

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica
Departamento de Comunicações

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por NELCY FELISBINO KEFFER
e aprovada pela Comissão
Julgadora em 17/09/93.
Michel Daoud Yacoub
Orientador

**Desempenho da Modulação GMSK
no Ambiente Móvel:
Aplicação a uma Rede Local sem Fio.**

Autor: Nelcy Felisbino Keffer ²⁵⁰
Orientador: Michel Daoud Yacoub (X)

Dissertação submetida à Faculdade de
Engenharia Elétrica da UNICAMP
para preenchimento dos pré-requisitos
parciais para obtenção do Título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Setembro 1993

Agradecimentos

Toda minha gratidão ao meu orientador Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub pelos ensinamentos e sábios conselhos. Ainda, um agradecimento especial pela paciência e compreensão com minhas falhas.

Meu reconhecimento a todos os professores do curso de Mestrado em Engenharia Elétrica, pelos conhecimentos e incentivos recebidos.

Aos colegas, pelas sugestões e conselhos.

À UNICAMP, pelos recursos disponíveis que tornaram possível obter os resultados descritos.

Finalmente, meu agradecimento especial a Antônio, meu esposo, pelo companheirismo em todas as horas, e pelo amor e carinho que nunca faltaram.

A
Antônio
com amor.

Resumo

Os sistemas de comunicações móveis originalmente analógicos estão evoluindo para a concepção digital. A avaliação das técnicas digitais no ambiente móvel é importante para escolha da tecnologia digital adequada. A modulação GMSK (Gaussian filtered Minimum Shift Keying) com detecção coerente foi proposta como uma modulação eficiente para as comunicações móveis. Isto porque, na modulação GMSK, a potência irradiada fora de faixa no canal adjacente preenche as severas condições impostas.

A análise da taxa de erro de transmissão é feita com o objetivo de avaliar o desempenho da modulação GMSK no ambiente de rádio móvel. Para analisar a taxa de erro de bit é necessário fazer a avaliação das características de propagação do ambiente móvel.

Redes locais sem fio são uma aplicação específica decorrente do uso da tecnologia digital nas comunicações móveis. Um exemplo de protocolo de comunicação para redes locais sem fio é mostrado. A taxa de erro de mensagem, para a modulação GMSK, é avaliada considerando-se o protocolo exemplificado, específico para a estrutura de redes locais sem fio.

Com o objetivo de mostrar que o uso de códigos corretores de erro é eficiente para reduzir as taxas de erros de mensagem a níveis aceitáveis, avaliamos o desempenho da modulação GMSK associada à utilização do código Golay(23,12).

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Algumas Considerações sobre Comunicações Móveis	1
1.2	Exemplos de Aplicação de Sistemas de Rádio Móvel Digitais	2
1.3	Estrutura e Objetivo da Tese	3
2	O Canal de Rádio Móvel	6
2.1	Introdução	6
2.2	Modelos de Propagação	7
2.2.1	Perda de Percurso	7
2.2.2	Métodos Determinísticos para Cálculo da Perda de Percurso	7
	Perda de Percurso em Espaço Livre	7
	Perda de Percurso em Terreno Plano	7
	Perdas de Percurso por Difração de Gume de Faca	8
	Perdas de Percurso por Difração com Múltiplos Gumes de Faca	9
2.2.3	Métodos Empíricos para Cálculo da Perda de Percurso	12
2.2.4	Modelo de Perdas Simplificado	13
2.3	Distribuições do Sinal de Rádio Móvel	13
2.3.1	Distribuições da Envoltória do Sinal	14
	Ambiente com Propagação Multipercurso	14
	Ambiente com Propagação Multipercurso e com Linha de Visada	14
	Ambiente com Sombreamento	17
	Ambiente com Sombreamento e Propagação Multipercurso	18

2.3.2	Distribuições da Relação Sinal/Ruído	18
	Ambiente com Propagação Multipercurso	20
	Ambiente com Propagação Multipercurso e com Linha de Visada	21
	Ambiente com Sombreamento	22
	Ambiente com Sombreamento e Propagação Multipercurso	24
2.4	Conclusão	25
3	A Modulação GMSK	27
3.1	Introdução	27
3.2	A Modulação MSK	27
3.3	Geração e Detecção do Sinal MSK	29
3.4	A Modulação GMSK	31
3.5	Geração e Detecção do Sinal GMSK	31
3.6	Espectro de Potência do Sinal GMSK	32
3.7	Interferência de Canal Adjacente para GMSK	32
3.8	Desempenho da Taxa de Erro de Bit sobre Um Canal Gaussiano	34
3.9	Desempenho da Taxa de Erro de Bit sobre Um Canal com Desvanecimento.	35
3.10	Conclusão	35
4	Um Exemplo de Estrutura de Redes Locais sem Fio	36
4.1	Introdução	36
4.2	Redes Locais sem Fio	36
4.2.1	Estrutura de Uma Rede Local sem Fio	37
4.2.2	Descrição Funcional de Uma Rede Local sem Fio	39
4.2.3	Alocação Dinâmica de Padrões de Saltos em Frequência	41
4.2.4	Controle da Potência Emitida pela Estação Base e pela Estação Remota	42
4.2.5	Comunicação Inicial Estação Remota - Estação Base	42
4.3	Empacotamento de Mensagens	43
4.4	Estrutura de Um Quadro HDLC	44

4.5	Um Exemplo de Protocolo de Comunicações	46
4.6	Conclusão	49
5	Taxa de Erro de Transmissão	50
5.1	Introdução	50
5.2	Taxa de Erro de Bit em Presença de Desvanecimento	51
5.2.1	Taxa de Erro de Bit para o Ambiente Rayleigh	51
5.2.2	Taxa de Erro de Bit para o Ambiente Rice	53
5.2.3	Taxa de Erro de Bit para o Ambiente Log-normal	54
5.2.4	Taxa de Erro de Bit para o Ambiente Suzuki	56
5.3	Taxa de Erro de Mensagem em Presença de Desvanecimento	56
5.3.1	Probabilidade de Erro em Uma Mensagem Contendo N Bits	56
5.3.2	Tamanho de Mensagem para Pacotes	57
5.3.3	Probabilidade de Erro de Mensagem para Pacotes	58
	Taxa de Erro de Mensagem para o Ambiente Rayleigh	58
	Taxa de Erro de Mensagem para o Ambiente Rice	59
	Taxa de Erro de Mensagem para o Ambiente Log-Normal	60
	Taxa de Erro de Mensagem para o Ambiente Suzuki	61
5.4	Um método de Correção de Erros	63
5.4.1	Taxa de Erro de Bit para o Método de Correção de Erros Utilizando um Código Linear $A(n,k)$ em Presença de Desvanecimento	64
	Ambiente Rayleigh	65
	Ambiente Rice	65
	Ambiente Log-Normal	65
	Ambiente Suzuki	66
5.4.2	Taxa de Erro de Mensagem para o Método de Correção de Erros Utili- zando um Código Linear $A(n,k)$ em Presença de Desvanecimento	66
5.4.3	Taxa de Erro de Mensagem para o Método de Correção de Erros Utilizan- do o Código Linear Golay(23,12) em Presença de Desvanecimento	67

<i>CONTEÚDO</i>	IV
Ambiente Rayleigh	67
Ambiente Rice	68
Ambiente Log-normal	69
Ambiente Suzuki	70
5.5 Conclusão	72
6 Conclusão	74
6.1 Algumas Considerações sobre os Resultados Obtidos para a Taxa de Erro de Bit	74
6.2 Considerações Finais	80
6.3 Sugestões para Trabalhos Futuros	81

Lista de Figuras

2.1	Modelo de propagação em terreno plano.	8
2.2	Modelo de propagação por difração de gume de faca.	9
2.3	Método de Bullington para cálculo da perda de percurso para modelo de propagação por difração com múltiplos gumes de faca.	10
2.4	Método de Epstein-Peterson para cálculo da perda de percurso para modelo de propagação por difração com múltiplos gumes de faca.	10
2.5	Método de Deygout para cálculo da perda de percurso para modelo de propagação por difração com múltiplos gumes de faca.	11
2.6	Função densidade de probabilidade da envoltória no ambiente Rayleigh.	15
2.7	Função densidade de probabilidade da envoltória no ambientes Rice.	16
2.8	Função densidade de probabilidade da envoltória, dada em decibéis, no ambiente Log-normal.	17
2.9	Função densidade de probabilidade da envoltória no ambiente Suzuki.	19
2.10	Função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído no ambiente Rayleigh.	21
2.11	Função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído no ambiente Rice.	23
2.12	Função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído, dada em decibéis, no ambiente Log-normal.	24
2.13	Função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído no ambiente Suzuki.	26
3.1	Modulador ortogonal utilizado para implementar o modulador MSK.	29
3.2	Modulador FM utilizado para implementar o modulador MSK.	30

3.3	Demodulador coerente de canais em quadratura utilizado para implementar o demodulador MSK.	30
3.4	Modulador GMSK.	31
3.5	Modulador GMSK - tipo PLL.	32
3.6	Espectro de potência do sinal GMSK.	33
3.7	Interferência de canal adjacente para GMSK.	34
4.1	Um exemplo de arquitetura simples de um rede local sem fio.	38
4.2	Um exemplo de arquitetura complexa de um rede local sem fio.	39
4.3	Transmissão de pacotes seguida dos respectivos reconhecimentos para (a) tamanho de grupo igual a 1 e (b) tamanho de grupo igual a 2.	44
4.4	Estrutura de um quadro HDLC.	45
4.5	Uma conexão half-duplex.	47
4.6	Estrutura do quadro para esquema de controle de acesso.	48
5.1	Desempenho da modulação GMSK no ambiente Rayleigh.	52
5.2	Desempenho da modulação GMSK no ambiente Rice.	54
5.3	Desempenho da modulação GMSK no ambiente Log-normal.	55
5.4	Desempenho da modulação GMSK no ambiente Suzuki.	57
5.5	Probabilidade de erro de mensagem para o ambiente Rayleigh para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.	59
5.6	Probabilidade de erro de mensagem para o ambiente Rice, para períodos A ou B, para pacotes grandes.	60
5.7	Probabilidade de erro de mensagem para o ambiente Log-normal, para períodos A ou B, para pacotes grandes.	61
5.8	Probabilidade de erro de mensagem para ambiente Log-normal para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.	62
5.9	Probabilidade de erro de mensagem para o ambiente Suzuki, para períodos A ou B, para pacotes grandes.	63

5.10	Probabilidade de erro de mensagem para ambiente Suzuki para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.	64
5.11	Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Rayleigh para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.	68
5.12	Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Rice para períodos A ou B, para pacotes grandes.	69
5.13	Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Log-normal para períodos A ou B, para pacotes grandes.	70
5.14	Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Log-normal para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.	71
5.15	Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Suzuki para períodos A ou B, para pacotes grandes.	72
5.16	Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Suzuki para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.	73
6.1	Desempenho da modulação GMSK em um ambiente sem desvanecimento.	75
6.2	Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com propagação multipercurso e para um ambiente sem desvanecimento.	76
6.3	Influência da presença da linha de visada.	77
6.4	Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com sombreamento e para um ambiente sem desvanecimento.	78
6.5	Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com propagação multipercurso e para um ambiente com sombreamento.	79
6.6	Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com propagação multipercurso e para um ambiente com propagação multipercurso e sombreamento combinados.	80
6.7	Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com propagação multipercurso, com sombreamento, e com propagação multipercurso e sombreamento combinados, para $\sigma_W = 06dB$	81

6.8 Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com propagação multipercurso, sombreamento, e com propagação multipercurso e sombreamento combinados, para $\sigma_w = 12dB$ 82

Lista de Tabelas

3.1	Sinais gerados na modulação MSK.	29
4.1	Tamanho máximo dos pacotes	49

Capítulo 1

Introdução

1.1 Algumas Considerações sobre Comunicações Móveis

A utilização de enlaces de rádio ao invés de enlaces físicos para proporcionar serviços de comunicação portáteis é uma evolução importante das telecomunicações.

O potencial para comunicação com pontos não fixos foi reconhecido logo após a invenção do rádio no final do século XIX e seu desenvolvimento no início do século XX [1].

Um fator primário que impediu a difusão do uso em larga escala do serviço móvel foi a indisponibilidade de espectro.

Com o surgimento do conceito celular e do reuso de frequências pôde-se aumentar substancialmente a capacidade de tráfego. De acordo com o conceito celular, a área de serviço é dividida em sub-áreas de cobertura de rádio, chamadas células. Uma mesma frequência é reutilizada através dos limites da área de serviço quantas vezes for necessário para satisfazer a demanda de tráfego. Desta forma, comunicações independentes, em uma mesma frequência, podem ser proporcionadas em células separadas o suficiente para evitar interferência que torne a comunicação inaceitável.

Os sistemas móveis originalmente analógicos estão evoluindo para a concepção digital. Em sistemas digitais, os sinais analógicos devem ser convertidos em suas representações digitais antes de serem transmitidos, e coexistem bem com sinais digitais de sistemas de dados. O formato digital, além de ampliar o universo de aplicação, permite o uso de toda uma tecnologia já conhecida para transmitir informações com confiabilidade e com um mínimo de

erros.

A avaliação das técnicas digitais no ambiente móvel é extremamente importante para a escolha da tecnologia digital adequada. A escolha adequada do método de modulação digital pode aprimorar a confiabilidade destes sistemas. A modulação GMSK (Gaussian filtered Minimum Shift Keying) com detecção coerente foi proposta como uma modulação eficiente para as comunicações móveis [2]. Isto porque, na modulação GMSK, a potência irradiada fora de faixa no canal adjacente preenche as severas condições impostas.

Uma forma de avaliar o desempenho de um método de modulação digital é avaliar a taxa de erro de transmissão. Para avaliar a taxa de erro de transmissão no ambiente de rádio móvel torna-se necessário avaliar os parâmetros de propagação dos sinais neste ambiente.

Os sinais se propagando no ambiente de rádio móvel sofrem vários tipos de efeitos. As ondas de rádio sofrem atenuações quando se afastam dos transmissores e quando passam através de paredes, prédios, ou objetos. Após reflexões ou espalhamentos no ambiente, as ondas de rádio chegam ao receptor em tempos diferentes devido aos diferentes percursos das componentes do sinal. Ainda, as características do ambiente variam quando o usuário se move durante a comunicação, ou mesmo quando o mundo ao redor do sistema se movimenta.

Portanto, surgem desvanecimentos e espalhamento dos pulsos e, por conseqüência, degradação do sinal na forma de ruído e interferências intersímbolo.

1.2 Exemplos de Aplicação de Sistemas de Rádio Móvel Digitais

Alguns exemplos de aplicação de sistemas de rádio digitais em comunicações móveis são citados a seguir [3].

- Telefonia celular rural - são sistemas de rádio digital, de relativa alta potência, que têm por objetivo proporcionar acesso a centros locais de comutação telefônica a usuários amplamente espalhados em grandes áreas rurais.

- Telefonia móvel celular veicular - são sistemas de rádio digital, de relativa alta potência, que têm por objetivo proporcionar acesso a centros locais de comutação telefônica a usuários em veículos deslocando-se em ruas e estradas.
- Telefonia móvel celular portátil - são sistemas de rádio digital, de relativa baixa potência (microcelulares), que têm por objetivo proporcionar acesso a centros locais de comutação telefônica a usuários em movimento (pedestres).
- Telefone sem fio - dividem-se em dois grupos de sistemas de rádio digital:
 - de relativa baixa potência - que têm por objetivo prover maior mobilidade ao telefone tradicional,
 - de relativa alta potência - que têm por objetivo prover portabilidade a sistemas de múltiplos canais (por exemplo PBX).
- Redes de pacotes públicas - são sistemas de rádio digital, de relativa alta potência, que têm por objetivo proporcionar acesso a uma rede de pacotes a terminais de dados portáteis.
- Redes locais sem fio - são redes de pacotes de relativa baixa potência, que têm por objetivo proporcionar o compartilhamento, via canais de rádio, dos recursos e dados disponíveis em um determinado sistema. Surgiram motivadas pela economia de custos (de instalação e reconfiguração) conseguida com a eliminação de enlaces físicos.
- Sistemas de *Paging* - São sistemas muito simples de comunicação em um único sentido, cuja função é a de alertar ou convocar os usuários por meio de um sinal audível (page). Pode ainda haver a transmissão de pequenas mensagens digitais junto com o page.

1.3 Estrutura e Objetivo da Tese

Esta tese tem dois objetivos principais citados a seguir.

- Avaliar o desempenho, através do cálculo da taxa de erro de bit, da modulação GMSK no ambiente de rádio móvel. Esta avaliação é feita levando-se em conta os desvaneci-

mentos do sinal de rádio móvel causados pelos efeitos de multipercurso e sombreamento, separadamente ou em conjunto. Ainda, quando considerando-se o efeito de multipercurso isoladamente, leva-se em conta a existência ou não de linha de visada.

- Utilizar estes resultados para avaliar o desempenho da modulação GMSK em uma aplicação em redes locais sem fio. Esta parte do trabalho foi motivada por uma necessidade específica da indústria. Com o objetivo de se detectar e quantificar o problema, foi feita a análise da taxa de erro de mensagem em um dado protocolo específico para esta aplicação.

Portanto tendo em vista os objetivos acima citados, o corpo da tese foi dividido em seis capítulos, a saber:

- Capítulo 1: Introdução.
- Capítulo 2: O Canal de Rádio Móvel - onde é feita a avaliação das características de propagação do ambiente móvel. Dois objetivos principais se destacam neste capítulo:
 - a caracterização da perda de percurso e, por conseqüência, da relação sinal/ruído média recebida em uma determinada região expressa na forma da potência média nesta área. Para se alcançar este objetivo são mostrados os principais modelos de propagação que têm sido usados com o objetivo de avaliar a perda de percurso.
 - a avaliação da variabilidade do sinal de rádio móvel em torno da relação sinal/ruído média. Sendo conhecida a relação sinal/ruído média recebida em uma determinada região consegue-se avaliar a variabilidade do sinal acerca desta média através de métodos estatísticos. Como resultado importante deste capítulo temos a obtenção das funções densidade de probabilidade da relação sinal/ruído para o ambiente móvel.
- Capítulo 3: A Modulação GMSK - onde são descritas as noções básicas da modulação GMSK com o objetivo de mostrar os principais parâmetros envolvidos no cálculo da taxa de erro de bit.
- Capítulo 4: Redes Locais sem Fio - onde são descritos:

- a estrutura básica de uma rede local sem fio,
- o aspecto funcional de uma rede local sem fio,
- o empacotamento de mensagens,
- a estrutura dos pacotes, e
- um exemplo de protocolo de comunicação.

São salientados aqui os parâmetros para a avaliação das taxas de transmissão para esta aplicação específica.

- Capítulo 5: Taxa de Erro de Transmissão - onde são avaliadas, com o auxílio de métodos numéricos de integração, as taxas de erro transmissão para a modulação GMSK. Os resultados obtidos são:
 - as taxas de erro de bit para o ambiente de rádio móvel.
 - as taxas de erro de mensagem para a aplicação específica em redes locais sem fio.

Os elevados resultados obtidos para a taxa de erro de transmissão no ambiente móvel indicam a necessidade de se utilizarem métodos de combate ao desvanecimento, por exemplo, códigos corretores de erros. Avalia-se assim o ganho que pode ser obtido.

- Capítulo 6: Conclusão - onde são feitas as considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

O Canal de Rádio Móvel

2.1 Introdução

A propagação das ondas de rádio é fortemente influenciada pelas irregularidades do ambiente. Diversos modelos de propagação têm sido utilizados na tentativa de caracterizar a perda de percurso. Os modelos de propagação dividem-se em determinísticos e empíricos. Os modelos determinísticos, em geral, são simples e têm aplicação em situações específicas e muitas vezes não servem para caracterizar a perda de percurso em ambientes de rádio móvel reais. Os métodos empíricos originam-se dos métodos determinísticos acrescidos de fatores de correção que adaptam o modelo a situações reais e que são obtidos de medidas de campo.

Através dos modelos de propagação para cálculo da perda de percurso consegue-se caracterizar a média de potência recebida em determinada região e, portanto, a relação sinal/ruído média nesta região. Porém, a variabilidade do sinal acerca da relação sinal/ruído média deve ser determinada através da análise estatística.

A análise estatística da variabilidade do sinal de rádio móvel leva em conta os efeitos de desvanecimento do sinal recebido, causados por multipercurso, por sombreamento, ou ainda, por ambos os efeitos combinados. Em um ambiente com multipercurso ainda leva-se em conta a existência ou não de linha de visada.

2.2 Modelos de Propagação

2.2.1 Perda de Percurso

A atenuação do sinal entre os pontos de transmissão e recepção pode ser avaliada pela perda de percurso, dada em decibéis, L , que é expressa por

$$L = -10 \log \left(\frac{\omega_r}{\omega_t} \right) \quad (2.1)$$

onde ω_r e ω_t são respectivamente as potências recebida e transmitida e a razão ω_r/ω_t é chamada taxa de transmissão de potência.

2.2.2 Métodos Determinísticos para Cálculo da Perda de Percurso

Perda de Percurso em Espaço Livre

Para propagação em espaço livre, isto é, quando não existe qualquer obstrução que possa absorver ou refletir energia, a taxa de transmissão de potência é expressa pela fórmula de transmissão de Friis [4]

$$\frac{\omega_r}{\omega_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4 \pi d} \right)^2 \quad (2.2)$$

onde G_t e G_r são, respectivamente, os ganhos das antenas transmissora e receptora, λ é o comprimento de onda e d é a distância entre as antenas.

Portanto,

$$L = -10 \log G_t - 10 \log G_r - 20 \log \lambda + 20 \log d + 21,98 \quad (2.3)$$

Perda de Percurso em Terreno Plano

Para o modelo de propagação em terreno plano, isto é, considerando-se duas antenas com linha de visada e em presença de uma superfície refletora (Figura 2.1) a taxa de transmissão de potência é dada por [5]

$$\frac{\omega_r}{\omega_t} = G_t G_r \left(\frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 \quad (2.4)$$

onde h_t e h_r são, respectivamente, as alturas das antenas transmissora e receptora.

Assim,

$$L = -10 \log G_t - 10 \log G_r - 20 \log h_t - 20 \log h_r + 40 \log d \quad (2.5)$$

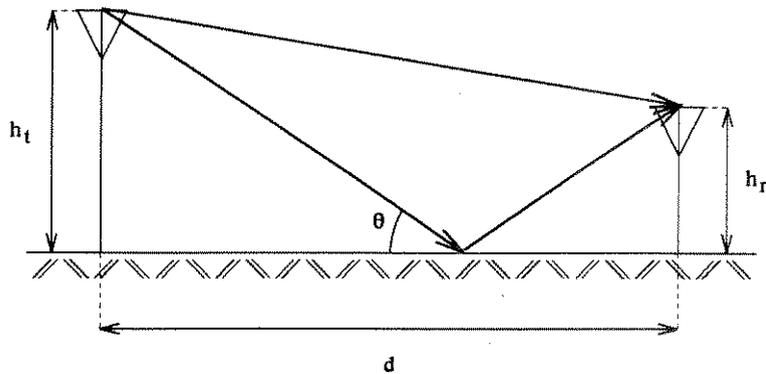


Figura 2.1: Modelo de propagação em terreno plano.

Este modelo pode ser aplicado a ambientes com pequena rugosidade (considerados planos). Uma medida da rugosidade do terreno é dada pelo critério de Rayleigh [5] no qual

$$C = \frac{4 \pi \sigma \theta}{\lambda} \quad (2.6)$$

onde σ é o desvio padrão das irregularidades da superfície relativas à altura média da superfície e θ é o ângulo de incidência medido em radianos a partir da horizontal.

Superfícies com $C < 0.1$ são consideradas planas e com $C > 10$ são consideradas rugosas.

