

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**REFORMULAÇÃO DO MODELO DE PROPAGAÇÃO  
ELETROMAGNÉTICA DE IKEGAMI PARA  
APLICABILIDADE EM CENÁRIOS MODERNOS PARA  
FREQUÊNCIAS ATÉ 6 GHZ**

**PAULO HENRIQUE SALES WANDERLEY**

**ORIENTADOR: MARCO ANTÔNIO BRASIL TERADA**

**TESE DE DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PUBLICAÇÃO: ENE/PG.TD.055/2011**

**BRASÍLIA / DF: DEZEMBRO / 2011**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**REFORMULAÇÃO DO MODELO DE PROPAGAÇÃO  
ELETROMAGNÉTICA DE IKEGAMI PARA APLICABILIDADE EM  
CENÁRIOS MODERNOS PARA FREQUÊNCIA ATÉ 6 GHZ**

**Paulo Henrique Sales Wanderley**

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR.

APROVADA POR:



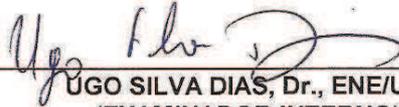
---

MARCO ANTÔNIO BRASIL TERADA, Dr., ENE/UNB  
(ORIENTADOR)



---

FRANKLIN DA COSTA SILVA, Dr., ENE/UNB  
(EXAMINADOR INTERNO)



---

UGO SILVA DIAS, Dr., ENE/UNB  
(EXAMINADOR INTERNO)



---

SIDNEY CERQUEIRA BISPO DOS SANTOS, Dr., UNICEUB  
(EXAMINADOR EXTERNO)



---

GEORGES DANIEL AMVAME-NZÉ, Dr., FGA/UNB  
(EXAMINADOR EXTERNO)

Brasília, 06 de dezembro de 2011.

## **FICHA CATALOGRÁFICA**

WANDERLEY, PAULO HENRIQUE SALES

Reformulação do Modelo de Propagação Eletromagnética de Ikegami para Aplicabilidade em Cenários Modernos para Frequências até 6 GHz [Distrito Federal] 2011.

xvii, 76 p., 210 X 297 mm (ENE/FT/UnB, Doutor, Engenharia Elétrica, 2011). Tese de Doutorado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Eletromagnetismo Aplicado  
3. Antenas  
5. UHF  
I. ENE/FT/UnB

2. Propagação Eletromagnética  
4. Modelos de Propagação  
6. Radiação Não Ionizante  
II. Título (série)

## **REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA**

WANDERLEY, P. H. S. (2011). Reformulação do Modelo de Propagação Eletromagnética de Ikegami para Aplicabilidade em Cenários Modernos para Frequências até 6 GHz. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Publicação ENE/PG.TD.055/2011, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 76 p.

## **CESSÃO DE DIREITOS**

AUTOR: Paulo Henrique Sales Wanderley.

TÍTULO: Reformulação do Modelo de Propagação Eletromagnética de Ikegami para Aplicabilidade em Cenários Modernos para Frequências até 6 GHz.

GRAU: Doutor

ANO: 2011

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta tese de doutorado e para emprestar tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta tese de doutorado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

---

Paulo Henrique Sales Wanderley

Universidade de Brasília – Faculdade de Tecnologia – Departamento de Engenharia Elétrica

70910-900 – Caixa Postal: 04591

Brasília-DF – Brasil

Novamente, dedico um trabalho às pessoas que  
me ajudaram, pois elas são meu apoio.

Mirtza, Pai, Mãe, Rosária e Élide, obrigado por tudo.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço à minha esposa Mirtza Fúlvia Maggioli pelo carinho, compreensão, amor, cuidado, disponibilidade e ajuda; essenciais em toda a minha vida, e no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a minha família, José Neto Wanderley (pai), Maria de Fátima Sales Wanderley (mãe), Rosária Maria Sales Wanderley (irmã) e Élide Dias Neves (irmã) por fazerem o pilar básico da minha formação e estarem comigo sempre.

Agradeço ao orientador e amigo Marco Antônio Brasil Terada pela orientação, pela motivação e pela preocupação demonstrada tanto pela pesquisa quanto pela carreira dos seus alunos.

Agradeço aos meus colegas de trabalho por todos os lugares que passei (REROP, CNFSO, IFB, Unieuro) pelo apoio e ajuda.

Agradeço aos amigos de estudo pela disponibilidade e auxílio. Aqui vão lembranças para Maurício, Rabelo, Prof. Ugo e vários outros que merecem este crédito.

Agradeço aos meus tios Raimundo Ribeiro Oliveira e Maria da Glória Vanderlei Oliveira por todo apoio e pelo comportamento de pai e mãe que sempre me foi dispensado.

E por fim, agradeço a Deus, que me proveu da força necessária para concluir este trabalho.

## RESUMO

### REFORMULAÇÃO DO MODELO DE PROPAGAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DE IKEGAMI PARA APLICABILIDADE EM CENÁRIOS MODERNOS PARA FREQUÊNCIAS ATÉ 6 GHz

Autor: Paulo Henrique Sales Wanderley

Orientador: Marco Antônio Brasil Terada

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, dezembro de 2011

Com o aumento da utilização de tecnologias de transmissão de dados sem fio, surgem novas tecnologias que aproveitam melhor o espectro de frequências. Neste contexto, esta tese analisa a teoria envolvida na propagação eletromagnética e propõe uma reformulação para o Modelo de Ikegami, de forma a retirar as limitações matemáticas existentes no modelo, expandindo-o até 6 GHz e adequando-o para utilização em cenários modernos de propagação, incluindo micro e picocélulas. Ressalta-se que a importância desta tese é fazer com que o Modelo de Ikegami, após reformulação, possa ser utilizado para avaliar a predição de campo elétrico para qualquer tecnologia de transmissão que utilize o espectro de frequências em faixas até 6 GHz, tanto em região de visada, quanto na presença de obstáculos. A originalidade desta tese é baseada na reformulação do Modelo de Ikegami, e na consideração de diversos parâmetros de propagação (como diagramas de radiação de antenas e considerações sobre a altura das construções no ambiente de propagação).

## **ABSTRACT**

### **REFORMULATION OF THE IKEGAMI PROPAGATION MODEL FOR MODERN SCENARIOS AT FREQUENCIES UP TO 6 GHz**

Author: Paulo Henrique Sales Wanderley

Advisor: Marco Antônio Brasil Terada

Post-Graduation Program in Electrical Engineering

Brasília, December of 2011

With the increasing use of wireless technology for data transmission, there are new technologies that make more efficient use of the frequency spectrum. Within this context, this work investigates the theory involved in the electromagnetic propagation and proposes an enhancement of the Ikegami Model, in order to remove existing mathematical limitations in frequency by extending its validity up to 6 GHz. The reformulation proposed will permit the use of the model for modern scenarios, including micro and picocells. It is worth to mention the importance of this thesis is to allow the Ikegami Model to be used in the prediction of the electric field in various operational scenarios for technologies that works up to 6 GHz. The originality of this thesis is based on the reformulation of the Ikegami Model, and also by considering various parameters of propagation such as the radiation pattern of real antennas and surrounding architecture in the propagation environment. The enhanced model can also be used at line-of-sight propagation in presence of obstacles.

# ÍNDICE

<b>1.</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>14</b>
1.1.	OBJETIVOS.....	15
1.2.	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	16
<b>2.</b>	<b>MECANISMOS DE PROPAGAÇÃO.....</b>	<b>18</b>
2.1.	DIFRAÇÃO DE FRESNEL.....	19
2.1.1.	Difração de Fresnel em um gume de faca ( <i>knife edge</i> ).....	21
2.2.	MODELO DE IKEGAMI TRADICIONAL .....	27
2.2.1.	Aproximação para as Integrais de Fresnel.....	30
<b>3.</b>	<b>REFORMULAÇÃO DO MODELO DE IKEGAMI .....</b>	<b>33</b>
3.1.	EQUAÇÕES PARA O MODELO DE IKEGAMI REFORMULADO .....	34
3.2.	COMPARAÇÕES COM DADOS EXPERIMENTAIS.....	35
<b>4.</b>	<b>COMPARAÇÃO ENTRE O CÁLCULO DO CAMPO ELÉTRICO UTILIZANDO O MODELO DE IKEGAMI ORIGINAL E UTILIZANDO O MODELO REFORMULADO.....</b>	<b>46</b>
4.1.1.	Verificação da variação do modelo de Ikegami original em função de $v$ .....	47
<b>5.</b>	<b>SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS .....</b>	<b>53</b>
5.1.	CONFIGURAÇÃO DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS .....	54
5.2.	DESCRIÇÃO DAS SIMULAÇÕES REALIZADAS .....	56
5.2.1.	Variação do campo elétrico com a altura da torre .....	57

<b>5.2.2. Variação do campo elétrico com o ângulo de inclinação da antena.....</b>	<b>59</b>
<b>5.2.3. Análise das simulações computacionais.....</b>	<b>60</b>
<b>6. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>63</b>
<b>6.1. CONCLUSÕES GERAIS .....</b>	<b>63</b>
<b>6.2. TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>64</b>
<b>7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>65</b>
<b>APÊNDICE – ARQUIVO MATHCAD XMCD UTILIZADO PARA AS SIMULAÇÕES DO CAPÍTULO 5 PARA ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DA ALTURA DA TORRE ....</b>	<b>70</b>

## ÍNDICE DE TABELAS

Tabela	Página
TABELA 3.1 – RESULTADO DAS SIMULAÇÕES E EXTRAPOLAÇÕES DE MEDIDAS APRESENTADAS EM [17].....	39
TABELA 3.2 – RESULTADO DAS SIMULAÇÕES E MEDIDAS PARA A SITUAÇÕES DESCRITAS EM [33] .....	43
TABELA 3.3 – RESULTADO DAS SIMULAÇÕES E MEDIDAS REALIZADAS EM CAMPINAS-SP .....	45
TABELA 4.1 – CAMPO ELÉTRICO COMPARADO CALCULADO EM DECIBÉIS EM FUNÇÃO DE $\nu$ , AVALIADOS EM INTERVALOS DE 0,01 .....	50
TABELA 4.2 – CAMPO ELÉTRICO COMPARADO CALCULADO EM DECIBÉIS EM FUNÇÃO DE $\nu$ , AVALIADOS EM INTERVALOS DE 0,1 .....	50
TABELA 5.1 – INTENSIDADE DE CAMPO ELÉTRICO EM FUNÇÃO DA DISTÂNCIA “X” A PARTIR DA BASE DA ERB, COM A ALTURA DA TORRE VARIÁVEL.....	59
TABELA 5.2 – INTENSIDADE DE CAMPO ELÉTRICO EM FUNÇÃO DA DISTÂNCIA “X” A PARTIR DA BASE DA ERB, COM O ÂNGULO DE INCLINAÇÃO VARIÁVEL .....	60

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura	Página
FIGURA 2.1 – REGIÕES DE FRESNEL E FRAUNHOFER NA TEORIA DE DIFRAÇÃO [22].....	20
FIGURA 2.2 – DIFRAÇÃO EM UM GUME DE FACA ( <i>KNIFE-EDGE</i> ) [22].....	21
FIGURA 2.3 – ESPIRAL DE CORNU E CAMPO ELÉTRICO EM FUNÇÃO DE $\nu$ UTILIZANDO AS INTEGRAIS DE FRESNEL [22] .....	25
FIGURA 2.4 – GEOMETRIA DE DOIS RAIOS, CONSIDERADA POR <i>IKEGAMI</i> [17].....	28
FIGURA 2.5 – PERFIL DO CAMINHO DE PROPAGAÇÃO [17] .....	31
FIGURA 3.1 – CAMPO ELÉTRICO RELATIVO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA [14].....	38
FIGURA 3.2 – CAMPOS ELÉTRICOS RELATIVOS EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA EM ESCALA LOGARÍTMICA – $H_r = 1,69 M$ .....	41
FIGURA 4.1 – INTENSIDADE DE CAMPO ELÉTRICO CALCULADA ATRAVÉS DO MODELO DE IKEGAMI ORIGINAL E ATRAVÉS DAS INTEGRAIS DE FRESNEL PARA $H_r = 1,69$ METROS .....	47
FIGURA 4.2 – INTENSIDADE DE CAMPO ELÉTRICO CALCULADA ATRAVÉS DO MODELO DE IKEGAMI ORIGINAL E ATRAVÉS DAS INTEGRAIS DE FRESNEL PARA $H_r = 11$ METROS .....	48
FIGURA 4.3 – COMPARAÇÃO ENTRE O CAMPO ELÉTRICO AVALIADO PELO MODELO DE IKEGAMI ORIGINAL E PELO MODELO DE IKEGAMI REFORMULADO .....	49
FIGURA 4.4 – CENÁRIO MODERNO DE TRANSMISSÃO ENVOLVENDO MICRO CÉLULAS, EM FIGURA ADAPTADA DA REFERÊNCIA [39] .....	52
FIGURA 5.1 – PARÂMETROS RELEVANTES PARA CÁLCULO DA INTENSIDADE DE CAMPO ELÉTRICO EMITIDO PELA ANTENA .....	54
FIGURA 5.2 – ANTENA HYPERLINK HG2412U-PRO-AN [42] .....	56

FIGURA 5.3 – DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA HYPERLINK HG2412U-PRO-AN.....	56
FIGURA 5.4 – VARIAÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO COM A ALTURA DA ANTENA.....	58
FIGURA 5.5 – VARIAÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO COM O ÂNGULO DE INCLINAÇÃO DA ANTENA ...	60

## ACRÔNIMOS

COST – *European Cooperation in Science and Technology*

ERB – Estação Rádio Base

ERP – *Effective Radiated Power*

ICNIRP – *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*

LNA – *Low Noise Amplifier*

LOS – *Line-of-Sight*

LTE – *Long Term Evolution*

NLOS – *Non Line-of-Sight*

RNI – Radiação Não-Ionizante

UHF – *Ultra High Frequency*

VHF – *Very High Frequency*

Wi-Fi – *Wireless Fidelity*

WiMAX – *Worldwide Interoperability for Microwave Access*

# 1. INTRODUÇÃO

Atualmente fica difícil pensar no mundo sem a presença das telecomunicações sem fio. Telefonia celular, redes *wi-fi*, *Bluetooth* e telefones sem fio são exemplos de como esse tipo de transmissão está inserida em nosso cotidiano. Estas tecnologias modificam os meios pelos quais nos comunicamos e fornecem acesso a ferramentas e dados indispensáveis na execução de várias das nossas atividades.

As telecomunicações estão mudando drasticamente com a crescente pressão do desenvolvimento das tecnologias e com a intensificação da competição entre os fornecedores deste tipo de serviço. Nos últimos dez anos, o desenvolvimento significativo na indústria das comunicações tem ocasionado o aumento considerável na capacidade das redes e a queda frequente do preço dos serviços oferecidos [1, 2].

Ilustrando a importância das comunicações sem fio, existem aproximadamente 5 bilhões e 600 milhões de telefones celulares no mundo [3]; e destes, cerca de 203 milhões estão em funcionamento no Brasil [4]. Tais números demonstram a forte presença dessa tecnologia e sugerem a importância desses serviços nos mais variados contextos.

A chamada convergência tecnológica é um fenômeno que ocorre atualmente em diversas partes do mundo, e trata do compartilhamento de uma infraestrutura entre diversas formas de tecnologia [5]. Com o aumento da capacidade de transmitir dados nas redes de telecomunicações e com a convergência tecnológica, surge a necessidade da utilização do espectro de frequências existente de forma mais eficaz.

Desta forma, surgem diversas tecnologias para transmissão de dados que envolvem utilização de faixas de frequências de operação diferentes das já utilizadas por técnicas tradicionais, como o celular. Duas das últimas tecnologias neste caso são o *WiMAX* (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) [1], [6], e [7] e o *LTE* (*Long Term Evolution*) [8-9], que operam em frequências na ordem de alguns GHz, chegando a faixas de até 6 GHz. Outras aplicações existentes para esta faixa de frequências são as comunicações de uso restrito das forças de segurança, que operam na

faixa de 4,9 GHz [10], e as femtocélulas que são células de tamanho reduzido, que podem ser utilizadas como alternativa para estações rádio base de abrangência predial [11].

Hoje existem vários exemplos de modelos de propagação que podem ser utilizados na faixa de VHF, alguns chegando até a faixa de UHF [12-15]. No entanto, os modelos de propagação para frequências até a faixa de 6 GHz, que sirvam para prever o campo emitido por antenas utilizadas em tecnologias mais modernas, ainda são escassos. Um exemplo de modelo de propagação para avaliar esta faixa é o Modelo SUI (*Stanford University Interim*) [16].

Neste contexto, a originalidade desta tese se baseia na manipulação matemática do Modelo de Ikegami [17], a fim de suprimir os limites existentes em frequência na aplicação do modelo. Outra novidade incluída nesta tese é a elaboração de um modelo baseado no Modelo de Ikegami capaz de calcular a intensidade de campo elétrico em regiões de visada na presença de obstáculos.

