

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica

Métodos Estatísticos para a Determinação da Área de Cobertura de Células e Microcélulas em Sistemas de Rádio Móvel

exemplar correto
Na tese
escrita por Élvio João Leonardo
Comissão
15 07 92.
Michel Daoud Yacoub
Orientador

Élvio João Leonardo

Orientador

Michel Daoud Yacoub

Tese apresentada na Faculdade de Engenharia Elétrica,
Departamento de Comunicações, como parte dos requisitos para
obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Campinas, Julho de 1992

Resumo

Este trabalho envolve um dos passos necessários no planejamento de sistemas de rádio móvel, qual seja, a determinação da área de cobertura da Estação Base ou, em outras palavras, a avaliação da potência recebida pela Estação Móvel em seu passeio pela Área de Serviço.

Na estimativa da área de cobertura de células e microcélulas assume-se que a potência média do sinal varia com $x^{-\alpha}$ onde x é a distância entre as antenas da Estação Base e da Estação Móvel e α é o coeficiente de perda de percurso. Além disso, supõe-se que a envoltória do sinal segue: (i) distribuição log-normal (para ambientes caracterizados pelos efeitos de sombreamento), (ii) distribuição de Rayleigh (para ambientes caracterizados pelos efeitos de multipercurso), (iii) distribuição de Suzuki (para ambientes caracterizados pelos efeitos de sombreamento e multipercurso combinados), e (iv) distribuição de Rice (para propagação dentro de edifícios).

À Mônica,
aos meus pais.

3 Cálculo da Área de Cobertura	27
3.1 Cálculos e Definições Preliminares	28
3.1.1 Potência Média	28
3.1.2 Variabilidade do Ambiente	29
3.1.3 Abordagens Propostas para a Área de Cobertura	35
3.2 Cobertura dos Locais a uma Distância x	36
3.3 Cobertura dos Locais até uma Distância x_0	39
3.4 Sumário e Conclusões	41
3.5 Apêndices	42
3A Média da Distribuição de Suzuki	42
3B Momentos Estatísticos da Potência no Ambiente Rice	43
3C Função Distribuição de Probabilidade da Potência no Ambiente Rice	45
4 Resultados	47
4.1 Cobertura dos Locais a uma Distância x_0	48
4.2 Cobertura dos Locais até uma Distância x_0	56
4.3 Sumário e Conclusões	72
5 Conclusões	73
5.1 Exemplo de Aplicação	74
5.2 Trabalhos Futuros	76
Bibliografia	77

Capítulo 1

Introdução

O uso do rádio em comunicações móveis, isto é, na comunicação entre pontos não fixos, sem utilização de enlaces físicos, remonta às primeiras experiências com o invento de Marconi. Ainda no final do século passado [1], Hertz demonstrou sua potencialidade ao transmitir um sinal de rádio de um ponto fixo em terra a um barco distante 18 milhas. Desde então, e principalmente a partir da Segunda Guerra Mundial, o uso do rádio móvel tem crescido continuamente. Nos dias de hoje, particularmente nas sociedades mais industrializadas do planeta, estes sistemas estão presentes em diversos setores, desde segurança e saúde públicas, comunicação com barcos e aeronaves até a comunicação individual através de equipamentos instalados em veículos ou mesmo portáteis.

Os primeiros sistemas de rádio móvel terrestre foram instalados pelos Departamentos de Polícia de Detroit, em 1921, e de New York, em 1932. Operando na faixa de 2 MHz [2], utilizavam comunicação unidirecional, no sentido estação fixa para estação móvel. O aumento da demanda e o desenvolvimento tecnológico estimularam o uso de frequências mais altas nas décadas seguintes. Em 1946 [1], um sistema em 150 MHz entrou em operação comercial em Saint Louis, nos EUA, permitindo comunicação *simplex*, com as chamadas encaminhadas por meio de uma operadora (“telefonista”). Em 1969 [1], um sistema *full duplex* com encaminhamento automático, operando em 450 MHz, tornou-se disponível nos EUA, e, em 1974 [3], a *Federal Communications Commission* (FCC), respondendo à crescente demanda pelo serviço, reservou 40 MHz na faixa de 800–900 MHz

para uso de sistemas públicos de rádio móvel terrestre, correspondendo a quase 40 vezes a banda até então disponível.

Com as mesmas facilidades dos telefones convencionais, além da mobilidade, os sistemas públicos de rádio móvel desenvolveram-se rapidamente também em outras partes do planeta. Nos países escandinavos, por exemplo, quando o Sistema Nórdico de Telefonia Móvel entrou em operação, em 1981, estimava-se [2] para 1991 aproximadamente 50 mil assinantes móveis na Suécia. Este número, entretanto, foi alcançado já em 1984. Na Grã-Bretanha [2], serviços de rádio móvel têm crescido à taxa de 10% ao ano, prevendo-se para o final do século a existência de 2 milhões de assinantes.

Este crescimento significativo e, em alguns casos, surpreendente, observado até agora deve continuar nas próximas décadas com os novos conceitos de comunicação pessoal em fase de concepção, para os quais imaginam-se as mesmas facilidades oferecidas pela telefonia convencional, além da mobilidade e portabilidade do aparelho de comunicação, onde a estação móvel estará associada exclusivamente ao indivíduo.

1.1 Rádio Móvel Celular

Basicamente, um sistema de rádio móvel terrestre é constituído por terminais móveis (*Estação Rádio Móvel* ou simplesmente *Estação Móvel*), por uma central de comutação (*Central de Comutação Móvel*) e por uma estação fixa (*Estação Rádio Base* ou simplesmente *Estação Base*). Enlaces de rádio ligam as Estações Móveis à Estação Base, e esta, por sua vez, conecta-se, geralmente por meio de fios, à Central de Comutação Móvel.

Nos primeiros sistemas, os *Sistemas Móveis Convencionais*, geralmente uma única Estação Base era instalada para cobrir toda a área onde desejava-se instalar o serviço. Suas antenas eram colocadas suficientemente altas para que toda a região pudesse ser iluminada e, em geral, tinham transmissores com potência elevada. Diversos fatores contribuíram para que este modelo fosse abandonado para sistemas públicos de rádio móvel. Entre eles podemos citar [4] (i) a grande separação geralmente necessária entre as Estações Bases para permitir a reutilização das frequências, sabendo-se que o espectro é um recurso

escasso e que deve ser usado com a maior eficiência possível; (ii) a impossibilidade de, a partir de um único ponto elevado, moldar a área de cobertura de acordo com as reais necessidades do serviço; (iii) a incompatibilidade existente entre a demanda por serviços e a faixa de frequências disponível para atendê-la, o que exigia novas técnicas de cobertura que preservassem o espectro; (iv) o barateamento dos equipamentos de rádio, o que possibilitou a implementação de Estações Bases e Estações Móveis a um custo mais baixo; e (v) o surgimento das Centrais de Comutação Temporal (CPA-T), que facilitaram o controle e a gerência da alocação dos canais e das chamadas.

O sistema que emergiu a partir destas necessidades foi denominado *Sistema Móvel Celular*. Seu funcionamento baseia-se na divisão de uma dada região geográfica em sub-regiões, chamadas *células*, com cada célula sendo atendida por uma Estação Base. Um grupo de células formam um *cluster*, onde todos os canais disponíveis podem ser utilizados. O sistema permite ao assinante móvel completo acesso às redes telefônicas fixa e móvel, assim como, através de um sistema de busca, o assinante móvel pode ser localizado para receber uma chamada tanto de assinantes fixos como móveis. Além disso se, durante a chamada, o assinante desloca-se de uma célula para outra, o sistema encarrega-se de efetuar, automaticamente, a mudança do enlace rádio da conexão para a nova célula (este processo é conhecido como *Handoff* ou *Handover*).

1.1.1 Arquitetura Básica

A estrutura básica do Sistema Móvel Celular, apresentado na figura 1.1, engloba, em geral, as seguintes partes: Centro de Operação e Manutenção, Centro de Controle e Comutação, Estação Base e Estação Móvel.

Centro de Operação e Manutenção

O Centro de Operação e Manutenção é um ponto centralizado de gerência de vários Centros de Controle e Comutação. Sua principais funções são [5]:

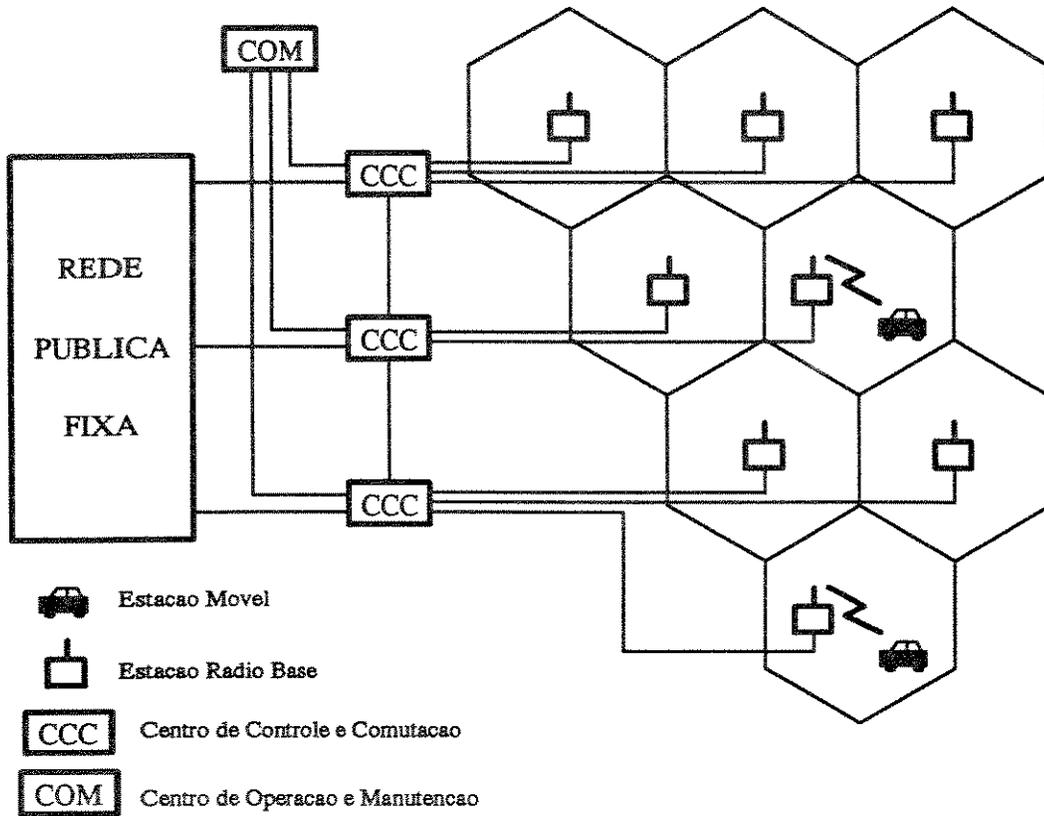


Figura 1.1: Arquitetura Básica do Sistema Móvel Celular.

- Manter bases de dados da configuração do sistema e dos assinantes presentes em sua área de atuação. Parte destas informações estão presentes também nos Centros de Controle e Comutação.
- Coletar e processar dados estatísticos do tráfego, da disponibilidade do sistema, entre outros. Em geral, processa também tarifação das chamadas a partir dos dados enviados pelos Centros de Controle e Comutação.
- Servir como ponto centralizado de operação e manutenção, permitindo alterações na configuração do sistema, além de receber, entre outras, as indicações de alarmes.

Centro de Controle e Comutação

O Centro de Controle e Comutação é o elo de ligação entre as várias Estações Bases a ele subordinadas e estas à rede telefônica pública. Suas principais funções são [5]:

- Alocar e gerenciar os canais (voz e controle) das Estações Bases a ele conectadas.
- Outras tarefas relativas ao estabelecimento da chamada, como por exemplo, analisar e validar os dígitos recebidos, coletar dados para tarifação e comutar os circuitos de voz para o conveniente encaminhamento das chamadas.
- Validar os assinantes, ou seja, verificar a autorização para acesso ao sistema.
- Coletar dados, entre outros, para as estatísticas do sistema.

Estação Base

A Estação Base é o último ponto fixo da rede, a partir do qual enlaces de rádio permitem aos assinantes móveis o acesso ao sistema. Suas principais funções são [5, 6]:

- Transmitir e receber os sinais de rádio (voz e controle) para e das Estações Móveis.
- Monitorar os canais de voz em uso, avaliando sua integridade.
- Trocar sinalização com os assinantes móveis para, entre outros, estabelecimento, manutenção e desligamento das chamadas.

Estação Móvel

A Estação Móvel é o equipamento rádio telefônico dos assinantes. Pode ser do tipo *veicular* (instalada em um veículo), *transportável* (instalada em um veículo, mas podendo ser removida para operação externa), *portátil* e, eventualmente, *fixa*. Suas principais funções são [5, 6]:

- Transmitir e receber os sinais de rádio (voz e controle) para e da Estação Base.

- Trocar sinalização com a Estação Base para estabelecimento, manutenção e desligamento das chamadas.
- Prover a interface eletro-acústica.

1.1.2 Definições Básicas

Alguns dos principais conceitos em sistemas de telefonia móvel celular são apresentados a seguir.

Célula

Como mencionado anteriormente, célula é a área coberta por uma Estação Base e corresponde a uma região de identificação específica no sistema. Usualmente, as células têm raio [7] entre 1 e 20 km, sendo esta dimensão influenciada, entre outros, pela frequência de propagação utilizada e pelo relevo da região. Além disso, o tráfego estimado é fator importante na definição do tamanho da célula. Por exemplo, áreas com maior densidade populacional, como centros de cidades, e portanto, com maior demanda pelo serviço, requerem células menores.

Área de Controle

Corresponde [8] à área coberta por um Centro de Controle e Comutação e que inclui, em geral, várias células, podendo incluir também vários *clusters*.

Área de Serviço

Corresponde [8] à área onde a Estação Móvel tem acesso ao serviço móvel celular.

Área de Localização

Corresponde [8] ao conjunto de células onde a Estação Móvel pode mover-se livremente sem necessidade de atualização de seu registro de localização. No caso de uma chamada

destinada à um assinante móvel, o sistema procede sua busca a partir das informações contidas em seu registro de localização.

“Handoff”

É [8] o processo de comutação de uma chamada em andamento de uma célula para outra, o que ocorre com o deslocamento do móvel pela Área de Serviço. O termo *handover* é também largamente empregado.

Estação Móvel Visitante¹

Denomina-se Estação Móvel Visitante [8] àquela que requer acesso ao sistema em uma área diferente daquela em que está registrada. Através do uso de uma rede de dados que possibilite a comunicação entre os Centro de Operação e Manutenção envolvidos, ou, em outros casos, através da intervenção de uma operadora, o usuário obtém ou não permissão para realizar as chamadas.

1.1.3 Planejamento do Sistema

A instalação do serviço de rádio móvel envolve uma série de definições e estudos. Alguns aspectos como faixa de frequências utilizada, plano de tarifação, método de identificação e validação dos usuários, arquitetura e protocolos do sistema, entre outros, são normalmente pré-definidos ou pelos organismos regulatórios, ou pelas operadoras do serviço, ou pelos fabricantes ou ainda por todos eles. Entretanto, a implantação do sistema envolve também outros aspectos intimamente relacionados à área onde o serviço estará disponível.

O planejamento do sistema geralmente inicia-se [5] com estudos e projeções do volume e do perfil do tráfego rádio-telefônico. Estes dados são utilizados na definição da capacidade do sistema, isto é, na determinação do número de canais de voz necessários nas diversas partes da Área de Serviço, e como esta capacidade deve alterar-se para satisfazer

¹O termo em inglês *roamer* é também largamente empregado.

a demanda futura. Estes dados também são utilizados para uma primeira avaliação do número e do tamanho das células.

Em seguida, um detalhado estudo das características de rádio propagação da área é geralmente realizado. Este estudo é utilizado para o posicionamento das Estações Bases e envolve dados detalhados do relevo, obstruções e vegetação presentes, entre outros. Em alguns casos, um elaborado modelo computacional é envolvido na estimativa da propagação do sinal e, portanto, na determinação da área de cobertura das Estações Bases.

Com as células definidas e as Estações Bases posicionadas, realiza-se em seguida a alocação dos canais, tendo-se em mente não apenas a situação inicial do sistema, mas considerando-se também seu crescimento futuro.

Finalmente, os equipamentos são escolhidos. Evidentemente, aspectos econômicos e, eventualmente, políticos, podem influenciar o planejamento do sistema. A indisponibilidade de locais adequados para instalações das antenas, o custo dos equipamentos, a inexistência de facilidades na rede, entre outros, realimentam o processo de planejamento.

1.2 Objetivo do Trabalho

O objetivo deste trabalho envolve um dos passos necessários no planejamento de sistemas de rádio móvel, qual seja, a determinação da área de cobertura da Estação Base ou, em outras palavras, a avaliação da potência recebida pela Estação Móvel em seu passeio pela Área de Serviço.

Vários métodos têm sido propostos na solução deste problema. Métodos determinísticos, em geral, simplificam demasiadamente o ambiente de propagação e não fornecem resultados satisfatórios. Métodos empíricos, muitos deles desenvolvidos a partir de soluções determinísticas, às quais acrescentam-se fatores de correção, são, talvez, os mais utilizados atualmente. Entretanto, o desvanecimento do sinal em ambientes de rádio móvel pode ser caracterizado por modelos estatísticos, modelos estes hoje aceitos em função de suas bases teóricas e, talvez mais importante, em razão da concordância com experimentos e medidas de campo realizadas. Neste trabalho, o que está se propondo é uma abordagem

analítica para o problema da determinação da área de cobertura a partir destes modelos estatísticos.

O desenvolvimento analítico desta questão pode ser considerado um avanço em relação ao tratamento empírico, dado o suporte teórico fornecido por aquela abordagem, ou em relação ao tratamento determinístico, dada a maior precisão obtida. Espera-se possível, portanto, uma melhor avaliação de como o ambiente e sua variabilidade atuam sobre a propagação em sistemas de rádio móvel, permitindo-se um aprofundamento da análise e, em última instância, obtendo-se uma economia de potência na Estação Base e maior acuidade na predição do desvanecimento do sinal.

Quatro modelos estatísticos para o desvanecimento da envoltória em sistemas de rádio móvel são abordados neste trabalho: *(i)* distribuição log-normal para efeitos de sombreamento, *(ii)* distribuição de Rayleigh para efeitos de multipercurso; *(iii)* distribuição de Suzuki para efeitos de sombreamento e multipercurso combinados e *(iv)* distribuição de Rice para propagação dentro de edifícios.

1.3 Plano do Trabalho

No capítulo 2 estão descritos alguns métodos de predição das perdas de propagação, tanto determinísticos como empíricos. Ainda neste capítulo, são apresentados alguns dos modelos estatísticos usualmente aceitos na caracterização do desvanecimento do sinal de rádio móvel.

O capítulo 3 contém o desenvolvimento matemático proposto neste trabalho e que é utilizado para o cálculo da área de cobertura da Estação Base. Este desenvolvimento matemático é feito a partir dos modelos apresentados no capítulo anterior.

Os resultados obtidos são apresentados no capítulo 4, cabendo, finalmente, ao capítulo 5 as conclusões do trabalho.

Capítulo 2

Modelo de Propagação

A propagação de energia em sistemas de rádio móvel é fortemente influenciada, entre outros fatores, pelas irregularidades naturais do terreno, pelo relevo construído pelo homem, pela frequência de operação e pelas condições climáticas. O receptor móvel, devido à altura de sua antena e às frequências de propagação utilizadas, está envolvido por um ambiente povoado de espalhadores, tanto naturais como artificiais. Em sua antena combinam-se construtiva e destrutivamente ondas que chegam por diferentes caminhos, com diferentes atrasos. Esta situação de multipercurso adquire uma dinâmica extra com o deslocamento do móvel pela área de cobertura, quando os caminhos de propagação alteram-se, provocando variações significativas, de dezenas de dB, na intensidade do sinal recebido, mesmo para pequenos deslocamentos do móvel.

Caracterizar as perdas de propagação neste ambiente é uma tarefa difícil. Métodos determinísticos, como os apresentados na seção 2.1, têm aplicação restrita a situações muito simples e, dadas as características aleatórias da propagação, não fornecem resultados precisos para sistemas de rádio móvel. Estes métodos são úteis, entretanto, em desvendar os mecanismos básicos da propagação.

Uma alternativa que tem sido proposta por vários autores é, a partir de soluções determinísticas, acrescentar uma série de fatores de correção para frequência, relevo, alturas das antenas, entre outros. Alguns destes métodos estão apresentados na seção 2.2.

Entretanto, quando considera-se a natureza dos efeitos de sombreamento e multiper-

curso e suas influências na propagação das ondas de rádio, torna-se evidente que uma caracterização analítica mais precisa só é possível utilizando-se métodos estatísticos, o que é detalhado na seção 2.3.

O objetivo deste capítulo é apenas mostrar os principais pontos do modelo de propagação. Não deseja-se ser exaustivo nem tampouco demonstrar-se resultados conhecidos. O leitor deve considerar as várias referências citadas ao longo do texto para maior profundidade.

2.1 Métodos Determinísticos

2.1.1 Propagação em Espaço Livre

A propagação em espaço livre considera as antenas transmissora e receptora separadas de uma distância x , não existindo nenhum obstáculo entre ou em torno delas para absorver ou refletir energia. À antena receptora chega apenas a onda direta, sendo a potência recebida w_r dada por [9]

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

onde w_t é a potência transmitida, g_t e g_r são respectivamente os ganhos das antenas transmissora e receptora e λ é o comprimento de onda do sinal irradiado. Com w_t , g_t e g_r constantes, observa-se que a potência recebida depende apenas da frequência de propagação e da distância entre as antenas, variando com o quadrado destes fatores. Assim, dobrando-se a frequência ou a distância, a perda aumenta em 6 dB.

O modelo de propagação em espaço livre aplica-se apenas a situações muito especiais, onde, por exemplo, as reflexões e difrações sofridas pelo sinal são desprezíveis. Em sistemas de rádio móvel, entretanto, estes efeitos são relevantes e devem ser considerados.

2.1.2 Propagação em Terreno Plano

A propagação em terreno plano considera as antenas instaladas sobre 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. Considerando-se que as ondas de superfície têm efeitos limitados a poucos comprimentos de onda de distância da antena transmissora, e supondo-se que a Estação Móvel está além desta influência, a potência recebida w_r pode ser avaliada aproximadamente por [9]

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

onde h_t e h_r são, respectivamente, as alturas das antenas transmissora e receptora. Observa-se que, neste caso, dobrando-se a distância entre as antenas, a perda de percurso aumenta em 12 dB, uma vez que o expoente da distância é 4.

Este modelo de propagação tem a seu favor medidas e experimentos realizados em terreno plano, quando observou-se que [10] 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). Entretanto, ele é falho na avaliação da influência da altura da antena receptora h_r e por não considerar a frequência do sinal propagado. De medidas sabe-se que [10] a perda é proporcional à h_r^q , onde $q \approx 1$ para antenas até 3 m de altura e $q \approx 2$ para $3 \leq h_r \leq 10$ m; e à $f^{-\nu}$, onde f é a frequência do sinal, com $2 \leq \nu \leq 3$.

2.1.3 Propagação em Ambientes com Obstruções

Em sistemas de rádio móvel, a existência do caminho direto de propagação não é uma situação comum, só existindo quando o móvel está muito próximo da antena transmissora ou no caso de propagação em ambientes fechados. A avaliação das perdas por difração é, desta maneira, uma tarefa importante.

Como os obstáculos, naturais ou artificiais, encontrados em ambientes de rádio móvel são, em geral, muito maiores que os comprimentos de onda utilizados, o modelo de perda por difração por gume de faca encontra sua aplicabilidade. Neste modelo assume-se a existência de uma obstrução entre as antenas transmissora e receptora, fazendo com que o sinal recebido tenha uma componente devida à difração. Nesta situação, a intensidade

do campo elétrico E é dada por [3]

$$\frac{E}{E_0} = F \exp(j\Delta\phi) \quad (2.3)$$

onde E_0 é o campo em espaço livre, isto é, sem a obstrução, F é o coeficiente de difração e $\Delta\phi$ é a diferença de fase em relação a onda direta. Expressões para F e $\Delta\phi$, obtidas a partir das integrais de Fresnel $C(h_0)$ e $S(h_0)$, são dadas por

$$F = \frac{S(h_0) + 1/2}{\sqrt{2} \operatorname{sen}(\Delta\phi + \pi/4)} \quad (2.4)$$

e

$$\Delta\phi = \arctan\left(\frac{S(h_0) + 1/2}{C(h_0) + 1/2}\right) - \frac{\pi}{4} \quad (2.5)$$

onde

$$C(h_0) = \int_0^{h_0} \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt, \quad (2.6)$$

$$S(h_0) = \int_0^{h_0} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt \quad (2.7)$$

e

$$h_0 = -h\sqrt{\frac{2}{\lambda}\left(\frac{1}{x_1} + \frac{1}{x_2}\right)}. \quad (2.8)$$

Em (2.8), λ é o comprimento de onda e, como mostrado na figura 2.1, h , x_1 e x_2 são, respectivamente, a altura efetiva da obstrução e as distâncias entre as antenas e este obstáculo.

