

# Fronteiras entre Células: Ambientes Suzuki e Rice

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

por

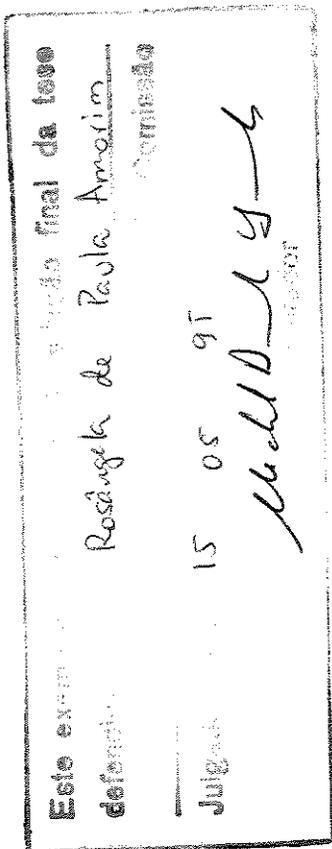
**Rosângela de Paula Amorim**

Graduada em Engenharia Elétrica - EEE/UFG

**Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub**

Orientador

em 15 de maio de 1995.



*Aos meus pais*

# Agradecimentos

Agradeço a todos que de alguma forma contribuíram para o desenvolvimento desta tese. Em especial, agradeço:

Ao Dr. Michel Daoud Yacoub pela atenção e paciência durante todo esse período.

Aos meus pais e irmãs que mesmo longe incentivaram o meu trabalho.

À CAPES pelo apoio financeiro.

Aos professores e colegas do DECOM.

Aos amigos Thales, Reinaldo e Marcelo Castro pelo apoio técnico.

Ao pessoal de Goiânia, em especial Adriane, Reinaldo e Tomás pela ótima convivência diária.

Aos amigos Cristiane, Márcio e Eduardo pela amizade e companhia em todos os momentos.

A Deus pela oportunidade de realizar este trabalho, pelas experiências adquiridas e por sua constante presença em minha vida.

# Resumo

Este trabalho apresenta uma estimativa da proporção da área de sobreposição de células em sistemas rádio-móvel onde os rádio-móveis podem experimentar comunicação adequada com mais de uma estação base. Esta estimativa permite avaliar a viabilidade de se aplicar técnicas de encaminhamento alternativo para o tráfego gerado nessas áreas, o que pode resultar numa menor probabilidade de bloqueio em detrimento do aumento dos níveis de interferência. Este estudo é feito com base na potência média onde considera-se que a potência média do sinal varia com a distância  $x$  entre as antenas da estação base e do móvel na forma  $x^{-\alpha}$  onde  $\alpha$  é o coeficiente da perda de percurso. Além deste critério, devido à presença do desvanecimento no ambiente móvel, um critério instantâneo é empregado onde se consideram as variações estatísticas do sinal. Dessa forma caracterizamos o ambiente por meio de quatro distribuições: a distribuição de Rayleigh, que caracteriza os efeitos de multipercurso; a distribuição Lognormal, que caracteriza os efeitos de sombreamento; a distribuição de Suzuki, que combina estas duas últimas e a distribuição de Rice que considera além do multipercurso, a propagação em linha de visada. A proporção da área de sobreposição para os ambientes Suzuki e Rice constituem a finalidade desta tese onde os métodos utilizados para o cálculo e implementação desta proporção são apresentados. Consta-se que a proporção estimada é de fato substancial atingindo valores da ordem de 40% a 50%, dependendo da tolerância permitida e do ambiente de transmissão considerado.

# Conteúdo

|          |   |          |
|----------|---|----------|
| <b>1</b> | <b>Introdução</b>                                       | <b>1</b> |
| 1.1      | Sistemas de Rádio Móvel . . . . .                       | 1        |
| 1.1.1    | Sistema Móvel Convencional . . . . .                    | 1        |
| 1.1.2    | Sistema Móvel Celular . . . . .                         | 2        |
| 1.2      | Sobreposição entre Células . . . . .                    | 4        |
| 1.3      | Objetivo do Trabalho . . . . .                          | 5        |
| 1.4      | Plano de Trabalho . . . . .                             | 5        |
| <b>2</b> | <b>Modelo de Propagação de Rádio Móvel</b>              | <b>6</b> |
| 2.1      | Introdução . . . . .                                    | 6        |
| 2.2      | Métodos Determinísticos . . . . .                       | 8        |
| 2.2.1    | Perda de Percorso em Espaço Livre . . . . .             | 8        |
| 2.2.2    | Perda de Percorso em Terreno Plano . . . . .            | 8        |
| 2.2.3    | Modelo Simplificado de Propagação . . . . .             | 9        |
| 2.2.4    | Perda de Percorso em Ambientes com Obstruções . . . . . | 11       |
| 2.3      | Métodos Empíricos . . . . .                             | 12       |

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| 2.4      | Outros Fatores que Afetam o Ambiente de Rádio Móvel . . . . .                             | 13        |
| 2.5      | Métodos Estatísticos . . . . .  | 14        |
| 2.5.1    | Efeitos de Multipercurso - Distribuição de Rayleigh . . . . .                             | 15        |
| 2.5.2    | Efeitos de Sombreamento - Distribuição Lognormal . . . . .                                | 15        |
| 2.5.3    | Efeitos de Multipercurso e Sombreamento Combinados - Distribuição de Suzuki . . . . .     | 16        |
| 2.5.4    | Efeitos de Multipercurso e Componente de Linha de Visada - Distribuição de Rice . . . . . | 17        |
| 2.5.5    | Distribuição de Nakagami . . . . .  | 18        |
| 2.5.6    | Distribuição de Nakagami-Sombreado . . . . .  | 20        |
| 2.6      | Sumário e Conclusões . . . . .  | 21        |
| <b>3</b> | <b>Áreas de Sobreposição em Sistemas Celulares</b>  | <b>22</b> |
| 3.1      | Introdução . . . . .  | 22        |
| 3.2      | Proporção da Área da Célula com Acesso a Dois Caminhos de Rádio . . . .                   | 24        |
| 3.2.1    | Distribuição Geográfica da Razão entre as Potências Médias . . . . .                      | 25        |
| 3.2.2    | Distribuição Geográfica da Razão entre as Potências Instantâneas . . . .                  | 27        |
| 3.3      | Cálculo da Proporção da Área de Sobreposição . . . . .                                    | 28        |
| 3.3.1    | Ambiente Rayleigh . . . . .   | 28        |
| 3.3.2    | Ambiente Lognormal . . . . .  | 29        |
| 3.3.3    | Ambiente Suzuki . . . . .   | 36        |
| 3.3.4    | Ambiente Rice . . . . .   | 38        |
| 3.4      | Sumário e Conclusões . . . . .  | 47        |

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>4</b> | <b>Resultados</b>                            | <b>48</b> |
| 4.1      | Introdução . . . . .                         | 48        |
| 4.2      | Considerações para a Implementação . . . . . | 49        |
| 4.3      | Proporção da Área de Sobreposição . . . . .  | 49        |
| 4.3.1    | Ambiente Rayleigh . . . . .                  | 49        |
| 4.3.2    | Ambiente Lognormal . . . . .                 | 50        |
| 4.3.3    | Ambiente Suzuki . . . . .                    | 52        |
| 4.3.4    | Ambiente Rice . . . . .                      | 54        |
| 4.3.5    | Comparação entre os Ambientes . . . . .      | 63        |
| 4.4      | Sumário e Conclusões . . . . .               | 64        |
| <b>5</b> | <b>Conclusões</b>                            | <b>66</b> |
| 5.1      | Conclusões Finais . . . . .                  | 67        |
| 5.2      | Trabalhos Futuros . . . . .                  | 68        |
|          | <b>Bibliografia</b>                          | <b>69</b> |

# Lista de Figuras

|      |   |    |
|------|---|----|
| 3.1  | Áreas de Sobreposição entre células adjacentes . . . . .  | 23 |
| 3.2  | Lugar Geométrico com razão entre potências $b^2$ . . . . .  | 25 |
| 3.3  | Geometria em um arranjo hexagonal: a) célula; b) setor de uma célula. . .   | 26 |
| 3.4  | Superfície de Integração S . . . . .  | 31 |
| 4.1  | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rayleigh . . . . .  | 50 |
| 4.2  | Proporção da Área da Célula no Ambiente Lognormal - $\sigma = 5.0$ dB . . . .                                     | 51 |
| 4.3  | Proporção da Área da Célula no Ambiente Lognormal - $\alpha = 3.0$ . . . . .                                      | 51 |
| 4.4  | Proporção da Área da Célula no Ambiente Suzuki - $\sigma = 5.0$ dB . . . . .                                      | 52 |
| 4.5  | Proporção da Área da Célula no Ambiente Suzuki - $\alpha = 3.0$ . . . . .   | 53 |
| 4.6  | Proporção da Área da Célula nos Ambientes Suzuki e Rayleigh, para $\alpha =$<br>3.0 e $\sigma = 1.0$ dB . . . . . | 54 |
| 4.7  | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $K_1 = K_2 = 5.0$ dB . . . .                                       | 57 |
| 4.8  | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $\alpha = 3.0$ . . . . .   | 57 |
| 4.9  | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $\alpha = 3.5$ . . . . .   | 58 |
| 4.10 | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $K_1 = 5.0$ dB e $\alpha = 3.0$ .                                  | 58 |
| 4.11 | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $K_1 = 5.0$ dB e $\alpha = 3.5$ .                                  | 59 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 4.12 | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $K_1 = 10.0$ dB e $\alpha = 3.0$ . | 59 |
| 4.13 | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $K_1 = 10.0$ dB e $\alpha = 3.5$ . | 60 |
| 4.14 | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $K_2 = 5.0$ dB e $\alpha = 3.0$ .  | 60 |
| 4.15 | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $K_2 = 5.0$ dB e $\alpha = 3.5$ .  | 61 |
| 4.16 | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $K_2 = 10.0$ dB e $\alpha = 3.0$ . | 61 |
| 4.17 | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $K_2 = 10.0$ dB e $\alpha = 3.5$ . | 62 |
| 4.18 | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $\alpha = 3.0$ . . . . .           | 62 |
| 4.19 | Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice - $\alpha = 3.0$ . . . . .           | 63 |

# Capítulo 1

## Introdução

Os serviços de rádio-móvel tem alcançado grande desenvolvimento nos últimos tempos graças à crescente demanda por parte dos usuários que vêem nestes serviços vantagens promissoras para o crescimento dos seus negócios. A idéia do telefone pessoal que acompanha a pessoa onde quer que ela esteja garante este sucesso em muitos ramos da atividade profissional, onde a necessidade de comunicação é imprescindível. Daí sua rápida evolução e crescimento.

### 1.1 Sistemas de Rádio Móvel

#### 1.1.1 Sistema Móvel Convencional

Os sistemas móveis convencionais consistiam de uma estação base com seu transmissor e receptor montados no alto de uma torre de maneira a alcançar uma grande área de cobertura, o que exigia transmissores de alta potência. Serviam a um pequeno número de assinantes e contavam com a disponibilidade do espectro de frequências, sempre congestionado.

Estes sistemas alcançaram algum desenvolvimento graças à evolução nos equipamentos (redução do volume e do consumo de potência) e nos esquemas de modulação. Entretanto, havia sempre o problema da escassez de canais de comunicação para os novos usuários interessados nos serviços móveis.

O crescente aumento do número de assinantes, apesar das limitações dos sistemas e do alto custo dos serviços, forçava a expansão do sistema que só podia crescer se mais canais fossem oferecidos. Isso gerava grandes problemas pois o espectro de frequências é limitado, além de ser compartilhado por diversos outros tipos diferentes de serviços. Além disso, uma chamada com início em uma área deveria ser reiniciada quando o móvel passasse de uma área para outra. Esta característica é indesejável para o sistema de rádio móvel, pois não há garantia que uma chamada será completada uma vez que o sistema convencional não possui a capacidade de handoff.

Outra desvantagem do sistema convencional é que o número de usuários ativos é limitado pelo número de canais associados a uma área de frequência particular. O grande número de assinantes desses sistemas criou uma alta probabilidade de bloqueio durante as horas de maior movimento. Embora o desempenho do serviço fosse indesejável, a demanda era ainda muito grande. Exigia-se um sistema com alta capacidade.

As limitações operacionais dos sistemas móveis convencionais, tais como capacidade de serviço limitada, desempenho de serviço pobre e ineficiente utilização do espectro de frequência, levou à necessidade de um sistema mais dinâmico, que fosse capaz de atender à demanda crescente. Surgiu então o sistema móvel celular, baseado na teoria dos padrões celulares.

### 1.1.2 Sistema Móvel Celular

Neste sistema a região a ser servida é dividida em pequenas áreas chamadas células, cada uma contendo uma estação base. A célula idealmente apresenta um formato hexagonal que possibilita um menor número de células e conseqüentemente um menor número de estações base, tornando o sistema mais econômico.

O sistema celular tem uma arquitetura modular a qual, em teoria, pode crescer indefinidamente, como desejado. Entretanto, há várias restrições práticas que limitam este crescimento modular, para uma certa extensão, acima da qual algumas técnicas alternativas são recomendadas.

Um conceito importante no sistema móvel celular é o reuso de frequência: se um canal de uma certa frequência cobre uma área de raio  $R$ , então a mesma frequência pode ser reutilizada para cobrir uma outra área. Estas áreas chamadas co-células são dispostas

suficientemente distantes umas das outras tal que a interferência de co-canal possa estar dentro de limites toleráveis.

O cluster constitui o conjunto de células onde todas as frequências disponíveis podem ser utilizadas. O mesmo canal só pode ser reutilizado em clusters diferentes.

O padrão de repetição é determinado pelo número de células por cluster sendo 4, 7 e 12 células por cluster os valores mais comuns. Verificamos assim que, um menor padrão de repetição implica num maior número de canais por célula, o que corresponde a uma maior capacidade de tráfego do sistema. Em contrapartida, um menor padrão de repetição implica numa menor distância entre co-células, correspondendo a uma maior interferência co-canal. Deve-se evitar o uso de canais adjacentes na mesma célula, ainda mais na presença de desvanecimento onde o problema de interferência nestes canais é bastante grande.

Outro conceito importante é o de handoff ou handover. É um processo de mudança automática de canais que deve ocorrer quando um móvel viaja de uma célula para outra enquanto uma chamada está em andamento. Este fenômeno é transparente ao assinante e deve ocorrer sempre que a intensidade do sinal medido na estação base cai abaixo de um dado limiar. O processo de monitoração da qualidade do sinal recomendando ou não o handoff é chamado *locating*.

Portanto, este sistema apresenta diferenças muito vantajosas com relação ao sistema convencional. Enquanto o sistema convencional é limitado por ruído, o sistema celular é limitado por interferência, atende um maior número de assinantes, exige transmissores de menor potência, utiliza-se de recursos como o reuso de frequência e o handoff, além de permitir uma expansão modular teoricamente ilimitada.

Todas estas vantagens tem garantido o sucesso do sistema móvel celular cuja tendência é atender um número cada vez maior de usuários, através de serviços cada vez mais variados e de melhor qualidade.

A estrutura básica do sistema móvel celular é formada pela:

- **Estação base**

- Serve as chamadas para ou das unidades móveis localizadas em suas respectivas células.

- Realiza a distribuição e redistribuição de canais para as unidades móveis.
  - Monitora os níveis do sinal para recomendar o handoff.
- **Estação móvel ou simplesmente móvel**
    - É a interface entre o assinante móvel e a estação base.
    - Transmite e recebe sinais de voz, controle e sinalização para e da estação base.
- **Centro de Controle e Comutação**
    - É a Central de controle que faz a interface do sistema móvel com a rede fixa. Equivale a uma Central Local Classe V.
    - Realiza tarefas como: busca de assinantes (Paging), processo de monitoração que recomenda ou não handoff (Locating) e realiza a troca de canais quando necessário (Handoff).

## 1.2 Sobreposição entre Células

Na teoria de padrões celulares, o hexágono regular constitui o formato mais conveniente para a célula por se aproximar mais do círculo. Na prática, as células não são bem definidas e possuem áreas de sobreposição nas fronteiras, determinadas pelos parâmetros de propagação, onde o tráfego gerado pode ter acesso a mais de uma estação base.

Estudos realizados [1, 2] mostram que estas áreas de sobreposição são bastante significativas representando mais de 40% da área da célula. O tráfego gerado nestas áreas de sobreposição pode ser tratado por técnicas de encaminhamento alternativo o que resulta em um melhor desempenho de tráfego do sistema, ou seja, um melhor grau de serviço.

No entanto, como as técnicas de encaminhamento alternativo modificam a distribuição das taxas de ocupação dos canais, causando uma concentração destes nas áreas fronteiriças das células, em contrapartida há o aumento dos níveis de interferências presentes no sistema.

## 1.3 Objetivo do Trabalho

Baseado na importância que as áreas de sobreposição assumem no sistema móvel pretendemos obter a proporção da área de sobreposição entre duas células adjacentes cujos móveis nela situados podem ser servidos pelas duas estações base.

Nosso estudo é feito com base na potência média e na potência instantânea. Entretanto, devido à presença do desvanecimento nos vários ambientes de propagação, este último método foi escolhido por utilizar os modelos estatísticos característicos de cada ambiente. Sendo assim, utilizamos os modelos estatísticos para fazer uma abordagem analítica da determinação dessa proporção para cada ambiente.

A proporção da área de sobreposição para os ambientes Rayleigh e Lognormal serão introduzidos com o objetivo de compará-los aos ambientes Suzuki e Rice aqui desenvolvidos.

A distribuição de Suzuki, que caracteriza os efeitos de sombreamento e multipercursos combinados, e a distribuição de Rice, para a propagação em linha de visada, utilizados na obtenção da proporção da área de sobreposição constituem o objetivo desta tese.

## 1.4 Plano de Trabalho

No Capítulo 2 analisamos o modelo de propagação de rádio móvel através de métodos determinísticos, empíricos e estatísticos usados.

No Capítulo 3 apresentamos uma estimativa da proporção das áreas de sobreposição entre células vizinhas com acesso a duas estações base. Essa proporção é obtida com base na potência média e na potência instantânea para os ambientes Rayleigh, Lognormal, Suzuki e Rice, com ênfase nestes dois últimos.

No Capítulo 4 apresentamos, na forma de gráficos  $\gamma \times A$  (Proporção da Área de Sobreposição *versus* Tolerância, em decibéis), os resultados obtidos no capítulo anterior. Através deles desenvolvemos a análise e comparação entre os quatro ambientes em estudo.

Finalmente, o Capítulo 5 traz a conclusão geral do trabalho.

# Capítulo 2

## Modelo de Propagação de Rádio Móvel

Neste capítulo analisaremos o modelo de propagação de rádio móvel através de métodos determinísticos, empíricos e estatísticos. O objetivo é apresentar os principais aspectos deste modelo sem a preocupação de demonstrar resultados já conhecidos nas referências citadas ao longo do texto.

### 2.1 Introdução

A comunicação móvel utiliza ondas de rádio como meio de transmissão. As ondas de rádio são afetadas por uma infinidade de fatores que caracterizam o meio onde a comunicação se processa: irregularidades do terreno, edificações, frequência de operação, condições climáticas e outros. A atenuação experimentada pelas ondas de rádio aumenta com o aumento da frequência e varia com o meio. Os sistemas de rádio móvel utilizam altas frequências devido ao congestionamento na parte baixa do espectro e por isso estão sujeitas a uma atenuação maior.

A atenuação aumenta com a distância caracterizando a perda por percurso. Além disso ocorre o desvanecimento provocado por dois fenômenos distintos: o multipercurso, relacionado com o desvanecimento rápido, e o sombreamento, que se relaciona com o desvanecimento lento.

A perda de percurso, o sombreamento e o desvanecimento rápido deterioram o sinal propagado de tal modo que se o sistema não for cuidadosamente projetado, a perda de comunicação pode tornar-se freqüente.

Além disso, a comunicação móvel pode experimentar também interferências co-canal e de canal adjacente, fenômenos característicos dos sistemas celulares. O movimento do veículo também impõe variações aleatórias na freqüência do sinal, deteriorando ainda mais a comunicação.

