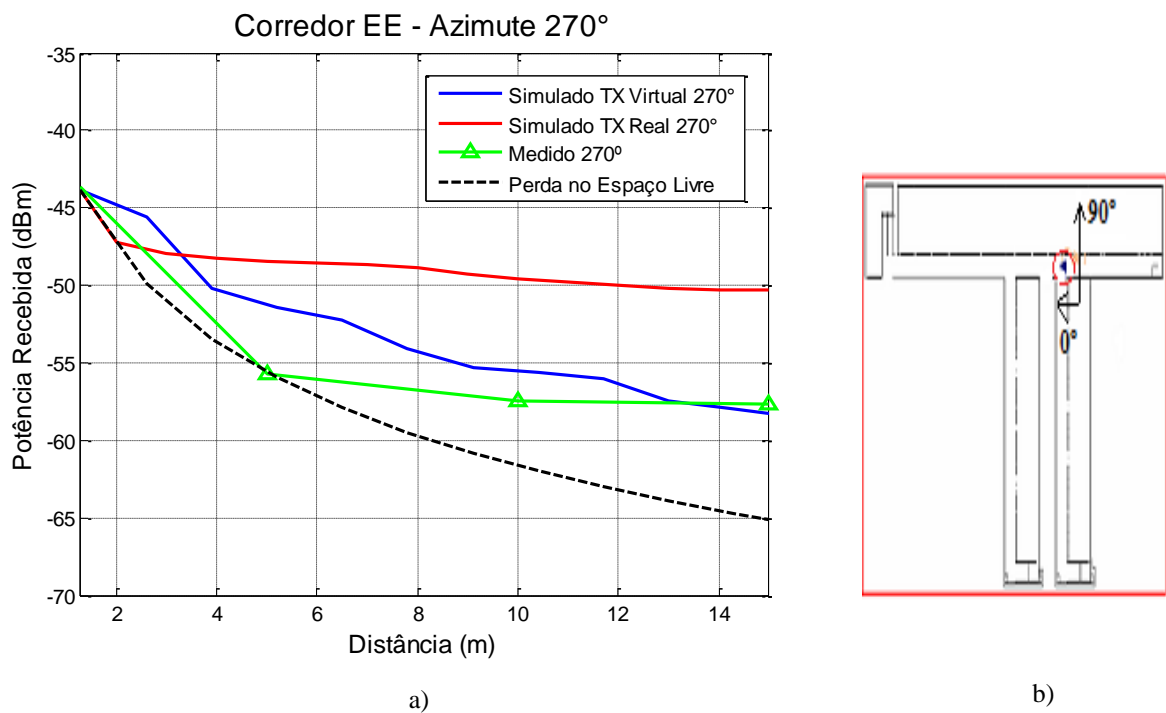


Figura 5.19 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 270° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

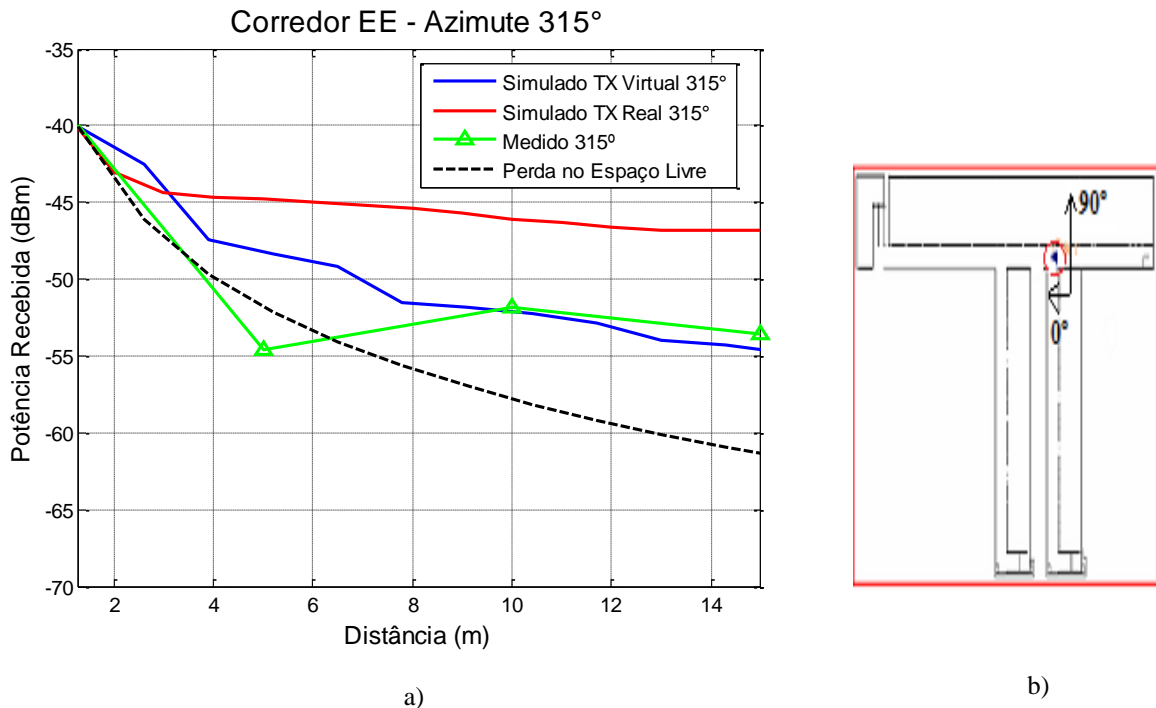


Figura 5.20 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) para o azimute de 315° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

Assim, foi observado que com a utilização do artifício do transmissor virtual, para os diversos valores dos ângulos de azimutes, conseguiu-se um resultado mais preciso em relação aos valores medidos, em comparação com a curva do transmissor real, validando o método proposto.

Como foi relatado anteriormente, a polarização da antena selecionada durante a simulação para o emissor é a mesma também adotada para o receptor. Logo, os valores simulados seriam idênticos para ambas às polarizações lineares.

A Figura 5.21 ilustra os resultados medidos para o corredor transversal (Figura 5.1 – Corredor 2) para os diversos valores de ângulos de azimutes com a polarização horizontal na antena transmissora e com a polarização vertical na antena receptora, e o desenho esquemático dos corredores e antena TX com a indicação da direção adotada dos azimutes. Assim, verificou-se que a potência recebida não foi influenciada pela diferença de polarização entre o emissor e o receptor nas campanhas de medições realizadas, devido os fenômenos de propagação existentes no percurso do sinal propagado.

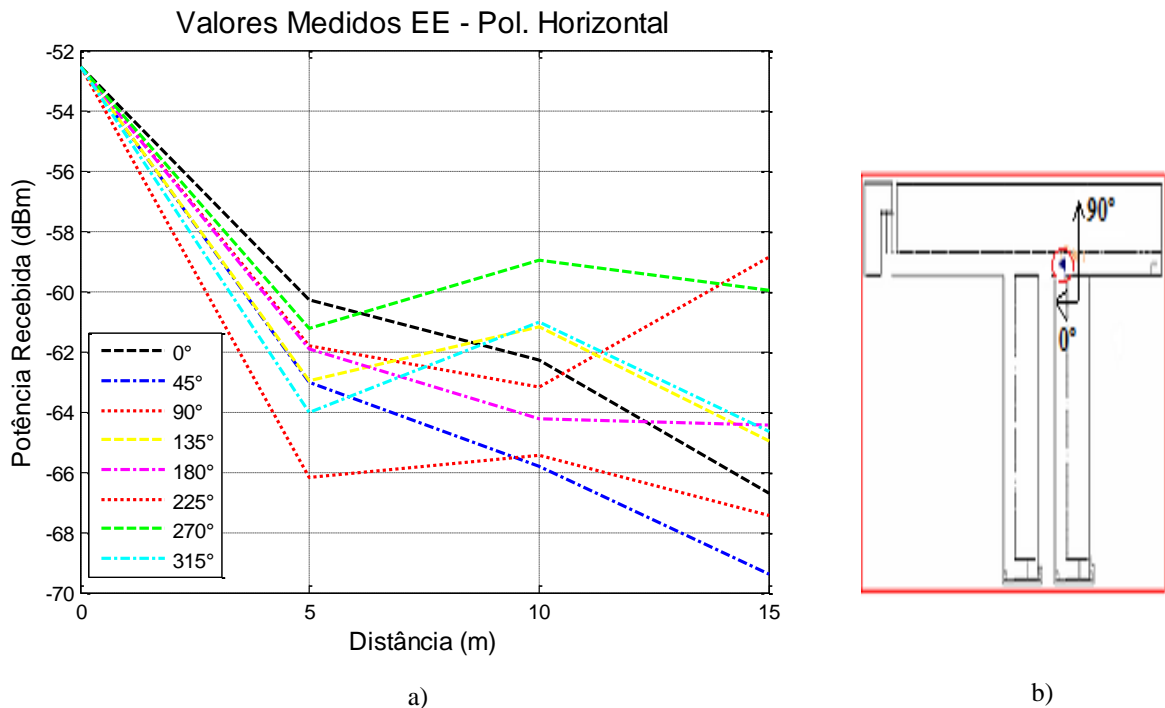


Figura 5.21 – a) Valores medidos no corredor da Coordenação de Engenharia Elétrica (EE) na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

O procedimento foi realizado de forma análoga ao que foi descrito anteriormente para o corredor transversal da Figura 5.1 (Corredor PET – No. 3), conforme ilustram os gráficos das Figuras 5.22 a 5.29 para a polarização vertical. Os resultados apresentam a intensidade de potência recebida em função da distância, sem visada direta, no qual também foi colocada uma fonte virtual (TX'') próxima a primeira parede de entrada do corredor (3), com o mesmo nível de potência obtido nesta posição para o corredor (1), caracterizando uma nova situação com visada direta, assim como também foram utilizados os valores obtidos a partir do TX real, localizado no início do corredor principal, afim de comparar os resultados obtidos.

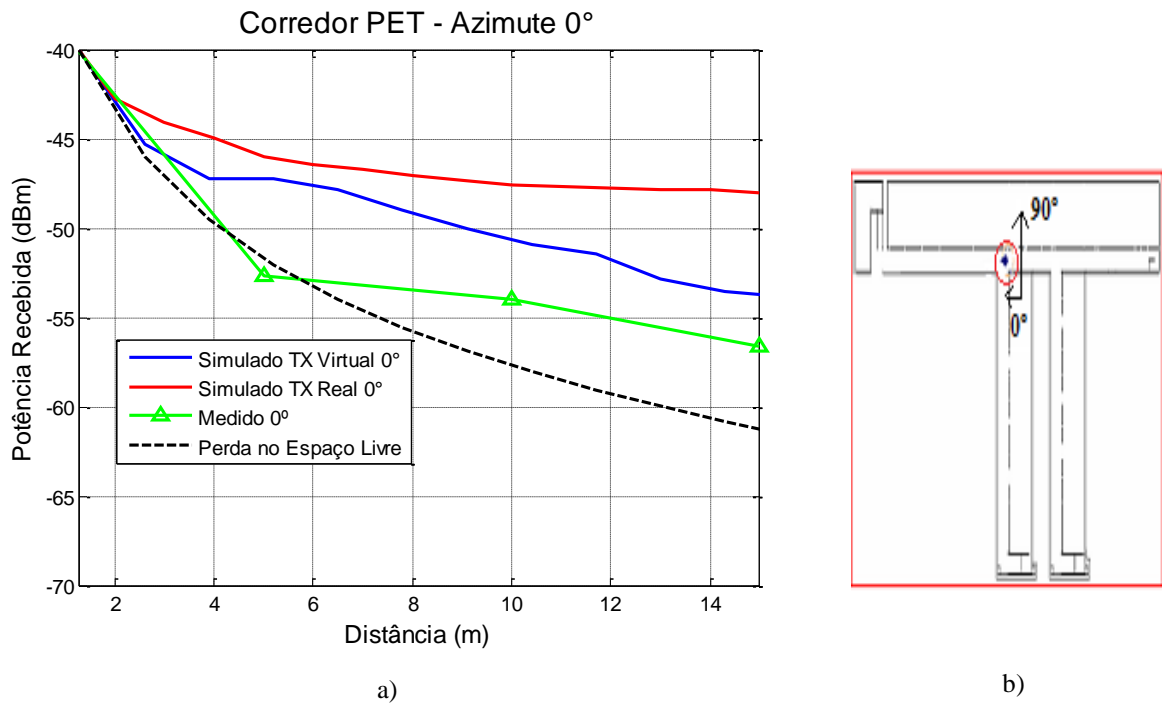


Figura 5.22 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 0° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