Na predição dos efeitos do gume de faca, duas situações podem ser consideradas: a primeira, quando a onda direta não está obstruída, sendo então $h < 0$ e, portanto, $h_0 > 0$; e a segunda, ilustrada na figura (2.1), quando $h > 0$ e, portanto, $h_0 < 0$, não existindo o caminho direto de propagação. Nos dois casos, a avaliação de (2.4) e (2.5) envolve difíceis cálculos matemáticos. Expressões aproximadas para a perda de propagação L causada pela difração, entretanto, podem ser obtidas, como por exemplo [3]

$$L = \begin{cases} 0 & \text{para } h_0 \geq 1 \\ 20 \log(0,5 + 0,62h_0) & \text{para } 0 \leq h_0 \leq 1 \\ 20 \log(0,5e^{0,95h_0}) & \text{para } -1 \leq h_0 \leq 0 \\ 20 \log[0,4 - \sqrt{0,1184 - (0,1h_0 + 0,38)^2}] & \text{para } -2,4 \leq h_0 \leq -1 \\ 20 \log\left(-\frac{0,225}{h_0}\right) & \text{para } h_0 < -2,4 \end{cases} \quad (2.9)$$

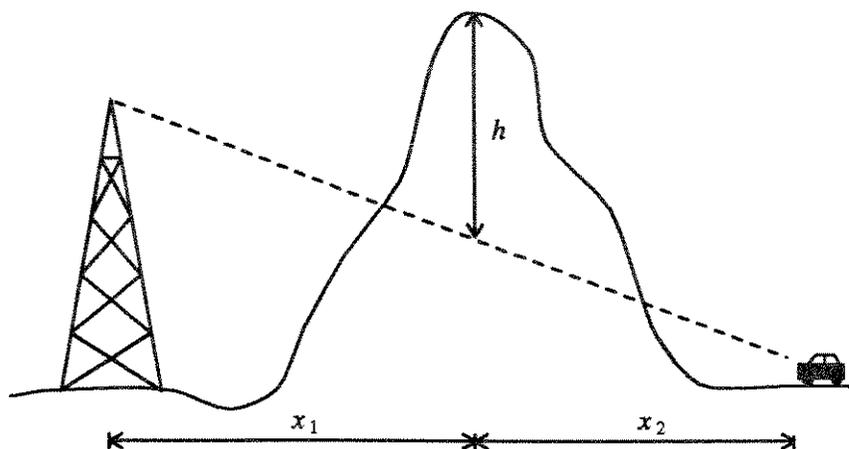


Figura 2.1: Geometria do Modelo de Difração por Gume de Faca.

onde a perda L é expressa em dB.

O ambiente de rádio móvel, entretanto, caracteriza-se por muitas obstruções, com diferentes alturas, colocadas entre as duas antenas. A alteração do modelo de gume de faca, com a inclusão de novas obstruções, traz consideráveis dificuldades matemáticas na avaliação das perdas. Vários métodos tem sido propostos para, de maneira simplificada, generalizar este modelo para um ambiente com múltiplas obstruções. A seguir, uma idéia do funcionamento de alguns destes métodos é apresentada.

Método de Bullington

O método de Bullington [11] substitui todos os obstáculos presentes entre as antenas por uma única obstrução equivalente, aplicando-se para esta o modelo de gume de faca. Por desprezar vários obstáculos menores no cálculo da obstrução equivalente, este método [2] simplifica demasiadamente o ambiente e erros significativos podem ocorrer.

Método de Epstein-Peterson

O método de Epstein-Peterson [12] aplica o modelo de gume de faca para cada uma das obstruções isoladamente, sendo a perda total a soma das várias parcelas. Para dois

obstáculos, a comparação deste método com a solução rigorosa [2] mostra grande divergência se as obstruções estão próximas.

Método de Deygout

O método de Deygout [13] aplica o modelo de gume de faca recursivamente, partindo do maior obstáculo até incluir todos os existentes. Para dois obstáculos, com um deles muito dominante, os resultados obtidos [2] aproximam-se da solução exata; entretanto, o método superestima as perdas quando os obstáculos têm alturas semelhantes.

2.2 Métodos Empíricos

As dificuldades na avaliação determinística das perdas de propagação em sistemas de rádio móvel estimularam o surgimento de predições baseadas em medidas de campo. Muitos métodos têm sido propostos, e, de modo geral, maior acuidade é conseguida naqueles mais complexos, ou seja, naqueles que dispõem de uma completa base de dados da região a ser coberta, além de um sofisticado processamento computacional. A seguir, alguns destes métodos são apresentados sem, contudo, deter-se em maiores detalhes.

Método de Egli

O método de Egli [14], desenvolvido em 1957, baseia-se na propagação em terreno plano, com fatores de correção para a frequência, para as alturas das antenas e para a polarização. Baseado em medidas feitas em terreno irregular, o método utiliza-se de gráficos e nomógrafos na predição da perda de propagação para uma ampla faixa de frequências (40–1.000 MHz). A perda de propagação isotrópica média, isto é, para 50% dos locais, expressa em dB, para frequência de 900 MHz e altura da antena receptora igual a 1,5 m pode ser avaliada por [15]

$$L = 139,1 - 20 \log(h_t) + 40 \log(x) \quad (2.10)$$

onde h_t [m] é a altura da antena transmissora e x [km] é a distância.

Método de Okumura

Desenvolvido depois de medidas realizadas na região de Tóquio, em 1968, o método de Okumura [16] parte de uma estimativa inicial para terreno quase plano, com fatores de correção para os diversos tipos de ambiente (área urbana, suburbana ou aberta), para as alturas das antenas, para o relevo natural, entre outros. Uma análise estatística das medidas foi realizada no intuito de determinar-se a influência da distância, da frequência de propagação, da variabilidade do ambiente e das alturas das antenas sobre a intensidade média do sinal. O método de Okumura, cujos fatores de correção são obtidos graficamente, foi automatizado por Hata [17] através de uma fórmula empírica onde a perda L , dada em dB, é obtida por

$$L = 69,55 + 26,16 \log(f) - 13,82 \log(h_t) - A(h_r) + [44,9 - 6,55 \log(h_t)] \log(x) \quad (2.11)$$

onde x é a distância, dada em km, com $1 \leq x \leq 20$ km, f é a frequência, dada em MHz, com $150 \leq f \leq 1.500$ MHz, h_t e h_r são respectivamente as alturas das antenas transmissora e receptora, dadas em m, com $30 \leq h_t \leq 300$ m e $1 \leq h_r \leq 10$ m, e $A(\cdot)$ é um fator de correção, expresso em dB, para a antena receptora e que, para cidades médias e pequenas, é dado por

$$A(h_r) = [1,1 \log(f) - 0,7]h_r - 1,56 \log(f) - 0,8 \quad (2.12)$$

e para cidades grandes é dado por

$$A(h_r) = \begin{cases} 8,29[\log(1,54h_r)]^2 - 1,1 & \text{para } f \leq 200 \text{ MHz} \\ 3,2[\log(11,75h_r)]^2 - 4,97 & \text{para } f \geq 400 \text{ MHz.} \end{cases} \quad (2.13)$$

Através das fórmulas de Hata, a perda pode ser facilmente calculada, fornecendo resultados praticamente iguais àqueles obtidos pela aplicação do método de Okumura.

Método de Ibrahim-Parsons

O método de Ibrahim-Parsons [18] foi desenvolvido para predições de perdas de percurso em áreas urbanas sem ondulações. As medidas foram feitas em Londres para frequências

entre 168 e 900 MHz, sendo a região em análise dividida em quadrados de 500 m de lado. O método exige informações mais detalhadas do ambiente quando comparado com aqueles anteriormente descritos. Para cada um dos quadrados acima mencionados, um estudo das construções existentes é realizado, extraíndo-se dois fatores: o fator de utilização do solo LU , definido como a proporção da área do quadrado coberta por edificações; e o fator de urbanização U , definido como a proporção da área coberta por edificações que contém altos prédios, isto é, construções com quatro ou mais pavimentos. A perda de propagação média, expressa em dB, entre duas antenas isotrópicas, é dada por

$$L = -20 \log(0,7h_t) - 8 \log(h_r) + \frac{f}{40} + 26 \log\left(\frac{f}{40}\right) - 86 \log\left(\frac{f+100}{156}\right) + \left[40 + 14,15 \log\left(\frac{f+100}{156}\right)\right] \log(x) + 0,265LU - 0,37H + K \quad (2.14)$$

onde $K = 0,087U - 5,5$ para centros de cidades e $K = 0$ para outros locais, h_t e h_r são respectivamente as alturas das antenas transmissora e receptora, dadas em m, com $h_r \leq 3$ m, f é a frequência, dada em MHz, x é a distância dada em m, com $x \leq 10.000$ m, LU é o fator de uso do solo, H é a diferença na altura dos quadrados que contêm as antenas transmissora e receptora e U é um fator de urbanização.

2.3 Métodos Estatísticos

Os modelos de propagação apresentados acima, apesar de incluir diversos fatores, conseguem prever apenas a intensidade média do sinal numa determinada região, uma vez que, na realidade, na sua aplicação, o modelo padroniza o ambiente.

Entretanto, mesmo que a média esteja correta, um móvel percorrendo uma área urbana qualquer experimenta grandes variações na intensidade do sinal recebido. Para uma caracterização mais precisa da propagação, duas alternativas são possíveis: ou o modelo aplicado inclui todos os obstáculos existentes no ambiente, ou utiliza-se uma análise estatística da propagação.

No desenvolvimento desta análise estatística, consideram-se principalmente três fatores: perdas de percurso, sombreamento e efeitos de multipercurso.

A perda de percurso diz respeito ao cálculo da média do sinal recebido, podendo ser determinada por qualquer dos métodos descritos anteriormente, de acordo com a conveniência.

Os efeitos de sombreamento são caracterizados pela variação da média local da envoltória do sinal causada pelos obstáculos existentes entre as antenas. Por suas características lentas em relação à distância, os efeitos do sombreamento são também denominados de desvanecimento de longo prazo¹.

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. Por suas características rápidas em relação à distância, os efeitos do multipercurso são também denominados de desvanecimento de curto prazo².

2.3.1 Modelo Simplificado de Propagação

Dos itens anteriores, verifica-se que um modelo de propagação deve incluir como parâmetros, além da distância, as alturas e ganhos das antenas, a frequência utilizada e outros fatores relativos ao ambiente. Assumindo que as características essenciais do terreno entre a Estação Base e o móvel não sofram variações significativas, isto é, que o móvel, por exemplo, não mude subitamente da periferia para o centro da cidade, a potência recebida w_r pelo móvel a uma distância x da Estação Base, operando na frequência f , pode ser expressa por [7]

$$w_r = C w_{r_0} \left(\frac{x}{x_0} \right)^{-\alpha} \left(\frac{f}{f_0} \right)^{-\nu} \quad (2.15)$$

onde w_{r_0} é a potência recebida na frequência f_0 e a uma distância x_0 , e C é um fator de correção que inclui, entre outros, as alturas e ganhos das antenas. O expoente ν é o fator de correção relacionado com a frequência e α é o coeficiente de perda de percurso, relacionado com a distância. De (2.1) e (2.2) vê-se que $\alpha = 2$ para propagação em espaço livre e $\alpha = 4$ para propagação em terreno plano. Como hipótese do modelo, deve-se

¹Do inglês *slow term fading*.

²Do inglês *short term fading*.

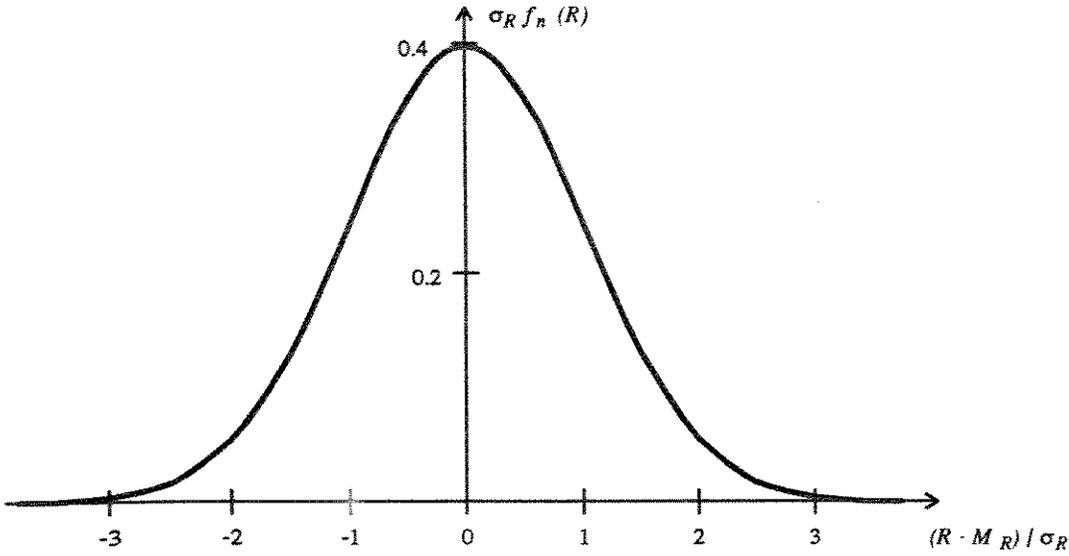


Figura 2.2: Função densidade de probabilidade da envoltória no ambiente log-normal.

salientar que α é considerada uma constante que não varia com a distância ou com a potência recebida. Medidas realizadas em diferentes áreas urbanas [10] apontam para um coeficiente de perda de percurso entre 3 e 4. Por exemplo, $\alpha = 3,68$ em Filadélfia (EUA) e 3,05 em Tóquio (Japão).

Supondo x_0 o raio de uma região circular em cujo centro está instalada a antena da Estação Base, temos que, de (2.15), a potência recebida w_r em função da distância x pode ser expressa por

$$w_r = k \left(\frac{x}{x_0} \right)^{-\alpha} \quad (2.16)$$

onde

$$k = C w_{r_0} \left(\frac{f}{f_0} \right)^{-\nu} \quad (2.17)$$

Percebe-se de (2.16) 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 dada por

$$m_w = k \left(\frac{x}{x_0} \right)^{-\alpha} \quad (2.18)$$

Além disso, para $x = x_0$ em (2.18), obtém-se que k é a potência média recebida por um móvel ao percorrer a circunferência de raio x_0 , isto é, ao percorrer a periferia da região.

2.3.2 Efeitos de Sombreamento

Medidas de campo realizadas por Okumura *et al.* [16] e Reudink [19], entre outros, têm justificado o consenso hoje existente que a componente mais lenta do desvanecimento pode ser convenientemente modelada através da distribuição log-normal, isto é, a envoltória R do sinal, expressa em dB, tem distribuição Gaussiana ou normal. Assim, sua função densidade de probabilidade (fdp) $f_n(R)$ ³ é dada por

$$f_n(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_R} \exp\left(-\frac{(R - M_R)^2}{2\sigma_R^2}\right) \quad (2.19)$$

onde M_R é a média e σ_R é o desvio padrão, todos expressos em dB. A figura 2.2 ilustra a distribuição estatística da envoltória caracterizada por (2.19). Em relação ao desvio padrão σ_R , foram observados [2], para áreas urbanas, valores entre 3 e 7 dB, sendo que, em geral, [20] valores maiores são encontrados para áreas suburbanas ou abertas. Tem-se observado também que [20] σ_R cresce com o aumento da frequência. Devido à lenta variação sofrida com a distância, a envoltória R caracterizada por (2.19) é também denominada como média local.

2.3.3 Efeitos de Multipercurso

Os efeitos do multipercuso podem ser analiticamente desenvolvidos através do teorema do limite central [21], supondo-se um número grande de ondas incidentes na antena receptora, com a amplitude e a fase de cada uma delas estatisticamente independente das demais e, além disto, que a fase tem distribuição uniforme entre 0 e 2π rad. Utilizando-se

³A notação utilizada neste trabalho para a fdp não segue a forma usualmente encontrada na literatura, qual seja, $f_X(x)$ onde X é a variável aleatória. Optou-se por uma representação que identifica, através de índices, os vários ambientes analisados e as distribuições de probabilidades a eles relacionadas. Além disso, uma vez que no âmbito deste capítulo a única variável aleatória mencionada é a envoltória do sinal, aboliu-se sua indicação.

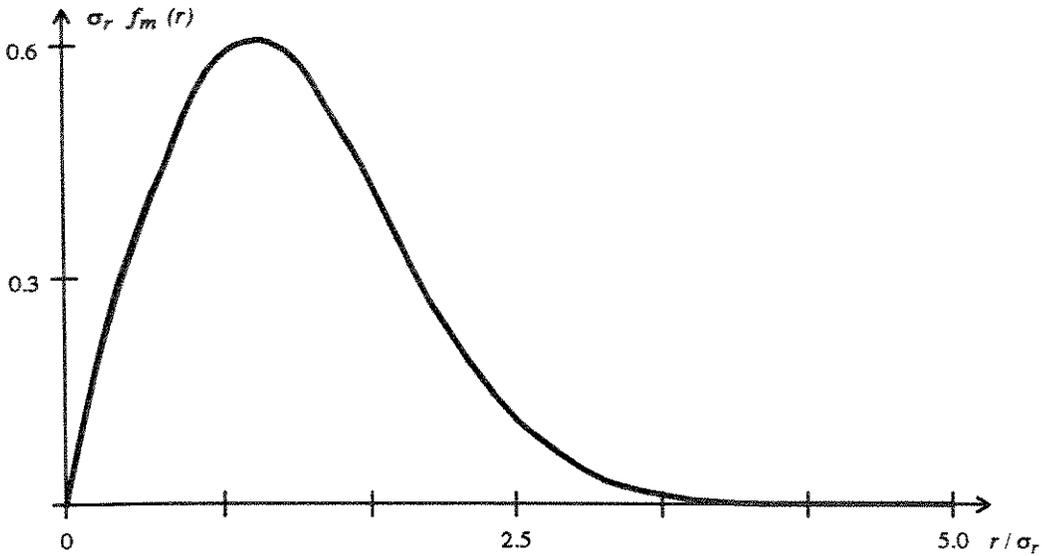


Figura 2.3: Função densidade de probabilidade da envoltória no ambiente Rayleigh.

este modelo, a fdp $f_m(r)$ da envoltória r do sinal obtida segue a distribuição de Rayleigh, ou seja

$$f_m(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (2.20)$$

onde $\sigma_r \sqrt{\pi/2}$ é a média e $\sigma_r \sqrt{2 - \pi/2}$ é o desvio padrão. A figura 2.3 ilustra a distribuição estatística da envoltória caracterizada por (2.20).

Fatores como [2] largura e orientação das ruas, tipo e densidade dos edifícios nas vizinhanças do receptor, entre outros, combinam-se influenciando o valor da média de maneira que somente para áreas pequenas o processo pode ser considerado estatisticamente estacionário.

2.3.4 Efeitos de Sombreamento e Multipercurso Combinados

Para ambientes com características de sombreamento e multipercurso combinados, é razoável esperar-se que o modelo estatístico para a envoltória do sinal inclua as distribuições log-normal e de Rayleigh. Vários estudos [22, 23, 24] sugeriram, para estes ambientes, a mistura na forma de uma distribuição de Rayleigh cuja média varia segundo a distribuição log-normal. Em outras palavras, sendo $E_m\{r_{dB}\}$ a média da envoltória,

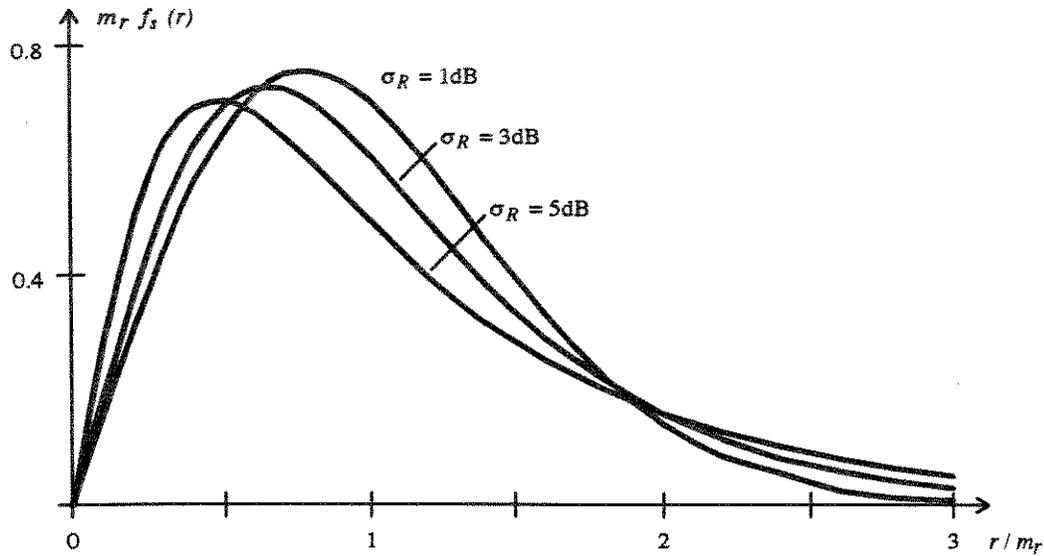


Figura 2.4: Função densidade de probabilidade da envoltória no ambiente Suzuki.

expressa em dB, obtida da distribuição de Rayleigh, temos que

$$E_m\{r_{dB}\} = R \quad (2.21)$$

onde R é a envoltória avaliada pela distribuição log-normal, isto é, a média local. Assim, a fdp $f_s(r)$ da envoltória pode ser representada por

$$f_s(r) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_m(r|R) f_n(R) dR \quad (2.22)$$

onde $f_m(r|R)$ é a fdp de Rayleigh condicionada ao valor da média local R e $f_n(R)$ é a fdp desta média local, dada por (2.19).

Utilizando-se (2.19) e (2.20) e lembrando-se que $E_m\{r_{dB}\} = 20 \log(\sigma_r \sqrt{\pi/2})$, temos que a fdp da distribuição sugerida por Suzuki para a envoltória r do sinal é dada por

$$f_s(r) = \sqrt{\frac{\pi}{8}} \frac{1}{\sigma_R} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{r}{(10)^{R/10}} \exp\left(-\frac{\pi r^2}{4(10)^{R/10}} - \frac{(R - M_R)^2}{2\sigma_R^2}\right) dR \quad (2.23)$$

onde M_R e σ_R são, respectivamente, a média e o desvio padrão da distribuição log-normal correspondente. A figura 2.4 ilustra a distribuição estatística da envoltória caracterizada por (2.23), sendo que o termo normalizador m_r é obtido por $M_R = 20 \log(m_r)$.

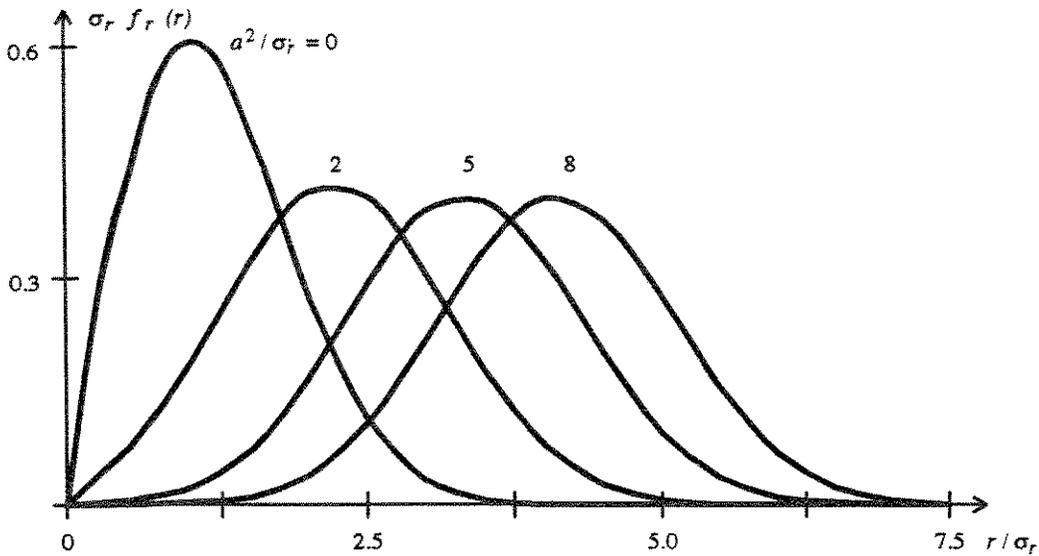


Figura 2.5: Função densidade de probabilidade da envoltória no ambiente Rice.

2.3.5 Propagação dentro de Edifícios

A propagação de ondas de rádio dentro de edifícios tem despertado grande interesse devido ao desenvolvimento de equipamentos portáteis de comunicação sem fio. Espera-se que para estes ambientes exista um forte efeito de multipercurso uma vez que os metais utilizados nestas construções atuam, nas frequências usuais de sistemas de rádio móvel, como espalhadores das ondas. Além disso, um caminho direto de propagação é geralmente considerado na modelagem destes ambientes pois dutos, fiação, etc., podem funcionar como “guias” de ondas, canalizando um sinal “direto” até a antena receptora.

A modelagem estatística da envoltória do sinal para esta situação pode, portanto, ser feita pela distribuição de Rice, que aplica-se aos casos onde existe uma componente direta em um ambiente com multipercurso. A fdp $f_r(r)$ da envoltória r é, então, dada por

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma_r^2}\right) I_0\left(\frac{r a}{\sigma_r^2}\right) \quad (2.24)$$

onde $a^2/2$ e σ_r^2 são respectivamente as potências das ondas direta e refletidas e I_0 é a função de Bessel modificada de ordem 0, definida como [25]

$$I_0(z) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp[z \cos(\theta)] d\theta. \quad (2.25)$$

Pode-se observar que, para $a = 0$ em (2.24), $f_r(r)$ reduz-se à fdp da distribuição de Rayleigh, como esperado.

2.4 Sumário e Conclusões

Não existe um único modelo para a predição das perdas de propagação em ambientes de rádio móvel. Em geral, consideram-se três efeitos: perdas de percurso, sombreamento e multipercurso. A perda de percurso é proporcional à distância na forma $x^{-\alpha}$, com o coeficiente de perda $2 \leq \alpha \leq 4$. Os efeitos de sombreamento e de multipercurso podem ser modelados, respectivamente, pelas distribuições log-normal e de Rayleigh. Para ambientes onde estes efeitos estão combinados, pode-se utilizar a distribuição de Suzuki. Finalmente, para propagação dentro de edifícios, onde considera-se a existência de uma onda direta num ambiente com multipercurso, pode-se utilizar a distribuição de Rice.