Por isso, no lugar de uma solução determinística para a variabilidade e predição da intensidade do sinal de rádio móvel, um tratamento estatístico deve ser usado para descrever os vários fenômenos envolvidos.

Os modelos usados para caracterizar o fenômeno de propagação no ambiente de rádio móvel são divididos em três grupos:

- Modelos determinísticos;
- Modelos empíricos;
- Modelos estatísticos.

Os modelos determinísticos são geralmente descritos por fórmulas fechadas. Neste caso, muitas aproximações são realizadas de maneira que o modelo não é diretamente aplicável a situações reais. Entretanto, estes métodos são úteis em desvendar os mecanismos básicos da propagação.

Os modelos empíricos são obtidos de medidas de campo levando-se em consideração diferentes condições, o que torna estes modelos geralmente muito complexos.

Se não há necessidade de alta precisão, uma combinação entre modelos empíricos e determinísticos leva a um modelo de predição com excelentes resultados.

Os modelos estatísticos, por sua vez, consideram a natureza dos efeitos de sombreamento e multipercurso e suas influências na propagação das ondas de rádio, tornando a caracterização analítica mais robusta.

## 2.2 Métodos Determinísticos

Uma medida de interesse na propagação de rádio é a perda de percurso definida como a razão entre a potência recebida ( $w_r$ ) e a transmitida ( $w_t$ ).

Não se dispõe de uma estimativa exata da perda de percurso no ambiente de rádio móvel. Entretanto, alguns modelos determinísticos aplicáveis a casos especiais são considerados e modificados para dar uma medida aproximada da perda de percurso no ambiente móvel.

### 2.2.1 Perda de Percurso em Espaço Livre

A propagação em espaço livre considera as antenas transmissora e receptora separadas por uma distância  $x$ , sem nenhum obstáculo entre elas que possa absorver ou refletir energia. À antena receptora chega somente o sinal direto. Então a perda de percurso em espaço livre é dada por [3]:

$$\frac{w_r}{w_t} = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi x} \right)^2 \quad (2.1)$$

onde:  $G_t$  é o ganho da antena transmissora;  $G_r$  é o ganho da antena receptora e  $\lambda$  é o comprimento de onda do sinal radiado.

Observa-se que a potência recebida varia com o quadrado da frequência de propagação e da distância entre as antenas. Assim, dobrando-se a frequência ou a distância a perda aumenta em 6 dB.

Este modelo aplica-se a situações muito especiais, onde as reflexões e difrações são desprezíveis. Em sistemas de rádio móvel, entretanto, estes efeitos são relevantes e devem ser considerados.

### 2.2.2 Perda de Percurso em Terreno Plano

A propagação em terreno plano considera as antenas instaladas em um plano condutor, sem outros obstáculos entre ou em torno delas. Neste caso, a propagação de energia entre

transmissor e receptor ocorre pela onda direta, pela onda refletida no plano e por outros fatores cujas contribuições podem ser desprezadas [1, 4].

Considerando que as ondas de superfície tenham efeitos limitados a poucos comprimentos de onda de distância da antena transmissora, e supondo que a estação móvel esteja além desta influência, a perda de percurso é aproximadamente [3]:

$$\frac{w_r}{w_t} = G_t G_r \left( \frac{h_t h_r}{x^2} \right)^2 \quad (2.2)$$

onde:  $h_t$  é a altura da antena transmissora e  $h_r$  é a altura da antena receptora.

Observa-se agora que dobrando-se a distância entre as antenas, a perda aumenta em 12 dB; ainda, há um ganho de 6 dB quando a altura da antena é dobrada.

### 2.2.3 Modelo Simplificado de Propagação

Experimentos [5] realizados em terreno plano comprovam que a perda de propagação é proporcional à  $h_t^p$  e à  $x^{-\alpha}$ , onde  $p \approx 2$  e  $\alpha \approx 4$ , como previsto em (2.2). O parâmetro  $\alpha$ , coeficiente de perda de percurso, depende da topografia do terreno e assume valores entre 3 e 4.

Entretanto, este modelo é falho na avaliação da influência da altura da antena receptora  $h_r$  e por não considerar a frequência do sinal propagado. Medidas de campo [5] comprovam que a perda é proporcional à  $h_r^q$ , onde  $q \approx 1$ , para  $h_r < 3$  m e  $q \approx 2$  para  $3 \leq h_r \leq 10$  m; e à  $f^{-\nu}$ ,  $2 \leq \nu \leq 3$ . O parâmetro  $\nu$  depende tanto do meio quanto da própria frequência.

Destas considerações obtém-se um modelo simplificado para a perda de percurso como:

$$\frac{w_r}{w_t} = \kappa_m \left( \frac{G_t G_r h_t^2 h_r^q}{x^\alpha f^\nu} \right) \quad (2.3)$$

onde,  $\kappa_m$  é uma constante para um dado meio,  $2 \leq \alpha \leq 4$ ,  $2 \leq \nu \leq 3$ ,  $q = 1$  para  $h_r < 3$  m ou  $q = 2$  para  $3 \leq h_r \leq 10$  m.

Em particular  $\nu \cong 2$  tanto em uma área suburbana quanto em uma área aberta com  $f < 450$  MHz e  $\nu \cong 3$  em área urbana com  $f > 450$  MHz [1]. Para a condição de espaço

livre  $\alpha = 2$  e para terreno plano  $\alpha = 4$  [1].

Dessa forma, verifica-se que um modelo de propagação deve incluir como parâmetros, além da distância, altura e ganho das antenas, a frequência utilizada e outros fatores relativos ao ambiente. Considerando que não haja variações significativas nas características essenciais do terreno, a potência recebida  $w_r$  pelo móvel a uma distância  $x$  da estação base, operando na frequência  $f$ , pode ser expressa por [1]:

$$w_r = Cw_{r0} \left( \frac{x}{x_0} \right)^{-\alpha} \left( \frac{f}{f_0} \right)^{-\nu} \quad (2.4)$$

onde:  $w_{r0}$  é a potência recebida na frequência  $f_0$ , a uma distância  $x_0$ ;  $C$  é o fator de correção que inclui, entre outros, a altura e o ganho das antenas;  $\nu$  é o fator relacionado com as perdas por frequência e  $\alpha$  é o coeficiente de perda de percurso, relacionado à distância.

Supondo  $x_0$ , o raio de uma região circular cujo centro é a estação base, temos que (2.4) pode ser expressa por:

$$w_r = \kappa_p \left( \frac{x}{x_0} \right)^{-\alpha} \quad (2.5)$$

onde:

$$\kappa_p = Cw_{r0} \left( \frac{f}{f_0} \right)^{-\nu} \quad (2.6)$$

De (2.5), vê-se que para locais equidistantes da antena, isto é, na circunferência de raio  $x$ , a potência  $w_r$  é constante. Pode-se considerar, portanto, que a potência média  $m_w$  recebida por um móvel ao percorrer esta circunferência é:

$$m_w = \kappa_p \left( \frac{x}{x_0} \right)^{-\alpha} \quad (2.7)$$

Para  $x = x_0$ ,  $\kappa_p$  é a potência média recebida por um móvel ao percorrer a circunferência de raio  $x_0$ , isto é, ao percorrer a periferia da região.

### 2.2.4 Perda de Percurso em Ambientes com Obstruções

Nos sistemas de rádio móvel, nem sempre o caminho direto de propagação existe. Os obstáculos existentes no ambiente causam perdas por difração cujos efeitos são bastante relevantes.

Como geralmente estes obstáculos, naturais ou artificiais, são muito maiores que os comprimentos de onda utilizados, o modelo de perda por difração por gume de faca tem sua aplicação. Este modelo assume a existência de uma obstrução entre as antenas transmissora e receptora, fazendo com que o sinal recebido tenha uma componente devido à difração.

O desenvolvimento matemático deste modelo pode ser visto com maiores detalhes em [1, 5], onde expressões aproximadas para a perda de percurso causada pela difração podem ser obtidas.

Entretanto, o ambiente de rádio móvel caracteriza-se por muitas obstruções, com diferentes alturas entre as antenas transmissora e receptora. O aumento do número de obstáculos traz consideráveis dificuldades matemáticas à avaliação das perdas.

Vários métodos são propostos para, de maneira simplificada, generalizar este modelo para um ambiente com múltiplas obstruções. São eles: os métodos de Bullington [6], de Epstein-Peterson [7], de Deygout [8] e outros.

**Método de Bullington** - tem por objetivo reduzir o problema da existência de  $n$  obstruções em uma obstrução equivalente, aplicando-se o modelo de gume de faca. Como alguns obstáculos menores são desprezados no cálculo da obstrução equivalente, o ambiente é simplificado demasiadamente e erros significativos podem ocorrer [9].

**Método de Epstein-Peterson** - considera cada gume de faca individualmente e aproxima a perda total como a soma das perdas individuais. Para dois obstáculos, a comparação deste método com a solução exata [9] apresenta grande divergência quando as obstruções estão próximas.

**Método de Deygout** - aplica o modelo de gume de faca recursivamente, partindo do maior obstáculo até incluir todos os existentes. Para dois obstáculos, sendo um deles dominante, os resultados são próximos do exato [9]; entretanto, quando os obstáculos tem

alturas semelhantes as perdas são superestimadas.

## 2.3 Métodos Empíricos

Devido às dificuldades na avaliação determinística das perdas de percurso em sistemas de rádio móvel surgiram os modelos de predição baseados em medidas de campo. Estes modelos consideram as informações sobre a topografia do terreno incluindo a orografia e o tipo do terreno: área construída, floresta, área aberta ou água.

Dos métodos propostos os mais precisos são também os mais complexos, pois exigem uma base de dados mais completa da região a ser servida, além de um sofisticado processamento computacional. Em seguida, uma breve descrição de alguns principais métodos de predição.

**Método de Egli** [10] - baseia-se na propagação em terreno plano, com fatores de correção para frequência, altura e polarização de antenas.

**Método de Blomquist-Ladell** [1] - considera a perda total dada por:

$$L = L_0 + \max(L_p, L_k) \quad (2.8)$$

ou

$$L = L_0 + \sqrt{L_p^2 + L_k^2} \quad (2.9)$$

onde,  $L_0$  é a perda em espaço livre,  $L_p$  é a perda em terreno plano e  $L_k$ , a perda por gume de faca. A segunda equação oferece melhores resultados embora não haja justificativa teórica.

**Método de Longley-Rice** [1] - prediz a atenuação relativa à perda em espaço livre. Exige o conhecimento dos seguintes parâmetros: frequência, altura das antenas, distância entre antenas, índice de refração do meio, condutividade do solo, constante dielétrica do solo, polarização e descrição do terreno. Este trabalho oferece um resultado interessante, o grau de ondulação do terreno em função da distância entre as antenas.

**Método de Okumura** [11] - parte de uma estimativa inicial para terreno quase plano, com fatores de correção para diversos tipos de ambiente (área urbana, suburbana ou aberta), altura das antenas, relevo natural e outros, obtidos graficamente. Uma análise foi realizada para determinar-se a influência da distância, da frequência de propagação, da variabilidade do ambiente e da altura das antenas sobre a intensidade média do sinal.

**Método de Hata** [12] - automatiza o método gráfico de Okumura através de fórmulas empíricas para a perda [4, 12]. Através das fórmulas de Hata, a perda pode ser facilmente calculada, fornecendo resultados praticamente iguais aos obtidos pelo método de Okumura dentro de um intervalo limitado de aplicação.

**Método de Ibrahim-Parsons** [4, 13] - desenvolvido para predições de perdas de percurso em áreas urbanas sem ondulações. Este método exige informações mais detalhadas do ambiente quando comparado com os anteriores.

## 2.4 Outros Fatores que Afetam o Ambiente de Rádio Móvel

Diversos outros fatores afetam as condições de propagação de rádio móvel:

### Condições Atmosféricas

Os componentes que formam a atmosfera atenuam o sinal de rádio, dependendo da frequência utilizada. Acima de 10 GHz, a perda devido à chuva já é considerável.

### Vegetação

Árvores funcionam como obstruções que difratam, refletem e absorvem o sinal de rádio. Seu efeito é mais significativo em áreas com grande concentração de vegetação. Neste caso a estimativa da atenuação envolve um número grande de variáveis: altura, forma, densidade, estação, umidade, polarização do campo (vertical ou horizontal). A perda é desprezível em baixas frequências mas substancial nas altas. Em áreas de serviço com árvores que variam de descobertas no inverno a cobertas no verão, uma tolerância de 10 dB é permitida.

### Orientação das ruas

O alinhamento dos edifícios nas ruas funcionam como guias de onda afetando a direção de propagação das ondas de rádio. Móveis, transitando em ruas radiais à estação base ou em ruas paralelas a esta, podem receber um sinal de 10 a 20 dB maior que aquele recebido quando o móvel trafega em ruas perpendiculares à estação base. Este efeito é mais significativo nas vizinhanças da estação base (num raio de 2 km) tornando-se desprezível em distâncias acima de 10 km [14].

### Túnel

Freqüências de microondas são substancialmente atenuadas pela estrutura dos túneis. Por outro lado, os túneis podem funcionar como guias de onda, canalizando o sinal de rádio. Reudink [15] realizou pesquisas nessa área levantando dados para a comunicação móvel dentro dos túneis.

## 2.5 Métodos Estatísticos

Os modelos de propagação descritos anteriormente, apesar de considerar diversos fatores que influenciam o sinal de rádio móvel, só conseguem prever a intensidade média do sinal numa determinada região.

Entretanto, embora a média possa estar correta, um móvel percorrendo uma área geográfica qualquer experimenta grandes variações na intensidade do sinal recebido. Conseqüentemente, um simples tratamento determinístico do sinal reduziria o problema a um modelo bastante simplificado.

Um tratamento mais acurado pode ser feito através de uma análise estatística da propagação. Dessa forma interpretamos os resultados como eventos aleatórios que ocorrem com uma dada probabilidade. Nesta análise três fenômenos são considerados: perdas de percurso, sombreamento e efeitos de multipercurso.

As perdas de percurso dependem basicamente do ambiente de propagação e dizem respeito ao cálculo da média do sinal recebido. Estas perdas podem ser determinadas por qualquer dos métodos descritos anteriormente, de acordo com a conveniência.

Os efeitos de sombreamento são caracterizados pela variação da média da envoltória do sinal na área, causada pelos obstáculos existentes entre as antenas. É conhecido como desvanecimento de longo prazo por ser responsável pelas flutuações lentas no nível do sinal de recepção.

Os efeitos de multipercurso representam variações do sinal causadas pela composição, na antena receptora, das ondas refletidas pelos diversos obstáculos existentes nas vizinhanças do móvel. É conhecido como desvanecimento de curto prazo por ser responsável pelas flutuações rápidas e profundas no sinal recebido.

### 2.5.1 Efeitos de Multipercurso - Distribuição de Rayleigh

O sinal recebido pelo móvel raramente tem uma linha de visada direta com o transmissor. O sinal resultante é a soma dos sinais formados pelo sinal transmitido espalhado pelas obstruções que impõe diferentes constantes de atenuação e fase. Supondo que as fases das ondas espalhadas são uniformemente distribuídas de 0 a  $2\pi$  rad e que as amplitudes e fases são estatisticamente independentes obtemos a função densidade de probabilidade da envoltória  $r$  do sinal como sendo a distribuição de Rayleigh, ou seja [1]:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp \left[ -\frac{r^2}{2\sigma_r^2} \right] \quad (2.10)$$

onde  $\sigma_r \sqrt{\pi/2}$  é a média e  $\sigma_r \sqrt{2 - \pi/2}$ , o desvio padrão.

A largura e orientação das ruas, o tipo e a densidade dos edifícios nas vizinhanças do receptor, além de outros fatores, combinam-se influenciando o valor da média de maneira que somente para áreas pequenas o processo pode ser considerado estatisticamente estacionário.

### 2.5.2 Efeitos de Sombreamento - Distribuição Lognormal

Se imaginarmos que o sinal de rádio móvel percorre infinitos obstáculos dentro de uma área de cobertura, poderemos considerar as constantes de atenuação de cada obstáculo, suas espessuras e conseqüentemente as amplitudes resultantes do sinal após os mesmos,

como variáveis aleatórias.

Mostra-se [1] que a envoltória  $R$  do sinal, em decibel, tem distribuição Gaussiana ou Normal. A função densidade de probabilidade de  $R$  é dada por:

$$p(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_R} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{R - M_R}{\sigma_R} \right)^2 \right] \quad (2.11)$$

onde  $M_R$  é a média e  $\sigma_R$ , o desvio padrão, ambos em decibel.

Observou-se [9] que  $\sigma_R$  cresce com o aumento da frequência e que para áreas urbanas possui valores entre 3 e 7 dB, e para áreas suburbanas ou abertas estes valores aumentam chegando até 12 dB [21]. Devido à lenta variação sofrida com a distância, a envoltória  $R$  caracterizada por (2.11) é também denominada de média local; neste caso  $M_R$  é a média na área.

### 2.5.3 Efeitos de Multipercurso e Sombreamento Combinados - Distribuição de Suzuki

Em ambientes com características de sombreamento e multipercurso, onde a primeira tem distribuição Lognormal e a segunda distribuição de Rayleigh, é razoável esperar que a distribuição total do sinal recebido seja uma combinação destas distribuições.

Estudos [16, 17, 18] sugerem uma distribuição de Rayleigh cuja média varia segundo a distribuição Lognormal. Dessa forma, seja  $R$  a média local do sinal recebido  $r$  e  $M_R$  a média da distribuição Lognormal. Então  $R$  tem a seguinte distribuição Lognormal:

$$p(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_R} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{R - M_R}{\sigma_R} \right)^2 \right] \quad (2.12)$$

e a distribuição de  $r$  condicionada ao valor médio de  $R$  é a distribuição de Rayleigh:

$$p(r|R) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp \left[ -\frac{r^2}{2\sigma_r^2} \right] \quad (2.13)$$

O valor médio dessa distribuição é  $\sigma_r \sqrt{\pi/2}$ . Expresso em logaritmo temos o valor de

$R$ :

$$R = 20 \log \left( \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_r \right) \quad (2.14)$$

A probabilidade incondicional  $p(r)$  é dada por:

$$p(r) = \int_{-\infty}^{\infty} p(r|R)p(R)dR \quad (2.15)$$

Reescrevendo a integral acima obtém-se a distribuição de Suzuki, que leva em consideração os efeitos de sombreamento e multipercurso combinados, no ambiente em estudo:

$$p(r) = \sqrt{\frac{\pi}{8\sigma_r^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{r}{10^{R/10}} \exp \left[ -\frac{\pi r^2}{4 \cdot 10^{R/10}} \right] \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{R - M_R}{\sigma_R} \right)^2 \right] dR \quad (2.16)$$

Esta distribuição é parte fundamental no desenvolvimento deste trabalho, como poderá ser visto no próximo capítulo.

#### 2.5.4 Efeitos de Multipercurso e Componente de Linha de Visada - Distribuição de Rice

No caso de ambientes onde há propagação em linha de visada, o sinal recebido é composto por um raio direto e componentes de multipercurso.

Este tipo de propagação ocorre, por exemplo, dentro de edifícios, onde existe um forte efeito de multipercurso devido às paredes e objetos que atuam como espalhadores das ondas. Além disso, o caminho direto ocorre através de dutos que funcionam como guias de onda, canalizando um sinal direto à antena receptora.

Deseja-se investigar como a estatística da envoltória do sinal recebido varia com a proporção de ondas diretas para ondas espalhadas. Essa modelagem pode ser feita pela distribuição de Rice que se aplica a este tipo de ambiente: visada direta em ambiente de multipercurso. Então, a função densidade de probabilidade da envoltória  $r$  é [1]:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp \left[ -\frac{r^2 + a^2}{2\sigma_r^2} \right] I_0 \left( \frac{ra}{\sigma_r^2} \right) \quad (2.17)$$

onde  $a^2/2$  é a potência da onda direta,  $\sigma_r^2$  potência da onda espalhada e  $I_0$  é a função de Bessel modificada de ordem zero, definida por [1]:

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp[x \cos \theta] d\theta \quad (2.18)$$

ou, em expansão de séries:

$$I_0(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \left[ \frac{x^i}{i!2^i} \right]^2 \quad (2.19)$$

Verifica-se que se  $a=0$ , a distribuição obtida é a de Rayleigh, ou seja, não há visada direta e somente os efeitos de multipercurso estão presentes.