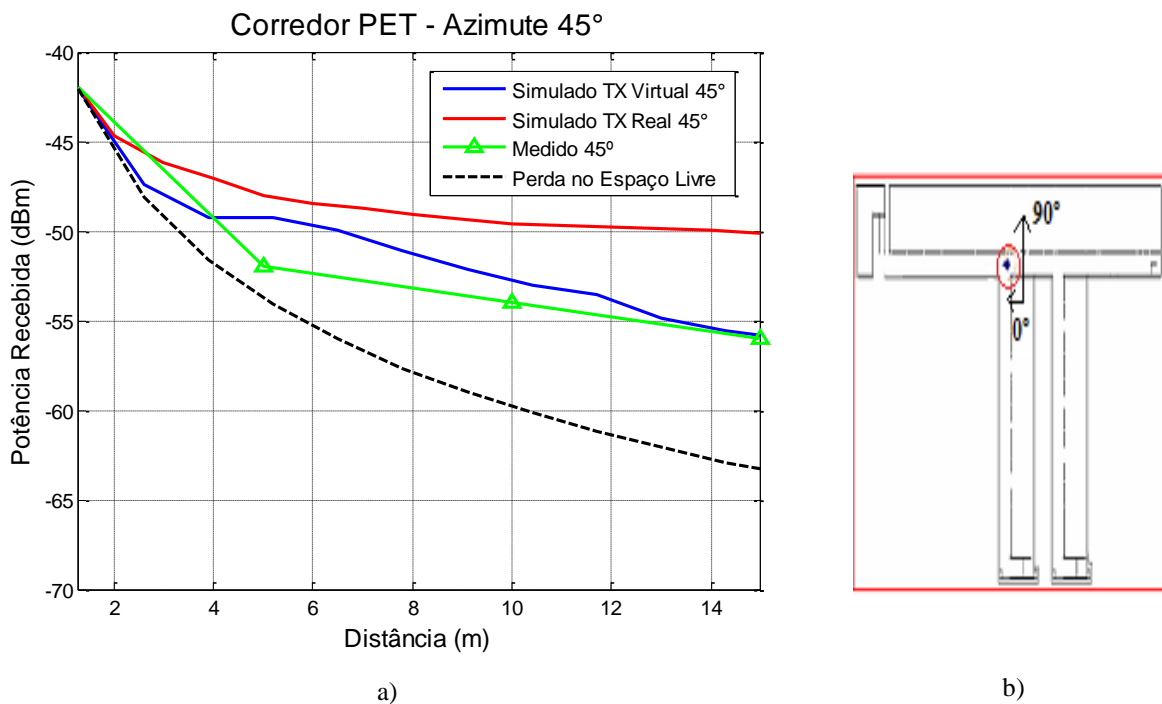


Figura 5.23 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 45° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

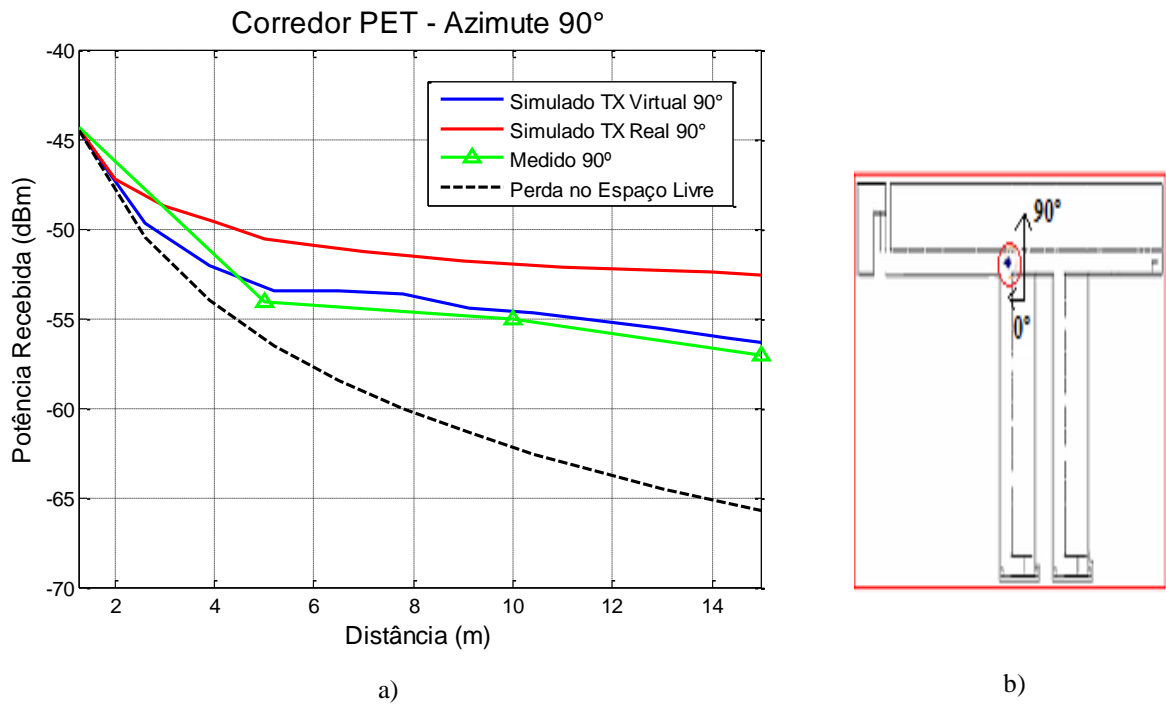


Figura 5.24 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 90° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

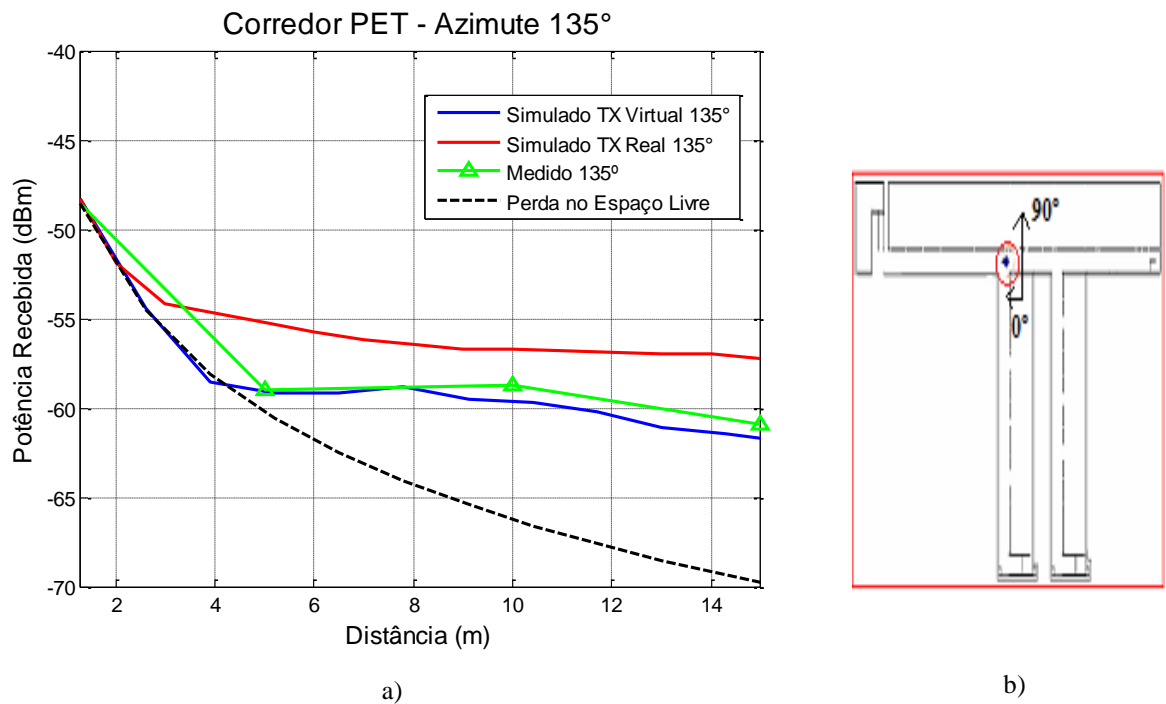


Figura 5.25 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 135° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

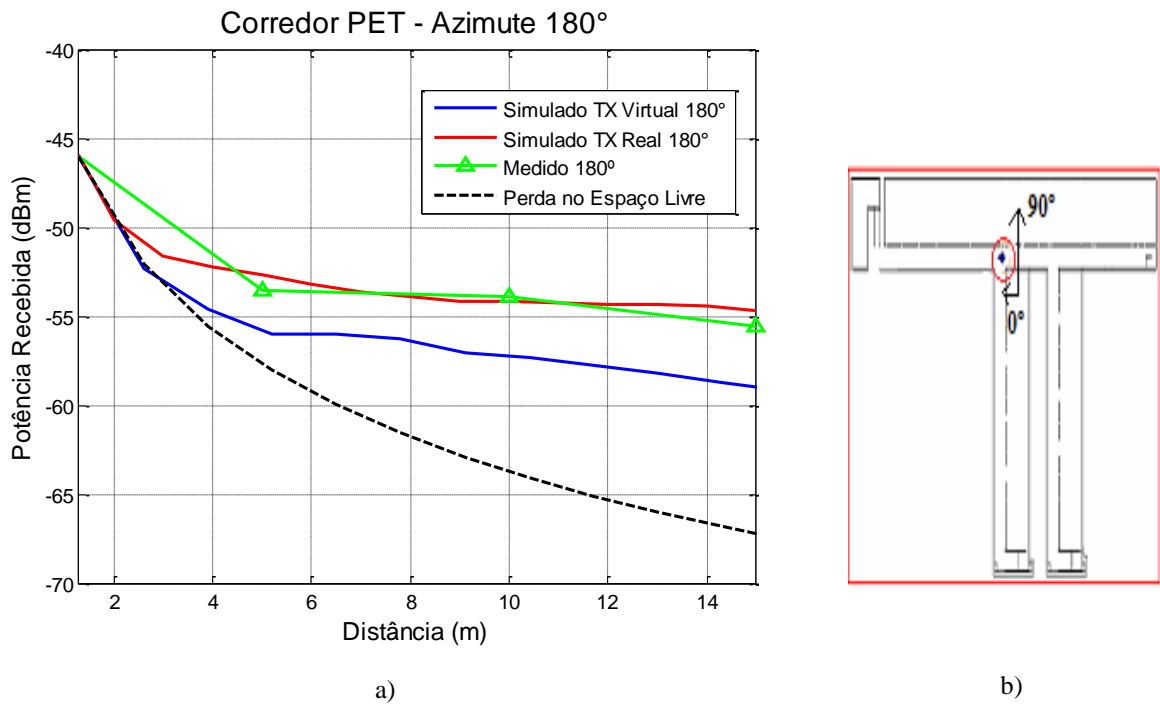


Figura 5.26 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 180° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