Assim, a importância desta tese é a possibilidade de utilização de um modelo de propagação para frequências mais altas, uma vez que as novas tecnologias de acesso utilizam faixas de frequência acima da faixa de VHF. Outra relevância deste trabalho é a determinação mais precisa dos pontos de máxima emissão de campos elétricos no ambiente, que ganha importância, uma vez que a OMS – Organização Mundial de Saúde classificou os aparelhos emissores de radiofrequência como possivelmente cancerígenos [18-19]. Tal determinação é feita de forma mais precisa neste trabalho, já que diversos parâmetros de propagação são levados em consideração.

## **1.1. OBJETIVOS**

O objetivo deste trabalho é promover uma reformulação no Modelo de Ikegami [17] e através da eliminação de aproximações matemáticas existentes, fazer com que ele se torne aplicável a frequências mais altas, incluindo a faixa até 6 GHz. Uma vez que, segundo [17], o modelo original possui limitação em frequências até 1 GHz, sendo que nesta faixa, o erro associado fica próximo a 3 dB.

Com o intuito de obter um modelo para prever o campo elétrico, na presença de obstáculos, esta tese também tem por objetivo analisar o Modelo de Ikegami e a forma como este modelo calcula a intensidade de campo elétrico a ser medido em um determinado ponto do ambiente de propagação. Assim, outro objetivo deste trabalho é realizar a comparação entre os modelos de Ikegami original e reformulado, e determinar as condições (altura da antena, altura do ponto de medição, largura das ruas, ângulo de incidência do campo elétrico) em que as intensidades de campo elétrico, avaliadas pelos dois modelos são divergentes. Após realizar esta comparação, a diferença entre os valores encontrados pelos dois modelos também será mensurada.

Por fim, este trabalho tem por objetivo, a inclusão de antenas reais na análise da emissão de intensidade de campo elétrico no ambiente. Com a consideração de diagramas de radiação reais, a determinação dos pontos de máxima emissão de energia é feita com maior precisão, uma vez que a emissão proveniente dos lóbulos principal e laterais das antenas também é considerada.

## **1.2. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO**

Inicialmente, no capítulo 2, são apresentados os mecanismos de propagação que serão utilizados na avaliação da intensidade de campo elétrico a ser verificada em um determinado ponto. Naquele capítulo são feitas considerações a respeito da teoria da propagação de Fresnel, e a respeito do Modelo de Ikegami, utilizado como base para elaboração da reformulação proposta. A aproximação existente no Modelo de Ikegami para a teoria de Fresnel também é retratada, assim como os limites existentes para os diversos parâmetros de propagação.

No capítulo 3 é apresentado o modelo reformulado proposto, onde as aproximações para as Integrais de Fresnel são retiradas. Neste capítulo, a proposta de calcular o campo elétrico através de duas componentes, uma fornecida pela região de sombra e outra fornecida pela região de visada, também é apresentada.

No capítulo 4 é apresentada uma comparação entre os modelos de Ikegami original e reformulado, de forma a quantificar a diferença encontrada entre os valores de

intensidade de campo elétrico quando cada um dos modelos é utilizado e em quais situações esta diferença é mais acentuada.

No capítulo 5 são apresentadas simulações computacionais para o cálculo da intensidade de campo elétrico utilizando o modelo de Ikegami reformulado considerando a utilização de antenas reais na transmissão e na recepção do sinal.

Por fim, no capítulo 6, são apresentadas as conclusões derivadas deste trabalho, e as sugestões para continuação desta tese.

## 2. MECANISMOS DE PROPAGAÇÃO

O Modelo de Ikegami é um modelo que prediz as perdas em um ambiente de propagação de forma inteiramente determinística [17].

Para entender como este modelo foi desenvolvido e compreender como ele calcula o campo elétrico é necessário entender a influência dos diversos parâmetros existentes no ambiente (frequência de operação, altura do ponto medido, altura das construções). E para tanto, é preciso realizar uma análise matemática aprofundada no modelo e nos mecanismos utilizados em sua elaboração.

As ondas eletromagnéticas, que transportam a energia utilizada para realização das comunicações sem fio, são compostas por dois campos, um elétrico e um magnético, perpendiculares entre si, e geralmente perpendiculares à direção de propagação da onda.

A variação, ou modulação, de uma ou mais propriedades da onda (amplitude, fase, frequência) permite que a informação seja transmitida entre dois pontos [20].

Certamente, prever o comportamento destas ondas seria consideravelmente mais simples, caso a propagação da energia ocorresse diretamente do ponto de origem ao ponto de destino de um sinal. Porém, na maioria dos casos, não é isto que ocorre. A onda possui propriedades e mecanismos de propagação que dificultam esta predição de comportamento.

Primeiramente deve-se considerar o fenômeno de reflexão em obstáculos no meio de propagação. Um obstáculo no caminho da onda pode fazer com que ela mude sua direção. Mas nem sempre esta mudança de direção é um fenômeno ruim para a transmissão. Por vezes essa mudança é essencial para que um móvel consiga receber o sinal [20].

Por fim, devem-se considerar também as difrações. Ao passar por certas superfícies, a onda pode ser difratada, e seguir para outras direções. Difrações de ondas ocorrem principalmente em edificações que formam arestas entre o telhado e as paredes

da construção, e em picos de morros. Essas arestas e picos são chamados de picos de dispersão, gumes de faca ou *knife-edge* [21].

Para predição do comportamento da propagação da onda, levando em consideração os fatores citados, surgiram vários modelos matemáticos, para a faixa de frequências até 2 GHz, que possibilitam aproximar este comportamento.

Para analisar o Modelo de Ikegami e entender sua elaboração de forma que suas restrições nos parâmetros de propagação sejam retiradas, é necessário primeiramente compreender como ocorrem as difrações em ambientes com obstáculos, também conhecidas por difrações de Fresnel.

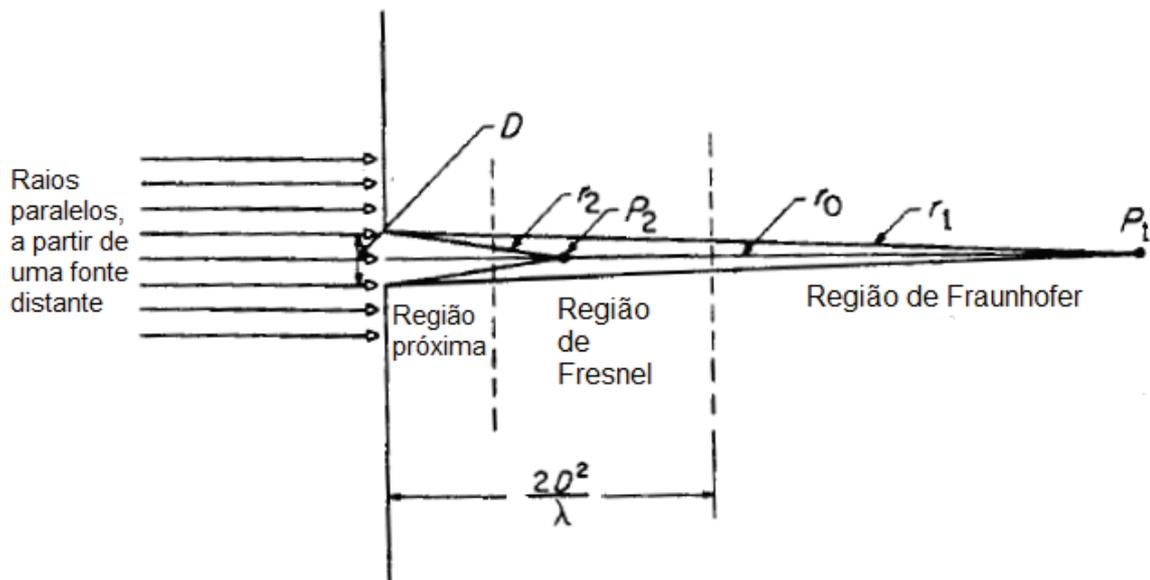
## 2.1. DIFRAÇÃO DE FRESNEL

Existem diversos problemas de propagação eletromagnética cuja resolução depende do conhecimento prévio da teoria de difração clássica.

A figura 2.1 ilustra uma situação onde existem três regiões de propagação diferentes. Elas são denominadas região próxima, região de Fresnel e região de Fraunhofer.

No caso da difração de Fraunhofer, a fonte e ponto de recepção estão longe da abertura ou da tela, de forma que os raios podem ser considerados essencialmente paralelos. Isto significa que os raios chegando da fonte secundária (a abertura  $D$ ) podem ser considerados na mesma fase, ao chegar ao ponto  $P_1$ , que está na linha normal à tela e alinhada com a abertura [22].

Por outro lado, se a distância  $r$  para o ponto de recepção  $P_2$  é tão grande de modo que possamos considerar o fator de amplitude  $(1/r)$  constante, mas não tão grande de forma que as diferenças de fase das várias fontes de Huygens sobre a abertura possam ser desconsideradas, o ponto  $P_2$  está na região de difração de Fresnel [22].

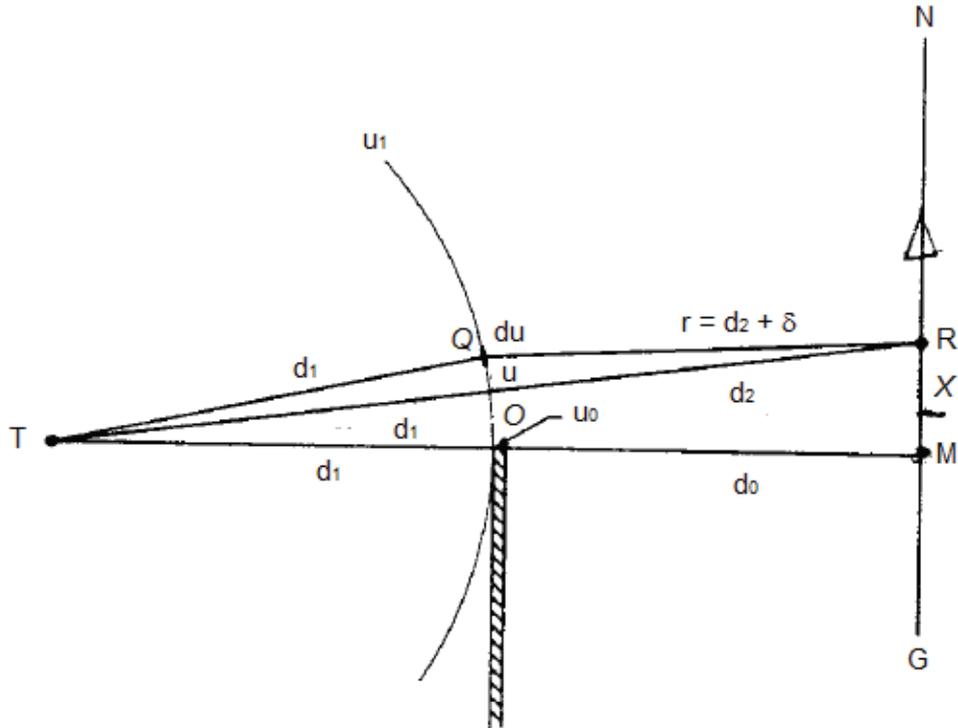


**Figura 2.1 – Regiões de Fresnel e Fraunhofer na teoria de difração [22]**

A região mais próxima da abertura, onde tanto os fatores de amplitude quanto de fase são variáveis com a posição do ponto de recepção, geralmente é chamada de campo próximo. A linha que divide a difração de Fresnel da difração de Fraunhofer depende da precisão desejada, entretanto a distância da linha divisora é usualmente tomada como  $r = 2D^2 / \lambda$  [23].

Se a distância ao ponto de recepção é bem avaliada, mas a fonte está tão próxima da tela, de modo que a fase do campo varie sobre a abertura, a teoria de Fresnel é necessária para resolver o problema [22].

### 2.1.1. Difração de Fresnel em um gume de faca (*knife edge*)



**Figura 2.2 – Difração em um gume de faca (*knife-edge*) [22]**

A figura 2.2 ilustra um exemplo simples de difração de Fresnel. Um obstáculo, como um gume de faca (considerado com absorção perfeita), é inserido entre a fonte T e o local de recepção R. Para manter o problema em duas dimensões, a fonte T é considerada como uma linha muito longa paralela ao gume de faca. O problema é determinar a intensidade de campo no ponto de recepção R, e R se move ao longo da linha GMN. As distâncias  $d_0$  e  $d_1$  foram consideradas suficientemente grandes para as aproximações inerentes à teoria da difração de Fresnel, mas não grandes o suficiente para permitir as aproximações da teoria da difração de Fraunhofer.

Considere cada linha elementar  $du$  da frente de onda produzindo um efeito  $dE$  em R, dado por:

$$dE = \frac{k_1 \cdot du \cdot e^{-j\beta r}}{f(r)}. \quad (2-1)$$

Em que  $\beta = 2\pi / \lambda$ ,  $f(r)$  é uma função de  $r$ , e  $k_1$  é constante.

Para a difração de Fresnel, o  $r$  no denominador de (2-1) pode ser considerado constante, mas a variação de  $r$  no deslocamento de fase precisa ser levada em consideração. Pela geometria do problema:

$$\begin{aligned} (QR)^2 = r^2 &= (d_1 + d_2)^2 + d_1^2 - 2d_1(d_1 + d_2) \cdot \cos\left(\frac{u}{d_1}\right) \\ &\approx (d_1 + d_2)^2 + d_1^2 - 2d_1(d_1 + d_2) \left(1 - \frac{u^2}{d_1^2}\right) \end{aligned} \quad (2-2)$$

Então:

$$r^2 = (d_2 + \delta)^2 \approx d_2^2 + u^2 \frac{d_1 + d_2}{d_1}. \quad (2-3)$$

Desconsiderando  $\delta^2$ , isto leva a

$$\delta = u^2 \frac{d_1 + d_2}{2d_1d_2} \approx u^2 \frac{d_1 + d_0}{2d_1d_0}. \quad (2-4)$$

O efeito total em R, devido à porção da frente de onda entre  $u_0$  e  $u_1$  será

$$E = \frac{k_1}{f(r)} \int_{u_0}^{u_1} e^{-j\beta r} du = \frac{k_1 e^{-j\beta d_2}}{f(d_2)} \int_{u_0}^{u_1} e^{-j\beta \delta} du \quad (2-5)$$

$$= \frac{k_1 e^{-j\beta d_2}}{f(d_2)} \left[ \left( \int_{u_0}^{u_1} \cos(\beta \delta) du \right) - j \left( \int_{u_0}^{u_1} \text{sen}(\beta \delta) du \right) \right]. \quad (2-5a)$$

Em que:

$$\beta \delta = \frac{\pi}{\lambda} \left( \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) u^2. \quad (2-5b)$$

O quadrado da magnitude da intensidade de campo em R é dado por

$$|E|^2 = \frac{k_1^2}{f^2(d_2)} \left[ \left( \int_{u_0}^{u_1} \cos \beta \delta \cdot du \right)^2 + \left( \int_{u_0}^{u_1} \text{sen} \beta \delta \cdot du \right)^2 \right]. \quad (2-6)$$

Para avaliar e interpretar este resultado, considere a seguinte integral:

$$C(v) - jS(v) = \int_0^v e^{-j(\pi/2)v^2} .dv . \quad (2-7)$$

Esta é a forma padrão das Integrais de Fresnel. É importante denotar que as Integrais de Fresnel são escritas em função do parâmetro  $v$ . Este parâmetro será estudado posteriormente nesta tese, e ele é uma função das variáveis do ambiente de propagação, por exemplo, comprimento de onda, ângulo de incidência da onda, altura do ponto de recepção e das construções ao redor do ponto de medida.

Plotando esta integral no plano complexo, com C sendo a abscissa e S a ordenada, o resultado é a curva conhecida como Espiral de Cornu [figura 2.3 (a)]. Nesta figura, valores positivos de  $v$  aparecem no primeiro quadrante e valores negativos de  $v$  aparecem no terceiro quadrante. A espiral possui alguns valores interessantes e propriedades importantes:

$$C = \int_0^v \cos\left(\frac{\pi.v^2}{2}\right) .dv , \quad (2-8)$$

$$S = \int_0^v \text{sen}\left(\frac{\pi.v^2}{2}\right) .dv , \quad (2-9)$$

$$\delta s = \sqrt{(\delta C)^2 + (\delta S)^2} = \delta v , \quad (2-10)$$

$$v = s , \quad (2-11)$$

$$\tan \phi = \frac{\delta S}{\delta C} = \tan \frac{\pi v^2}{2} , \quad (2-12)$$

$$\phi = \frac{\pi v^2}{2} = \frac{\pi s^2}{2} , \quad (2-13)$$

$$\frac{d\phi}{ds} = \pi s , \quad (2-14)$$

$$\text{raio da curvatura} = \frac{ds}{d\phi} = \frac{1}{\pi s}, \quad (2-15)$$

$$C(\pm\infty) = \pm \frac{1}{2} \text{ e } S(\pm\infty) = \pm \frac{1}{2}. \quad (2-16)$$

As propriedades a seguir podem ser derivadas das relações apresentadas anteriormente:

(1) Um vetor desenhado da origem para qualquer ponto da curva representa o valor da integral tanto em magnitude quanto em fase (a fase do vetor é a negativa da fase da integral)

(2) O comprimento  $s$  do arco ao longo da espiral, medido da origem, é igual a  $v$ . Quando  $v$  se aproxima de mais ou menos infinito, a espiral circula infinitas vezes em torno dos pontos  $(1/2, 1/2)$  ou  $(-1/2, -1/2)$ .