Estudaremos mais profundamente as distribuições de Suzuki e Rice, pois o objetivo desta tese é a avaliação da proporção da área de sobreposição que pode ser servida por duas estações base em ambientes com as características destas distribuições.

### 2.5.5 Distribuição de Nakagami

A distribuição de Nakagami é uma distribuição de caráter geral que descreve diferentes níveis do desvanecimento rápido. Foi introduzida por Nakagami, em 1940, com o objetivo de modelar o desvanecimento rápido na propagação de sinais HF a longas distâncias [19].

Trata-se de uma distribuição chi-quadrada centralizada, do envelope do sinal, definida por:

$$p(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp \left[ -\frac{mr^2}{\Omega} \right] \quad (2.20)$$

onde  $m$  é o fator de desvanecimento, dado por:

$$m = \frac{\Omega^2}{\text{Var}(r^2)} \geq \frac{1}{2}, \quad \Omega = E[r^2] \quad (2.21)$$

Por ser uma distribuição geral do sinal de rádio móvel, algumas das distribuições estudadas anteriormente constituem casos particulares dela.

A distribuição de Rayleigh que leva em consideração os efeitos de multipercurso é obtida fazendo-se  $m = 1$ . Assim (2.20) toma a forma de (2.10), ou seja:

$$p(r) = \frac{2r}{\Omega} \exp\left[-\frac{r^2}{\Omega}\right] \quad (2.22)$$

onde  $\Omega = E[r^2] = 2\sigma^2$  e portanto:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2.23)$$

A distribuição de Rice por sua vez pode ser obtida usando-se a relação entre o fator de Rice  $k$  e o fator de desvanecimento  $m$  dada por [19]:

$$k = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}, \quad m > 1 \quad (2.24)$$

onde  $k = a^2/2\sigma_r$  e  $a^2 = (\Omega/m) \sqrt{m^2 - m}$ .

Então  $2\sigma^2 = (\Omega/m)(m - \sqrt{m^2 - m})$  e finalmente:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left[-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma_r^2}\right] I_0\left(\frac{ra}{\sigma_r^2}\right) \quad (2.25)$$

onde  $\sigma_r = \sigma$ .

A distribuição de Nakagami aproxima a distribuição Lognormal quando  $\chi$ , a intensidade do sinal em dB para essa distribuição dada por:

$$p(\chi) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)} \exp\left[m\left(\frac{2\chi}{M} - \exp\left[\frac{2\chi}{M}\right]\right)\right] \quad (2.26)$$

é igual a zero, ou  $r = \sqrt{\Omega}$ , para  $m$  grande. Dessa forma obtemos o seguinte resultado [20]:

$$p(\tau) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)^m} \exp \left[ m \left( 2 \frac{\tau - \tau_0}{M} - \exp \left[ 2 \frac{\tau - \tau_0}{M} \right] \right) \right] \quad (2.27)$$

onde  $\tau$  e  $\tau_0$  são  $r$  e  $\sqrt{\Omega}$  em dB, respectivamente.

### 2.5.6 Distribuição de Nakagami-Sombreado

Essa distribuição considera o sombreado combinado à distribuição de Nakagami. O procedimento para a obtenção dessa distribuição é semelhante ao desenvolvido para a distribuição de Suzuki. Consideramos que a distribuição da potência do sinal recebido  $w$  é condicionada ao fato de sua média  $\bar{w}$  sofrer desvanecimento lento. Dessa forma a distribuição de Nakagami-Sombreado é obtida através da integral:

$$p(w) = \int_0^\infty p(w|\bar{w})p(\bar{w})d\bar{w} \quad (2.28)$$

onde  $w = r^2/2$ ;  $p(w|\bar{w}) = (m/\bar{w})^m (w^{m-1}/\Gamma(m)) \exp[-mw/\bar{w}]$  é a distribuição de Nakagami condicionada a  $\bar{w}$ ,  $p(\bar{w}) = (a/\sqrt{2\pi}\sigma\bar{w}) \exp[-(a \ln \bar{w} - a \ln m_w)^2/2\sigma^2]$  é a distribuição Lognormal da média local na sua forma linear [1], com  $a = 10/\ln(10)$  e  $m_w = E[\bar{w}]$ .

Reescrevendo a integral acima chegamos à distribuição de Nakagami-Sombreado:

$$p(w) = \int_0^\infty \frac{am^m w^{m-1}}{\Gamma(m)\sqrt{2\pi}\sigma\bar{w}^{m+1}} \exp \left[ -\frac{mw}{\bar{w}} - \frac{(a \ln \bar{w} - a \ln m_w)^2}{2\sigma^2} \right] d\bar{w} \quad (2.29)$$

Um estudo mais detalhado das distribuições de Nakagami e Nakagami-Sombreado pode ser visto nas referências [19, 20]. Um trabalho semelhante ao proposto aqui, para o cálculo da área de sobreposição entre duas células, nestes ambientes, é apresentado em [20].

## 2.6 Sumário e Conclusões

O modelo de propagação de rádio móvel pode ser caracterizado por métodos determinísticos, empíricos e estatísticos.

Devido aos vários parâmetros que influenciam a propagação das ondas de rádio nas altas frequências, os sistemas de rádio móvel são melhor caracterizados por modelos estatísticos onde, além das perdas de percurso, são considerados os efeitos de sombreamento e multipercurso.

Dessa forma, seis distribuições podem caracterizar o ambiente em estudo: a distribuição de Rayleigh, que considera os efeitos de multipercurso; a distribuição Lognormal, onde são considerados os efeitos de sombreamento; a distribuição de Suzuki, uma combinação entre Rayleigh e Lognormal; a distribuição de Rice, que considera uma componente de linha de visada num ambiente de multipercurso; a distribuição de Nakagami, uma distribuição mais geral, e a distribuição de Nakagami-Sombreado, que combina o sombreamento à distribuição de Nakagami.

Em particular, as distribuições de Suzuki e Rice são de grande importância para o desenvolvimento deste trabalho, pois não há, na literatura, trabalho semelhante nestes ambientes.

## Capítulo 3

# Áreas de Sobreposição em Sistemas Celulares

Neste capítulo apresentaremos uma estimativa da proporção das áreas de sobreposição entre células vizinhas com o intuito de determinar a probabilidade de se obter rádio-acesso a duas ou mais estações base. Os cálculos são feitos levando-se em conta que a diferença entre dois sinais recebidos pela estação móvel não deve ultrapassar um dado limiar.

Essa proporção é obtida com base na potência média e na potência instantânea, como veremos. Estaremos particularmente interessados no cálculo dessa proporção para os ambientes Suzuki e Rice.

### 3.1 Introdução

Muitos aspectos de projeto e desempenho dos sistemas rádio móvel são estudados considerando o formato hexagonal das células como limites rígidos entre elas. Entretanto, na prática, devido às flutuações estatísticas nas perdas de propagação do canal de rádio móvel, as células do sistema não apresentam limites definidos, existindo áreas de sobreposição nas fronteiras, onde o tráfego gerado pode ter acesso a mais de uma estação base.

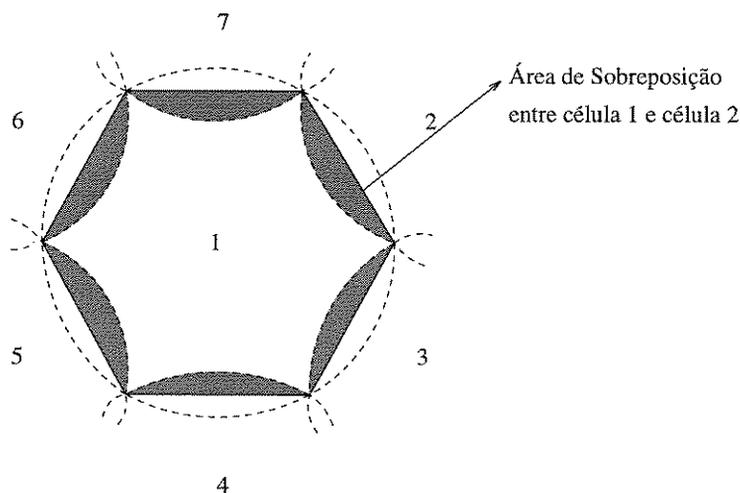
Estudos teóricos [1, 2] mostram que estas áreas de sobreposição são bastante sig-

nificativas representando mais de 40% da área da célula. Este fato permite um melhor aproveitamento dessas áreas através da aplicação de técnicas de encaminhamento alternativo sobre o tráfego gerado, proporcionando um decréscimo substancial na probabilidade de bloqueio médio do sistema e, portanto, um melhor grau de serviço.

Por outro lado, a sobreposição entre células vizinhas aumenta as interferências presentes no sistema. O aumento da interferência co-canal deve-se ao relativo aumento da área de cobertura da célula, onde a distância de reuso mínima especificada no projeto não é mais respeitada [22].

O uso de técnicas de encaminhamento de tráfego alternativo modifica a distribuição das taxas de ocupação dos canais, provocando uma concentração destes na fronteira entre células. Conseqüentemente, a interferência de canal adjacente residual [23] sofrerá um acréscimo tanto maior quanto maior a concentração de canais nas fronteiras.

As estações móveis próximas do limite da célula podem, nessa situação, experimentar uma comunicação adequada com mais de uma estação base. A proporção da área da célula dentro da qual os móveis têm acesso a mais de um caminho de rádio depende da distribuição do desvanecimento, da tolerância permitida na perda de percurso para se ter comunicação satisfatória e da distribuição geográfica das células e móveis.



**Figura 3.1:** Áreas de Sobreposição entre células adjacentes

Consideremos o caso onde o móvel pode experimentar comunicação adequada com duas estações base. No arranjo celular hexagonal, se cada célula é substituída por círculos (uso de antenas omnidirecionais) existirão áreas sobrepostas representando regiões sendo servidas por duas estações base, como mostrado na Figura 3.1.

Definindo  $\gamma$  como a proporção da área de sobreposição com sete estações base tomadas duas a duas, tem-se:

$$\gamma = \frac{\text{área de sobreposição}}{\text{área hexagonal total}} \quad (3.1)$$

Por simples cálculos geométricos, obtém-se  $\gamma \cong 21\%$ . Considerando que os móveis estão uniformemente distribuídos dentro da célula pode-se concluir que 21% destes estão dentro da área de sobreposição, isto é, podem ser servidos por duas estações base.

De fato não há interesse ou vantagem, no caso de desempenho do sistema, que os limites entre células sejam completamente rígidos. Uma região de sobreposição tem que ser tolerada tal que o handoff possa ocorrer sem problemas, ou seja, deve haver uma certa flexibilidade para a continuidade de chamadas de móveis atravessando o limite entre as células quando a transferência da chamada não pode ser feita imediatamente (não há canais livres na outra célula, ou outra tarefa de maior prioridade está sendo processada no momento do pedido, etc).

Maior flexibilidade pode ser obtida se expandirmos a área de cobertura da célula tal que áreas de sobreposição entre três células vizinhas possam existir. Dessa maneira um móvel nessa área poderá ser servido pelas três estações base.

## 3.2 Proporção da Área da Célula com Acesso a Dois Caminhos de Rádio

Nosso estudo se restringirá à flexibilidade oferecida no caso de um móvel ser servido por duas estações base. Isto corresponde a determinarmos a proporção da célula  $\gamma$ , onde os sinais recebidos de duas estações base não difiram de um valor estabelecido.

Este estudo pode ser feito com base:

- na média do sinal, onde os estudos se baseiam em cálculos geométricos; ou
- no valor instantâneo do sinal, onde os estudos envolvem, além do cálculo geométrico, os efeitos do desvanecimento. Aqui consideramos quatro distribuições estatísticas diferentes: Rayleigh, Lognormal, Suzuki e Rice.

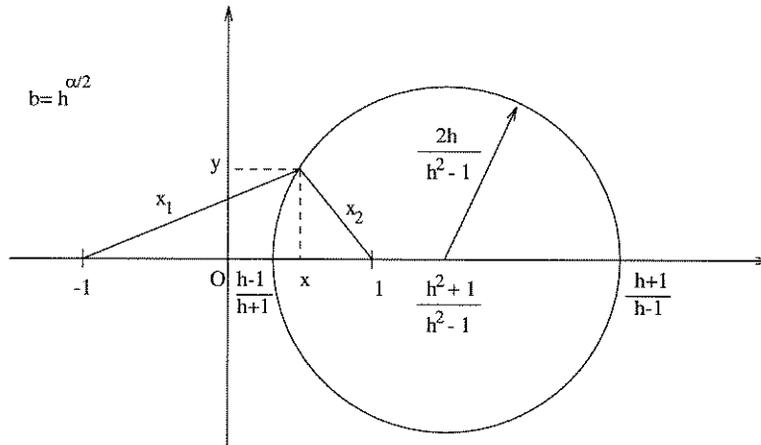
Um estudo semelhante utilizando as distribuições de Nakagami e Nakagami-Sombreado pode ser visto em [20].

### 3.2.1 Distribuição Geográfica da Razão entre as Potências Médias

Considere que a potência média do sinal diminui com a distância  $x$  da forma  $x^{-\alpha}$ , onde  $\alpha$  é o coeficiente da perda de percurso. Seja um móvel localizado a uma distância  $x_1$  da estação base 1 e  $x_2$  da estação base 2, ambas de mesma potência.

A Equação 2.7 fornece os valores médios  $m_1$  e  $m_2$  dos envelopes dos sinais recebidos pelo móvel das respectivas estações base. Dessa forma definimos a relação entre as médias  $m_2^2/m_1^2$  da potência do sinal como:

$$b^2 = \left(\frac{m_2}{m_1}\right)^2 = \left(\frac{x_1}{x_2}\right)^\alpha \quad (3.2)$$

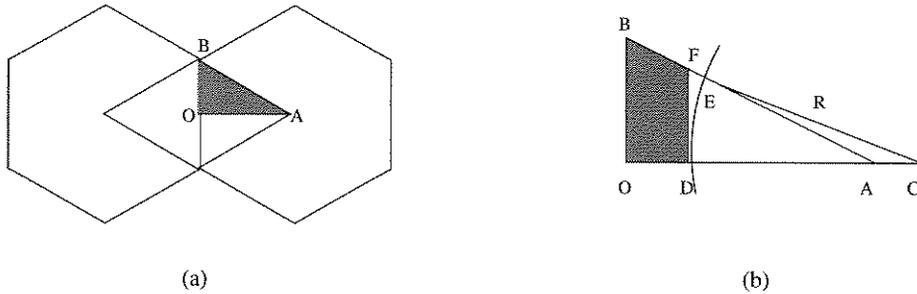


**Figura 3.2:** Lugar Geométrico com razão entre potências  $b^2$

O lugar geométrico dos pontos com esta razão é determinado considerando-se a relação de distâncias  $h = (x_1/x_2) = b^{2/\alpha}$  e células com raios iguais a  $2/\sqrt{3}$  tal que a distância entre as duas estações base vizinhas seja igual a dois. Assim, da Figura 3.2, obtém-se:

$$y^2 + \left(x - \frac{h^2 + 1}{h^2 - 1}\right)^2 = \left(\frac{2h}{h^2 - 1}\right)^2 \quad (3.3)$$

Desejamos estimar a proporção da área da célula onde a diferença na perda média de percurso para sete estações base, tomadas duas a duas, esteja dentro de determinada tolerância de  $B$  decibéis. Considere duas células adjacentes como na Figura 3.3.a. Por simetria, é necessário considerar somente o setor triangular  $OBA$  que corresponde a  $1/12$  de uma célula (Figura 3.3.b).



**Figura 3.3:** Geometria em um arranjo hexagonal: a) célula; b) setor de uma célula.

Um círculo com centro  $C$  é definido como em (3.3) com raio igual a  $2h/(h^2 - 1)$  e arco  $DE$ . Dentro da área  $OBED$  a razão entre as potências médias estará dentro da tolerância permitida. Logo, a proporção da área com esta relação de potência será:

$$\gamma = \frac{\text{área } OBED}{\text{área } OBA} \quad (3.4)$$

Através de cálculos geométricos obtém-se:

$$\gamma = 1 + \frac{2\sqrt{3}Y_E}{h^2 - 1} - 4\sqrt{3} \left( \frac{h}{h^2 - 1} \right)^2 \text{sen}^{-1} \left( \frac{Y_E(h^2 - 1)}{2h} \right) \quad (3.5)$$

onde:

$$2\sqrt{3}Y_E = -3 \left( \frac{1}{h^2 - 1} \right) + \sqrt{\left( \frac{2h^2 + 1}{h^2 + 1} \right)^2 - 4} \quad (3.6)$$

Se considerarmos os móveis distribuídos uniformemente pela célula, então  $\gamma$  é a proporção dos móveis com acesso a duas estações base com nível de recepção dentro da tolerância permitida.

### 3.2.2 Distribuição Geográfica da Razão entre as Potências Instantâneas

A presença de desvanecimento modifica a distribuição da razão da intensidade do sinal, uma vez que nem todos os móveis dentro da área estarão dentro da tolerância permitida, pois uma ou ambas as perdas de percurso poderão distanciar-se do valor médio. Por outro lado, alguns móveis fora dessa área poderão ter comunicação adequada com mais de uma estação base. É possível estimar a proporção global de móveis com acesso a mais de um caminho, através de um critério instantâneo, ao invés do critério da média discutido na seção anterior.

Seja  $x$  uma variável de posição do móvel como na Figura 3.2 e  $P(a, x)$  a distribuição que descreve a probabilidade de uma estação móvel, situada em  $x$ , receber os sinais de duas estações base vizinhas tais que estes sinais não difiram entre si mais que  $A$  decibéis. Assim, a probabilidade  $\gamma$  de acesso a duas estações base é dada por:

$$\gamma = \int_0^1 d(x)P(a, x)dx \quad (3.7)$$

onde  $d(x)$  é a densidade de  $x$ , para a qual uma boa aproximação é dada por [1, 2]:

$$d(x) = 2(1 - x), \quad 0 \leq x \leq 1 \quad (3.8)$$

Note que, dado que o valor médio da potência do sinal é função da variável  $x$ , então, temos que  $P(a, x) = P(a, b)$ , onde:

$$b^2 = \left(\frac{x_1}{x_2}\right)^\alpha \simeq \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^\alpha \quad (3.9)$$

Utilizaremos as equações (3.7), (3.8) e (3.9) para calcularmos a proporção da área da célula com acesso a dois caminhos de rádio para os casos Suzuki e Rice, como proposto por este trabalho.

Inicialmente, apresentaremos o cálculo da proporção  $\gamma$  para os casos Rayleigh e Log-normal, já realizados em trabalhos anteriores [1, 2], apenas com o propósito de compará-los

com o realizado aqui. Em seguida, desenvolveremos detalhadamente este cálculo para os ambientes Suzuki e Rice.

### 3.3 Cálculo da Proporção da Área de Sobreposição

#### 3.3.1 Ambiente Rayleigh

Sejam dois sinais com desvanecimento Rayleigh. A densidade de probabilidade é dada por:

$$p(r_i) = \frac{r_i}{\sigma_i^2} \exp\left[-\frac{r_i^2}{2\sigma_i^2}\right], \quad i = 1, 2 \quad (3.10)$$

onde  $r_i$  é o envelope e  $m_i = \sigma_i\sqrt{\pi/2}$  é a média.

Se os processos de desvanecimentos são independentes, a densidade conjunta dos dois sinais será:

$$p(r_1, r_2) = p(r_1)p(r_2) \quad (3.11)$$

A diferença entre os níveis médios é definida como:

$$B = 20 \log b \quad (3.12)$$

onde  $b = m_2/m_1$ , ou  $b = 10^{B/20}$ .