Perdas de Percurso por Difração de Gume de Faca

Uma onda de rádio irradiada de uma antena transmissora pode ser obstruída, de forma que este sinal direto seja impedido de chegar à antena receptora. Modela-se esta situação, considerando a existência de apenas um obstáculo entre as antenas e de um sinal difratado que chega à antena receptora (Figura 2.2). Este problema é tratado como uma difração de gume de faca [5] e a solução analítica é baseada no trabalho feito por Fresnel em óptica [6].

Na predição dos efeitos do gume de faca, cálculos matemáticos complexos são envolvidos, e expressões aproximadas para a perda de percurso causada pela difração são dadas

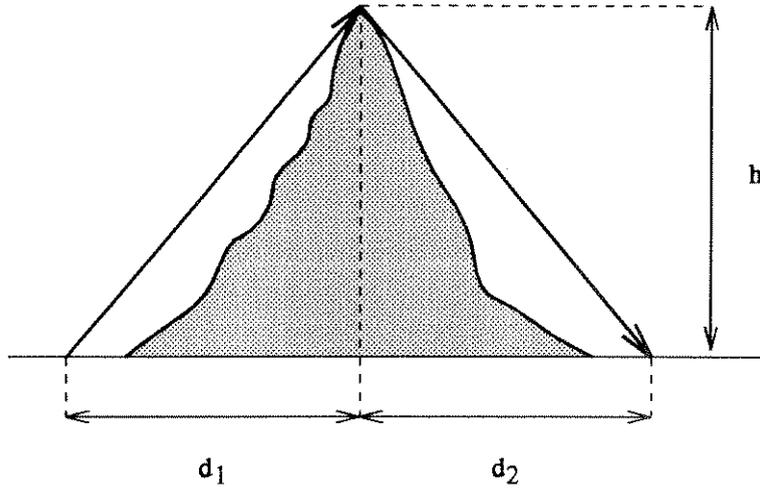


Figura 2.2: Modelo de propagação por difração de gume de faca.

por [7]

$$L = \begin{cases} 0 & \text{para } h_0 \geq 1 \\ 20 \log(0.5 + 0.62 h_0) & \text{para } 0 \leq h_0 \leq 1 \\ 20 \log(0.5 e^{0.95 h_0}) & \text{para } -1 \leq h_0 \leq 0 \\ 20 \log \left[0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.1 h_0 + 0.38)^2} \right] & \text{para } -2.4 \leq h_0 \leq -1 \\ 20 \log \left(-\frac{0.225}{h_0} \right) & \text{para } h_0 < -2.4 \end{cases} \quad (2.7)$$

onde h_0 é o parâmetro de difração de Fresnel dado por

$$h_0 = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (2.8)$$

Perdas de Percurso por Difração com Múltiplos Gumes de Faca

Em situações reais, uma onda irradiada por uma antena transmissora pode ser difratada por muitas obstruções antes de chegar à antena receptora. A análise das perdas então, apresenta consideráveis dificuldades matemáticas. A seguir mostramos alguns métodos aproximados para solução dos modelos de dois ou mais gumes de faca.

- Método de Bullington [8] - substitui o terreno real por um único gume de faca equivalente no ponto de intersecção dos caminhos ópticos percorridos por cada extremidade e seu

horizonte (Figura 2.3). Este método simplifica demasiadamente a situação, portanto, grandes erros podem ocorrer [9].

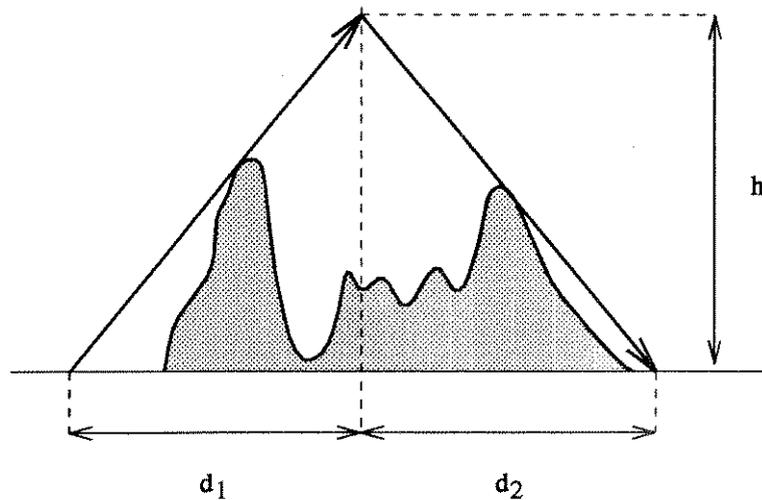


Figura 2.3: Método de Bullington para cálculo da perda de percurso para modelo de propagação por difração com múltiplos gumes de faca.

- Método de Epstein-Peterson [10] - calcula a perda de percurso para sucessivas obstruções somando as atenuações produzidas por cada obstrução, que é modelada por um gume de faca (Figura 2.4). Se os obstáculos estão muito próximos, grandes erros ocorrem [9].

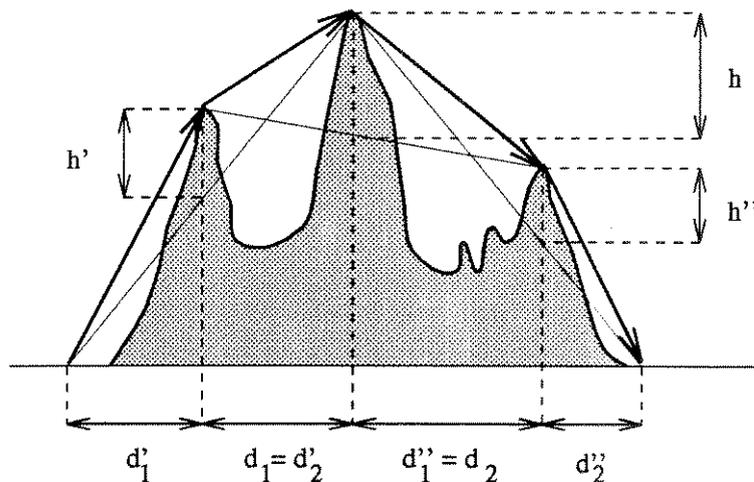


Figura 2.4: Método de Epstein-Peterson para cálculo da perda de percurso para modelo de propagação por difração com múltiplos gumes de faca.

- Método de Deygout [6] - aplica o modelo de gume de faca recursivamente partindo do obstáculo dominante. As demais perdas são calculadas em relação a este obstáculo dominante (Figura 2.5).

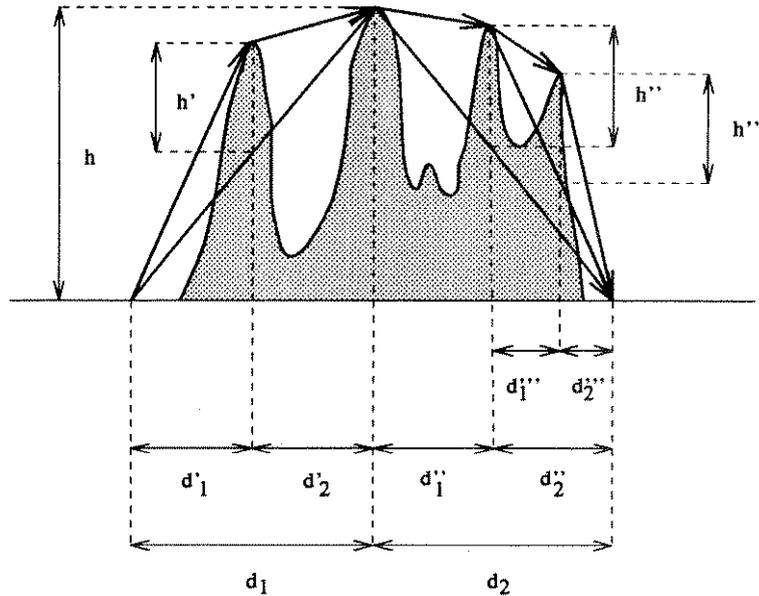


Figura 2.5: Método de Deygout para cálculo da perda de percurso para modelo de propagação por difração com múltiplos gumes de faca.

Comparações:

Baseadas nas soluções analíticas desenvolvidas por Millington [11], pode-se verificar que [6]:

- o método de Epstein-Peterson apresenta valores mais próximos do real que o método de Bullington, sendo que ambos os métodos são otimistas, isto é, apresentam valores menores que o real,
- o método de Deygout apresenta valores mais próximos do real que os outros dois métodos, e é pessimista, isto é, apresenta valores maiores que o real, sendo que esta é uma boa consideração para projeto.

2.2.3 Métodos Empíricos para Cálculo da Perda de Percurso

As condições complexas do ambiente de rádio móvel inviabilizam as soluções determinísticas para o cálculo da perda de percurso. Vários métodos empíricos foram então propostos para resolver o problema. Estes métodos são baseados em alguns modelos determinísticos modificados por parâmetros obtidos em medidas de campo. A seguir citamos alguns destes métodos.

- Método de Egli [12] - baseia-se no modelo de propagação em terreno plano, com fatores de correção para frequência, altura das antenas e polarização, apresentados na forma de nomógrafos e curvas.
- Método de Blomquist-Ladell [13] - considera a perda de percurso em espaço livre, a perda de percurso em terreno plano e a perda de percurso por difração por gume de faca e calcula a perda de percurso total em função destes parâmetros.
- Método de Longley-Rice [14] - é um modelo computacional que prediz a perda de percurso em diversos tipos de terreno irregular baseado em milhares de medidas de campo. Este modelo fornece resultados bastante precisos, entretanto, utiliza-se de muitos parâmetros.
- Método de Okumura [15] - é baseado em medidas de campo tomadas na região de Tóquio. Fornece uma perda de percurso inicialmente estimada para terrenos quase-planos. Utilizando-se de diversos fatores de correção (para ambiente, relevo, etc.) adapta estes resultados a outras condições.
- Método de Hata [16] - é composto de fórmulas empíricas para a perda de percurso baseadas nos resultados de Okumura.
- Método de Ibrahim-Parsons [17] - é um modelo baseado em dados coletados na cidade de Londres. Este modelo prevê a classificação dos ambientes urbanos, levando-se em consideração a influência de dois parâmetros:

- o fator de ocupação da área - que leva em conta a percentagem da área ocupada por prédios de qualquer tipo, e
- o grau de urbanização - que leva em conta a percentagem da área construída ocupada por prédios altos.

2.2.4 Modelo de Perdas Simplificado

É baseado na fórmula empírica para a taxa de transmissão de potência [18]

$$\frac{\omega_r}{\omega_t} = k G_t G_r \left(\frac{h_t^2 h_r^x}{d^\alpha f^y} \right) \quad (2.9)$$

onde k é uma constante para um dado ambiente, $3 \leq \alpha \leq 4$, $2 \leq y \leq 3$, $x = 1$ para $h_r < 3$, e $x = 2$ para $3 \leq h_r \leq 10$.

Podemos prever o valor da potência do sinal recebido, pois, da equação 2.9, tem-se

$$\omega_r = k \omega_t G_t G_r \left(\frac{h_t^2 h_r^x}{d^\alpha f^y} \right) \quad (2.10)$$

Para um dado ambiente padrão este valor é também o valor médio da potência do sinal recebido, m_ω , a uma distância fixa da antena transmissora.

Supondo que as potências transmitidas, as frequências, os ganhos e as alturas das antenas sejam constantes, tem-se

$$m_\omega = m_{\omega_0} \left(\frac{d}{d_0} \right)^{-\alpha} \quad (2.11)$$

onde m_ω é a potência média à distância d e m_{ω_0} é a potência média à distância d_0 .

2.3 Distribuições do Sinal de Rádio Móvel

A predição do valor médio do sinal de rádio móvel caracteriza uma determinada área. Porém, devido à variabilidade do ambiente, ocorrem flutuações aleatórias da intensidade do sinal tanto ao longo da área quanto ao longo do tempo. Portanto, a predição do intensidade do sinal recebido implica a estimativa da média do sinal recebido dentro de uma determinada área e da variabilidade do sinal acerca deste nível médio.

Com o deslocamento do receptor, ou com variações temporais do ambiente, ocorrem variações gradativas das obstruções existentes entre as antenas (sombreamento) que implicam em uma variação lenta da média do sinal. Esta variação é denominada desvanecimento lento.

Devido à existência de diversos caminhos indiretos de propagação (multipercursos), diferentes componentes chegam à antena receptora, com atenuações e fases aleatórias, e podem compor-se construtiva ou destrutivamente. O efeito multipercurso faz com que ocorra uma variação rápida do sinal recebido com pequenos deslocamentos do receptor, ou com pequenas variações temporais do ambiente. Esta variação é denominada desvanecimento rápido.

É interessante, ainda, ressaltar que a presença de um caminho direto de propagação (linha de visada) é rara nas comunicações móveis em geral, porém é uma característica importante das comunicações móveis via satélite, das comunicações móveis no interior de edifícios, ou ainda, das comunicações móveis microcelulares.

2.3.1 Distribuições da Envoltória do Sinal

Ambiente com Propagação Multipercurso

A envoltória, r , do sinal de rádio móvel, em um ambiente com propagação multipercurso é modelada pela distribuição de Rayleigh. O ambiente assim modelado é chamado de ambiente Rayleigh [18], e a função densidade de probabilidade, $p(r)$, da envoltória do sinal é dada por [18]

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (2.12)$$

onde $\sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_r$ e $(2 - \frac{\pi}{2}) \sigma_r^2$ são respectivamente a média e a variância de r .

A Figura 2.6 mostra a função densidade de probabilidade da envoltória caracterizada pela equação 2.12.

Ambiente com Propagação Multipercurso e com Linha de Visada

A envoltória, r , do sinal de rádio móvel em um ambiente com propagação de multipercurso e com linha de visada é modelada pela distribuição de Rice [18]. O ambiente assim

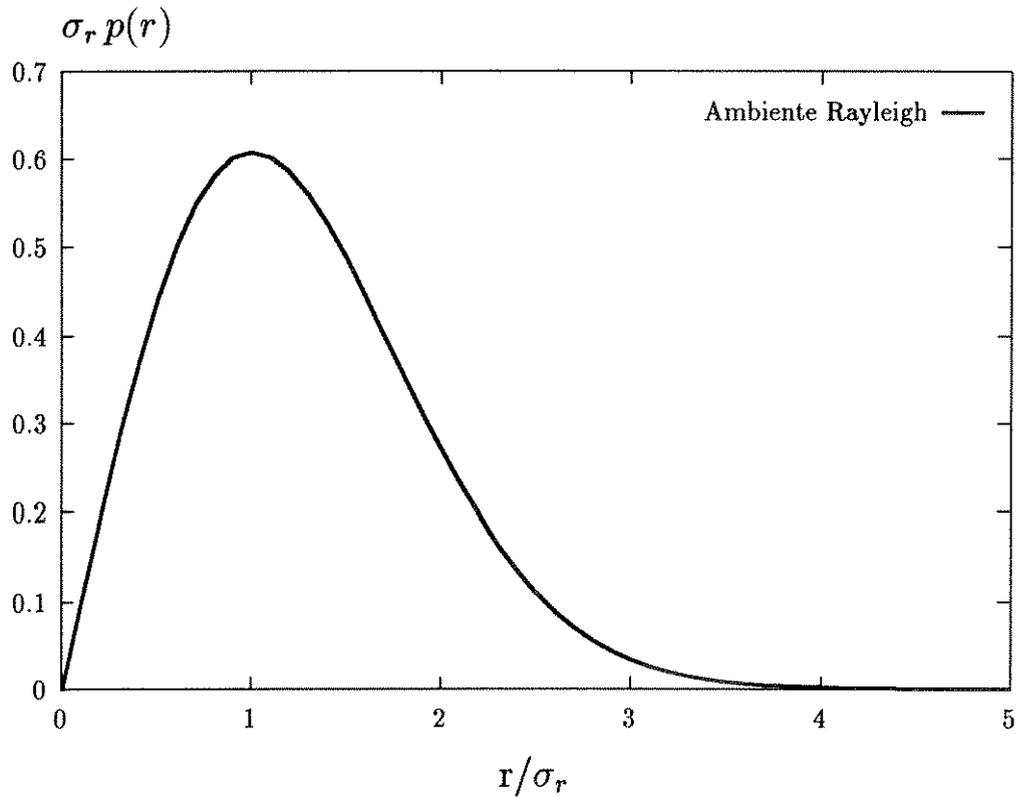


Figura 2.6: Função densidade de probabilidade da envoltória no ambiente Rayleigh.

modelado é chamado de ambiente Rice, e a função densidade de probabilidade, $p(r)$, da envoltória do sinal é dada por [18]

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma_r^2}\right) I_0\left(\frac{r a}{\sigma_r^2}\right) \quad (2.13)$$

onde σ_r^2 é a potência das ondas indiretas, $a^2/2$ é a potência da onda direta [18], e $I_0(z)$ é a função de Bessel modificada de ordem 0 que é dada por [19]

$$I_0(z) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp[z \cos(\theta)] d\theta \quad (2.14)$$

A razão, A , do sinal direto/sinais indiretos é dada por

$$A = \frac{a^2}{2\sigma_r^2} \quad (2.15)$$

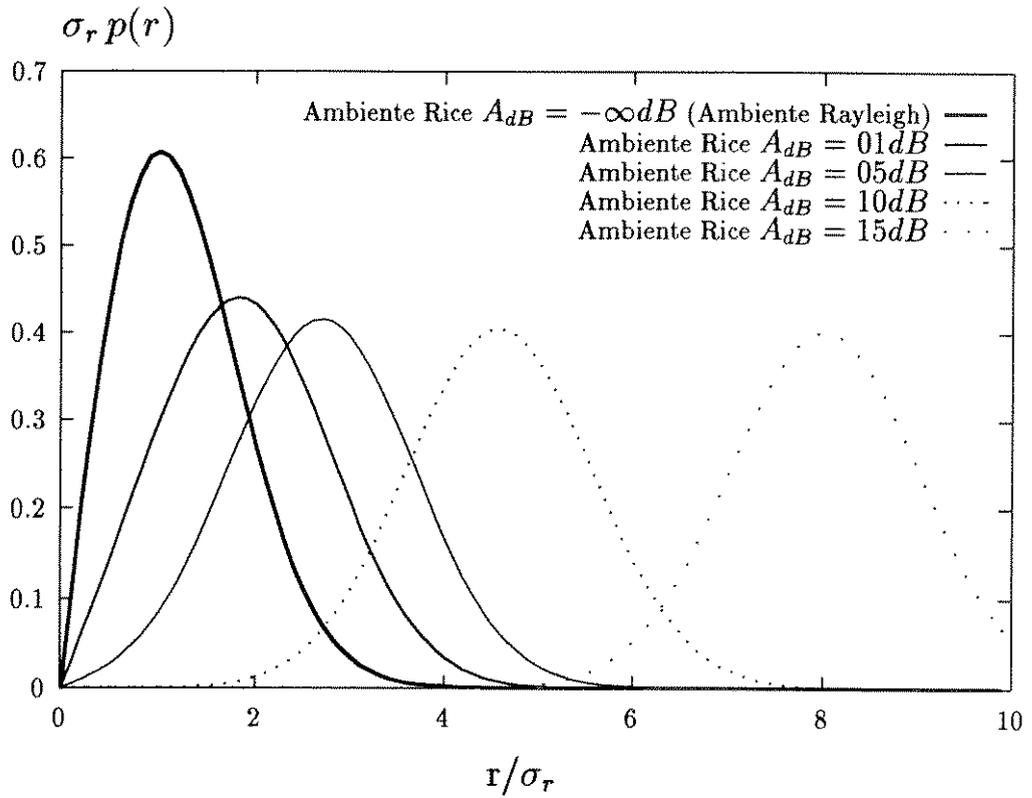


Figura 2.7: Função densidade de probabilidade da envoltória no ambientes Rice.

Substituindo-se a equação 2.15 na equação 2.13, verificamos que a função densidade de probabilidade da envoltória do sinal pode também ser expressa por

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) \exp(-A) I_0\left(\frac{r}{\sigma_r}\sqrt{2A}\right) \quad (2.16)$$

A função densidade de probabilidade da envoltória do sinal pode ainda ser expressa por

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) \exp\left(-10\frac{A_{dB}}{10}\right) I_0\left(\frac{r}{\sigma_r}\sqrt{2 \cdot 10\frac{A_{dB}}{10}}\right) \quad (2.17)$$

onde A_{dB} é a razão sinal direto/sinais indiretos, dada em decibéis, ou seja

$$A_{dB} = 10 \log A \quad (2.18)$$

A Figura 2.7 mostra a função densidade de probabilidade da envoltória do sinal para o ambiente Rice dada pela equação 2.17, tendo como parâmetro a razão sinal direto/sinais in-

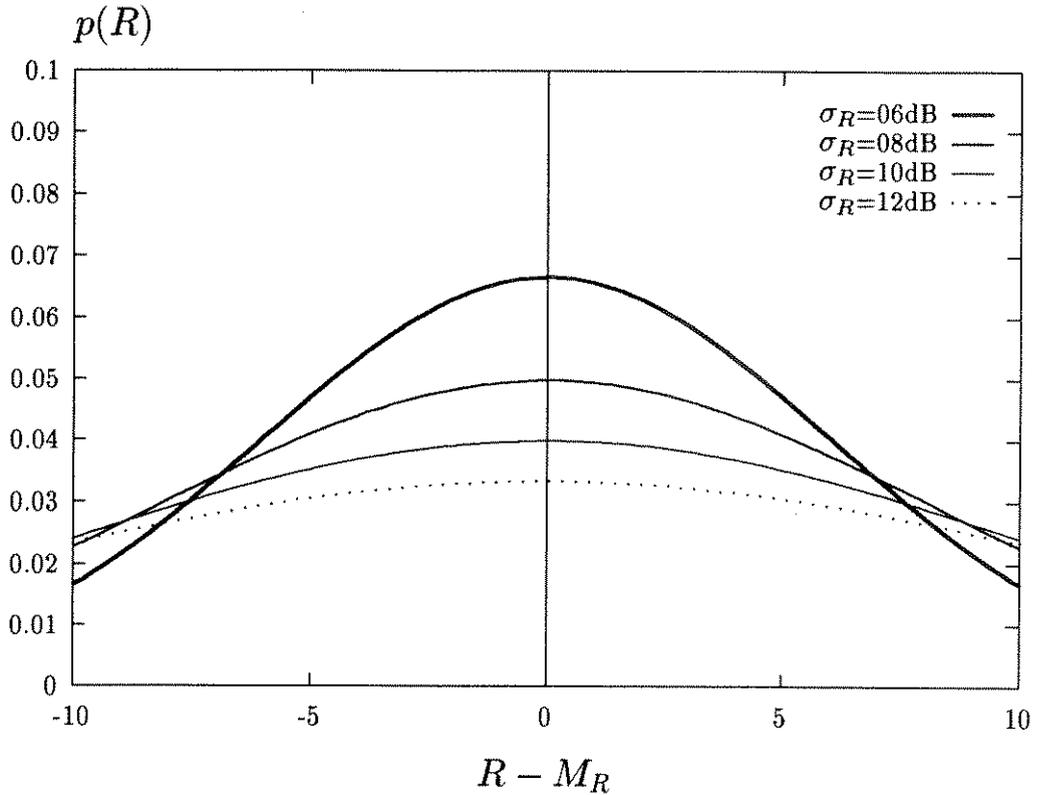


Figura 2.8: Função densidade de probabilidade da envoltória, dada em decibéis, no ambiente Log-normal.

diretos, dada em decibéis. Para o caso particular em que se tem obstrução da linha de visada, $A_{dB} = -\infty dB$, a equação 2.17 se reduz à equação 2.12, e portanto, tem-se o ambiente Rayleigh.

Ambiente com Sombreamento

A envoltória, R , do sinal de rádio móvel, dada em decibéis, em um ambiente com sombreamento é modelada pela distribuição Log-normal [18]. O ambiente assim modelado é chamado de ambiente Log-normal, e a função densidade de probabilidade, $p(R)$, da envoltória é dada por [18]

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

onde M_R e σ_R^2 são, respectivamente, a média e a variância de R , dadas em decibéis.