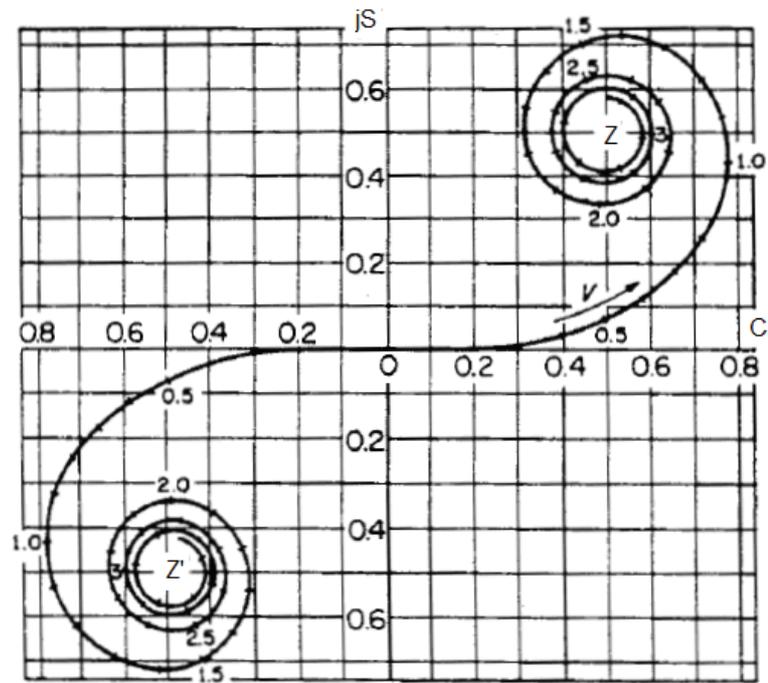
(3) A magnitude  $\sqrt{C^2 + S^2}$  da integral possui valor máximo quando  $\phi = 3\pi/4$ , ou em  $v = \sqrt{3/2} = 1,225$ . O segundo valor de máximo ocorre em  $\phi = (3\pi/4) + 2n\pi$ , ou  $v = \sqrt{\frac{3}{2} + 4n}$ , com  $n = 1, 2, 3, \dots$ . O valor mínimo ocorre em:  $v = \sqrt{\frac{1}{2} + 4m}$ , com  $m = 0, 1, 2, \dots$

Retornando à integral em (2-5), ela pode ser colocada na forma padrão, sendo escrita:

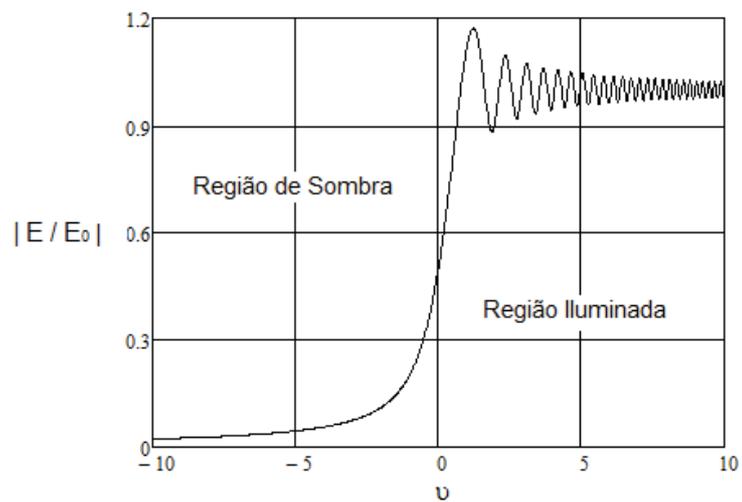
$$\beta\delta = \frac{\pi}{\lambda} \left( \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) u^2 = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (2-17a)$$

ou

$$v = u \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = k_2 u. \quad (2-17b)$$



Espiral de Cornu (a)



Magnitude da intensidade de campo elétrico relativo em função de  $\nu$

Campo Elétrico em função de  $\nu$  (b)

**Figura 2.3 – Espiral de Cornu e campo elétrico em função de  $\nu$  utilizando as Integrais de Fresnel [22]**

Então

$$E = k_3 \int_{v_1}^{v_2} e^{-j(\pi/2)v^2} dv. \quad (2-18)$$

Em que  $k_3 = \frac{k_1 e^{-j\beta d_2}}{k_2 f(d_2)}$ .

Usando (2-8) e (2-9),

$$\begin{aligned} E &= k_3 \left( \int_0^{v_1} e^{-j(\pi/2)v^2} dv - \int_0^{v_0} e^{-j(\pi/2)v^2} dv \right) \\ &= k_3 [C(v_1) - C(v_0) - jS(v_1) + jS(v_0)]. \end{aligned} \quad (2-19)$$

Como  $v$  é proporcional a  $u$  e inversamente proporcional ao quadrado do comprimento de onda (que é muito pequeno em rádio frequências),  $v_1$  será um número muito grande para valores grandes de  $u_1$ . Assim  $C(v_1) \longrightarrow C(\infty)$ , uma vez que  $u_1$  é um valor grande. Assim, utilizando (2-10), a intensidade de campo será aproximadamente:

$$E = K \left\{ \left[ \frac{1}{2} - C(v_0) \right] - j \left[ \frac{1}{2} - S(v_0) \right] \right\}. \quad (2-20)$$

As quantidades  $(1/2 - C)$  e  $j(1/2 - S)$  representam as partes real e imaginária do vetor desenhado da parte de cima do ponto de convergência  $(1/2, 1/2)$  para um ponto apropriado na espiral. Este processo torna possível visualizar a variação da intensidade quando  $v_0$  (e também  $u_0$ , ou  $d_1$ , ou  $d_2$ ) é variado.

Para  $u_0$  igual a um valor negativo considerável, a intensidade de campo elétrico no Espaço Livre  $E_0$  resulta no seguinte:

$$E_0 = K \left\{ \left[ \frac{1}{2} - \left( -\frac{1}{2} \right) \right] - j \left[ \frac{1}{2} - \left( -\frac{1}{2} \right) \right] \right\} = K(1 - j). \quad (2-21)$$

E finalmente:

$$K = \frac{E_0}{1-j} = \frac{E_0}{2}(1+j). \quad (2-22)$$

A intensidade de campo recebida é dada em termos do campo no Espaço Livre por:

$$E = \frac{E_0}{2}(1+j) \int_{v_0}^{\infty} e^{-j(\pi/2)v^2} dv. \quad (2-23)$$

$$\text{Em que: } v_0 = u_0 \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}.$$

E para estas formulações serem válidas, as condições a seguir precisam ser respeitadas:  $d_1, d_2 \gg u_0$  e  $d_1 d_2 \gg \lambda$ .

Na figura 2.3 (b) a magnitude  $|E/E_0|$  é traçada como tomada a partir da espiral. A intensidade de campo na zona de sombra decresce suavemente para zero. Acima da linha de visada, a intensidade de campo oscila em torno do valor dado pelo espaço livre. Na linha de visada, a intensidade de campo é exatamente metade do valor dado pelo espaço livre.

Esta aproximação da teoria da difração foi desenvolvida para uso em ótica, onde as aproximações feitas são quase sempre válidas [22]. Entretanto, eventualmente em rádio frequência, especialmente em frequências altas (UHF), existem vários problemas onde esta teoria é aplicável. Um exemplo ocorre no cálculo computacional da radiação de cornetas eletromagnéticas [22].

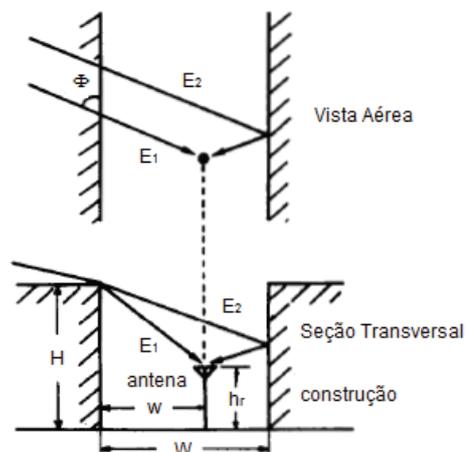
## 2.2. MODELO DE IKEGAMI TRADICIONAL

O Modelo de Ikegami original leva em consideração um ambiente urbano, com obstáculos onde a onda emitida sofra difração e reflexão até chegar ao ponto de recepção [20]. Com um mapa do terreno e das construções presentes no ambiente em consideração, os raios de propagação podem ser traçados. E para calcular as perdas de propagação, o modelo considera apenas a componente principal refletida e a componente principal difratada.

Este modelo de propagação foi o escolhido como base para os estudos desta tese, pois conforme mencionado na seção 3.2 da referência [24] este é um modelo que permite implementação com baixo custo computacional e porque os parâmetros utilizados na elaboração do modelo são facilmente manipuláveis. Além destas duas facilidades do modelo, também podem ser citadas:

- Como o modelo não é empírico, ele pode ser utilizado em diversas localidades, sem dependência com o local de análise;
- O modelo apresenta valores de referência para diversos parâmetros na literatura [20], o que facilita a sua implementação computacional;
- É um modelo predominantemente urbano, mais adequado ao estudo apresentado, pela característica da maior presença de Estações Rádio-Base instaladas nessas localidades;
- O modelo de Ikegami é parte integrante do Modelo COST-231 Ikegami-Walfisch, modelo que é bastante utilizado em pesquisas científicas como modelo de cálculo de perdas de propagação atualmente, a exemplo de [25-27].

A figura 2.4 mostra a geometria de dois raios considerada pelo Modelo de Ikegami para avaliar a intensidade de campo elétrico:



**Figura 2.4 – Geometria de dois raios, considerada por Ikegami [17]**

As intensidades de campo elétrico fornecidas pelos dois raios:  $E_1$  (difratado) e  $E_2$  (refletido) são dadas pelas seguintes equações aproximadas:

$$E_1 = (0,225/\sqrt{2}).E_0.\sqrt{\lambda.w}/(H - h_r).\sqrt{\text{sen}\Phi} . \quad (2-24)$$

$$E_2 = (0,225/\sqrt{2}).E_0.\sqrt{\lambda.(2W - w)}/L_r.(H - h_r).\sqrt{\text{sen}\Phi} . \quad (2-25)$$

Como pode ser percebido acima, o Modelo de Ikegami utiliza equações diferentes das Integrais de Fresnel para avaliar os campos elétricos difratado e refletido. Nas equações (2-24) e (2-25),  $E_0$  é a intensidade de campo no espaço livre,  $\lambda$  é o comprimento de onda e  $L_r$  é a perda pela reflexão definida como a razão entre a amplitude do raio incidente e a onda refletida. Os parâmetros  $w$ ,  $W$ ,  $H$ ,  $h_r$  e  $\Phi$  podem ser vistos na figura 2.4, e representam respectivamente a distância do receptor até o final da rua, a largura da rua, altura das construções ao redor do ponto de recepção, altura do ponto de recepção e o ângulo de orientação da rua em relação ao sentido de propagação da onda.

A média da intensidade de campo é obtida por:

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \sqrt{E_1^2 + E_2^2} \\ \bar{E} &= (0,225/\sqrt{2}).E_0.\sqrt{\lambda\left(w + \frac{2W - w}{L_r^2}\right)}/(H - h_r).\sqrt{\text{sen}\Phi} . \end{aligned} \quad (2-26)$$

A perda de reflexão assume valores da ordem de 4-10 dB em média, de acordo com as experiências nas bandas de VHF e UHF [28]. Assim, a intensidade média de campo em um ponto pode ser representado pelo valor no centro da rua onde o ponto está posicionado, e neste caso é dado por:

$$\bar{E} = (0,225/2).E_0.\sqrt{1 + \frac{3}{L_r^2}}.\sqrt{\lambda.W}/(H - h_r).\sqrt{\text{sen}\Phi}, (w = W/2) . \quad (2-27)$$

Trocando o comprimento de onda pela frequência, a equação acima, reescrita em dB (decibéis), é dada por:

$$\begin{aligned} \bar{E} = & E_0 + 5,8 + 10 \log \left( 1 + \frac{3}{L_r^2} \right) + 10 \log W + \\ & - 20 \log(H - h_r) - 10 \log(\text{sen} \Phi) - 10 \log f \end{aligned} \quad (2-28)$$

Em que  $W$ ,  $H$  e  $h_r$  são dados em metros e  $f$  em MHz.

Nota-se que a intensidade média de campo no centro de uma rua é aproximadamente descrita como uma função dos parâmetros independentes de propagação,  $W$ ,  $H$ ,  $h_r$ ,  $\Phi$  e  $f$ , sendo o efeito de cada parâmetro independente dos outros parâmetros na perda de reflexão.

### 2.2.1. Aproximação para as Integrais de Fresnel

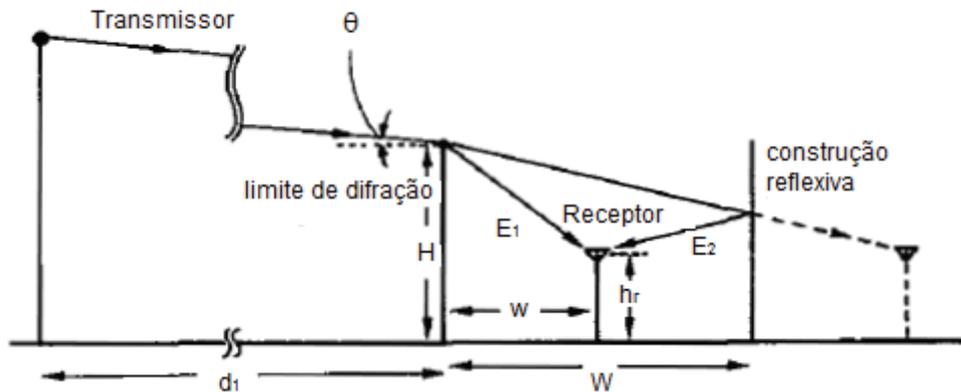
O Modelo de Ikegami original é válido dentro das condições da propagação de Fresnel, no entanto as Integrais de Fresnel (2-8) e (2-9) não foram utilizadas em sua elaboração.

Para a região de sombra na propagação, e em valores específicos para os parâmetros existentes no ambiente, as Integrais de Fresnel, de fato, não necessitam ser utilizadas para o cálculo do campo elétrico [17].

Por simplicidade, são feitas algumas considerações para a resolução do problema exposto na figura 2.4:

- 1) O telhado de uma construção difrativa está bem localizado dentro da linha de visão de uma antena transmissora;
- 2) Um edifício difrativo é substituído por uma faca (*knife-edge*) infinitamente longa transversal à direção de propagação da onda;
- 3) A reflexão no solo é ignorada.

O perfil do caminho de propagação é então transformado no caminho visto na figura 2.5 a seguir.



**Figura 2.5 – Perfil do caminho de propagação [17]**

Nesta situação, um campo de difração por trás de um gume de faca pode ser aproximado pela equação (2-29):

$$E \approx 0,225 / \nu \cdot \quad (2-29)$$

Nesta situação, para  $\nu > 1$  é observado um erro menor que 1 dB entre as avaliações do campo elétrico utilizando a aproximação e as Integrais de Fresnel [29].

O parâmetro de Fresnel  $\nu$  toma os seguintes valores aproximados, se  $\theta \cong 0$ ,  $d_1 \gg w$ ,  $d_1 \gg 2W - w$  e  $d_1 \gg H$ :

$$\nu_1 \approx \sqrt{2} \cdot (H - h_r) \cdot \sqrt{\sin \Phi / \lambda \cdot w}, \text{ para ondas diratadas,} \quad (2-30)$$

$$\nu_2 \approx \sqrt{2} \cdot (H - h_r) \cdot \sqrt{\sin \Phi / \lambda \cdot (2W - w)}, \text{ para ondas refletidas.} \quad (2-31)$$

Assim, os campos  $E_1$  e  $E_2$  são dados por:

$$E_1 \approx 0,225 \cdot E_0 / \nu_1 \text{ e } E_2 \approx 0,225 \cdot E_0 / \nu_2 \cdot L_r \cdot \quad (2-32)$$

Resultando finalmente nas equações utilizadas por Ikegami em (2-24) e (2-25).

É importante ressaltar que existem estudos publicados recentemente, como por exemplo a referência [30], que propõe cálculos diferenciados para o campo elétrico. No caso da referência em questão, um novo parâmetro  $\nu$  é considerado, e novos cálculos

são propostos. Esse procedimento é diferente do proposto nesta tese pois os parâmetros  $\nu$  considerados aqui são os mesmos considerados por Ikegami. O procedimento realizado neste trabalho é eliminar a aproximação utilizada por Ikegami, utilizar as Integrais de Fresnel e calcular o campo elétrico considerando as componentes proveniente da região de visada e proveniente da região de sombra na propagação.

### 3. REFORMULAÇÃO DO MODELO DE IKEGAMI

O Modelo de Ikegami apresenta erros de até 6 dB por década em frequência, dentro da validade do modelo na avaliação do campo elétrico, segundo [17]. Porém, dependendo dos valores encontrados nos parâmetros de propagação, o modelo pode subestimar os valores de perda com o aumento da distância de propagação e com as variações de frequência [20].