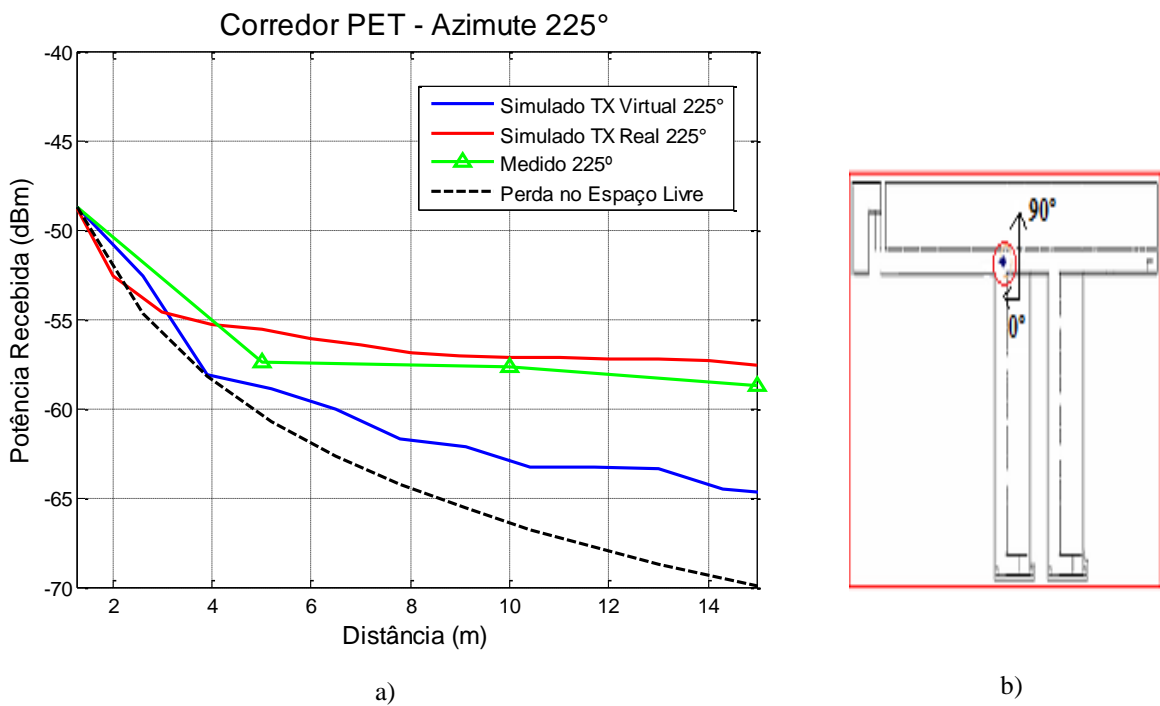


Figura 5.27 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 225° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

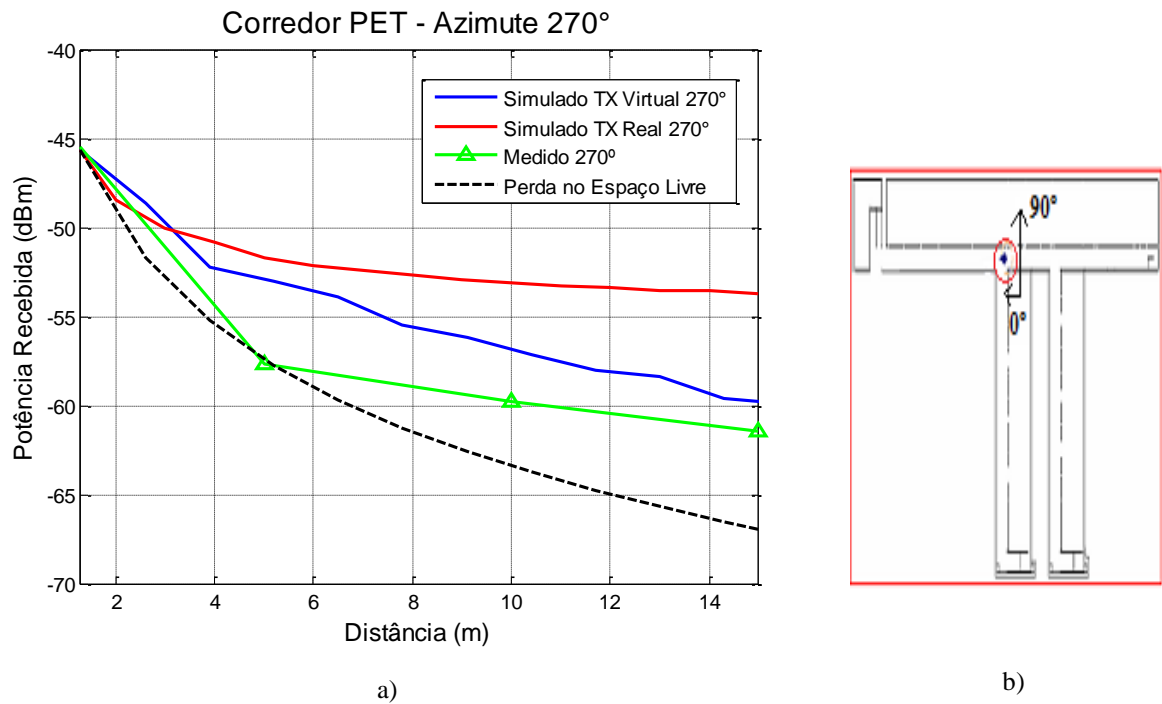


Figura 5.28 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 270° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

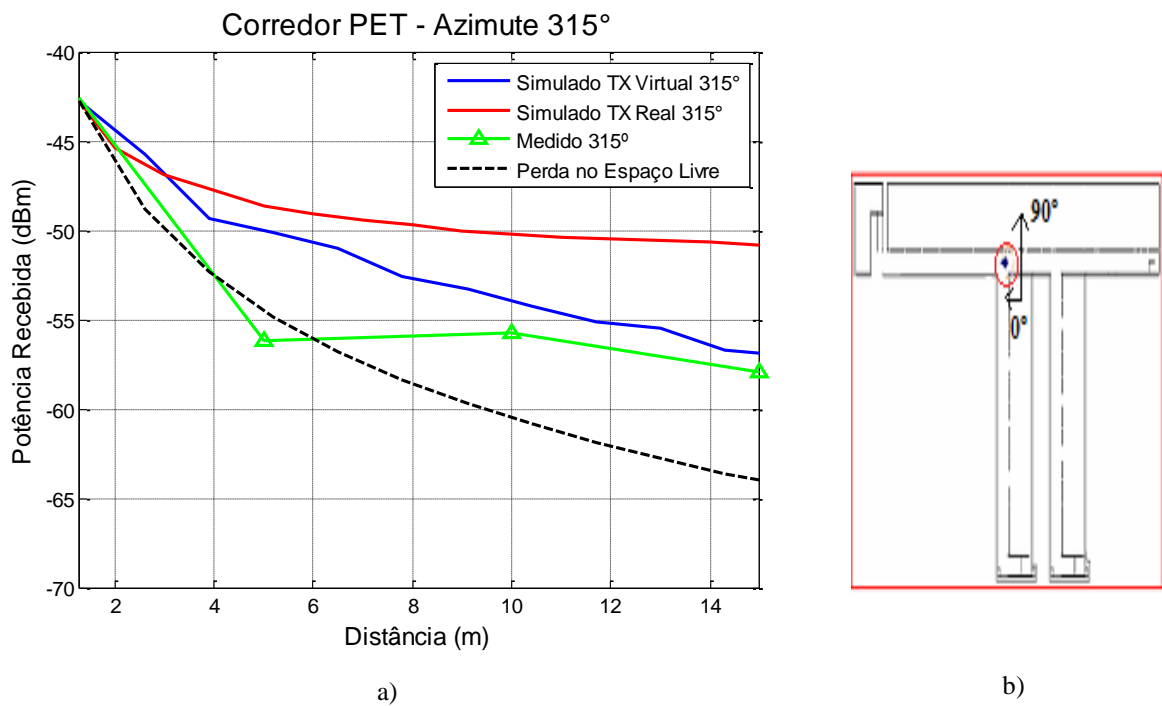


Figura 5.29 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para o azimute de 315° na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

Os resultados simulados e medidos demonstraram uma boa concordância e um comportamento semelhante para ambos os corredores transversais, mesmo quando comparados com os resultados obtidos pela fórmula de Friis. Portanto, observou-se que para a predição de cobertura de sinal sem a presença de linha de visada entre o transmissor e o receptor não é necessário tomar medidas ao longo de toda a sua extensão, a fim de confirmar a existência de um nível de sinal, e, por conseguinte, a existência de uma cobertura em tais ambientes internos. O conhecimento do nível de sinal na entrada de cada corredor é suficiente para estimar a cobertura ao longo deles, tomando como base a fórmula de Friis. Assim, o tempo de medição e de simulação é reduzido, aumentando a simplicidade do processo de predição de cobertura, sem prejuízo para a confiabilidade dos resultados preditos [58].

A Figura 5.30 mostra os resultados medidos para o corredor transversal (Figura 5.1 – Corredor 3) para os diversos valores de ângulos de azimutes com a polarização horizontal na antena transmissora e com a polarização vertical na antena receptora, e o desenho esquemático dos corredores e antena TX com a indicação da direção adotada para os azimutes. Assim, foi comprovado que é possível captar o sinal, mesmo com as antenas emissora e receptora apresentando polarizações lineares diferentes, em virtude dos diferentes mecanismos de propagação encontrados pelo sinal durante o seu percurso.

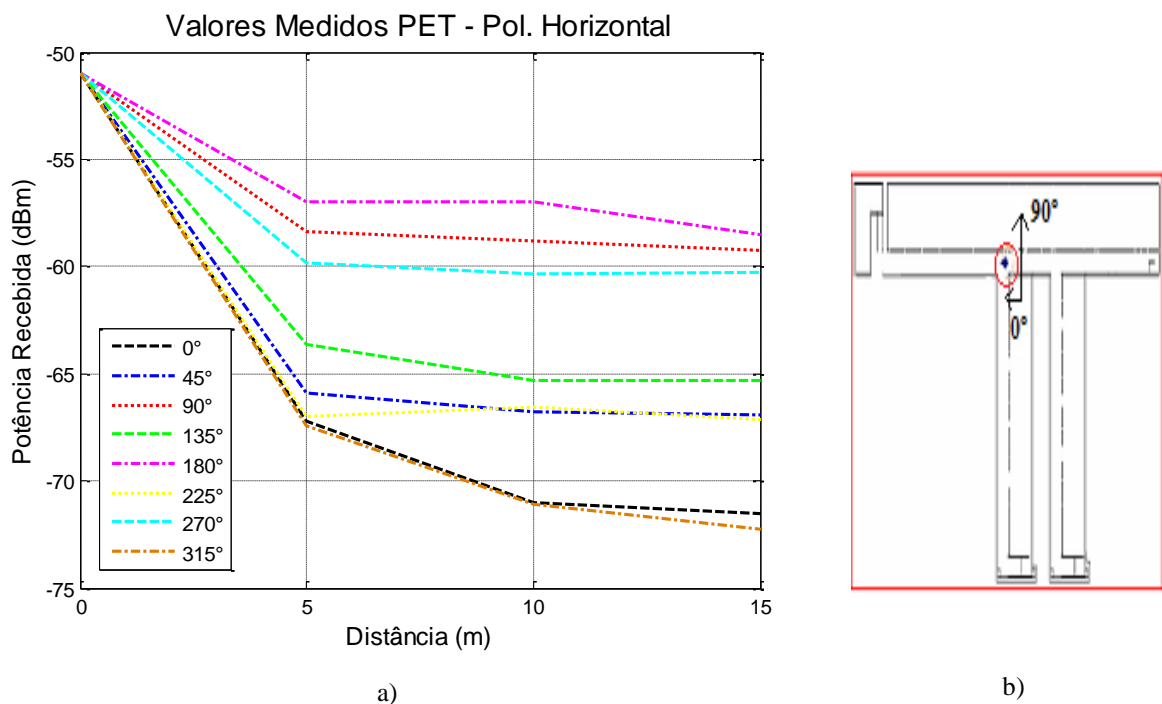


Figura 5.30 – a) Valores medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

Dessa forma, também foram analisados os gráficos da variação do ângulo de azimute no nível do sinal recebido para os corredores transversais, em função do azimute da antena do emissor para as distâncias de 0 m a 15 m, variando em passos de 5 m, nas polarizações vertical e horizontal. Assim, os valores medidos foram comparados com os valores simulados, através do TX real e do transmissor virtual. As Figuras 5.31 a 5.34 mostram os resultados obtidos para o corredor da coordenação de Engenharia Elétrica na polarização vertical.