A Figura 2.8 mostra a função densidade de probabilidade da envoltória caracterizada

pela equação 2.19, tendo como parâmetro o desvio padrão de R , σ_R .

Ambiente com Sombreamento e Propagação Multipercurso

A envoltória, r , do sinal de rádio móvel, em um ambiente com sombreamento e propagação multipercurso é modelada pela distribuição de Suzuki [18]. O ambiente assim modelado é chamado de ambiente Suzuki, e a função densidade de probabilidade, $p(r)$, da envoltória do sinal é dada por [18]

$$p(r) = \sqrt{\frac{\pi}{8\sigma_R^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{r}{10^{\frac{R}{10}}} \exp\left(-\frac{\pi}{4} \frac{r^2}{10^{\frac{R}{10}}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{R - M_R}{\sigma_R}\right)^2\right] dR \quad (2.20)$$

onde M_R , σ_R^2 e R são, respectivamente, a média e a variância na área e a média local, todas dadas em decibéis.

Fazendo $U = R - M_R$, e substituindo na equação 2.20, tem-se

$$p(r) = \sqrt{\frac{\pi}{8\sigma_R^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{r}{10^{\frac{M_R}{10}}} \frac{1}{10^{\frac{U}{10}}} \exp\left[-\frac{\pi}{4} \frac{r^2}{10^{\frac{M_R}{10}}} \frac{1}{10^{\frac{U}{10}}} - \frac{U^2}{2\sigma_R^2}\right] dU \quad (2.21)$$

A Figura 2.9 mostra a função densidade de probabilidade da envoltória caracterizada pela equação 2.21, tendo como parâmetro o desvio padrão na área, σ_R .

2.3.2 Distribuições da Relação Sinal/Ruído

A relação sinal/ruído, γ , é expressa por

$$\gamma \triangleq \frac{r^2}{2n} \quad (2.22)$$

onde $r^2/2$ é a potência do sinal, e n é a potência de ruído.

A relação sinal/ruído, dada em decibéis, Γ , obtida da equação 2.22, é dada por

$$\Gamma = R - N - 10 \log 2 \quad (2.23)$$

onde N é a potência de ruído, dada em decibéis.

Sendo conhecida a função densidade de probabilidade, $p(r)$, da envoltória do sinal, podemos calcular a função densidade de probabilidade, $p(\gamma)$ da relação sinal/ruído por [20]

$$p(\gamma) = \frac{p(r)}{\left|\frac{d\gamma}{dr}\right|} \quad (2.24)$$

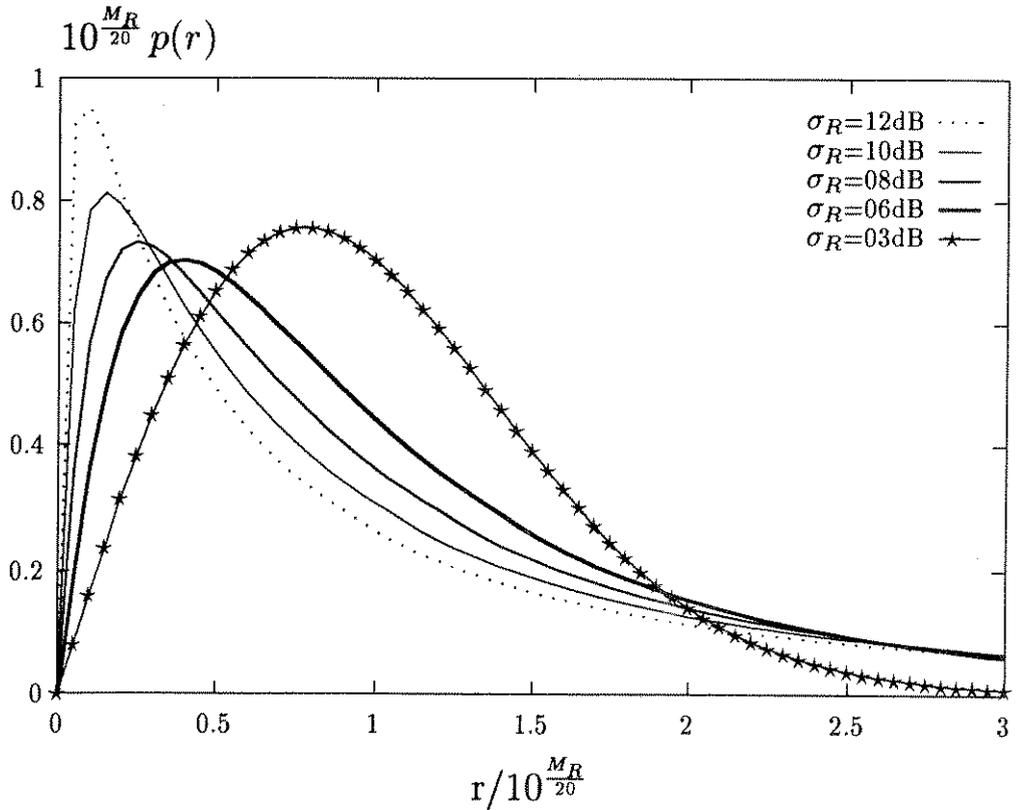


Figura 2.9: Função densidade de probabilidade da envoltória no ambiente Suzuki.

Da mesma forma, sendo conhecida a função densidade de probabilidade, $p(R)$, da envoltória do sinal, dada em decibéis, podemos calcular a função densidade de probabilidade, $p(\Gamma)$, da relação sinal/ruído, dada em decibéis, por [20]

$$p(\Gamma) = \frac{p(R)}{\left| \frac{d\Gamma}{dR} \right|} \quad (2.25)$$

A relação sinal/ruído média, γ_0 , é expressa por

$$\gamma_0 \triangleq E[\gamma] \quad (2.26)$$

Portanto, da equação 2.22, obtém-se

$$\gamma_0 = E \left[\frac{r^2}{2n} \right] \quad (2.27)$$

ou ainda,

$$\gamma = \frac{E[r^2]}{2n} \quad (2.28)$$

onde $E[r^2]$ é o valor quadrático médio de r .

Ainda, sabe-se que

$$\gamma_0 \triangleq \frac{m_w}{n} \quad (2.29)$$

onde $m_w = E\left[\frac{r^2}{2}\right]$ é a potência média do sinal de rádio móvel

A relação sinal ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , é expressa por

$$\Gamma_0 \triangleq E[\Gamma] \quad (2.30)$$

Da equação 2.23, obtém-se

$$\Gamma_0 = E[R - N - 10 \log 2] \quad (2.31)$$

ou ainda,

$$\Gamma_0 = E[R] - 10 \log 2 - N \quad (2.32)$$

onde $E[R] = M_R$ é a média de R .

Ainda, sabe-se que

$$\Gamma_0 \triangleq M_W - N \quad (2.33)$$

onde $M_W = 10 \log m_w$, isto é, $M_W = M_R - 10 \log 2$ é a potência média, dada em decibéis.

Ambiente com Propagação Multipercurso

Para o ambiente Rayleigh, obtém-se a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído, substituindo as equações 2.12 e 2.22 na equação 2.24. Assim,

$$p(\gamma) = \frac{1}{\frac{\sigma_r^2}{n}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\frac{\sigma_r^2}{n}}\right) \quad (2.34)$$

Sabemos que, para o ambiente Rayleigh, $2\sigma_r^2$ é o valor quadrático médio de r ; e portanto, da equação 2.28, tem-se

$$\gamma_0 = \frac{\sigma_r^2}{n} \quad (2.35)$$

Assim, das equações 2.34 e 2.35, é obtida a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído dada por

$$p(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \quad (2.36)$$

A Figura 2.10 mostra a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído caracterizada pela equação 2.36.

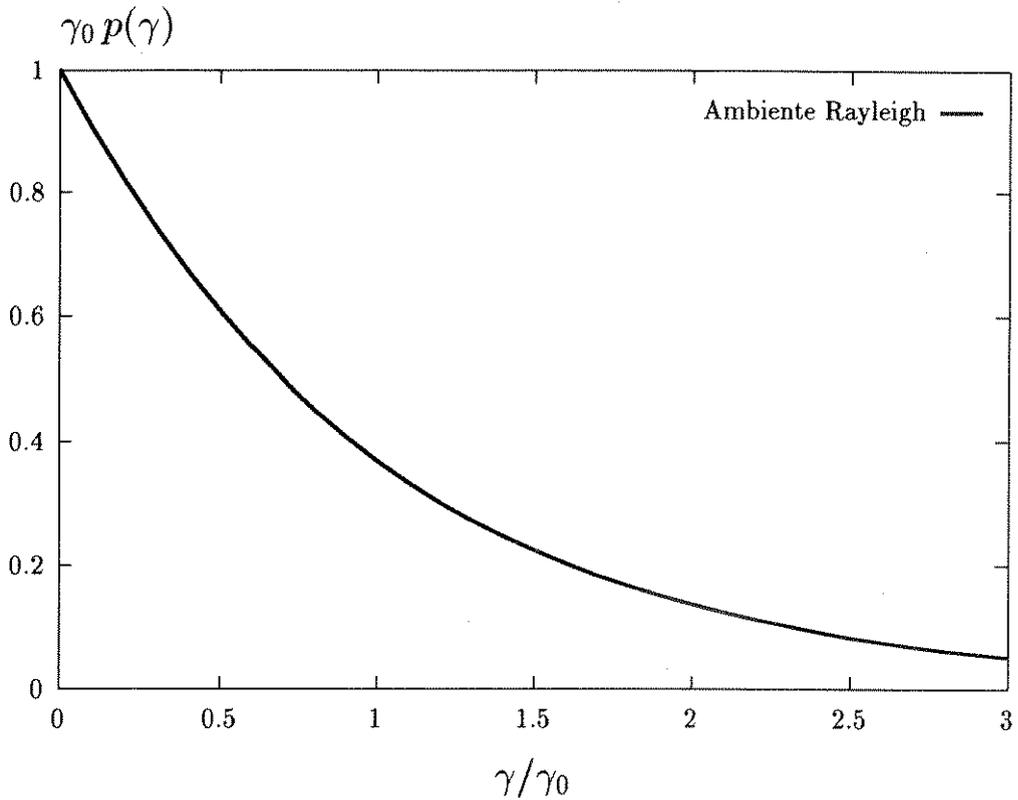


Figura 2.10: Função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído no ambiente Rayleigh.

Ambiente com Propagação Multipercurso e com Linha de Visada

Para o ambiente Rice, obtém-se a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído, substituindo as equações 2.16 e 2.22 na equação 2.24. Assim,

$$p(\gamma) = \frac{1}{\frac{\sigma_r^2}{n}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\frac{\sigma_r^2}{n}}\right) \exp(-A) I_0\left(2\sqrt{\frac{\gamma A}{\frac{\sigma_r^2}{n}}}\right) \quad (2.37)$$

Sabemos que [21], para o ambiente Rice,

$$m_w = \sigma_r^2 + \frac{a^2}{2} \quad (2.38)$$

e portanto, das equações 2.38 e 2.29, tem-se

$$\gamma_0 = \frac{\sigma_r^2}{n} + \frac{a^2}{2n} \quad (2.39)$$

Ainda, das equações 2.15 e 2.39, tem-se

$$\gamma_0 = \frac{\sigma_r^2}{n} (1 + A) \quad (2.40)$$

Assim, das equações 2.37 e 2.40, é obtida a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído dada por

$$p(\gamma) = \frac{(1 + A)}{\gamma_0} \exp\left[-\frac{\gamma(1 + A)}{\gamma_0}\right] \exp(-A) I_0\left[2\sqrt{\frac{\gamma(1 + A)A}{\gamma_0}}\right] \quad (2.41)$$

Lembrando que A_{dB} é a razão sinal direto/sinais indiretos, dada em decibéis, expressa por 2.18, obtém-se a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído expressa por

$$p(\gamma) = \frac{(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{\gamma_0} \exp\left[-\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{\gamma_0}\right] \exp(-10^{\frac{A_{dB}}{10}}) I_0\left[2\sqrt{\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})10^{\frac{A_{dB}}{10}}}{\gamma_0}}\right] \quad (2.42)$$

A Figura 2.11 mostra a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído para o ambiente Rice dada pela equação 2.42, tendo como parâmetro a razão sinal direto/sinais indiretos, dada em decibéis. Para o caso particular em que se tem obstrução da linha de visada, $A_{dB} = -\infty dB$, a equação 2.42 se reduz à equação 2.36, e portanto, tem-se o ambiente Rayleigh.

Ambiente com Sombreamento

Para o ambiente Log-normal, obtém-se a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído, dada em decibéis, substituindo as equações 2.19 e 2.23 na equação 2.25.

Assim,

$$p(\Gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma - M_R + N + 10 \log 2}{\sigma_W}\right)^2\right] \quad (2.43)$$

onde $\sigma_W \triangleq \sigma_R$ é o desvio padrão de W , e $W \triangleq R - 10 \log 2$ é a potência do sinal recebido, dada em decibéis.

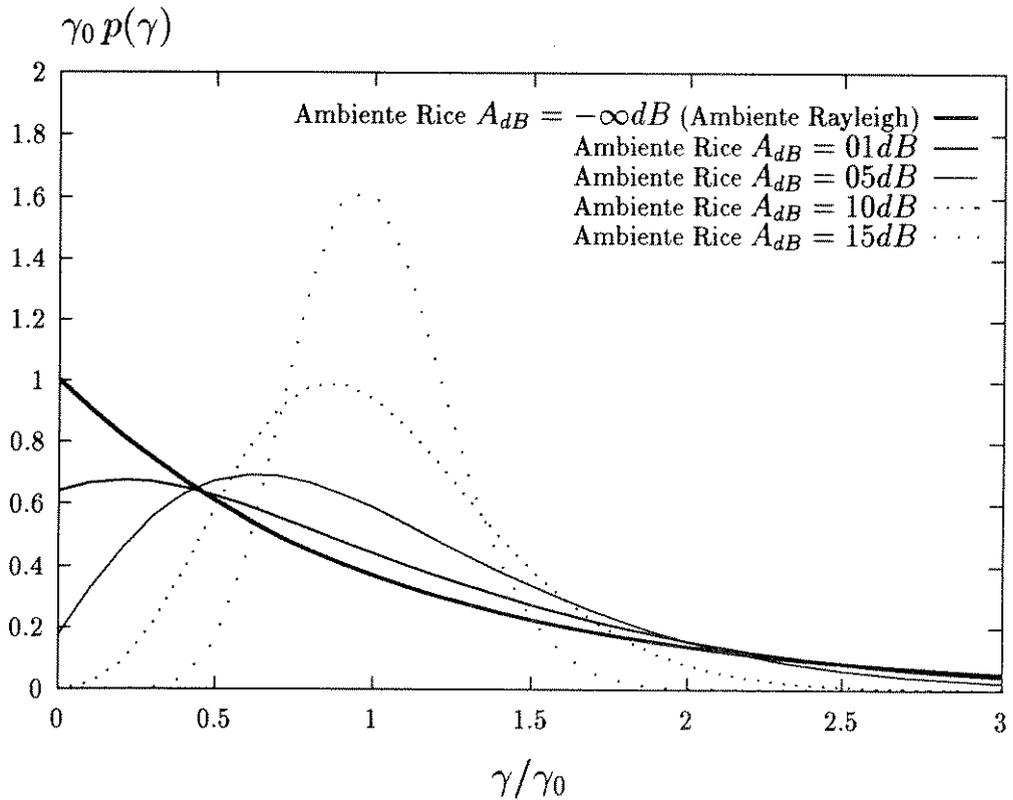


Figura 2.11: Função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído no ambiente Rice.

Sabemos que, para o ambiente Log-normal, M_R é a média de R , dada em decibéis, e, portanto, da equação 2.32, tem-se

$$\Gamma_0 = M_R - N - 10 \log 2 \quad (2.44)$$

Assim, da equação 2.43 e da equação 2.44, é obtida a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído, dada em decibéis, expressa por

$$p(\Gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma - \Gamma_0}{\sigma_W}\right)^2\right] \quad (2.45)$$

A Figura 2.12 mostra a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído caracterizada pela equação 2.45.

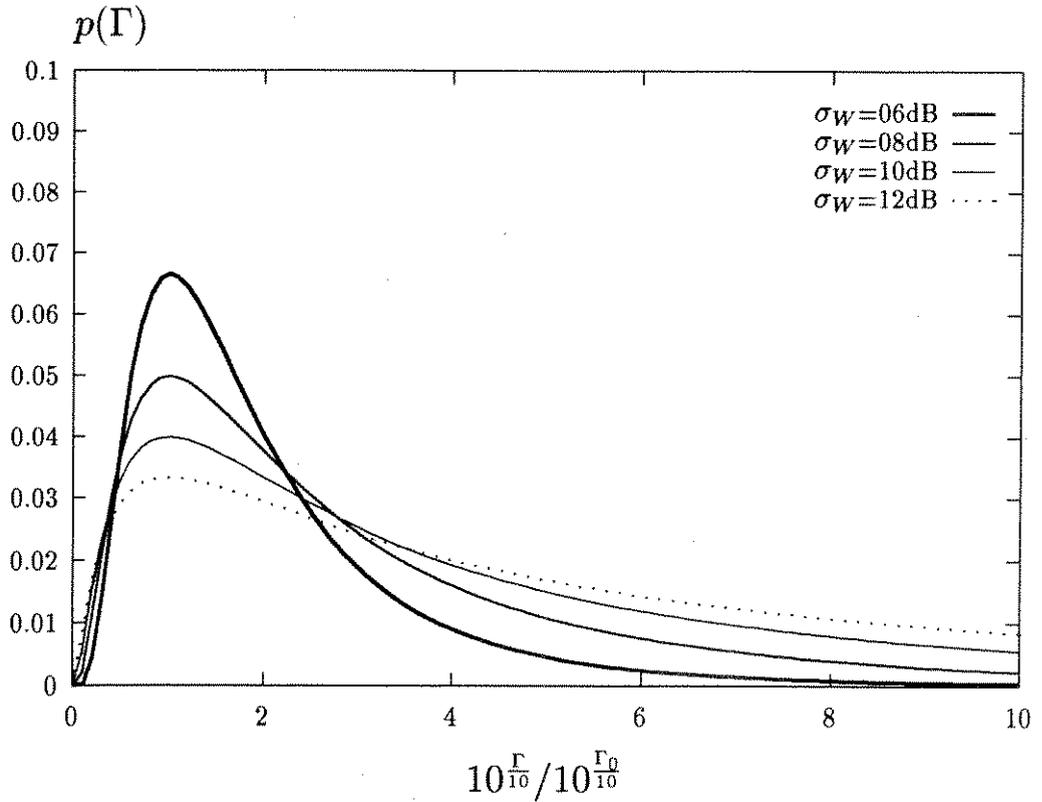


Figura 2.12: Função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído, dada em decibéis, no ambiente Log-normal.

Ambiente com Sombreamento e Propagação Multipercurso

Para o ambiente Suzuki, obtém-se a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído, substituindo as equações 2.20, 2.22 e 2.23 na equação 2.24. Assim,

$$p(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\frac{2}{\pi} 10^{\frac{\Gamma+10\log 2}{10}}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\frac{2}{\pi} 10^{\frac{\Gamma+10\log 2}{10}}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma+N+10\log 2 - M_R}{\sigma_W}\right)^2\right] d\Gamma \quad (2.46)$$

onde, σ_W é o desvio padrão de W na área.

Sabe-se que [21], para o ambiente Suzuki,

$$m_w = \frac{2m_r}{\pi} \quad (2.47)$$

onde $m_r = 10^{\frac{M_R}{10}}$ é a média de r .

Ainda, da equação 2.47, tem-se

$$M_W = M_R + 10 \log \left(\frac{2}{\pi} \right) \quad (2.48)$$

e portanto, das equações 2.48 e 2.27, tem-se a média na área da relação sinal/ruído, dada em decibéis, Γ_0 , dada por

$$\Gamma_0 = M_R + 10 \log \left(\frac{2}{\pi} \right) - N \quad (2.49)$$

Assim, das equações 2.46 e 2.49, é obtida a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído dada por

$$p(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{10^{\frac{\Gamma+10\log(\frac{4}{\pi})}{10}}} \exp\left(-\frac{\gamma}{10^{\frac{\Gamma+10\log(\frac{4}{\pi})}{10}}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma+10\log(\frac{4}{\pi})-\Gamma_0}{\sigma_W} \right)^2\right] d\Gamma \quad (2.50)$$

Definindo $\Gamma' \triangleq \Gamma + 10 \log \left(\frac{4}{\pi} \right)$, e substituindo na equação 2.50, tem-se

$$p(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}} \exp\left(-\frac{\gamma}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma' - \Gamma_0}{\sigma_W} \right)^2\right] d\Gamma' \quad (2.51)$$

onde Γ' é a média local da relação sinal/ruído, dada em decibéis.

Fazendo $V = \Gamma' - \Gamma_0$, e substituindo na equação 2.51, tem-se

$$p(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{10^{\frac{\Gamma_0}{10}}} \frac{1}{10^{\frac{V}{10}}} \exp\left[-\frac{\gamma}{10^{\frac{\Gamma_0}{10}}} \frac{1}{10^{\frac{V}{10}}} - \frac{V^2}{2\sigma_W^2}\right] dV \quad (2.52)$$

A Figura 2.13 mostra a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído caracterizada pela equação 2.52, tendo como parâmetro o desvio padrão na área, σ_W .

2.4 Conclusão

O cálculo da perda de percurso é necessário para a obtenção da média da potência recebida na área, m_w . Existem vários métodos para cálculo da perda de percurso. Os métodos determinísticos, demasiadamente simples, raramente encontram aplicação em situações reais. Os métodos empíricos, entretanto, apresentam bons resultados práticos. Através do modelo de perdas simplificado, pode-se calcular a média de potência recebida a uma determinada distância

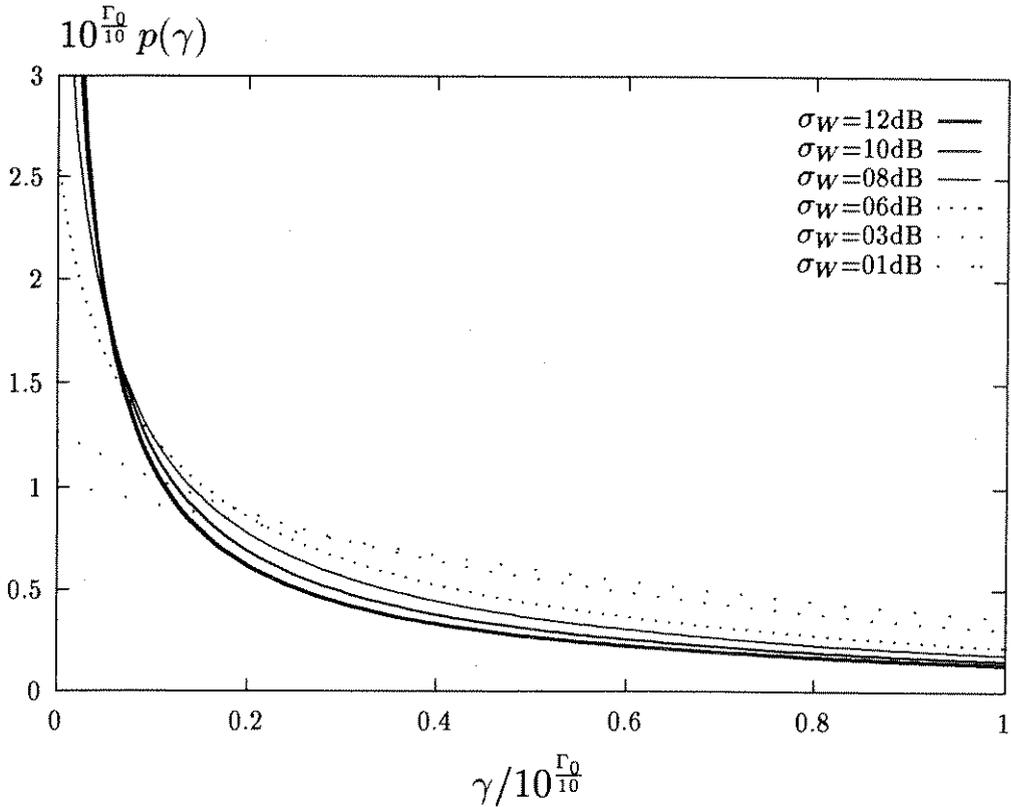


Figura 2.13: Função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído no ambiente Suzuki.

da antena transmissora, sendo conhecida a média de potência recebida a uma outra determinada distância, considerando os demais parâmetros fixos.