Capítulo 3

Cálculo da Área de Cobertura

A determinação da área de cobertura da Estação Base constitui importante tarefa no planejamento de sistemas de rádio móvel. Atualmente, métodos empíricos são, em geral, utilizados na predição das perdas de propagação. Entretanto, um tratamento analítico deste problema é possível a partir da caracterização do desvanecimento do sinal por meio de modelos estatísticos. Quatro destes modelos são abordados neste trabalho, a saber: (i) distribuição log-normal para efeitos de sombreamento; (ii) distribuição de Rayleigh para efeitos de multipercuso; (iii) distribuição de Suzuki para efeitos de sombreamento e multipercurso combinados; e (iv) distribuição de Rice para propagação dentro de edifícios. Dentre os modelos acima citados, o cálculo da área de cobertura encontra-se disponível na literatura [9] apenas para o primeiro deles, isto é, para o ambiente log-normal. Os demais constituem uma contribuição original proposta por este trabalho.

Em relação às distribuições estatísticas do sinal, duas abordagens podem ser igualmente utilizadas: a que faz uso da envoltória do sinal e a da potência do sinal. Esta última alternativa, como proposto neste trabalho, mostra-se mais atraente pois oferece menores dificuldades matemáticas. Por exemplo, no caso do ambiente Rayleigh, como pode ser visto adiante, a potência do sinal é caracterizada pela distribuição exponencial negativa enquanto que sua envoltória tem comportamento mais complexo, baseado na própria distribuição de Rayleigh. Esta simplificação é também observada, em menor grau, para os ambientes Suzuki e Rice.

Neste capítulo, após algumas definições preliminares introduzidas na seção 3.1, duas abordagens são realizadas: a cobertura dos locais a uma determinada distância da Estação Base (seção 3.2) e a cobertura dos locais até esta distância (seção 3.3). Detalhes sobre estas abordagens são dadas adiante.

3.1 Cálculos e Definições Preliminares

A avaliação da área de cobertura envolve a análise da potência recebida pelas Estações Móveis ao deslocarem-se pela Área de Serviço. Neste trabalho, esta avaliação é considerada sob dois aspectos: a potência média recebida e a influência da variabilidade do ambiente sobre esta média.

A potência média depende, em princípio, apenas de variáveis determinísticas. Entre outros fatores, esta média relaciona-se com a potência do transmissor, com a frequência utilizada, com as alturas e ganhos das antenas e com a atenuação imposta ao sinal pela distância que separa transmissor e receptor no ambiente em questão. Não são considerados, entretanto, o que talvez mais caracterize a propagação em sistemas de rádio móvel, qual seja, a influência aleatória que o meio exerce sobre o sinal através, por exemplo, do perfil do terreno e da distribuição dos obstáculos pela área. Cabe aos modelos estatísticos, como os apresentados na seção 2.3, a caracterização desta influência.

3.1.1 Potência Média

O primeiro passo na estimativa da área de cobertura da célula constitui-se na determinação da potência média do sinal recebida pelo móvel a uma dada distância da Estação Base. Neste trabalho utiliza-se para isto o modelo simplificado de propagação apresentado na seção 2.3.1. Supondo-se uma célula de raio x_0 em cujo centro está instalada a antena da Estação Base, temos que, de (2.18), a potência média recebida m_w , em função da distância x , pode ser expressa por

$$m_w = k \left(\frac{x}{x_0} \right)^{-\alpha} \quad (3.1)$$

onde α é o coeficiente de perda de percurso e k é a potência média recebida na borda da célula, ou seja, na circunferência de raio x_0 .

Para a potência média $M_W = 10 \log(m_w)$ expressa em dB, temos que

$$M_W = K - 10 \alpha \log \left(\frac{x}{x_0} \right) \quad (3.2)$$

onde $K = 10 \log(k)$.

3.1.2 Variabilidade do Ambiente

A influência da variabilidade do meio sobre a potência do sinal recebido é avaliada, neste trabalho, a partir de quatro modelos estatísticos de predição da envoltória do sinal. Estes modelos, já mencionados anteriormente, são: (i) distribuição log-normal para efeitos de sombreamento; (ii) distribuição de Rayleigh para efeitos de multipercuso; (iii) distribuição de Suzuki para efeitos de sombreamento e multipercuso combinados; e (iv) distribuição de Rice para propagação dentro de edifícios. Entretanto, como os modelos citados dizem respeito à envoltória do sinal, torna-se conveniente alterá-los a fim de obter-se a caracterização estatística da potência recebida.

Sendo r a envoltória do sinal e $f(r)$ sua função densidade de probabilidade (fdp), define-se $w = r^2/2$ como a potência recebida. A fdp $g(w)$ ¹ da potência pode ser facilmente obtida usando-se a transformação de variáveis proposta, sendo dada por

$$g(w) = \frac{1}{\sqrt{2w}} f(\sqrt{2w}) \quad (3.3)$$

com a média e a variância dadas, respectivamente, por

$$E\{w\} = \frac{1}{2} E\{r^2\} \quad (3.4)$$

e

$$\text{var}(w) = \frac{1}{4} E\{r^4\} - \frac{1}{4} E^2\{r^2\} \quad (3.5)$$

¹Neste trabalho as fdp da envoltória e potência do sinal são representadas respectivamente por $f(r)$ e $g(w)$. Para maiores esclarecimentos sobre a notação utilizada veja nota à página 21.

onde $E\{r^n\}$ o n -ésimo momento estatístico da envoltória r . A função distribuição de probabilidade (FDP) $G(w_0)$ ², definida como a probabilidade da potência w ser menor ou igual que um determinado valor w_0 , é dada por

$$G(w_0) = \text{prob}\{w \leq w_0\} = \int_0^{w_0} g(w)dw. \quad (3.6)$$

Para a potência $W = 10 \log(w)$ e a envoltória $R = 20 \log(r)$ expressas em dB, temos que $W = R - 10 \log(2)$. Neste caso, a fdp $g(W)$ é dada por

$$g(W) = f[W + 10 \log(2)] \quad (3.7)$$

com a média e a variância dadas, respectivamente, por

$$E\{W\} = E\{R\} - 10 \log(2) \quad (3.8)$$

e

$$\text{var}(W) = \text{var}(R) \quad (3.9)$$

onde $E\{R\}$ e $\text{var}(R)$ são respectivamente a média e a variância, expressas em dB, da envoltória do sinal. A FDP $G(W_0)$ da potência é, de modo similar à (3.6), dada por

$$G(W_0) = \text{prob}\{W \leq W_0\} = \int_{-\infty}^{W_0} g(W) dW \quad (3.10)$$

onde $W_0 = 10 \log(w_0)$. A seguir, para cada um dos modelos de desvanecimento da envoltória abordados neste trabalho, utilizam-se as expressões acima apresentadas para a caracterização estatística da potência recebida.

Efeitos de Sombreamento

Os efeitos de sombreamento sobre a envoltória do sinal podem ser avaliados através da distribuição log-normal. De (2.19), temos que a fdp $f_n(R)$ da envoltória R , expressa

²A notação utilizada neste trabalho para a FDP não segue a forma usualmente encontrada na literatura, qual seja, $G_X(x)$ onde X é a variável aleatória. De maneira similar à fdp (vide nota à página 21), optou-se por uma representação que identifica, através de índices, os vários ambientes analisados (como pode-se ver nas próximas páginas) e, por simplicidade, aboliu-se a indicação da variável aleatória.

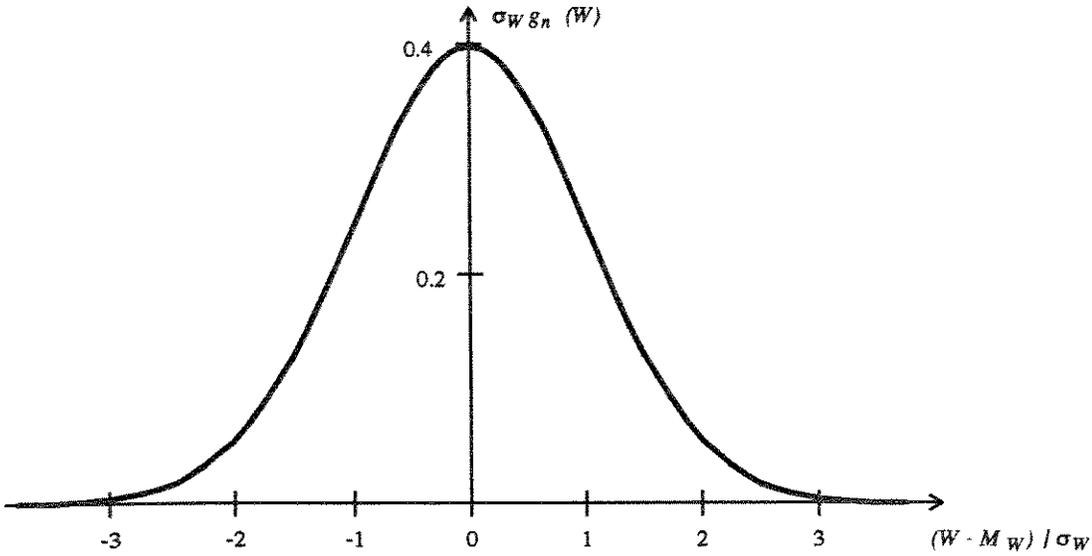


Figura 3.1: Função densidade de probabilidade da potência no ambiente log-normal.

em dB, é dada por

$$f_n(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_R} \exp\left(-\frac{(R - M_R)^2}{2\sigma_R^2}\right) \quad (3.11)$$

onde M_R é a média e σ_R é o desvio padrão, todos expressos em dB. Substituindo-se (3.11) em (3.7), obtém-se a fdp $g_n(W)$ da potência W tal que

$$g_n(W) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_W} \exp\left(-\frac{(W - M_W)^2}{2\sigma_W^2}\right) \quad (3.12)$$

onde $M_W = M_R - 10 \log(2)$ é a média e $\sigma_W = \sigma_R$ é o desvio padrão, expressos em dB.

A figura (3.1) ilustra a distribuição estatística da potência caracterizada por (3.12). Pode-se observar que a distribuição da potência do sinal é, de maneira semelhante a sua envoltória, também log-normal.

Substituindo-se (3.12) em (3.10), temos que a FDP $G_n(W_0)$ é dada por [26]

$$\begin{aligned} G_n(W_0) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_W} \int_{-\infty}^{W_0} \exp\left(-\frac{(W - M_W)^2}{2\sigma_W^2}\right) dW \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{W_0 - M_W}{\sqrt{2} \sigma_W}\right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

onde $\operatorname{erf}(\cdot)$ é a função erro definida como

$$\operatorname{erf}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^y \exp(-t^2) dt \quad (3.14)$$

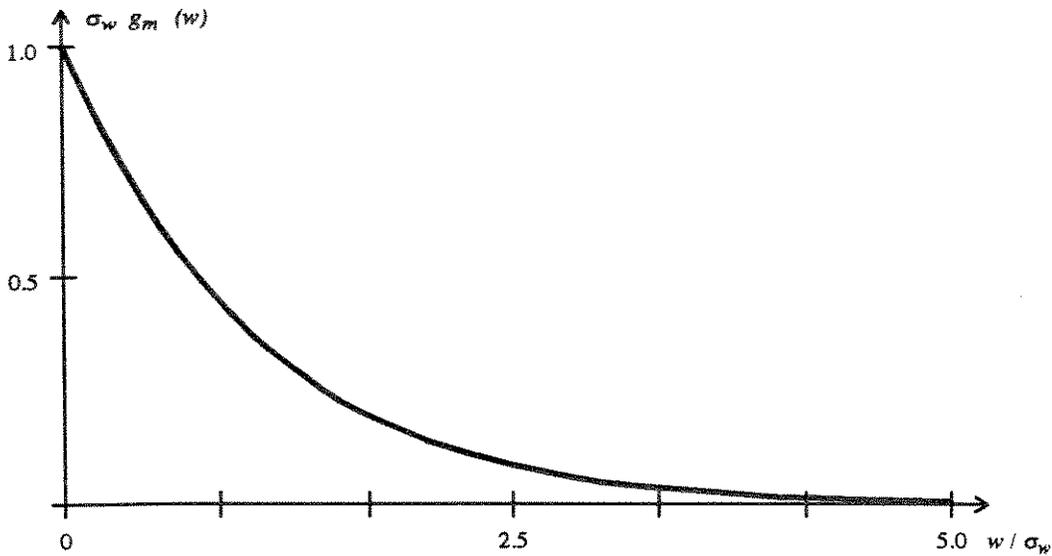


Figura 3.2: Função densidade de probabilidade da potência no ambiente Rayleigh.

sendo que $\text{erf}(-y) = -\text{erf}(y)$.

Efeitos de Multipercurso

Os efeitos de multipercurso sobre a envoltória do sinal podem ser avaliados através da distribuição de Rayleigh. De (2.20), temos que a fdp $f_m(r)$ da envoltória r é dada por

$$f_m(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (3.15)$$

onde $\sigma_r\sqrt{\pi/2}$ é a média e $\sigma_r\sqrt{2 - \pi/2}$ é o desvio padrão. Substituindo-se (3.15) em (3.3), obtém-se a fdp $g_m(w)$ da potência w tal que

$$g_m(w) = \frac{1}{\sigma_w} \exp\left(-\frac{w}{\sigma_w}\right) \quad (3.16)$$

onde $\sigma_w = \sigma_r^2$.

A figura (3.2) ilustra a distribuição estatística da potência caracterizada por (3.16). Pode-se observar que a potência do sinal tem distribuição exponencial negativa, com média e desvio padrão iguais à σ_w .

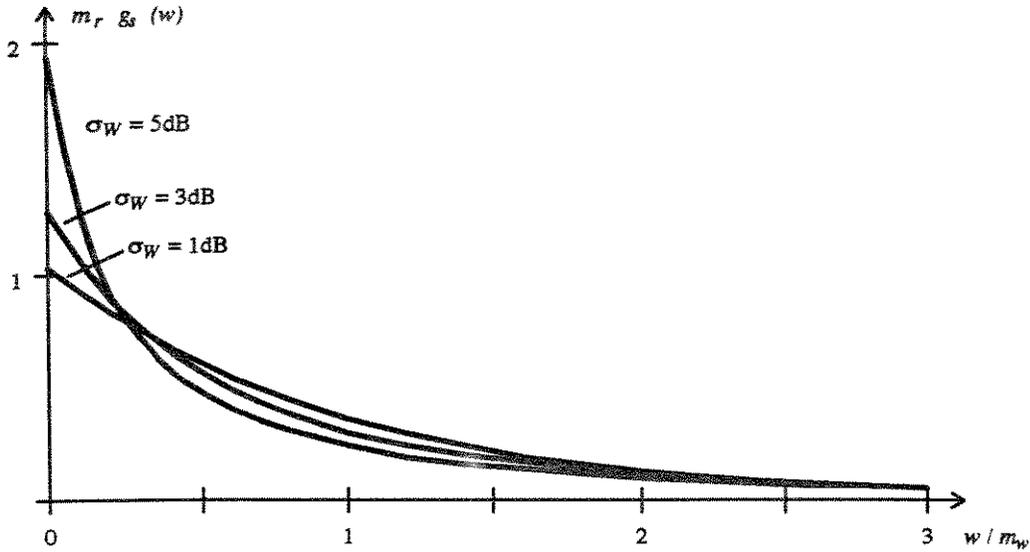


Figura 3.3: Função densidade de probabilidade da potência no ambiente Suzuki.

Substituindo-se (3.16) em (3.6), temos que a FDP $G_m(w_0)$ é dada por

$$\begin{aligned} G_m(w_0) &= \frac{1}{\sigma_w} \int_0^{w_0} \exp\left(-\frac{w}{\sigma_w}\right) dw \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{w_0}{\sigma_w}\right). \end{aligned} \quad (3.17)$$

Efeitos de Sombreamento e Multipercurso Combinados

Os efeitos de sombreamento e multipercurso combinados sobre a envoltória do sinal podem ser avaliados através da distribuição de Suzuki. De (2.23), temos que a fdp $f_s(r)$ da envoltória r é dada por

$$f_s(r) = \sqrt{\frac{\pi}{8}} \frac{1}{\sigma_R} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{r}{(10)^{R/10}} \exp\left(-\frac{\pi r^2}{4(10)^{R/10}} - \frac{(R - M_R)^2}{2\sigma_R^2}\right) dR \quad (3.18)$$

onde M_R é a média, expressa em dB, conforme demonstrado no apêndice 3A. Alterando-se a variável de integração de modo que $R = 10 \log(m_r^2/t)$ e $M_R = 20 \log(m_r)$, temos que

$$f_s(r) = \frac{5}{\ln(10)} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{r}{m_r^2 \sigma_R} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\pi r^2}{4m_r^2} t - \frac{50}{\sigma_R^2} \log^2(t)\right) dt. \quad (3.19)$$

Substituindo-se (3.19) em (3.3), obtém-se a fdp $g_s(w)$ da potência w tal que

$$g_s(w) = \frac{5}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{m_w \sigma_W} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{w}{m_w} t - \frac{50}{\sigma_W^2} \log^2(t)\right) dt \quad (3.20)$$

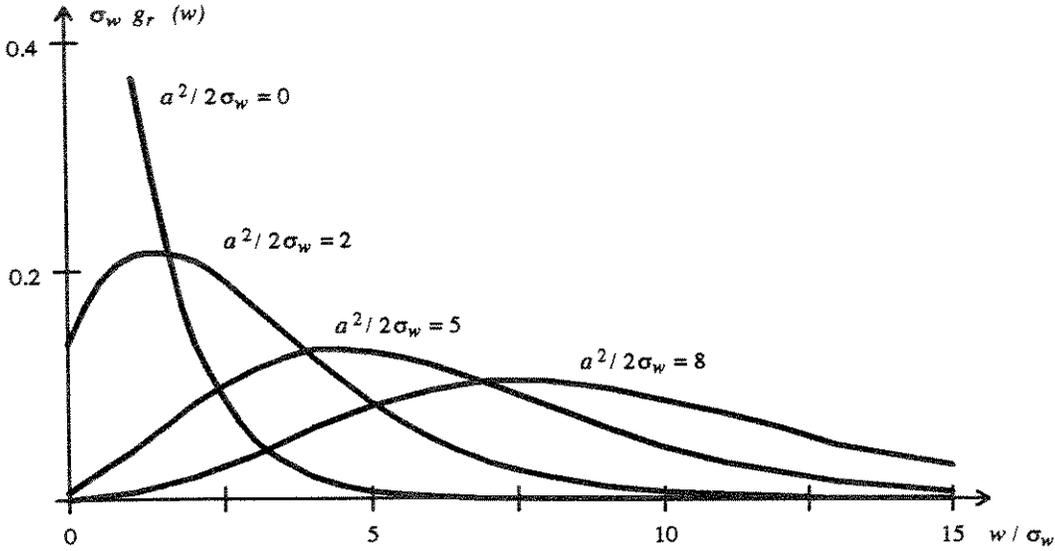


Figura 3.4: Função densidade de probabilidade da potência no ambiente Rice.

onde $\sigma_W = \sigma_R$ e $m_w = 2m_r^2/\pi$ é a potência média, conforme demonstrado no apêndice 3A.

A figura (3.3) ilustra a distribuição estatística da potência caracterizada por (3.20).

Substituindo-se (3.20) em (3.6), temos que a FDP $G_s(w_0)$ é dada por

$$\begin{aligned} G_s(w_0) &= \frac{5}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{m_w \sigma_W} \int_0^{w_0} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{w}{m_w}t - \frac{50}{\sigma_W^2} \log^2(t)\right) dt dw \\ &= \frac{5}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{m_w \sigma_W} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{50}{\sigma_W^2} \log^2(t)\right) \int_0^{w_0} e^{-\frac{w}{m_w}t} dw dt. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Resolvendo-se a integral em dw em (3.21), obtém-se

$$G_s(w_0) = 1 - \frac{5}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sigma_W} \int_0^\infty \frac{1}{t} \exp\left(-\frac{w_0}{m_w}t - \frac{50}{\sigma_W^2} \log^2(t)\right) dt. \quad (3.22)$$

Propagação Dentro de Edifícios

A propagação dentro de edifícios pode ser avaliada através da distribuição de Rice.

De (2.24), temos que a fdp $f_r(r)$ da envoltória r é dada por

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma_r^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{\sigma_r^2}\right) \quad (3.23)$$

onde $a^2/2$ e σ_r^2 são respectivamente as potências das ondas direta e refletidas e $I_0(\cdot)$ é a função de Bessel modificada de ordem 0, definida por (2.25). Substituindo-se (3.23) em (3.3), obtém-se a fdp $g_r(w)$ da potência w tal que

$$g_r(w) = \frac{1}{\sigma_w} \exp\left(-\frac{2w + a^2}{2\sigma_w}\right) I_0\left(\frac{a\sqrt{2w}}{\sigma_w}\right) \quad (3.24)$$

onde $\sigma_w = \sigma_r^2$. A figura (3.4) ilustra a distribuição estatística da potência caracterizada por (3.24).

O cálculo do valor médio da potência, como fica claro mais adiante, é um dos passos necessários na determinação da área de cobertura. Para a potência caracterizada por (3.24), este cálculo está colocado em separado, no apêndice 3B, uma vez que seu desenvolvimento não é trivial. Do apêndice 3B, obtém-se que este valor médio é dado por $\sigma_w + a^2/2$.

Substituindo-se (3.24) em (3.6), temos que a FDP $G_r(w_0)$ é dada por (o desenvolvimento mais detalhado encontra-se no apêndice 3C)

$$\begin{aligned} G_r(w_0) &= \frac{1}{\sigma_w} \int_0^{w_0} \exp\left(-\frac{2w + a^2}{2\sigma_w}\right) I_0\left(\frac{a\sqrt{2w}}{\sigma_w}\right) dw \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{2w_0 + a^2}{2\sigma_w}\right) \sum_{j=0}^{\infty} \left(\frac{a}{\sqrt{2w_0}}\right)^j I_j\left(\frac{a\sqrt{2w_0}}{\sigma_w}\right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

onde $I_j(\cdot)$ é a função de Bessel modificada de ordem j , definida por [25]

$$I_j(z) = \frac{z^j}{\pi(2j-1)!!} \int_0^\pi \sin^{2j}(\theta) \exp[z \cos(\theta)] d\theta \quad j = 0, 1, 2, \dots \quad (3.26)$$

onde $(2j-1)!! = (1)(3)(5)\dots(2j-1)$. Pode-se observar que, para $a = 0$ em (3.25), a FDP $G_r(w_0)$ reduz-se, como esperado, àquela obtida para a distribuição de Rayleigh, isto é, à (3.17).

3.1.3 Abordagens Propostas para a Área de Cobertura

No âmbito deste trabalho, duas abordagens para a área de cobertura são colocadas: (i) cobertura dos locais a uma dada distância e (ii) cobertura dos locais até uma dada distância. No primeiro caso deseja-se avaliar a proporção do perímetro de uma circunferência onde

a potência do sinal recebido seja maior ou igual que um determinado limiar. Esta abordagem encontra-se desenvolvida na seção 3.2. No outro caso, a avaliação diz respeito à proporção da área de um círculo onde a potência do sinal recebido seja maior ou igual que um dado limiar. O desenvolvimento para esta abordagem encontra-se na seção 3.3.

3.2 Cobertura dos Locais a uma Distância x

Dada uma circunferência de raio x , em cujo centro encontra-se a antena da Estação Base, define-se β como a proporção do perímetro desta circunferência onde a potência do sinal recebido seja maior ou igual que um determinado limiar w_T . De (3.1), temos que a potência média recebida neste perímetro é constante e, portanto,

$$\beta = \text{prob}\{w \geq w_T\} = \int_{w_T}^{\infty} g(w) dw = 1 - G(w_T) \quad (3.27)$$

onde $g(w)$ e $G(w_T)$ são, respectivamente, a fdp e a FDP da potência do sinal.

Deve-se salientar que, embora não explícito em (3.27), β depende, além do limiar w_T , da distância (ou raio) x . A influência de x dá-se através da potência média recebida, que é avaliada por (3.1) ou (3.2). A seguir, são desenvolvidos os cálculos de β para cada um dos modelos estatísticos abordados neste trabalho.

Ambiente Log-Normal

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição log-normal temos que, substituindo-se (3.13) em (3.27),

$$\beta_n = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf} \left(\frac{W_T - M_W}{\sqrt{2} \sigma_W} \right) \quad (3.28)$$

onde o limiar W_T , a média M_W e o desvio padrão σ_W são expressos em dB. De (3.2), temos que $M_W = K - 10\alpha \log(x/x_0)$ e portanto

$$\beta_n = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf} \left(\frac{W_T - K + 10\alpha \log(x/x_0)}{\sqrt{2} \sigma_W} \right) \quad (3.29)$$

onde α é o coeficiente de perda de percurso e K é a potência média na circunferência de raio x_0 , isto é, na periferia da célula, expressa em dB. A expressão para β_n pode ser reduzida à

$$\beta_n = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{W_T - K}{\sqrt{2} \sigma_w} \right) \quad (3.30)$$

quando $x = x_0$ em (3.29).

Ambiente Rayleigh

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Rayleigh temos que, substituindo-se (3.17) em (3.27),

$$\beta_m = \exp \left(-\frac{w_T}{\sigma_w} \right) \quad (3.31)$$

onde σ_w é a potência média. Usando-se (3.1), temos que $\sigma_w = k(x/x_0)^{-\alpha}$ e portanto

$$\beta_m = \exp \left[-\frac{w_T}{k} \left(\frac{x}{x_0} \right)^\alpha \right] \quad (3.32)$$

onde, novamente, k é a potência média na periferia da célula. A expressão para β_m pode ser reduzida à

$$\beta_m = \exp \left(-\frac{w_T}{k} \right) \quad (3.33)$$

quando $x = x_0$ em (3.32).