Além do problema mencionado em [20], o Modelo de Ikegami possui limitação em frequência até 2 GHz, para o sistema em análise. Em frequências abaixo de 1 GHz, o modelo impõe um erro de até 3 dB.

Para corrigir estas discrepâncias existentes entre o Modelo de Ikegami original e as situações reais de propagação, a proposta deste trabalho é deixar de utilizar a aproximação detalhada na subseção 2.2.1 e realizar todos os cálculos de campo em um determinado ponto utilizando as Integrais de Fresnel.

Outra situação existente na prática, quando medidas de campo são efetuadas por um equipamento medidor [31], na presença de obstáculos, este não recebe apenas ondas provenientes da região de sombra. Ondas emitidas diretamente ao equipamento também são recebidas, e nestes casos é interessante avaliar o campo elétrico através de um modelo que considere as componentes provenientes da região de sombra e da região de visada. Uma média ponderada simples entre a intensidade de campo proveniente da região de sombra e a intensidade de campo proveniente da região de visada pode ser uma boa opção para encontrar o valor real da intensidade de campo recebida pelo equipamento.

Nas próximas seções será demonstrado que a utilização das Integrais de Fresnel no cálculo da intensidade de campo elétrico traz benefícios na avaliação da propagação em ambientes reais. Um destes benefícios é a eliminação do limite apresentado pelo Modelo de Ikegami em frequência. Desta forma, o modelo torna-se válido para frequências superiores a 2 GHz e inferiores a 200 MHz, chegando até os 6 GHz.

Outro benefício ocasionado pela reformulação proposta é a avaliação mais precisa da intensidade de campo elétrico em situações de visada na presença obstáculos.

### 3.1. EQUAÇÕES PARA O MODELO DE IKEGAMI REFORMULADO

Tendo em vista as considerações expostas, este trabalho avalia o campo elétrico através de um modelo de propagação que une a ideia inicial de Ikegami, que é utilizar dois raios para avaliar o campo, como visto na figura 2.4. Porém na reformulação proposta, cada raio é calculado pelas Integrais de Fresnel, diferentemente do Modelo de Ikegami original que utiliza a aproximação mostrada em (2-29).

Assim, o campo elétrico  $\bar{E}$  no ponto de medição deve ser calculado através da equação (2-26 a), ou seja:

$$\bar{E} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2}. \quad (3-1)$$

Em que  $E_1$  é o campo elétrico refletido e  $E_2$  é o campo difratado.

O campo elétrico refletido  $E_1$  deve ser calculado por:

$$E_1 = E_0 \cdot \frac{(1+j)}{2} \cdot \left( \frac{1}{2} + C(v_1) - \frac{j}{2} - j.S(v_1) \right). \quad (3-2)$$

E o campo elétrico difratado  $E_2$  deve ser calculado por:

$$E_2 = E_0 \cdot \frac{(1+j)}{2} \cdot \left( \frac{1}{2} + C(v_2) - \frac{j}{2} - j.S(v_2) \right). \quad (3-3)$$

Nas equações (3-2) e (3-3):

- $E_0$  é o valor do campo elétrico no Espaço Livre, e é dado por

$$E_0 = \sqrt{\frac{\eta_0 \cdot P \cdot g}{4 \cdot \pi \cdot r^2}}, \text{ com } \eta_0 \text{ sendo o valor da impedância no Espaço Livre}$$

(aproximadamente  $377 \Omega$ ), P a potência de entrada do sistema em watt,

g o ganho linear da antena transmissora e r a distância entre o ponto emissor e o ponto receptor em metros;

- $C(v)$  e  $S(v)$  são as Integrais de Fresnel, e são dadas pelas equações (2-8) e (2-9);

Os valores dos coeficientes  $v_1$  e  $v_2$  são dados por:

$$v_1 = \pm\sqrt{2} \cdot (H - h_r) \cdot \sqrt{\frac{\sin\Phi}{\lambda \cdot w}} \quad \text{e} \quad v_2 = \pm\sqrt{2} \cdot (H - h_r) \cdot \sqrt{\frac{\sin\Phi}{\lambda \cdot (2W - w)}} \quad (3-4)$$

Em que:

- $H$  é a altura das construções no ambiente de propagação, em metros;
- $h_r$  é a altura do ponto de medida em metros;
- $\Phi$  é o ângulo entre a rua e o sentido de propagação das ondas emitidas;
- $\lambda$  é o comprimento de onda emitido em metros;
- $W$  é a largura das ruas no ambiente de propagação, em metros;
- $w$  é a distância entre o ponto de medida e o limite das ruas, em metros.

Quanto ao sinal, o  $v$  é positivo quando a propagação ocorre na região de visada e negativo quando ocorre na região de sombra.

### 3.2. COMPARAÇÕES COM DADOS EXPERIMENTAIS

Quando medidas de intensidade de campo elétrico são realizadas utilizando equipamentos como o Agilent FieldFox RF Analyzer (N9912A) [31], a radiação recebida não é proveniente apenas a partir da visada direta com o obstáculo. Componentes refletidas e difratadas provenientes da região de sombra também são captadas e devem ser consideradas na predição de campo elétrico.

Os sinais recebidos pelo móvel são formados por uma componente em linha de visada (*Line of Sight – LOS*) desejada e por uma componente sem linha de visada (*Non Line of Sight – NLOS*) [32]. Essas duas componentes formam o campo elétrico recebido, e as duas componentes devem ser levadas em consideração na elaboração de um modelo computacional que simule este tipo de emissão.

Uma das propostas desta tese é inserir estas duas componentes no cálculo da intensidade de campo elétrico que incide em um determinado ponto de recepção. No entanto, as componentes propagadas através da região de visada e através da região de sombra não chegam em proporção igual ao ponto de recepção.

Para determinar a composição do sinal recebido, o procedimento realizado nesta tese é utilizar os dados experimentais obtidos em medidas de campo nos trabalhos [17] e [33-34] para obter o fator de ponderação entre a componente proveniente da região de sombra (NLOS) e a componente proveniente da região de visada (LOS) em cada caso.

Para calcular a porcentagem de campo elétrico recebido proveniente da região de sombra em um ponto, as seguintes definições devem ser consideradas:

- $M_n$ , intensidade de campo elétrico medida em um determinado ponto;
- $S_n$ , intensidade de campo elétrico, avaliada em um ponto através do modelo de Ikegami reformulado para a região de sombra;
- $L_n$ , intensidade de campo elétrico, avaliada em um ponto através do modelo de Ikegami reformulado para a região de visada;
- $X_n$ , fator de ponderação da intensidade de campo elétrico recebida em um ponto através da região de sombra;
- $(1 - X_n)$ , fator de ponderação da intensidade de campo elétrico recebida em um ponto, proveniente da região de visada.

A intensidade de campo medida em um ponto  $M_n$  deve ser composta por:

$$M_n = X_n \cdot S_n + (1 - X_n) \cdot L_n. \quad (3-5)$$

Desenvolvendo esta equação, temos:

$$X_n \cdot S_n + (1 - X_n) \cdot L_n = M_n, \quad (3-6)$$

$$X_n \cdot S_n + L_n - X_n \cdot L_n = M_n, \quad (3-7)$$

$$X_n \cdot (S_n - L_n) = M_n - L_n, \quad (3-8)$$

$$X_n = \frac{M_n - L_n}{S_n - L_n}. \quad (3-9)$$

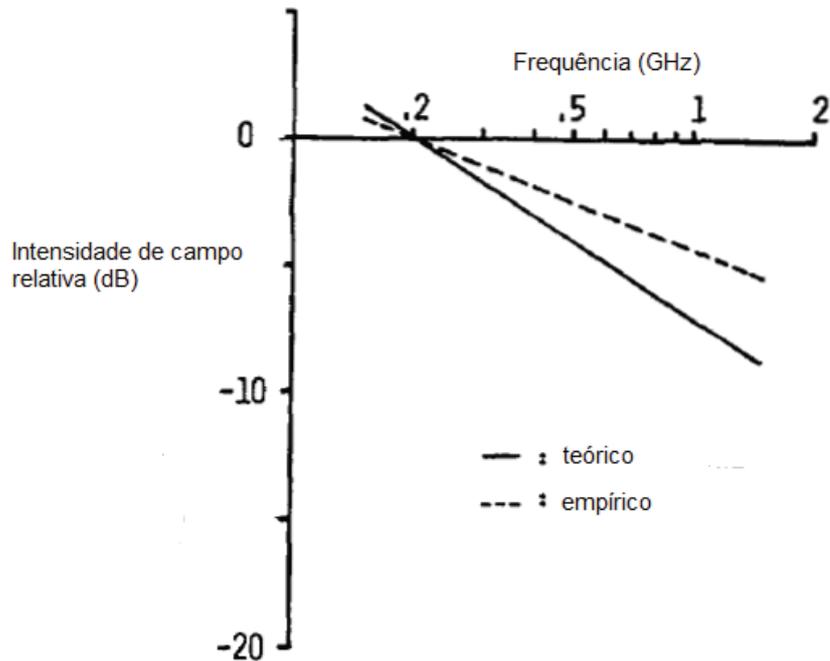
Em que  $1 \leq n \leq N$  e  $N$  é o número de medidas disponíveis para avaliação do peso de cada componente.

Assim, o fator de ponderação de campo elétrico proveniente da região de sombra que atinge o determinado ponto é calculado por:

$$X = \frac{\sum_{n=1}^N X_n}{N}. \quad (3-10)$$

Os valores de medidas de campo utilizados nesta tese foram organizados em três grupos. O primeiro grupo é composto pelas medidas de campo publicadas no artigo que veicula o Modelo de Ikegami original.

A figura 3.1 mostra a variação do campo elétrico relativo ( $E / E_0$ ) em função da frequência, para aplicação do Modelo de Ikegami original (curva preenchida) e para medições feitas em campo (curva tracejada).



**Figura 3.1 – Campo elétrico relativo em função da frequência [14]**

A partir da figura 3.1 nota-se que o Modelo de Ikegami original mostra uma queda de 10 dB por década na predição de campo, enquanto a curva que representa as medidas de campo mostra uma queda de 6,16 dB por década [17].

É importante ressaltar que as curvas foram normalizadas para que o valor encontrado na frequência de 0,2 GHz seja igual a zero. Esta ressalva foi feita no artigo [17]. Desta forma, todas as simulações realizadas na comparação entre as medidas fornecidas por Ikegami e o modelo de Ikegami reformulado foram feitas considerando esta ressalva.

Como pode ser visto na figura 3.1, as medidas realizadas por Ikegami foram feitas para frequências um pouco maiores que 1 GHz. Uma vez que o comportamento do campo relativo é o de decrescer com uma queda de 6,16 dB por década, é possível prever o comportamento da curva para valores até 6 GHz, cuja análise é o foco desta tese.

Assumindo a continuidade da queda de 6,16 dB por década, a tabela 3.1 apresenta os valores de medidas apresentados por Ikegami extrapolados para

frequências até 6 GHz, assim como os resultados da simulação computacional utilizando o modelo de Ikegami reformulado.

**Tabela 3.1 – Resultado das simulações e extrapolações de medidas apresentadas em [17]**

Frequência (GHz)	Intensidade de campo elétrico avaliado através do modelo de Ikegami Reformulado para a região de visada ( $L_n$ ) (dB)	Intensidade de campo elétrico avaliado através do modelo de Ikegami Reformulado para a região de sombra ( $S_n$ ) (dB)	Medidas Extrapoladas para o campo elétrico relativo ( $E / E_0$ ) normalizado (dB)
1	-0,279	-6,818	-4,306
2	-0,090	-9,827	-6,160
3	0,027	-11,589	-7,245
4	0,054	-12,838	-8,015
5	0,017	-13,803	-8,612
6	0,031	-14,595	-9,099

Utilizando as equações (3-5) a (3-10) para determinar qual a parcela relativa ao campo elétrico recebido é proveniente da região de sombra, o valor encontrado foi 0,6232, ou seja, no experimento de Ikegami, 62,32% do campo elétrico recebido é proveniente da região de sombra e 0,3768, ou 37,68% do campo elétrico recebido é proveniente da região de visada.

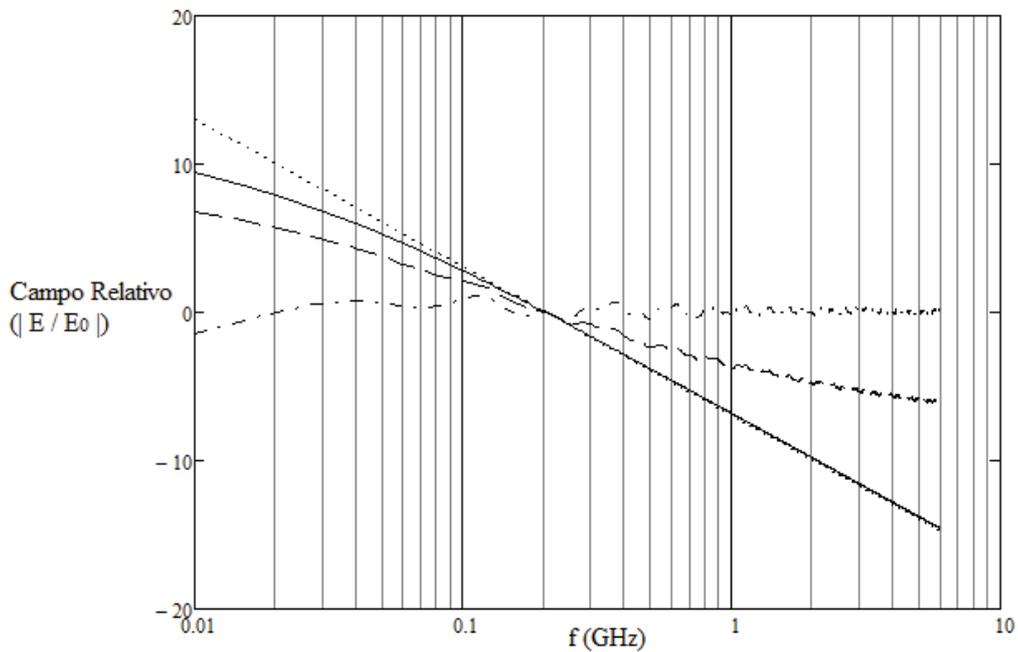
A figura 3.2 ilustra o cálculo do campo elétrico relativo ( $E / E_0$ ) para altura de medida  $h_r$  igual a 1,69 m, em quatro situações:

- A partir do Modelo de Ikegami original, utilizando a aproximação hiperbólica descrita em 2.2.1;
- A partir do modelo reformulado, utilizando as Integrais de Fresnel, na região de sombra;
- A partir do modelo reformulado, utilizando as Integrais de Fresnel, na região de visada;

- Utilizando uma média ponderada entre as curvas traçadas a partir do modelo reformulado, com peso de 62,32% para a componente proveniente da região de sombra e 37,68% para a componente proveniente da região de visada. Estes pesos foram determinados através do método de tentativas e erros.

A partir da comparação entre as curvas apresentadas na figura 3.2, as seguintes conclusões podem ser feitas:

- As curvas de campo relativo para o Modelo de Ikegami original e para o modelo reformulado – na região de sombra são idênticas a partir de aproximadamente 150 MHz, ambas possuem uma queda de 10 dB por década, o que pode comprovar que o modelo reformulado e o Modelo de Ikegami original são equivalentes para as frequências mais altas;
- O campo elétrico na região de visada oscila ao redor de zero. Isto significa que neste caso, o campo elétrico oscila e tende ao valor de  $E_0$  (campo elétrico avaliado pelo Espaço Livre), como previsto nas referências [18] e [21];
- Ao fazer uma média ponderada, utilizando peso de 62,32% para a componente proveniente da região de sombra e 37,68% para a componente proveniente da região de visada, o campo relativo ponderado possui queda de aproximadamente 6,16 dB por década na faixa de frequências até 6 GHz, assim como o campo relativo empírico medido no experimento original de Ikegami. Estes pesos demonstram qual a porcentagem de campo medido é proveniente da região de visada e qual é proveniente da região de sombra no experimento.



Legenda:

- Modelo de Ikegami original
- ..... modelo reformulado - região de sombra
- - - - modelo reformulado - região de visada
- · - · média ponderada entre os modelos reformulados

**Figura 3.2 – Campos Elétricos relativos em função da frequência em escala logarítmica –  $h_r = 1,69 m$**

A tabela 3.2 mostra os resultados obtidos nas medições utilizadas na elaboração da referência [33]. Tais medições foram realizadas de acordo com as seguintes condições:

- Para o ponto de medição 1 foi considerada uma antena com 25 dBi de ganho na transmissão, uma antena de 8 dBi de ganho na recepção, frequência central de operação igual a 5,7875 GHz, distância entre antena transmissora e receptora igual a 8,9 metros e potência de entrada do sistema igual a 6 dBm para uma banda de 20 MHz;

- Para o ponto de medição 2 foi considerada uma antena com 15 dBi de ganho na transmissão, uma antena de 8 dBi na recepção, frequência central de operação igual a 5,4 GHz, distância entre antena transmissora e receptora igual a 1 metro e potência de entrada do sistema igual a 22 dBm para uma banda de 20 MHz;
- Para o ponto de medição 3 foi considerada uma antena com 15 dBi de ganho na transmissão, uma antena de 15 dBi na recepção, frequência central de operação igual a 5,4 GHz, distância entre antena transmissora e receptora igual a 8,3 metros e potência de entrada do sistema igual a 22 dBm para uma banda de 20 MHz;
- Para o ponto de medição 4 foi considerada uma antena com 15 dBi de ganho na transmissão, uma antena de 15 dBi na recepção, frequência central de operação igual a 5,4 GHz, distância entre antena transmissora e receptora igual a 26,09 metros e potência de entrada do sistema igual a 22 dBm para uma banda de 20 MHz;
- Para o ponto de medição 5 foi considerada uma antena com 15 dBi de ganho na transmissão, uma antena de 8 dBi na recepção, frequência central de operação igual a 5,8 GHz, distância entre antena transmissora e receptora igual a 314,15 metros e potência de entrada do sistema igual a 22 dBm para uma banda de 20 MHz.