A probabilidade  $P(a, b)$  em que os dois sinais não difiram mais que  $A = 20 \log a$  decibéis, em níveis instantâneos, é dada por [1]:

$$P(a, b) = \frac{a^2 - a^{-2}}{a^2 + a^{-2} + b^2 + b^{-2}} \quad (3.13)$$

Substituindo (3.9) em (3.13) obtemos  $P(a, x)$ :

$$P(a, x) = \frac{a^2 - a^{-2}}{a^2 + a^{-2} + \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^\alpha + \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^{-\alpha}} \quad (3.14)$$

Para determinarmos  $\gamma$  basta substituírmos (3.14) e (3.8) em (3.7) e fazermos  $a = 10^{A/20}$ . Assim:

$$\gamma = \int_0^1 2(1-x) \frac{10^{A/10} - 10^{-A/10}}{10^{A/10} + 10^{-A/10} + \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^\alpha + \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^{-\alpha}} dx \quad (3.15)$$

A Expressão 3.15 será utilizada para se obterem os gráficos de  $\gamma \times A$  para o ambiente Rayleigh.

### 3.3.2 Ambiente Lognormal

De forma semelhante, considere dois sinais com desvanecimento Lognormal. A densidade de probabilidade é dada por:

$$p(R_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{R_i - M_i}{\sigma_i}\right)^2\right], \quad i = 1, 2 \quad (3.16)$$

onde  $R_i$  é o envelope,  $M_i$  a média e  $\sigma_i$  o desvio padrão do sinal  $i$ , todos expressos em decibéis.

A densidade conjunta de  $R_1$  e  $R_2$ , considerando que as variáveis são independentes, é:

$$p(R_1, R_2) = p(R_1)p(R_2) \quad (3.17)$$

Ou seja,

$$p(R_1, R_2) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \left((R_1 - M_1)^2 + (R_2 - M_2)^2\right)\right] \quad (3.18)$$

onde  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ , por conveniência.

A razão entre as amplitudes instantâneas, expressa em logaritmo, é a diferença:

$$R = R_2 - R_1 \quad (3.19)$$

De modo semelhante, o parâmetro  $B$  é a diferença dos níveis médios:

$$B = M_2 - M_1 \quad (3.20)$$

A probabilidade  $P(A, B)$  em que os dois sinais não difiram mais que  $A$  decibéis é efetivamente a do módulo de  $R$ . Desta forma:

$$|R| = |R_2 - R_1| \leq A \quad (3.21)$$

Em níveis instantâneos, devemos calcular a probabilidade no intervalo:

$$\frac{1}{a} \leq \frac{r_2}{r_1} \leq a \quad (3.22)$$

Assim:

$$\text{prob}(|R_2 - R_1| \leq A, B) = P(A, B) = \int_S \int p(R_1, R_2) dR_1 dR_2 \quad (3.23)$$

onde  $S$  é a superfície de integração apresentada na Figura 3.4.

Através de uma rotação de  $45^\circ$  nos eixos  $R_1 \times R_2$ , fazemos uma transformação de variáveis. Sejam  $x$  e  $y$  estes novos eixos. Então:

$$P(A, B) = \int_{S'} \int p(x, y) |J| dx dy \quad (3.24)$$

onde  $S'$  é a nova superfície de integração,  $J$  é o Jacobiano da transformação e  $p(x, y)$  é a densidade das variáveis  $x$  e  $y$ .

Do gráfico da Figura 3.4 temos:

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{2}x - \frac{\sqrt{2}}{2}y \quad (3.25)$$

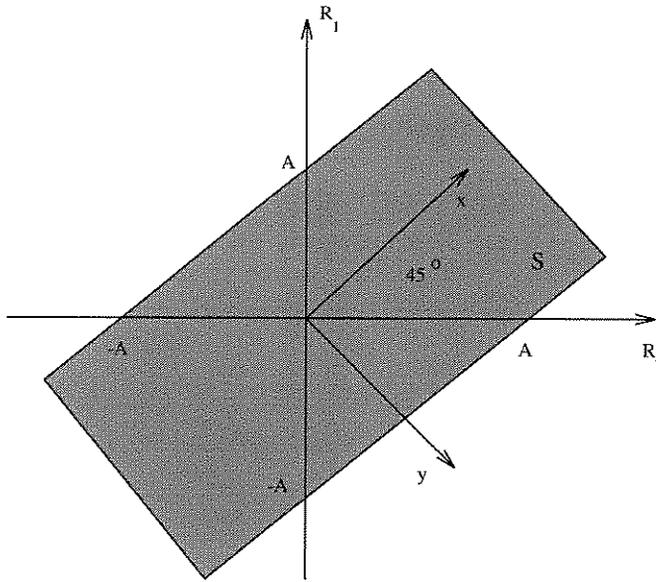


Figura 3.4: Superfície de Integração S

$$R_2 = \frac{\sqrt{2}}{2}x + \frac{\sqrt{2}}{2}y \quad (3.26)$$

Ou, em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

O Jacobiano é dado pelo determinante da matriz em (3.27). Assim  $|J| = 1$ .

Da mesma forma:

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_x \\ \mu_y \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

ou

$$\begin{bmatrix} \mu_x \\ \mu_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \\ -\sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

onde  $\mu_x$  e  $\mu_y$  são as médias de  $x$  e  $y$ , respectivamente.

De (3.29) temos:

$$\mu_x = \frac{\sqrt{2}}{2}M_1 + \frac{\sqrt{2}}{2}M_2 \quad (3.30)$$

e

$$\mu_y = -\frac{\sqrt{2}}{2}M_1 + \frac{\sqrt{2}}{2}M_2 = \frac{\sqrt{2}}{2}(M_2 - M_1) = \frac{\sqrt{2}}{2}B \quad (3.31)$$

onde  $B = M_2 - M_1$ , como definido em (3.20).

Assim, a densidade conjunta das variáveis  $x$  e  $y$  é:

$$p(x, y) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \left((x - \mu_x)^2 + (y - \mu_y)^2\right)\right] \quad (3.32)$$

Subtraindo (3.26) de (3.25) e tomando-se o módulo, temos:

$$|R_2 - R_1| = |\sqrt{2}y| \quad (3.33)$$

Mas  $|R_2 - R_1| \leq A$ , então:

$$-\frac{A}{\sqrt{2}} \leq y \leq \frac{A}{\sqrt{2}}, \quad A \geq 0 \quad (3.34)$$

Portanto:

$$P(A, B) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\frac{A}{\sqrt{2}}}^{\frac{A}{\sqrt{2}}} p(x, y) dx dy \quad (3.35)$$

e

$$P(A, B) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}(x - \mu_x)^2\right] dx \int_{-\frac{A}{\sqrt{2}}}^{\frac{A}{\sqrt{2}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}(y - \mu_y)^2\right] dy \quad (3.36)$$

Como a integral em  $x$  é igual a 1 e  $\mu_y = (\sqrt{2}/2)B$  ou  $\mu_y = B/\sqrt{2}$ , temos:

$$P(A, B) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\frac{A}{\sqrt{2}}}^{\frac{A}{\sqrt{2}}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y - \frac{B}{\sqrt{2}}}{\sigma}\right)^2\right] dy \quad (3.37)$$

Fazendo uma transformação de variáveis em (3.37):

$$\frac{y - \frac{B}{\sqrt{2}}}{\sigma} = v \quad (3.38)$$

onde  $\sigma dv = dy$ , obtemos:

$$P(A, B) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\frac{A+B}{\sqrt{2}\sigma}}^{\frac{A-B}{\sqrt{2}\sigma}} \exp\left[-\frac{1}{2}v^2\right] dv \quad (3.39)$$

Separando em duas integrais:

$$P(A, B) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{A-B}{\sqrt{2}\sigma}} \exp\left[-\frac{1}{2}v^2\right] dv - \int_{-\infty}^{-\frac{A+B}{\sqrt{2}\sigma}} \exp\left[-\frac{1}{2}v^2\right] dv \quad (3.40)$$

Finalmente obtemos a probabilidade conjunta de dois sinais Lognormal que não diferem mais que  $A$  decibéis entre si, dada por:

$$P(A, B) = \Phi\left[\frac{A-B}{\sqrt{2}\sigma}\right] - \Phi\left[-\frac{A+B}{\sqrt{2}\sigma}\right] \quad (3.41)$$

onde:

$$\Phi(u) = \int_{-\infty}^u \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{v^2}{2}\right] dv \quad (3.42)$$

com  $A \geq 0$ . Ainda:

$$P(A, B) = \Phi\left[\frac{A+B}{\sqrt{2}\sigma}\right] - \Phi\left[\frac{B-A}{\sqrt{2}\sigma}\right] \quad (3.43)$$

com  $B = 20 \log b = M_2 - M_1$ .

Derivando (3.43) em relação a  $A$ , teremos a densidade de probabilidade de  $A$ , para o ambiente Lognormal. Isto é:

$$p(A) = \frac{dP(A)}{dA} = \frac{d\Phi}{d\left(\frac{A+B}{\sqrt{2\sigma}}\right)} \frac{d\left(\frac{A+B}{\sqrt{2\sigma}}\right)}{dA} - \frac{d\Phi}{d\left(\frac{-A+B}{\sqrt{2\sigma}}\right)} \frac{d\left(\frac{-A+B}{\sqrt{2\sigma}}\right)}{dA} \quad (3.44)$$

$$p(A) = \frac{d\Phi}{d\left(\frac{A+B}{\sqrt{2\sigma}}\right)} \frac{1}{\sqrt{2\sigma}} + \frac{d\Phi}{d\left(\frac{-A+B}{\sqrt{2\sigma}}\right)} \frac{1}{\sqrt{2\sigma}} \quad (3.45)$$

Do cálculo temos que:

$$F_X(x) = \int_{-\infty}^x f_X(\xi) d\xi \quad (3.46)$$

Então:

$$f_X(x) = \frac{dF_X(x)}{dx} \quad (3.47)$$

Portanto, (3.45) é igual a:

$$p(A) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sqrt{2\sigma}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{A+B}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2\right] + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sqrt{2\sigma}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{A-B}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2\right] \quad (3.48)$$

para  $A \geq 0$ . Escrevendo (3.48) de outra forma [1]:

$$p(A) = \varphi\left[\frac{A-B}{\sqrt{2\sigma}}\right] + \varphi\left[\frac{A+B}{\sqrt{2\sigma}}\right] \quad (3.49)$$

onde:

$$\varphi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sqrt{2\sigma}} \exp\left[-\frac{u^2}{2}\right] \quad (3.50)$$

A proporção da área onde os móveis terão acesso a dois caminhos de rádio  $\gamma$ , é dada, substituindo-se (3.43) e (3.8) em (3.7). Assim:

$$\gamma = \int_0^1 2(1-x) \left\{ \Phi \left[ \frac{A+B}{\sqrt{2}\sigma} \right] - \Phi \left[ \frac{B-A}{\sqrt{2}\sigma} \right] \right\} dx \quad (3.51)$$

onde  $A = 20 \log a$  e  $B = 20 \log b$ , com  $b$  dado por (3.9).

A função  $\Phi(u)$  é uma Gaussiana definida como em (3.42) e pode ser escrita na forma:

$$\Phi(u) = 1 - \int_u^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{v^2}{2} \right] dv \quad (3.52)$$

Fazendo  $z = v/\sqrt{2}$ , onde  $dz = dv/\sqrt{2}$ . Então:

$$\Phi(u) = 1 - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_u^\infty \exp[-z^2] dz \quad (3.53)$$

A função erro complementar é definida como:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp[-u^2] du \quad (3.54)$$

Assim (3.52) pode ser escrita em função de (3.54):

$$\Phi(u) = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(u) \quad (3.55)$$

Portanto, a proporção  $\gamma$  no ambiente Lognormal apresenta-se na forma:

$$\gamma = \int_0^1 (1-x) \left\{ \operatorname{erfc} \left( \frac{B-A}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \operatorname{erfc} \left( \frac{A+B}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right\} dx \quad (3.56)$$

onde:

$$B = 10\alpha \log \left( \frac{1+x}{1-x} \right) \quad (3.57)$$

A Expressão 3.56 será usada para obtermos o gráfico de  $\gamma \times A$  para o ambiente Lognormal.

### 3.3.3 Ambiente Suzuki

Desenvolveremos agora procedimento semelhante para o ambiente Suzuki, onde são considerados os efeitos de multipercurso e sombreamento combinados.

O primeiro passo neste sentido implicaria em calcular a distribuição  $P(a, b)$ , isto é, a probabilidade de que a razão dos sinais  $r_1/r_2$  esteja no intervalo  $1/a$  a  $a$ . Assim

$$P(a, b) = \text{prob} \left( \frac{1}{a} \leq \frac{r_1}{r_2} \leq a \right) \quad (3.58)$$

onde  $p(r_i)$ ,  $i = 1, 2$ , é a densidade de probabilidade do envelope  $r_i$  no ambiente Suzuki, dada pela Equação 2.16, reproduzida aqui por conveniência:

$$p(r_i) = \sqrt{\frac{\pi}{8\sigma_{r_i}^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{r_i}{10^{R_i/10}} \exp \left[ -\frac{\pi r_i^2}{4 \cdot 10^{R_i/10}} \right] \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{R_i - M_{R_i}}{\sigma_{R_i}} \right)^2 \right] dR_i \quad (3.59)$$

Considerando  $r_1$  e  $r_2$  processos independentes, então:

$$P(a, b) = \int_S \int p(r_1)p(r_2)dr_1dr_2 \quad (3.60)$$

onde  $S$  é o plano definido por:

$$\frac{1}{a} \leq \frac{r_1}{r_2} \leq a \quad (3.61)$$

Não parece óbvia, nem tampouco trivial, a solução de (3.60). Da mesma maneira, não parece ser possível rearranjar as expressões de forma a se obter as potências médias escritas em termos de uma diferença  $B = M_2 - M_1$ , como nos casos anteriores. Conseqüentemente, nem mesmo métodos numéricos seriam de alguma valia para a solução de (3.60). Torna-se necessário um tratamento alternativo. Os princípios que nortearam a obtenção da distribuição de Suzuki podem agora ser utilizados para a obtenção da distribuição desejada.

Sejam dois sinais Rayleigh  $r_1$  e  $r_2$ , com médias  $R_1$  e  $R_2$ . Assim:

$$p(r_i|R_i) = \frac{r_i}{\sigma_i^2} \exp\left[-\frac{r_i^2}{2\sigma_i^2}\right], \quad i = 1, 2 \quad (3.62)$$

onde  $20 \log(\sqrt{\pi/2}\sigma_i) = R_i$ ,  $i = 1, 2$ .

A densidade conjunta dos dois sinais, considerando desvanecimentos independentes, é dada por:

$$p(r_1, r_2|R_1, R_2) = p(r_1|R_1)p(r_2|R_2) \quad (3.63)$$

A diferença  $R$ , em logaritmo, entre as médias desses dois sinais é dada por:

$$R = R_2 - R_1 \quad (3.64)$$

Em unidades lineares essa diferença corresponde à razão:

$$b = \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \quad (3.65)$$

Note que a integração de (3.63) na região definida por (3.61) já foi efetuada e o resultado é aquele mostrado pela Equação 3.13. De fato, a distribuição da Equação 3.13 corresponde à probabilidade que dois sinais Rayleigh não difram entre si mais que  $A = 20 \log a$  decibéis, dado que a razão entre suas médias seja  $b$ . Assim, expressando (3.13) em termos de  $R$  temos:

$$P(a|R) = \frac{a^2 - a^{-2}}{a^2 + a^{-2} + 10^{R/10} + 10^{-R/10}} \quad (3.66)$$

Supondo que a média do sinal Rayleigh siga uma distribuição Lognormal, então a razão entre as médias de dois sinais com distribuição Lognormal segue a distribuição dada pela Equação 3.43, cuja densidade é expressa em (3.49). Escrevendo (3.49), com a notação apropriada para esta aplicação tem-se:

$$p(R) = \varphi\left[\frac{R-B}{\sqrt{2}\sigma}\right] + \varphi\left[\frac{R+B}{\sqrt{2}\sigma}\right] \quad (3.67)$$

onde  $\varphi(u)$  está definida em (3.50). Em outras palavras:

$$p(R) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma} \left\{ \exp\left[-\frac{(R-B)^2}{4\sigma^2}\right] + \exp\left[-\frac{(R+B)^2}{4\sigma^2}\right] \right\} \quad (3.68)$$

Dessa forma, a probabilidade  $P(a, B)$  para este caso, pode ser obtida como:

$$P(a, B) = \int_0^\infty P(a|R)p(R)dR \quad (3.69)$$

Assim,  $P(a, B)$  é uma função de  $a$  e  $B$  onde  $B = M_2 - M_1$ , como desejávamos. Substituindo (3.66) e (3.67) em (3.69), temos:

$$\begin{aligned} P(a, B) &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma} \int_0^\infty \frac{10^{A/10} - 10^{-A/10}}{10^{A/10} + 10^{-A/10} + 10^{R/10} + 10^{-R/10}} \\ &\quad \times \left\{ \exp\left[-\frac{(R-B)^2}{4\sigma^2}\right] + \exp\left[-\frac{(R+B)^2}{4\sigma^2}\right] \right\} dR \end{aligned} \quad (3.70)$$

Considerando a aproximação feita em (3.9) temos  $B$  como definido em (3.57).

Logo, a proporção  $\gamma$  para o caso Suzuki é dada por:

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{10^{A/10} - 10^{-A/10}}{\sqrt{\pi}\sigma} \int_0^1 \int_0^\infty \frac{1-x}{10^{A/10} + 10^{-A/10} + 10^{R/10} + 10^{-R/10}} \\ &\quad \times \left\{ \exp\left[-\frac{(R-B)^2}{4\sigma^2}\right] + \exp\left[-\frac{(R+B)^2}{4\sigma^2}\right] \right\} dR dx \end{aligned} \quad (3.71)$$

A Expressão 3.71 será utilizada para construir os gráficos de  $\gamma \times A$ , que visam o estudo da área de sobreposição para este ambiente, como proposto por este trabalho.

### 3.3.4 Ambiente Rice

No ambiente Rice, para os propósitos do cálculo da proporção da área de sobreposição entre células, é conveniente utilizar a distribuição da potência do sinal recebido, e não a do envelope.

A densidade de probabilidade do envelope  $r$  do sinal é dada pela Equação 2.17, reproduzida aqui, por conveniência:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left[-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma_r^2}\right] I_0\left(\frac{ra}{\sigma_r^2}\right) \quad (3.72)$$

onde  $a^2/2$  é a potência da onda direta,  $\sigma_r^2$  é a potência da onda refletida e  $I_0$  é a função de Bessel modificada de ordem zero, definida por (2.18) ou (2.19).

Define-se a potência  $w$  do sinal como:

$$w = \frac{r^2}{2} \quad (3.73)$$

onde  $r$  é o envelope do sinal.

Dada a densidade de  $r$ , a densidade de  $w$  pode ser obtida fazendo-se:

$$p(w)|dw| = p(r)|dr| \quad (3.74)$$

De (3.72) e (3.73), obtém-se:

$$p(w) = \frac{1}{\sqrt{2w}} p(r) \quad (3.75)$$

Ou

$$p(w) = \frac{1}{\sigma_w} \exp\left[-\frac{2w + a^2}{2\sigma_w}\right] I_0\left(\frac{a\sqrt{2w}}{\sigma_w}\right) \quad (3.76)$$

onde  $\sigma_w = \sigma_r^2$ .