Ambiente Suzuki

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Suzuki temos que, substituindo-se (3.22) em (3.27),

$$\beta_s = \frac{5}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sigma_w} \int_0^\infty \frac{1}{t} \exp \left(-\frac{w_T}{m_w} t - \frac{50}{\sigma_w^2} \log^2(t) \right) dt \quad (3.34)$$

onde m_w a média da potência e σ_w é o desvio padrão, expresso em dB, do ambiente log-normal correspondente. De (3.1), temos que $m_w = k(x/x_0)^{-\alpha}$ e portanto

$$\beta_s = \frac{5}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sigma_w} \int_0^\infty \frac{1}{t} \exp \left[-\frac{w_T}{k} \left(\frac{x}{x_0} \right)^\alpha t - \frac{50}{\sigma_w^2} \log^2(t) \right] dt. \quad (3.35)$$

A expressão para β_s pode ser reduzida à

$$\beta_s = \frac{5}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sigma_W} \int_0^\infty \frac{1}{t} \exp\left(-\frac{w_T}{k}t - \frac{50}{\sigma_W^2} \log^2(t)\right) dt \quad (3.36)$$

quando $x = x_0$ em (3.35).

Ambiente Rice

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Rice temos que, substituindo-se (3.25) em (3.27),

$$\beta_r = \exp\left(-\frac{2w_T + a^2}{2\sigma_w}\right) \sum_{j=0}^{\infty} \left(\frac{a}{\sqrt{2w_T}}\right)^j I_j\left(\frac{a\sqrt{2w_T}}{\sigma_w}\right) \quad (3.37)$$

onde $\sigma_w + a^2/2$ é a potência média. Usando-se (3.1), temos que $\sigma_w + a^2/2 = k(x/x_0)^{-\alpha}$ ou

$$\sigma_w = \frac{k}{1+A} \left(\frac{x}{x_0}\right)^{-\alpha} \quad (3.38)$$

onde $A = a^2/2\sigma_w$ é a razão entre as potências das ondas direta e refletidas. Além disso, sabendo-se que a função de Bessel modificada de ordem j pode ser expressa pela somatória [25]

$$I_j(z) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!(i+j)!} \left(\frac{z}{2}\right)^{2i+j} \quad j = 0, 1, 2, \dots \quad (3.39)$$

temos que, utilizando-se (3.38) e (3.39) em (3.37), obtém-se

$$\beta_r = \exp\left[-(1+A)\frac{w_T}{k} \left(\frac{x}{x_0}\right)^{\alpha} - A\right] \sum_{j=0}^{\infty} A^j \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!(i+j)!} \left[A(1+A)\frac{w_T}{k} \left(\frac{x}{x_0}\right)^{\alpha}\right]^i \quad (3.40)$$

Alterando-se a ordem das somatórias, temos que

$$\begin{aligned} \beta_r &= \exp\left[-(1+A)\frac{w_T}{k} \left(\frac{x}{x_0}\right)^{\alpha} - A\right] \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \left[A(1+A)\frac{w_T}{k} \left(\frac{x}{x_0}\right)^{\alpha}\right]^i \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{(i+j)!} \\ &= \exp\left[-(1+A)\frac{w_T}{k} \left(\frac{x}{x_0}\right)^{\alpha} - A\right] \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \left[(1+A)\frac{w_T}{k} \left(\frac{x}{x_0}\right)^{\alpha}\right]^i \sum_{n=i}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \end{aligned} \quad (3.41)$$

onde $n = i + j$. Definindo-se

$$e_n(z) = \sum_{m=0}^n \frac{z^m}{m!} = e^z - \sum_{m=n+1}^{\infty} \frac{z^m}{m!} \quad (3.42)$$

temos, finalmente, que

$$\beta_r = \exp \left[-(1+A) \frac{w_T}{k} \left(\frac{x}{x_0} \right)^\alpha \right] \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1 - e_{i-1}(A) e^{-A}}{i!} \left[(1+A) \frac{w_T}{k} \left(\frac{x}{x_0} \right)^\alpha \right]^i \quad (3.43)$$

onde $e_{-1} = 0$. Pode-se observar que, para $A = 0$ em (3.43), β_r reduz-se, como esperado, à expressão obtida para o ambiente de Rayleigh, isto é, à (3.32). A expressão para β_r pode também ser reduzida à

$$\beta_r = \exp \left(-(1+A) \frac{w_T}{k} \right) \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1 - e_{i-1}(A) e^{-A}}{i!} \left((1+A) \frac{w_T}{k} \right)^i \quad (3.44)$$

quando $x = x_0$ em (3.43).

3.3 Cobertura dos Locais até uma Distância x_0

Dado um círculo de raio x_0 , em cujo centro encontra-se a antena da Estação Base, define-se μ como a proporção da área deste círculo onde a potência do sinal recebido seja maior ou igual que um determinado limiar w_T . Deste modo

$$\mu = \frac{1}{S} \int_S \text{prob}\{w \geq w_T\} dS = \frac{1}{S} \int_S [1 - G(w_T)] dS \quad (3.45)$$

onde $S = \pi x_0^2$ é a área do círculo, dS é seu respectivo incremento infinitesimal e $G(w)$ é a FDP da potência. Sendo x e θ as variáveis de integração de tal modo que $0 \leq x \leq x_0$ e $0 \leq \theta \leq 2\pi$ rad, temos que $dS = x dx d\theta$ e portanto

$$\mu = \frac{1}{\pi x_0^2} \int_0^{x_0} \int_0^{2\pi} [1 - G(w_T)] x d\theta dx. \quad (3.46)$$

Resolvendo-se a integral em $d\theta$ em (3.46), temos que

$$\mu = \frac{2}{x_0^2} \int_0^{x_0} x [1 - G(w_T)] dx. \quad (3.47)$$

Definindo-se $u = x/x_0$ e utilizando-se (3.27), temos que

$$\mu = 2 \int_0^1 u \beta du. \quad (3.48)$$

Da seção anterior, vê-se que a distância x ou, de outra forma, a razão $u = x/x_0$ está explícita em todas as expressões obtidas para β . No cálculo de μ , entretanto, esta dependência desaparece pela integração que é realizada em (3.48). A seguir, são desenvolvidos os cálculos de μ para cada um dos modelos estatísticos abordados neste trabalho.

Ambiente Log-Normal

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição log-normal, temos que, substituindo-se (3.29) em (3.48),

$$\mu_n = \int_0^1 u \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{W_T - K + 10\alpha \log(u)}{\sqrt{2} \sigma_W} \right) \right] du. \quad (3.49)$$

Resolvendo-se a integral em (3.49), chega-se ao resultado obtido por Reudink [9]

$$\mu_n = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \operatorname{erf}(a) + \exp \left(\frac{2ab+1}{b^2} \right) \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{ab+1}{b} \right) \right] \right\} \quad (3.50)$$

onde $a = (K - W_T)/\sqrt{2} \sigma_W$, $b = 10\alpha \log(\epsilon)/\sqrt{2} \sigma_W$ e $\operatorname{erf}(\cdot)$ é a função erro definida por (3.14).

Ambiente Rayleigh

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Rayleigh, temos que, substituindo-se (3.32) em (3.48),

$$\mu_m = 2 \int_0^1 u \exp \left(-\frac{w_T}{k} u^\alpha \right) du. \quad (3.51)$$

Definindo-se $v = w_T u^\alpha/k$, temos que [27, 28]

$$\begin{aligned} \mu_m &= \frac{2}{\alpha} \left(\frac{w_T}{k} \right)^{-\frac{2}{\alpha}} \int_0^{w_T/k} v^{\frac{2}{\alpha}-1} e^{-v} dv \\ &= \frac{2}{\alpha} \left(\frac{w_T}{k} \right)^{-\frac{2}{\alpha}} \gamma \left(\frac{2}{\alpha}, \frac{w_T}{k} \right) \end{aligned} \quad (3.52)$$

onde $\gamma(\cdot)$ é a função gama incompleta definida por

$$\gamma(z, y) = \int_0^y t^{z-1} e^{-t} dt \quad \operatorname{Re}\{z\} > 0. \quad (3.53)$$

Ambiente Suzuki

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Suzuki, temos que, substituindo-se (3.35) em (3.48),

$$\mu_s = \frac{10}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sigma_W} \int_0^1 u \int_0^\infty \frac{1}{t} \exp \left(-\frac{w_T}{k} u^\alpha t - \frac{50}{\sigma_W^2} \log^2(t) \right) dt du$$

$$= \frac{10}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sigma_W} \int_0^\infty \frac{1}{t} \exp\left(-\frac{50}{\sigma_W^2} \log^2(t)\right) \int_0^1 u e^{-\frac{w_T}{k} u^\alpha t} du dt. \quad (3.54)$$

Resolvendo-se a integral em du em (3.54) de modo similar ao realizado em (3.51), temos que

$$\mu_s = \frac{5}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{2}{\alpha} \frac{1}{\sigma_W} \left(\frac{w_T}{k}\right)^{-\frac{2}{\alpha}} \int_0^\infty t^{-\frac{2}{\alpha}-1} \exp\left(-\frac{50}{\sigma_W^2} \log^2(t)\right) \gamma\left(\frac{2}{\alpha}, \frac{w_T}{k} t\right) dt \quad (3.55)$$

onde $\gamma(\cdot)$ é a função gama incompleta definida por (3.53).

Ambiente Rice

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Rice, temos que, substituindo-se (3.43) em (3.48),

$$\begin{aligned} \mu_r &= 2 \int_0^1 u \exp\left[-(1+A) \frac{w_T}{k} u^\alpha\right] \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1 - e_{i-1}(A) e^A}{i!} \left[(1+A) \frac{w_T}{k} u^\alpha\right]^i du \\ &= 2 \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1 - e_{i-1}(A) e^{-A}}{i!} \left[(1+A) \frac{w_T}{k}\right]^i \int_0^1 u^{i\alpha+1} e^{-(1+A) \frac{w_T}{k} u^\alpha} du. \end{aligned} \quad (3.56)$$

Resolvendo-se a integral em (3.56) de modo similar ao realizado em (3.51), temos que

$$\mu_r = \frac{2}{\alpha} \left[(1+A) \frac{w_T}{k}\right]^{-\frac{2}{\alpha}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} [1 - e_{i-1}(A) e^{-A}] \gamma\left[\frac{2}{\alpha} + i, (1+A) \frac{w_T}{k}\right] \quad (3.57)$$

onde $e_i(\cdot)$ conforme definido em (3.42). Pode-se observar que, para $A = 0$ em (3.57), μ_r reduz-se, como esperado, à expressão obtida para o ambiente de Rayleigh.

3.4 Sumário e Conclusões

O cálculo analítico da área de cobertura da Estação Base é possível a partir de modelos estatísticos. Na caracterização do desvanecimento do sinal podem-se utilizar modelos para a envoltória ou para a potência do sinal. Este último caminho é o escolhido neste trabalho por oferecer menores dificuldades matemáticas. Duas abordagens estão desenvolvidas ao longo deste capítulo: a cobertura dos locais a uma dada distância da antena da Estação Base, e a cobertura dos locais até esta distância. No primeiro caso, deseja-se a proporção

do perímetro de uma circunferência onde o sinal recebido seja maior ou igual que um determinado limiar. No outro caso, é calculada a proporção da área de um círculo onde o sinal recebido seja maior ou igual que este limiar. Estas abordagens estão aplicadas aos seguintes ambientes: log-normal, Rayleigh, Suzuki e Rice.

3.5 Apêndices

3A Média da Distribuição de Suzuki

A distribuição de Suzuki pode ser definida por (vide seção 2.3.4)

$$f_s(r) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_m(r|R) f_n(R) dR \quad (3.A1)$$

onde $f_m(r|R)$ é a distribuição de Rayleigh condicionada ao valor, expresso em dB, da média local R e $f_n(R)$ é a distribuição log-normal desta média local. Definindo-se $r_{dB} = 20 \log(r)$ a envoltória do sinal, expressa em dB, pode-se obter, por meio de mudança de variável, que

$$f_s(r_{dB}) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_m(r_{dB}|R) f_n(R) dR. \quad (3.A2)$$

O valor médio da envoltória, expressa em dB, é dado por

$$E_s\{r_{dB}\} = \int_0^{\infty} r_{dB} f_s(r_{dB}) dr_{dB} = \int_0^{\infty} r_{dB} \int_{-\infty}^{+\infty} f_m(r_{dB}|R) f_n(R) dR dr_{dB}. \quad (3.A3)$$

Alterando-se a ordem das integrais em (3.A3), obtém-se

$$E_s\{r_{dB}\} = \int_{-\infty}^{+\infty} f_n(R) \int_0^{\infty} r_{dB} f_m(r_{dB}|R) dr_{dB} dR = \int_{-\infty}^{+\infty} E_m\{r_{dB}|R\} f_n(R) dR \quad (3.A4)$$

onde $E_m\{r_{dB}|R\}$ é a média condicional calculada a partir da distribuição de Rayleigh, expressa em dB. Porém, de (2.21), obtém-se que $E_m\{r_{dB}|R\} = R$ e portanto

$$E_s\{r_{dB}\} = \int_{-\infty}^{+\infty} R f_n(R) dR = E_n\{R\} = M_R \quad (3.A5)$$

onde $E_n\{R\}$ é a média calculada a partir da distribuição log-normal. Com $M_R = 20 \log(m_r)$, temos que

$$E_s\{r\} = m_r. \quad (3.A6)$$

Para a distribuição da potência do sinal, temos que a fdp $g_s(w)$, apresentada em (3.20), pode ser definida por

$$g_s(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_m(w|W) g_n(W) dW \quad (3.A7)$$

onde $g_m(w|W)$ é distribuição exponencial negativa condicionada ao valor, expresso em dB, da média local W da potência e $g_n(W)$ é a distribuição log-normal desta média local. Utilizando-se procedimento semelhante ao acima realizado, obtém-se que a potência média, expressa em dB, é dada por

$$E_s\{w_{dB}\} = E_n\{W\} = M_W \quad (3.A8)$$

ou, com $M_W = 10 \log(m_w)$, temos que

$$E_s\{w\} = m_w. \quad (3.A9)$$

A relação entre as médias da envoltória $E_s\{r\}$ e da potência $E_s\{w\}$ é desenvolvida a seguir. De (2.21) e lembrando-se que $E_m\{r\} = \sigma_r \sqrt{\pi/2}$, temos que

$$E_s\{r_{dB}\} = M_R = E_n\{R\} = E_n\left\{20 \log\left(\sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma_r\right)\right\} = 20 \log\left(\sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma_r\right) \quad (3.A10)$$

ou, com $M_R = 20 \log(m_r)$, obtém-se que

$$E_s\{r\} = m_r = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma_r. \quad (3.A11)$$

Do mesmo modo, lembrando-se que $E_m\{w\} = \sigma_w$, temos que

$$E_s\{w\} = m_w = \sigma_w. \quad (3.A12)$$

Como $\sigma_w = \sigma_r^2$, obtém-se que

$$m_w = \frac{2}{\pi} m_r^2. \quad (3.A13)$$

3B Momentos Estatísticos da Potência no Ambiente Rice

O enésimo momento da potência w é definido como

$$E\{w^n\} = \int_0^{\infty} w^n g(w) dw \quad (3.A14)$$

onde $g(w)$ é a fdp de w . Substituindo-se (3.24) em (3.A14), temos que

$$E_r\{w^n\} = \frac{1}{\sigma_w} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma_w}\right) \int_0^\infty w^n \exp\left(-\frac{w}{\sigma_w}\right) I_0\left(\frac{a\sqrt{2w}}{\sigma_w}\right) dw. \quad (3.A15)$$

Utilizando-se a solução tabelada [25] para a integral em (3.A15), obtém-se

$$E_r\{w^n\} = \sigma_w^n n! \left(\frac{\sqrt{2w}}{a}\right) \exp\left(-\frac{a^2}{4\sigma_w}\right) M_{-n-\frac{1}{2}, 0}\left(\frac{a^2}{2\sigma_w}\right) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.A16)$$

onde $M_{p,q}(\cdot)$ é a função de Whittaker, que pode ser expressa por [29]

$$M_{p,q}(z) = e^{-\frac{z}{2}} z^{-q+\frac{1}{2}} {}_1F_1\left(-p+q+\frac{1}{2}, 2q+1; z\right). \quad (3.A17)$$

Em (3.A17) ${}_1F_1(\cdot)$ é a função de Kummer ou função hipergeométrica degenerada, definida como [25]

$${}_1F_1(s, v; z) = \frac{\Gamma(v)}{\Gamma(s)} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\Gamma(s+j)}{\Gamma(v+j)} \frac{z^j}{j!} \quad (3.A18)$$

onde, finalmente, $\Gamma(\cdot)$ é a função gama, definida como [25]

$$\Gamma(z) = \int_0^\infty t^{z-1} e^{-t} dt \quad \text{Re}\{z\} > 0. \quad (3.A19)$$

Substituindo-se (3.A17) e (3.A18) em (3.A16), temos que

$$E_r\{w^n\} = \sigma_w^n \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma_w}\right) \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(n+j)!}{(j!)^2} \left(\frac{a^2}{2\sigma_w}\right)^j. \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.A20)$$

Para $n = 1$ em (3.A20), obtém-se que a média da potência é dada por

$$E_r\{w\} = \sigma_w + \frac{a^2}{2} \quad (3.A21)$$

e, para $n = 2$, obtém-se que o segundo momento é dado por

$$E_r\{w^2\} = 2\sigma_w^2 + 2a^2\sigma_w + \frac{a^4}{4}. \quad (3.A22)$$

Com os resultados de (3.A21) e (3.A22), obtém-se que

$$\text{var}_r(w) = E\{w^2\} - E^2\{w\} = \sigma_w^2 + a^2\sigma_w \quad (3.A23)$$

onde $\text{var}_r(w)$ é a variância da potência.

3C Função Distribuição de Probabilidade da Potência no Ambiente Rice

A FDP $G(w_0)$ da potência w é definida como

$$G(w_0) = \int_0^{w_0} g(w) dw = 1 - \int_{w_0}^{\infty} g(w) dw \quad (3.A24)$$

onde $g(w)$ é a fdp e w_0 é um determinado limiar. Substituindo-se (3.24) em (3.A24), temos que

$$G_r(w_0) = 1 - \frac{e^{-\frac{a^2}{2\sigma_w}}}{\sigma_w} \int_{w_0}^{\infty} e^{-\frac{w}{\sigma_w}} I_0\left(\frac{a\sqrt{2w}}{\sigma_w}\right) dw. \quad (3.A25)$$

Utilizando-se (3.39) temos que

$$\begin{aligned} G_r(w_0) &= 1 - \frac{e^{-\frac{a^2}{2\sigma_w}}}{\sigma_w} \int_{w_0}^{\infty} e^{-\frac{w}{\sigma_w}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{(j!)^2} \left(\frac{a^2 w}{2\sigma_w^2}\right)^j dw \\ &= 1 - \frac{e^{-\frac{a^2}{2\sigma_w}}}{\sigma_w} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{(j!)^2} \left(\frac{a^2}{2\sigma_w}\right)^j \int_{w_0}^{\infty} \left(\frac{w}{\sigma_w}\right)^j e^{-\frac{w}{\sigma_w}} dw. \end{aligned} \quad (3.A26)$$

Utilizando-se a solução tabelada [25] para a integral em (3.A26), obtém-se

$$G_r(w_0) = 1 - e^{-\frac{w_0}{\sigma_w} - \frac{a^2}{2\sigma_w}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!} \left(\frac{a^2}{2\sigma_w}\right)^j \sum_{i=0}^j \frac{1}{i!} \left(\frac{w_0}{\sigma_w}\right)^i. \quad (3.A27)$$

Alterando-se a ordem das somatórias, temos que

$$\begin{aligned} G_r(w_0) &= 1 - e^{-\frac{w_0}{\sigma_w} - \frac{a^2}{2\sigma_w}} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=i}^{\infty} \frac{1}{i! j!} \left(\frac{a^2}{2\sigma_w}\right)^j \left(\frac{w_0}{\sigma_w}\right)^i \\ &= 1 - e^{-\frac{w_0}{\sigma_w} - \frac{a^2}{2\sigma_w}} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{i! (n+i)!} \left(\frac{a^2}{2\sigma_w}\right)^{n+i} \left(\frac{w_0}{\sigma_w}\right)^i \\ &= 1 - e^{-\frac{w_0}{\sigma_w} - \frac{a^2}{2\sigma_w}} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{i! (n+i)!} \left(\frac{a}{\sqrt{2w_0}}\right)^n \left(\frac{a\sqrt{2w_0}}{2\sigma_w}\right)^{2i+n} \end{aligned} \quad (3.A28)$$

onde $n = j - i$. Alterando-se novamente a ordem das somatórias e utilizando-se (3.39), temos que

$$G_r(w_0) = 1 - \exp\left(-\frac{w_0}{\sigma_w} - \frac{a^2}{2\sigma_w}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{a}{\sqrt{2w_0}}\right)^n I_n\left(\frac{a\sqrt{2w_0}}{\sigma_w}\right). \quad (3.A29)$$

Capítulo 4

Resultados

O capítulo anterior contém o cálculo da área de cobertura para os quatro ambientes objetos deste trabalho. São eles: *(i)* ambiente log-normal, caracterizado pelos efeitos de sombreamento; *(ii)* ambiente Rayleigh, caracterizado pelos efeitos de multipercurso; *(iii)* ambiente Suzuki, caracterizado pelos efeitos de sombreamento e multipercurso combinados; e *(iv)* ambiente Rice, para propagação dentro de edifícios, caracterizado pelos efeitos de multipercurso na presença de uma onda direta. No desenvolvimento realizado naquele capítulo, duas abordagens foram colocadas: cobertura dos locais a uma determinada distância e cobertura dos locais até esta distância. No primeiro caso, considerou-se uma circunferência, em cujo centro está instalada a antena da Estação Base, determinando-se a proporção de seu perímetro onde o sinal recebido é maior ou igual que um dado limiar. No segundo caso, considerou-se um círculo, em cujo centro está instalada a antena da Estação Base, determinando-se a proporção de sua área onde o sinal recebido é maior ou igual que um dado limiar.

Os vários resultados obtidos a partir destas abordagens são apresentados novamente neste capítulo, agora, porém, na forma de gráficos. Com isso, torna-se facilitada a tarefa de análise destes resultados, além de permitir-se a comparação entre os vários ambientes de maneira mais clara. Para as expressões mais complexas desenvolvidas no capítulo 3, os resultados foram obtidos a partir de métodos numéricos, o que é detalhado nos momentos oportunos.

Neste capítulo, a apresentação dos resultados segue a mesma ordem colocada para o anterior, isto é, a seção 4.1 refere-se à cobertura dos locais a uma dada distância, enquanto que a seção 4.2 refere-se à cobertura dos locais até esta distância.

4.1 Cobertura dos Locais a uma Distância x_0

Os resultados apresentados nesta seção são relativos às expressões obtidas para β na seção 3.2, considerando-se $x = x_0$. Deste modo, a dependência da distância não está colocada de maneira explícita nos gráficos a seguir.

Ambiente Log-Normal

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição log-normal, temos que a cobertura dos locais a uma distância x_0 da Estação Base, isto é, na circunferência de raio x_0 , é dada por (3.30), ou seja

$$\beta_n = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{W_T - K}{\sqrt{2} \sigma_W} \right) \quad (4.1)$$

onde $\operatorname{erf}(\cdot)$ é a função erro, definida por (3.14), e o limiar W_T , a potência média K e o desvio padrão σ_W são expressos em dB. A função erro $\operatorname{erf}(\cdot)$ pode ser calculada pela somatória [29]

$$\operatorname{erf}(z) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-z^2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{2^j}{(2j+1)!!} z^{2j+1} \quad (4.2)$$

onde $(2j+1)!! = (1)(3)(5)\dots(2j+1)$.

Assim, utilizando-se (4.2), obtém-se para β_n os resultados apresentados na figura 4.1, para vários valores de σ_W . Pode-se observar que as várias curvas encontram-se quando $W_T = K$, com $\beta = 0.5$ neste caso. Observa-se também que valores maiores do desvio padrão implicam, como esperado, em maior espalhamento da potência, fazendo com que o crescimento (ou decaimento) do valor de β aconteça de modo mais suave. A figura 4.2 apresenta estes mesmos resultados, porém, com a abscissa normalizada por σ_W . Neste caso, apenas uma curva é necessária para representar β_n para qualquer valor do desvio padrão σ_W .

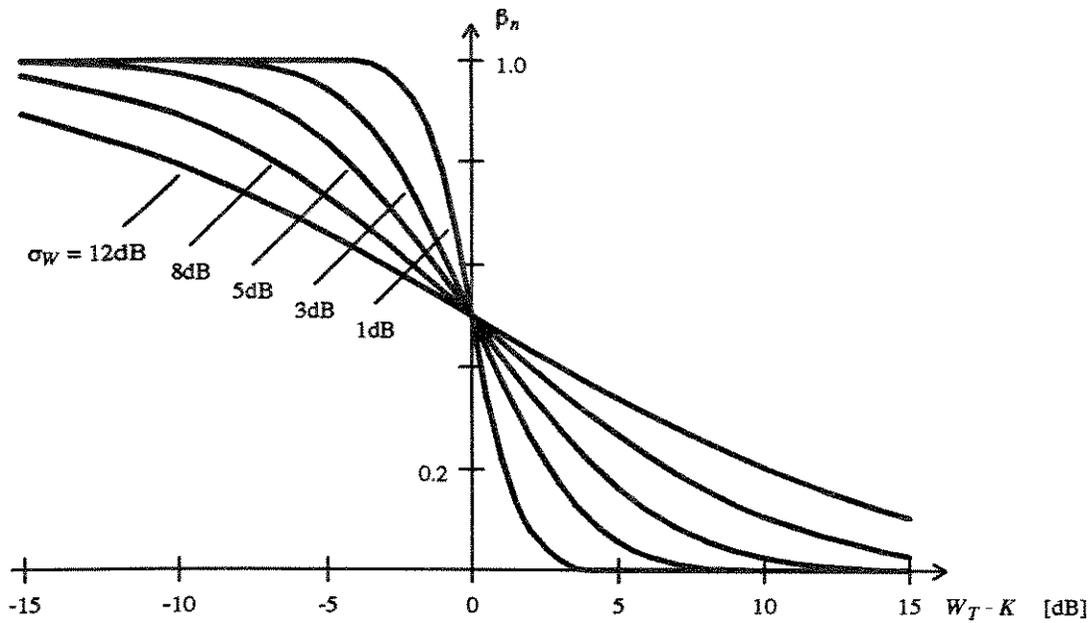


Figura 4.1: Cobertura dos locais a uma distância x_0 da Estação Base no ambiente log-normal.