É importante ressaltar que a potência emitida pelo sistema na configuração indicada foi distribuída para uma banda de 20 MHz, no entanto as medições de campo foram configuradas para uma banda de 2 MHz [33]. Para adequar as medições, às simulações, a potência de entrada simulada foi dividida por 10.

A tabela 3.2 reúne os resultados de medições e simulações para as situações descritas.

**Tabela 3.2 – Resultado das simulações e medidas para a situações descritas em [33]**

Ponto de medição	Intensidade de campo elétrico avaliado através do modelo de Ikegami Reformulado para a região de visada ( $L_n$ ) (V/m)	Intensidade de campo elétrico avaliado através do modelo de Ikegami Reformulado para a região de sombra ( $S_n$ ) (V/m)	Medidas (V/m)
01	0,116	2,234e-3	0,035
02	3,678	0,073	7,73e-3
03	0,663	0,013	0,019
04	0,205	4,189e-3	1,092e-3
05	0,018	3,479e-4	8,132e-4

Utilizando as equações (3-5) a (3-10) para determinar qual a parcela relativa ao campo elétrico recebido é proveniente da região da região de sombra, o valor encontrado foi 0,9420, ou seja, no experimento de Ikegami, 94,20% do campo elétrico recebido é proveniente da região de sombra e 0,058, ou 5,80% do campo elétrico recebido é proveniente da região de visada.

A tabela 3.3 ilustra as medições realizadas durante o desenvolvimento do trabalho [34]. As medidas foram feitas junto ao Bloco E da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas – Unicamp. A antena transmissora foi fixada no topo da edificação, o receptor foi fixado em um veículo, e as medidas foram amostradas a cada  $\lambda/180$ . A frequência da transmissão foi fixada em 5,5 GHz. Desta forma, as amostras foram tomadas a cada 0,3 mm aproximadamente.

Outras condições em que estas medições foram feitas são as seguintes:

- O ganho da antena de transmissão utilizada foi igual a 13,5 dBi e o ganho da antena de recepção foi igual a 2 dBi;
- A potência de entrada do sistema é igual a 0 dBm e foi utilizado um amplificador de 40 dB, totalizando 10 W;
- Na execução das medidas foi utilizado um LNA de 30 dB no receptor. O LNA é um amplificador de baixo ruído (*Low Noise Amplifier*) utilizado

em circuitos eletrônicos para amplificar sinais de baixa potência. É comumente utilizado em saídas de antenas [35];

- A altura das construções ao redor dos pontos de medição foram considerados como sendo 10 metros, ou o equivalente a 3 andares e a antena de transmissão como tendo sido colocada a 12 metros de altura.

Assim, a tabela 3.3 foi formada com os resultados das medições e os resultados das simulações para a porção do campo elétrico proveniente da região de sombra e para o campo elétrico proveniente da região de visada.

Para facilidade do estudo, nem todas as medidas colhidas foram utilizadas. Os resultados escolhidos foram tomados a partir de 10 metros até 60 metros, com intervalos de 10 metros percorridos pelo veículo.

É importante ressaltar que as medidas descritas acima não foram realizadas para verificar o comportamento da intensidade de campo elétrico no espaço, mas sim para verificação do desvanecimento rápido (*fast fading*) em um ambiente de propagação eletromagnética.

Esta característica das medições realizadas justifica a diferença existente entre os resultados das medidas e os resultados das simulações computacionais apresentadas para a porção do campo elétrico proveniente da região de sombra, uma vez que não foram feitas médias temporais ou espaciais com as medidas para a correção das mesmas.

**Tabela 3.3 – Resultado das simulações e medidas realizadas em Campinas-SP**

Distância percorrida (m)	Intensidade de campo elétrico avaliado através do modelo de Ikegami Reformulado para a região de visada ( $L_n$ ) (V/m)	Intensidade de campo elétrico avaliado através do modelo de Ikegami Reformulado para a região de sombra ( $S_n$ ) (V/m)	Medidas (V/m)
10	120,887	2,965	0,773
20	80,961	1,986	0,341
30	58,442	1,433	0,733
40	45,217	1,109	0,689
50	36,724	0,901	0,407
60	30,861	0,757	0,711

## 4. COMPARAÇÃO ENTRE O CÁLCULO DO CAMPO ELÉTRICO UTILIZANDO O MODELO DE IKEGAMI ORIGINAL E UTILIZANDO O MODELO REFORMULADO

O cálculo da intensidade de campo elétrico a partir destas duas formulações distintas (Modelo de Ikegami original e modelo reformulado) pode levar a valores consideravelmente diferentes, dependendo das condições existentes no ambiente de propagação.

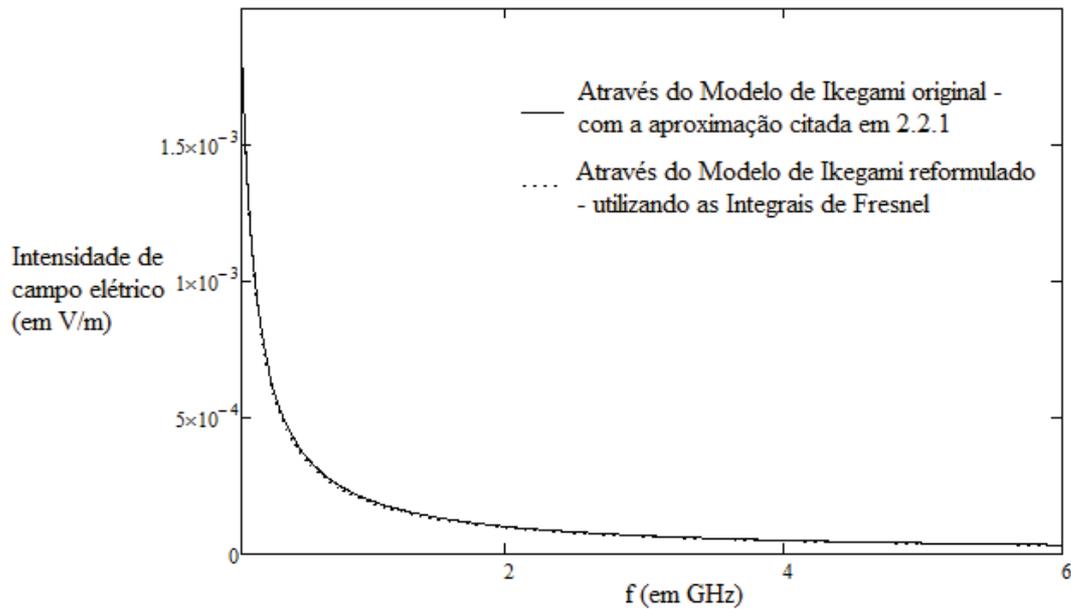
A figura 4.1 mostra a comparação entre os valores de campo elétrico, calculados através do Modelo de Ikegami original e através do modelo reformulado na região de sombra para os parâmetros listados a seguir:  $H = 12m$ ,  $h_r = 1,69m$ ,  $W = 30m$ ,  $w = 15m$  e  $\Phi = 90^\circ$ . Os valores de  $W$ ,  $w$  e  $\Phi$  são mencionados em [20] como valores padrão para a propagação em ambientes urbanos. A altura dos edifícios –  $H$  foi fornecida como a altura equivalente a um prédio de três andares, e a altura de medição –  $h_r$  é a altura média do brasileiro [36].

Como pode ser visto na figura 4.1, a aproximação utilizada por Ikegami, nestas condições, é bastante razoável e a intensidade de campo elétrico pode ser avaliada tanto através de um modelo como através do outro.

A escolha do Modelo de Ikegami original é válida neste caso, uma vez que a resolução de uma equação hiperbólica é menos custosa computacionalmente que o cálculo de duas integrais como as Integrais de Fresnel [37]. A desvantagem que acontece com a utilização do modelo de Ikegami reformulado é exatamente o custo computacional inerente ao cálculo das Integrais de Fresnel. No entanto, em computadores atuais, este custo computacional não impacta no uso da reformulação.

No entanto, existem condições em que a aproximação hiperbólica para as Integrais de Fresnel não será válida. Por exemplo, ao modificar a altura do ponto de

medida –  $h_r$  para 11 metros, a aproximação não será válida para frequências menores que 4 GHz, como poderá ser visto na figura 4.2.



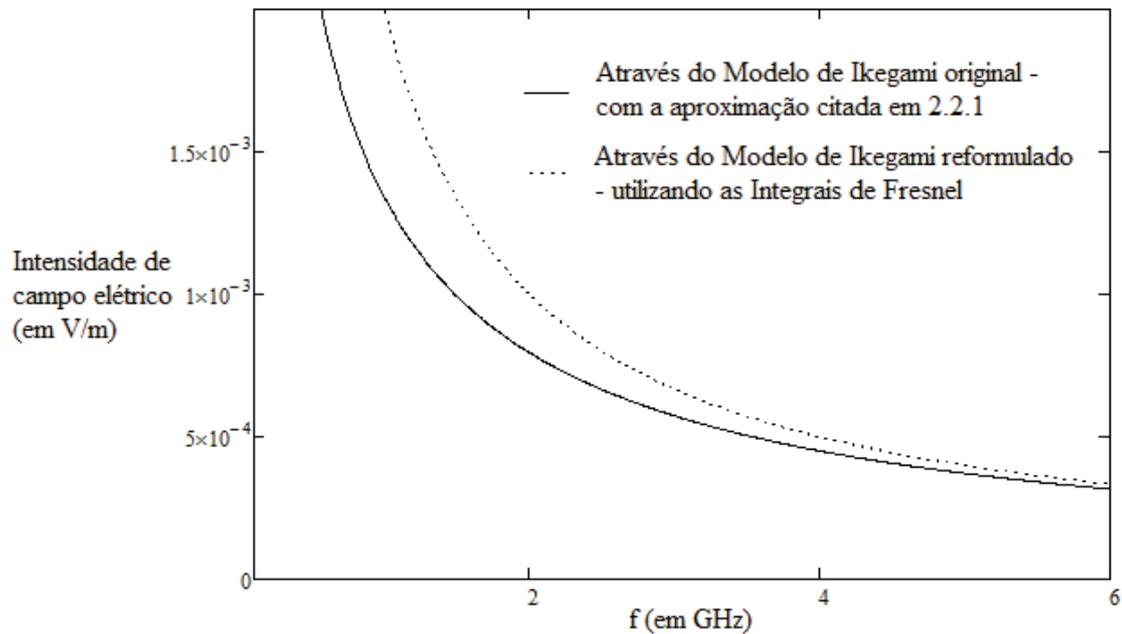
**Figura 4.1 – Intensidade de campo elétrico calculada através do Modelo de Ikegami original e através das Integrais de Fresnel para  $h_r = 1,69$  metros**

Ao se utilizar o Modelo de Ikegami original para realizar os cálculos de intensidade de campo na condição acima, as perdas pela propagação são subestimadas, como é afirmado em [20], e apenas o modelo reformulado deve ser utilizado na predição do campo.

É importante ressaltar que uma altura de medição de 11 metros é plenamente possível em situações reais, uma vez que corresponde a uma medida realizada no terceiro andar de um prédio vizinho.

#### **4.1.1. Verificação da variação do modelo de Ikegami original em função de $\nu$**

É válido explicitar que existem outros fatores, como a largura das ruas, a distância entre o ponto de medida e a extremidade da rua, a altura das construções e o ângulo de incidência dos raios que podem alterar o intervalo de validade do Modelo de Ikegami original.

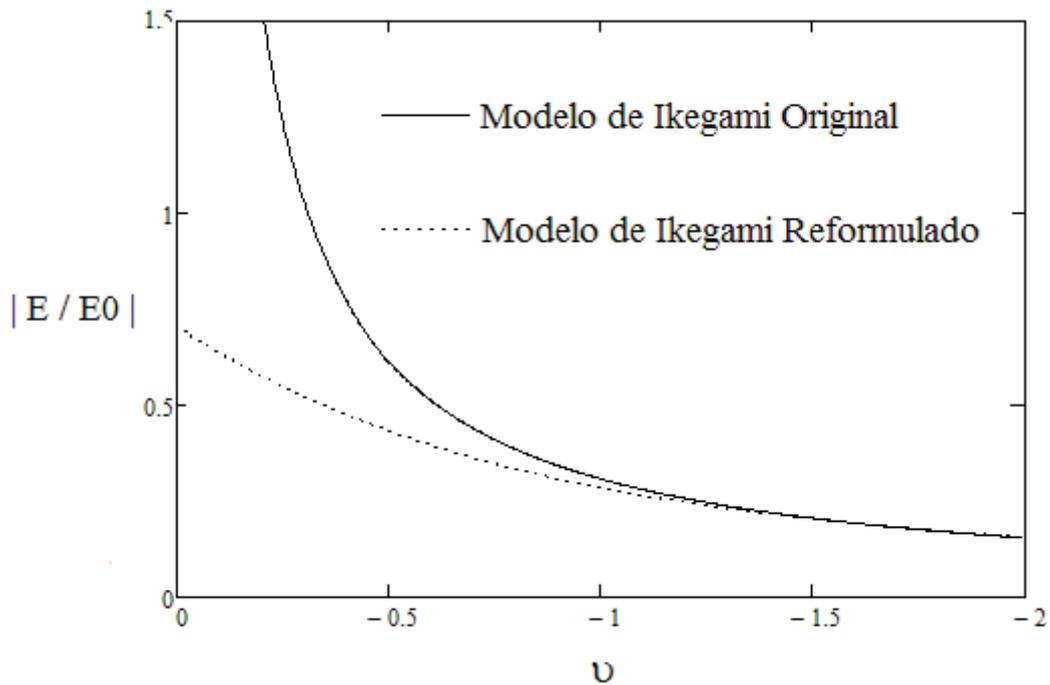


**Figura 4.2 – Intensidade de campo elétrico calculada através do Modelo de Ikegami original e através das Integrais de Fresnel para  $h_r = 11$  metros**

O valor de  $\nu$  está diretamente relacionado à diferença encontrada nos valores de intensidade de campo elétrico calculados pelo Modelo de Ikegami original e pelo modelo reformulado.

A referência [30] utiliza valores diferentes de  $\nu$  para calcular o campo elétrico, a fim de diminuir diferenças encontradas entre o cálculo computacional e valores encontrados na prática. Esta tese não realiza este procedimento, mas sim modifica a forma como o campo é calculado, mantendo o valor de  $\nu$  utilizado originalmente em [17].

A figura 4.3 compara o valor do módulo da relação entre a intensidade de campo elétrico e o campo elétrico no Espaço Livre em função do parâmetro  $\nu$  para duas situações: 1) Campo elétrico calculado pelo modelo reformulado; 2) Campo elétrico calculado pelo Modelo de Ikegami original para a região de sombra na propagação, ou seja, para  $\nu < 0$ .



**Figura 4.3 – Comparação entre o campo elétrico avaliado pelo Modelo de Ikegami original e pelo Modelo de Ikegami reformulado**

Como pode ser visto na figura 4.3, a aproximação listada em 2.2.1 não é válida para valores baixos de  $v$ . Para mensurar o quanto os modelos original e reformulado são diferentes, as tabelas 4.1 e 4.2 mostram como o campo elétrico comparado varia em função de  $v$ .

O campo elétrico comparado foi calculado em dB, conforme a equação (2-33):

$$\text{Campo Elétrico Comparado (dB)} = 10 \log |E_I / E_0| - 10 \log |E_R / E_0| \quad (2-33).$$

Em que  $E_I$  é a intensidade de campo elétrico avaliada pelo Modelo de Ikegami original,  $E_R$  é a intensidade de campo elétrico avaliada pelo modelo reformulado e  $E_0$  é a intensidade de campo elétrico avaliada pelo Espaço Livre.