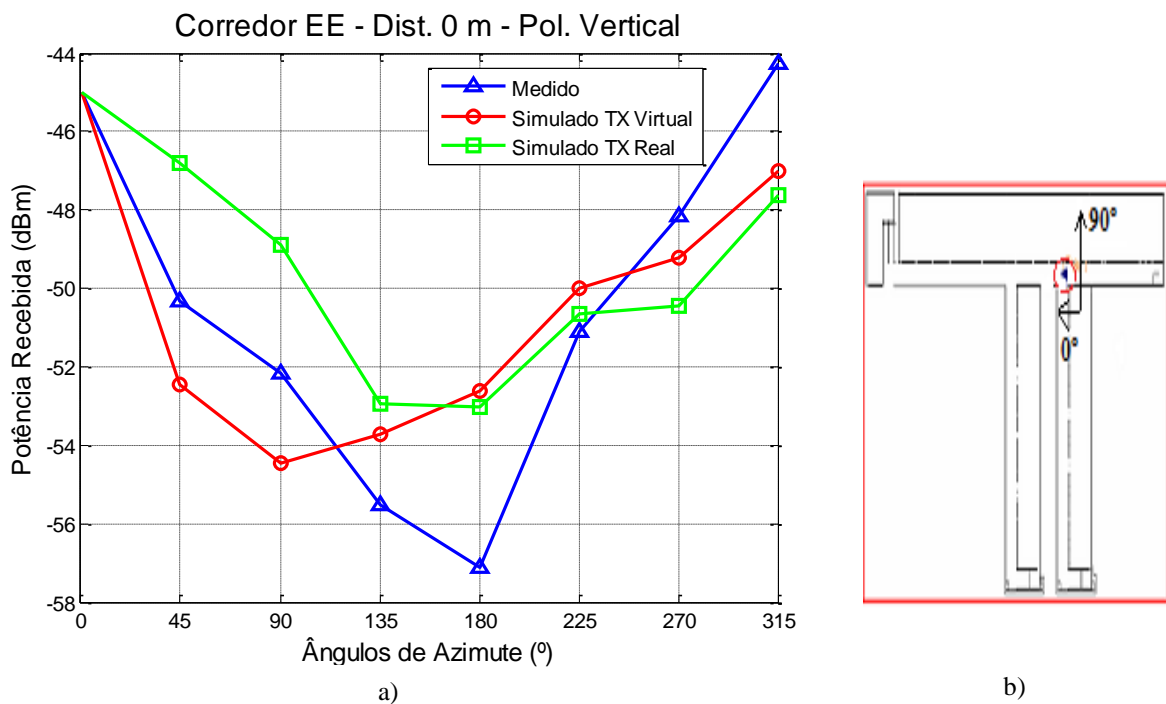
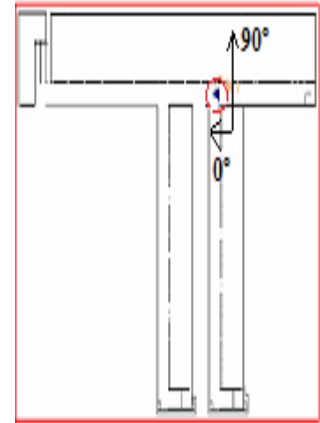
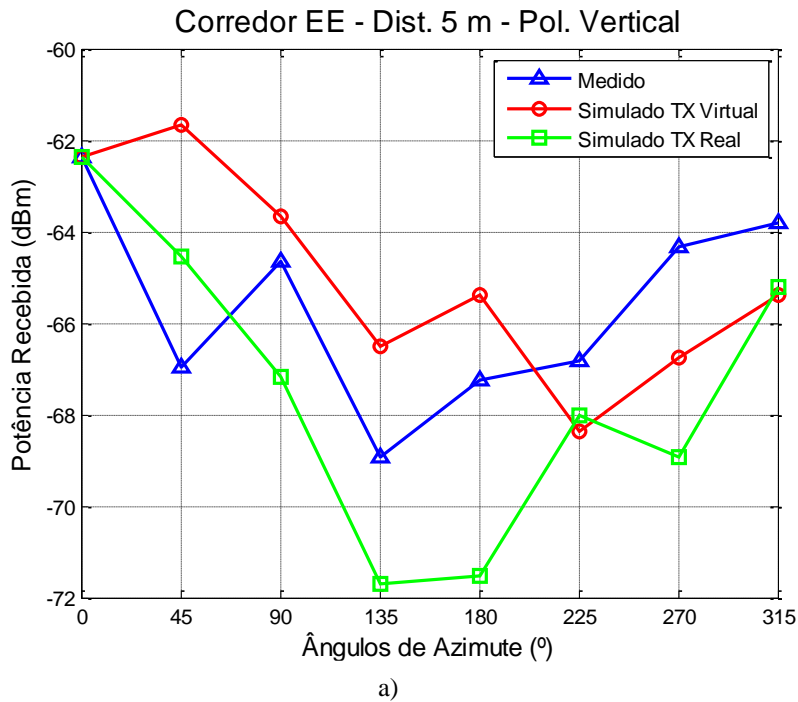
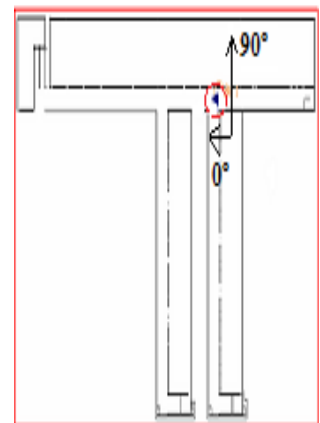
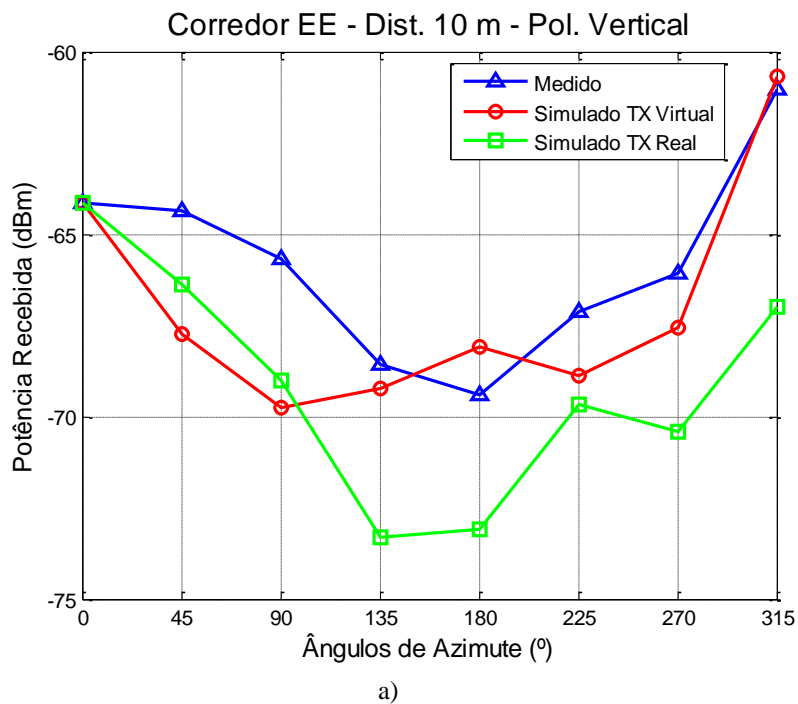


Figura 5.31 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 0 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.



b)

Figura 5.32 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 5 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.



b)

Figura 5.33 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 10 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

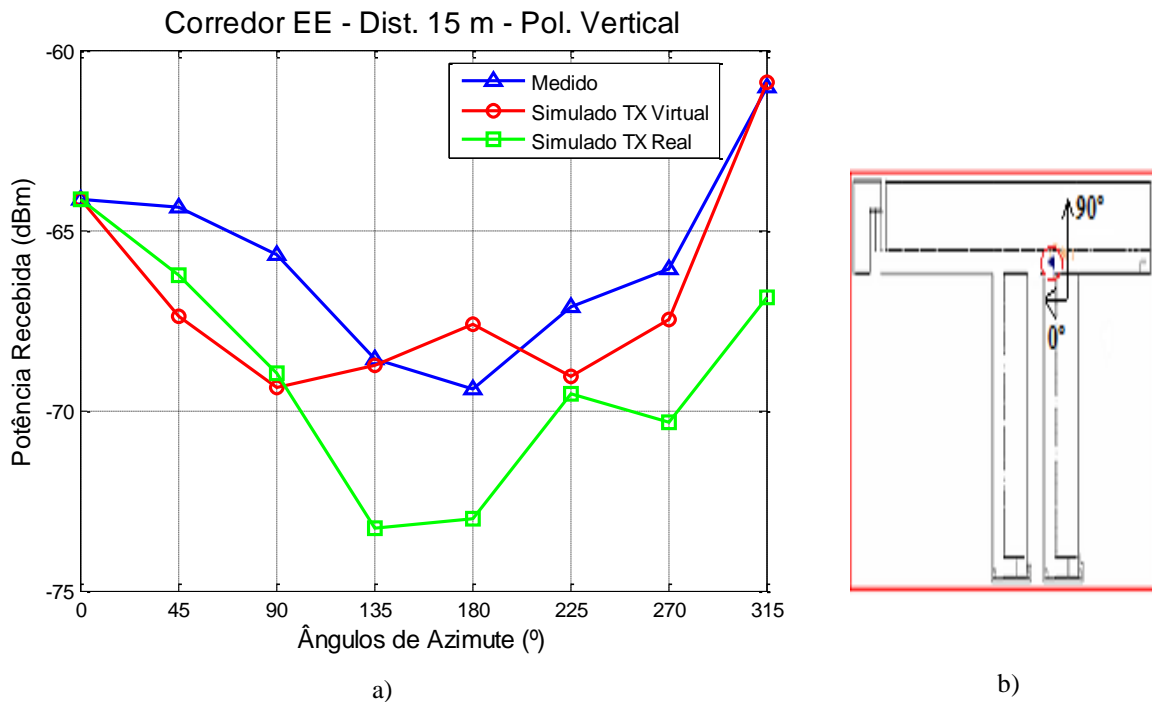
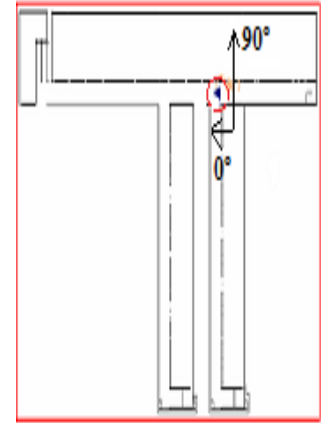
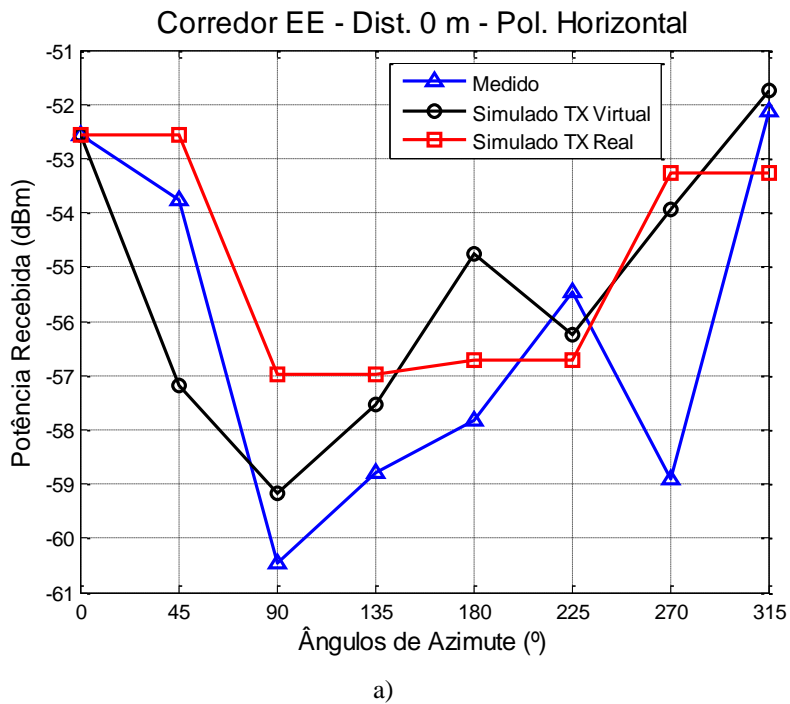