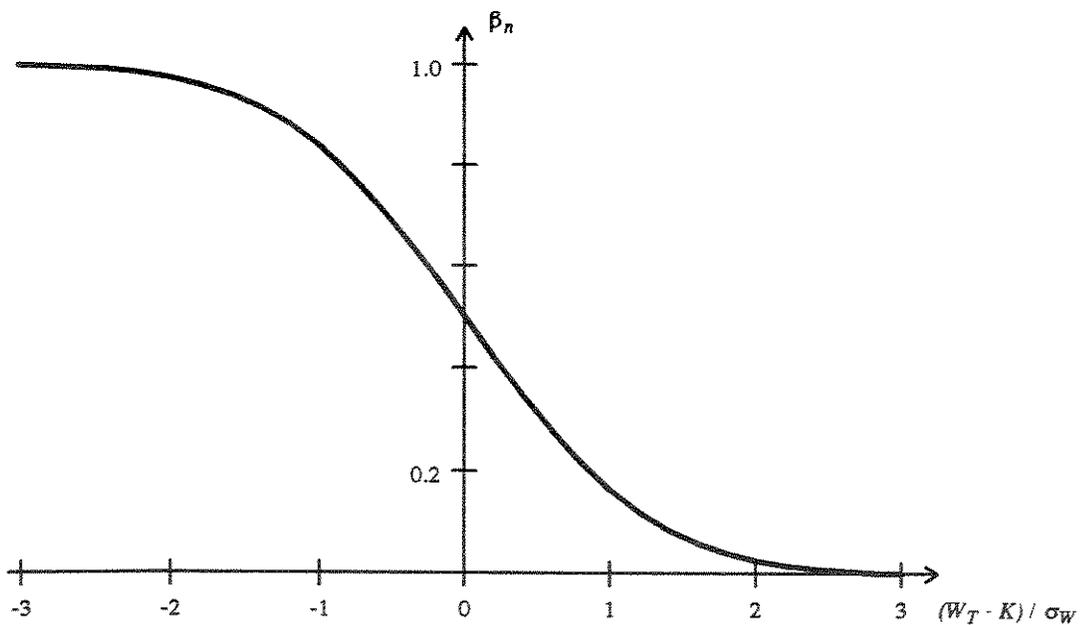


Figura 4.2: Cobertura dos locais a uma distância x_0 da Estação Base no ambiente log-normal; abscissa normalizada.

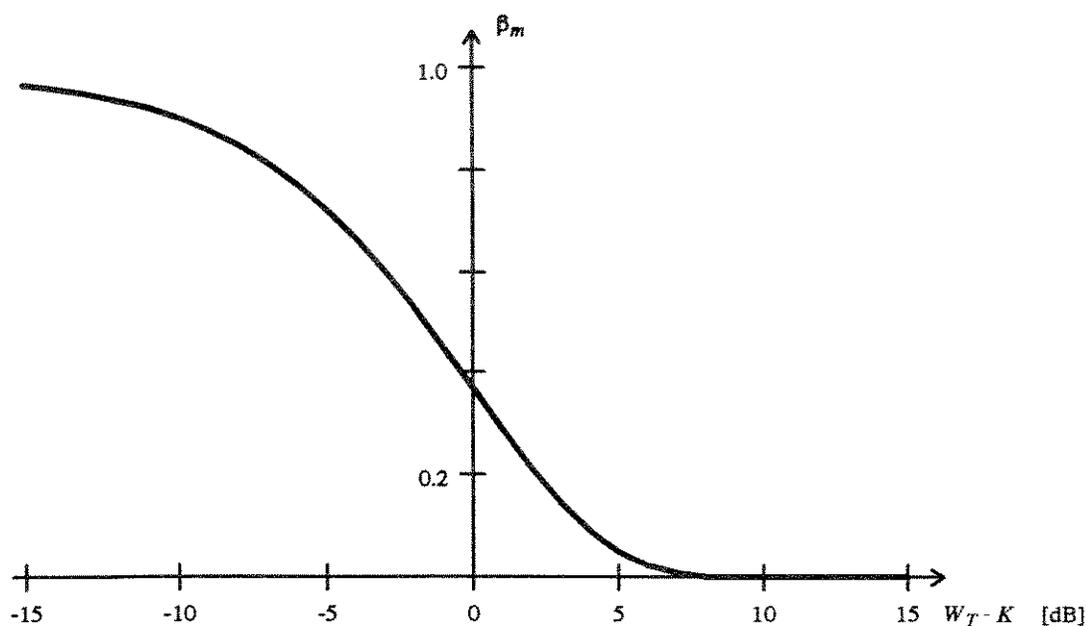


Figura 4.3: Cobertura dos locais a uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Rayleigh.

Ambiente Rayleigh

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Rayleigh, temos que a cobertura dos locais a uma distância x_0 da Estação Base é dada por (3.33), ou seja

$$\beta_m = \exp\left(-\frac{w_T}{k}\right) \quad (4.3)$$

onde w_T é o limiar e k é a potência média. A figura 4.3 ilustra a variação de β_m em função de $W_T = 10 \log(w_T)$ e $K = 10 \log(k)$ que são, respectivamente, o limiar e a média expressos em dB. Observa-se desta figura que, para o ambiente Rayleigh, a cobertura cai rapidamente no intervalo $-8 \text{ dB} \leq W_T - K \leq 4 \text{ dB}$, sendo que $\beta_m \approx 0.0$ para $W_T - K > 5 \text{ dB}$.

Ambiente Suzuki

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Suzuki, temos que a cobertura dos locais a uma distância x_0 da Estação Base é dada por

(3.36), ou seja

$$\beta_s = \frac{5}{\ln 10} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sigma_W} \int_0^\infty \frac{1}{t} \exp\left(-\frac{w_T}{k}t - \frac{50}{\sigma_W^2} \log^2(t)\right) dt \quad (4.4)$$

onde w_T é o limiar, k é a potência média e σ_W é o desvio padrão do ambiente log-normal correspondente, expresso em dB. A integral em (4.4) pode ser calculada por métodos numéricos, sendo escolhido, neste trabalho, o método do retângulo. Por este método, o intervalo de integração é dividido em segmentos, sendo que, em cada um deles, a função é considerada constante e aproximada pelo valor encontrado no ponto médio deste segmento. A integral é obtida, deste modo, de maneira aproximada, pela soma das áreas de todos os retângulos cujos lados estão definidos pela largura do segmento e pelo valor da função no ponto médio.

Na expressão contida na integral em (4.4), é possível verificar-se que a contribuição oferecida ao resultado final, quando a variável de integração é tal que $t > 500$, não é significativa e, portanto, pode ser desprezada. Com isso, o intervalo de integração fica limitado ao valor acima mencionado, sem prejuízo na acuidade desejada para este trabalho. Outro aspecto a se destacar no cálculo de (4.4) é o tamanho utilizado para os segmentos. Dado que a expressão contida na integral em (4.4) assemelha-se a uma exponencial, um procedimento aconselhável é definir-se segmentos menores para o intervalo da variável de integração t próximo à origem, isto é, para t pequeno. Concluindo-se, enfim, temos que o cálculo de (4.4), neste trabalho, é realizado definindo-se como primeiro segmento o intervalo $10^{-20} \leq t \leq 1,001 \cdot 10^{-20}$, com os demais 0,1% maiores que o imediatamente anterior, até o limite aproximado de $t = 500$.

A figura 4.4 apresenta os resultados obtidos a partir do procedimento acima detalhado, para vários valores do desvio padrão do ambiente log-normal correspondente σ_W . Nesta figura, assim como nas demais apresentadas neste capítulo, utiliza-se o limiar $W_T = 10 \log(w_T)$ e a média $K = 10 \log(k)$ expressos em dB. Pode-se perceber, à semelhança do ambiente log-normal, que para valores mais altos de σ_W ocorre um maior espalhamento da potência do sinal, refletindo-se assim num decaimento mais suave da cobertura β_s . Além disso, percebe-se que para σ_W pequeno (como, por exemplo, $\sigma_W = 1$ dB), a curva

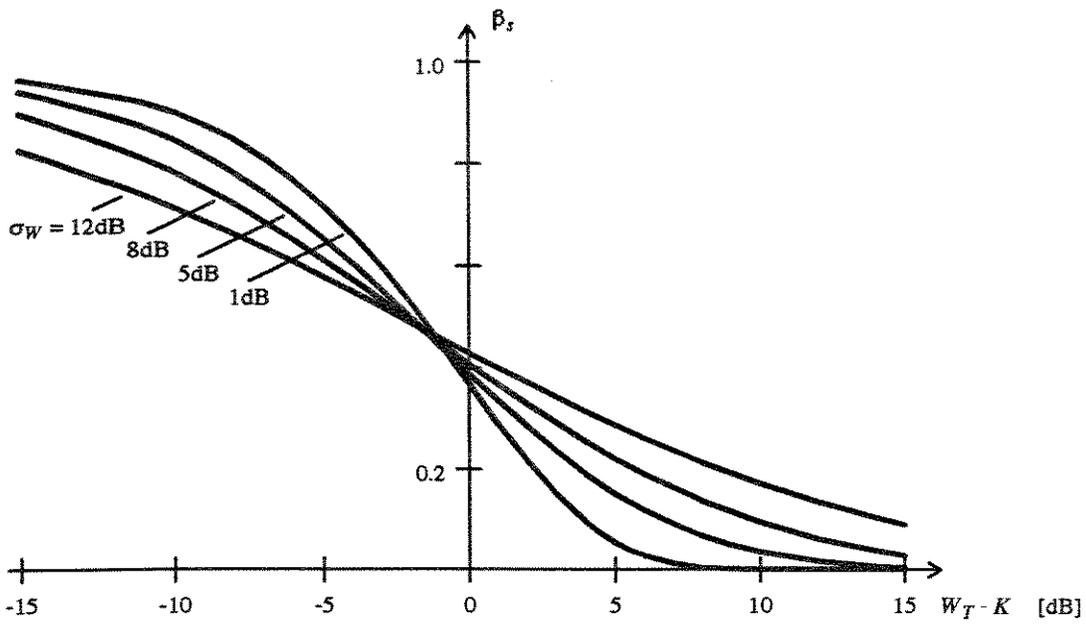


Figura 4.4: Cobertura dos locais a uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Suzuki.

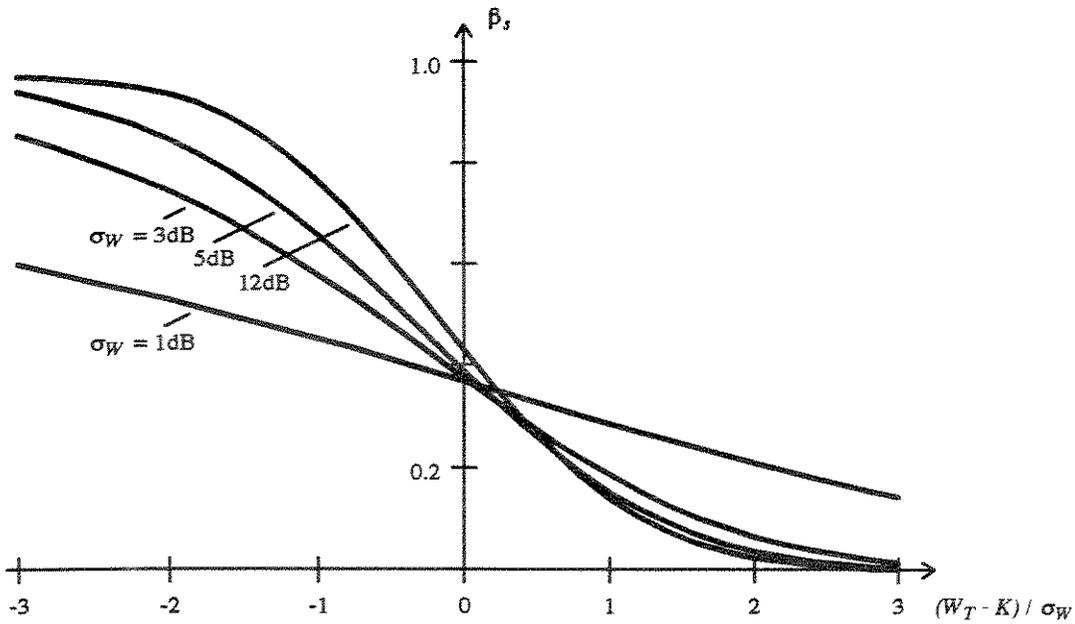


Figura 4.5: Cobertura dos locais a uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Suzuki; abscissa normalizada.

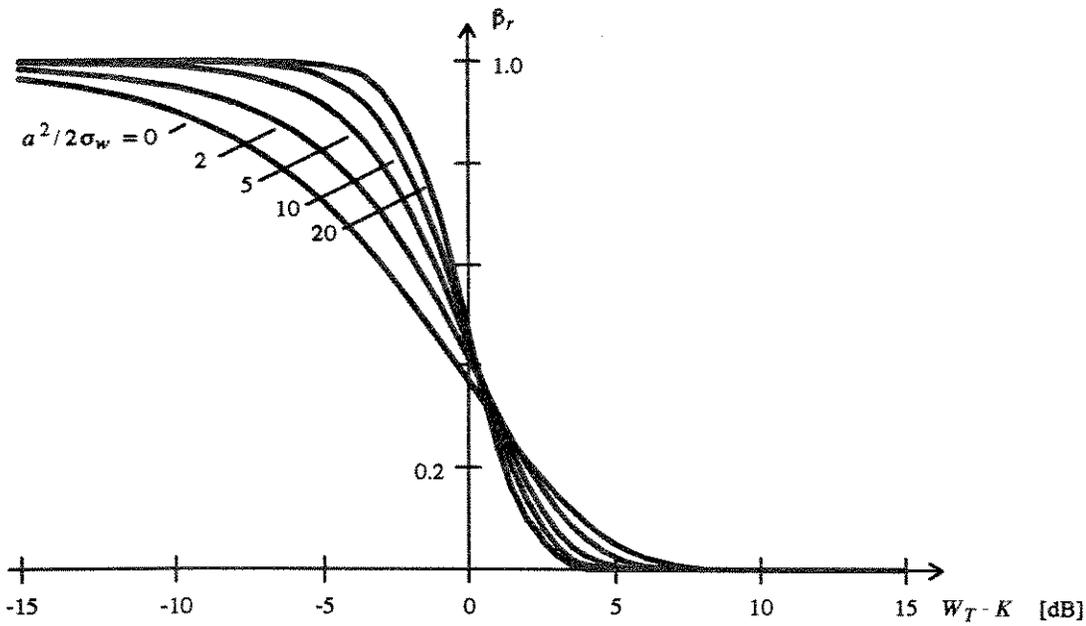


Figura 4.6: Cobertura dos locais a uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Rice.

obtida é praticamente igual àquela obtida para o ambiente Rayleigh.

A figura 4.5 ilustra também os resultados obtidos por meio de (4.4), apenas que com a abscissa normalizada por σ_w .

Ambiente Rice

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Rice, temos que a cobertura dos locais a uma distância x_0 da Estação Base é dada por (3.44), ou seja,

$$\beta_r = \exp\left(-\left(1 + A\right)\frac{w_T}{k}\right) \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1 - e_{i-1}(A) e^{-A}}{i!} \left(\left(1 + A\right)\frac{w_T}{k}\right)^i \quad (4.5)$$

onde w_T é o limiar, k é a potência média, $A = a^2 / 2\sigma_w$ é a razão entre as potências das ondas direta e refletidas e $e_i(\cdot)$ conforme definido em (3.42).

A figura 4.6 ilustra os resultados obtidos por meio de (4.5), para vários valores de A , lembrando-se que W_T e K são respectivamente o limiar e a potência média expressos em dB, e que $A = 0$ representa um caso particular no ambiente Rice, qual seja, o ambiente Rayleigh. Pode-se observar que o aumento da potência da onda direta (ou a diminuição

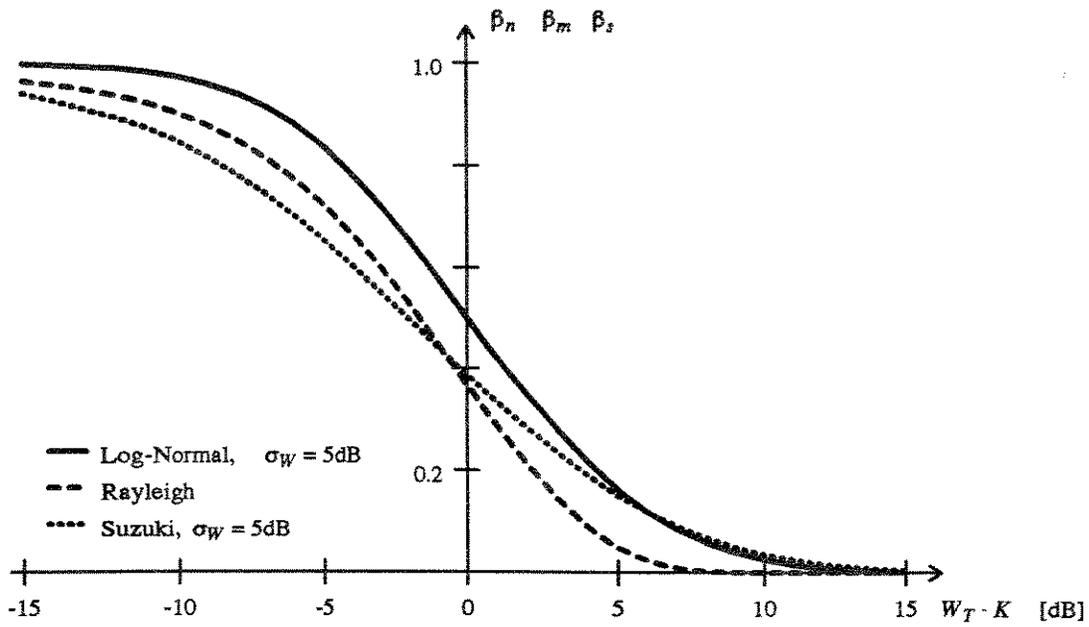


Figura 4.7: Comparação entre ambientes log-normal, Rayleigh e Suzuki; $\sigma_W = 5$ dB.

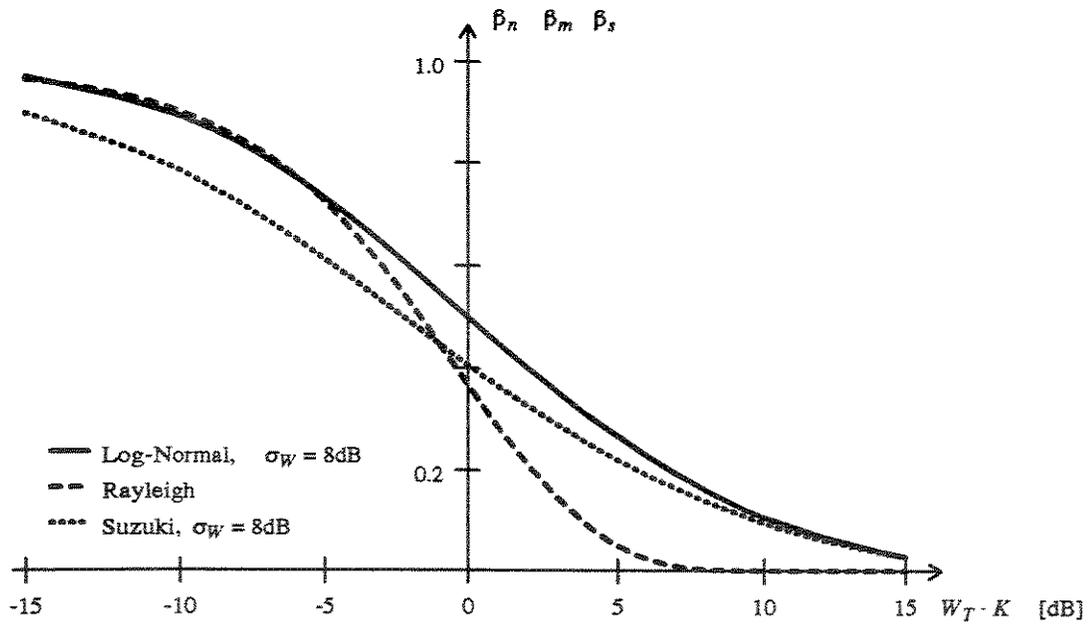


Figura 4.8: Comparação entre ambientes log-normal, Rayleigh e Suzuki; $\sigma_W = 8$ dB.

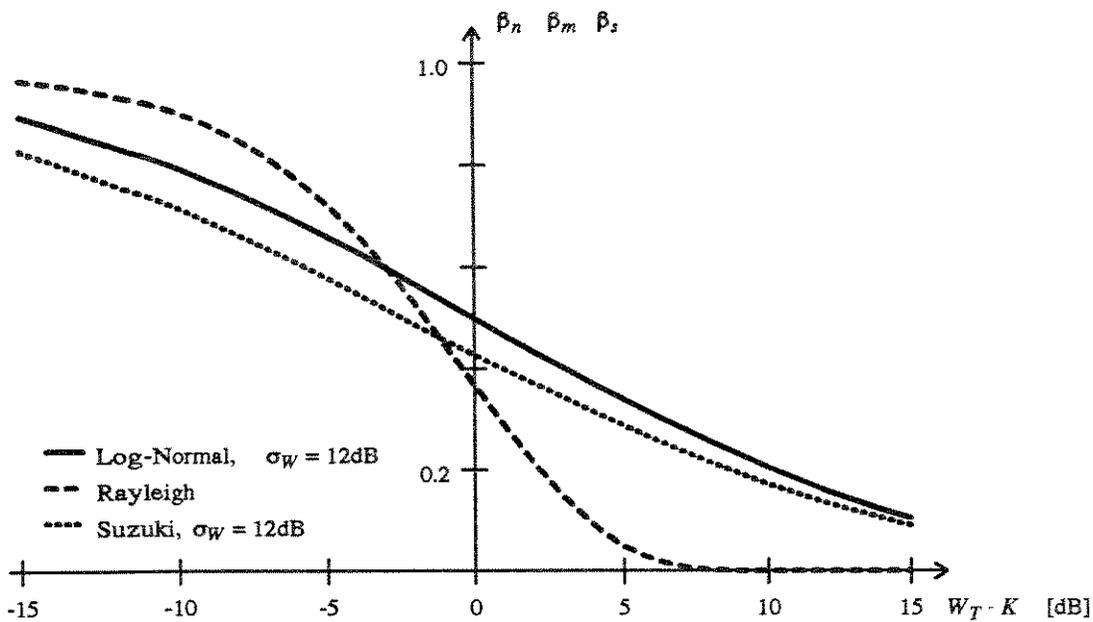


Figura 4.9: Comparação entre ambientes log-normal, Rayleigh e Suzuki; $\sigma_W = 12$ dB.

da potência das ondas refletidas), isto é, o aumento da razão A , implica em uma maior cobertura quando $W_T < K$, sendo que, entretanto, a influência desta razão é menor para o caso de $W_T > K$.

Comparação entre os Ambientes

Uma comparação entre os ambientes log-normal, Rayleigh e Suzuki é apresentada a seguir. A figura 4.7 ilustra estes ambientes para $\sigma_W = 5$ dB. Pode-se perceber, para esta condição, uma razoável semelhança entre os ambientes log-normal e Rayleigh. Em relação ao ambiente Suzuki, percebe-se que seu comportamento aproxima-se ora do ambiente Rayleigh, quando $W_T < K$, ora do ambiente log-normal, quando $W_T > K$.

Nas figuras 4.8 e 4.9, estas comparações têm lugar para $\sigma_W = 8$ dB e $\sigma_W = 12$ dB, respectivamente. Para estes casos, pode-se perceber que acentuam-se, por um lado, as discrepâncias entre os ambientes Rayleigh e Suzuki e, por outro lado, as semelhanças entre este ambiente e o log-normal.

A comparação destes com o ambiente Rice pode ser efetuada a partir do ambiente

Rayleigh colocado na figura 4.5, isto é, para a situação $A = 0$.

4.2 Cobertura dos Locais até uma Distância x_0

Os resultados apresentados nesta seção referem-se às expressões obtidas para μ na seção 3.3.

Ambiente Log-Normal

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição log-normal, temos que a cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base, isto é, no círculo de raio x_0 , é dada por (3.50), ou seja,

$$\mu_n = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \operatorname{erf}(a) + \exp\left(\frac{2ab+1}{b^2}\right) \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{ab+1}{b}\right) \right] \right\} \quad (4.6)$$

onde $a = (K - W_T)/\sqrt{2}\sigma_W$, $b = 10\alpha \log(e)/\sqrt{2}\sigma_W$, α é o coeficiente de perda de percurso e $\operatorname{erf}(\cdot)$ é a função erro definida por (3.14), sendo que o limiar W_T , a potência média K na periferia da célula e o desvio padrão σ_W são expressos em dB.

Utilizando-se (4.2) no cálculo da função erro $\operatorname{erf}(\cdot)$, obtém-se os resultados colocados na figuras 4.10, 4.11 e 4.12, respectivamente para o coeficiente de perda de percurso $\alpha = 3, 0$, $3, 5$ e $4, 0$. Pode-se observar destas figuras que valores menores do desvio padrão σ_W significam melhor cobertura para $W_T - K < 4$ dB aproximadamente. Acima deste valor, entretanto, um maior espalhamento da potência resulta em valores de μ_n mais altos.