**Tabela 4.1 – Campo Elétrico Comparado calculado em decibéis em função de  $v$ , avaliados em intervalos de 0,01**

$v$ (avaliado a cada -0,01)	Campo Elétrico comparado (dB)
-0,01	16,455
-0,02	13,488
-0,03	11,770
-0,04	10,564
-0,05	9,639
-0,06	8,890
-0,07	8,264
-0,08	7,727
-0,09	7,259
-0,10	6,845
-0,11	6,474
-0,12	6,140
-0,13	5,835
-0,14	5,556
-0,15	5,300
-0,16	5,062
-0,17	4,842
-0,18	4,637
-0,19	4,445
-0,20	4,265

**Tabela 4.2 – Campo Elétrico Comparado calculado em decibéis em função de  $v$ , avaliados em intervalos de 0,1**

$v$ (avaliado a cada -0,1)	Campo Elétrico comparado (dB)
-0,1	6,845
-0,2	4,265
-0,3	2,928
-0,4	2,093
-0,5	1,576
-0,6	1,128
-0,7	0,836
-0,8	0,620
-0,9	0,457
-1,0	0,333
-1,1	0,238
-1,2	0,165
-1,3	0,108
-1,4	0,064
-1,5	0,029
-1,6	0,001
-1,7	0,021
-1,8	0,038
-1,9	0,053
-2,0	0,064

Como o parâmetro  $\nu$  é dependente de  $H$ ,  $h_r$ ,  $W$ ,  $w$ ,  $\lambda$  e  $\Phi$ , é impossível determinar os casos em que a aproximação é consistente sem determinar os valores destes parâmetros previamente. Entretanto, é possível determinar cenários modernos em que a divergência entre os valores calculados pelo modelo original e pelo modelo reformulado pode chegar a 13,488 dB, o que equivale a uma diferença de 22,96 vezes, como as situações apresentadas em [38, 39], onde estão envolvidas transmissão em micro e pico células. Porém, como pode ser notado na figura 4.3 e na tabela 4.1, em situações em que o transmissor esteja na mesma altura que o receptor, esta diferença pode ser na ordem de 16,5 dB, ou até maior.

Em ambientes que envolvem microcélulas e picocélulas [38, 39], existem relatos de utilização de antenas instaladas a 6 e a 2 metros, respectivamente. Nestes casos, o upsilon pode chegar a -0,267 e -0,033.

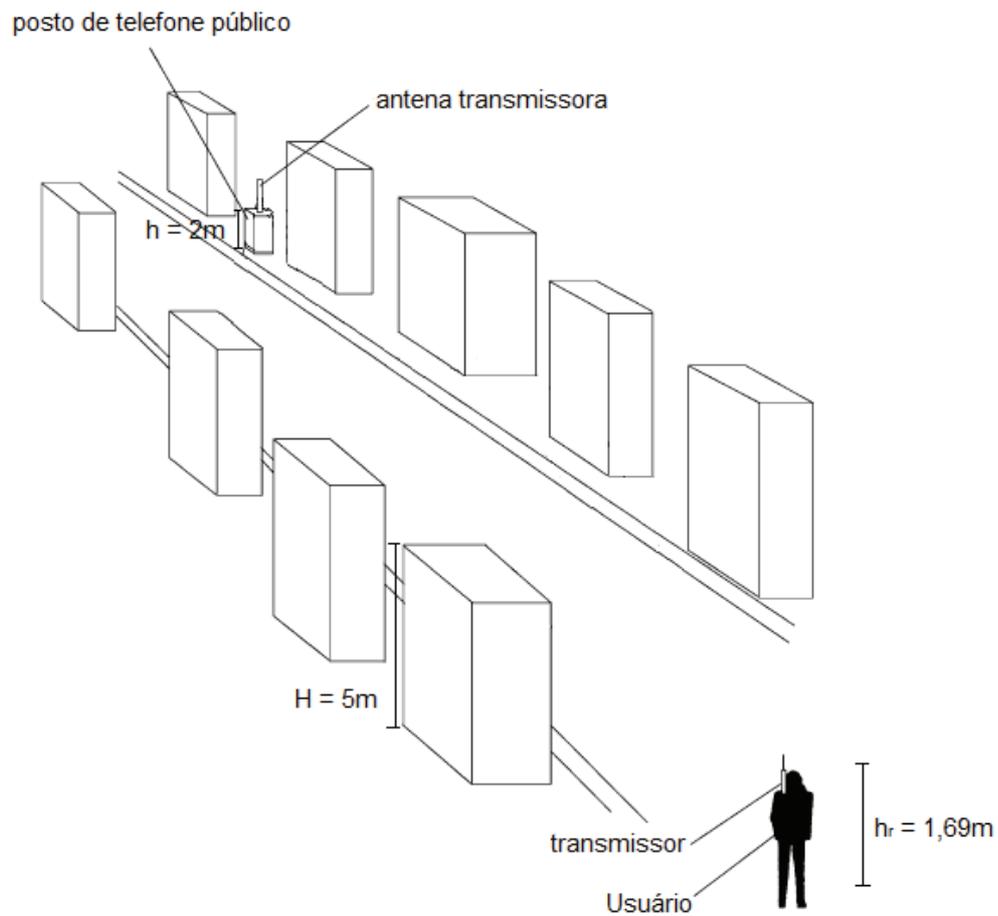
Em ambientes onde existam antenas de estações rádio-base instaladas em altura baixa, ou em situações onde a estação rádio-base esteja próxima da altura dos obstáculos no ambiente de propagação, o valor de upsilon pode ser baixo o suficiente para tornar a diferença entre o campo calculado pelo modelo reformulado e o campo calculado pelo Modelo de Ikegami original próxima de 13 dB.

A figura 4.4 ilustra uma situação aonde o upsilon chega a valores próximos de -0,25, ou seja, o erro associado à utilização do Modelo de Ikegami original chega a valores maiores que 13 dB, dependendo da frequência de operação do sistema de transmissão.

Extrapolando os valores das tabelas 4.1 e 4.2, o erro entre calcular o campo elétrico utilizando o Modelo de Ikegami original e o modelo reformulado é da ordem de 3 dB e 12 dB respectivamente.

Com esta diferença entre os valores encontrados, a utilização do Modelo de Ikegami original na predição de campo deve ser feita com cuidado, uma vez que em determinadas situações, o campo elétrico pode ser determinado incorretamente.

Caso a intensidade de campo seja calculada utilizando o modelo reformulado, a aproximação hiperbólica apresentada em 2.2.1 não é considerada, e os erros associados ao modelo deixam de existir.



**Figura 4.4 – Cenário moderno de transmissão envolvendo micro células, em figura adaptada da referência [39]**

## 5. SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

De acordo com a Organização Mundial de Saúde – OMS, os aparelhos emissores de rádio frequências foram classificados como possivelmente cancerígenos [18, 19]. Esta classificação aumentou a importância da discussão que envolve as emissões de radiação não-ionizante (RNI).

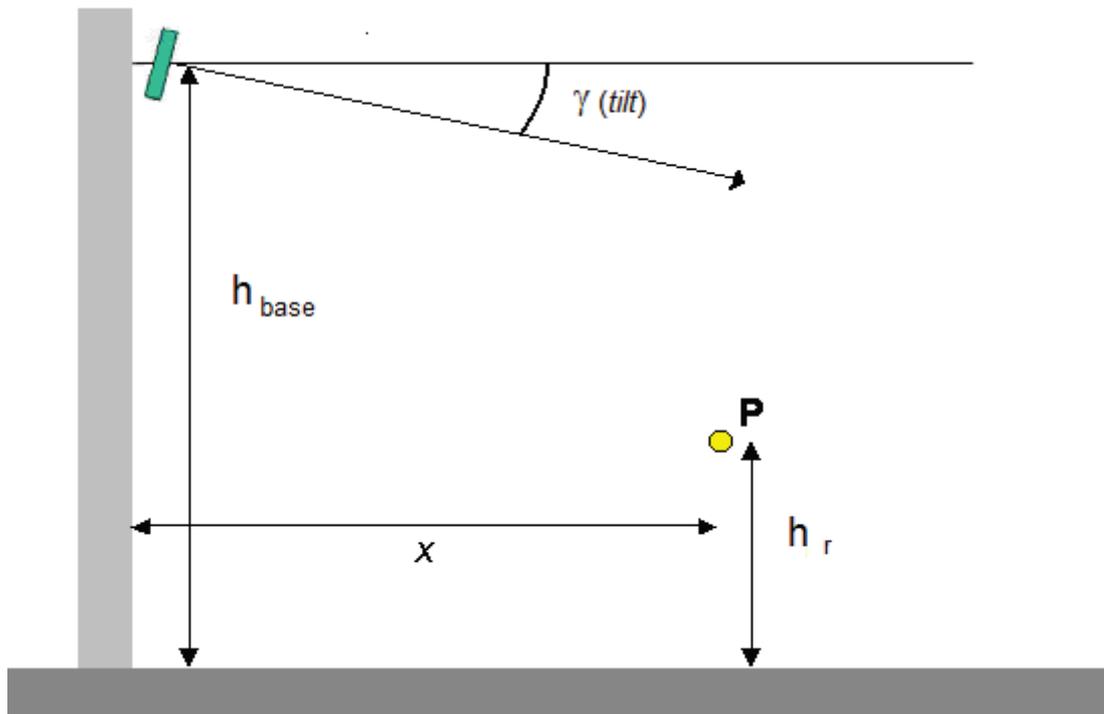
No Brasil, o regulamento que controla as emissões de RNI é a Resolução nº. 303/2002 da ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações que trata dos limites de exposição a campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos no range de frequências entre 9 kHz e 300 GHz [40].

A ANATEL elaborou o regulamento [40], baseando-se nas diretrizes da ICNIRP (Comissão Internacional de Proteção Contra Radiações Não-Ionizantes), que possui respaldo da Organização Mundial de Saúde (OMS) [41].

Para analisar se um sistema radiante emite mais energia que o permitido pela OMS e pela ANATEL, é imprescindível determinar o ponto de maior emissão de radiação em um cenário real. Esta determinação só é possível caso haja informações suficientes sobre a antena utilizada na ERB, por exemplo, o ganho, diagrama de radiação e o ângulo de inclinação.

A figura 5.1 retrata a montagem de uma estação rádio-base e denota alguns parâmetros da antena relevantes na determinação do ponto de maior emissão de energia no ambiente. A ERB genérica retratada na figura apresenta os parâmetros que devem ser considerados em uma simulação para contemplar a aproximação a cenários reais.

Na seção 5.1 será apresentada a configuração das simulações computacionais realizadas para a aproximação a cenários reais e na seção 5.3 serão apresentadas as conclusões que podem ser feitas a partir destas simulações.



**Figura 5.1 – Parâmetros relevantes para cálculo da intensidade de campo elétrico emitido pela antena**

## 5.1. CONFIGURAÇÃO DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Para realização dos cálculos de intensidade de campo elétrico é necessária definição dos parâmetros de ambiente utilizados no modelo.

Os parâmetros que necessitam ser definidos são:

- $h_{base}$  é a altura da ERB, em metros;
- $h_r$  é a altura da antena receptora, em metros;
- $W$  é a largura média das ruas, em metros;
- $w$  é a distância média entre o ponto de medida e o final da rua;

- $h_{teto}$  é a altura média das construções no ambiente de propagação, em metros;
- $\Phi$  é o ângulo formado entre a orientação da rua, em análise, e a onda incidente, dado em graus.

Conforme descrição dos parâmetros, estas especificações são características próprias de cada ambiente, existindo valores diferenciados para situações diferentes. Entretanto a referência bibliográfica [20] cita valores de referência para utilização em simulações que envolvam cálculo de perdas pelo Modelo de Ikegami:

- $h_{base}$  entre 4 e 50 metros;
- $h_r$  entre 1 e 3 metros;
- $w$  entre 20 e 50 metros;
- $W = \frac{w}{2}$ ;
- $h_{teto} = \begin{cases} 3.n_{floors} \\ 3.n_{floors} + 3 \end{cases}$ , sendo a primeira expressão para edifícios sem andar térreo e o segundo para edifícios com térreo.
- $\Phi = 90^\circ$

Para as simulações deste trabalho, dentre os intervalos de valores indicados acima, foram escolhidos os seguintes:

- $h_{base}$  iguais a 20, 30 e 40 metros para as simulações computacionais;
- $h_r = 1,69m$ , que a altura média aproximada do brasileiro adulto [42];
- $W = 30m$ , conseqüentemente  $w = 15$ ;

- $h_{\text{teto}} = 12m$ ;
- $\gamma$  iguais a 4, 6 e 8 graus.

## 5.2. DESCRIÇÃO DAS SIMULAÇÕES REALIZADAS

A antena utilizada nas simulações é a OMNI HYPERLINK HG2412-PRO-NA. Esta é uma antena omnidirecional, com frequência de operação de 5725 a 5875 MHz, 12 dBi de ganho, polarização vertical e 50 ohms de impedância (Figura 5.2 e Figura 5.3).



Figura 5.2 – Antena Hyperlink HG2412U-PRO-AN [42]

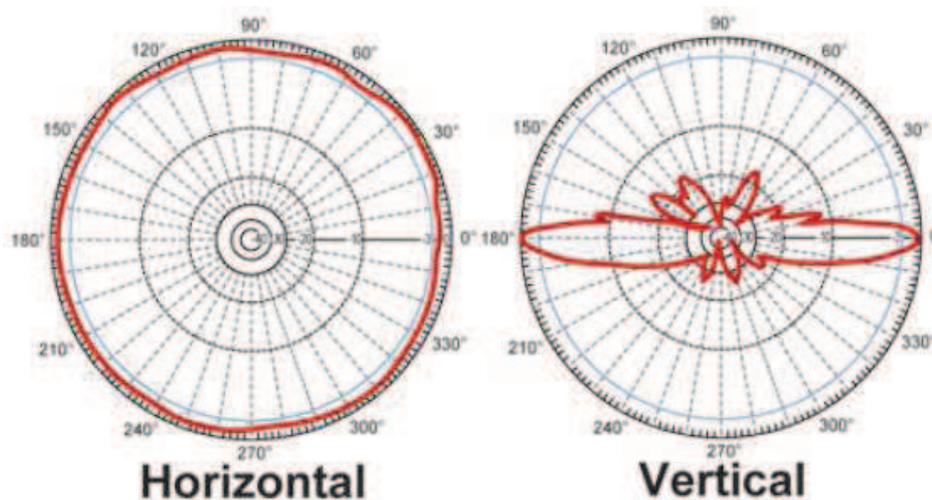


Figura 5.3 – Diagrama de radiação da Antena Hyperlink HG2412U-PRO-AN

A análise das simulações será embasada nos seguintes princípios:

- Análise da influência dos lóbulos principal e laterais das antenas na dissipação da energia;
- Análise da influência do ambiente na propagação;
- Análise da variação dos parâmetros de propagação, por exemplo, influência da altura e do ângulo de inclinação da antena.

As simulações foram realizadas da seguinte forma:

1) Primeiramente, foi fixada uma potência E.R.P., potência efetivamente radiada, igual ao limite de emissão para a faixa de frequências indicada e a altura da torre foi variada entre os valores de 20, 30 e 40 metros. Nesta simulação a influência da altura da torre na emissão da energia foi analisada;

2) Para a segunda simulação variou-se o ângulo de inclinação da antena para os valores de 4, 6 e 8 graus. A altura da torre foi fixada em 30 metros e os outros parâmetros foram mantidos conforme a simulação anterior;

Simulações similares foram apresentadas em [24], [43-45], porém este trabalho complementa as referências citadas já que engloba situações de propagação em faixas de frequências até 6 GHz.

Por fim, ressalta-se que o modelo de propagações utilizado para calcular a intensidade de campo elétrico nas simulações é o modelo de Ikegami reformulado, elaborado nesta tese.

### **5.2.1. Variação do campo elétrico com a altura da torre**

O objetivo das simulações retratadas nesta seção é observar a influência da altura da torre da ERB na intensidade de campo elétrico emitido para as áreas vizinhas.

Para a simulação desta seção foram consideradas três alturas para a ERB, (20, 30 e 40 metros). O valor da potência de entrada no sistema foi configurado de forma a não

ultrapassar 250 mW na saída, valor máximo determinado na Resolução n.º. 506 / 2008, que trata da utilização de equipamentos de radiocomunicação de radiação restrita, faixa na qual se encontra o range utilizado para a simulação [46].

O *tilt* para esta situação foi fixado em 8 graus. Este valor foi utilizado como um valor de referência para sistemas de comunicação em células [47].

A frequência de operação do sistema foi configurada em 5,8 GHz, mesma frequência de operação utilizada na seção 3.2 e em [37].

A figura 5.4 e a tabela 5.1 mostram o resultado da simulação para este caso.