Quando considera-se, entretanto, a presença de efeitos de sombreamento e multipercurso, a análise estatística torna-se necessária. A função densidade de probabilidade da envoltória do sinal em um ambiente com multipercurso é dada pela distribuição de Rayleigh. Em um ambiente com multipercurso associado à existência de uma linha de visada é dada pela distribuição de Rice. Em um ambiente com sombreamento é dada pela distribuição Log-normal. Em um ambiente com multipercurso e sombreamento combinados é dada pela distribuição de Suzuki.

Sendo conhecida a relação entre a envoltória do sinal e a relação sinal/ruído, pôde-se calcular a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído nos diversos ambientes considerados.

Capítulo 3

A Modulação GMSK

3.1 Introdução

A transmissão por rádio móvel digital apresenta alguns requisitos técnicos que devem ser preenchidos. Para as comunicações móveis, a irradiação de potência fora de faixa, no canal adjacente, deveria estar de 60-80 dB abaixo da do canal desejado.

A modulação GMSK (Gaussian filtered Minimum Shift Keying) com detecção coerente foi proposta como uma modulação digital eficiente [2]. A modulação GMSK é uma versão aprimorada da modulação MSK (Minimum Shift Keying), e ambas são casos especiais da modulação binária FSK (Frequency Shift Keying).

Neste capítulo serão dadas as noções básicas das modulações MSK e GMSK. O objetivo é mostrar os principais parâmetros envolvidos para o cálculo da taxa de erro de bit no ambiente móvel.

3.2 A Modulação MSK

Seja $s(t)$ um sinal CPFSK (Continuous Phase Frequency Shift Keying) definido no intervalo de tempo $0 \leq t \leq T_b$ de forma que

$$s(t) = A \cos[2\pi f_c t + \Theta(t)] \quad (3.1)$$

onde T_b é o intervalo de bit, $\Theta(t)$ é a fase de $s(t)$, f_c é a frequência nominal da portadora e A é a amplitude da portadora.

A amplitude da portadora é dada por

$$A = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \quad (3.2)$$

onde E_b é a energia por bit.

A frequência nominal da portadora é igual à média aritmética das duas frequências f_0 e f_1 transmitidas para representar os símbolos 0 e 1, respectivamente. Assim,

$$f_c = \frac{1}{2}(f_0 + f_1) \quad (3.3)$$

Além disso, escolhe-se a frequência f_c igual a múltiplos de um quarto da taxa de bit [23], isto é

$$f_c = \frac{k}{4T_b} \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.4)$$

de forma a tornar a fase $\Theta(t)$ contínua nos instantes de transição.

A fase $\Theta(t)$ é uma função linear do tempo dada por

$$\Theta(t) = \Theta(0) \pm \pi \Delta f t \quad (3.5)$$

onde $\Delta f = f_0 - f_1$ é o desvio de frequência, $\Theta(0)$ é a fase inicial da portadora e os sinais $+$ e $-$ correspondem à transmissão dos símbolos 0 e 1, respectivamente. Isto significa que o símbolo 1 aumenta a fase do sinal $s(t)$ de $\pi \Delta f T_b$ durante um intervalo de bit, enquanto que o símbolo 0 a reduz pela mesma quantidade. O caso onde $\Delta f = \frac{1}{2T_b}$ é de interesse especial pois o deslocamento de fase¹ pode tomar apenas os valores $-\frac{\pi}{2}$ ou $+\frac{\pi}{2}$ para múltiplos ímpares de T_b , e os valores 0 ou π para múltiplos pares de T_b . Este é o espaçamento mínimo em frequência que ainda permite que os dois sinais FSK gerados sejam ortogonais, de forma a que eles não interfiram um no outro no processo de detecção. Por esta razão, um sinal CPFSK com $\Delta f = \frac{1}{2T_b}$ é chamado de sinal MSK [23].

A fase inicial $\Theta(0)$ depende do passado do processo de modulação. A fase inicial $\Theta(0)$ toma os valores 0 ou π , se o símbolo anterior for 0 ou 1, respectivamente.

Os sinais gerados para cada combinação de símbolos são os mostrados na Tabela 3.1.

¹Note que os deslocamentos da fase são módulo 2π

Símbolo anterior	Símbolo atual	$s(t)$
0	0	$A \cos(2\pi f_0 t)$
0	1	$A \cos(2\pi f_1 t)$
1	0	$-A \cos(2\pi f_0 t)$
1	1	$-A \cos(2\pi f_1 t)$

Tabela 3.1: Sinais gerados na modulação MSK.

Usando identidades trigonométricas a equação 3.1 pode ser reescrita como [18]

$$s(t) = g(t)\cos(2\pi f_c t) + g(t - T_b)\sen(2\pi f_c t) \tag{3.6}$$

onde

$$g(t) = A\cos[\Theta(0)]\cos\left(\frac{\pi}{2T_b}t\right) \quad -T_b \leq t \leq T_b \tag{3.7}$$

é a função de conformação de símbolo.

3.3 Geração e Detecção do Sinal MSK

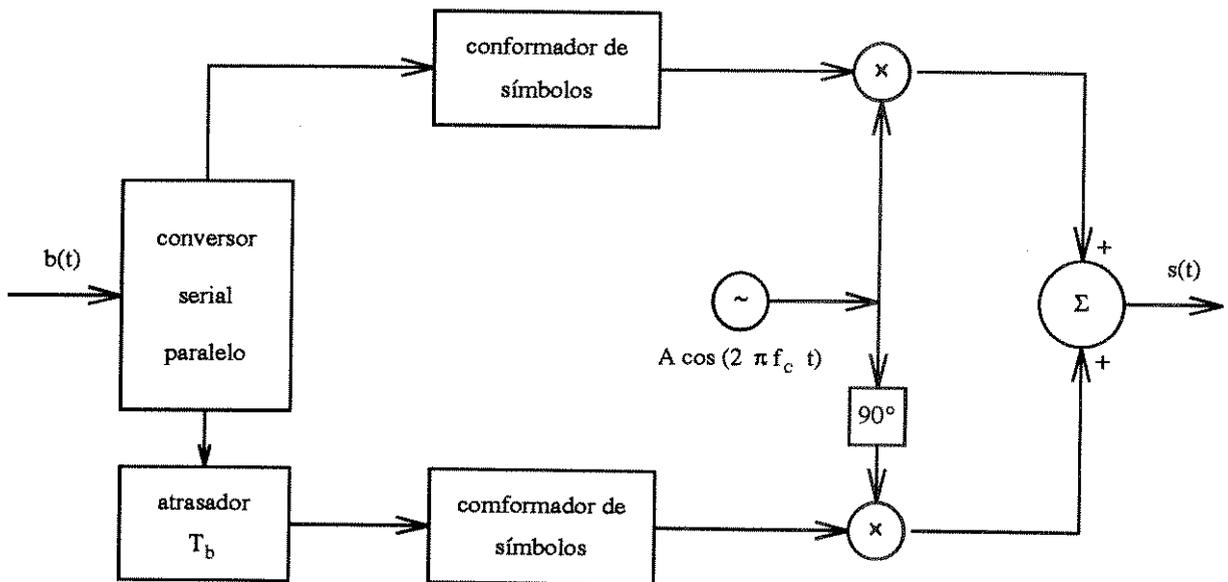


Figura 3.1: Modulador ortogonal utilizado para implementar o modulator MSK.

Um modulador ortogonal descrito pela equação 3.6 pode ser projetado para implementar a função MSK, usando uma função de conformação de símbolo apropriada (Figura 3.1).

Entretanto a forma mais simples de se gerar o sinal MSK é através do modulador FM. O fluxo de bits de informação é usado para modular a frequência de um VCO (Figura 3.2).

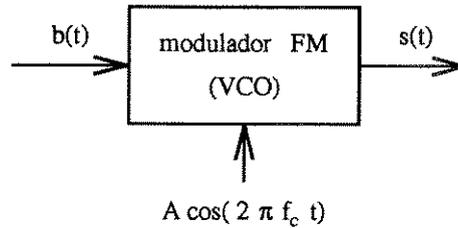


Figura 3.2: Modulador FM utilizado para implementar o modulador MSK.

Um sinal MSK pode ser demodulado coerentemente em canais em quadratura (Figura 3.3). Note que o intervalo de integração é $2T_b$ e que o canal em quadratura é defasado por um intervalo de bit (T_b) em relação ao canal em fase. Após a detecção de limiar (dispositivo de decisão), os bits são combinados para recompor a informação original.

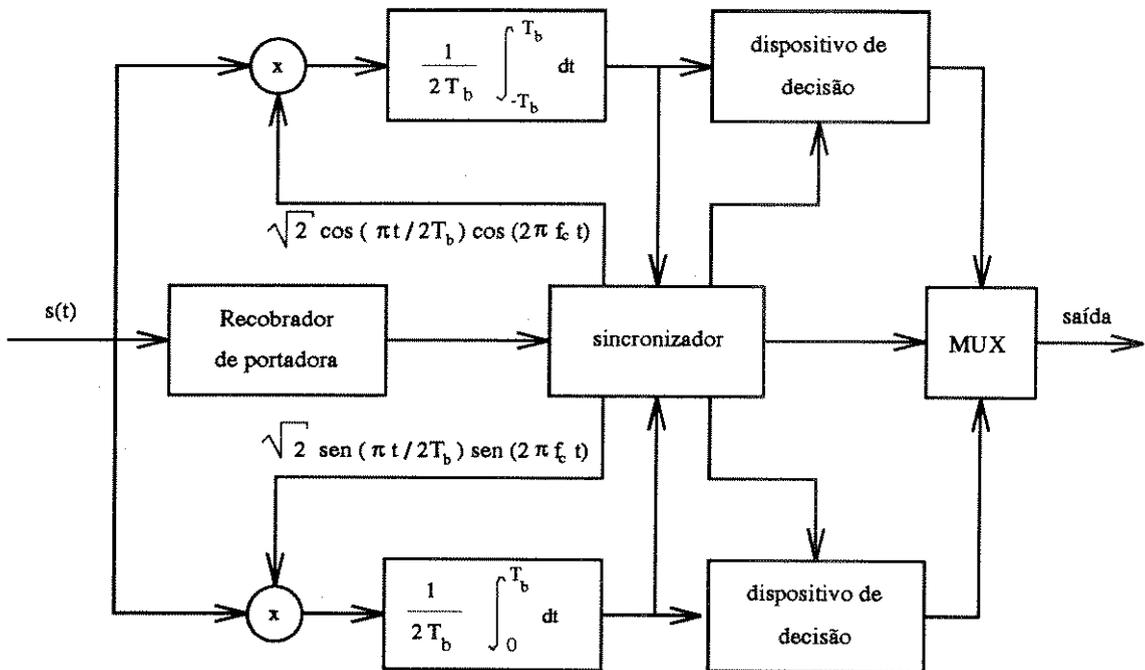


Figura 3.3: Demodulador coerente de canais em quadratura utilizado para implementar o demodulador MSK.

3.4 A Modulação GMSK

A irradiação fora de faixa da modulação MSK não pode ser desprezada, tornando-se uma grave limitação para aplicações em rádio móvel. O espectro de potência de saída do sinal MSK pode ser controlado passando-se os dados binários de entrada por um filtro passa-baixas antes da modulação [2]. Isto mantém a propriedade de envoltória constante, importante característica que torna o sinal de rádio móvel mais robusto contra desvanecimento. Para tornar o espectro de saída compacto, este filtro passa-baixas (FPB) deve apresentar as seguintes propriedades [2]:

- faixa estreita e corte abrupto - para suprimir componentes de alta frequência,
- resposta impulsiva com baixo *overshoot* - para evitar desvio excessivo de frequência instantânea,
- preservação da área do pulso de saída do filtro que corresponde a um deslocamento de fase de $\frac{\pi}{2}$ - para que a detecção coerente seja aplicável, como um simples MSK.

As condições anteriores são satisfeitas por um filtro passa-baixas gaussiano e o modulador MSK assim modificado é chamado de MSK Gaussiano ou GMSK.

3.5 Geração e Detecção do Sinal GMSK

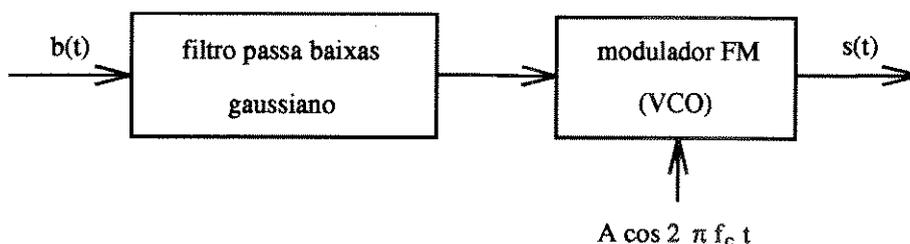


Figura 3.4: Modulador GMSK.

Um método simples para se obter o modulador GMSK é filtrar o fluxo de bits de informação através de um passa-baixas gaussiano, e posteriormente modular a frequência de um VCO (Figura 3.4).

Uma solução mais elaborada [2] utiliza um modulador BPSK (Binary Phase Shift Keying) com deslocamento de $\pi/2$ seguido de um apropriado suavizador de fase PLL ² (Figura 3.5)



Figura 3.5: Modulador GMSK - tipo PLL.

A demodulação coerente de um sinal GMSK pode feita pelo demodulador MSK coerente.

3.6 Espectro de Potência do Sinal GMSK

A Figura 3.6 mostra os resultados [2], plotados com o auxílio de computador, do espectro de potência de saída de um sinal GMSK em função da diferença normalizada de frequência a partir da frequência de portadora nominal $(f - f_c) T_b$, onde a largura de faixa de -3dB normalizada do filtro passa-baixas, $B_b T_b$, é utilizada como parâmetro.

Note que, quando $B_b T_b$ tende a infinito, o espectro de potência do GMSK coincide com o do MSK, e quando $B_b T_b$ decresce, a taxa na qual o espectro decresce aumenta.

3.7 Interferência de Canal Adjacente para GMSK

A interferência de canal adjacente é a razão da potência irradiada fora de faixa no canal adjacente pela potência total no canal desejado. A Figura 3.7 mostra os resultados [2], plotados com o auxílio de computador, da interferência de canal adjacente, dada em dB, onde o espaçamento de canal normalizado $f_s T_b$ é tomado como abscissa. Ambos os canais são considerados tendo como características as de um passa-faixas retangular ideal, com largura de faixa de -3dB normalizada do filtro passa-faixas $B_i T_b = 1$. A largura de faixa de -3dB

²Do inglês *Phase-Locked Loop*.

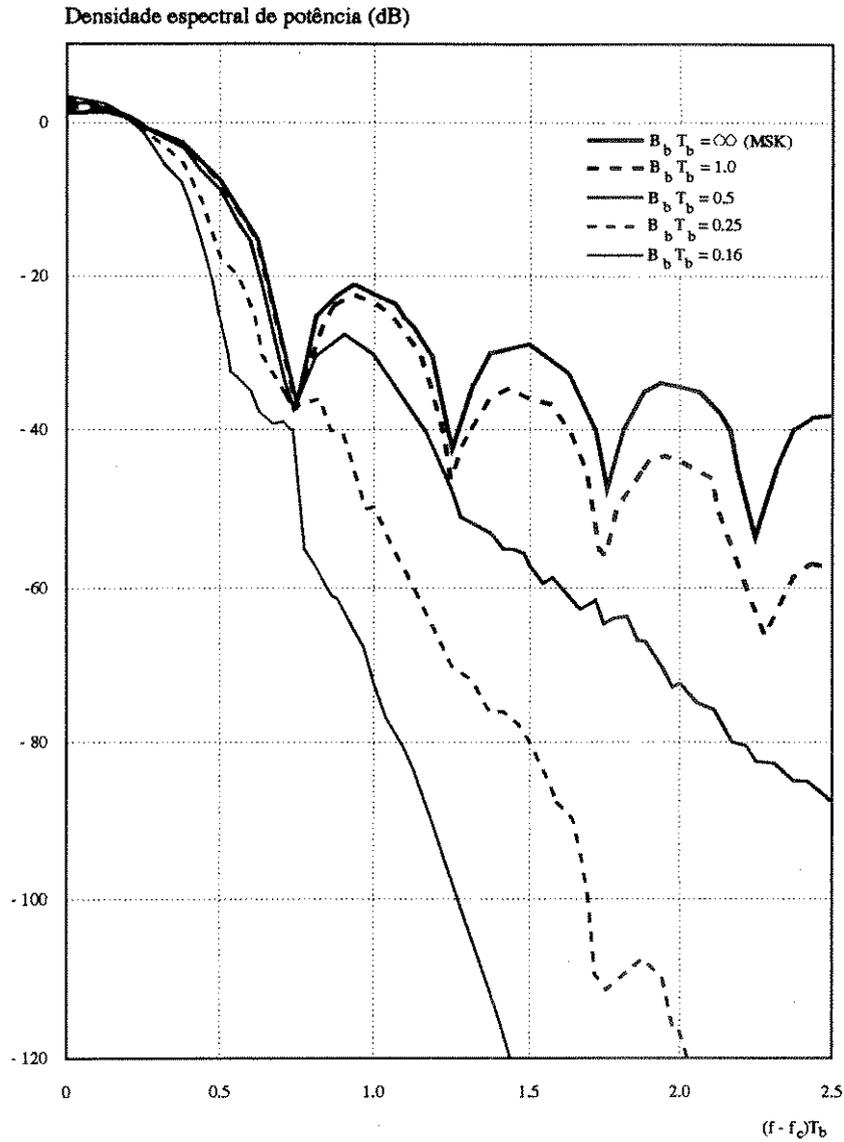


Figura 3.6: Espectro de potência do sinal GMSK.

normalizada do filtro passa-baixas $B_b T_b$ é utilizada como parâmetro.

O GMSK com $B_b T_b = 0.25$ é considerado como uma condição ótima para satisfazer as condições severas da irradiação fora de faixa para comunicações móveis [2].

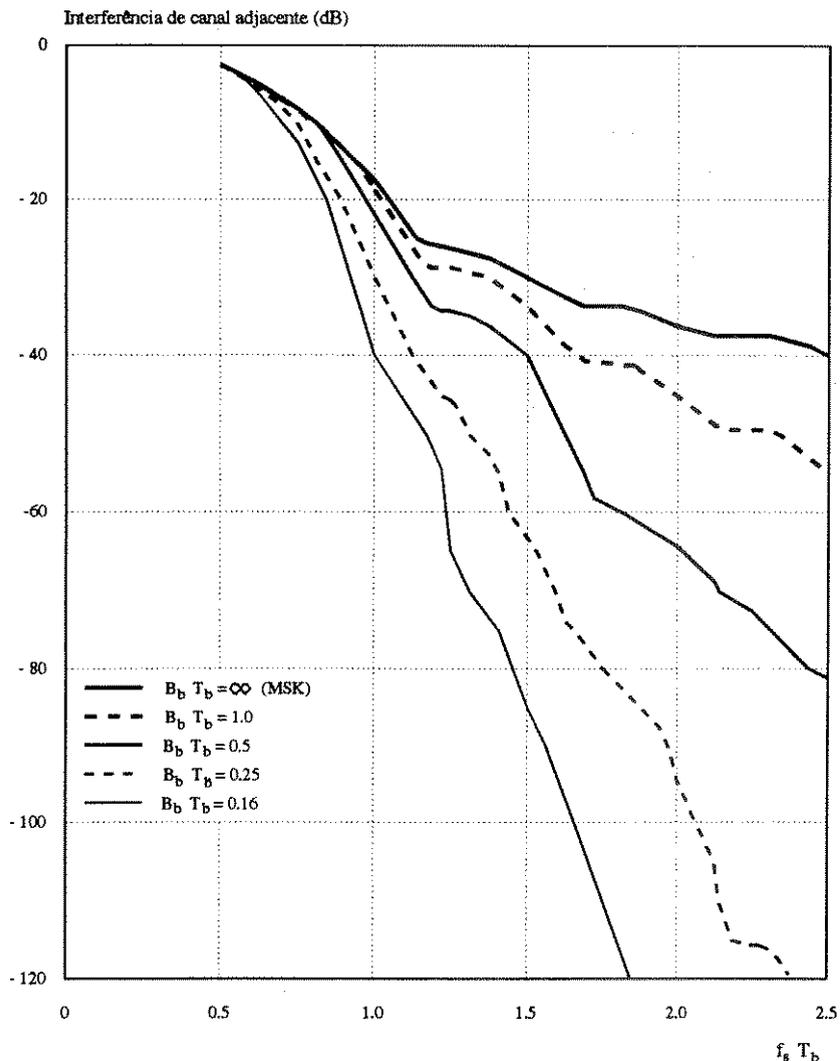


Figura 3.7: Interferência de canal adjacente para GMSK.

3.8 Desempenho da Taxa de Erro de Bit sobre Um Canal Gaussiano

Um dos parâmetros importantes para a análise do desempenho de sistemas digitais é a taxa de erro de bit. Para um ambiente sem desvanecimento e com a utilização da modulação GMSK a taxa de erro de bit, p_{eb} , é uma função da relação sinal/ruído, γ , e pode ser aproximada por [2]

$$p_{eb|\gamma} \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha\gamma}) \quad (3.8)$$

onde $erfc(x)$ é a função erro complementar dada por [24]

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-u^2) du \quad (3.9)$$

e α é uma constante. Para modulação GMSK com largura de faixa de -3dB normalizada $B_b T_b = 0.25$, tem-se $\alpha = 0.68$ [2].

3.9 Desempenho da Taxa de Erro de Bit sobre Um Canal com Desvanecimento.

A taxa de erro de bit em presença de desvanecimento é avaliada ponderando-se a equação 3.8 pela distribuição da relação sinal/ruído, assim

$$p_{eb} = \int_0^{\infty} p_{eb|\gamma} p(\gamma) d\gamma \quad (3.10)$$

onde $p(\gamma)$ é a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído para o ambiente considerado, e $p_{eb|\gamma}$ é dado pela equação 3.8.

3.10 Conclusão

Uma modulação digital efetiva para uso em comunicações móveis foi proposta em [2]: a modulação GMSK. A construção do modulador e do demodulador com detecção coerente foi mostrada [18]. Foram plotadas [2] as curvas do espectro de potência de saída do sinal GMSK, e da interferência de canal adjacente. As condições impostas à potência irradiada fora de faixa no canal adjacente são satisfeitas para $B_b T_b = 0.25$. A fórmula da taxa de erro de bit, parâmetro importante para a avaliação do desempenho da modulação GMSK, foi mostrada para um canal gaussiano. Para ambientes com desvanecimento, a taxa de erro de bit é avaliada ponderando-se a equação 3.8 pela distribuição da relação sinal/ruído.