A média e a variância dessa densidade são dadas respectivamente por:

$$\bar{w} = E\{w\} = \sigma_w + \frac{a^2}{2} \quad (3.77)$$

$$\text{var}(w) = \sigma_w^2 + a^2 \sigma_w \quad (3.78)$$

De (2.7), a potência média  $m_w$  recebida por um móvel ao percorrer uma circunferência de raio  $x$  é:

$$m_w = \kappa_p \left( \frac{x}{x_0} \right)^{-\alpha} \quad (3.79)$$

onde  $\kappa_p$  é a potência média na distância  $x = x_0$ . Igualando (3.77) e (3.79) temos:

$$\sigma_w \left( 1 + \frac{a^2}{2\sigma_w} \right) = \kappa_p \left( \frac{x}{x_0} \right)^{-\alpha} \quad (3.80)$$

Define-se o fator de Rice  $k = a^2/2\sigma_w$  como sendo a razão entre as potências do sinal direto ( $a^2/2$ ) e do sinal espalhado ( $\sigma_w$ ). Assim:

$$\sigma_w = \frac{\kappa_p}{1+k} \left( \frac{x}{x_0} \right)^{-\alpha} \quad (3.81)$$

Trabalhando com a densidade da potência recebida (3.76) e o fator de Rice  $k = a^2/2\sigma$ , onde por conveniência,  $\sigma_w = \sigma$ , obtemos a seguinte expressão para  $p(w)$ :

$$p(w) = \frac{1}{\sigma} \exp \left[ - \left( \frac{w}{\sigma} + k \right) \right] I_0 \left( 2 \sqrt{\frac{kw}{\sigma}} \right) \quad (3.82)$$

Defina  $z = w/\sigma$ . A densidade  $p(z)$  de  $z$  é dada por:

$$p(w)|dw| = p(z)|dz| \quad (3.83)$$

Dessa forma:

$$p(z) = \exp [-(z+k)] I_0 (2\sqrt{kz}) \quad (3.84)$$

A probabilidade  $P(a, b)$  em que dois sinais  $r_1$  e  $r_2$  não difiram mais que  $A$  decibéis, dado que a razão entre as respectivas potências médias seja  $b^2$ , é dada pela probabilidade do módulo da diferença entre  $R_1$  e  $R_2$  ser menor ou igual a  $A$  decibéis, ou seja:

$$|R_1 - R_2| \leq A \quad (3.85)$$

Em unidades lineares:

$$\frac{r_2}{a} \leq r_1 \leq ar_2 \quad (3.86)$$

Utilizando a definição de potências dada por (3.73), a Equação 3.86 pode ser reescrita como:

$$\frac{1}{a^2} \leq \frac{w_1}{w_2} \leq a^2 \quad (3.87)$$

onde  $w_i = r_i^2/2$ ,  $i = 1, 2$ . Em função dos parâmetros  $z_1$  e  $z_2$ :

$$\frac{1}{a^2} \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \leq \frac{z_1}{z_2} \leq a^2 \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \quad (3.88)$$

A potência média  $\overline{w}_i$  para o sinal  $i$  é dada, por:

$$\overline{w}_i = \sigma_i + \frac{a_i^2}{2}, \quad i = 1, 2 \quad (3.89)$$

onde  $a_i^2/2$  e  $\sigma_i$  são as potências médias do sinal direto e espalhado, respectivamente.

Definindo os fatores  $k_i$  de Rice, temos:

$$k_i = \frac{a_i^2}{2\sigma_i}, \quad i = 1, 2 \quad (3.90)$$

Assim:

$$\overline{w}_i = \sigma_i(1 + k_i), \quad i = 1, 2 \quad (3.91)$$

A relação entre as potências médias é então:

$$\frac{\overline{w}_2}{\overline{w}_1} = \frac{\sigma_2(1+k_2)}{\sigma_1(1+k_1)} = b^2 \quad (3.92)$$

Ou

$$\frac{\sigma_2}{\sigma_1} = b^2 \kappa \quad (3.93)$$

onde:

$$\kappa = \frac{1+k_1}{1+k_2} \quad (3.94)$$

Desta forma, em termos dos novos parâmetros, a região definida por (3.88) será:

$$\frac{b^2 \kappa}{a^2} \leq \frac{z_1}{z_2} \leq a^2 b^2 \kappa \quad (3.95)$$

Considere agora dois sinais  $z_1$  e  $z_2$  tais que suas densidades sejam dadas por:

$$p(z_i) = \exp[-(z_i + k_i)] I_0\left(2\sqrt{k_i z_i}\right), \quad i = 1, 2 \quad (3.96)$$

onde  $z_i = w_i/\sigma_i$ ,  $i = 1, 2$ .

Então  $P(a, b)$  será dada por:

$$P(a, b) = \int_0^\infty \int_{\frac{b^2 \kappa z_2}{a^2}}^{a^2 b^2 \kappa z_2} p(z_1) dz_1 p(z_2) dz_2 \quad (3.97)$$

Inicialmente vamos resolver a integral em  $z_1$ . Essa integral pode ser escrita como a diferença entre duas integrais:

$$\int_{\frac{b^2 \kappa z_2}{a^2}}^{a^2 b^2 \kappa z_2} p(z_1) dz_1 = \int_0^{a^2 b^2 \kappa z_2} p(z_1) dz_1 - \int_0^{\frac{b^2 \kappa z_2}{a^2}} p(z_1) dz_1 \quad (3.98)$$

Sabe-se que [4] a função distribuição de probabilidade da potência  $P(w_0)$  para o ambiente em estudo é:

$$P(w_0) = \int_0^{w_0} p(w)dw = 1 - \exp\left[-\frac{2w_0 + a^2}{2\sigma}\right] \sum_{j=0}^{\infty} \left(\frac{a}{\sqrt{2w_0}}\right)^j I_j\left(\frac{a\sqrt{2w_0}}{\sigma}\right) \quad (3.99)$$

ou em termos de  $z$ :

$$P(z) = 1 - \exp[-(z + k)] \sum_{j=0}^{\infty} \left(\sqrt{\frac{k}{z}}\right)^j I_j(2\sqrt{kz}) \quad (3.100)$$

onde  $I_j$  é a função de Bessel modificada de ordem  $j$  definida por [4]:

$$I_j(x) = \frac{x^j}{\pi(2j-1)!!} \int_0^\pi \text{sen}^{2j}\theta \exp[x\cos\theta] d\theta, \quad j = 0, 1, 2, \dots \quad (3.101)$$

onde:  $(2j-1)!! = 1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot \dots \cdot (2j-1)$ . Essa função pode ser aproximada pelo somatório:

$$I_j(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!(i+j)!} \left(\frac{x}{2}\right)^{2i+j}, \quad j = 0, 1, 2, \dots \quad (3.102)$$

Escrevendo (3.98) na forma de (3.100) obtemos a integral em  $z_1$  de (3.97):

$$\begin{aligned} \int_{\frac{b^2\kappa z_2}{a^2}}^{\frac{a^2b^2\kappa z_2}{a^2}} p(z_1)dz_1 &= \exp\left[-\left(\frac{b^2\kappa z_2}{a^2} + k_1\right)\right] \sum_{j=0}^{\infty} \left(\sqrt{\frac{a^2k_1}{b^2\kappa z_2}}\right)^j I_j\left(2\sqrt{\frac{b^2\kappa k_1 z_2}{a^2}}\right) \\ &- \exp\left[-(a^2b^2\kappa z_2 + k_1)\right] \sum_{j=0}^{\infty} \left(\sqrt{\frac{k_1}{a^2b^2\kappa z_2}}\right)^j I_j\left(2\sqrt{a^2b^2\kappa k_1 z_2}\right) \end{aligned} \quad (3.103)$$

Usando (3.102) vamos escrever (3.103) somente em termos de somatórios. Chamemos a primeira parcela de (3.103) de  $Y_1$  e a segunda de  $Y_2$ . Substituindo (3.102) nessas expressões e manipulando-as adequadamente, temos:

$$Y_1 = \exp\left[-\left(\frac{b^2\kappa z_2}{a^2} + k_1\right)\right] \sum_{j=0}^{\infty} k_1^j \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!(i+j)!} \left(\frac{b^2\kappa k_1 z_2}{a^2}\right)^i \quad (3.104)$$

$$Y_2 = \exp \left[ -(a^2 b^2 \kappa z_2 + k_1) \right] \sum_{j=0}^{\infty} k_1^j \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!(i+j)!} \left( a^2 b^2 \kappa k_1 z_2 \right)^i \quad (3.105)$$

Alterando-se a ordem dos somatórios em (3.104) e (3.105):

$$Y_1 = \exp \left[ - \left( \frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} + k_1 \right) \right] \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \left( \frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} \right)^i \sum_{j=0}^{\infty} \frac{k_1^{(i+j)}}{(i+j)!} \quad (3.106)$$

$$Y_2 = \exp \left[ -(a^2 b^2 \kappa z_2 + k_1) \right] \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(a^2 b^2 \kappa z_2)^i}{i!} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{k_1^{(i+j)}}{(i+j)!} \quad (3.107)$$

Fazendo  $n = i + j$ :

$$Y_1 = \exp \left[ - \frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} \right] e^{-k_1} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \left( \frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} \right)^i \sum_{n=i}^{\infty} \frac{k_1^n}{n!} \quad (3.108)$$

$$Y_2 = \exp \left[ -a^2 b^2 \kappa z_2 \right] e^{-k_1} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(a^2 b^2 \kappa z_2)^i}{i!} \sum_{n=i}^{\infty} \frac{k_1^n}{n!} \quad (3.109)$$

Definido-se a exponencial truncada:

$$e_n(z) = \sum_{m=0}^n \frac{z^m}{m!} = e^z - \sum_{m=n+1}^{\infty} \frac{z^m}{m!} \quad (3.110)$$

então:

$$\sum_{n=i}^{\infty} \frac{k_1^n}{n!} = e^{k_1} - e_{i-1}(k_1) = e^{k_1} \left( 1 - e_{i-1}(k_1) e^{-k_1} \right) \quad (3.111)$$

Logo:

$$Y_1 = \exp \left[ - \frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} \right] \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1 - e_{i-1}(k_1) e^{-k_1}}{i!} \left( \frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} \right)^i \quad (3.112)$$

$$Y_2 = \exp \left[ -a^2 b^2 \kappa z_2 \right] \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1 - e_{i-1}(k_1) e^{-k_1}}{i!} \left( a^2 b^2 \kappa z_2 \right)^i \quad (3.113)$$

Então a integral (3.103) se reduz a:

$$\int_{\frac{b^2 \kappa z_2}{a^2}}^{\frac{a^2 b^2 \kappa z_2}{a^2}} p(z_1) dz_1 = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1 - e_{i-1}(k_1) e^{-k_1}}{i!} \left\{ \exp \left[ -\frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} \right] \left( \frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} \right)^i - \exp \left[ -a^2 b^2 \kappa z_2 \right] \left( a^2 b^2 \kappa z_2 \right)^i \right\} \quad (3.114)$$

Substituindo (3.96) e (3.114) em (3.97) obtemos  $P(a, b)$ :

$$P(a, b) = \int_0^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1 - e_{i-1}(k_1) e^{-k_1}}{i!} I_0 \left( 2\sqrt{k_2 z_2} \right) \left\{ \exp \left[ -\left( \left( \frac{b^2 \kappa}{a^2} + 1 \right) z_2 + k_2 \right) \right] \times \left( \frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} \right)^i - \exp \left[ -\left( (a^2 b^2 \kappa + 1) z_2 + k_2 \right) \right] \left( a^2 b^2 \kappa z_2 \right)^i \right\} dz_2 \quad (3.115)$$

De (2.19):

$$I_0 \left( 2\sqrt{k_2 z_2} \right) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(k_2 z_2)^k}{(k!)^2} \quad (3.116)$$

Portanto:

$$P(a, b) = \int_0^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1 - e_{i-1}(k_1) e^{-k_1}}{i!} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(k_2 z_2)^k}{(k!)^2} \left\{ \exp \left[ -\left( \left( \frac{b^2 \kappa}{a^2} + 1 \right) z_2 + k_2 \right) \right] \times \left( \frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} \right)^i - \exp \left[ -\left( (a^2 b^2 \kappa + 1) z_2 + k_2 \right) \right] \left( a^2 b^2 \kappa z_2 \right)^i \right\} dz_2 \quad (3.117)$$

onde  $a = 10^{A/10}$ ,  $b^2 \kappa$  é definido em (3.93),  $k_1$  e  $k_2$  são os fatores de Rice definidos em (3.90),  $e_{-1}(k_1) = 0$  e  $e_{i-1}(k_1) = \sum_{m=0}^{i-1} k_1^m / m!$ .

A distribuição  $P(a, b)$  é facilmente colocada em função de  $x$ , isto é,  $P(a, x)$ , sabendo-se que a razão entre as potências médias é inversamente proporcional à razão entre as respectivas distâncias, como usado anteriormente. Assim:

$$b^2 = \left(\frac{x_1}{x_2}\right)^\alpha \quad (3.118)$$

Utilizando a aproximação  $x_1 = 1 + x$  e  $x_2 = 1 - x$ , então:

$$b^2 = \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^\alpha \quad (3.119)$$

Finalmente, a probabilidade  $\gamma$  pode ser obtida substituindo (3.117) e (3.8) em (3.7):

$$\gamma = \int_0^1 2(1-x)P(a, x)dx \quad (3.120)$$

Note que  $k_1 = k_2 = 0$  fornece  $\kappa = 1$  em (3.94). Neste caso teremos a condição de Rayleigh para ambos os sinais. Assim temos:

$$\int_{\frac{b^2 z_2}{a^2}}^{a^2 b^2 z_2} p(z_1) dz_1 = \exp\left[-\frac{b^2 z_2}{a^2}\right] - \exp\left[-a^2 b^2 z_2\right] \quad (3.121)$$

e

$$p(z_2) = \exp[-z_2] \quad (3.122)$$

Então  $P(a, b)$  em (3.97) é dado por:

$$P(a, b) = \int_0^\infty \exp\left[-\left(\frac{b^2}{a^2} + 1\right)z_2\right] dz_2 - \int_0^\infty \exp\left[-\left(a^2 b^2 + 1\right)z_2\right] dz_2 \quad (3.123)$$

Resolvendo a integral acima obtemos:

$$P(a, b) = \frac{a^2 - a^{-2}}{a^2 + a^{-2} + b^2 + b^{-2}} \quad (3.124)$$

como esperado.

## 3.4 Sumário e Conclusões

Com o objetivo de estudar as áreas de sobreposição entre células obtivemos a proporção  $\gamma$  da área da célula com acesso a duas estações base cuja diferença entre os dois sinais não difiram mais que  $A$  decibéis, para os ambientes Rayleigh, Lognormal, Suzuki e Rice.

Essa proporção foi obtida com base na potência média e na potência instantânea, sendo esta última mais interessante para o nosso estudo, por considerar a variação instantânea da razão entre as potências provocada pelo desvanecimento presente no ambiente em estudo.

Os desenvolvimentos para os casos Suzuki e Rice mereceram maior atenção por se constituírem no principal objetivo desse trabalho. Estes resultados serão utilizados no próximo capítulo para a obtenção de gráficos que possibilitarão a análise da proporção da área da célula com acesso a duas estações base para estes ambientes.

# Capítulo 4

## Resultados

Apresentaremos neste capítulo, na forma de gráficos, os resultados obtidos no capítulo anterior da proporção da área da célula com acesso a dois caminhos de rádio para os ambientes Rayleigh, Lognormal, Suzuki e Rice. Estes gráficos permitirão a análise e a comparação dessa proporção para os ambientes em estudo.

### 4.1 Introdução

No Capítulo 3 obtivemos uma estimativa da proporção das áreas de sobreposição entre células vizinhas com a finalidade de determinar a probabilidade de se obter rádio-acesso a duas estações base. Essa proporção foi obtida com base na potência média dada pela Expressão 3.5 e também com base na potência instantânea (Expressão 3.7).

Neste último caso, encontramos a distribuição  $P(a, x)$  que descreve a probabilidade de uma estação móvel receber os sinais de duas estações base vizinhas tais que estes sinais não difiram entre si mais que  $A$  decibéis, para os quatro ambientes analisados.

A título de comparação reproduzimos da Referência [1] os cálculos da proporção  $\gamma$  para os ambientes Rayleigh e Lognormal. Os cálculos desta proporção para os ambientes Suzuki e Rice constituíram finalidade desta tese.

Para facilitar a análise, os resultados da proporção  $\gamma$  obtidos com base na potência instantânea serão apresentados aqui na forma de gráficos. Dada a complexidade das ex-

pressões obtidas no Capítulo 3, foram utilizados métodos numéricos, que serão detalhados nos momentos oportunos.

## 4.2 Considerações para a Implementação

Para a simulação considerou-se um sistema constituído por duas células hexagonais adjacentes com estações base que utilizam antenas omnidirecionais de mesma potência. Considerou-se ainda que os móveis estão uniformemente distribuídos pela célula.

Todos os programas implementados têm como dados de entrada a tolerância permitida  $A$ , em decibéis, e os parâmetros do ambiente de propagação ( $\alpha$  e/ou  $\sigma$ ). Os gráficos correspondentes à proporção  $\gamma$  calculada para cada ambiente foram obtidos através de programação utilizando métodos numéricos especialmente desenvolvidos ou utilizando pacotes já existentes.

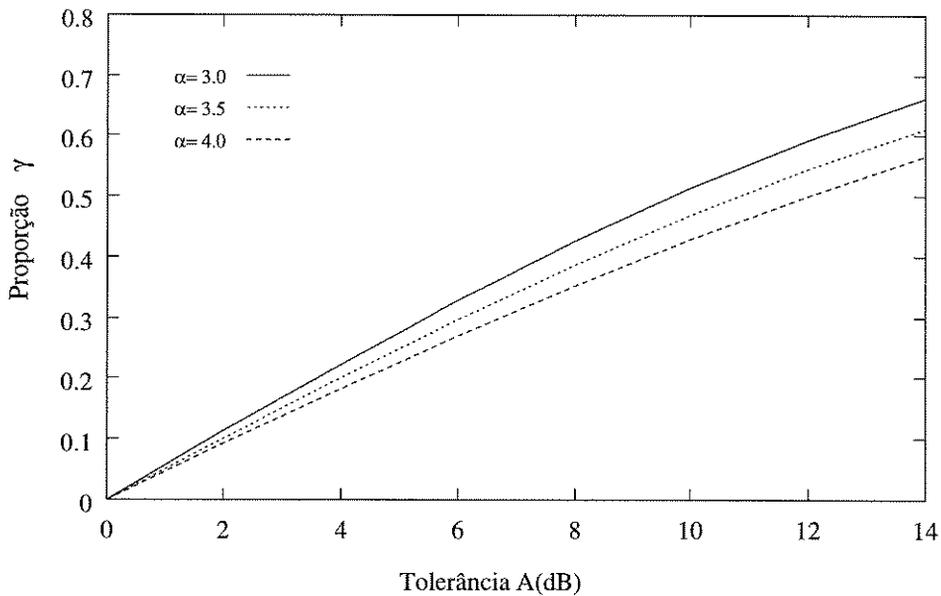
## 4.3 Proporção da Área de Sobreposição

De acordo com a Seção 3.3, para uma tolerância de  $A$  decibéis entre as perdas nos diferentes caminhos de propagação entre o móvel e as estações base vizinhas em um determinado ambiente de transmissão, é possível determinarmos a proporção de áreas de sobreposição entre duas células adjacentes. Como visto, esta proporção indica a flexibilidade do sistema, pois o tráfego gerado nestas áreas pode ser tratado por técnicas de encaminhamento alternativo.

### 4.3.1 Ambiente Rayleigh

A proporção  $\gamma$  para o ambiente Rayleigh foi obtida numericamente utilizando-se a Regra de Simpson aplicada à Expressão 3.15, reproduzida na Equação 4.1:

$$\gamma = \int_0^1 2(1-x) \frac{10^{A/10} - 10^{-A/10}}{10^{A/10} + 10^{-A/10} + \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^\alpha + \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^{-\alpha}} dx \quad (4.1)$$



**Figura 4.1:** Proporção da Área da Célula no Ambiente Rayleigh

A Figura 4.1 mostra a influência de  $\alpha$  sobre a proporção da área de sobreposição  $\gamma$ , no ambiente Rayleigh, como função da tolerância  $A$  (dB) permitida entre os níveis de recepção nos dois caminhos. Logicamente, quanto menor o coeficiente  $\alpha$  ou maior a tolerância  $A$ , maior a proporção da área de sobreposição  $\gamma$ .

Observamos na Figura 4.1 que para uma dada tolerância  $A = 8.0$  dB obtemos uma proporção da área de sobreposição  $\gamma$  que varia de 35% a 42% à medida que  $\alpha$  diminui de 4 para 3.