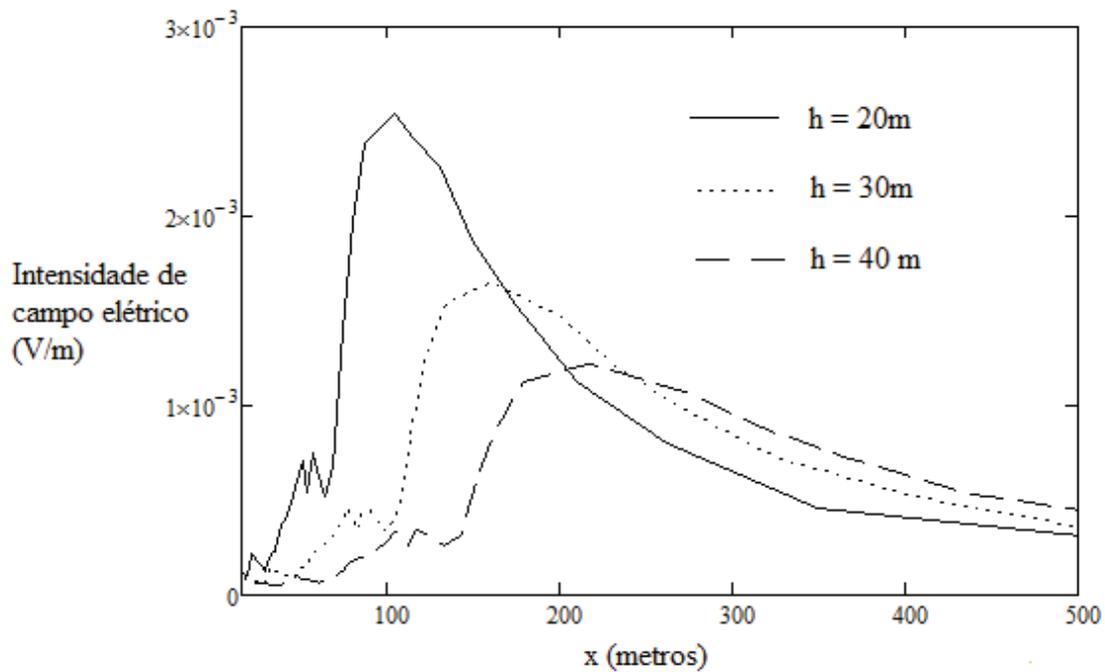


Figura 5.4 – Variação do campo elétrico com a altura da antena

**Tabela 5.1 – Intensidade de campo elétrico em função da distância “x” a partir da base da ERB, com a altura da torre variável**

		Diferentes alturas de instalação da antena		
		h = 20 m	h = 30 m	h = 40 m
	Distância da torre	Intensidade do campo elétrico (volts / m)		
	A	50m	5,389e-4	1,448e-4
B	100m	2,540e-3	3,354e-4	2,909e-4
C	200m	1,122e-3	1,459e-3	1,174e-3
Pico	variável	2,540e-3 em x = 100 m	1,643e-3 em x = 161 m	1,214e-3 em x = 217 m

### 5.2.2. Variação do campo elétrico com o ângulo de inclinação da antena

O objetivo das simulações retratadas nesta seção é observar a influência do ângulo de inclinação (*tilt*) da antena instalada na torre ERB sobre a emissão de intensidade de campo elétrico em uma área vizinha.

Nesta seção o ângulo de inclinação da antena terá valores iguais a 4, 6 e 8 graus. Estes valores são utilizados tipicamente em instalações de ERB's [24]. O valor da potência de saída no sistema será configurado de forma a não ultrapassar 250 mW na saída do sistema, assim como nas simulações anteriores e de acordo com a referência [40]. A altura de instalação da antena foi colocada em 30 metros.

A frequência de operação do sistema foi configurada em 5,8 GHz, mesma frequência de operação utilizada na seção 3.2 e na referência [33].

A figura 5.5 e a tabela 5.2 mostram o resultado da simulação para este caso.

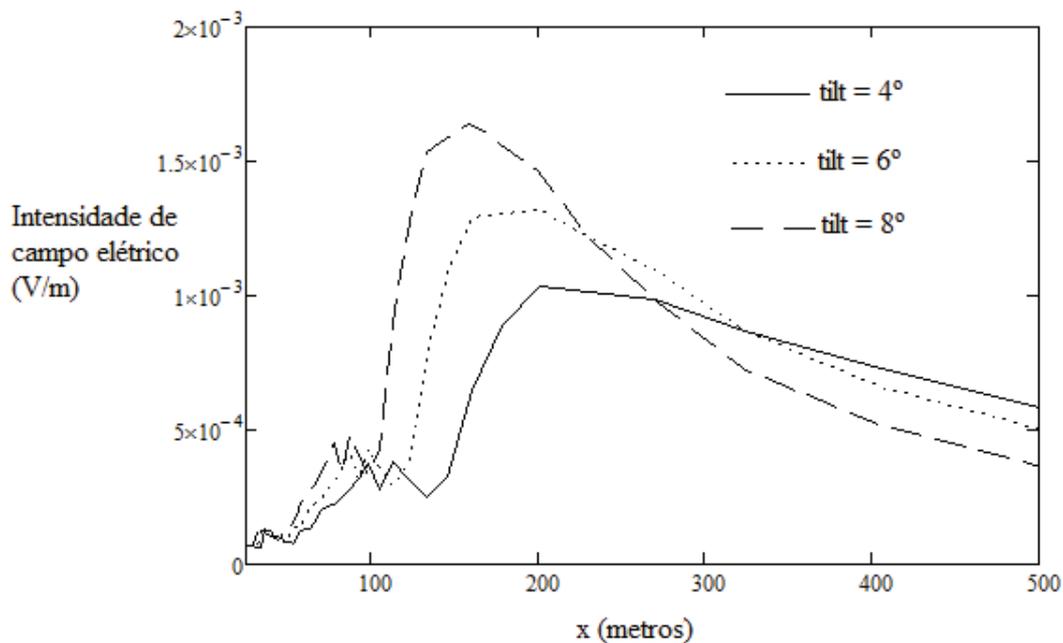


Figura 5.5 – Variação do campo elétrico com o ângulo de inclinação da antena

Tabela 5.2 – Intensidade de campo elétrico em função da distância “x” a partir da base da ERB, com o ângulo de inclinação variável

		Diferentes alturas de instalação da antena		
		$\gamma = 4^\circ$	$\gamma = 6^\circ$	$\gamma = 8^\circ$
	Distância da torre	Intensidade do campo elétrico (volts / m)		
A	50m	8,673e-5	7,828e-5	1,448e-4
B	100m	3,717e-4	4,335e-4	3,354e-4
C	200m	1,033e-3	1,317e-3	1,459e-3
Pico	variável	1,033e-3 em $x = 200$ m	1,344e-3 em $x = 175$ m	1,643e-3 em $x = 161$ m

### 5.2.3. Análise das simulações computacionais

A partir da figura 5.4 e da tabela 5.1 podem ser observadas algumas características do sistema de telecomunicações em estudo.

O aumento da altura da torre afasta a antena dos pontos de cobertura, permitindo um melhor espalhamento da radiação. Assim esta configuração faz com que a intensidade de campo elétrico que incide sobre a população seja reduzida com o aumento da distância.

A escolha de compromisso que um projetista de sistemas de comunicação deve fazer neste caso é colocar a antena em uma altura que permita o máximo aproveitamento de espalhamento da energia emitida, sendo a potência alta o suficiente para manter o sistema de telecomunicações funcionando corretamente.

Quanto à figura 5.5 e a tabela 5.2, que mostram o comportamento da dispersão de energia no ambiente quando o ângulo de inclinação da antena (*tilt*) é alterado, um *tilt* de antena com o valor próximo a 0 grau fará com que a antena esteja paralela ao solo, emitindo grande parte de sua energia fora do território que ela deveria atingir. A inclinação da antena em direção ao solo faz com que o diagrama de radiação da antena se aproxime dos pontos de medida, fazendo com que a intensidade de campo elétrico seja aumentada no território de ação do sistema [48].

Caso o *tilt* da antena seja maior que 45 graus, a antena estará irradiando a maior parte da sua potência para regiões muito próximas à ERB onde a antena está instalada. Nestes casos, a capacidade de dispersão de energia da antena é minorada, sendo que o sistema não terá o alcance desejável. Assim, a decisão de compromisso do projetista do sistema de telecomunicações neste caso é escolher um ângulo de *tilt* que permita à antena emitir o mais distante possível de sua base, sendo esta transmissão ainda apontada para o solo, e não paralelo a ele.

Tendo em vista estas ponderações e a análise das figuras 5.4 e 5.5 e das tabelas 5.1 e 5.2, as conclusões observadas são as seguintes:

- Na figura 5.4 é observado que o campo elétrico para uma altura da antena igual a 20 metros é maior que para uma altura de 30 metros e que para uma altura de 30 metros, a emissão é maior que para uma altura de 40 metros. Isto ocorre, pois quanto maior a altura da antena, mais

afastado o sistema radiante fica do ponto de medida. Esta distância faz com que a potência incidida nos pontos seja diminuída;

- Algumas legislações brasileiras [49], [50] determinam que as estações rádio-base sejam instaladas a pelo menos 50 metros de unidades mobiliárias dentro das cidades. Nas situações apresentadas, pode ser notado que o máximo de intensidade de campo elétrico ocorre em distâncias superiores a 50 metros. Afastar as ERB's para uma distância de 50 metros pode fazer com que as emissões sobre a população sejam aumentadas;
- Nas figuras também pode ser notada a influência dos lóbulos laterais na avaliação da intensidade de campo elétrico que chega até a população. Dependendo da distribuição dos lóbulos laterais, os pontos de máxima emissão podem cair em posições diferentes do que a direção do feixe principal. Para tanto, basta que a antena utilizada no sistema possua lóbulos laterais mais próximos do lóbulo principal, como relatado em [45];
- Quanto menor o ângulo de inclinação (*tilt*) da antena, a energia dispersada é mais paralela ao solo, o que faz com que a intensidade do campo elétrico diminua para valores próximos à ERB e seja aumentado para valores distantes. Este acréscimo é dado pelo aumento de alcance do sinal emitido pela antena.

## 6. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

A partir dos resultados e análises dos gráficos e tabelas apresentados nos capítulos 3, 4 e 5, existem várias conclusões que podem ser observadas na tese apresentada.

Além destas conclusões, este capítulo também traz duas sugestões para continuação deste trabalho.

Por fim, ressalta-se que os resultados presentes foram obtidos através da reformulação proposta para o Modelo de Ikegami, com a eliminação da aproximação hiperbólica e a utilização das Integrais de Fresnel no cálculo da intensidade de campo elétrico em cenários modernos. Este procedimento contempla a originalidade deste trabalho.

### 6.1. CONCLUSÕES GERAIS

O Modelo de Ikegami original não deve ser utilizado em diversas situações reais de propagação. Para corrigir as deficiências apresentadas, foi desenvolvida uma reformulação envolvendo o cálculo da intensidade de campo elétrico utilizando as Integrais de Fresnel.

Em situações onde o  $\nu$  avaliado é menor que 0,3, o erro associado na utilização do Modelo de Ikegami original é maior que 3 dB, e nesses casos o Modelo de Ikegami original não é indicado. Situações reais que representam  $\nu < 0,3$  podem ser encontradas em ambientes que envolvam micro e picocélulas [38, 39]. Em alguns casos apresentados nesta tese, a diferença entre o cálculo resultante pelo Modelo de Ikegami original e pelo modelo reformulado podem chegar a 13,5 dB. Porém, outras situações como por exemplo com o transmissor na mesma altura do receptor podem levar à diferenças de 16,5 dBs ou mais, de acordo com a tabela 4.1 e o gráfico 4.3.

Outra contribuição que pode ser percebida é a viabilidade de cálculos de intensidade de campo melhor dimensionados para os casos em que existe visada direta e também presença de obstáculos na propagação. Neste caso, o campo elétrico recebido

em determinado ponto é formado por componentes emitidas a partir da região de sombra e componentes a emitidas partir da região de visada. E, como foi visto na seção 3.2, a partir de uma média ponderada entre estas componentes, o campo elétrico pode ser comparado ao campo medido a partir de equipamentos de medição.

Esta tese também amplia a análise apresentada em [24], [43-45] até as frequências de 6 GHz. A inclusão de uma antena com diagrama de radiação real modifica a forma como a energia do sistema radiante é emitida no ambiente, uma vez que as direções de emissão dos lóbulos principais e secundários da antena são consideradas.

A importância da aproximação dos valores simulados com a realidade é muito grande, uma vez que após anos de pesquisa, a Organização Mundial de Saúde – OMS classificou os aparelhos emissores de rádio frequências como possivelmente cancerígenos [18-19]. Com esta nova classificação feita pela OMS, a determinação dos pontos de máxima emissão de campo elétrico ganha maior relevância.

## 6.2. TRABALHOS FUTUROS

Como continuação deste trabalho, são propostas as seguintes atividades:

- Realização de medições adequadas para comparação com os resultados das simulações utilizando o modelo de Ikegami reformulado, de forma a eliminar o desvanecimento rápido (*fast fading*) das medidas;
- Realização de medições utilizando vários tipos de antenas reais, com frequências de operação até 6 GHz;
- Remoção de outras limitações através da aplicação de teoria eletromagnética, com a inclusão dos efeitos do solo na propagação e com o uso de modelos para avaliar a difração em edificações;
- Determinação de uma formulação fechada para avaliação das perdas de propagação (*path loss*) através do modelo de Ikegami reformulado.

## 7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Pareek, D., “*WiMAX, Taking Wireless to the Max*”, Auerbach Publications, 2006.
- [2] Pareek, D., “*The Business of WiMAX*”, John Wiley, 2006.
- [3] ICT – International Telecommunication Union, World Telecommunication / ICT Indicators Database 2011, 15nd Edition, Geneva, June, 2011.
- [4] ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações – Relatórios de Infraestrutura do Setor Brasileiro de Telecomunicações – disponível em <http://sistemas.anatel.gov.br/SMP/Administracao/Consulta/ConsolidadoDadosMesaMes/tela.asp?SISQSmodulo=18940>. Acessado em jul/2011.
- [5] Jenkins, H., “*Cultura da Convergência*”, Editora Aleph, 2ª Edição, 2009.
- [6] Andrews, J. G., Ghosh, A., Muhamed, R., “*Fundamentals of WiMAX, Understanding Broadband Wireless Networking*”, Prentice Hall, 2007.
- [7] Nuaymi, L., “*WiMAX, Technology for Broadband Wireless Access*”, John Wiley & Sons, 2007.
- [8] Dahlman, E., Parkvall, S., Sköld, J., “*LTE / LTE-Advanced for Mobile Broadband*”, Academic Press, 2011.
- [9] Holma, H., Toskala, A., “*WCDMA for UMTS – HSPA Evolution and LTE*”, 4<sup>th</sup> Edition, John Wiley & Sons, 2007.
- [10] ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações, “*Resolução n.º. 494/2008 – Regulamento sobre Canalização e Condições de Uso da Faixa de Radiofrequências de 4,9 GHz*”. ANATEL, 2008.
- [11] Chandrasekhar, V., Andrews, J., Gatherer, A., “*Femtocells: A Network Survey*”, IEEE Communications Magazine, Vol. 48, pages 59-67, Sep. 2008.
- [12] Egli J. J., “*Radio propagation above 40 Mc over irregular terrain*”, Proceedings of the IRE, Outubro de 1957.
- [13] Okumura Y., Ohmori E., Kawano T., Fukuda K., “*Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service*”, Revisão do *Electrical Communications Laboratories*, 16, 1968.

- [14] Hata M., “*Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services*”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 29, 1980.
- [15] Walfisch J., Bertoni H. L., “*A theoretical model of UHF propagation in urban environments*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 36, 1988.
- [16] Afric, W., Matosic, N., Vantake. D., “*WiMAX on 3,5 Ghz cell size calculation*”, Proc. Of 48th Inter. Sympos. ELMAR, 2006, pp. 195-198.
- [17] Ikegami F., Yoshida S., Takeuchi T., Umehira M., “*Propagation Factors Controlling Mean Field Strength on Urban Streets*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-32, n°. 8, Aug., 1984.
- [18] International Agency for Research on Cancer – IARC, “*Press Release N° 208*”, World Health Organization – WHO, Lyon, France, May, 2011
- [19] International Agency for Research on Cancer, on behalf of the World Health Organization, “*Carcinogenicity of Radiofrequency Electromagnetic Fields*”, The Lancet Oncology, Vol. 12, pp. 624-626, July 2011.
- [20] Saunders, S. R., Aragón-Zavala A., “*Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*”, 2ª Edição, John Wiley & Sons, 2007.
- [21] Yacoub M. D., “*Foundations of Mobile Radio Engineering*”, CRC Press, 1993.
- [22] Jordan E. C., Balmain K. G., “*Electromagnetic Waves and Radiating Systems*”, Prentice-Hall, 2<sup>nd</sup> Edition, 1968, Seção 13.12.
- [23] IEEE – Institute of Electrical and Electronic Engineers, IEEE Proceedings, “*IRE Standards on Antennas, Modulation Systems and Transmitters: Definitions of Terms*”, IEEE Journals, 1948.
- [24] Wanderley, P. H. S., Terada, M. A. B., “*Análise da Radiação Não-Ionizante Emitida por Estações Rádio-Base com Perdas Calculadas pelo Modelo de Ikegami-Walfisch*”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM-373/2009, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 123p, 2009.
- [25] Mutlu, M.; Cavdar, I. H., “*Adaptation of COST-231 Walfisch-Ikegami Method to Ordu City in GSM 900 Frequency Band*”, Electrical, Electronics and Computer Engineering (ELECO), 2010 National Conference on, pages 447-453, Dec. 2010.
- [26] Phaiboon, S., Phokharatkul, P., “*Comparison between Xia and Walfisch-Ikegami Models for Low-Rise Building Path Loss Prediction*”, TENCON 2010 – 2010 IEEE Region 10 Conference, pages 889-892, Nov. 2010.