Figura 5.34 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 15 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

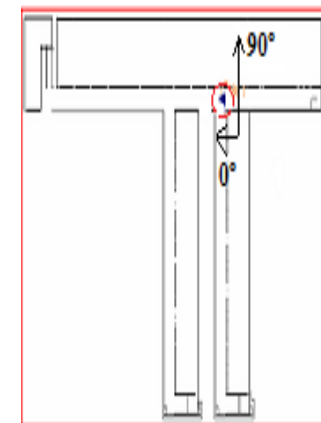
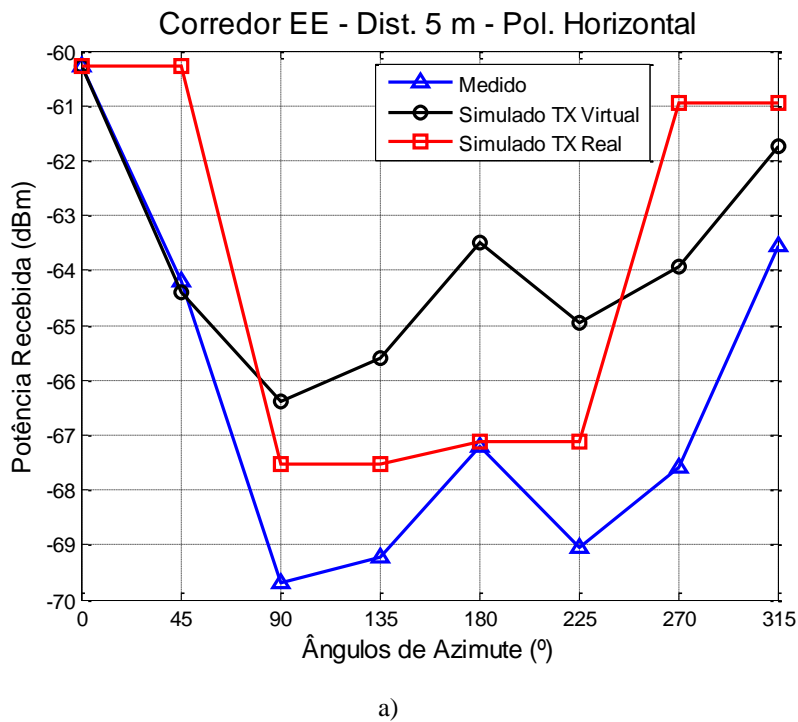
Pela análise das Figuras 5.31 a 5.34 ficou demonstrado que o nível de recepção do sinal é dependente da localização do ângulo de azimute do transmissor e da distância percorrida mínima, para diminuir as perdas eletromagnéticas, a fim de se obter o melhor nível de sinal recebido (Figura 5.31).

As Figuras 5.35 a 5.38 mostram os gráficos dos valores simulados e medidos para o corredor transversal do bloco da coordenação de Engenharia Elétrica (2), situado a 31 m de distância do TX localizado no corredor principal, realizado para a polarização horizontal e o desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.



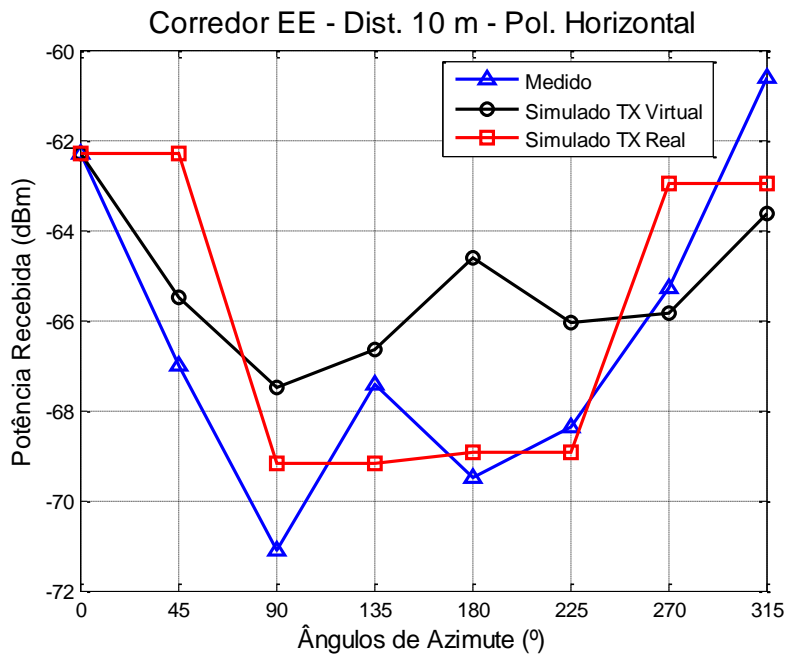
b)

Figura 5.35 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 0 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

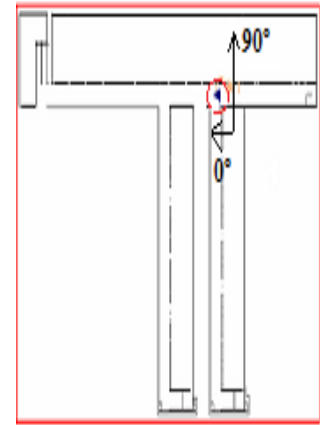


b)

Figura 5.36 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor de Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 5 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

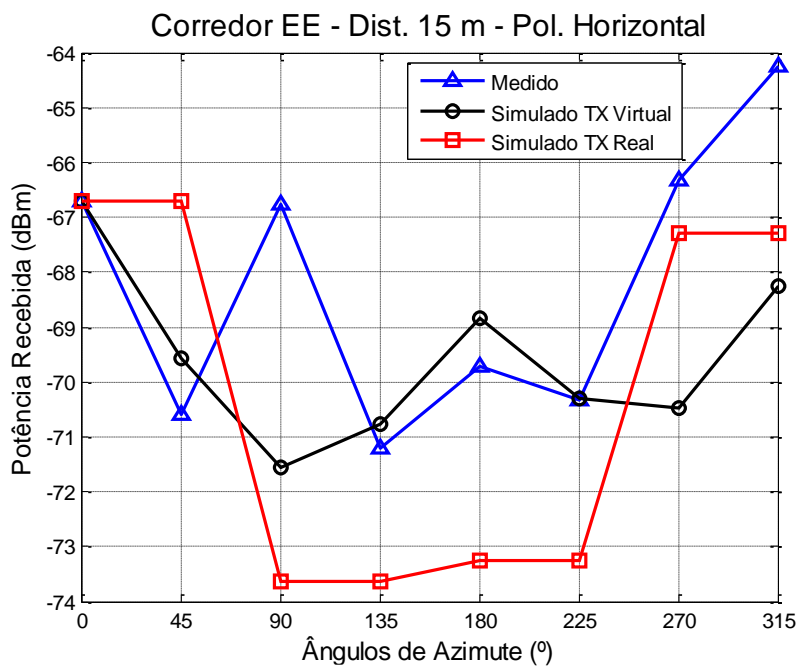


a)

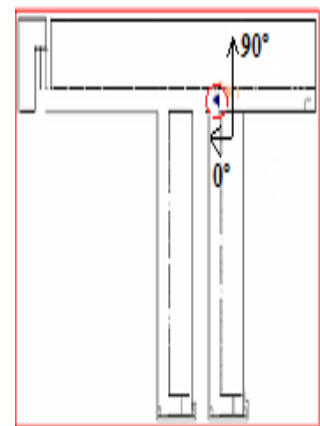


b)

Figura 5.37 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 10 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.



a)



b)

Figura 5.38 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor Engenharia Elétrica (EE) para a distância de 15 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

Os resultados indicaram que em ambas as polarizações, os valores apresentaram os mesmos resultados, ou seja, que são dependentes do ângulo de azimute da antena transmissora diretiva e da distância percorrida mínima, para obter o melhor nível de sinal recebido, e comprovaram que os valores simulados pelos transmissores virtuais (TX' e TX'') apresentaram resultados mais próximos e coerentes em relação aos valores medidos, quando comparado à curva obtida pelo TX real, demonstrando a eficácia do método proposto.

As Figuras 5.39 a 5.42 ilustram os gráficos dos valores simulados e medidos para o corredor transversal do bloco do PET em Engenharia Elétrica (3) do IFPB, situado a 49 m de distância do corredor principal, para a polarização vertical e o desenho esquemático dos corredores e antena TX com os azimutes.

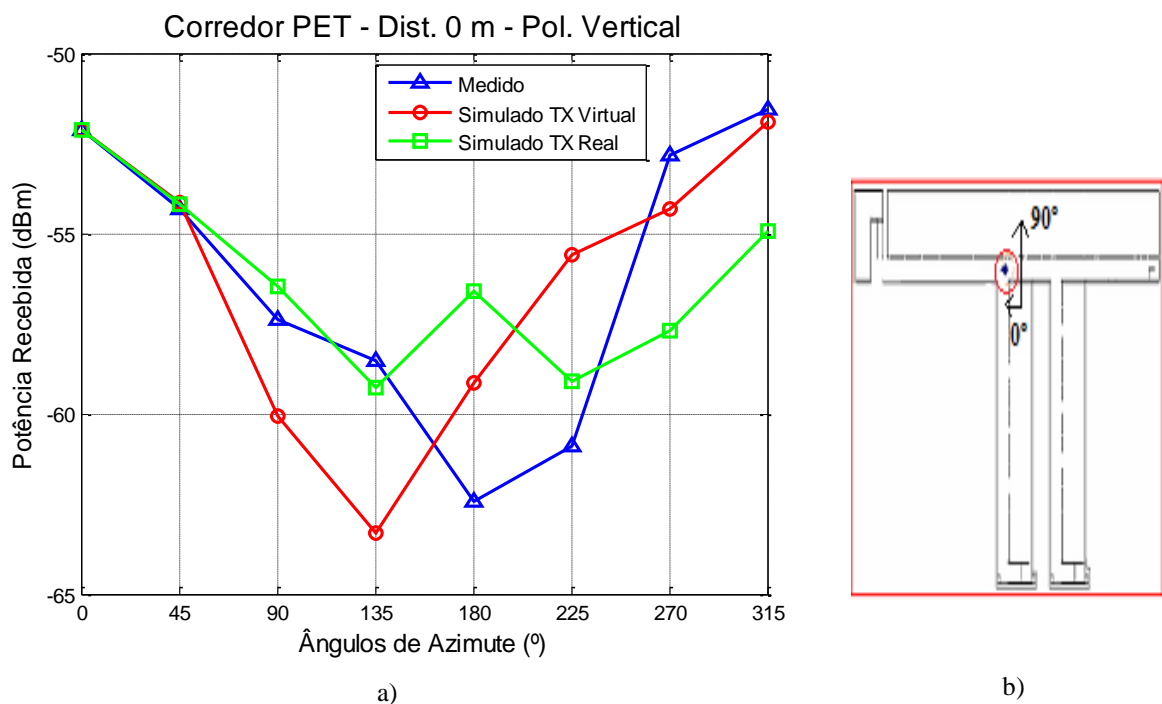


Figura 5.39 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 0 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