A figura 4.13 ilustra a influência do coeficiente de perda de percurso α no ambiente log-normal, sendo considerados os valores $\alpha = 3, 0$, $3, 5$ e $4, 0$. Pode-se observar que, para $W_T < K$, a cobertura μ_n praticamente independe de α e, além disso, que a influência deste coeficiente é mais significativa para valores menores do desvio padrão σ_W . Percebe-se também que valores menores de α levam a uma pior cobertura, o que pode ser inesperado num primeiro instante. Entretanto, lembrando-se que K é a potência média na borda da célula, pode-se justificar o resultado acima da seguinte maneira: dados os coeficientes de perda de percurso $\alpha_1 = 3, 0$ e $\alpha_2 = 4, 0$, por exemplo, e considerando-se as respectivas

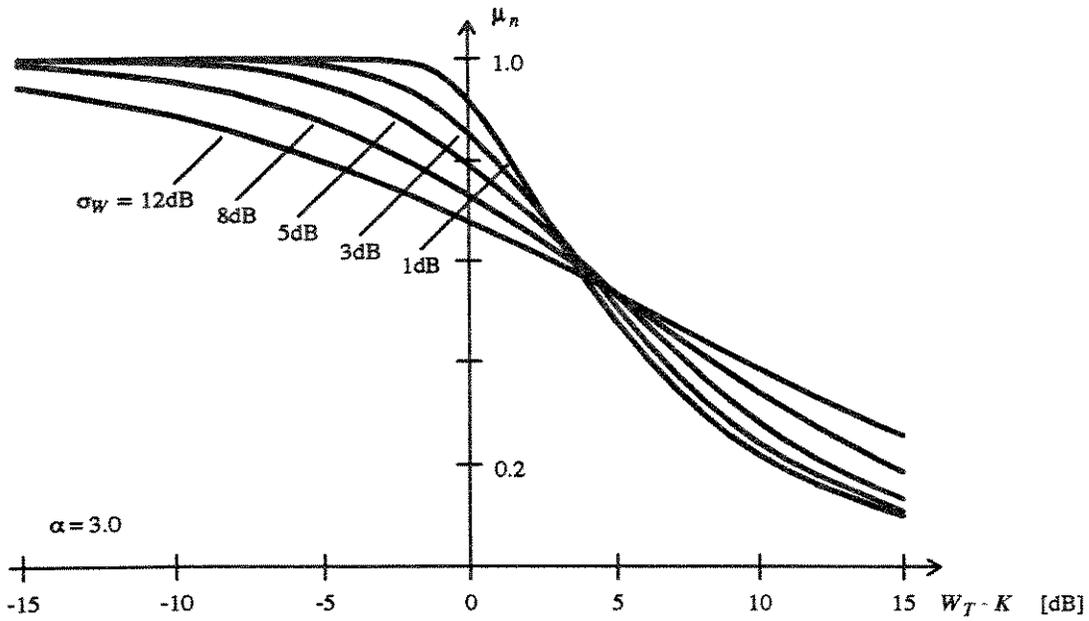


Figura 4.10: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente log-normal; $\alpha = 3,0$.

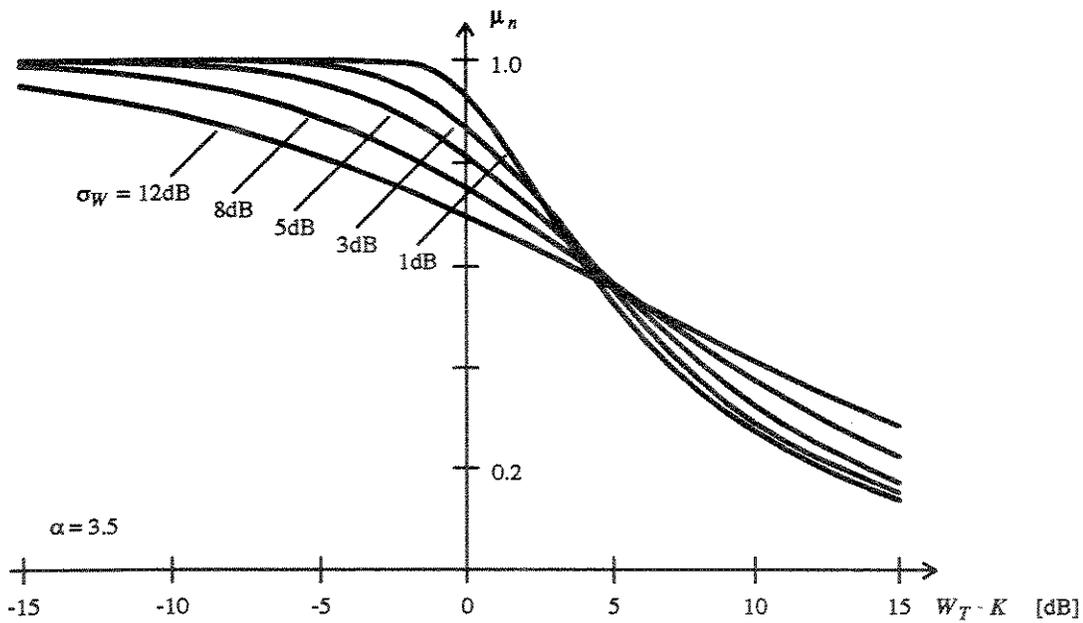


Figura 4.11: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente log-normal; $\alpha = 3,5$.

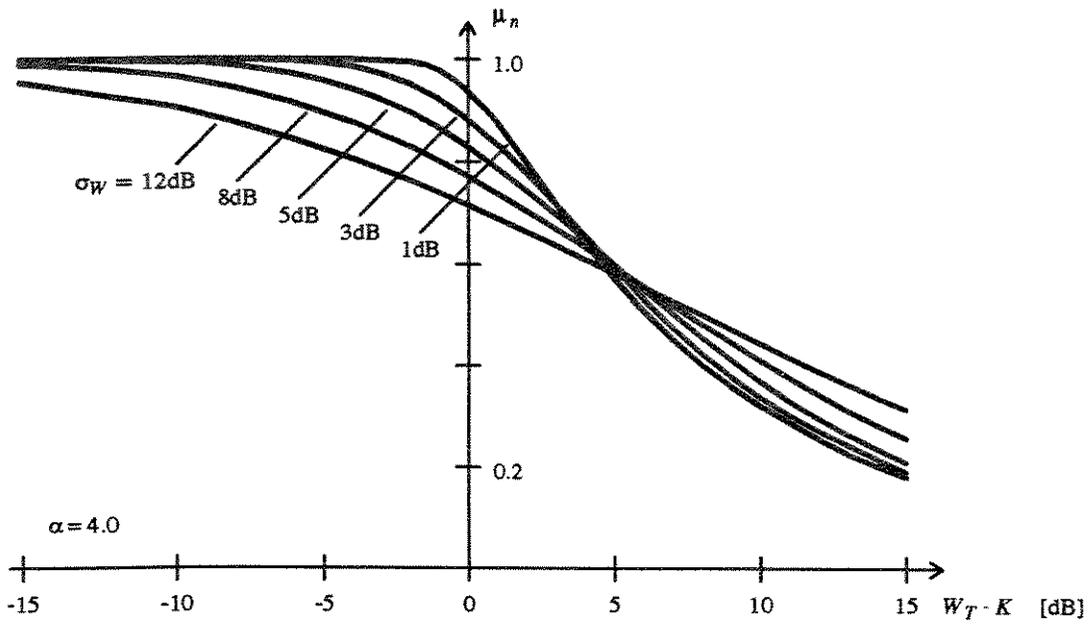


Figura 4.12: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente log-normal; $\alpha = 4,0$.

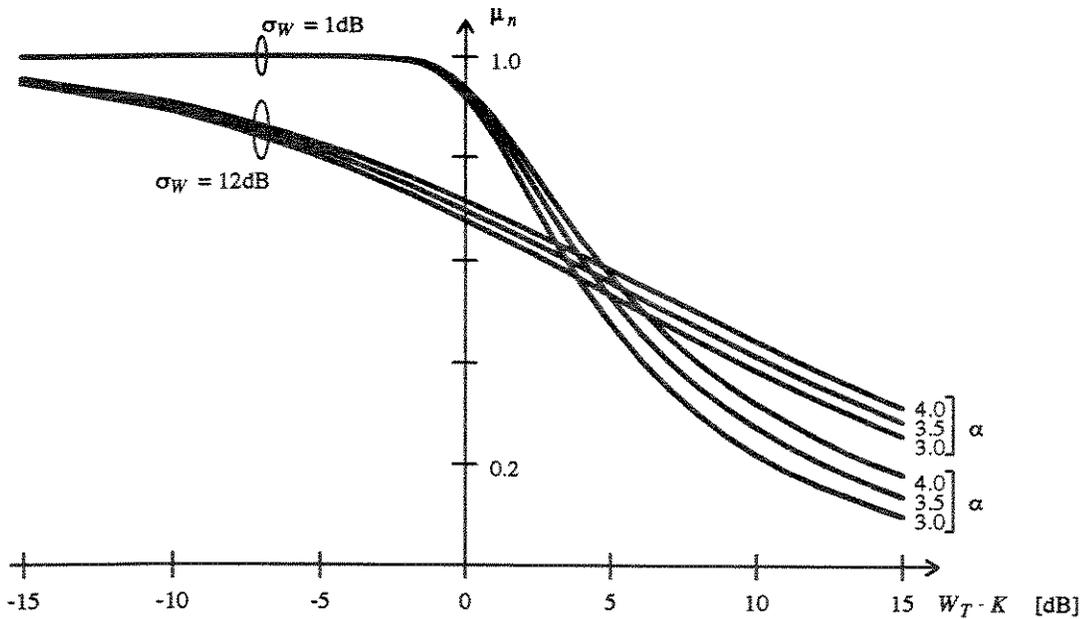


Figura 4.13: Influência do coeficiente de perda de percurso α no ambiente log-normal.

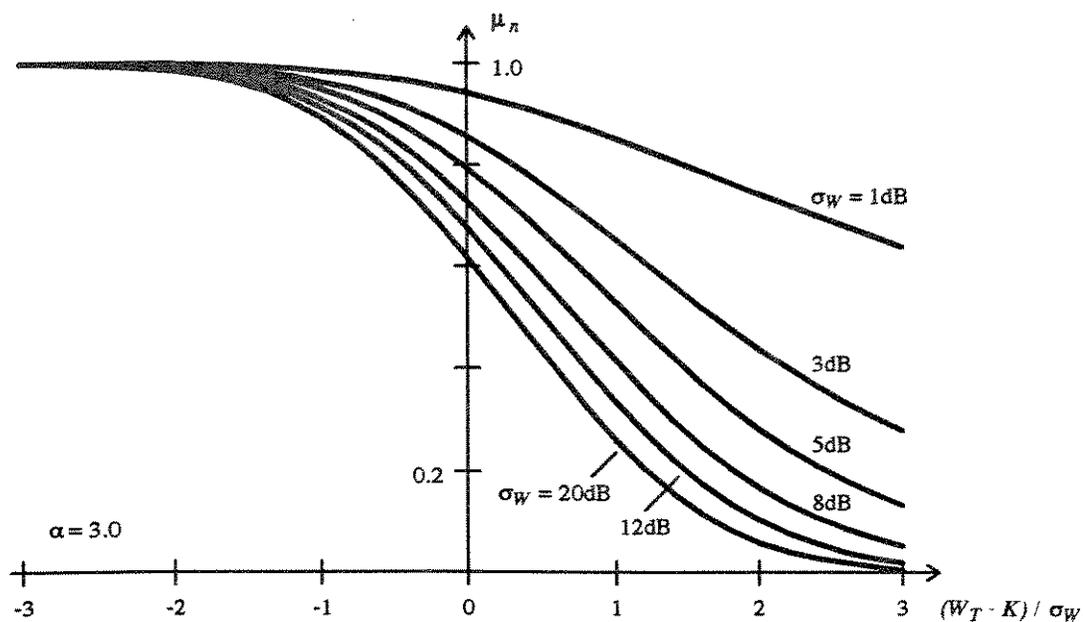


Figura 4.14: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente log-normal; $\alpha = 3,0$; abscissa normalizada.

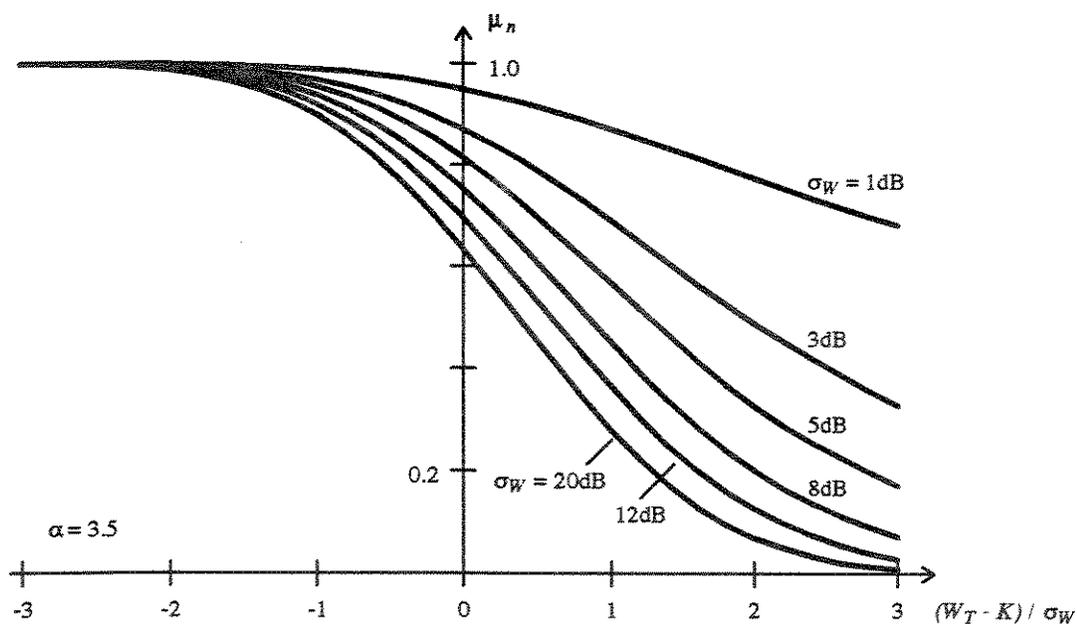


Figura 4.15: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente log-normal; $\alpha = 3,5$; abscissa normalizada.

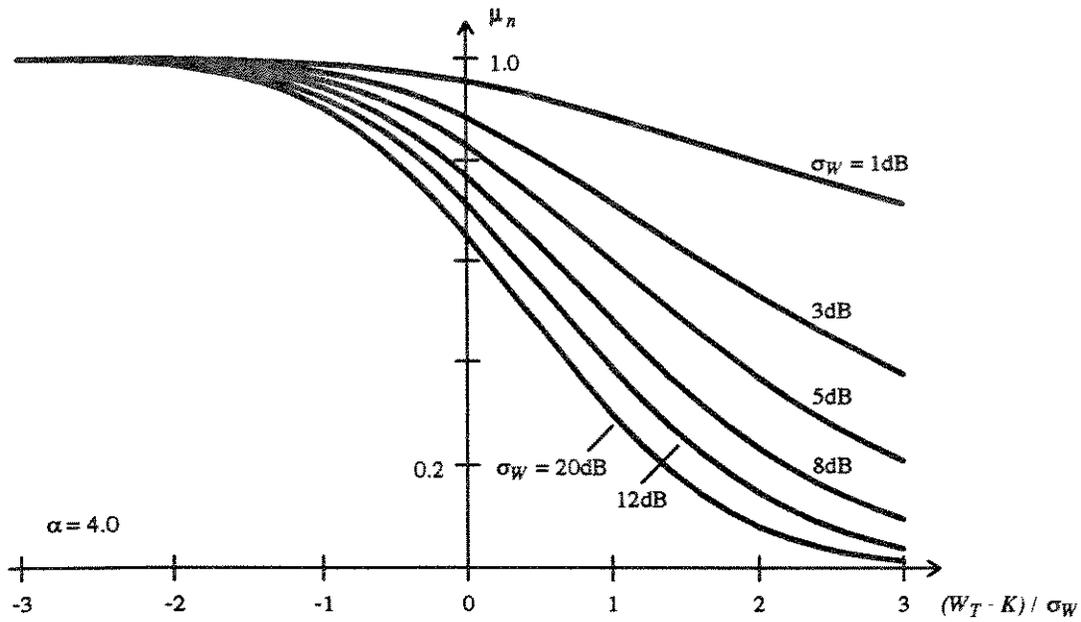


Figura 4.16: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente log-normal; $\alpha = 4,0$; abscissa normalizada.

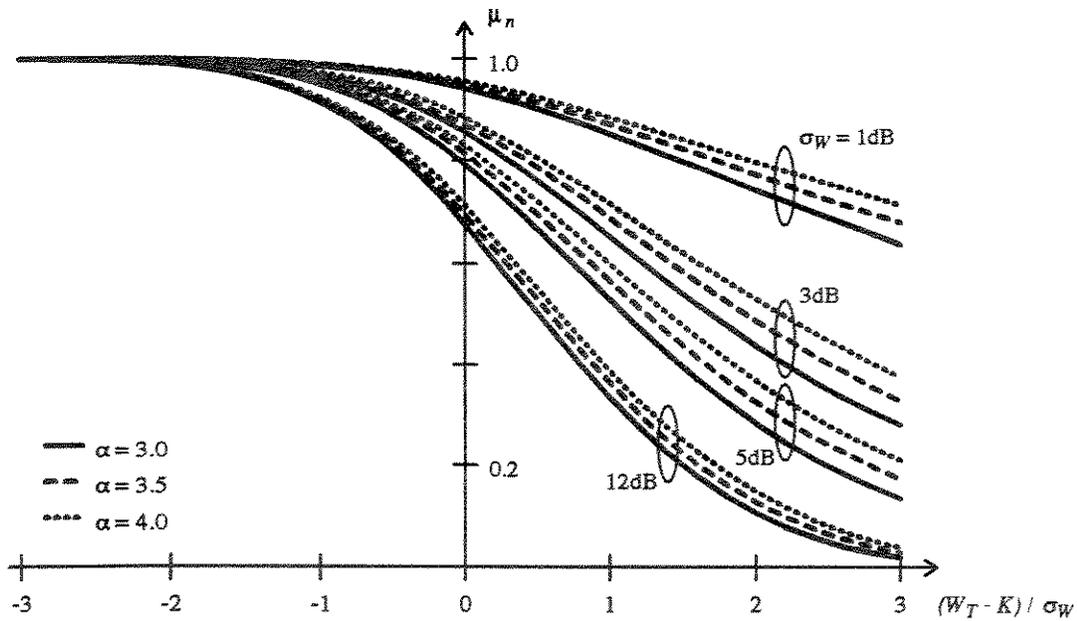


Figura 4.17: Influência do coeficiente de perda de percurso α no ambiente log-normal; abscissa normalizada.

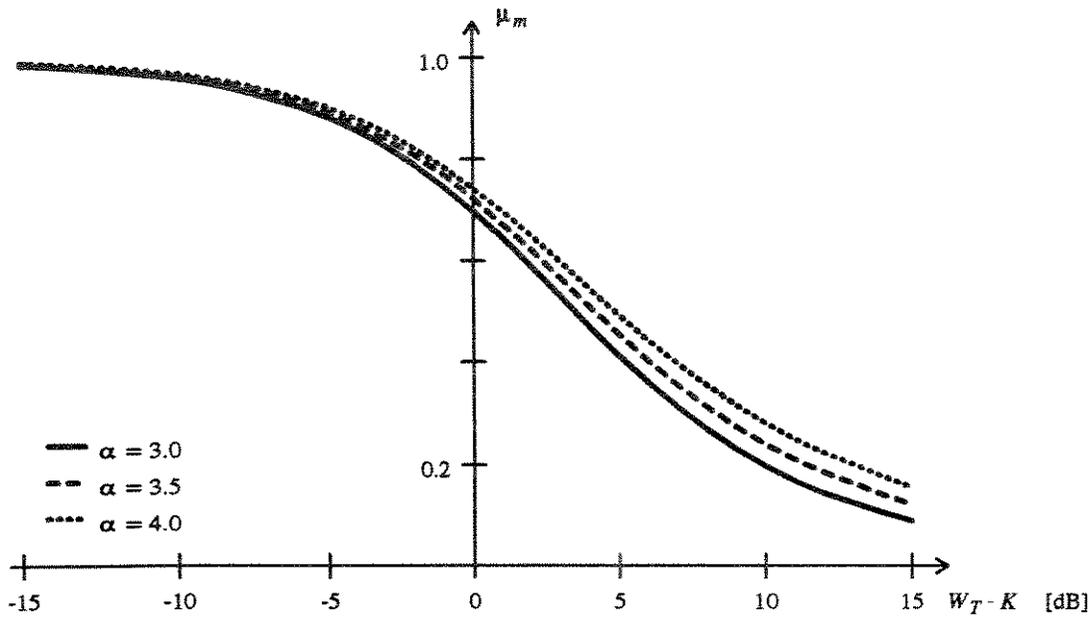


Figura 4.18: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Rayleigh.

médias de tal modo que $K_1 = K_2 = K$, conclui-se que esta última igualdade somente é possível se fatores como potência do transmissor ou altura das antenas, entre outros, forem alterados a fim de contraporem-se à maior perda provocada no ambiente caracterizado por α_2 . Com isso, uma melhor cobertura pode ser esperada quando aumenta-se este coeficiente.

As figura 4.14 a 4.17 apresentam também a cobertura obtida por meio de (4.6), apenas que para a abscissa normalizada por σ_W .

Ambiente Rayleigh

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Rayleigh, temos que a cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base é dada por (3.52), ou seja,

$$\mu_m = \frac{2}{\alpha} \left(\frac{w_T}{k} \right)^{-\frac{2}{\alpha}} \gamma \left(\frac{2}{\alpha}, \frac{w_T}{k} \right) \quad (4.7)$$

onde $\gamma(\cdot)$ é a função gama incompleta, definida por (3.53), w_T é o limiar, k é a potência

média na periferia da célula e α é o coeficiente de perda de percurso. A função gama incompleta $\gamma(\cdot)$ pode ser calculada pela somatória [29]

$$\gamma(z, y) = e^{-y} y^z \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{(z)_{j+1}} y^j \quad (4.8)$$

onde $(z)_{j+1} = (z)(z+1)(z+2)\dots(z+j)$.

Assim, utilizando-se (4.8), obtém-se para μ_m os resultados apresentados na figura 4.18, para vários valores do coeficiente de perda de percurso α , lembrando-se que W_T e K são respectivamente o limiar e a potência média expressos em dB. Pode-se observar que, de modo semelhante ao analisado para o ambiente log-normal, com valores menores de α verifica-se uma piora na cobertura.

Ambiente Suzuki

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Su-

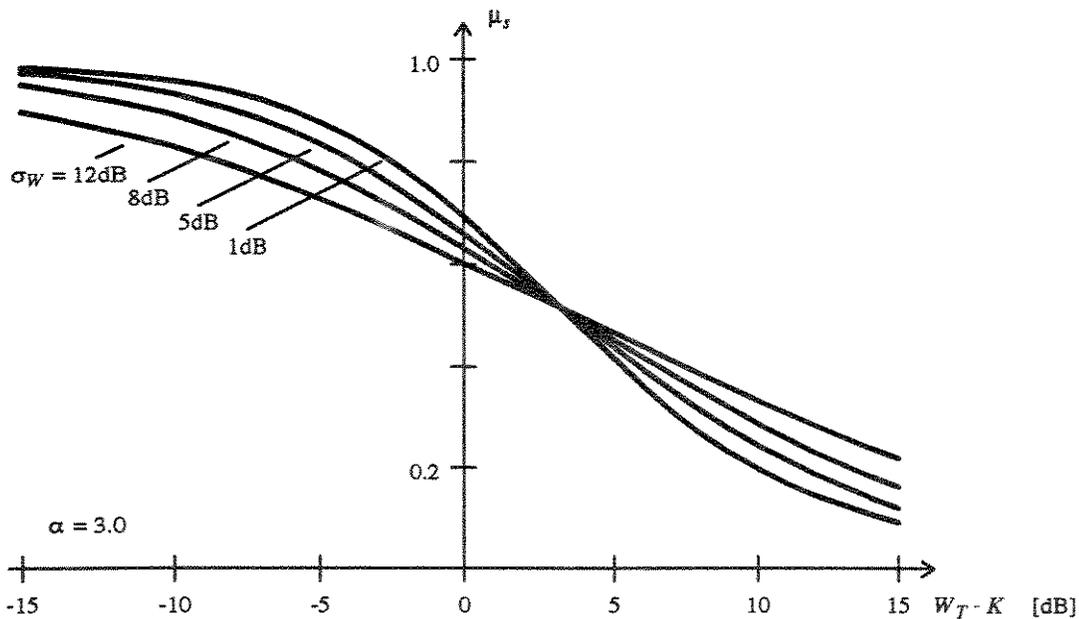


Figura 4.19: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Suzuki; $\alpha = 3,0$.