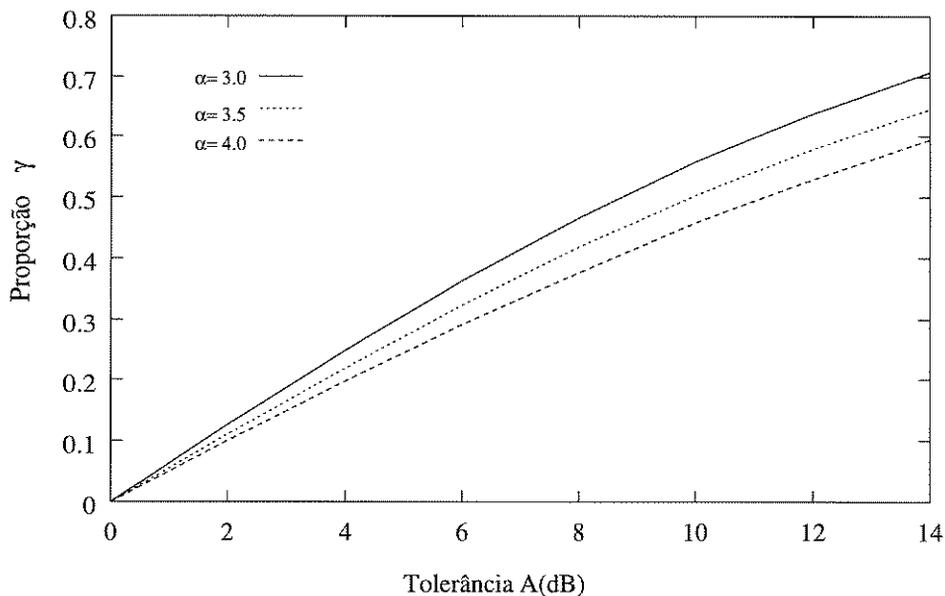
### 4.3.2 Ambiente Lognormal

Para o ambiente Lognormal a proporção  $\gamma$  é dada por (3.56) reproduzida aqui por conveniência na Equação 4.2:

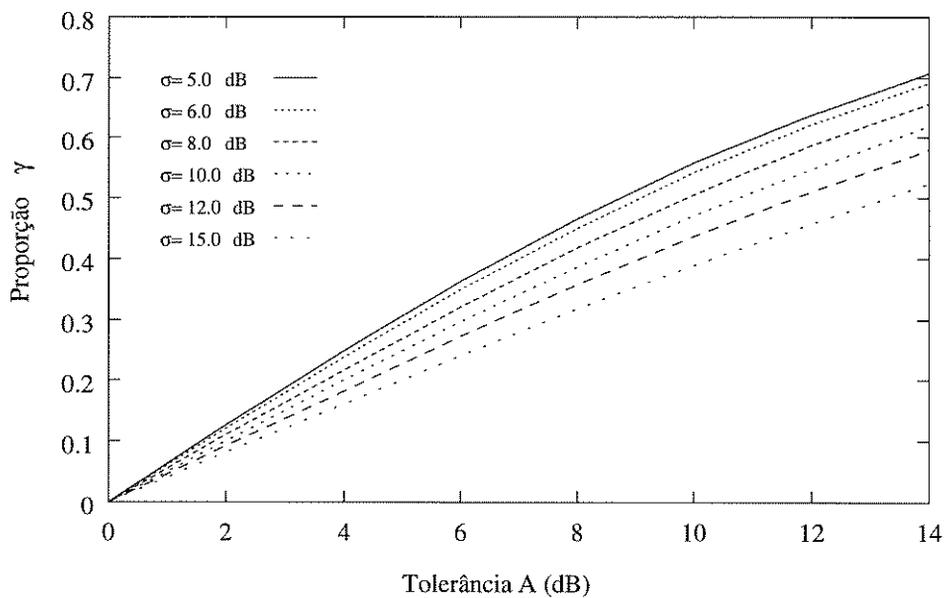
$$\gamma = \int_0^1 (1-x) \left\{ \operatorname{erfc} \left( \frac{B-A}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \operatorname{erfc} \left( \frac{A+B}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right\} dx \quad (4.2)$$

onde:

$$B = 10\alpha \log\left(\frac{1+x}{1-x}\right) \quad (4.3)$$



**Figura 4.2:** Proporção da Área da Célula no Ambiente Lognormal -  $\sigma = 5.0$  dB



**Figura 4.3:** Proporção da Área da Célula no Ambiente Lognormal -  $\alpha = 3.0$

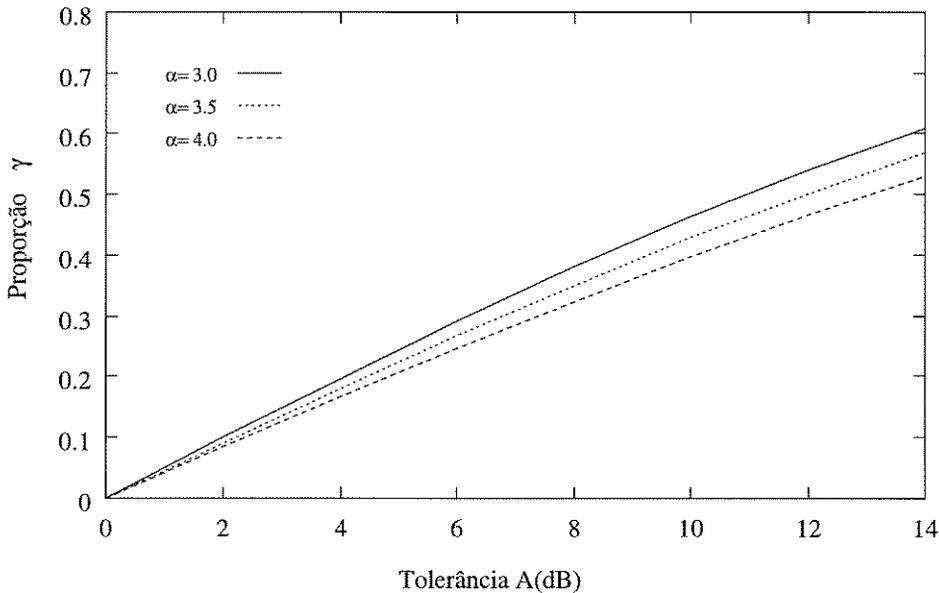
Esta expressão foi calculada numericamente utilizando-se o software “Mathematica<sup>1</sup>” apresentando resultados bastante satisfatórios.

<sup>1</sup>Utilizado com a permissão do DSEE-UNICAMP-FAPESP-Projeto 90/3940-0.

A Figura 4.2 mostra a influência do coeficiente da perda de percurso  $\alpha$  sobre a área de sobreposição  $\gamma$ , neste ambiente, com desvio padrão de 5 dB, obtendo um comportamento semelhante ao ambiente Rayleigh, isto é, quanto menor o coeficiente  $\alpha$  maior a proporção  $\gamma$ . A proporção  $\gamma$  varia de 46% a 38% para  $3.0 \leq \alpha \leq 4.0$ .

A Figura 4.3 ilustra a influência do desvio padrão  $\sigma$  sobre a área de sobreposição  $\gamma$ , onde observamos que quanto maior o desvio padrão, menor a área de sobreposição. Assim, para uma tolerância permitida de 8.0 dB, com  $\alpha = 3.0$  e  $\sigma = 5.0$  dB, tem-se  $\gamma \cong 46\%$  para dois caminhos de rádio, enquanto que para  $\alpha = 3.0$  e  $\sigma = 15.0$  dB,  $\gamma \cong 32\%$ .

### 4.3.3 Ambiente Suzuki



**Figura 4.4:** Proporção da Área da Célula no Ambiente Suzuki -  $\sigma = 5.0$  dB

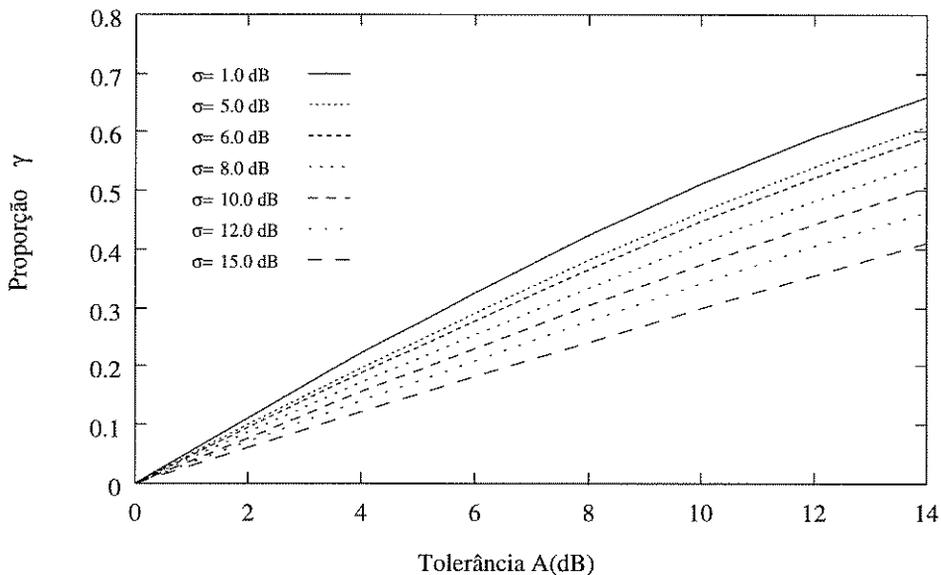
A fim de se obter o gráfico da proporção  $\gamma$  para o ambiente Suzuki utilizamos a Expressão 3.71 reproduzida aqui na Equação 4.4:

$$\gamma = \frac{10^{A/10} - 10^{-A/10}}{\sqrt{\pi}\sigma} \int_0^1 \int_0^\infty \frac{1-x}{10^{A/10} + 10^{-A/10} + 10^{R/10} + 10^{-R/10}} \times \left\{ \exp\left[-\frac{(R-B)^2}{4\sigma^2}\right] + \exp\left[-\frac{(R+B)^2}{4\sigma^2}\right] \right\} dR dx \quad (4.4)$$

Essa expressão foi resolvida numericamente utilizando-se a Regra do Trapézio para o cálculo das integrais. Verificamos que a integral em  $R$  pôde ser calculada até um valor finito, no caso 300, apresentando resultados bastante satisfatórios.

A Figura 4.4 ilustra a influência do coeficiente  $\alpha$  sobre a proporção  $\gamma$ . Como nos casos anteriores quanto maior este coeficiente menor a área de sobreposição. Para  $A = 8.0$  dB esta proporção varia de 38% a 32% à medida que  $\alpha$  aumenta no intervalo de  $3.0 \leq \alpha \leq 4.0$ .

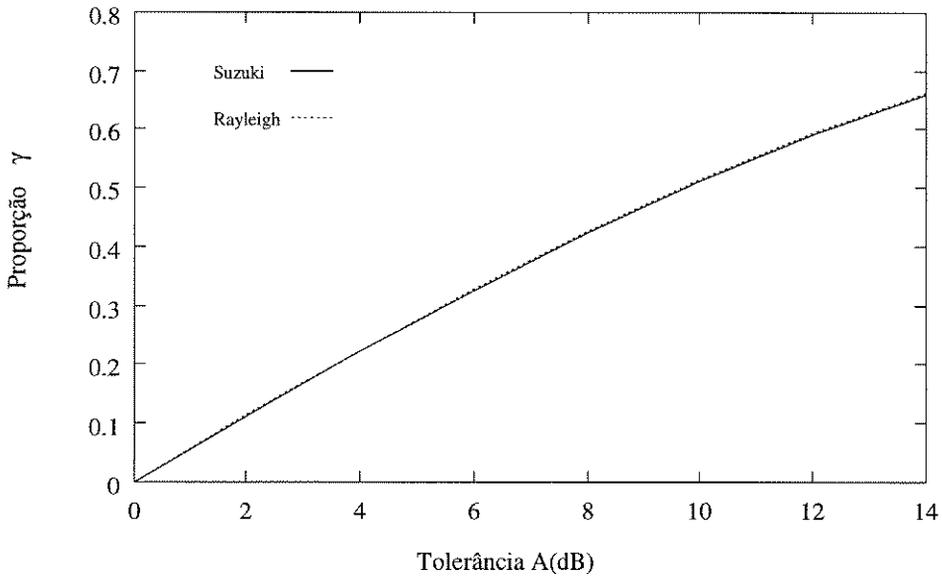
De forma semelhante, a Figura 4.5 mostra a queda da proporção  $\gamma$  com o aumento do desvio padrão  $\sigma$ . Assim para  $A = 8.0$  dB e  $\alpha = 3.0$  obtemos  $\gamma = 38\%$  com  $\sigma = 5.0$  dB e  $\gamma = 24\%$  com  $\sigma = 15.0$  dB. Portanto, quanto maior o desvio padrão, maior o efeito de sombreamento, o que proporciona uma área de sobreposição menor.



**Figura 4.5:** Proporção da Área da Célula no Ambiente Suzuki -  $\alpha = 3.0$

Como esperávamos para  $\sigma = 1.0$  dB temos uma condição que se aproxima da de Rayleigh, pois neste caso os efeitos de sombreamento são minimizados e somente os efeitos de multipercurso, que caracterizam o ambiente Rayleigh, são observados. Na Figura 4.6 vemos que há uma coincidência entre os pontos do gráficos  $\gamma \times A$  para estes dois ambientes, comprovando o fato do ambiente Suzuki ser a combinação destes dois ambientes: Rayleigh e Lognormal.

De fato, a condição  $\sigma \rightarrow 0$  corresponde àquela em que a proporção  $\gamma$  é máxima. Para todos os demais casos, e para uma mesma situação, a proporção  $\gamma$  no ambiente Suzuki será menor que no ambiente ambiente Rayleigh e Lognormal.



**Figura 4.6:** Proporção da Área da Célula nos Ambientes Suzuki e Rayleigh, para  $\alpha = 3.0$  e  $\sigma = 1.0$  dB

#### 4.3.4 Ambiente Rice

Neste caso, a proporção  $\gamma$  foi calculada como sendo:

$$\gamma = \int_0^1 2(1-x)P(a,x)dx \quad (4.5)$$

onde:

$$P(a,b) = \int_0^\infty \sum_{i=0}^\infty \frac{1 - e_{i-1}(k_1)e^{-k_1}}{i!} \sum_{k=0}^\infty \frac{(k_2 z_2)^k}{(k!)^2} \left\{ \exp \left[ - \left( \left( \frac{b^2 \kappa}{a^2} + 1 \right) z_2 + k_2 \right) \right] \right. \\ \left. \times \left( \frac{b^2 \kappa z_2}{a^2} \right)^i - \exp \left[ - \left( (a^2 b^2 \kappa + 1) z_2 + k_2 \right) \right] (a^2 b^2 \kappa z_2)^i \right\} dz_2 \quad (4.6)$$

com:

$$a = 10^{A/10}; \quad b^2 \kappa = \frac{\sigma_2}{\sigma_1}; \quad b^2 = \left( \frac{(1+x)}{(1-x)} \right)^\alpha; \quad k_i = \frac{a_i^2}{2\sigma_i}, i = 1, 2$$

e

$$e_{i-1}(k_1) = \sum_{m=0}^{i-1} \frac{k_1^m}{m!} \quad (4.7)$$

com  $e_{-1}(k_1) = 0$ .

A expressão de  $P(a, b)$  pode ser reescrita como:

$$P(a, b) = \int_0^\infty \exp[-(z_2 + k_2)] \sum_{k=0}^\infty \frac{(k_2 z_2)^k}{(k!)^2} \left\{ \exp\left[-\frac{b^2 \kappa z_2}{a^2}\right] \sum_{i=0}^\infty \frac{1 - e_{i-1}(k_1) e^{-k_1}}{i!} \left(\frac{b^2 \kappa z_2}{a^2}\right)^i - \exp\left[-a^2 b^2 \kappa z_2\right] \sum_{i=0}^\infty \frac{1 - e_{i-1}(k_1) e^{-k_1}}{i!} \left(a^2 b^2 \kappa z_2\right)^i \right\} dz_2 \quad (4.8)$$

Essa forma facilita o cálculo numérico da Expressão 4.6.

A proporção  $\gamma$  foi obtida numericamente através da Regra do Trapézio usada no cálculo das integrais e de aproximações no cálculo dos somatórios. O programa foi desenvolvido em blocos individualizados e testados separadamente de modo a se obterem resultados bem próximos do correto.

O programa foi dividido em partes, definidas a seguir:

- *programa principal*, onde o cálculo de  $\gamma$  é propriamente executado. Usamos a Regra do Trapézio para resolver a integral em  $x$  de (4.5) como nos casos anteriores, considerando o intervalo de integração  $0 \leq x \leq .9999$ .
- *funções auxiliares*, como explicitadas a seguir:

**1) fat(t)**

- Função para calcular o fatorial de um número. Essa função foi construída considerando o limite da máquina: fatorial de 170.

**2) e(i11)**

- Procedimento que calcula a função definida em (4.7)  $e_{i-1}(k_1)$ . Esta função é um somatório que varia de  $m = 0$  a  $m = i - 1$  e é facilmente calculado desde que  $m$  não ultrapasse o limite da máquina para o cálculo do seu fatorial, ou seja, 170. Neste caso,  $i$  tem que ser menor ou igual a 171.

**3) I0(z)**

- Essa função calcula o somatório em  $k$  de (4.8). Este somatório varia de  $k = 0$  a  $k = \infty$ . Uma boa aproximação para o máximo valor de  $k$  é 85 pois a partir daí o quociente  $(k_2 z_2)^k / (k!)^2$  é próximo de zero, não alterando o resultado do somatório.

**4) Y1(z)**

- Essa função calcula:  $Y_1 = \exp[-b^2 \kappa z_2 / a^2] \sum_{i=0}^{\infty} (1 - e_{i-1}(k_1) e^{-k_1}) / i! \times (b^2 \kappa z_2 / a^2)^i$ , onde  $i \leq 170$ .

**5) Y2(z)**

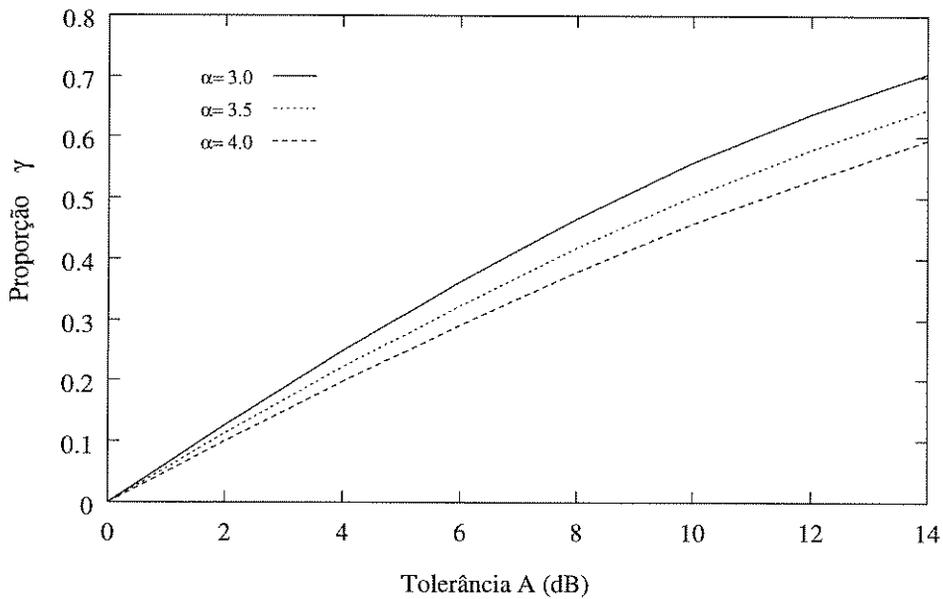
- De modo análogo ao anterior essa função calcula:  $Y_2 = \exp[-a^2 b^2 \kappa z_2] \times \sum_{i=0}^{\infty} (1 - e_{i-1}(k_1) e^{-k_1}) / i! (a^2 b^2 \kappa z_2)^i$ , onde  $i \leq 170$ .