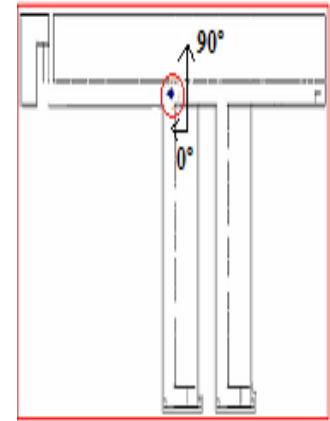
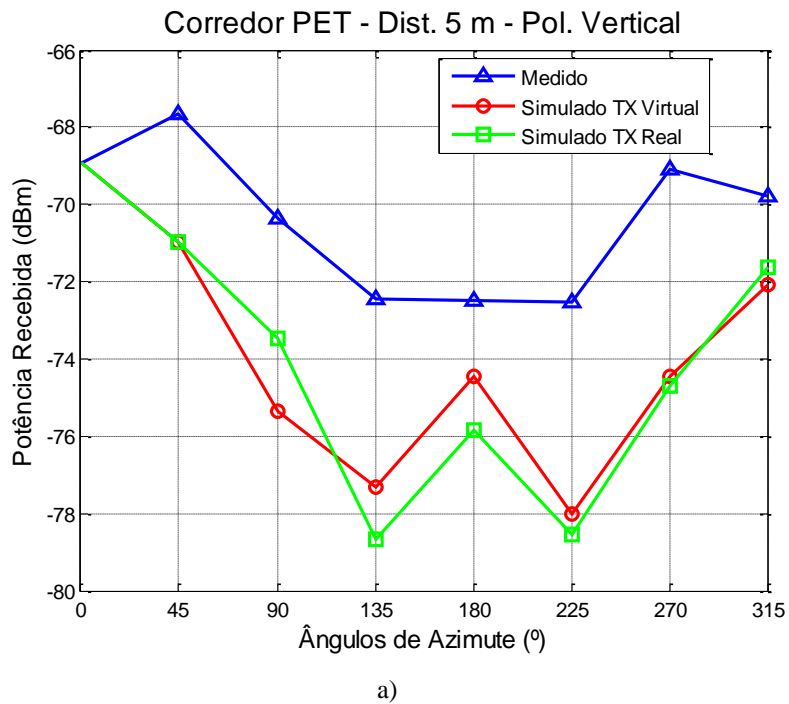


Figura 5.40 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 5 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

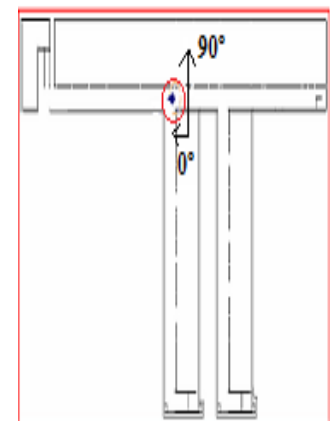
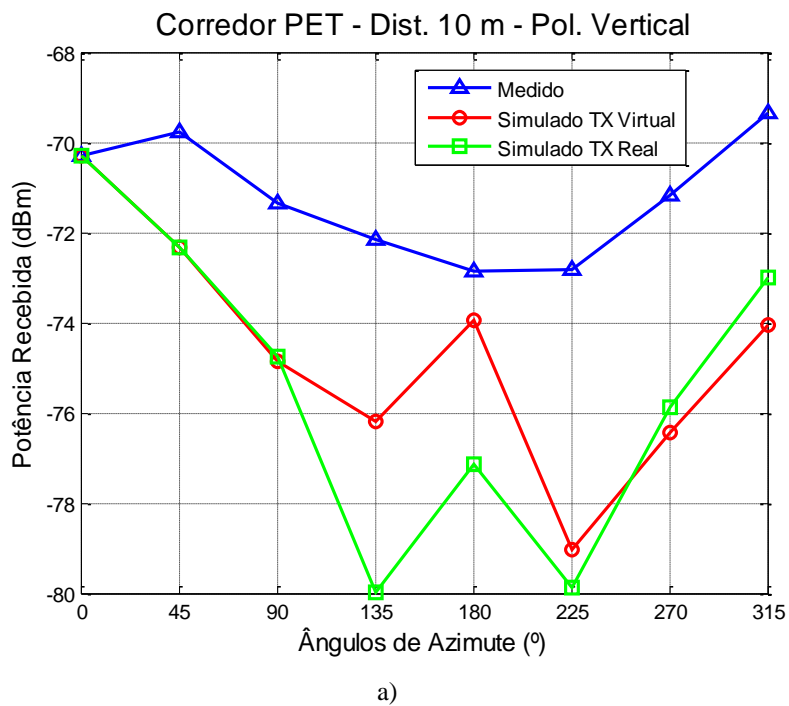


Figura 5.41 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 10 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

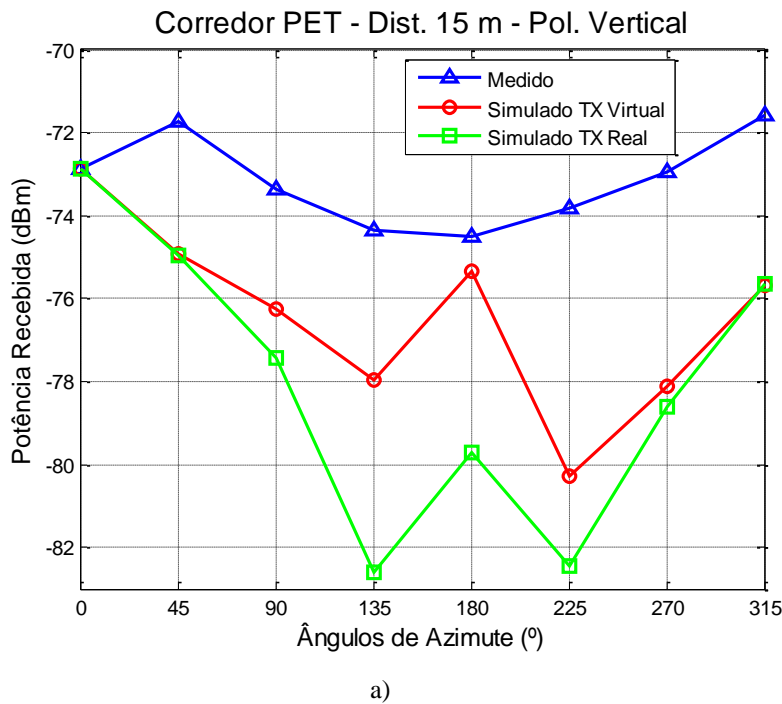
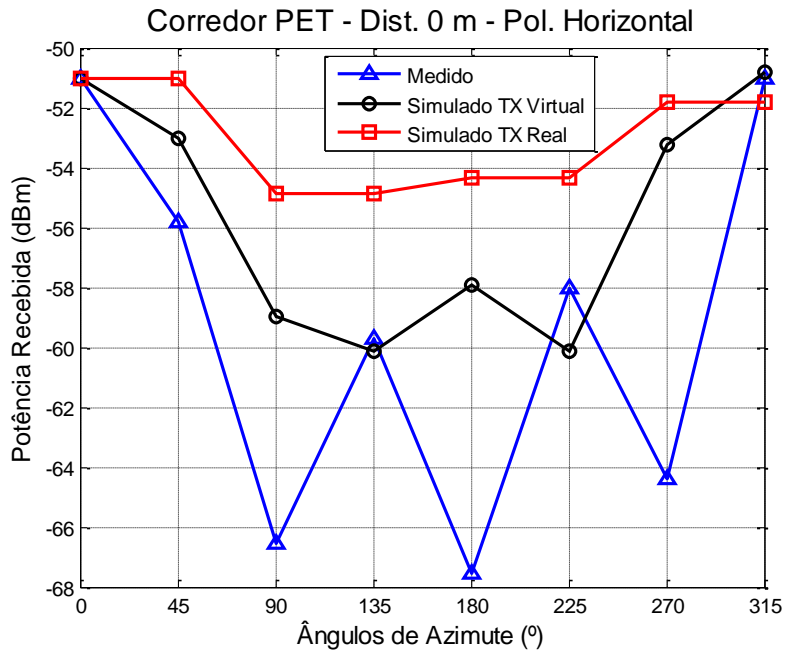


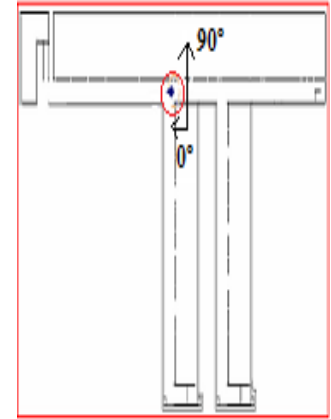
Figura 5.42 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 15 m na polarização vertical e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

Os resultados obtidos pelas Figuras 5.39 a 5.42 mostram que para o corredor transversal do PET (sem visada direta), em virtude do percurso apresentar vários mecanismos de propagação, as curvas geradas para os valores simulados através do transmissor virtual ficaram mais próximas dos valores medidos, e os resultados apontaram que se a antena emissora estiver ligeiramente deslocada (em ângulo) o ganho no ponto de recepção decresce bruscamente.

As Figuras 5.43 a 5.46 apresentam os gráficos dos valores simulados e medidos para o corredor transversal do bloco do PET em Engenharia Elétrica (3), situado a 49 m de distância do corredor principal, para a polarização horizontal e o desenho esquemático dos corredores e antena TX com os azimutes.

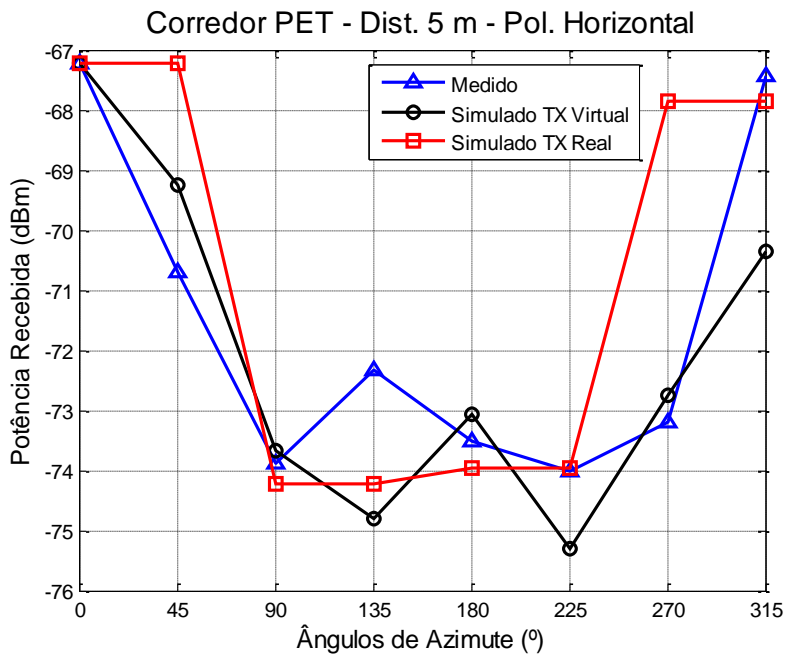


a)

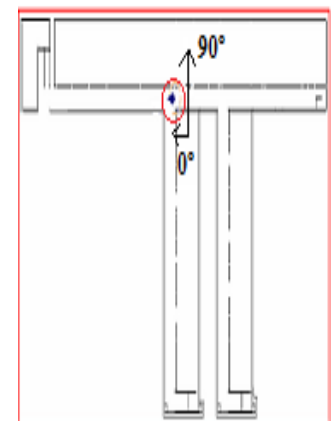


b)

Figura 5.43 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 0 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.



a)



b)

Figura 5.44 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 5 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