Capítulo 4

Um Exemplo de Estrutura de Redes Locais sem Fio

4.1 Introdução

A utilização da tecnologia digital para comunicações móveis ampliou o seu universo de aplicação. O interesse em comunicações móveis tem sido crescente, não apenas para voz, mas também para dados. As comunicações móveis digitais têm como uma das suas categorias de aplicação as redes locais sem fio. Redes locais sem fio surgiram com o objetivo de proporcionar maior flexibilidade de sistemas e menores custos de instalação e de reconfiguração [25]. Em uma rede local sem fio, o uso compartilhado por diversos usuários do canal de comunicação deve ser feito através de esquema apropriado. A estrutura de uma rede local sem fio é mostrada e um exemplo de protocolo de comunicação é descrito.

4.2 Redes Locais sem Fio

Uma rede local é um conjunto de equipamentos e meios de transmissão utilizados, em uma área limitada, para transportar informações entre usuários. As redes locais são importantes, pois possibilitam o uso compartilhado dos recursos e dos dados disponíveis em um determinado sistema. Normalmente, as redes locais compõem-se de três partes: meio de transmissão, equipamento de controle de acesso e a interface da rede local e do usuário com o meio de transmissão.

As redes locais fixas, que utilizam cabos como meio de transmissão, são ainda hoje

maioria. Entretanto, existe atualmente um interesse crescente em redes locais sem fio. As redes locais sem fio utilizam o rádio como meio de transmissão, e este meio é partilhado através do uso apropriado do espectro de frequência. A comunicação é, portanto, realizada através de canais de frequência, e muitos usuários dividem um mesmo canal de comunicação, através de esquemas apropriados.

Diferentes tipos de redes locais sem fio podem ser identificadas [25]. Um dos grupos de redes locais sem fio que se destacam é aquele formado por redes locais sem fio de aplicação especializadas. Estas aplicações especializadas podem variar extremamente, como exemplo tem-se: monitoramento de armazéns, comunicação de dados em escritórios, telemetria para controle doméstico, alarmes e telecomandos. Nestes sistemas obstáculos tais como paredes não representam demasiado problema. Ainda, estes sistemas possuem taxas de dados limitadas.

Outro grupo importante de redes locais sem fio é constituído pelas aplicações mais sofisticadas. Estes sistemas exigem maior confiabilidade e eficiência, e são empregados em ambientes computacionais. Estes sistemas podem aplicados em escolas, escritórios, indústrias, hospitais, etc.. Nestes sistemas obstáculos tais como paredes quase não representam problema. Ainda, estes sistemas possuem taxas de dados maiores.

As redes locais sem fio surgiram devido a necessidade de eliminação de cabos e avançam rumo a portabilidade.

4.2.1 Estrutura de Uma Rede Local sem Fio

Uma rede local sem fio apresenta os seguintes componentes básicos:

- Estação Base - dispositivo que concentra e regula as comunicações no meio de transmissão;
- Estação Remota - dispositivo que oferece conexão com a rede local sem fio ao usuário final;
- Conector com Rede Fixa - dispositivo que permite a conexão da rede local sem fio com uma rede de comunicações fixa principal ligada a rede sem fio;

- Controlador da Rede sem Fio - dispositivo que garante a operação ampla e apropriada da rede.

A localização do controlador da rede local sem fio pode variar de acordo com a topologia da rede.

Para uma rede simples composta de uma única estação base, o controlador será parte da estação base. A Figura 4.1 mostra um exemplo de arquitetura de redes locais sem fio. Neste exemplo, observamos uma rede simples formada por uma única estação base. A servidora mostrada na Figura 4.1 não é considerada como sendo um componente básico da rede local sem fio, mas como um usuário de rede local sem fio. Na Figura 4.1, a servidora é uma estação remota cujo usuário é uma servidora.

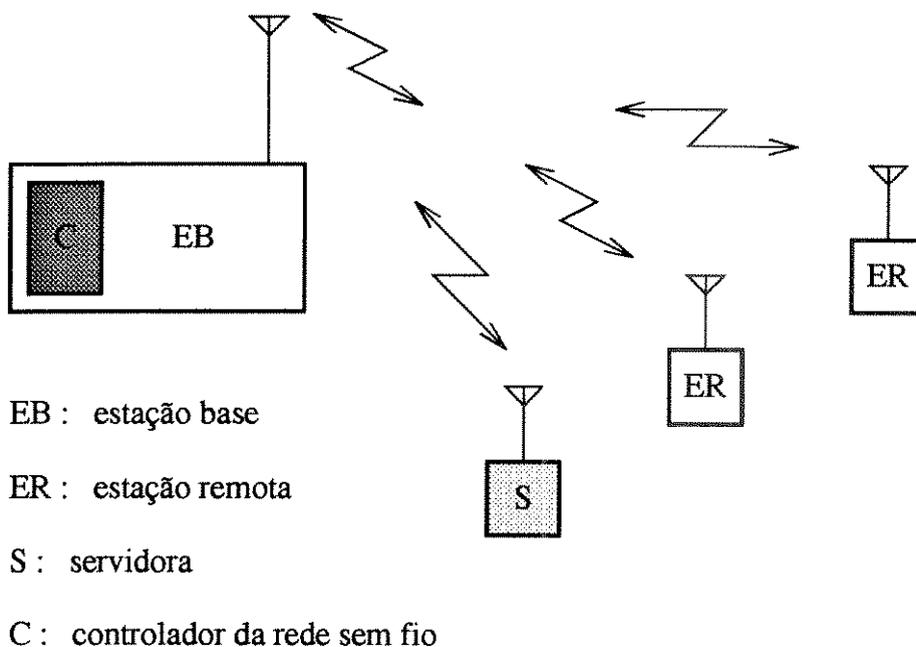


Figura 4.1: Um exemplo de arquitetura simples de um rede local sem fio.

Para redes locais complexas, que possuem uma rede fixa principal, o controlador pode estar em uma estação base específica ou em um dispositivo independente.

A Figura 4.2 mostra um exemplo de arquitetura de rede local sem fio. Neste exemplo, observamos uma rede complexa formada por mais de uma estação base, com presença de uma rede fixa principal, e com o controlador da rede sem fio em um dispositivo independente. Neste exemplo, a servidora é considerada como um usuário da rede local fixa.

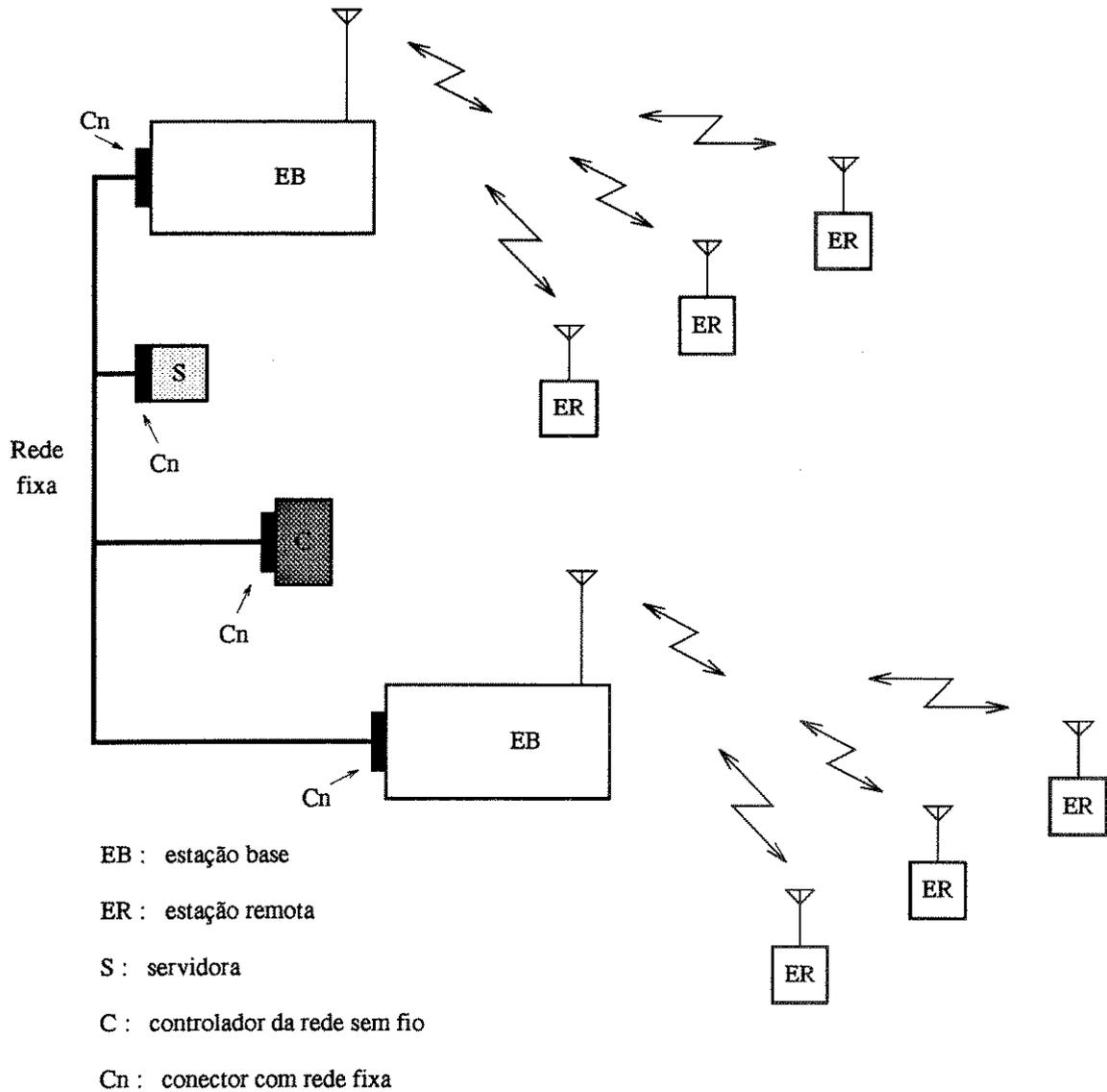


Figura 4.2: Um exemplo de arquitetura complexa de um rede local sem fio.

4.2.2 Descrição Funcional de Uma Rede Local sem Fio

Em uma rede local sem fio pode-se definir os seguintes processos:

- Função de conectividade de rádio frequência - esta função estabelece um caminho de conexão com o meio de transmissão, e abrange vários aspectos tais como, controle de potência emitida, técnicas de salto em frequência (frequency hopping), etc..
- Função de controle de células - esta função realiza a alocação dos diferentes recursos (banda de frequência) aos usuários que partilham o mesmo meio de comunicação.

- Função de ligação - esta função permite a interconectividade de dois diferentes meios: a rede local sem fio e a rede local fixa principal.
- Função de controle da rede - como os diferentes recursos não funcionam independentemente, esta função impõe uma certa disciplina para permitir a operação apropriada do sistema. Esta função abrange aspectos de endereçamento, roteamento dinâmico e localização do usuário.

Pode-se também listar as seguintes relações entre dispositivos e funções:

- Estações base e estações remotas sempre implementam funções de conectividade de rádio frequência e de controle de células.
- O conector com a rede fixa principal implementa a função de ligação.
- O controlador da rede sem fio implementa as funções de controle da rede.

Algumas outras funções podem ser definidas.

- Segurança - esta função se divide em segurança de acesso à rede (lista de usuários e senhas) e segurança das conexões (cifragem).

Alguns procedimentos que garantem a segurança são os seguintes:

- Autenticação - no qual ambas as partes comprovam que a outra é quem pretende ser (através da verificação de senhas).
- Controle de acesso - no qual a estação base verifica se a estação remota candidata está autorizada a entrar na rede (consulta feita ao controlador da rede local sem fio).
- Construção e partilhamento de chave de cifragem de dados - no qual a estação remota e a estação base dividem uma chave comum de cifragem de dados.
- Cifragem de dados - no qual as partes cifram/decifram os fluxos de dados que fluem na interface aérea. É interessante notar que a cifragem é opcional e depende da estação remota que é origem ou destino das mensagens de dados. Outro ponto

importante é o fato de que em mensagens enviadas em *broadcast*, ou em mensagens de controle, a cifragem/decifragem não é realizada.

- Compressão - esta função permite alcançar um *throughput* eficiente de dados, quando as partes comprimem/expandem as mensagens de dados. É interessante notar que a compressão é também opcional e depende da estação remota que é origem ou destino das mensagens de dados. Outro ponto importante é o fato que em mensagens enviadas em *broadcast*, ou em mensagens de controle, a a compressão/expansão também não é realizada.
- Gerenciamento da rede local sem fio - função necessária para a operação e manutenção da rede e inclui aspectos de gerenciamento de memórias, buffers, etc..
- Instalação e configuração - estas funções são necessárias para instalar, personalizar, e inicializar o sistema em um dado ambiente de rede.

4.2.3 Alocação Dinâmica de Padrões de Saltos em Frequência

A rede local sem fio é composta de um grupo de estações base com áreas de cobertura que podem se sobrepor. Estas áreas podem ainda se sobrepor às áreas de cobertura de outros sistemas de rádio que utilizam a mesma faixa de frequência (por exemplo outras redes locais sem fio independentes). Portanto uma função chave para uma operação bem sucedida é o controle de interferências através do conveniente gerenciamento de padrões de saltos em frequência associado a diferentes estações base.

Com o intuito de gerenciar os padrões de saltos em frequência, uma família de padrões de frequência ortogonais entre si deve ser criada e memorizada pelo controlador da rede local sem fio. Esta é uma operação *offline* realizada uma única vez.

Quando uma estação base é ligada, ela adquire do controlador da rede local sem fio um padrão inicial e começa a transmissão. A estação base deve então monitorar cada salto do padrão e decidir se deve ser feita uma revisão do padrão. A decisão acerca do tipo de revisão a ser feito no padrão depende do tipo de interferência detectada pela estação base.

Para interferências periódicas, a estação base pede ao controlador da rede sem fio para apagar a frequência que é considerada ruim e substituí-la por outra considerada boa. Para interferências em surtos, a estação base realiza o avanço do padrão no tempo. Para interferências contínuas, a estação base requisita ao controlador da rede sem fio a substituição do padrão.

4.2.4 Controle da Potência Emitida pela Estação Base e pela Estação Remota

A estação base realiza o controle da potência emitida por sua antena. Este controle de potência tem por objetivo balancear a rede sem fio. O aumento da potência emitida implica em um aumento da área de cobertura, que por sua vez implica em um aumento do tráfego escoado. Por outro lado a diminuição da potência emitida implica em uma diminuição da área de cobertura, que por sua vez implica em uma diminuição do tráfego escoado. Portanto, a controlabilidade da potência emitida pela estação base implica na controlabilidade do escoamento de tráfego.

A potência emitida pela estação base é uma informação que deve ser transmitida à estação remota. Em conjunto com o nível de potência recebido, esta informação é utilizada pela estação remota, para calcular a perda de percurso. A partir dos resultados obtidos para a perda de percurso, a estação remota pode calcular o nível de potência mínimo em que deve ser efetuada a transmissão. Este método de controle da potência transmitida pela estação remota reduz a sua interferência em todo o ambiente de rádio.

4.2.5 Comunicação Inicial Estação Remota - Estação Base

Uma rede local é composta por uma ou mais estações base. Quando uma estação remota é ligada ou se muda para um novo ambiente de rádio formado por uma ou mais estações base, esta deve primeiramente monitorar o ambiente. Ao monitorar o ambiente a estação remota verifica quais as estações base que potencialmente podem admiti-la (isto é, aquelas estações base com as quais a estação remota pode potencialmente manter contato). Posteriormente é feita a escolha de uma estação base para estabelecer contato. A estação remota envia então seu pedido

de registro. Se a estação remota fracassa em obter a confirmação do seu pedido de registro, ela pode tentar alternativamente uma das estações base que potencialmente podem admiti-la.

4.3 Empacotamento de Mensagens

Com o objetivo de melhorar o aproveitamento do uso compartilhado de um canal de comunicação, utilizamos o empacotamento das mensagens a serem transmitidas entre a estação base e a estação remota.

Empacotar mensagens significa limitar o tamanho máximo destas, segmentando as mensagens com tamanho maior que este máximo permitido. Estas mensagens são portanto divididas em segmentos com tamanhos iguais ao tamanho máximo e um último segmento com tamanho variável de acordo com a quantidade de dados restantes. Em cada um destes segmentos são inseridas informações acerca dos endereços de origem e destino, bem como outras informações de controle. O último segmento, que pode ser o único, recebe ainda uma marca adicional sinalizando ser este o último segmento.

Estes segmentos com tamanho máximo limitado passam a ser chamados pacotes. Uma mensagem pode portanto corresponder a um único pacote ou a vários pacotes.

Após o correto recebimento de um pacote, o respectivo reconhecimento positivo é transmitida em retorno. Caso tenha sido verificada a ocorrência de erro, o reconhecimento negativo (com indicação do tipo de erro ocorrido) é transmitido em retorno e por conseqüência o pacote é retransmitido. Com o recebimento adequado de todos os pacotes que compõem determinada mensagem, esta pode ser recomposta no receptor.

Na Figura 4.3, mostramos a seqüência de transferência de pacotes e reconhecimentos. Na parte (a), temos o caso onde cada pacote transmitido é imediatamente reconhecido. Na parte (b) um grupo de dois pacotes é transmitido, e a seguir, o recebimento dos reconhecimentos é aguardado. O tamanho do grupo é definido como o número de pacotes a serem transmitidos, antes de serem aguardados os reconhecimentos.

Com o empacotamento inviabilizamos que mensagens demasiadamente grandes congestionem o meio de transmissão impossibilitando o compartilhamento deste por vários usuários.

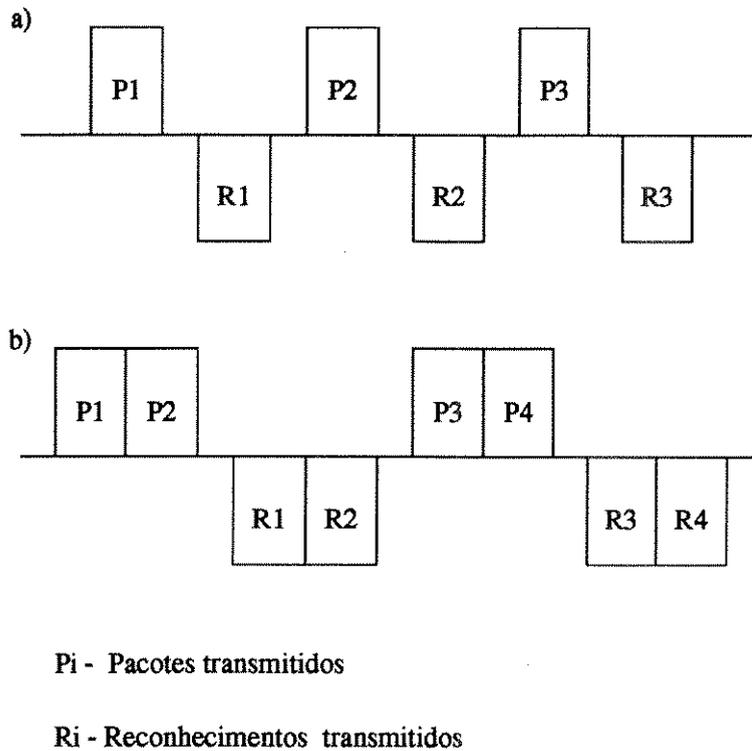


Figura 4.3: Transmissão de pacotes seguida dos respectivos reconhecimentos para (a) tamanho de grupo igual a 1 e (b) tamanho de grupo igual a 2.

Outra razão para o empacotamento é o fato de que um limite para o tamanho dos pacotes implica em uma redução da probabilidade de erro de transmissão de mensagens. A escolha deste tamanho máximo dos pacotes tem relação direta com a performance desejada para o sistema. Um menor limite para o tamanho dos pacotes implica em um aumento da probabilidade de sucesso de transmissão. Por outro lado, um menor valor para o tamanho máximo dos pacotes causa um aumento do *overhead* no sistema. E, portanto, a escolha do valor máximo permitido para o tamanho dos pacotes deve levar em conta estes aspectos.

Os pacotes citados anteriormente possuem a estrutura de um quadro HDLC [26]. Portanto, são chamados de pacotes HDLC. A estrutura HDLC tem sido amplamente aceita como um padrão de controle de conexões de dados.

4.4 Estrutura de Um Quadro HDLC

A estrutura de um quadro HDLC é mostrada na Figura 4.4.



FLAG : indicador de início e fim

L : comprimento

DA : endereço de destino

DATA : informação

SA : endereço de origem

FCS : seqüência de verificação de quadro

C : controle

Figura 4.4: Estrutura de um quadro HDLC.

A seqüência indicadora (*Flag*) é um único padrão de 8 bits (01111110) usado para sincronizar o receptor ao quadro que está chegando. A seqüência indicadora identifica o início e o fim de cada pacote transmitido. Para alcançar transparência, a seqüência indicadora deve ser singular, isto é, não deverá ocorrer em qualquer outro lugar no quadro. Para que isto ocorra o transmissor deve, quando necessário, realizar a inserção de bit [26].

Na inserção de bit, o transmissor depois, de enviar a seqüência indicadora de abertura, insere um bit zero seguindo qualquer cinco bits 1s contínuos, antes da seqüência indicadora de fechamento. O receptor portanto, após receber a seqüência indicadora de abertura, deve realizar a retirada de bit. Na retirada de bit, o receptor apaga os bits zero que seguem as seqüências de qualquer cinco bits 1s contínuos antes da seqüência indicadora de fechamento.

A seqüência inativa (*Idle*) é formada por um padrão de 8 bits 1s consecutivos, usados para delimitar o fim de transmissão. Esta seqüência não é encontrada em qualquer outro lugar no pacote devido a inserção de bit.

O endereço de destino (*Destination Address - DA*) é um endereço local de 8 bits para o destino, e o endereço de origem (*Source Address - SA*) é um endereço local de 8 bits para a origem. Ambos os endereços são definidos nas fases de registro ou handoff, quando a estação remota estabelece contato pela primeira vez com uma nova estação base. O endereço particular 11111111 é usado para mensagens enviadas em *broadcast*.

O campo de controle (*Control field - C*) é um campo de 32 bits e seu conteúdo depende da natureza do pacote HDLC. A seguir listamos os diferentes tipos de pacotes.

- Pacotes de dados saintes ¹.
- Pacotes de dados entrantes ².
- Pacotes de controle saintes.
- Pacotes de controle entrantes.
- Reconhecimentos de pacotes de dados (saintes e entrantes).
- Reconhecimentos de pacotes de controle saintes.
- Reconhecimentos de pacotes de controle entrantes.

O campo de comprimento (*Length field* - L) indica o tamanho do campo de dados em bytes.

O campo de dados (*Data field*) contém a informação a ser transmitida.

A seqüência de verificação de quadro (*Frame Check Sequence* - FCS) detecta erros de transmissão através de um código de redundância cíclico.

4.5 Um Exemplo de Protocolo de Comunicações

Uma conexão *half-duplex* (Figura 4.5), é dividida pela comunicação entrante (da estação remota para a estação base) e sainte (da estação base para a estação remota), através de um esquema de controle de acesso.

O quadro do protocolo de comunicações é subdividido em três intervalos. No primeiro intervalo (período A) a conexão de rádio é utilizada exclusivamente para dados saintes e de reconhecimentos em sentido inverso. O tamanho máximo dos pacotes transmitidos neste intervalo é de 204 bytes. Pacotes de controle e de dados utilizarão este intervalo.

No segundo intervalo (período B) um esquema de alocação de bandas é utilizado para transferência de dados entrantes. O tamanho máximo dos pacotes transmitidos neste intervalo é de 204 bytes. Pacotes de dados entrantes utilizarão este intervalo.

¹Da estação base para a estação remota.

²Da estação remota para a estação base.