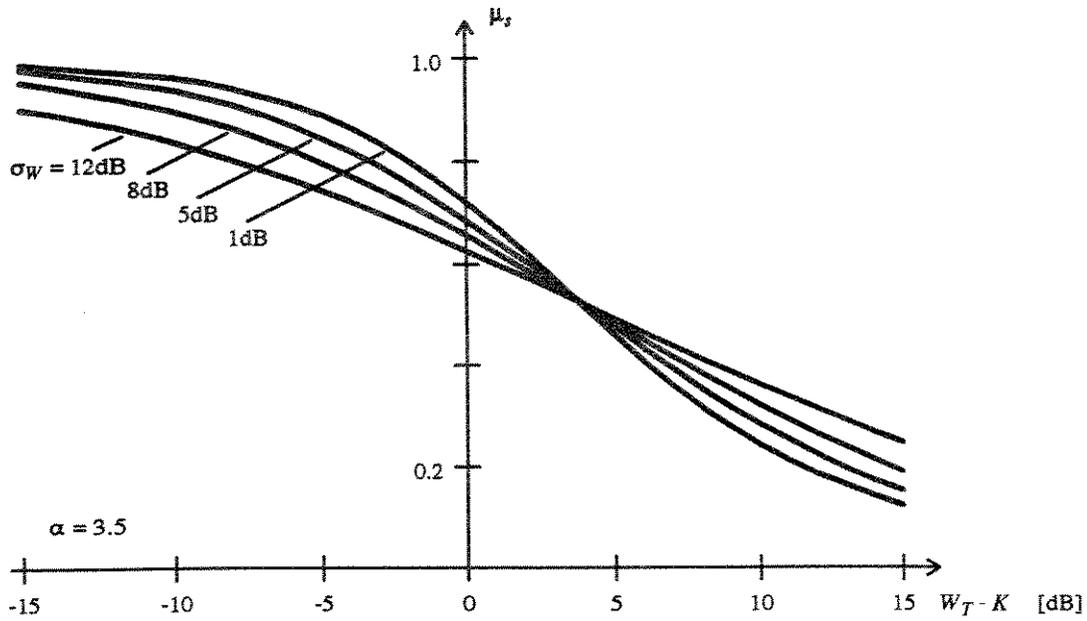


Figura 4.20: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Suzuki; $\alpha = 3, 5$.

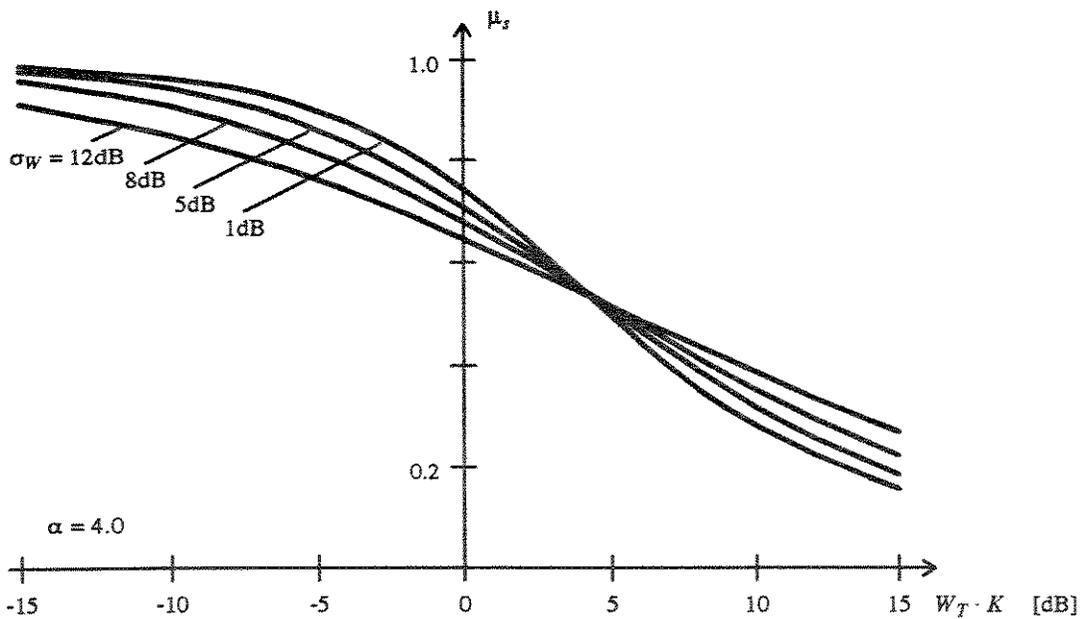


Figura 4.21: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Suzuki; $\alpha = 4, 0$.

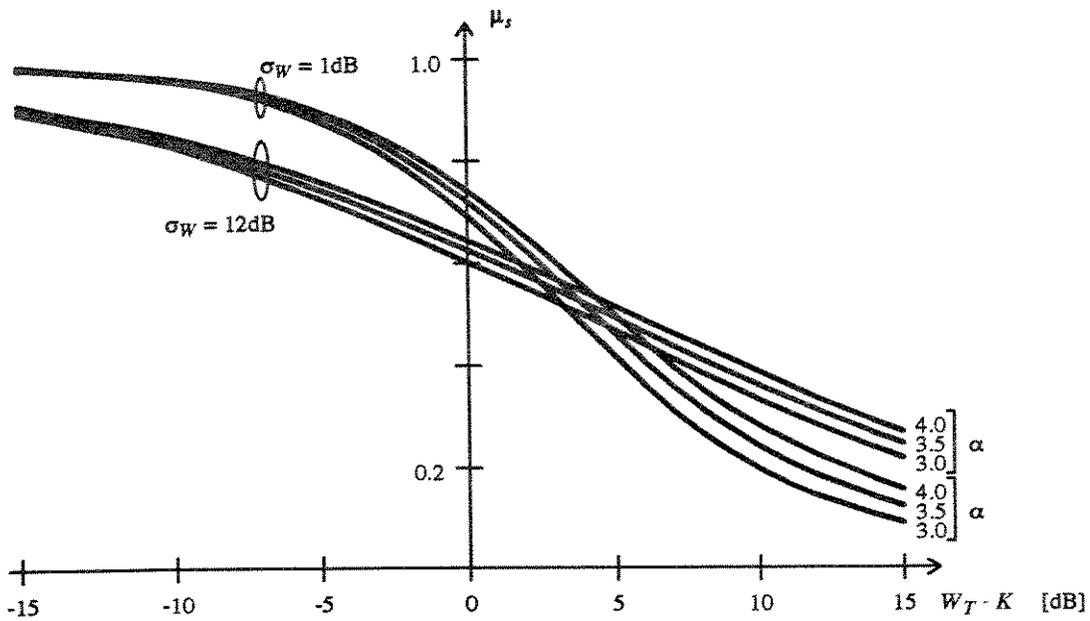


Figura 4.22: Influência do coeficiente de perda de percurso α no ambiente Suzuki.

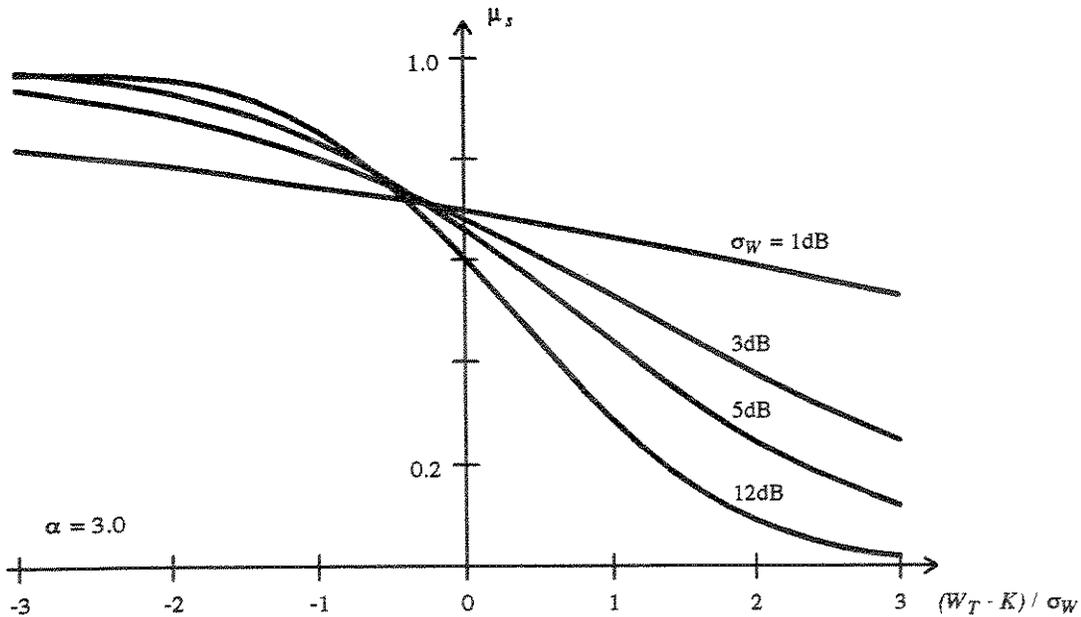


Figura 4.23: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Suzuki; $\alpha = 3,0$; abscissa normalizada.

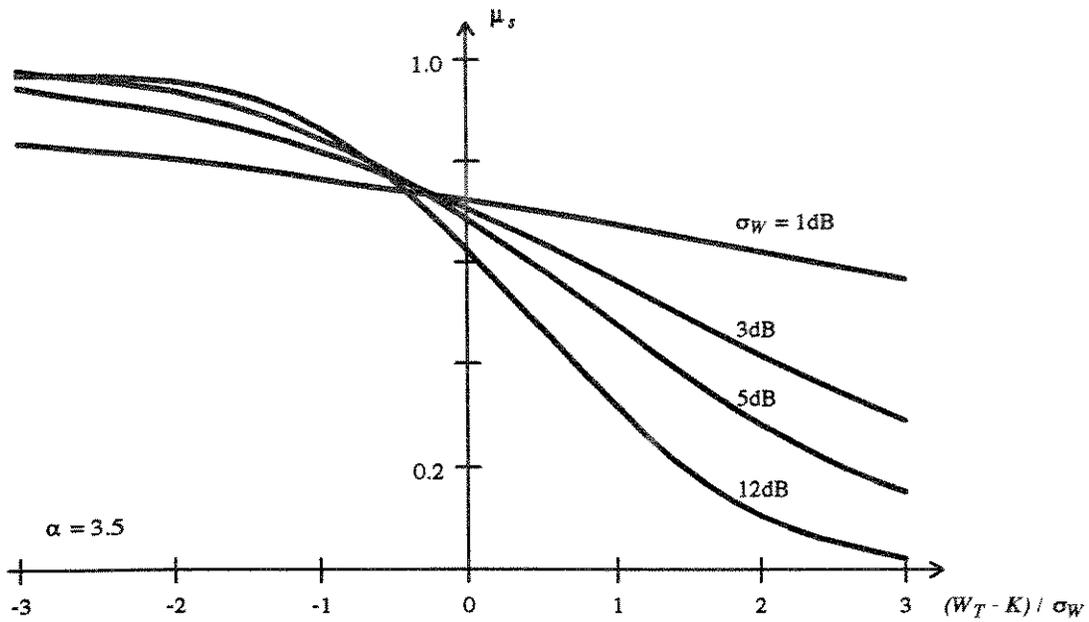


Figura 4.24: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Suzuki; $\alpha = 3,5$; abscissa normalizada.

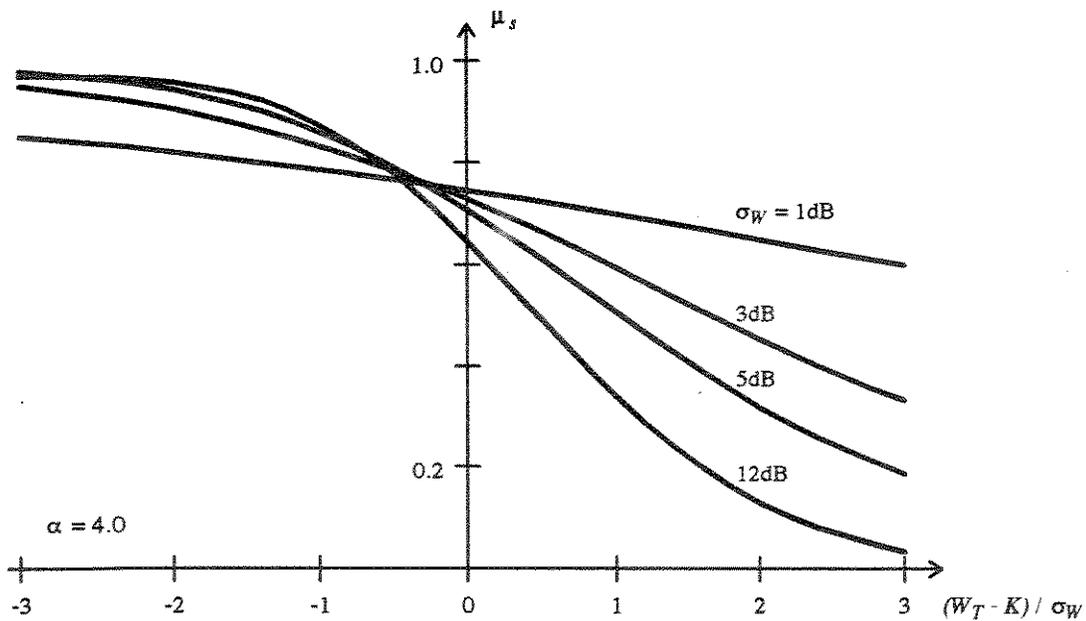


Figura 4.25: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Suzuki; $\alpha = 4,0$; abscissa normalizada.

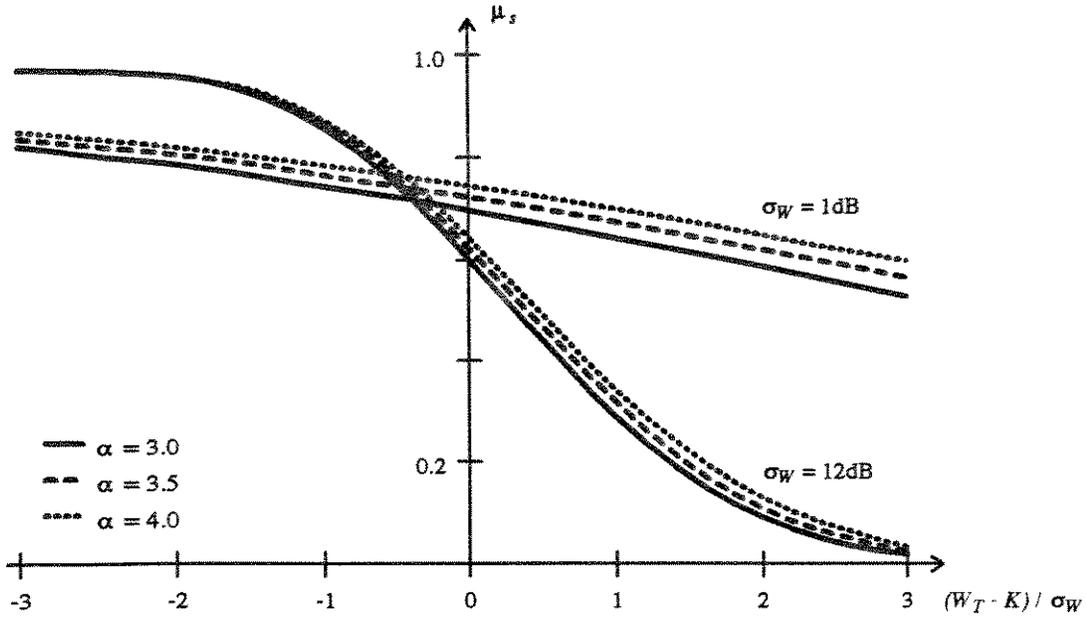


Figura 4.26: Influência do coeficiente de perda de percurso α no ambiente Suzuki; abscissa normalizada.

zuki, temos que a cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base é dada por (3.55), ou seja,

$$\mu_s = \frac{5}{\ln(10)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{2}{\alpha} \frac{1}{\sigma_W} \left(\frac{w_T}{k}\right)^{-\frac{2}{\alpha}} \int_0^{\infty} t^{-\frac{2}{\alpha}-1} \exp\left(-\frac{50}{\sigma_W^2} \log^2(t)\right) \gamma\left(\frac{2}{\alpha}, \frac{w_T}{k} t\right) dt \quad (4.9)$$

onde $\gamma(\cdot)$ é a função gama incompleta definida por (3.53), w_T é o limiar, k é a potência média na periferia da célula, α é o coeficiente de perda de percurso e σ_W é o desvio padrão, expresso em dB, do ambiente log-normal correspondente.

Utilizando-se, para o cálculo da integral em (4.9), procedimento semelhante ao descrito para (4.4) e, para o cálculo da função gama incompleta $\gamma(\cdot)$, a somatória colocada em (4.8), obtém-se os resultados colocados nas figuras 4.19, 4.20 e 4.21, respectivamente para o coeficiente de perda de percurso $\alpha = 3,0, 3,5$ e $4,0$, lembrando-se que W_T e K são respectivamente o limiar e a potência média expressos em dB. Pode-se perceber, de modo semelhante ao ambiente log-normal, que o aumento de σ_W implica em um decaimento mais suave da cobertura μ_s com o aumento do limiar W_T . Além disso, para σ_W pequeno,

por exemplo $\sigma_W = 1$ dB, o comportamento obtido é praticamente igual ao ambiente Rayleigh correspondente.

A figura 4.22 apresenta a influência do coeficiente de perda de percurso α no ambiente Suzuki. De modo semelhante ao observado para o ambiente log-normal, verifica-se que o valor de α é mais significativo quando σ_W é pequeno.

As figuras 4.23 a 4.26 apresentam também a cobertura obtida por meio de (4.9), apenas que para a abscissa normalizada por σ_W .

Ambiente Rice

Para ambientes onde a envoltória do sinal pode ser caracterizada pela distribuição de Rice, temos que a cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base é dada por (3.57), ou seja

$$\mu_r = \frac{2}{\alpha} \left[(1 + A) \frac{w_T}{k} \right]^{-\frac{2}{\alpha}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} [1 - e_{i-1}(A)e^{-A}] \gamma \left[\frac{2}{\alpha} + i, (1 + A) \frac{w_T}{k} \right] \quad (4.10)$$

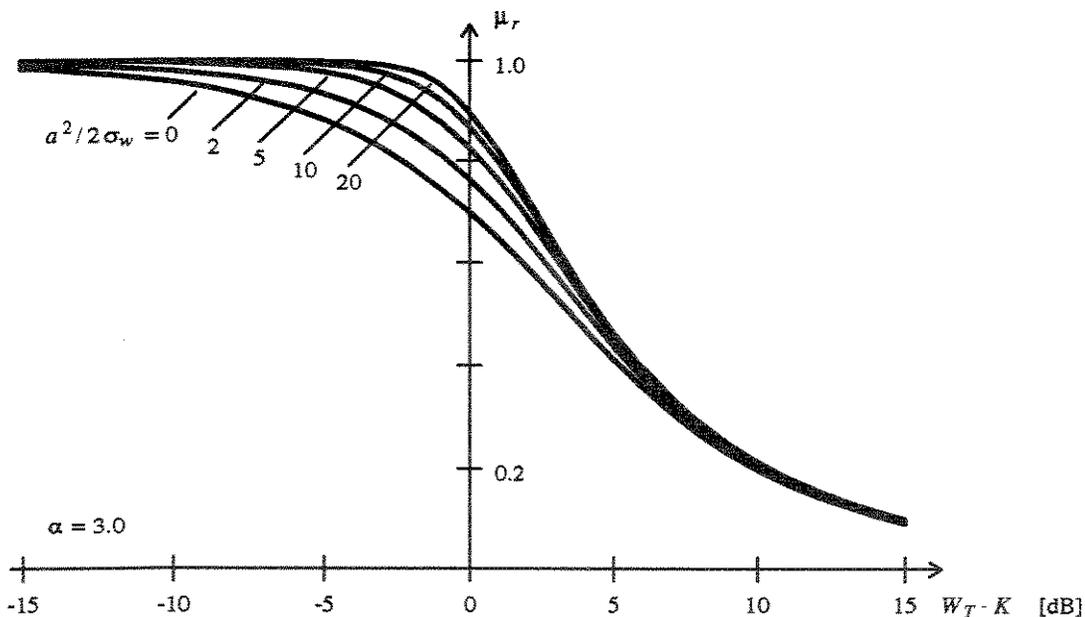


Figura 4.27: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Rice; $\alpha = 3,0$.

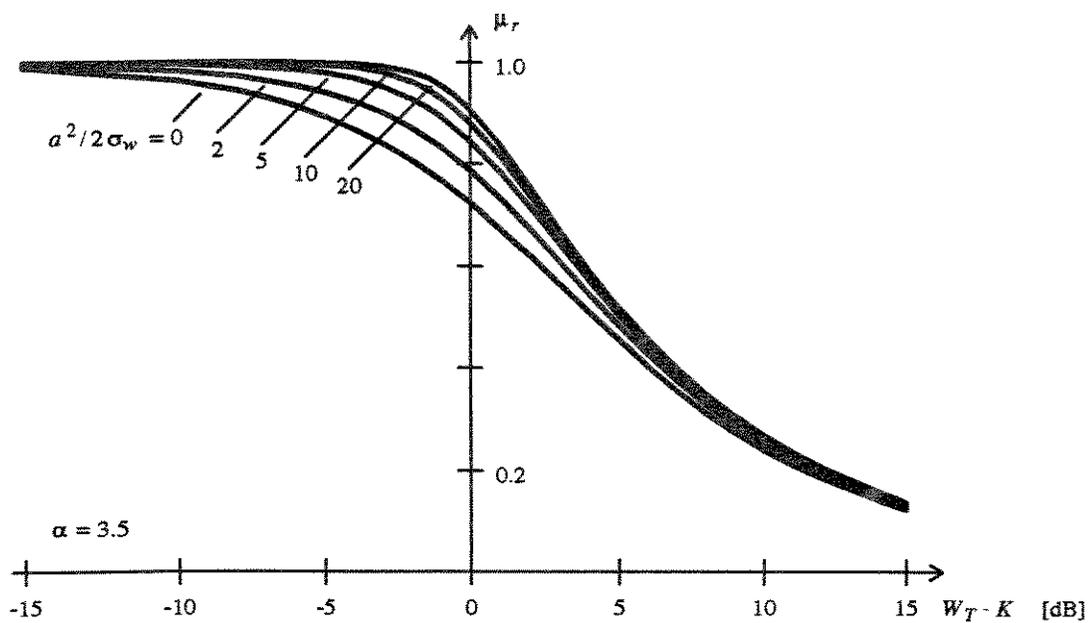


Figura 4.28: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Rice; $\alpha = 3, 5$.

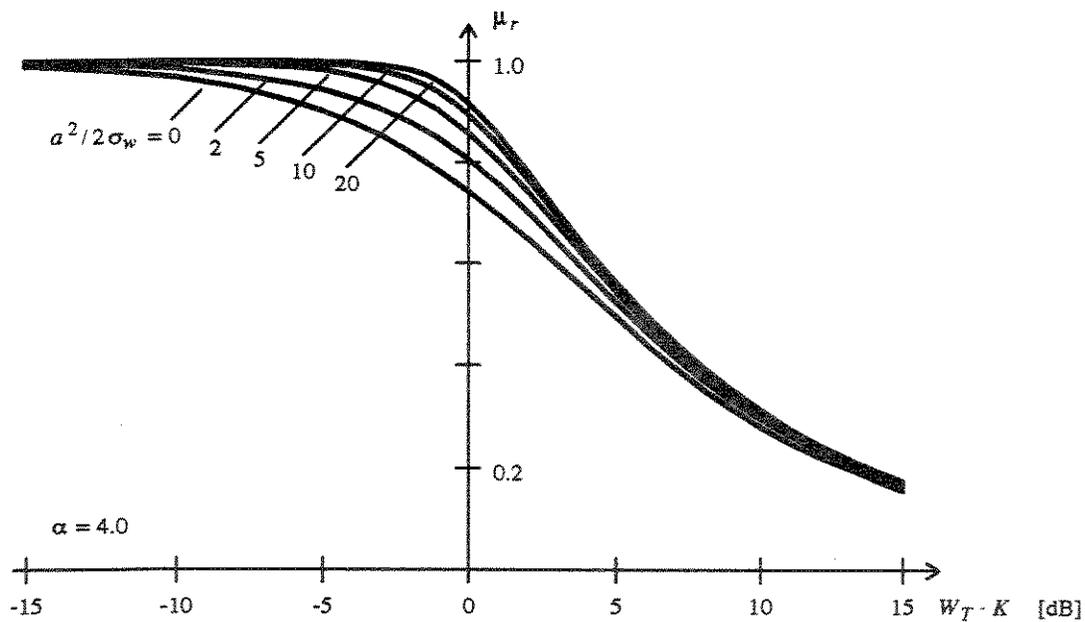


Figura 4.29: Cobertura dos locais até uma distância x_0 da Estação Base no ambiente Rice; $\alpha = 4, 0$.

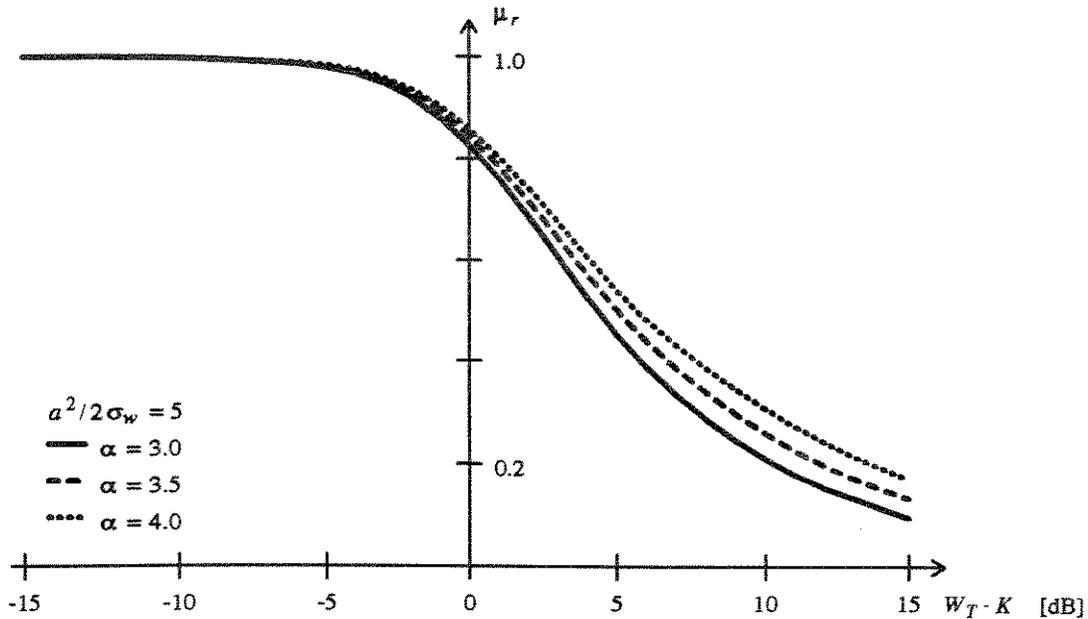


Figura 4.30: Influência do coeficiente de perda de percurso α no ambiente Rice.

onde $\gamma(\cdot)$ é a função gama incompleta definida por (3.53), $A = a^2/2\sigma_w$ é a razão entre as potências das ondas direta e refletidas, w_T é o limiar, k é a potência média na periferia da célula, α é o coeficiente de perda de percurso e, finalmente, $\epsilon_i(\cdot)$ conforme definido em (3.42).