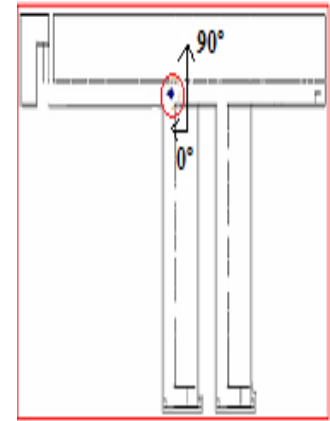
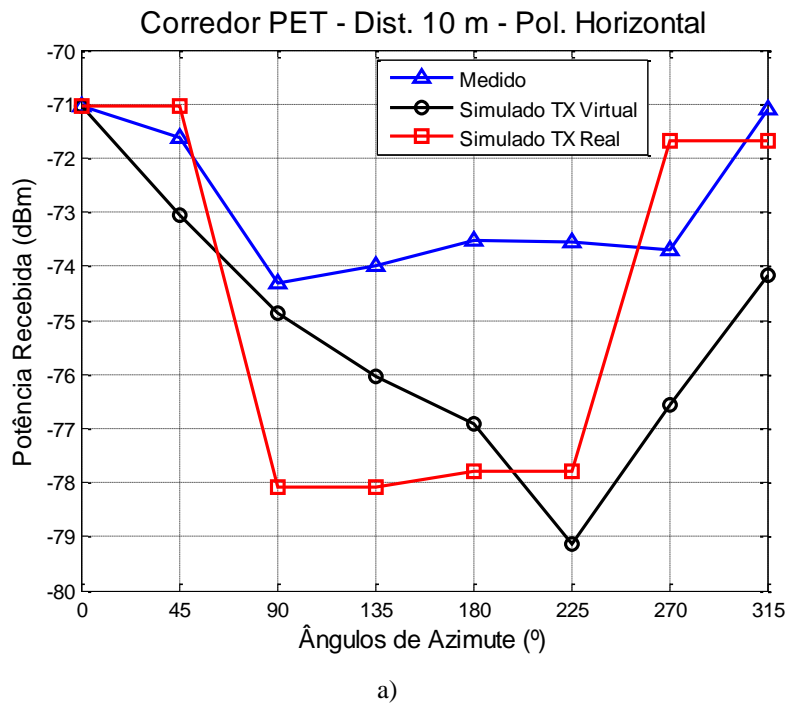


Figura 5.45 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 10 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

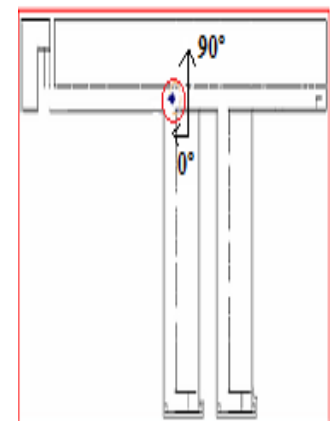
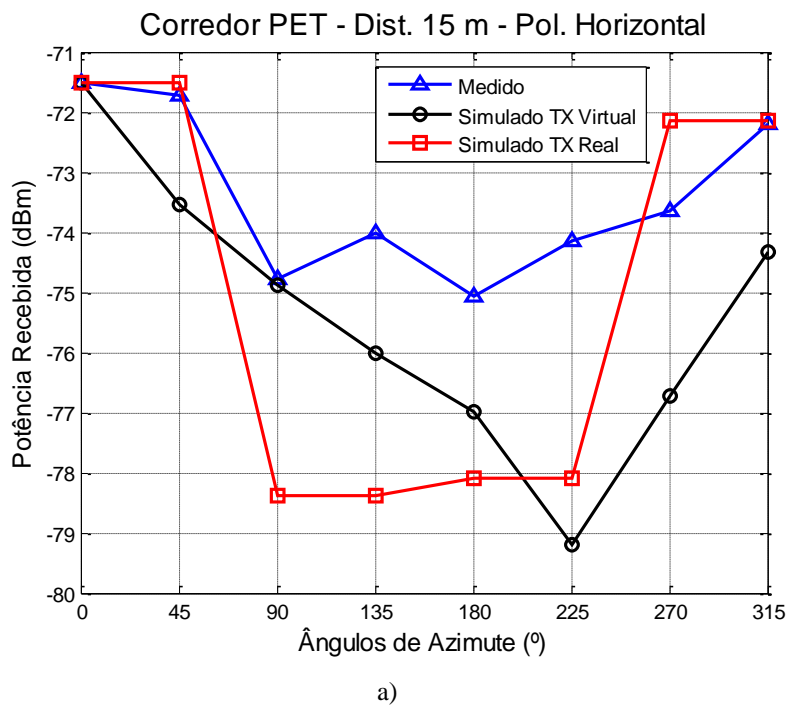


Figura 5.46 – a) Comparação dos valores simulados e medidos no corredor do PET em Engenharia Elétrica para a distância de 15 m na polarização horizontal e b) Desenho esquemático dos corredores e antena TX com azimutes.

Nos casos das Figuras 5.43 a 5.46 foram confirmados mais uma vez uma dependência do ângulo de azimute da antena emissora e da distância percorrida mínima, para se obter o melhor nível de sinal recebido, e ficou demonstrado que o transmissor virtual apresenta resultados mais precisos em relação aos valores medidos.

Outro parâmetro importante, que merece ser ressaltado é com relação ao tempo de simulação realizado, através da ferramenta do programa ProMan, em que para cada corredor o tempo total de simulação foi de aproximadamente 50 minutos, onde variava-se o ângulo de azimute da antena diretiva, assim como alterava-se a polarização desejada, para a obtenção dos novos resultados. No entanto, apesar de possuir um tempo de computação um pouco elevado, os resultados demonstraram que a técnica de traçado de raios utilizada como modelo de propagação no trabalho apresenta resultados suficientemente precisos e confiáveis.

6. Conclusão

6.1. Considerações Finais

As condições ambientais e de infraestrutura afetam a atenuação do sinal de forma complexa. Assim, estimar o impacto que cada um desses fatores tem na atenuação do sinal poderia resultar em um processo bastante complexo e, dessa forma, torna-se necessário o desenvolvimento de uma metodologia que permita tratar a influência desses fatores na determinação da atenuação do sinal de uma forma mais simples e adequada [63].

Em ambientes de propagação complexos, tais como as configurações internas, a propagação de ondas é dificultada pela atenuação significativa através das várias reflexões nas paredes, piso e teto, assim como as diversas difrações nas bordas existentes no ambiente. Devido às diferenças significativas, em termos de comprimento do percurso, entre os raios que atingem um ponto de recepção, o sinal sofre multipercurso significativo, devido à ausência da contribuição por linha de visada [64]. Este aumento no nível do desvanecimento rápido, afeta a quantidade da energia recebida e a extensão da cobertura de sinal da rede sem fio [65].

Assim, esse trabalho se propõe a realizar a análise da predição de cobertura de sinal em ambientes específicos do Departamento de Eletroeletrônica do IFPB, em situações com linha de visada e sem linha de visada direta, utilizando-se o método dos traçados de raios na simulação, que é uma combinação de Óptica Geométrica e da Teoria Geométrica da Difração, através do programa WinProp[®], assim como comparar com os resultados obtidos através de medições. Portanto, o que se procura fazer através dos modelos de propagação é prever o nível médio do sinal recebido a uma certa distância do transmissor bem como a variabilidade em torno desse valor médio [66].

Os resultados comprovaram que é possível utilizar polarizações diferentes para a antena transmissora e a receptora, pois devido aos diferentes mecanismos de propagação, pode-se ainda assim captar o sinal que chega ao receptor. Dessa forma, a potência recebida não foi influenciada pela diferença de polarização nas campanhas de medições realizadas,

apresentando valores próximos para os dois tipos de polarizações lineares utilizadas, apesar da antena receptora apresentar polarização vertical.

Os efeitos da angulação da antena do transmissor mostraram que encontrar uma posição adequada para a localização do transmissor é fundamental, a fim de minimizar as perdas de propagação eletromagnética.

Assim, os ambientes analisados apresentaram uma boa concordância entre os valores simulados e medidos para a potência de recepção em função da distância, e calculados através da fórmula de Friis para o espaço livre. Da mesma forma, os gráficos da variação do ângulo de azimute no nível do sinal recebido apresentaram resultados coerentes, que confirmaram que existe uma dependência do ângulo de azimute da antena transmissora diretiva para obter o melhor nível de sinal recebido.

Na realização da análise de propagação de sinais houveram uma grande quantidade de valores simulados e medidos, e evidenciou-se uma pequena diferença entre os resultados simulados com o transmissor virtual e os valores medidos. Constatou-se também, que foi necessário um tempo de aproximadamente 5 dias para realizar as medições, sendo o número total de cerca de 2600 pontos de medições, o que resulta em uma enorme quantidade de valores medidos obtidos para a realização desse trabalho.

Para a obtenção dos valores simulados, nas situações sem linha de visada, ou seja, nos corredores transversais foram utilizadas duas fontes virtuais (TX' e TX'') colocadas próximas às primeiras paredes de entradas desses corredores (situação com *L.O.S*) com as mesmas características do TX real utilizado no corredor principal, mas com as potências de saídas iguais às obtidas naqueles pontos do corredor com visada, através do processo de simulação do transmissor real, respectivamente nas distâncias de 31 m e 49 m. Assim, verificou-se que para a predição de cobertura de sinais nos corredores transversais, com ausência de visada entre o transmissor e receptor, basta conhecer o nível do sinal na entrada de cada corredor para estimar a cobertura ao longo deles. Logo, é possível diminuir o tempo de simulação e de medição sem perda de confiabilidade dos resultados preditos.

Para atingir os objetivos propostos neste trabalho destacam-se alguns procedimentos considerados relevantes, tais como: realização de simulações e medições para a obtenção dos níveis de potências recebidas numa área fechada; proposta de um modelo determinístico para determinar a área de cobertura desses ambientes a partir de uma abordagem baseada em simulações realizadas, da perda de propagação, incluindo os efeitos da polarização e do azimute da antena transmissora.

Para a obtenção dos valores experimentais, foi proposto um método de medição, onde se obteve uma média obtida a partir de nove pontos medidos em uma área de um metro quadrado, em torno do ponto de referência central, uniformemente espaçados, em um cenário interno, de modo a se minimizar o efeito do desvanecimento rápido e se obter uma boa abrangência espacial [58]. Portanto, foram realizadas medições da propagação de sinais para a frequência de 730 MHz, utilizando um sistema de transmissão diretivo, nas polarizações vertical e horizontal, assim como caracterizou-se os efeitos dos diferentes azimutes na propagação de sinais em ambientes internos para a frequência adotada.

Dessa forma, foi possível descobrir que áreas, no interior do prédio do IFPB, possuem cobertura de potência, em que o nível de sinal recebido está relacionado com a possibilidade de conexão a rede. Assim, a caracterização de cobertura na faixa de 700 MHz é de grande relevância atualmente, pois corresponde a mesma faixa de frequência adotada para a tecnologia 4G/LTE, e representa uma estimativa confiável da distribuição de sinais de rádio nos ambientes internos atendidos por uma antena emissora diretiva.

6.2. Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade desse trabalho, novas pesquisas podem ser realizadas com o objetivo de ampliar as avaliações nele realizadas considerando novas configurações e, conseqüentemente, novas variáveis como:

- Caracterização de cobertura de sinais em ambientes interiores gerados a partir de antenas transmissoras diretivas, com análise dos efeitos causados pela variação de polarização e dos ângulos de azimutes em uma área fechada com mais de um pavimento;
- Estudo sobre a convivência entre o WiMax e o *downlink* de satélite em banda C padrão e estendida;
- Estudos sobre novas técnicas de modulação e multiplexação para agregação de portadoras para aumento de *throughput* em redes de banda larga móveis;
- *Switch-off*: o desligamento do analógico e os desafios de interiorização da TV Digital no Brasil;
- 5G: requisitos e soluções.