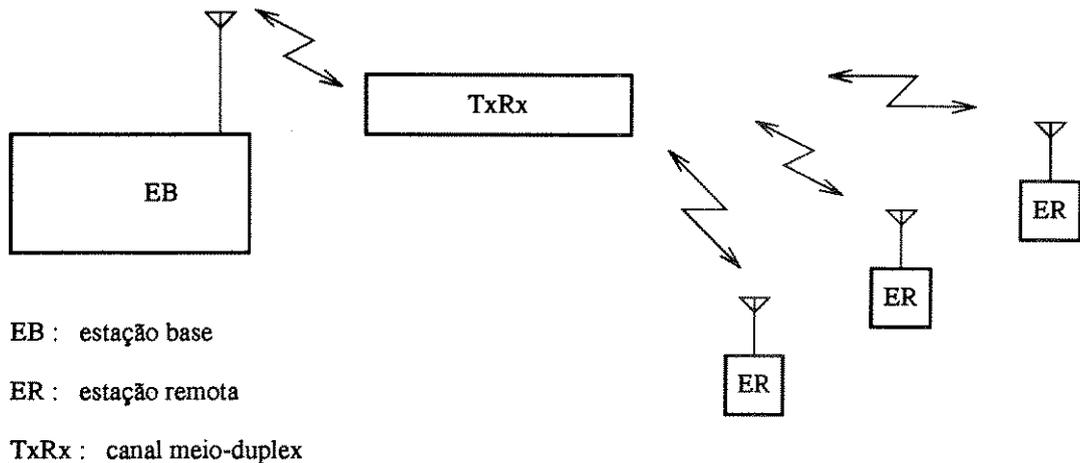


Figura 4.5: Uma conexão half-duplex.

Um terceiro intervalo (período C) é usado para transmissão de dados entrantes no modo de operação de acesso aleatório. O tamanho máximo dos pacotes transmitidos neste intervalo é de 68 bytes. Pacotes de controle e de dados³ utilizarão este intervalo.

O tamanho destes três intervalos é variável e a alocação de janelas de tempo para cada um deles é feita de acordo com as necessidades de tráfego. A prioridade deve ser dada para tráfego sainte, entretanto um tamanho mínimo deve ser reservado para cada um dos períodos de tráfego entrante.

A estrutura deste quadro é mostrada na Figura 4.6 onde G é o tempo de guarda, que pode ser utilizado para mudança de frequência de portadora do transmissor, e os cabeçalhos CA, CB e CC são respectivamente as informações de controle para os períodos A, B e C. Estes cabeçalhos quando enviados em *broadcast*, identificam o início dos respectivos períodos.

O conteúdo do cabeçalho CA inclui as seguintes informações: chave do cabeçalho CA; comprimentos do cabeçalho CA e dos períodos A, B, e C; identificações da estação base e da rede sem fio; próximas frequências de portadora; potência emitida pela estação base; tamanho de grupo no intervalo A e um vetor que associa usuários a pacotes transmitidos.

Com a recepção correta do cabeçalho CA, a estação remota determina se receberá

³Somente o primeiro pacote de dados de um determinado conjunto de pacotes de dados, que podem ter sido originados de uma ou mais mensagens segmentadas, é transmitido neste intervalo. Note que o tamanho máximo permitido para os pacotes transmitidos neste período é menor, portanto o empacotamento deve ser feito levando-se em consideração este fato. Este primeiro pacote deve conter um pedido de alocação, no período B, das janelas de tempo necessárias. Este pedido é enviado no campo de controle deste pacote de dados.

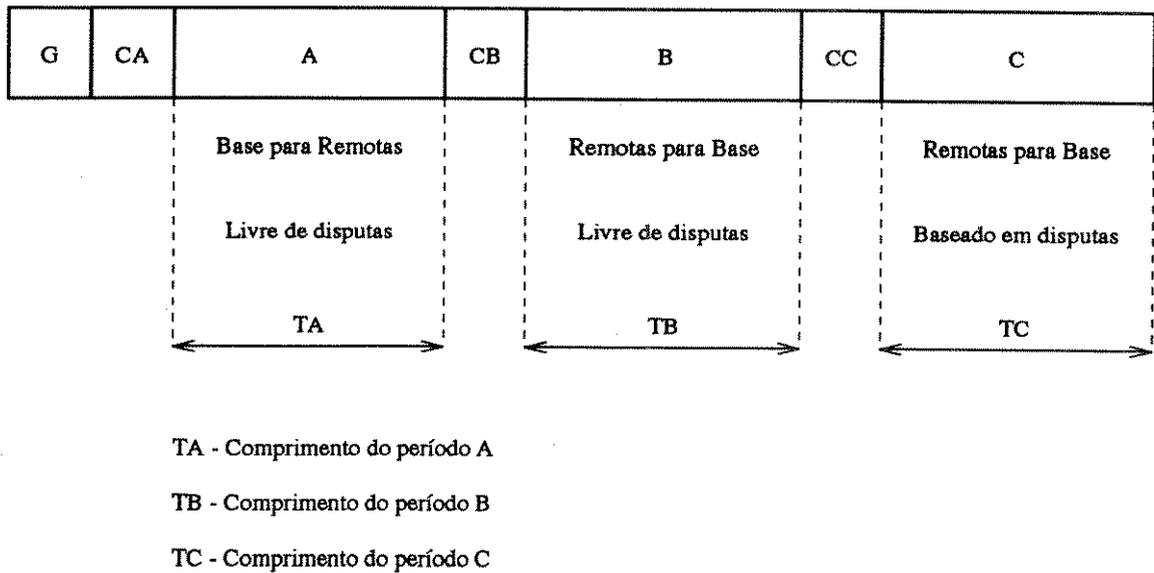


Figura 4.6: Estrutura do quadro para esquema de controle de acesso.

pacotes da estação base (enviados em *broadcast* ou diretamente endereçados a ela) e quando deve aguardar início o do cabeçalho CB.

No período A, o tráfego sainte é transmitido, a estação base envia em *broadcast* os pacotes, e as estações remotas recebem pacotes a elas endereçados.

O conteúdo do cabeçalho CB inclui as seguintes informações: chave do cabeçalho CB, comprimentos do cabeçalho CB e dos períodos B e C, tamanho de grupo no intervalo B e um vetor que associa usuários a janelas de tempo.

Com a recepção correta do cabeçalho CB, a estação remota determina se e quando pode começar a transmitir, e quando deve aguardar início do cabeçalho CC.

No período B, as estações remotas transmitem pacotes, livres de disputas, de acordo com a alocação de janelas de tempo.

O conteúdo do cabeçalho CC inclui as seguintes informações: chave do cabeçalho CC, comprimentos do cabeçalho CC e do período C, tamanho de grupo no intervalo C e a estimativa corrente de usuários que tentam acesso no intervalo C⁴.

No período C, qualquer estação remota pode disputar o canal e transmitir uma

⁴Informação que será utilizada para controle de retransmissão, e é calculada com base no número de tentativas.

mensagem. Um protocolo Slotted-ALOHA com modificações para controle de retransmissão⁵ é utilizado neste intervalo. Neste protocolo, cada estação remota que tem uma mensagem para transmitir o fará apenas no início de uma janela de tempo. No fim de cada transmissão a estação remota verifica se seu pacote foi corretamente recebido. Se uma colisão foi detectada (pela ausência do reconhecimento positivo), a estação remota agenda a retransmissão do pacote que colidiu.

4.6 Conclusão

O interesse em comunicações móveis tem sido crescente, não apenas para voz mas também para dados. Redes locais sem fio surgiram com o objetivo de proporcionar maior flexibilidade aos sistemas, diminuindo os custos de instalação e manutenção dos mesmos.

Redes locais sem fio utilizam rádio como meio de transmissão, e este meio é partilhado através do espectro de frequência. Um exemplo de protocolo de comunicações foi mostrado. Este protocolo sugere a divisão do uso de um canal de comunicação em três períodos. O primeiro período é dedicado para comunicações saíntes e os dois seguintes para comunicações entrantes, sendo que o primeiro dos dois é livre de disputas e o segundo é baseado em disputas. Em cada um destes intervalos a comunicação é feita através de pacotes HDLC. O empacotamento é feito com o objetivo de diminuir a probabilidade de erro de mensagem. Os pacotes podem ser de controle, de dados, ou ainda, os reconhecimentos destes. Os pacotes têm seu tamanho máximo limitado. O tamanho máximo dos pacotes para o protocolo exemplificado é dado pela Tabela 4.1.

Período	Tamanho Máximo
A	204 bytes
B	204 bytes
C	68 bytes

Tabela 4.1: Tamanho máximo dos pacotes

⁵Baseadas na estimativa de usuários.

Capítulo 5

Taxa de Erro de Transmissão

5.1 Introdução

As funções densidade de probabilidade da relação sinal/ruído foram deduzidas no Capítulo 2 para os ambientes de rádio móvel: Rayleigh, Rice, Log-normal e Suzuki.

A taxa de erro de bit da modulação GMSK condicional à relação sinal/ruído do canal é conhecida do Capítulo 3. A relação sinal/ruído é uma variável aleatória que depende do ambiente considerado. Sabendo-se a distribuição desta relação é possível calcular a taxa de erro de bit para os diversos ambientes em presença de desvanecimento.

Conhecida a taxa de erro de bit, pode-se calcular a taxa de erro de mensagem. A taxa de erro da mensagem depende da taxa de erro de bit e do tamanho da mensagem. O tamanho da mensagem depende do protocolo considerado. Considerando-se o protocolo da estrutura de rede local sem fio que foi exemplificada no Capítulo 4, pode-se calcular então a taxa de erro de mensagem para os pacotes transmitidos.

Com o objetivo de melhorar o desempenho da modulação GMSK, sugere-se o uso de métodos corretores de erros. Avalia-se o desempenho da modulação GMSK associada a utilização do código Golay(23,12) para a estrutura de redes locais sem fio considerada. De fato, não é a intenção aqui sugerir um código corretor de erro. O objetivo é simplesmente mostrar, a título de exemplo, o ganho que pode ser obtido.

5.2 Taxa de Erro de Bit em Presença de Desvanecimento

Considerando o uso de um modulador GMSK a taxa de erro de bit, $p_{eb}|\gamma$, condicional à relação sinal/ruído, γ , é dada pela equação 3.8, reproduzida a seguir por conveniência.

$$p_{eb}|\gamma \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha\gamma}) \quad (5.1)$$

Na equação 5.1, $\operatorname{erfc}(x)$ é a função erro complementar dada por

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-u^2) du \quad (5.2)$$

onde α é uma constante. Do Capítulo 3, sabe-se que para a modulação GMSK com largura de faixa de -3dB normalizada $B_b T_b = 0.25$, tem-se $\alpha = 0.68$. A taxa de erro de bit em presença de desvanecimento pode ser obtida descondicionando-se $p_{eb}|\gamma$ com a distribuição $p(\gamma)$ de γ .

Assim

$$p_{eb} = \int_0^{\infty} p_{eb}|\gamma p(\gamma) d\gamma \quad (5.3)$$

onde $p(\gamma)$ é a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído para o ambiente considerado.

Desta forma, conhecendo-se $p_{eb}|\gamma$ e $p(\gamma)$ é possível calcular as taxas de erro de bit para os diversos ambientes considerados.

5.2.1 Taxa de Erro de Bit para o Ambiente Rayleigh

Para um ambiente com propagação multipercurso, a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído é dada pela equação 2.36, ou seja

$$p(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \quad (5.4)$$

onde γ_0 é a relação sinal/ruído média.

Logo, para o ambiente Rayleigh, a taxa de erro de bit é calculada substituindo-se as equações 5.4 e 5.1 na equação 5.3. Assim

$$p_{eb} = \frac{1}{\gamma_0} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha\gamma}) d\gamma \quad (5.5)$$

Definindo-se Γ_0 como a relação sinal/ruído média, dada em decibéis, ou seja

$$\Gamma_0 = 10 \log \gamma_0 \quad (5.6)$$

e substituindo-se a equação 5.2 na equação 5.5, tem-se

$$p_{eb} = \frac{1}{10^{\frac{\Gamma_0}{10}} \sqrt{\pi}} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma}{10^{\frac{\Gamma_0}{10}}}\right) \int_{\sqrt{\alpha\gamma}}^\infty \exp(-u^2) du d\gamma \quad (5.7)$$

Com o auxílio de métodos numéricos de integração, a equação 5.7 foi utilizada para a obtenção da taxa de erro de bit. Assim, a Figura 5.1 mostra a probabilidade de erro de bit da modulação GMSK no ambiente Rayleigh, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 .

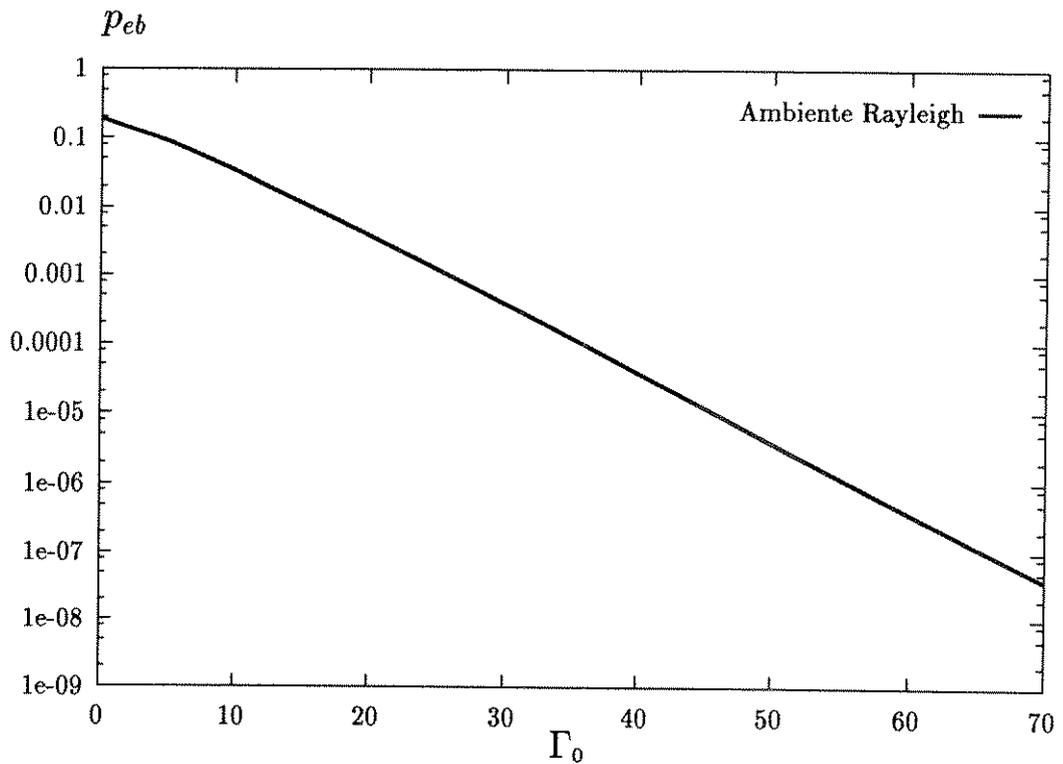


Figura 5.1: Desempenho da modulação GMSK no ambiente Rayleigh.

5.2.2 Taxa de Erro de Bit para o Ambiente Rice

Para um ambiente com propagação multipercurso e linha de visada, a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído é expressa pela equação 2.42, ou seja

$$p(\gamma) = \frac{(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{\gamma_0} \exp\left[-\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{\gamma_0}\right] \exp(-10^{\frac{A_{dB}}{10}}) I_0\left[2\sqrt{\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})10^{\frac{A_{dB}}{10}}}{\gamma_0}}\right] \quad (5.8)$$

onde A_{dB} é a razão sinal direto/sinais indiretos, dada em decibéis, e $I_0(z)$ é a função de Bessel modificada de ordem 0, dada pela equação 2.14, ou seja

$$I_0(z) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp[z \cos(\theta)] d\theta \quad (5.9)$$

Para o ambiente Rice, a taxa de erro de bit é calculada substituindo-se as equações 5.1 e 5.8 na equação 5.3. Portanto

$$\begin{aligned} p_{eb} &= \frac{(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}}) \exp(-10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{\gamma_0} \times \dots \quad (5.10) \\ &\dots \times \int_0^\infty \exp\left[-\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{\gamma_0}\right] I_0\left[2\sqrt{\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})10^{\frac{A_{dB}}{10}}}{\gamma_0}}\right] \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha\gamma}) d\gamma \end{aligned}$$

Ainda, sabendo-se que Γ_0 é a relação sinal/ruído média, dada em decibéis, dada pela equação 5.6 e substituindo as equações 5.2 e 5.9 na equação 5.10, tem-se

$$\begin{aligned} p_{eb} &= \frac{(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}}) \exp(-10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{10^{\frac{\Gamma_0}{10}} \pi \sqrt{\pi}} \times \dots \quad (5.11) \\ &\dots \times \int_0^\infty \exp\left[-\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{10^{\frac{\Gamma_0}{10}}}\right] \int_0^\pi \exp\left[2\sqrt{\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})10^{\frac{A_{dB}}{10}}}{10^{\frac{\Gamma_0}{10}}}} \cos(\theta)\right] d\theta \int_{\sqrt{\alpha\gamma}}^\infty \exp(-u^2) du d\gamma \end{aligned}$$

Com o auxílio de métodos numéricos de integração, a equação 5.11 foi utilizada para a obtenção de gráficos. Assim, foram obtidas as curvas da probabilidade de erro de bit em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro a razão do sinal direto/sinais indiretos, dada em decibéis, A_{dB} , mostradas na Figura 5.2.

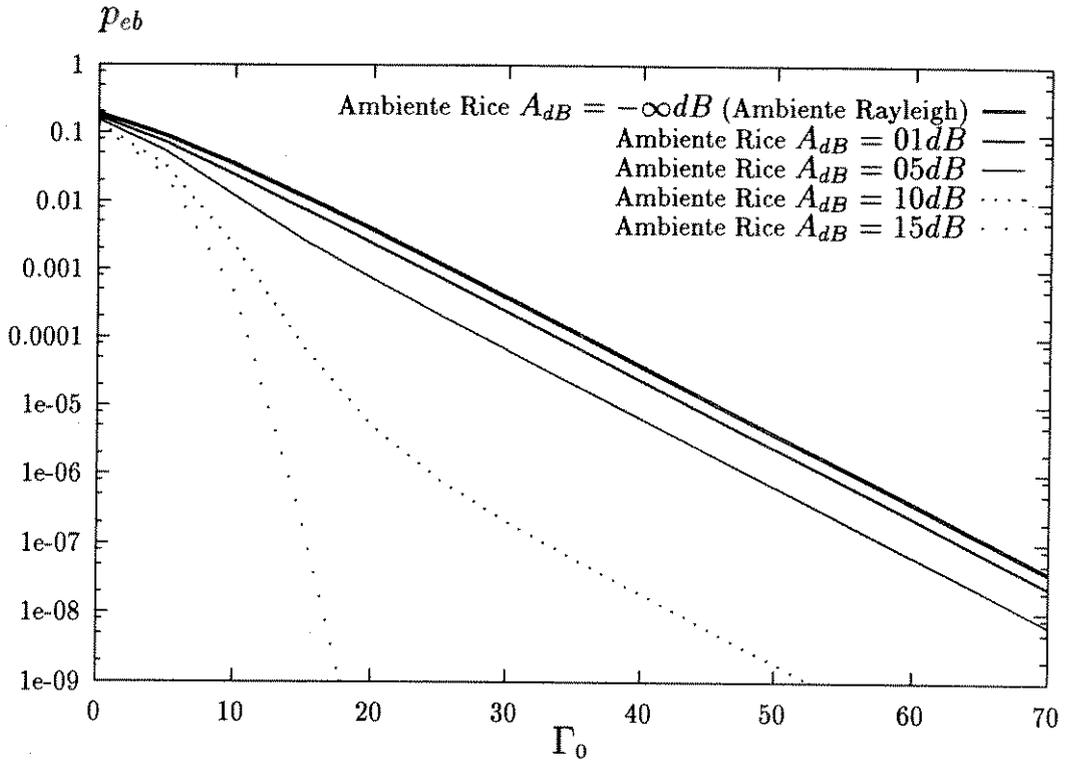


Figura 5.2: Desempenho da modulação GMSK no ambiente Rice.

5.2.3 Taxa de Erro de Bit para o Ambiente Log-normal

Para um ambiente com sombreamento, a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído, dada em decibéis, $p(\Gamma)$, é dada pela equação 2.45, ou seja

$$p(\Gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma - \Gamma_0}{\sigma_W}\right)^2\right] \quad (5.12)$$

onde σ_W é o desvio padrão da potência.

Para o ambiente Log-normal, a taxa de erro de bit é calculada substituindo-se as equações 5.12 e 5.1 na equação 5.3. Portanto

$$p_{eb} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha\gamma}) \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma - \Gamma_0}{\sigma_W}\right)^2\right] d\gamma \quad (5.13)$$

Define-se Γ como a relação sinal/ruído, dada em decibéis, ou seja

$$\Gamma = 10 \log \gamma \quad (5.14)$$

Desta forma

$$d\gamma = \frac{10^{\frac{\Gamma}{10}} \ln 10}{10} \quad (5.15)$$

Substituindo as equações 5.2, 5.14 e 5.15 na equação 5.13, tem-se

$$p_{eb} = \frac{\ln 10}{10\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\sqrt{\alpha 10^{\frac{\Gamma}{10}}}}^{\infty} \exp(-u^2) du \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma - \Gamma_0}{\sigma_W}\right)^2\right] 10^{\frac{\Gamma}{10}} d\Gamma \quad (5.16)$$

Com o auxílio de métodos numéricos de integração a equação 5.16 foi utilizada para a obtenção de gráficos. Assim, foram obtidas as curvas da probabilidade de erro de bit em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro o desvio padrão da potência, σ_W , mostradas na Figura 5.3.

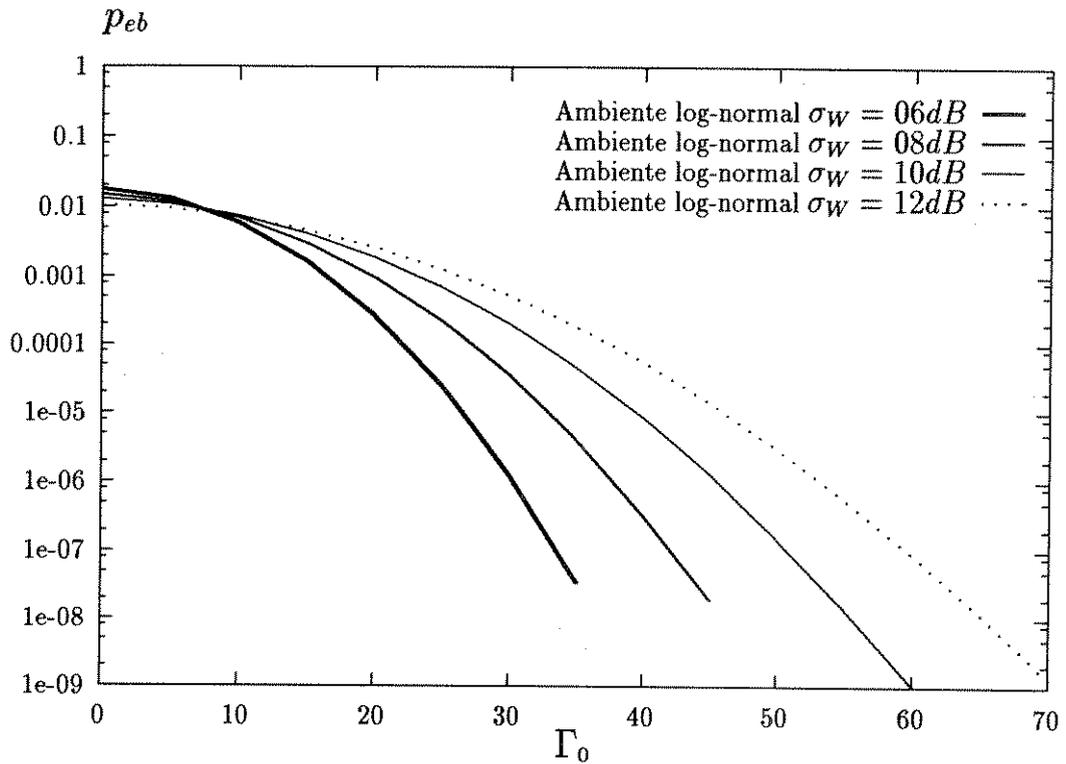


Figura 5.3: Desempenho da modulação GMSK no ambiente Log-normal.