**6) Pab(x1)**

- Finalmente, esta função calcula (4.8), ou:  $P(a, b) = \int_0^{\infty} \exp[-(z_2 + k_2)] \times I_0\{Y_1 - Y_2\} dz_2$ . Essa integral é resolvida numericamente usando a Regra do Trapézio. Os limites dessa integral são considerados de forma aproximada de modo a facilitar os cálculos. Logo, integramos no intervalo  $0.0001 \leq z_2 \leq 100$ .

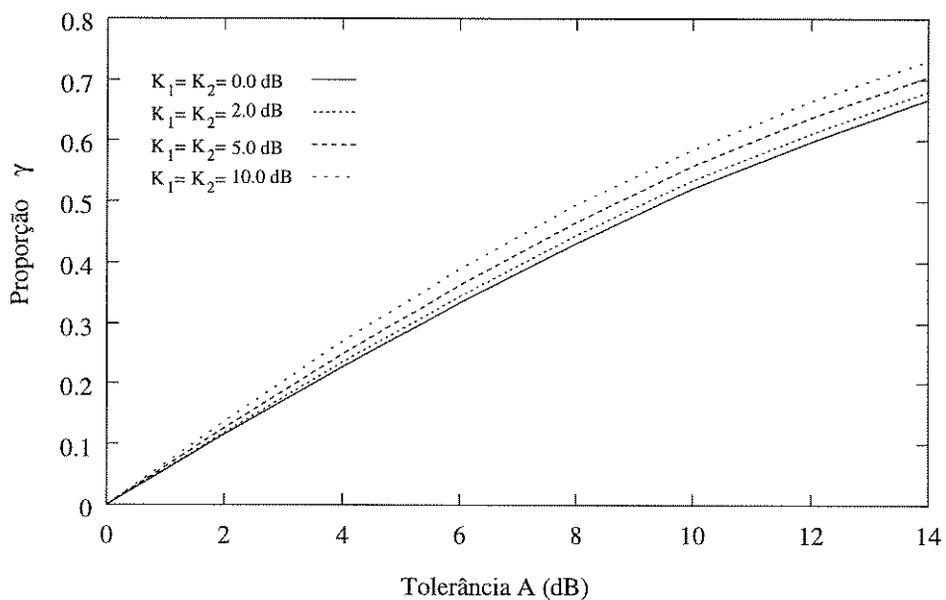
Dessa forma o programa calcula a proporção  $\gamma$  para o ambiente Rice dada a tolerância  $A$ , o coeficiente de perda de percurso  $\alpha$ , os fatores de Rice  $K_1$  e  $K_2$ , em decibéis e os valores ótimos para os máximos de cada somatório. Assim sendo, todos os gráficos foram obtidos com: o limite superior da integral em  $z_2$  igual a 100, os limites superiores dos somatórios de  $Y_1$  e  $Y_2$  iguais a 100 e o limite superior do somatório em  $k$  igual a 85.

Observe que os limites superiores dos somatórios de  $Y_1$  e  $Y_2$  poderiam ser iguais a 170, mas para fatores de Rice iguais a 0.0, 2.0, 5.0, 8.0 e 10.0 dB, estes limites iguais a 100 já são suficientes, pois acima deste valor as parcelas são praticamente nulas.



**Figura 4.7:** Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $K_1 = K_2 = 5.0$  dB

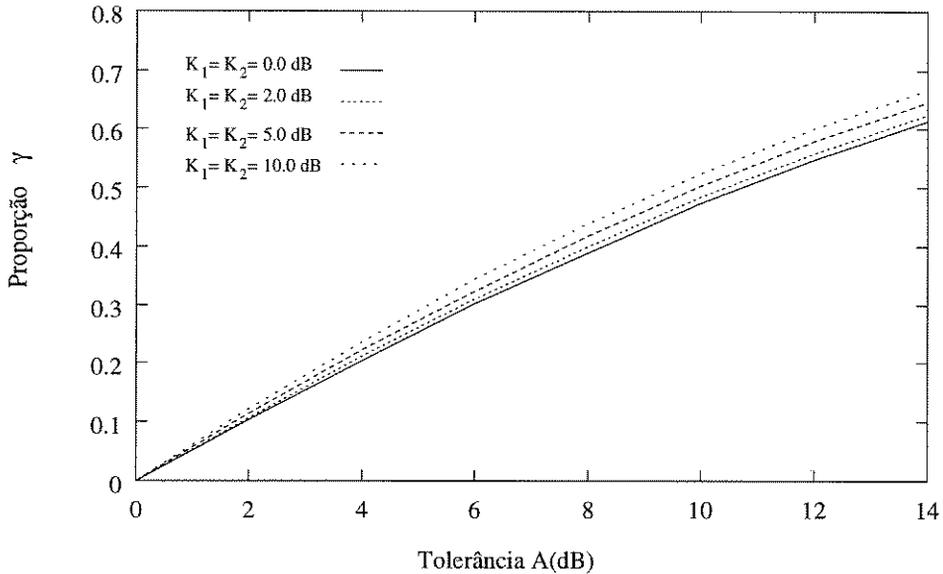
A Figura 4.7 mostra a influência do coeficiente da perda de percurso  $\alpha$  sobre a proporção  $\gamma$ , em um ambiente de mesmo fator de Rice para ambas as células. Como esperado, quanto menor o coeficiente  $\alpha$  ou maior a tolerância  $A$ , maior a área de sobreposição  $\gamma$ . Exemplificando, para  $A = 8.0$  dB,  $\gamma$  varia de 47% a 38% no intervalo de  $3.0 \leq \alpha \leq 4.0$ .



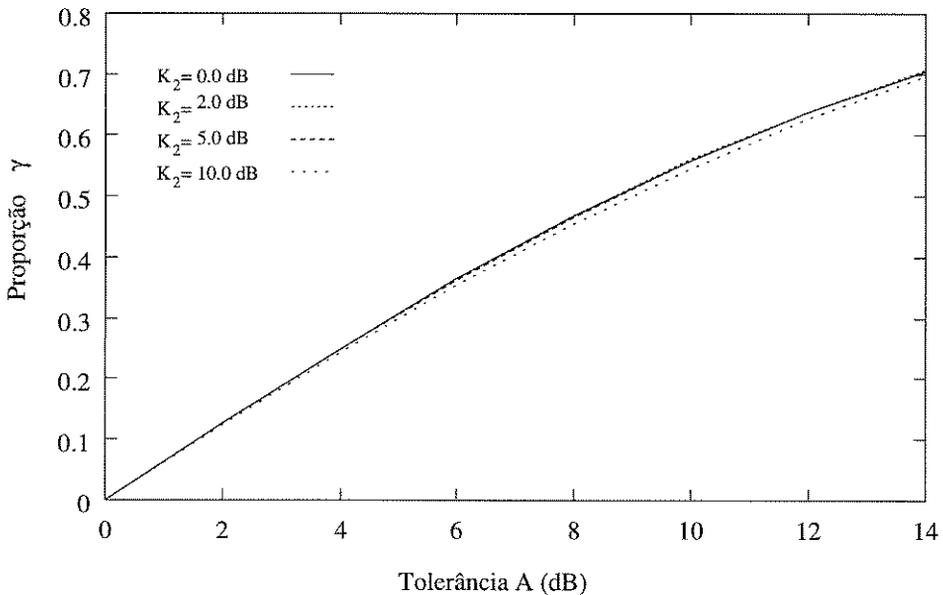
**Figura 4.8:** Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $\alpha = 3.0$

Quanto à influência do fator de Rice sobre a proporção  $\gamma$ , temos que:

- Para  $K_1 = K_2$ ,  $\gamma$  aumenta à medida que  $K_i$  aumenta. A Figura 4.8, mostra que  $\gamma$  varia de 43% a 49% para  $A = 8.0$  dB e  $\alpha = 3.0$ . Se  $\alpha = 3.5$ , essa variação é menor, de 39% a 44%, como esperado (Figura (4.9)).



**Figura 4.9:** Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $\alpha = 3.5$



**Figura 4.10:** Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $K_1 = 5.0$  dB e  $\alpha = 3.0$

- Para  $K_1$  constante e  $K_2$  aumentando,  $\gamma$  apresenta um pequeno decréscimo. Neste caso, para  $K_1 = 5.0$  dB e  $K_2$  aumentando,  $\gamma$  varia de 47% a 45% para  $A = 8.0$  dB e  $\alpha = 3.0$  (Figura 4.10). Se  $\alpha = 3.5$ ,  $\gamma$  varia de 42% a 40% (Figura (4.11)).

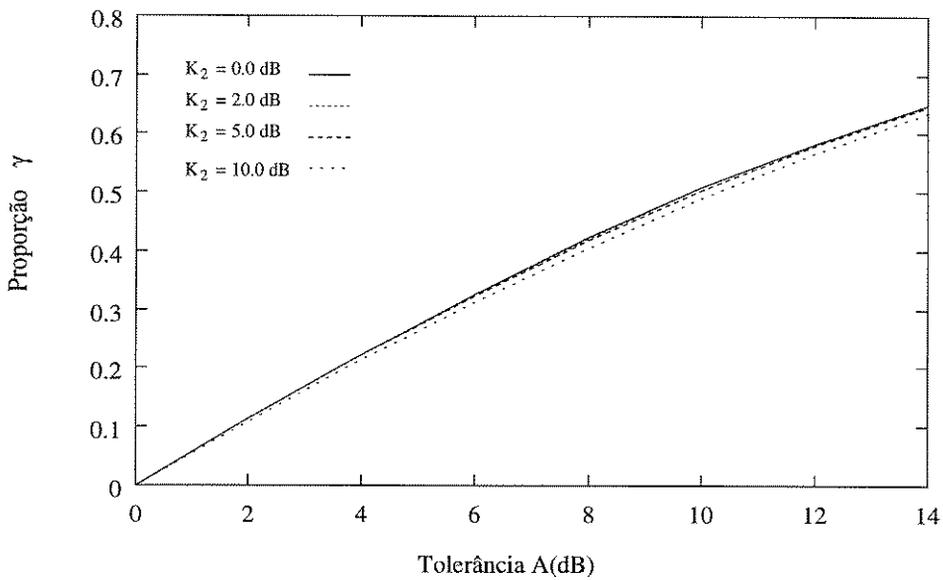


Figura 4.11: Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $K_1 = 5.0$  dB e  $\alpha = 3.5$

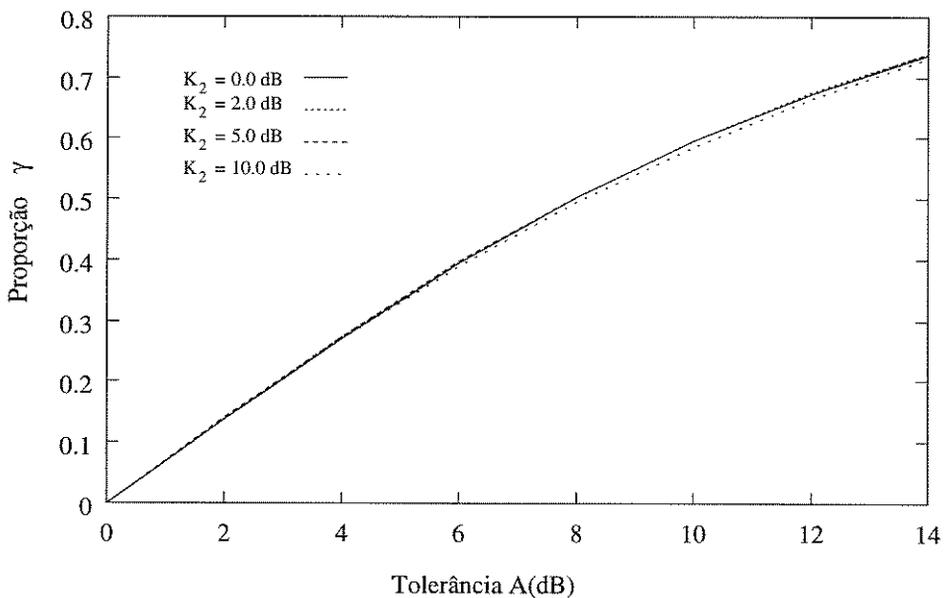


Figura 4.12: Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $K_1 = 10.0$  dB e  $\alpha = 3.0$

Para  $K_1 = 10.0$  dB e  $K_2$  aumentando,  $\gamma$  permanece aproximadamente constante e igual 50% para  $\alpha = 3.0$  e 45% se  $\alpha = 3.5$  (Figuras (4.12) e (4.13)).

- Para  $K_1$  aumentando e  $K_2$  constante,  $\gamma$  aumenta. Então, para  $K_1$  aumentando e  $K_2 = 5.0$  dB,  $\gamma$  varia de 43% a 50% para  $A = 8.0$  dB e  $\alpha = 3.0$  (Figura 4.14). Se  $\alpha = 3.5$ ,  $\gamma$  varia de 38% a 45% (Figura (4.15)).

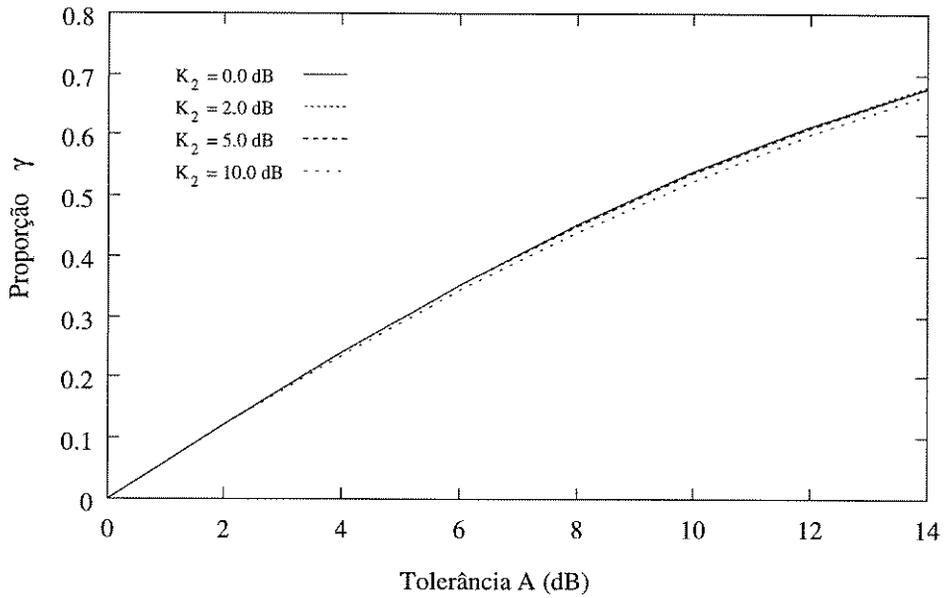


Figura 4.13: Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $K_1 = 10.0$  dB e  $\alpha = 3.5$

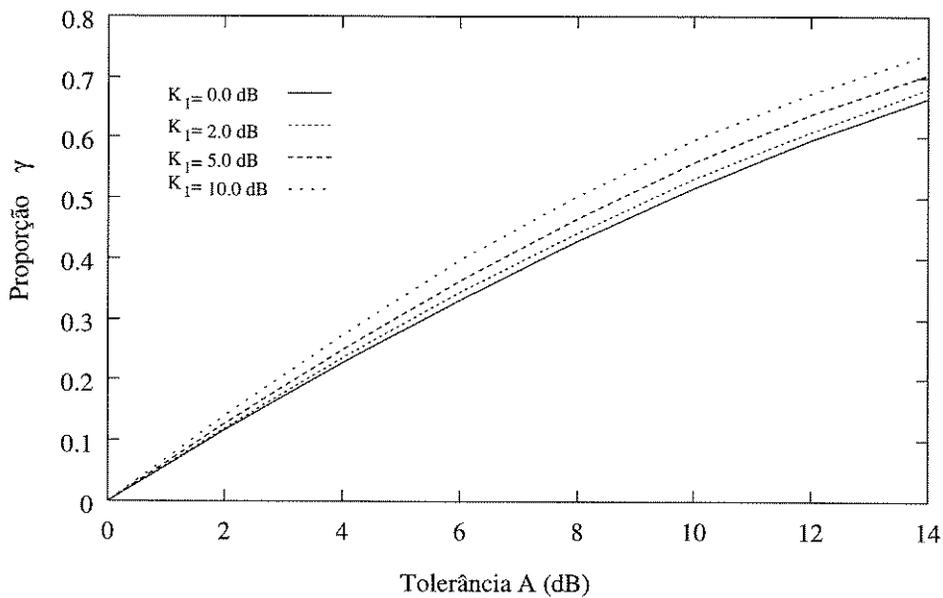


Figura 4.14: Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $K_2 = 5.0$  dB e  $\alpha = 3.0$

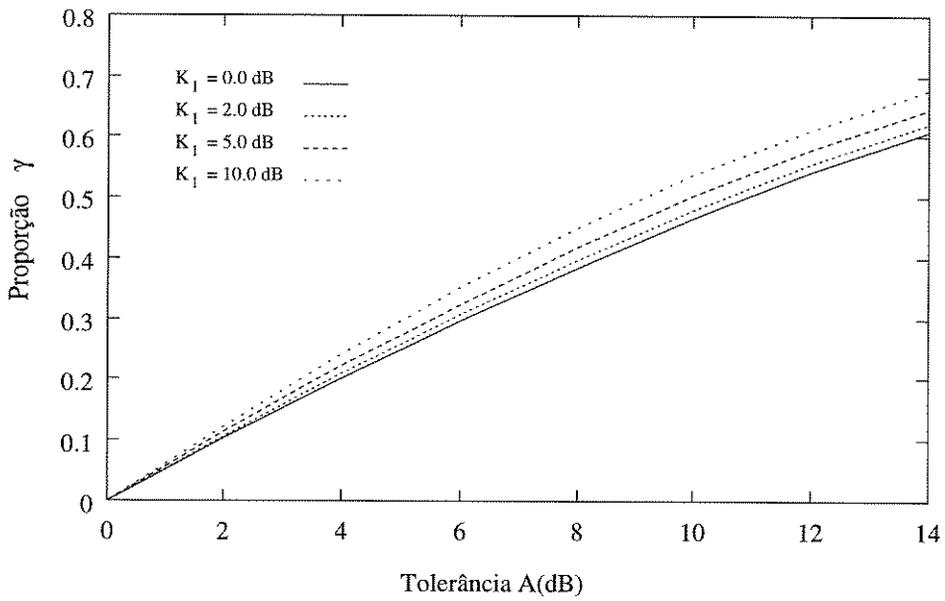


Figura 4.15: Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $K_2 = 5.0$  dB e  $\alpha = 3.5$

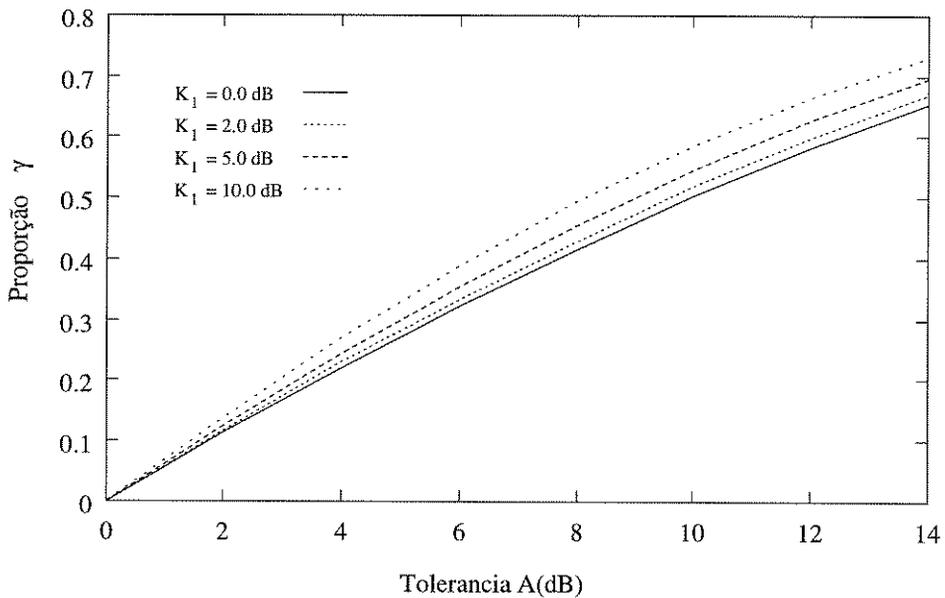


Figura 4.16: Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $K_2 = 10.0$  dB e  $\alpha = 3.0$

Para  $K_2 = 10.0$  dB e  $K_1$  aumentando  $\gamma$  aumenta de 42% para 49% para  $\alpha = 3.0$  e de 37% para 44% para  $\alpha = 3.5$  (Figuras (4.16) e (4.17)).