Referências

- [1] A. Tanenbaum, *Computer networks*, 3rd ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- [2] T. S. Rappaport, *Wireless communications-principles and practice*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002.
- [3] R. Lopes, P. Freixo and A. Serrador, “Indoor Propagation Models and Radio Planning for WLANs,” in *ICETE 2004 - International Conference on E-Business and Telecommunication Networks, 2004*, Setúbal: Proceedings Book ICETE 2004, 2004, pp. 89-92.
- [4] B. W. M. Lima, “Análise da Propagação de Ondas Eletromagnéticas em Ambientes Indoor: Modelo do Caminho Dominante Versus Traçado de Raios e FDTD,” Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Pará, Belém, 2011.
- [5] R. G. R. González, “Análise de Atenuação de Sinal em Ambientes Indoor Usando Lógica Nebulosa,” Dissertação de mestrado, Pontifícia Universidade Católica de Campinas, Campinas, 2009.
- [6] J. S. Seybold, *Introduction to RF Propagation*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [7] I. R. Gomes, “Modelo de Propagação Indoor Multi-Andar em 2.4 GHz com Estimativa de Parâmetros QOS em Chamadas VoIP,” Dissertação de mestrado, Belém, 2010.
- [8] “Consulta Nº 12”. Sistema de Acompanhamento de Consulta Pública. Agência Nacional de Telecomunicações. Relatório de Contribuições Recebidas. Brasília, 2013. Relatório. Mimeografado.
- [9] Ministério das Comunicações, “Decreto nº 8.061, de 29 de Julho de 2013,” Diário Oficial da União, Brasília, 2013.

- [10] Agência Nacional de Telecomunicações. “Resolução Nº 625, de 11 de Novembro de 2013,” Diário Oficial da União, Brasília, 2014.
- [11] J. Borba. (2014, Dez.) *Folha Online*. [Em linha]. Disponível em: <http://www1.folha.uol.com.br/mercado/2014/09/1524716-claro-arremata-melhor-lote-do-leilao-para-internet-4g-com-agio-de-apenas-1.shtml>.
- [12] L. Braga. (2014, Dez.) *LTE: saiba como o 4G funciona* [Em linha]. Disponível em: <https://tecnoblog.net/88088/lte-4g-como-funciona/>.
- [13] Agência Nacional de Telecomunicações. *Equipamentos 4G*. Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/Portal/exibirPortalNivelDois.do?codItemCanal=1856>. Acesso em: 10 Dez. 2014.
- [14] H. S. Gomes. (2014, 11 Dez.) *Novo leilão fará rede 4G do Brasil ser compatível à dos EUA e 19 países*. [Em linha]. Disponível em: <http://g1.globo.com/tecnologia/noticia/2014/08/novo-leilao-fara-rede-4g-do-brasil-ser-compativel-dos-eua-e-19-paises.html>.
- [15] 3GPP, “3rd Generation Partnership Project - Overview of 3GPP Release 13 V0.0.6 (2014-06),” p. 93, 2014.
- [16] O. Karticioglu, H. Isel, O. Ceylan, F. Taractas and H. Bulent Yagci, “Comparing Ray Tracing, Free Space Path Loss,” in *19th Telecommunications forum TELFOR 2011*, 22-24 Nov. 2011.
- [17] F. A. Alves, G. M. Feitoza, A. Gomes Neto, J. C. Silva e J. N. Carvalho, “Software Didático para Predição de Potência em Ambiente Indoor”. In: X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica - SBMO, 2002. Anais do X SBMO, 2002. Recife, pp. 187-190, 2002.
- [18] P. A. Tenerelli, “Diffraction by building corners at 28 GHz: Measurements and modeling,” Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 1998.
- [19] S. Grubisic, “Técnica de Traçado de Raios Associado a Meta-Heurísticas para Otimização do Posicionamento de Antenas em Ambientes Interiores,” Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.

- [20] J. Monteiro, M. Rodrigues, G. Caldeira e J. Rodrigues, “Utilização das Redes Neurais Artificiais na Adaptação de Modelos de Propagação em Ambiente Fechado,” *CNMAC*, Instituto de Estudos Superiores da Amazônia, Belém, 2004.
- [21] L. Moreno, “Propagation Topics in Radio Link Design, Session 1,” Radio Engineering Services, Torino, 2006.
- [22] _____. *Propagação Rádio Móvel*. Disponível em: <http://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/1792/1792_6.PDF>. Acesso em: 8 Dez. 2014.
- [23] C. A. Dártora, “Características Básicas de Antenas”. Universidade Federal do Paraná. Curitiba. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/cadartora/Documentos/TE053/10-Antenas-CharacterísticasBasicas.pdf>>. Acesso em: 8 Dez. 2014.
- [24] K. Feher, *Wireless digital communication: Modulation and spread spectrum applications*. New Jersey: Prentice Hall, 1995.
- [25] H. T. Friis, “A note on a Simple Transmission Formula,” *Proc. IRE*, vol. 34, no. 5, p. 254–256, 1946.
- [26] J. Oh, M. Thiel, W. Hong, K. Sarabandi e A. Arbor, “Indoor wave propagation measurements and modeling for evaluation of coverage enhancement using a repeater system,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 3.
- [27] L. Silva e M. Chamon, *Cálculo de Enlace para Sistemas de Comunicação*, Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, p. 22, 2004. Disponível em: <http://mtc-m16.sid.inpe.br/col/sid.inpe.br/marciana/2004/11.22.15.40/doc/publicacao.pdf>. Acesso em: 03 Jan. 2015.
- [28] E. Tude, “Enlace rádio digital ponto a ponto,” 2004. [Em linha]. Disponível em: http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialrdig/pagina_1.asp.
- [29] G. L. Ramos, *Parâmetros Básicos das antenas*. Disponível em: <<http://www.ceunes.ufes.br/downloads/2/glaucioramos-unidade3.pdf>>. Acesso em: 03 Jan. 2015.

- [30] _____. *Parâmetros Principais de uma Antena*. Disponível em: <<http://coral.ufsm.br/gpscom/professores/andrei/Semfio/capítulo%203.pdf>>. Acesso em: 03 Jan. 2015.
- [31] J. C. Rodrigues, “Planejamento de Redes de Comunicação sem Fio para Ambiente Indoor Considerando os Efeitos da Polarização das Antenas: Abordagem Baseada em Medições,” Tese de Doutorado, Universidade Federal do Pará, Belém, 2011.
- [32] D. Fordham e R. Brazil, “Polarization loss for elliptically polarized antennas,” *Microwave journal*, Dec. 1969.
- [33] B. SKLAR, “Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part i: Characterization”. *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting*, v. 35, n. 7, p. 90–100, July 1997.
- [34] J. F. F. OLIVEIRA, “Avaliação Experimental do Desempenho do Canal Móvel do Sistema Brasileiro de Televisão Digital”. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, p. 101, Dez. 2008.
- [35] C. A. Sanches, “Projetando Redes WLAN – Conceitos e Práticas,” 2005.
- [36] M. F. Catedra and J. P. Arriaga, *Cell Planning for Wireless Communications. Mobile Communications Series*, Norwood. Artech House, 1999.
- [37] J. Zarkivic, P. Stojkovic and N. Neskovic, “3D Statistical Propagation Model for Indoor WLAN Radio Coverage,” in *19th Telecommunications Forum (TELFOR 2011)*, pp. 461-464, 2011.
- [38] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, John Wiley & Sons Ltd, Dec. 1999.
- [39] _____. *Modelos empíricos para estudo de propagação*. Disponível em: <http://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/5688/5688_3.PDF>. Acesso em: 09 Dez. 2014.
- [40] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2. ed. Wiley, 1998.

- [41] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, v. AP-4, no. 3, pp. 302-307, May 1996.
- [42] W. P. Carpes, "Modèle Tridimensionnel par éléments finis destiné aux analyses de Compatibilité Electromagnétique et de propagation d'ondes," Thèse de doctorat, Université de Paris XI (Paris-Sud), Paris, 2000.
- [43] A. Farrar and A. T. Adams, "Characteristic Impedance of Microstrip by the Method of Moments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 18, no. 1, pp. 65-66, Jan. 1970.
- [44] A. Neskovic, "Modern Approaches in Modeling of Mobile Radio Systems Propagation Environment," *IEEE Communications Surveys*, v. 3, no. 3, pp. 2-12, 2000.
- [45] J. T. Zhang and Y. Huang, "Indoor Channel Characterization Comparisons for the Same Building with Different Dielectric Parameters," *IEEE International Conference on Communication Systems, ICC*, 2002, vol. 2, pp. 916-920, Apr. 2002.
- [46] D. N. Schettino, *Técnica Assintótica para a Predição de Cobertura Radioelétrica*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Mar. 2002.
- [47] C. Lauterbach, S. Yoon and D. Manosha, "Ray-Strips: A Compact Mesh Representation for Interactive Ray Tracing," *2007 IEEE/EG Symposium on Interactive Ray Tracing*, pp. 19-26, 10-12 Sept. 2007.
- [48] J. Lee, Y. Shin, W.-J. Lee, S. Ryu and J. Kim, "Real-time Ray Tracing on Coarse-grained Reconfigurable Processor," *2013 Int. Conf. Field-Programmable Technol.*, pp. 192-197, Dec. 2013.
- [49] S. Seidel and T. Rappaport, "Site-specific propagation prediction for wireless in building personal communication system design," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, pp. 879-891, Nov. 1994.
- [50] F. A. Alves, M. Rosa, M. Lins e G. S., "Efficient Ray-Tracing Method for Indoor Propagation Prediction," *Microwave and Optoelectronics, SBMO/IEEE MTT-S International Conference*, p. 435-438, 2005.

- [51] V. Degli-Esposti, G. Lombardi, C. Passerini and G. Riva, "Wide-band measurement and ray-tracing simulation of the 1900-MHz indoor propagation channel: comparison criteria and results," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 49, pp. 1101-1110, 2001.
- [52] E. Costa, "Ray tracing based on the method of images for propagation simulation in cellular environments," Proc. Tenth Intern. Conf. on Antennas and Propagat., Edinburgh, UK, vol. 2, pp. 204-209, 1997.
- [53] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [54] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-depend Maxwell's equations". *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 23, pp. 623-630, 1975.
- [55] A. Taflove, *Finite Difference Time Domain Methods for Eletrodynamic Analysis*. New York: Artech, 1998.
- [56] A. N. Belém, "Caracterização Bidimensional de Canais de Rádio através de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo," Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2001.
- [57] S. Grubisic, "Técnica de Predição de Campos em Ambientes Interiores Utilizando a Técnica do Traçado de Raios," Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- [58] N. A. Lemos, "Caracterização de cobertura de sinais na faixa de 700 MHz em ambientes indoor". Dissertação de mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, João Pessoa, Mar. 2015.
- [59] AWE Communications. *Wave Propagation and Radio Network Planning*. Disponível em: <<http://www.awe-communications.com/>>. Acesso em: 16 Dez. 2014.

- [60] J. C. Silva, A. Gomes and J. N. Carvalho, “Determining the Average Penetration Loss: Measurement Procedure and Results,” *SBMO/IEEE MTT-S IMOC'99 Proceedings*, 1999.
- [61] AWE-Communications, “ProMan Manual - WinProp Propagation Manager,” 2006.
- [62] AWE-Communications, “AMan. User Reference Guide WinProp Antenna Pattern,” Stuttgart, Germany, p. 119, 16 Apr. 2009.
- [63] L. T. M. Mota, A. A. Mota e. R. Gonzalez, “Determinação da atenuação de sinais em ambientes indoor via lógica nebulosa”, *Semin. Ciências Exatas e Tecnológicas*, vol. 32, no. 2, pp. 199–212, Set. 2011.
- [64] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall PRT, 2001.
- [65] J. Oh, M. Thiel and K. Sarabandi, “Wave-Propagation Management in Indoor Environments Using Micro-Radio-Repeater Systems”, Radiation Laboratory, Department of Electrical Engineering & Computer Science The University of Michigan, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 56, No. 2, Apr. 2014.
- [66] Maxwell, “Propagação Rádio Móvel”. Capítulo 3. PUC-Rio. Disponível em: <http://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/1792/1792_6.PDF>. Acesso em: 29 Abr. 2015.