5.2.4 Taxa de Erro de Bit para o Ambiente Suzuki

Para um ambiente com propagação multipercurso e com sombreamento combinados, a função densidade de probabilidade da relação sinal/ruído, é dada pela equação 2.51, ou seja

$$p(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}} \exp\left(-\frac{\gamma}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma' - \Gamma_0}{\sigma_W}\right)^2\right] d\Gamma' \quad (5.17)$$

onde Γ' é a média local da relação sinal/ruído, dada em decibéis.

Para o ambiente Suzuki, a taxa de erro de bit é calculada substituindo-se as equações 5.1 e 5.17 na equação 5.3. Portanto,

$$p_{eb} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha\gamma}) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}} \exp\left(-\frac{\gamma}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma' - \Gamma_0}{\sigma_W}\right)^2\right] d\Gamma' d\gamma \quad (5.18)$$

Substituindo-se a equação 5.2 na equação 5.18, tem-se

$$p_{eb} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_0^{\infty} \int_{\sqrt{\alpha 10^{\frac{\Gamma}{10}}}}^{\infty} \exp(-u^2) du \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}} \exp\left(-\frac{\gamma}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma' - \Gamma_0}{\sigma_W}\right)^2\right] d\Gamma' d\gamma \quad (5.19)$$

Com o auxílio de métodos numéricos de integração a equação 5.19 foi utilizada para a obtenção de gráficos. Assim, foram obtidas as curvas da probabilidade de erro de bit em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro o desvio padrão da potência, mostradas na Figura 5.4.

5.3 Taxa de Erro de Mensagem em Presença de Desvanecimento

5.3.1 Probabilidade de Erro em Uma Mensagem Contendo N Bits

A probabilidade, $p(N,m)$, de se obterem exatamente m bits errados em uma mensagem de N bits é dada pela distribuição binomial

$$p(N, m) = \binom{N}{m} (1 - p_{eb})^{N-m} p_{eb}^m \quad (5.20)$$

onde

$$\binom{N}{m} = \frac{N!}{(N-m)! m!} \quad (5.21)$$

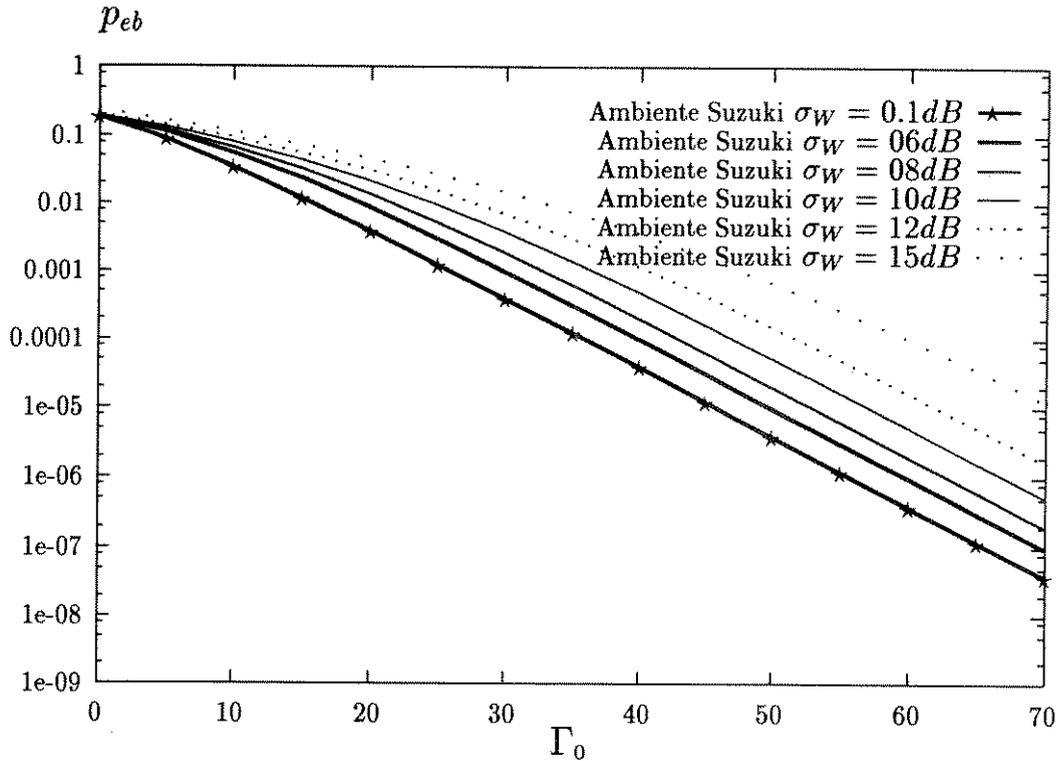


Figura 5.4: Desempenho da modulação GMSK no ambiente Suzuki.

e p_{eb} é a taxa de erro de bit. Em particular, para um ambiente com desvanecimento p_{eb} será a taxa de erro de bit em presença de desvanecimento.

A probabilidade de erro, p_{em} , em uma mensagem contendo N bits é expressa por

$$p_{em} = 1 - p(N, 0) \quad (5.22)$$

Substituindo-se a equação 5.20 na equação 5.22, tem-se

$$p_{em} = 1 - (1 - p_{eb})^N \quad (5.23)$$

5.3.2 Tamanho de Mensagem para Pacotes

Considerando-se a estrutura de rede local sem fio exemplificada no Capítulo 4, sabe-se que os tamanhos dos pacotes transmitidos são limitados nos períodos A, B e C, e seus valores máximos são respectivamente 204, 204 e 68 bytes. Portanto, o número máximo de bits, $N_{máx}$, para períodos A, B e C, é respectivamente 1632, 1632, e 544.

5.3.3 Probabilidade de Erro de Mensagem para Pacotes

Sabe-se da equação 5.23 que a taxa de erro de mensagem depende da taxa de erro de bit para o ambiente considerado e do tamanho da mensagem. A taxa de erro de bit para a modulação GMSK nos ambientes Rayleigh, Rice, Log-normal e Suzuki é expressa, respectivamente, pelas equações 5.7, 5.11, 5.16 e 5.19. Sabe-se que o número de bits, N , depende do protocolo de transmissão considerado. Levando-se em consideração a estrutura de rede local sem fio exemplificada, sabe-se que existe uma limitação para o número de bits em cada período e que o número máximo de bits, $N_{máx}$, depende do período considerado.

O número de bits dos pacotes depende ainda do tráfego gerado pelos usuários da rede local sem fio. O tipo de aplicação da rede pode variar extremamente e, portanto, o mesmo pode ocorrer com tamanho dos pacotes. Assim, a única restrição ao tamanho das mensagens é a limitação de tamanho máximo imposta pelo protocolo considerado aos pacotes, ou seja, os pacotes transmitidos possuem um número de bits $N \leq N_{máx}$.

Exemplificamos o cálculo da taxa de erro de mensagem para pacotes transmitidos nos períodos A, B, ou C. Para um dado período considerado, levamos em conta a possibilidade dos pacotes transmitidos serem grandes ou pequenos. Por pacotes grandes consideramos os pacotes com tamanho igual ao tamanho máximo permitido para o período considerado. Por pacotes pequenos consideramos, a título de exemplo, os pacotes com tamanho igual a aproximadamente 1/5 do tamanho máximo permitido para o período considerado.

Ainda, consideramos que para pacotes grandes ou pequenos o número de bits da mensagem é, respectivamente, 1632 e 328 (se os pacotes são transmitidos nos períodos A ou B), ou ainda 544 e 112 (se os pacotes são transmitidos no período C).

Taxa de Erro de Mensagem para o Ambiente Rayleigh

Para um ambiente com propagação multipercurso substituímos a equação 5.7 na equação 5.23 e consideramos que pacotes grandes ou pequenos estão sendo transmitidos nos períodos A, B ou C.

Na Figura 5.5 são mostrados resultados da probabilidade de erro de mensagem para

ambiente Rayleigh, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro o número de bits da mensagem.

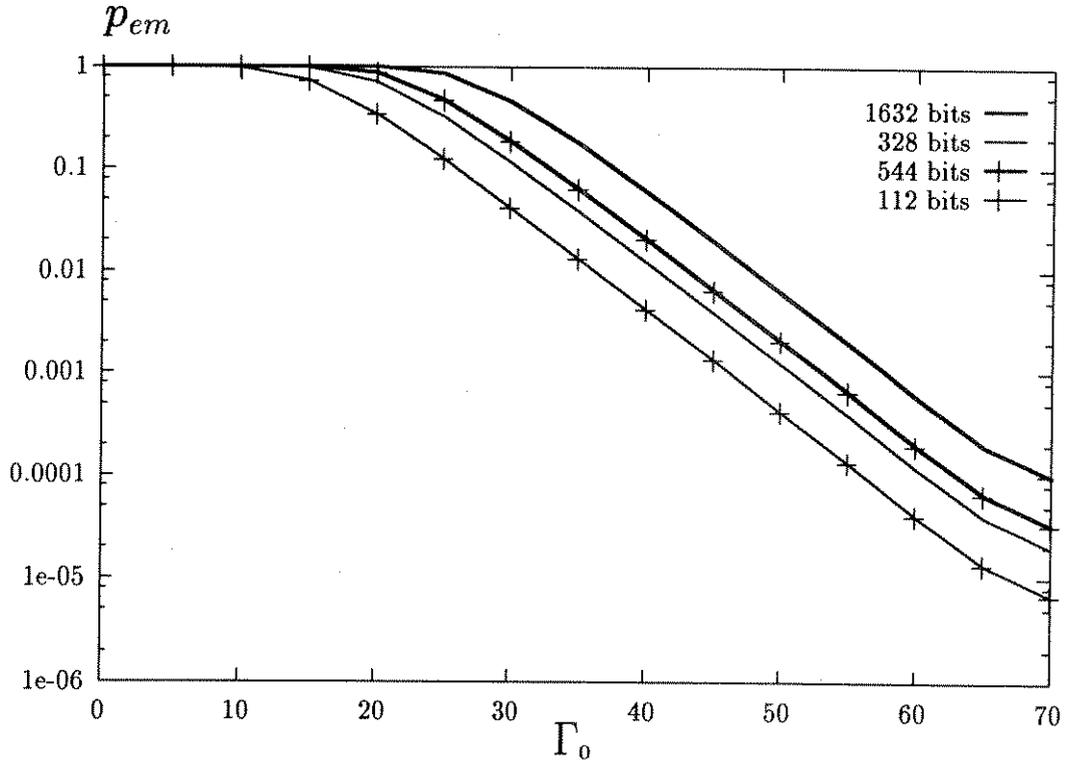


Figura 5.5: Probabilidade de erro de mensagem para o ambiente Rayleigh para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.

Taxa de Erro de Mensagem para o Ambiente Rice

Para um ambiente com propagação multipercurso e linha de visada substituímos a equação 5.11 na equação 5.23 e consideramos que pacotes grandes estão sendo transmitidos nos períodos A ou B.

Na Figura 5.6 são mostrados os resultados da probabilidade de erro de mensagem para ambiente Rice, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro a relação sinal direto/sinais indiretos, dada em decibéis, A_{dB} .

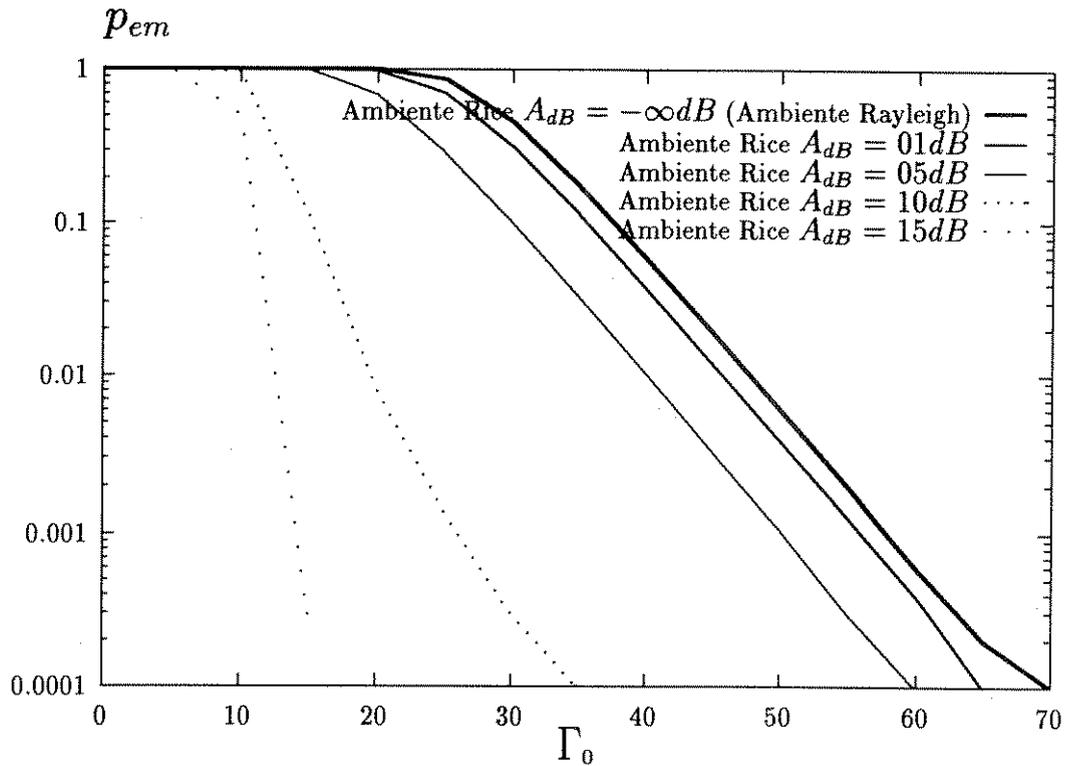


Figura 5.6: Probabilidade de erro de mensagem para o ambiente Rice, para períodos A ou B, para pacotes grandes.

Taxa de Erro de Mensagem para o Ambiente Log-Normal

Para um ambiente com sombreamento substituímos a equação 5.16 na equação 5.23 e consideramos que pacotes grandes ou pequenos estão sendo transmitidos nos períodos A, B ou C.

Na Figura 5.7 são mostrados o resultados da probabilidade de erro de mensagem para ambiente Log-normal, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro o desvio padrão da potência, σ_w .

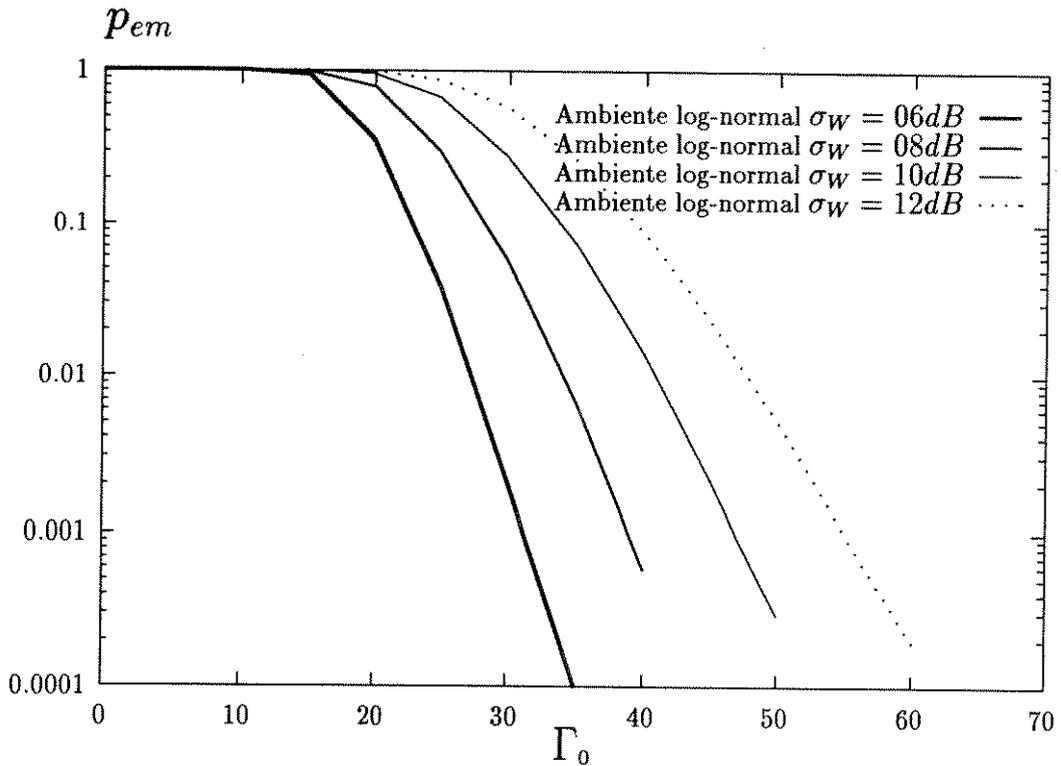


Figura 5.7: Probabilidade de erro de mensagem para o ambiente Log-normal, para períodos A ou B, para pacotes grandes.

Na Figura 5.8 são mostrados resultados da probabilidade de erro de mensagem para ambiente Log-normal, para $\sigma_W = 06dB$, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro o número de bits da mensagem.

Taxa de Erro de Mensagem para o Ambiente Suzuki

Para um ambiente com propagação multipercurso e sombreamento combinados substituímos a equação 5.19 na equação 5.23 e consideramos que pacotes grandes ou pequenos estão sendo transmitidos nos períodos A, B ou C.

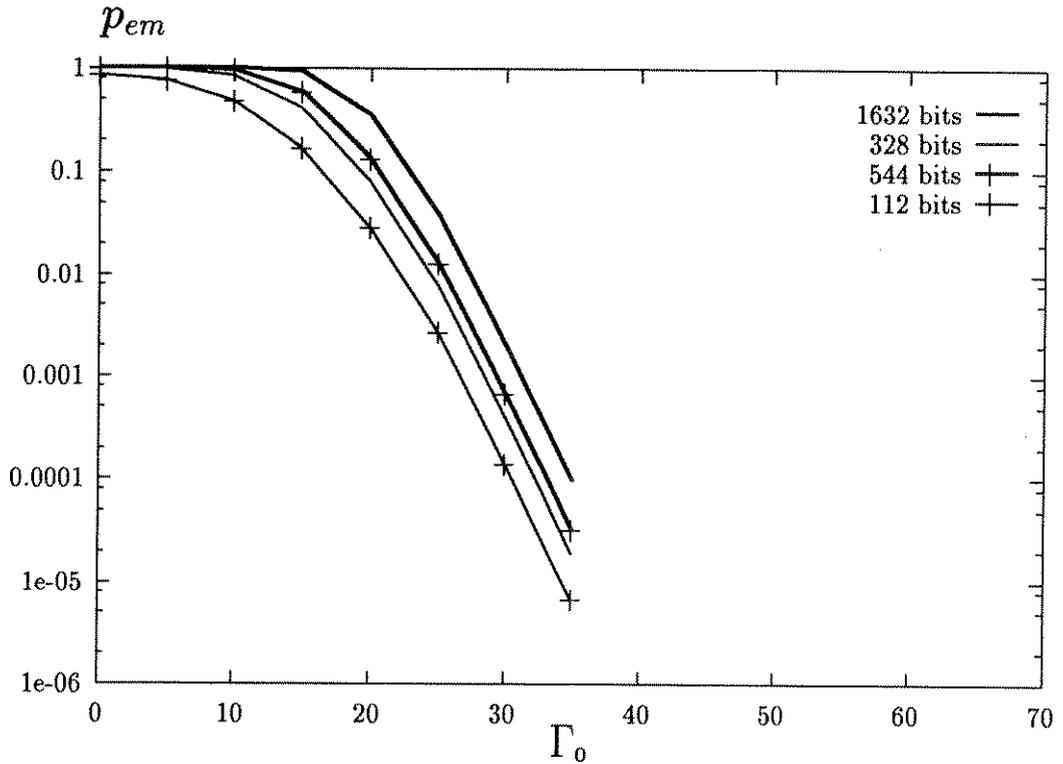


Figura 5.8: Probabilidade de erro de mensagem para ambiente Log-normal para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.

Na Figura 5.9 são mostrados o resultados da probabilidade de erro de mensagem para ambiente Suzuki, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro o desvio padrão da potência, σ_w .

Na Figura 5.10 são mostrados resultados da probabilidade de erro de mensagem para ambiente Suzuki, para $\sigma_w = 06dB$, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro o número de bits da mensagem.

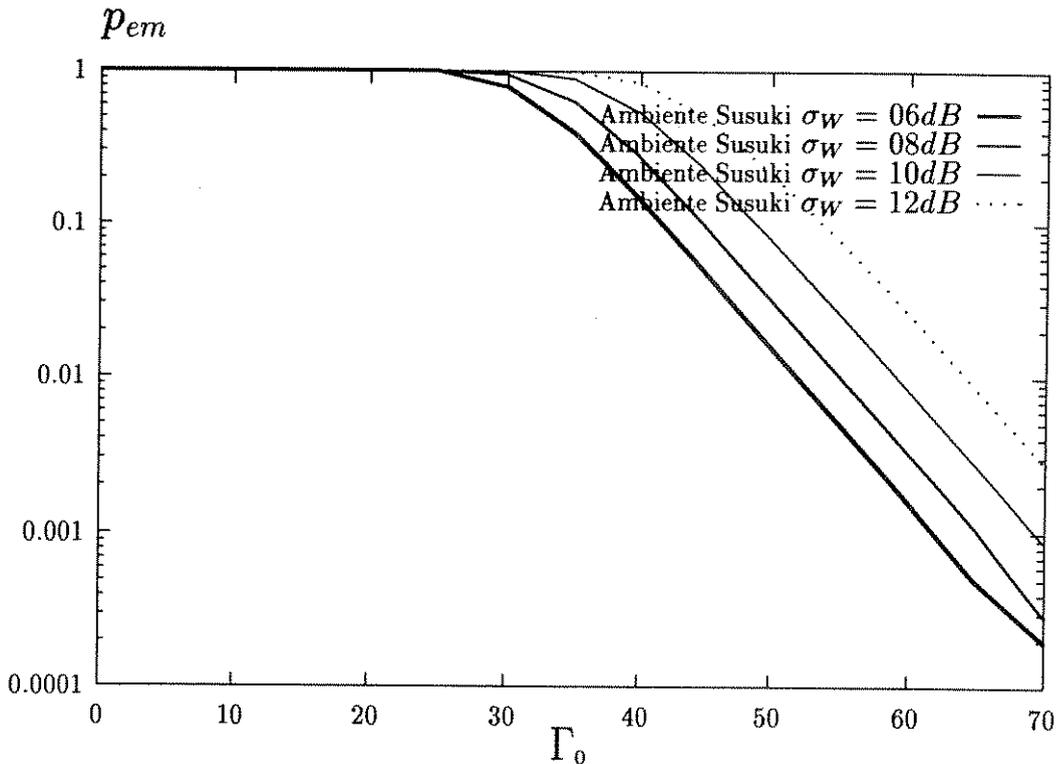


Figura 5.9: Probabilidade de erro de mensagem para o ambiente Suzuki, para períodos A ou B, para pacotes grandes.

5.4 Um método de Correção de Erros

Com o objetivo de conseguir uma conexão no ambiente de rádio móvel com baixa probabilidade de erro, devemos utilizar métodos de correção de erros.

Utilizamos um código de bloco linear A tendo k bits de informação e $n-k$ bits de redundância descrito como $A(n,k)$. Se sua distância mínima é d , este código é capaz de corrigir até $t=(d-1)/2$ bits em n bits. A razão $r=k/n$ é chamada de taxa de codificação.