Utilizando-se, para o cálculo da função gama incompleta $\gamma(\cdot)$, a somatória colocada em (4.8), obtém-se os resultados colocados nas figuras 4.27, 4.28 e 4.29, respectivamente para o coeficiente de perda de percurso $\alpha = 3,0$, $3,5$ e $4,0$, lembrando-se que W_T e K são respectivamente o limiar e a potência média expressos em dB. Pode-se observar que o aumento da razão A implica em um aumento da cobertura μ_r , sendo que esta melhoria diminui proporcionalmente ao crescimento desta razão.

A figura 4.30 apresenta a influência do coeficiente de perda de percurso α no ambiente Rice, para $A = 5$. Do mesmo modo que para os ambientes analisados anteriormente, valores maiores de α significam uma melhor cobertura.

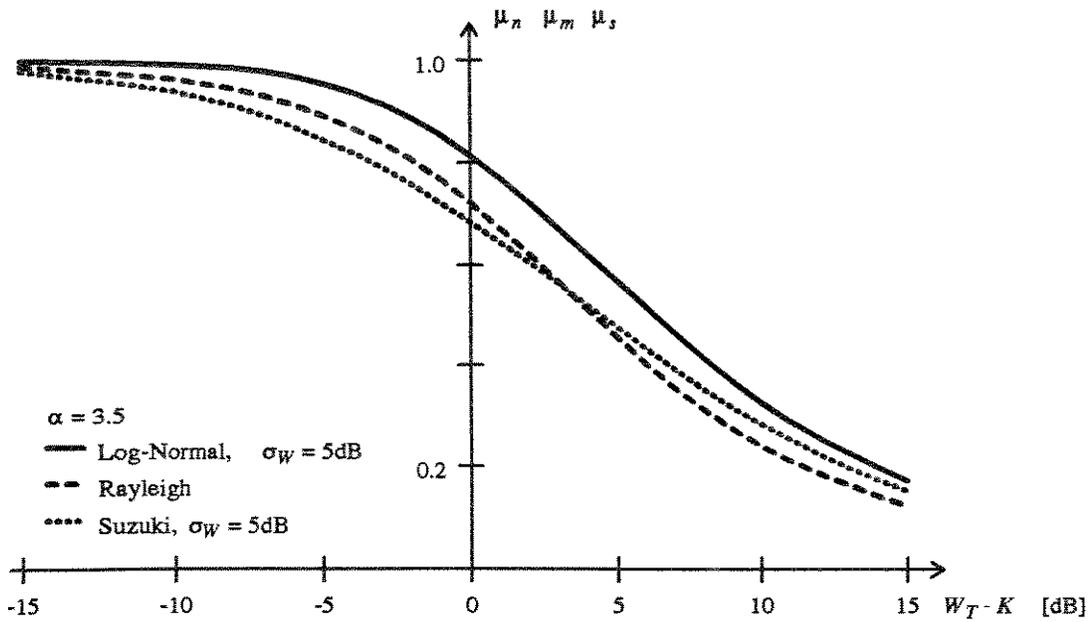


Figura 4.31: Comparação entre ambientes log-normal, Rayleigh e Suzuki; $\sigma_W = 5\text{ dB}$.

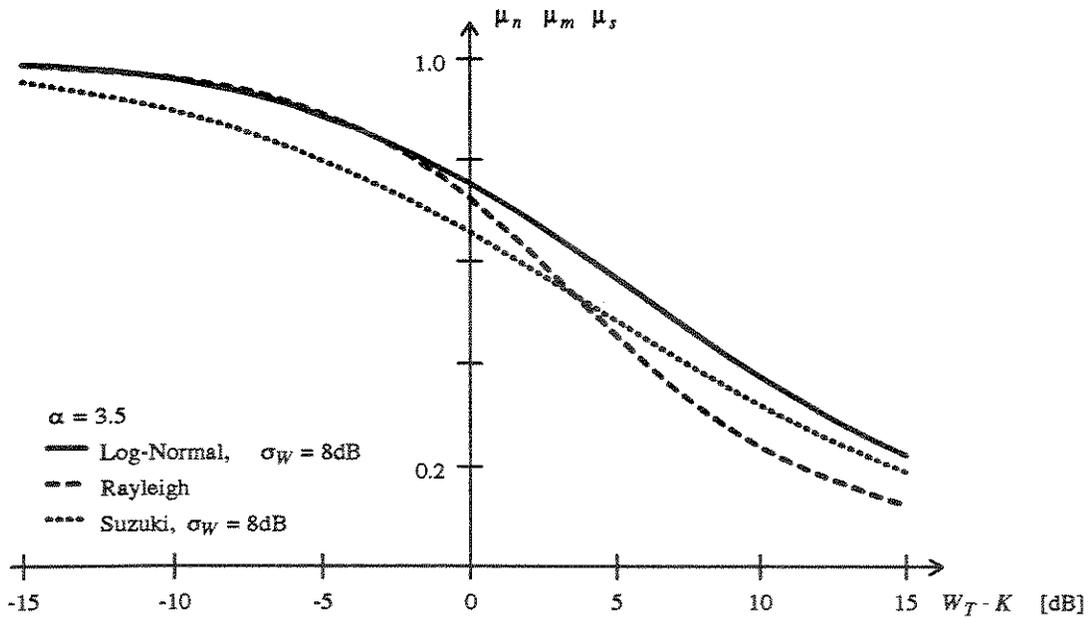


Figura 4.32: Comparação entre ambientes log-normal, Rayleigh e Suzuki; $\sigma_W = 8\text{ dB}$.

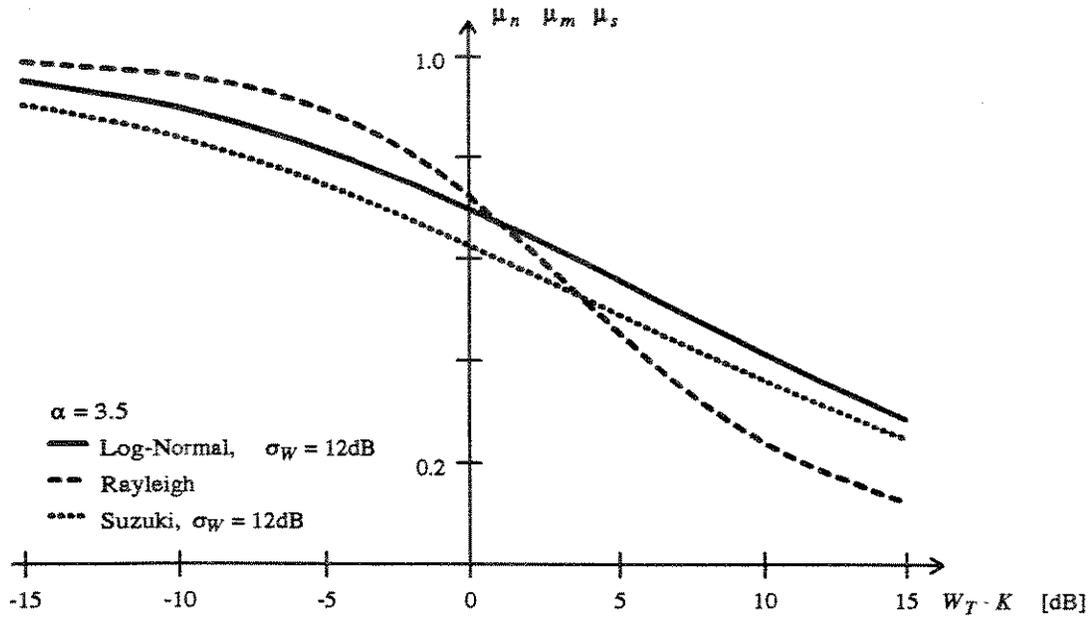


Figura 4.33: Comparação entre ambientes log-normal, Rayleigh e Suzuki; $\sigma_W = 12$ dB.

Comparação entre os Ambientes

Uma comparação entre os ambientes log-normal, Rayleigh e Suzuki é apresentada a seguir. A figura 4.31 ilustra estes ambientes para $\sigma_W = 5$ dB. Pode-se perceber, para esta condição, de modo semelhante ao observado na figura 4.7, uma razoável semelhança entre os ambientes log-normal e Rayleigh. Em relação ao ambiente Suzuki, percebe-se, do mesmo modo, que seu comportamento aproxima-se ora do ambiente Rayleigh, quando $W_T < K$, ora do ambiente log-normal, quando $W_T > K$.

Nas figuras 4.32 e 4.33, estas comparações têm lugar para $\sigma_W = 8$ dB e $\sigma_W = 12$ dB, respectivamente. Para estes casos, também, valem as considerações colocadas para as figuras 4.8 e 4.9.

Para o ambiente Rice, a comparação pode ser feita a partir do ambiente Rayleigh, isto é, para a razão entre as potências das ondas direta e refletidas $A = 0$. Pode-se perceber que, para $W_T < K$, valores maiores da razão A melhoram a cobertura. Entretanto, se $W_T > K$, a influência desta razão não é significativa.

4.3 Sumário e Conclusões

Os resultados obtidos no capítulo anterior, apresentados agora na forma de gráficos, permitem uma comparação entre os ambientes objetos deste trabalho. Duas abordagens estão colocadas: cobertura dos locais a uma dada distância da antena da Estação Base, e cobertura dos locais até esta distância.

Observa-se que, nos ambientes log-normal e Suzuki, o aumento do desvio padrão σ_W implica em uma pior cobertura quando o limiar W_T é menor que a potência média K na periferia da célula e, por outro lado, quando $W_T > K$, verifica-se o contrário. Além disso, para σ_W pequeno, os ambientes Rayleigh e Suzuki têm características semelhantes.

Da comparação dos ambientes Rayleigh e Rice, pode-se perceber que, para $W_T < K$, valores maiores para a razão entre as potências das ondas direta e refletidas A melhoram a cobertura. Entretanto, se $W_T > K$, a influência desta razão não é significativa.

Capítulo 5

Conclusões

A caracterização das perdas de propagação utilizando-se métodos estatísticos, objeto deste trabalho, representa uma contribuição à difícil tarefa de determinação da área de cobertura da Estação Base em sistemas de rádio móvel. Espera-se que esta abordagem propicie uma melhor avaliação de como o ambiente e sua variabilidade atuam sobre a propagação das ondas de rádio nestes sistemas. Os modelos estatísticos considerados neste trabalho são aqueles usualmente aceitos na caracterização dos vários ambientes encontrados, seja por sua concepção teórica ou pelas medidas de campo realizadas.

Dos resultados colocados anteriormente, pode-se observar a significativa importância do desvio padrão da potência σ_W nos ambientes log-normal e Suzuki, sendo que o aumento de σ_W tem influência direta na diminuição da proporção da área de cobertura, μ_n e μ_s respectivamente, quando a potência recebida está acima de um dado limiar. Nota-se também que para σ_W alto, a influência do coeficiente de perda de percurso α não é relevante. Particularmente em relação ao ambiente Suzuki, pode-se observar que quando σ_W tende a zero, a proporção da área de cobertura μ_s aproxima-se do resultado obtido para o ambiente Rayleigh. Por outro lado, com σ_W alto, μ_s tende a aproximar-se dos resultados obtidos para o ambiente log-normal. Finalmente, para valores intermediários deste desvio padrão, por exemplo $\sigma_W = 5$ dB, pode-se observar que μ_s aproxima-se do ambiente Rayleigh quando a potência recebida é menor que o limiar e, por outro lado, ao ambiente log-normal quando esta potência é maior que o limiar.

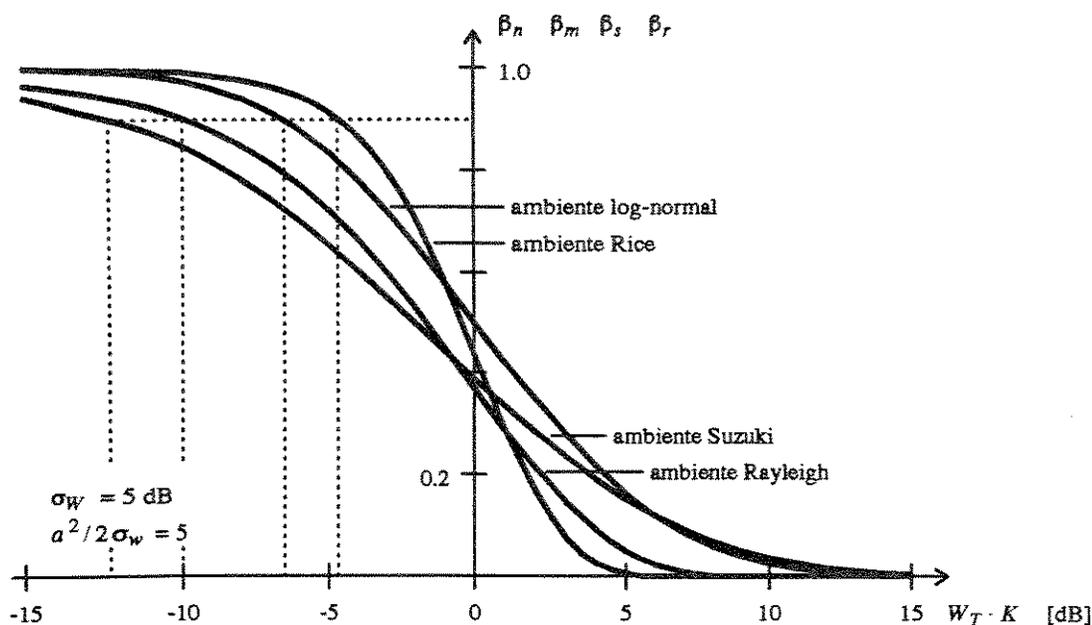


Figura 5.1: Comparação entre os ambientes log-normal, Rayleigh, Suzuki e Rice; proporção de cobertura β ; $\sigma_W = 5$ dB; $a^2 / 2\sigma_w = 5$.

Em relação ao ambiente Rayleigh, pode-se observar a semelhança existente entre ele e o ambiente log-normal, quando $\sigma_W = 5$ dB. Além disso, a comparação dos ambientes Rayleigh e Rice permite verificar que a razão entre as potências das ondas direta e refletidas A somente é significativa quando a potência recebida está acima do limiar.

5.1 Exemplo de Aplicação

Como exemplo de aplicação dos resultados obtidos, seja calcular o raio de uma célula tal que, em um ambiente onde o coeficiente de perda de percurso α igual a 3.5, deseja-se que a potência do sinal recebido esteja acima de um limiar $W_T = -110$ dBm por 90% do tempo (ou, de maneira equivalente, 90% da área da célula deve receber um sinal acima deste limiar). Considere-se que, a uma distância $x = 10$ km da antena da Estação Base, a potência média recebida seja $M_x = -100$ dBm.

Utilizando-se os dados obtidos para a proporção cobertura β a uma determinada

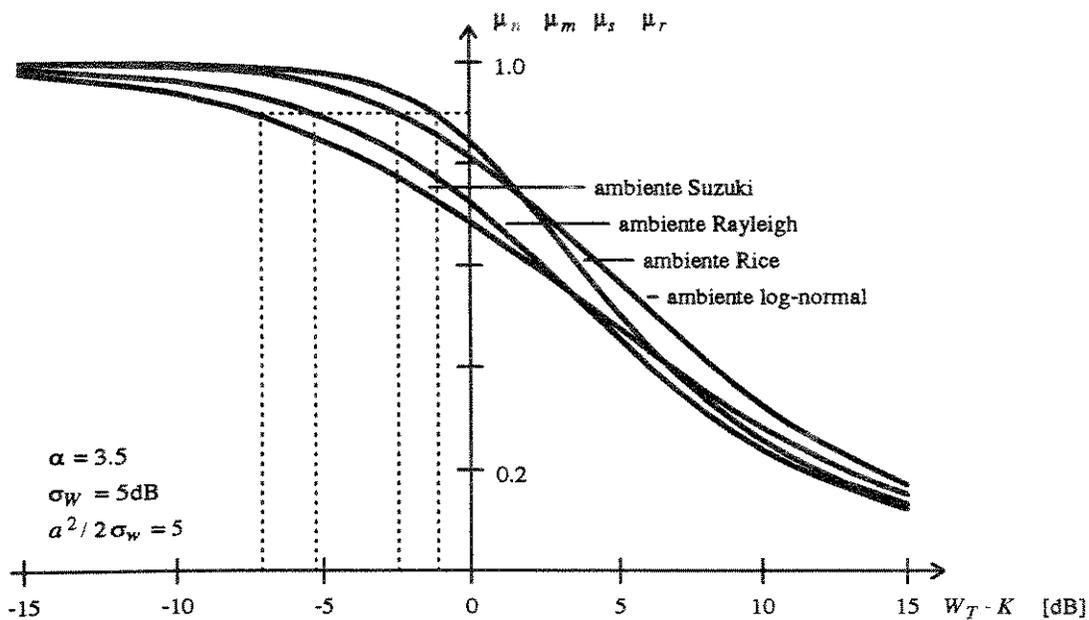


Figura 5.2: Comparação entre os ambientes log-normal, Rayleigh, Suzuki e Rice; proporção de cobertura μ , $\alpha = 3,5$; $\sigma_W = 5 \text{ dB}$; $a^2/2\sigma_w = 5$.

distância e considerando-se ambiente log-normal, com os valores acima e ainda um desvio padrão da potência do sinal $\sigma_W = 5 \text{ dB}$, temos que, da figura 5.1, $W_T - K = -6,5 \text{ dBm}$ ou $K = -103,5 \text{ dBm}$. Como $M_x = K - 10\alpha \log(x/x_0)$, temos que o raio da célula é $x_0 = 12,6 \text{ km}$. Da mesma maneira, utilizando-se o ambiente Rayleigh, temos que, da figura 5.1, $W_T - K = -10,0 \text{ dBm}$ ou $K = -100,0 \text{ dBm}$ e o raio da célula é $x_0 = 10,0 \text{ km}$. No caso do ambiente Suzuki, temos que, da figura 5.1, $W_T - K = -12,3 \text{ dBm}$ ou $K = -97,7 \text{ dBm}$ e o raio da célula é $x_0 = 8,6 \text{ km}$. Finalmente, utilizando-se o ambiente Rice, com os valores acima e ainda uma razão entre as potências das ondas direta e refletidas $A = a^2/2\sigma_w = 5$, temos que, da figura 5.1, $W_T - K = -4,7 \text{ dBm}$ ou $K = -105,3 \text{ dBm}$ e o raio da célula é $x_0 = 14,2 \text{ km}$. Os resultados obtidos acima estão colocados também na tabela 5.1.

Utilizando-se os dados obtidos para a proporção de cobertura μ até uma determinada distância e considerando-se ambiente log-normal, com os valores acima, temos que, da figura 5.2, $W_T - K = -2,4 \text{ dBm}$ ou $K = -107,6 \text{ dBm}$. Como $M_x = K - 10\alpha \log(x/x_0)$,

ambiente	raio da célula x_0	
	abordagem β	abordagem μ
log-normal	12,6 km	16,5 km
Rayleigh	10,0 km	13,6 km
Suzuki	8,6 km	12,3 km
Rice	14,2 km	18,0 km

Tabela 5.1: Raio da célula nas abordagens β e μ .

temos que o raio da célula é $x_0 = 16,5$ km. Da mesma maneira, utilizando-se o ambiente Rayleigh, temos que, da figura 5.2, $W_T - K = -5,3$ dBm ou $K = -104,7$ dBm e o raio da célula é $x_0 = 13,6$ km. No caso do ambiente Suzuki, temos que, da figura 5.2, $W_T - K = -6,9$ dBm ou $K = -103,1$ dBm e o raio da célula é $x_0 = 12,3$ km. Finalmente, utilizando-se o ambiente Rice, com $A = a^2/2\sigma_w = 5$, temos que, da figura 5.2, $W_T - K = -1,1$ dBm ou $K = -108,9$ dBm e o raio da célula é $x_0 = 18,0$ km. Os resultados obtidos acima estão colocados também na tabela 5.1.

5.2 Trabalhos Futuros

Alguns trabalhos podem ser sugeridos em continuidade a este. Por exemplo, acrescentando-se aos resultados obtidos um modelo computacional de determinação da potência média recebida (por exemplo, as fórmulas empíricas de Hata), pode-se obter um método automatizado de determinação da área de cobertura da Estação Base. Pode-se mencionar também, como possível tarefa futura, a comparação dos resultados teóricos obtidos com medidas de campo. Finalmente, pode-se, a partir das distribuições log-normal e de Rice, desenvolver-se um novo modelo estatístico que inclua efeitos de sombreamento e multi-percurso na presença de uma onda direta.

Bibliografia

- [1] Jakes Jr., W. C., *Introduction in Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, New York, 1974, pp. 1-7.
- [2] Parsons, J. D., Gardiner, J. G., *Mobile Communications Systems*, Blakie and Son Ltd., London, 1989.
- [3] Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering*, McGraw-Hill Book Co., New York, 1982.
- [4] Holbeche, R. J., *Introduction to Mobile Radio in Land Mobile Radio Systems*, Peter Peregrinus Ltd., London, 1985, pp. 1-4.
- [5] —, *Novatel Cellular System — Functional Description and Theory of Operation*, Novatel Communications Ltd., Calgary, 1988.
- [6] —, *Curso de Telefonia Móvel*, Centro Nacional de Treinamento da TELEBRÁS, Brasília, 1983.
- [7] Yacoub, M. D., *Curso de Comunicações Móveis*, Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1991.
- [8] —, *Sistema de Telecomunicações Móveis Terrestre Pública — Aspectos Gerais de Definições, Arquiteturas, Interfaces e Serviços*, Centro de Pesquisa e Desenvolvimento da TELEBRÁS, Relatório Interno, Campinas, 1989.
- [9] Reudink, D. O., *Large-Scale Variations of the Average Signal in Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, New York, 1974, pp. 79-131.

- [10] Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Design Fundamentals*, Howard W. Sams & Co., Indianapolis, 1986.
- [11] Bullington, K., Radio Propagation at Frequencies above 30 Mc/s, *Proc. IRE* 35, 1947, pp. 1122–1136.
- [12] Epstein, J., Peterson, D. W., An Experimental Study of Wave Propagation at 850 Mc, *Proc. IRE* 41, 1953, pp. 595–611.
- [13] Deygout, J., Multiple Knife-edge Diffraction of Microwaves, *IEEE Trans. Ant. Prop.* 14, 1966, pp. 480–489.
- [14] Egli, J., Radio Propagation above 40 Mc over Irregular Terrain, *Proc. IRE* 45, 1957, pp. 1383–1391.
- [15] —, Propagation Models in Special Issue on Mobile Radio Propagation, *IEEE Trans. Veh. Tech.* 37, 1988, pp. 20–25.
- [16] 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.
- [17] Hata, M., Empirical Formula for Propagation Loss in Land-Mobile Radio Services, *IEEE Trans. Veh. Tech.* 29, 1980, pp. 317–325.
- [18] Ibrahim, M. F., Parsons, J. D., Signal Strength Prediction in Built-up Areas, Part 1: Median Signal Strength, *Proc. IEE Part F* 130, 1983, pp. 377–384.
- [19] Reudink, D. O., Comparison of Radio Transmission at X-Band Frequencies in Suburban and Urban Areas, *IEEE Trans. Ant. Prop.* 20, 1972, pp. 470.
- [20] Ibrahim, M. F., Bajwa, A. S., Propagation in Urban Areas in Land Mobile Radio Systems, Peter Peregrinus Ltd., London, 1985, pp. 23–44.
- [21] Reudink, D. O., Properties of Mobile Radio above 400 MHz, *IEEE Trans. Veh. Tech.* 23, 1974, pp. 143–160.

- [22] Suzuki, H., A Statistical Model for Urban Radio Propagation, *IEEE Trans. COM-25*, 1977, pp. 673–680.
- [23] Hansen, F., Meno, F. I., Mobile Fading — Rayleigh and Lognormal Superimposed, *IEEE Trans. Veh. Tech.* 26, 1977, pp. 332–335.
- [24] 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.
- [25] Gradshteyn, I. S., Ryzhik, I. M., *Table of Integrals, Series, and Products*, Academic Press, New York, 1980.
- [26] Papoulis, A., *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill Book Co., Singapore, 1991.
- [27] Leonardo, E. J., Yacoub, M. D., *Métodos Estatísticos para a Determinação da Área de Cobertura de uma Célula em um Sistema de Rádio Móvel*, X Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Brasília, 1992.
- [28] Leonardo, E. J., Yacoub, M. D., *Métodos Estatísticos para a Determinação da Área de Cobertura de uma Célula em um Sistema de Rádio Móvel*, I Seminário de Telecomunicações sem Fio do STB, Brasília, 1992.
- [29] Magnus, W., Oberhettinger, F., Soni, R. P., *Formulas and Theorems for the Special Functions of Mathematical Physics*, Springer-Verlag, Berlin, 1966.