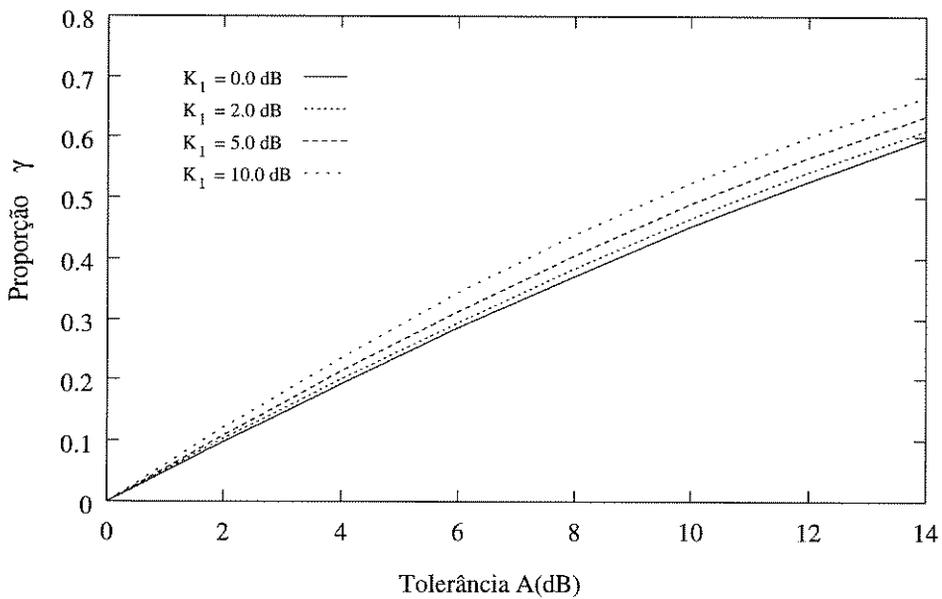


Figura 4.17: Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $K_2 = 10.0$  dB e  $\alpha = 3.5$

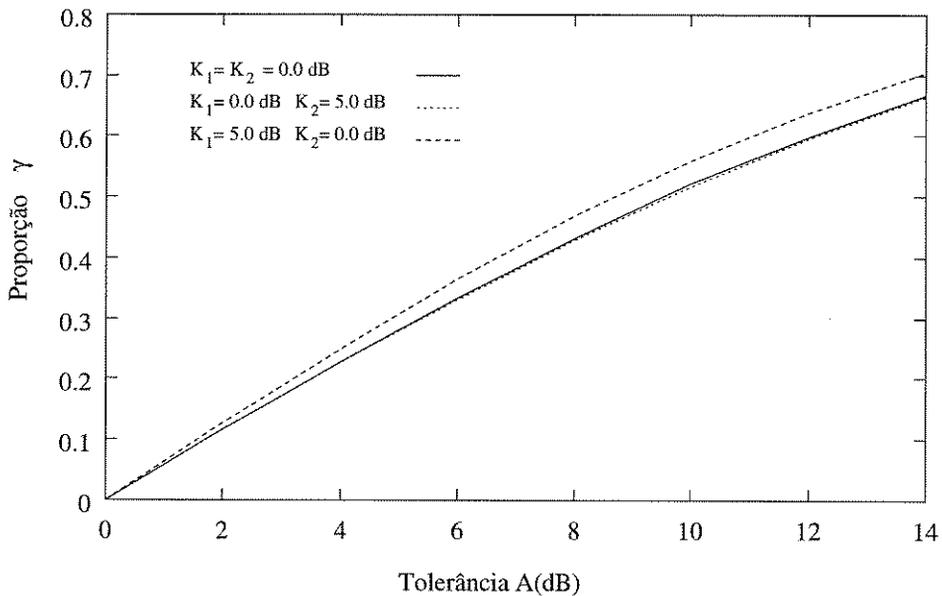


Figura 4.18: Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $\alpha = 3.0$

Observe que para  $K_1 \neq K_2$  não há simetria no cálculo de  $\gamma$ . Isso ocorre porque a integração de  $\gamma$  em (4.8) é feita na célula 2 (Ver Figura 3.2). Assim, se  $K_1$  é constante e  $K_2$  aumenta, a proporção da área com acesso a dois caminhos de rádio diminui, pois  $P(a, b)$  em (4.6) diminui. Ou seja, a facilidade de comunicação com uma célula vizinha, dado que as condições de transmissão da própria célula são mais favoráveis, diminui. Por outro lado, se  $K_1$  aumenta e  $K_2$  é constante essa proporção aumenta. Esta é a situação

dual em relação à anterior. Observe também que a variação no primeiro caso é bem menor que no segundo.

Da Figura (4.18) verificamos que a condição que se aproxima de Rayleigh ( $K_1 = K_2 = 0.0$  dB) apresenta uma proporção  $\gamma$  menor que no caso onde há linha de visada. Assim se a célula 1 tem somente efeito de multipercurso e a célula 2 um fator de Rice igual a 5.0 dB observamos que há uma queda quase imperceptível em  $\gamma$ . Ao contrário, se a célula 2 tem fator de Rice igual a 0.0 dB e a célula 1 um fator de Rice igual a 5.0 dB, o aumento em  $\gamma$  é notável. Para um fator de Rice igual a 10.0 dB o valor de  $\gamma$  para estes casos é mais significativo (Figura (4.19)) chegando a 50% para  $A = 8.0$  dB,  $K_1 = 10.0$  dB e  $K_2 = 0.0$  dB.

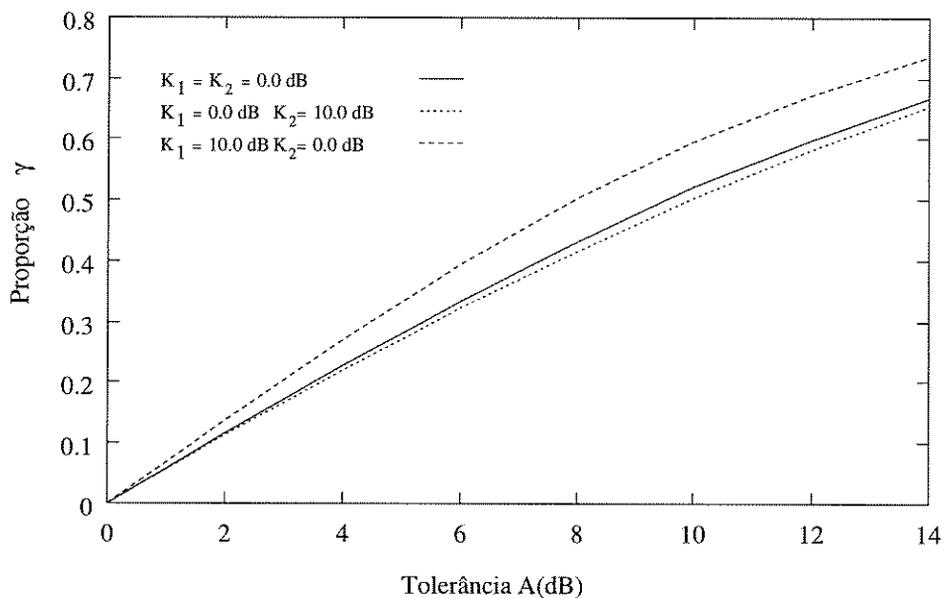


Figura 4.19: Proporção da Área da Célula no Ambiente Rice -  $\alpha = 3.0$

### 4.3.5 Comparação entre os Ambientes

Comparando os ambientes entre si observamos que os quatro apresentam um aumento na proporção  $\gamma$  para um  $\alpha$  variando de 4 para 3. O coeficiente de perda de percurso  $\alpha$  relacionado às perdas de percurso depende da topografia do terreno variando no intervalo de  $2 \leq \alpha \leq 4$ , sendo igual a 2 nas condições de espaço livre e 4 nas condições de terreno plano. Aqui consideramos topografias mais realistas com a presença de obstáculos naturais e artificiais, daí usarmos  $\alpha = 3.0, 3.5$  e  $4.0$ .

Como vimos nas figuras (4.1), (4.2), (4.4) e (4.7) essa variação é maior nos ambientes Rice e Lognormal atingindo mais que 47% da área da célula para uma tolerância de 8.0 dB.

Já a influência do desvio padrão  $\sigma$  é vista nas figuras (4.3) e (4.5) onde a proporção diminui à medida que  $\sigma$  aumenta destacando o efeito do sombreamento no ambiente. A proporção  $\gamma$  para um mesmo  $\sigma$ , por exemplo  $\sigma = 5.0$  dB, é maior quando somente o efeito de sombreamento é considerado, ou seja, no ambiente Lognormal. Neste caso  $\gamma \cong 46\%$ , enquanto que no ambiente Suzuki que considera além do sombreamento também o multipercurso,  $\gamma$  é aproximadamente igual a 38%.

Observamos também que a presença de linha de visada proporciona uma área de sobreposição de pelo menos 40% se considerarmos uma tolerância de no mínimo 8.0 dB entre os dois sinais recebidos pelo móvel localizado nessa área, podendo alcançar metade da área da célula se o fator de Rice das duas células estiverem nas condições da Figura 4.12.

## 4.4 Sumário e Conclusões

Neste capítulo apresentamos a proporção da área da célula com acesso a dois caminhos de rádio para os ambientes Rayleigh, Lognormal, Suzuki e Rice.

Através das expressões obtidas no Capítulo 3 para  $\gamma$  e de métodos numéricos utilizados na implementação destas, apresentamos gráficos com o objetivo de analisar os diversos aspectos que influenciam a proporção  $\gamma$  nos quatro ambientes.

Observamos a influência do coeficiente de perda de percurso  $\alpha$  sobre a proporção  $\gamma$  e verificamos que são inversamente proporcionais.

A influência do desvio padrão é observada nos casos Lognormal e Suzuki apresentando um comportamento semelhante:  $\gamma$  aumenta com o aumento de  $\sigma$ .

Desta análise concluímos que, para uma dada tolerância a proporção da área da célula onde os móveis podem ter acesso a mais de uma estação base é substancial. Como pode ser visto nos gráficos mostrados, para uma tolerância de 8.0 dB, a proporção  $\gamma$  é igual a 42% no caso Rayleigh ( $\alpha = 3.0$ ), 46% no caso Lognormal ( $\alpha = 3.0$  e  $\sigma = 5.0$  dB), 38%

---

no caso Suzuki ( $\alpha = 3.0$  e  $\sigma = 5.0$  dB) e 50% no caso Rice ( $\alpha = 3.0$ ,  $K_1 = 10.0$  dB e  $K_2 = 0.0$  dB). De fato, tolerâncias acima de 8.0 dB são permitidas de modo a evitar handoffs desnecessários, proporcionando assim áreas de sobreposição ainda maiores.

# Capítulo 5

## Conclusões

Este trabalho teve como objetivo estimar a proporção da área de sobreposição  $\gamma$  com acesso a duas estações base cuja diferença entre os sinais não fosse maior que  $A$  decibéis, para os ambientes Suzuki e Rice.

O desenvolvimento da expressão  $\gamma$  para estes ambientes baseado na potência instantânea foi obtida diferentemente daquela obtida para os ambientes Rayleigh e Lognormal. As expressões de  $\gamma$  para estes ambientes foram desenvolvidas através da densidade conjunta do envelope dos sinais, cujas potências médias podiam ser escritas em termos da diferença  $B = M_2 - M_1$ . No ambiente Suzuki, entretanto, não parecia óbvio, nem trivial, a solução usando a densidade de probabilidade do envelope, além de não parecer possível obtermos a diferença  $B$ . Então, um tratamento alternativo foi empregado: partimos de dois sinais Rayleigh  $r_1$  e  $r_2$  com médias  $R_1$  e  $R_2$ . A diferença entre essas médias seria  $R = R_2 - R_1$  e em unidades lineares  $b = \sigma_2/\sigma_1$ . Dessa forma obtemos a expressão de  $\gamma$  para este ambiente como mostrado na Seção 3.3.3.

No ambiente Rice outro método foi aplicado: utilizamos a distribuição de potência do sinal recebido, e não a do envelope, por acharmos mais conveniente. Assim obtemos a Expressão 3.117 que fornece a probabilidade  $P(a, b)$  para este ambiente.

A partir das expressões de  $\gamma$  para os quatro ambientes, produzimos os gráficos de  $\gamma \times A$  que permitiram a análise e comparação entre esses quatro ambientes de transmissão.

## 5.1 Conclusões Finais

A proporção da área de sobreposição entre duas células adjacentes  $\gamma$  visa apresentar a porcentagem da área da célula onde os assinantes têm acesso a dois caminhos de rádio cuja diferença seja menor que  $A$  decibéis.

Essa proporção é bastante significativa atingindo valores da ordem de 40% a 50%, dependendo da tolerância permitida e do ambiente de transmissão. Este fato é de grande interesse para a utilização de técnicas de encaminhamento alternativo sobre o tráfego gerado nestas áreas, o chamado tráfego flexível.

Dos resultados vistos anteriormente, pode-se observar a importância do desvio padrão  $\sigma$  nos ambientes Lognormal e Suzuki, sendo que o aumento de  $\sigma$  implica na diminuição da proporção da área de sobreposição  $\gamma$  quando a diferença entre os sinais recebidos de duas estações base vizinhas está acima de um dado limiar.

No ambiente Suzuki para  $\sigma = 1.0$  dB temos uma condição que se aproxima da de Rayleigh, pois neste caso os efeitos do multipercurso são mais significativos. De fato, pode-se observar que quando  $\sigma$  tende a zero a proporção  $\gamma$  é máxima, enquanto que para os demais casos e para uma mesma situação, essa proporção no ambiente Suzuki será menor que no ambiente Rayleigh e Lognormal.

No ambiente Rice vimos que o fator  $K$  de Rice, em decibéis, só é significativo quando a potência recebida está acima do limiar. Para fatores de Rice iguais nas duas células, a proporção  $\gamma$  aumenta à medida que  $K$  aumenta atingindo valores acima de 40% para um valor típico de  $A = 8.0$  dB.

Para fatores de Rice diferentes vimos que não há simetria no cálculo de  $\gamma$ . Isso é devido à integração da expressão em (4.8) ser feita na célula 2 (Figura 3.2). A facilidade de comunicação com uma célula vizinha, dado que as condições de transmissão da própria célula são mais favoráveis, diminui. Ou seja, no caso da célula 1 apresentar  $K_1$  constante e a célula 2 apresentar  $K_2$  aumentando,  $\gamma$  diminui.

Outro fato interessante ocorre na condição que se aproxima de Rayleigh ( $K_1 = K_2 = 0.0$  dB) que apresenta  $\gamma$  menor que no caso onde há linha de visada ( $K \neq 0.0$  dB). Então se a célula 1 tem  $K_1 = 0.0$  dB e a célula 2 tem  $K_2 \neq 0.0$  dB,  $\gamma$  permanece praticamente o mesmo, mas se invertemos essa situação ( $K_1 \neq 0.0$  dB e  $K_2 = 0.0$  dB) o aumento de  $\gamma$

é bastante significativo.

Dessa forma concluímos o trabalho acreditando ter alcançado o objetivo desejado e esperando que as análises e conclusões obtidas sejam úteis para futuros trabalhos em Sistemas Móveis Celulares.

## 5.2 **Trabalhos Futuros**

Uma extensão imediata deste trabalho seria proceder a cálculos semelhantes para o ambiente Rice-Sombreado ou ainda obter a proporção  $\gamma$  nestes mesmos ambientes considerando restrição de cobertura. Um estudo mais elaborado poderia investigar a área de sobreposição entre três células adjacentes nestes mesmos ambientes.

# Bibliografia

- [1] Yacoub, M. D., *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 1993.
- [2] Yacoub, M.D., *Mobile Radio with Fuzzy Cell Boundaries*, Ph. D. Thesis, University of Essex, England, May 1988.
- [3] Reudink, D. O., *Large-Scale Variations of the Average Signal in Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, New York, 1974, pp. 79-131.
- [4] Leonardo, E. J., *Métodos Estatísticos para a Determinação da Área de Cobertura de Células e Microcélulas em Sistemas de Rádio Móvel*, Tese de Mestrado, FEE, UNICAMP, julho 1992.
- [5] Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Design Fundamentals*, Howard W. Sams & Co., Indianapolis, 1986.
- [6] Bullington, K., *Radio Propagation at Frequencies above 30 Mc/s*, Proc. IRE 35, 1947, pp. 1122-1136.
- [7] Epstein, J., Peterson, D. W., *An Experimental Study of Wave Propagation at 850 Mc*, Proc. IRE 41, 1953, pp. 595-611.
- [8] Deygout, J., *Multiple Knife-edge Diffraction of Microwaves*, IEEE Trans. Ant. Prop. 14, 1966, pp. 480-489.
- [9] Parsons, J. D., Gardiner, J. G., *Mobile Communications Systems*, Blakie & Son, Ltd., Glasgow, 1989.
- [10] Egli, J., *Radio Propagation above 40 Mc over Irregular Terrain*, Proc. IRE 45, 1957, pp. 1383-1391.

- 
- [11] Okumura, Y., Ohmori, E., Kawano, T., Fukuda, K., *Field Strength and its Variability in VHF and UHF Land Mobile Service*, Rev. Electr. Commun. Lab. 16, 1968, pp. 825-873.
- [12] Hata, M., *Empirical Formula for Propagation Loss in Land-Mobile Radio Services*, IEEE Trans. Veh. Tech. 29, 1980, pp. 317-325.
- [13] Ibrahim, M. F., Parsons, J. D., *Signal Strength Prediction in Built-up Areas Part 1: Median Signal Strength*, Proc. IEE Part F 132, 1983, pp. 377-384.
- [14] Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, 1974.
- [15] Reudink, D. O., *Mobile Radio Propagation in Tunnels*, IEEE Vehicular Technology Group Conference, San Francisco, 1968.
- [16] Suzuki, H., *A Statistical Model for Urban Radio Propagation*, IEEE Trans. COM-25, 1977, pp. 673-680.
- [17] Hansen, F., Meno, F. I., *Mobile Fading - Rayleigh and Lognormal Superimposed*, IEEE Trans. Veh. Tech. 26, 1977, pp. 332-335.
- [18] Ibrahim, M. F., Parsons, J. D., *Signal Strength Prediction in Built-up Areas, Part 2: Signal Variability*, Proc. IEE Part F 130, 1983, pp. 385-391.
- [19] Nakagami, M., *The  $m$  Distribution, A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading*, *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, W. G. Hoffman, Ed., pp. 3-36, Oxford, England, 1960.
- [20] Guedes, L. G. de R., *Fronteiras entre Células e Área de Cobertura no Ambiente Nakagami*, Tese de Mestrado, UNICAMP, julho 1994.
- [21] Ibrahim, M. F., Bajwa, A. S., *Propagation in Urban Areas in Land Mobile Radio Systems*, Peter Peregrinus Ltd., London, 1985, pp.23-44.
- [22] Keffer, N. F., Yacoub, M. D., *Interferência de Co-canal e Distribuição de Tráfego para Sistemas de Comunicações Móveis em Ambiente Rayleigh*, X Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Brasília, 1992, pp. 515-520.
- [23] Victória, A. F., *Interferência de Canal Adjacente como Função dos Parâmetros de Propagação e Distribuição de Tráfego em Sistemas Rádio Móveis Celulares*, Tese de Mestrado, UNICAMP, fevereiro de 1993.