- [27] Rozal, E. O., Pelaes, E. G., “*Statistical Adjustment of Walfisch-Ikegami Model based in Urban Propagation Measurements*”, International Microwave & Optoelectronics Conference – IMOC, pp. 584-588, 2007.
- [28] Mitobe S., Ito S., “*Measurement of VHF reflection from precast concrete walls*,” NHK Tech. Rep., pp. 103-109, Mar. 1974.
- [29] Burrows C. R., Attwood S. S., “*Radio Wave Propagation*”, New York: Academic, 1949, p. 464.
- [30] Wanniarachchi, W. K. I. L., Abayaratne C. P., “*A Computational Model for Calculating the Electric Field Strength of Radio Transmissions*” Second International Conference on Industrial and Information Systems, ICIIIS 2007, 8 – 11 August 2007, Sri Lanka, pages 187-191.
- [31] Agilent FieldFox RF Analyzer (N9912A) – User’s Guide, Agilent Technologies, November, 2008.
- [32] Webb, G. W., Minin, I. V., Minin, O. V., “*Variable Reference Phase in Diffractive Antennas: Review, Applications, New Results*”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 53, Number 2, pages 77-94, April, 2011.
- [33] Silva, M. A., Terada, M. A. B., “*Atualização do Laboratório de Antenas do ENE/UnB para Medição de Sinais em Ambiente Wireless operando até 6 GHz*”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM-434/2011, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 97p.
- [34] Dias, U. S., Yacoub, M. D., “*Distribuição de Fase e Estatísticas Correlacionadas em Ambientes Sem Fio: Teoria e Validação Experimental*”, Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Unicamp, Campinas, SP, 2010.
- [35] Stutzman, W. L., Thiele, G. A., “*Antenna Theory and Design*”, 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, 1998.
- [36] IBGE – Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística, Pesquisa de Orçamentos Familiares 2002-2003, Microdados, Segunda Divulgação, IBGE, 2005.
- [37] Ruggiero, M. A. G., Lopes, V. L. R., “*Cálculo Numérico: Aspectos Teóricos e Computacionais*”, 2<sup>a</sup> Edição, Pearson Education, 1996.
- [38] Har, D., Bertoni, H. L., “*Effect of Anisotropic Propagation Modeling on Microcellular System Design*”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 49, n° 3, pages 1303-1313, May, 2000.

- [39] Ando, A., Taga, T., Kondo, A., Kagoshima, K., Kubota, S., “*Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Line-of-sight Street Microcells With Low Base Station Antennas*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, nº 11, Nov. 2008, pages 3552-3565.
- [40] ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações, “Resolução nº. 303/2002 – Regulamento sobre Limitação da Exposição a Campos Elétricos, Magnéticos e Eletromagnéticos na Faixa de Radiofrequências entre 9 kHz e 300 GHz”. ANATEL, 2002.
- [41] International Radiation Protection Association / International Non Ionizing Radiation Comitee, “*Guidelines on limits of exposure to radiofrequency electromagnetic fields in the frequency range from 100 kHz to 300 GHz*”, Health Phys, 54, 1988.
- [42] Nova Network – Distribuidor de produtos wireless - <http://www.novanetwork.com.br/produtos/det/hg2412u-pro-an/121/hyperlink-lcom/antenas/omnidirecional-externa/antena-hyperlink-omnidirecional-hg2412u-pro-an.php>  
Acesso em: out. 2011.
- [43] Wanderley, P. H. S., Terada, M. A. B., “*Radiation Properties of Radio Base Antennas with the Loss Evaluated by Ikegami-Walfisch Model*”. In: 2009 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC 2009), Belém, Brazil, 2009. v. 1. p. 459-463.
- [44] Wanderley, P. H. S., Terada, M. A. B., “*Assessment of the Influence of Real-World Radio Station Antennas*”. In: EHE 2009 - International Conference on Electromagnetic Fields, Health and the Environment, São Paulo, Brazil, 2009. v. 1. p. 1-2.
- [45] Wanderley, P. H. S., Terada, M. A. B., “*Assessment of the Influence of Real-World Radio Station Antennas*”. Artigo aceito para publicação na Revista Brasileira de Engenharia Biomédica (Impresso) – RBEB, 2010.
- [46] ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações, “Resolução nº. 506/2008 – Regulamento sobre Equipamentos de Radiocomunicação de Radiação Restrita”. ANATEL, 2008.
- [47] Terada, M. A. B., Menezes, L. R. A. X de, Carvalho, P. H. P. de, Universidade de Brasília – Departamento de Engenharia Elétrica, “Sistemas de telefonia celular: respondendo ao chamado da razão”, ACEL, 2005.
- [48] Terada, M. A. B., “Análise da Intensidade de Campo Elétrico de Estações Rádio-Base”, Telecomunicações (Santa Rita do Sapucaí), v. 11, p. 54-59, 2008.

- [49] Governo do Distrito Federal, Lei Distrital nº. 3446, de 23 de Setembro de 2004, do Distrito Federal.
- [50] Prefeitura de São Paulo, Lei Municipal nº. 13756, de 16 de Janeiro de 2004, São Paulo – SP.
- [51] Mathcad – StatSoft, versão 14.0. Informações sobre o software disponíveis em [www.mathcad.com.br](http://www.mathcad.com.br). Acesso em: jun. 2011.

## **APÊNDICE – ARQUIVO MATHCAD XMCD UTILIZADO PARA AS SIMULAÇÕES DO CAPÍTULO 5 PARA ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DA ALTURA DA TORRE**

As simulações e resultados apresentados neste trabalho foram realizados com o programa de realização de cálculo Mathcad versão 14.0 [51].

O Mathcad é um software utilizado para realização de projetos e documentação de engenharia com diversas funcionalidades matemáticas com suporte desde operações matemáticas básicas até funções complexas como Bessel.

A arquitetura do Mathcad é de uma aplicação aberta, com suporte de programação a .NET e formato nativo XML, tornando fácil a integração à estrutura e aplicações de TI e de engenharia.

Outra vantagem que colaborou na escolha da ferramenta Mathcad para desenvolvimento destas simulações foi a linguagem matemática facilitada, independente de linguagens de programação. As folhas de cálculo do Mathcad são programadas visualmente, conforme pode ser visto no exemplo.

Abaixo, temos a simulação elaborada para avaliar a influência da altura da torre na dispersão do campo elétrico, considerando a região de sombra.

O arquivo foi desenvolvido no formato .xmcd, padrão do Mathcad.

Simulação para avaliação da intensidade de campo elétrico utilizando o Modelo de Ikegami sem as aproximações propostas no livro “Radio Wave Propagation C. R. Burrows e S. S. Attwood, New York Academic, 1949.

Neste script é avaliada a propagação de Fresnel na REGIÃO DE SOMBRA, SEM UTILIZAR AS APROXIMAÇÕES PROPOSTAS NO MODELO FINAL DE IKEGAMI.

Definindo os parâmetros necessários para o cálculo do campo elétrico através das Integrais de Fresnel:

Dando valores a frequência, potência de entrada do sistema, altura do ponto de medição e cálculo do comprimento de onda:

$$f := 5.8$$

$$P := 0.0158 \quad \lambda := \frac{3 \cdot 10^8}{f \cdot 10^9}$$

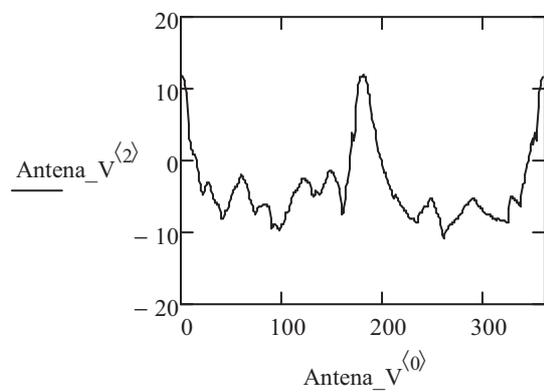
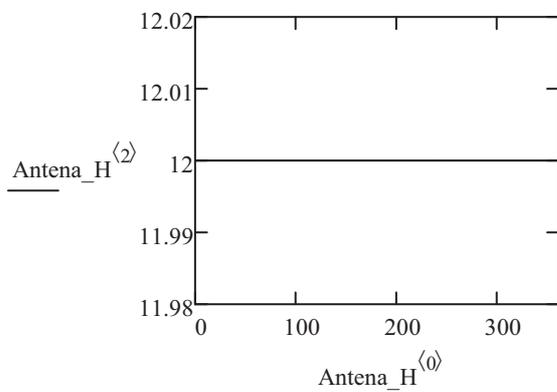
$$h_r := 1.69$$

Inclusão do diagrama de radiação das antenas para a frequência de operação até 6 GHz:

Antena\_H :=



Antena\_V :=



Cálculos para buscar o ganho dentro do diagrama de radiação da antena, dependendo do ângulo de incidência da emissão:

$$\text{tilt\_deg} := 8$$

$$\text{tilt\_rad} := \text{tilt\_deg} \cdot \frac{\pi}{180}$$

$\theta\_deg :=$



$$\theta\_rad := \theta\_deg \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$\gamma\_deg := \theta\_deg + 270 + tilt\_deg$$

$$k := 0, 1.. 86$$

$$n_k := \text{floor}\left(\frac{\gamma\_deg_k}{360}\right)$$

$$\gamma\_deg\_reduzido_k := \begin{cases} \gamma\_deg_k & \text{if } \gamma\_deg_k < 360 \\ \lceil \gamma\_deg_k - (360 \cdot n_k) \rceil & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\text{Ganho\_importado} := \text{Antena\_V}^{\langle 2 \rangle}$$

$$G\_Vert_k := \text{Ganho\_importado}(\gamma\_deg\_reduzido_k)$$

$$g\_Vert := \sqrt[10]{10^{G\_Vert}}$$

Definição das alturas consideradas na simulação:

$$h2 := 30$$

$$h3 := 40$$

$$r1 := \frac{h1 - hr}{\cos(\theta\_rad)}$$

$$r2 := \frac{h2 - hr}{\cos(\theta\_rad)}$$

$$r3 := \frac{h3 - hr}{\cos(\theta\_rad)}$$

$$x1 := \tan(\theta\_rad) \cdot (h1 - hr)$$

$$x2 := \tan(\theta\_rad) \cdot (h2 - hr)$$

$$x3 := \tan(\theta\_rad) \cdot (h3 - hr)$$

Cálculo do campo elétrico pelo Espaço Livre:

$$EL1_k := \sqrt{\frac{377 \cdot P}{4 \cdot \pi \cdot (r1_k)^2}}$$

$$EL2_k := \sqrt{\frac{377 \cdot P}{4 \cdot \pi \cdot (r2_k)^2}}$$

$$EL3_k := \sqrt{\frac{377 \cdot P}{4 \cdot \pi \cdot (r3_k)^2}}$$

Calculando o upsilon necessários para calcular o campo:

$$\Phi := 90 \frac{\pi}{180}$$

Valor padrão retirado de Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems - Simon R. Saunders.

$$H := 12$$

Valor para prédios com 3 andares - padrão para Brasília.

$$w := 15 \quad W := 30$$

Valores padrão retirados de Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems - Simon R. Saunders.

$$Lr := 0.25 \quad lr := 10^{\frac{Lr}{10}} \quad lr = 1.059$$

O valor padrão de Lr foi retirado de Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems - Simon R. Saunders.

Calculando os valores de upsilon para a onda refletida e para a onda refratada:

$$v1 := -1 \left[ \sqrt{2} \cdot (H - hr) \cdot \sqrt{\frac{\sin(\Phi)}{\lambda \cdot w}} \right] \quad v2 := -1 \left[ \sqrt{2} \cdot (H - hr) \cdot \sqrt{\frac{\sin(\Phi)}{\lambda \cdot (2 \cdot W - w)}} \right]$$

Definindo as Integrais de Fresnel:

$$j := \sqrt{-1}$$

$$C1(v1) := \int_0^{v1} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot v1^2\right) dv1$$

$$S1(v1) := \int_0^{v1} \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot v1^2\right) dv1$$

$$C2(v2) := \int_0^{v2} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot v2^2\right) dv2$$

$$S2(v2) := \int_0^{v2} \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot v2^2\right) dv2$$

Calculando o campo elétrico pelas Integrais de Fresnel para h = 20 metros:

$$EF1_k := \frac{(1+j)}{2} \cdot EL1_k \cdot \left( \frac{1}{2} + C1(v1) - \frac{j}{2} - j \cdot S1(v1) \right)$$

$$EF1mod_k := \sqrt{\text{Re}(EF1_k)^2 + \text{Im}(EF1_k)^2}$$

$$EF2_k := \frac{(1+j)}{2} \cdot EL1_k \cdot \left( \frac{1}{2} + C2(v2) - \frac{j}{2} - j \cdot S2(v2) \right)$$

$$EF2mod_k := \sqrt{\text{Re}(EF2_k)^2 + \text{Im}(EF2_k)^2}$$

Calculando a intensidade de campo elétrico:

$$E1_k := \sqrt{(EF1mod_k)^2 + (EF2mod_k)^2} \cdot g\_Vert_k$$

Calculando o campo elétrico pelas Integrais de Fresnel para h = 30 metros:

$$EF3_k := \frac{(1+j)}{2} \cdot EL2_k \cdot \left( \frac{1}{2} + C1(v1) - \frac{j}{2} - j \cdot S1(v1) \right)$$

$$EF3mod_k := \sqrt{\text{Re}(EF3_k)^2 + \text{Im}(EF3_k)^2}$$

$$EF4_k := \frac{(1+j)}{2} \cdot EL2_k \cdot \left( \frac{1}{2} + C2(v2) - \frac{j}{2} - j \cdot S2(v2) \right)$$

$$EF4mod_k := \sqrt{\text{Re}(EF4_k)^2 + \text{Im}(EF4_k)^2}$$

Calculando a intensidade de campo elétrico:

$$E2_k := \sqrt{(EF3mod_k)^2 + (EF4mod_k)^2} \cdot g\_Vert_k$$

Calculando o campo elétrico pelas Integrais de Fresnel para h = 40 metros:

$$EF5_k := \frac{(1+j)}{2} \cdot EL3_k \cdot \left( \frac{1}{2} + C1(v1) - \frac{j}{2} - j \cdot S1(v1) \right)$$

$$EF5mod_k := \sqrt{\text{Re}(EF5_k)^2 + \text{Im}(EF5_k)^2}$$

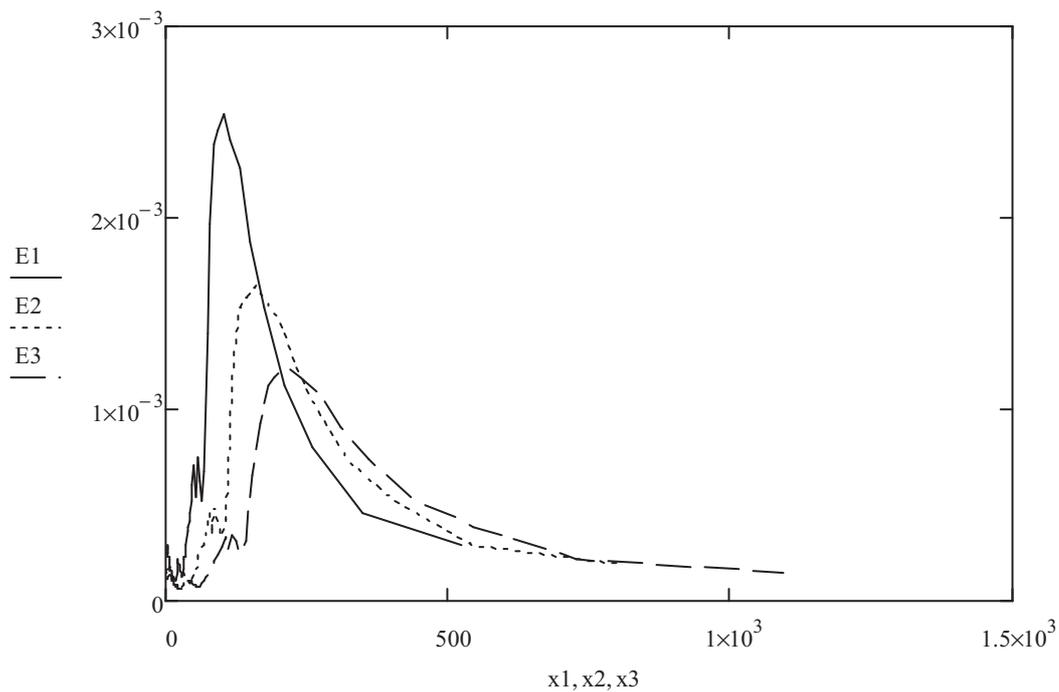
$$EF6_k := \frac{(1+j)}{2} \cdot EL3_k \cdot \left( \frac{1}{2} + C2(v2) - \frac{j}{2} - j \cdot S2(v2) \right)$$

$$EF6mod_k := \sqrt{\text{Re}(EF6_k)^2 + \text{Im}(EF6_k)^2}$$

Calculando a intensidade de campo elétrico:

$$E3_k := \sqrt{(EF5mod_k)^2 + (EF6mod_k)^2} \cdot g\_Vert_k$$

Traçando os gráficos relativos aos cálculos de campo elétrico utilizando as Integrais de Fresnel, variando a frequência de 200MHz a 6GHz.



Importando os valores de campo elétrico provenientes da região de visada, calculados na folha de cálculo 003:

E1\_visada :=



E2\_visada :=



E3\_visada :=



Realizando o cálculo ponderado para a componente em visada e para a componente em sombra:

$E1_{final} := 1 \cdot E1 + 0 \cdot E1_{visada}$

$E3_{final} := 1 \cdot E3 + 0 \cdot E3_{visada}$

$E2_{final} := 1 \cdot E2 + 0 \cdot E2_{visada}$