Ao manter-se a mesma potência transmitida, a relação sinal ruído média da mensagem codificada, γ_{0c} , é dada por

$$\gamma_{0c} = \frac{k}{n} \gamma_0 \quad (5.24)$$

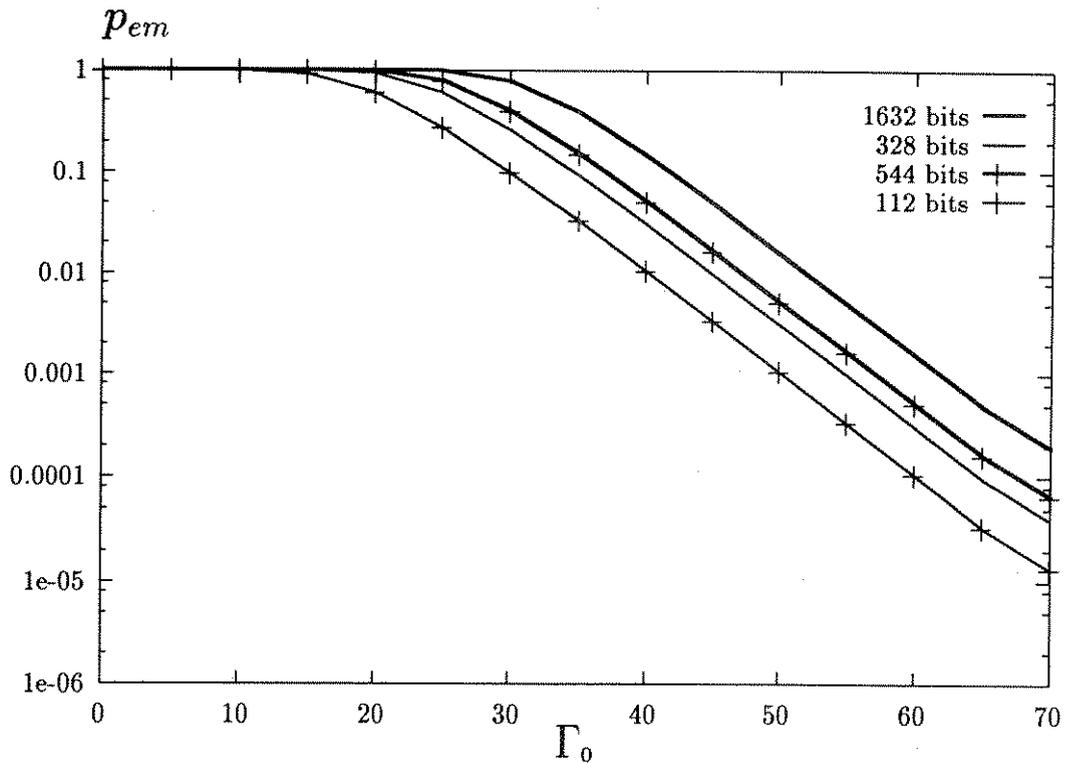


Figura 5.10: Probabilidade de erro de mensagem para ambiente Suzuki para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.

A relação sinal/ruído, Γ_{0c} , da mensagem codificada, dada em decibéis, é dada por

$$\Gamma_{0c} = \Gamma_0 + 10 \log \left(\frac{k}{n} \right) \quad (5.25)$$

5.4.1 Taxa de Erro de Bit para o Método de Correção de Erros Utilizando um Código Linear $A(n,k)$ em Presença de Desvanecimento

A taxa de erro de bit de uma palavra transmitida, em qualquer um dos ambientes, é função da relação sinal/ruído média da mensagem transmitida. Portanto, a taxa de erro de bit de uma palavra codificada transmitida, em qualquer um dos ambientes, é função da relação sinal/ruído média da mensagem codificada transmitida.

Ambiente Rayleigh

A taxa de erro de bit, quando utiliza-se o código linear A(n,k), p_{ebc} , em ambientes com propagação multipercurso, é dada por

$$p_{ebc} = \frac{1}{10^{\frac{\Gamma_{0c}}{10}} \sqrt{\pi}} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma}{10^{\frac{\Gamma_{0c}}{10}}}\right) \int_{\sqrt{\alpha\gamma}}^\infty \exp(-u^2) du d\gamma \quad (5.26)$$

Portanto

$$p_{ebc} = \frac{1}{\frac{k}{n} 10^{\frac{\Gamma_0}{10}} \sqrt{\pi}} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma}{\frac{k}{n} 10^{\frac{\Gamma_0}{10}}}\right) \int_{\sqrt{\alpha\gamma}}^\infty \exp(-u^2) du d\gamma \quad (5.27)$$

Ambiente Rice

A probabilidade de erro de bit, quando utiliza-se o código linear A(n,k), p_{ebc} , em ambientes com propagação multipercurso e linha de visada, é dada por

$$p_{ebc} = \frac{(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}}) \exp(-10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{10^{\frac{\Gamma_{0c}}{10}} \pi \sqrt{\pi}} \times \dots \quad (5.28)$$

$$\dots \times \int_0^\infty \exp\left[-\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{10^{\frac{\Gamma_{0c}}{10}}}\right] \int_0^\pi \exp\left[2\sqrt{\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}}) 10^{\frac{A_{dB}}{10}}}{10^{\frac{\Gamma_{0c}}{10}}}} \cos(\theta)\right] d\theta \int_{\sqrt{\alpha\gamma}}^\infty \exp(-u^2) du d\gamma$$

Portanto

$$p_{ebc} = \frac{(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}}) \exp(-10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{\frac{k}{n} 10^{\frac{\Gamma_0}{10}} \pi \sqrt{\pi}} \times \dots \quad (5.29)$$

$$\dots \times \int_0^\infty \exp\left[-\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}})}{\frac{k}{n} 10^{\frac{\Gamma_0}{10}}}\right] \int_0^\pi \exp\left[2\sqrt{\frac{\gamma(1 + 10^{\frac{A_{dB}}{10}}) 10^{\frac{A_{dB}}{10}}}{\frac{k}{n} 10^{\frac{\Gamma_0}{10}}}} \cos(\theta)\right] d\theta \int_{\sqrt{\alpha\gamma}}^\infty \exp(-u^2) du d\gamma$$

Ambiente Log-Normal

A probabilidade de erro de bit, quando utiliza-se o código linear A(n,k), p_{ebc} , em ambientes com sombreamento, é dada por

$$p_{ebc} = \frac{\ln 10}{10\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_{-\infty}^\infty \int_{\sqrt{\alpha 10^{\frac{\Gamma}{10}}}}^\infty \exp(-u^2) du \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma - \Gamma_{0c}}{\sigma_W}\right)^2\right] 10^{\frac{\Gamma}{10}} d\Gamma \quad (5.30)$$

Portanto

$$p_{ebc} = \frac{\ln 10}{10\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_{-\infty}^\infty \int_{\sqrt{\alpha 10^{\frac{\Gamma}{10}}}}^\infty \exp(-u^2) du \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma - \Gamma_0 - 10\log\left(\frac{k}{n}\right)}{\sigma_W}\right)^2\right] 10^{\frac{\Gamma}{10}} d\Gamma \quad (5.31)$$

Ambiente Suzuki

A probabilidade de erro de bit, quando utiliza-se o código linear $A(n,k)$, p_{ebc} , em ambientes com propagação multipercurso e com sombreamento combinados, é dada por

$$p_{ebc} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_0^\infty \int_{\sqrt{\alpha 10^{\frac{\Gamma'}{10}}}}^\infty \exp(-u^2) du \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}} \exp\left(\frac{-\gamma}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma' - \Gamma_{0c}}{\sigma_W}\right)^2\right] d\Gamma' d\gamma \quad (5.32)$$

Portanto

$$p_{ebc} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \int_0^\infty \int_{\sqrt{\alpha 10^{\frac{\Gamma'}{10}}}}^\infty \exp(-u^2) du \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}} \exp\left(\frac{-\gamma}{10^{\frac{\Gamma'}{10}}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma' - \Gamma_0 - 10\log\left(\frac{k}{n}\right)}{\sigma_W}\right)^2\right] d\Gamma' d\gamma \quad (5.33)$$

5.4.2 Taxa de Erro de Mensagem para o Método de Correção de Erros Utilizando um Código Linear $A(n,k)$ em Presença de Desvanecimento

Para um código $A(n,k)$, com capacidade de corrigir t bits em n , a probabilidade de erro da palavra codificada com n bits, p_{epc} , é dada por

$$p_{epc} = 1 - \sum_{m=0}^t \binom{n}{m} (1 - p_{ebc})^{n-m} p_{ebc}^m \quad (5.34)$$

Para uma mensagem composta de N_c palavras codificadas, a probabilidade de erro da mensagem codificada, p_{emc} , é dada por

$$p_{emc} = 1 - (1 - p_{epc})^{N_c} \quad (5.35)$$

Logo, substituindo-se a equação 5.34 na equação 5.35, tem-se

$$p_{emc} = 1 - \left[\sum_{m=0}^t \binom{n}{m} (1 - p_{ebc})^{n-m} p_{ebc}^m \right]^{N_c} \quad (5.36)$$

É interessante ressaltar que o número N_c de palavras codificadas, pode ser obtido do número total de bits de informação da mensagem, N , através da relação

$$N_c = \left\lfloor \frac{N}{k} \right\rfloor \quad (5.37)$$

onde $\lfloor \cdot \rfloor$ é o menor inteiro maior ou igual a ..

5.4.3 Taxa de Erro de Mensagem para o Método de Correção de Erros Utilizando o Código Linear Golay(23,12) em Presença de Desvanecimento

O código Golay(23,12) tem um comprimento total de 23 bits, com 12 bits de informação e 11 bits de redundância. Sua distância mínima é 7, e portanto, pode corrigir até 3 erros em 23 bits. Sua taxa de codificação é $12/23$.

A taxa de erro de mensagem para o método de correção de erros utilizando o código Golay(23,12) em presença de desvanecimento, é calculada seguindo-se os passos descritos a seguir.

- Substituindo-se o valor da taxa de codificação $k/n=12/23$ na equação correspondente da taxa de erro de bit para o método de correção de erros utilizando o código linear $A(n,k)$ em presença de desvanecimento.
- Substituindo-se o resultado obtido na equação 5.36 da taxa de erro de mensagem para o método de correção de erros utilizando o código linear $A(n,k)$ em presença de desvanecimento.

É importante lembrar que para o código Golay(23,12), $n=23$ e $t=3$. Ainda, da equação 5.37, tem-se que o número de palavras codificadas para pacotes grandes e para pacotes pequenos é, respectivamente, 136 e 28 (para mensagens transmitidas nos períodos A ou B), ou 46 e 9 (para mensagens transmitidas no período C).

Ambiente Rayleigh

Calculamos a taxa de erro de mensagem codificada, para o ambiente Rayleigh, substituindo a taxa de erro de bit para método de correção de erros utilizando-se o código Golay(23,12), dada pela equação 5.27 na equação 5.36, e considerando que pacotes grandes ou pequenos são transmitidos nos períodos A, B ou C.

Na Figura 5.11 são mostrados os resultados da probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Rayleigh, em função da relação sinal/ruído média, Γ_0 , dada em

decibéis, tendo como parâmetro o número total de bits de informação da mensagem.

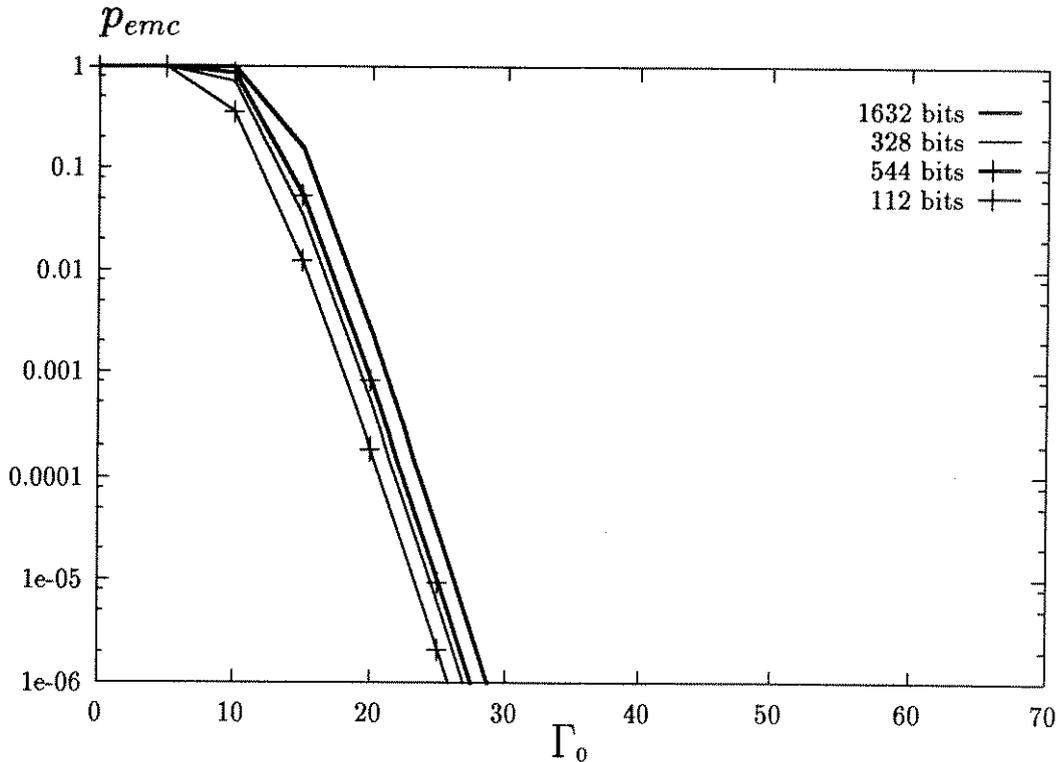


Figura 5.11: Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Rayleigh para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.

Ambiente Rice

Calculamos a taxa de erro de mensagem codificada, para o ambiente Rice, substituindo-se a taxa de erro de bit para método de correção de erros utilizando o código Golay(23,12), dada pela equação 5.30, na equação 5.36, e considerando que pacotes grandes são transmitidos nos períodos A ou B.

Na Figura 5.12 são mostrados os resultados da probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Rice, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro a relação sinal diretos/sinais indiretos, dada em decibéis, A_{dB} .

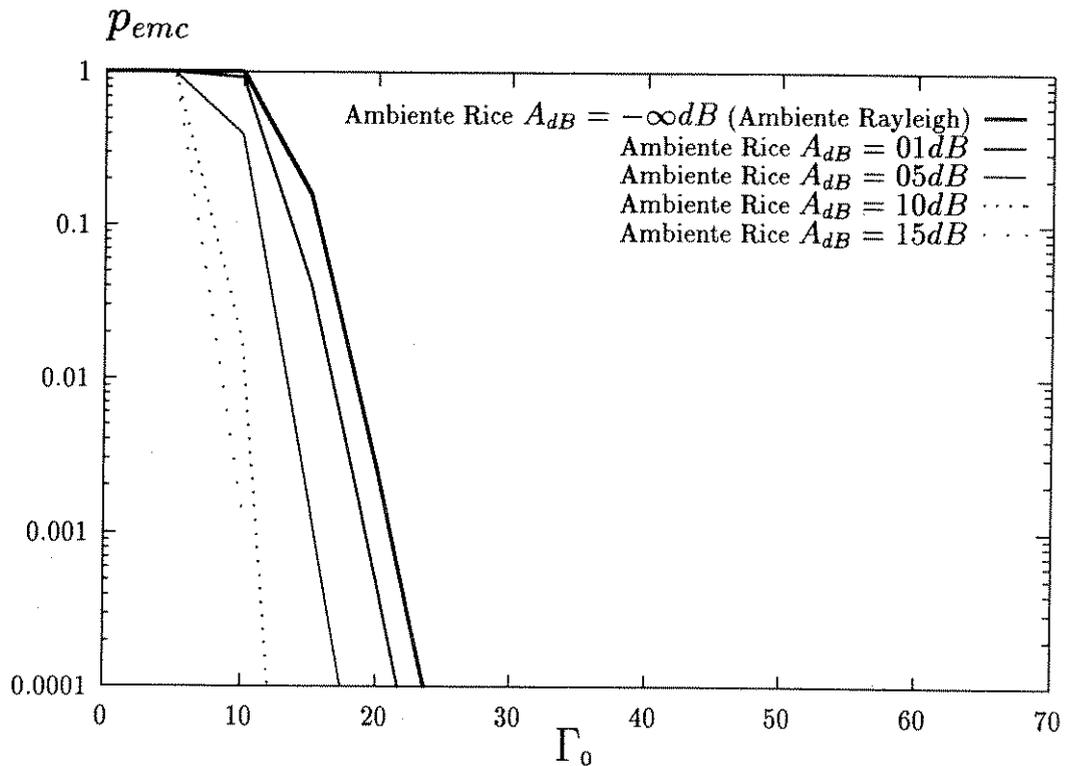


Figura 5.12: Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Rice para períodos A ou B, para pacotes grandes.

Ambiente Log-normal

Calculamos a taxa de erro de mensagem codificada, para o ambiente Log-normal, substituindo-se a taxa de erro de bit para método de correção de erros utilizando o código Golay(23,12), dada pela equação 5.31, na equação 5.36, e considerando que pacotes grandes ou pequenos são transmitidos nos períodos A, B ou C.

Na Figura 5.13 são mostrados os resultados da probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Log-normal, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro o desvio padrão da potência, σ_W .

Na Figura 5.14 são mostrados os resultados da probabilidade de erro de mensagem

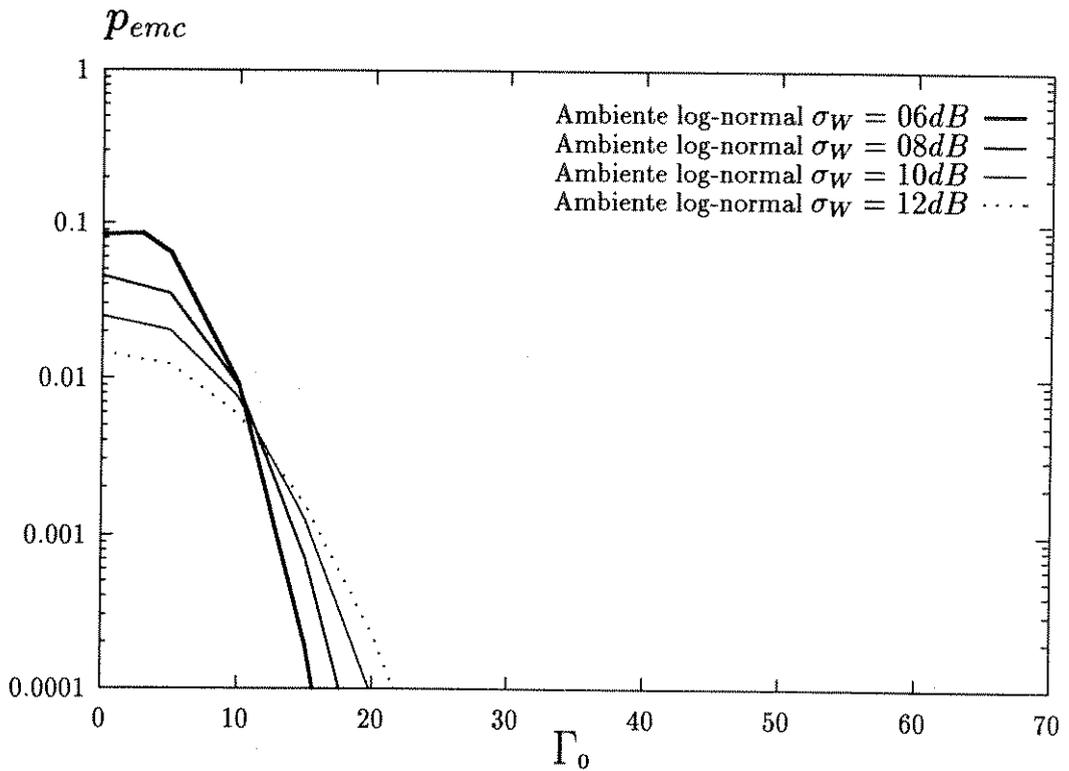


Figura 5.13: Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Log-normal para períodos A ou B, para pacotes grandes.

codificada para o ambiente Log-normal, com $\sigma_W = 06dB$, em função da relação sinal/ruído média, Γ_0 , dada em decibéis, tendo como parâmetro o número total de bits de informação da mensagem.

Ambiente Suzuki

Calculamos a taxa de erro de mensagem codificada, para o ambiente Suzuki, substituindo-se a taxa de erro de bit para método de correção de erros utilizando o código Golay(23,12), dada pela equação 5.33 na equação 5.36, e considerando que pacotes grandes ou pequenos são transmitidos nos períodos A, B ou C.

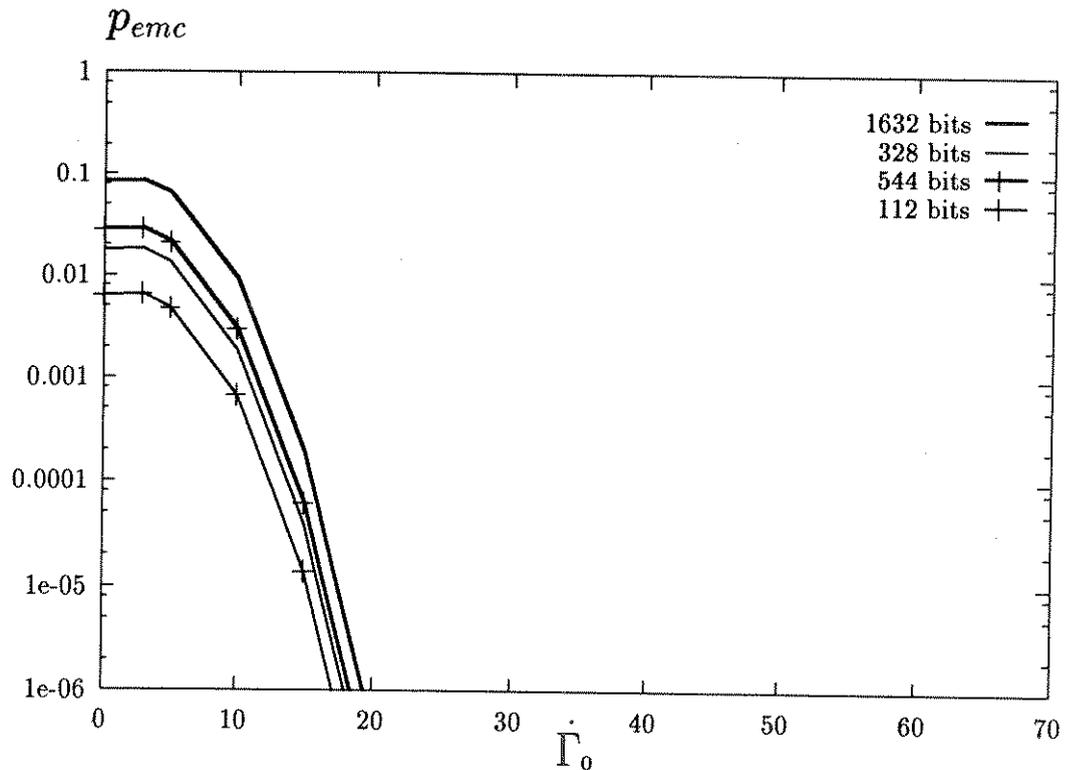


Figura 5.14: Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Log-normal para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.

Na Figura 5.15 são mostrados os resultados da probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Suzuki, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro o desvio padrão da potência, σ_w .

Na Figura 5.16 são mostrados os resultados da probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Suzuki, com $\sigma_w = 06dB$, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, Γ_0 , tendo como parâmetro o número total de bits de informação da mensagem.

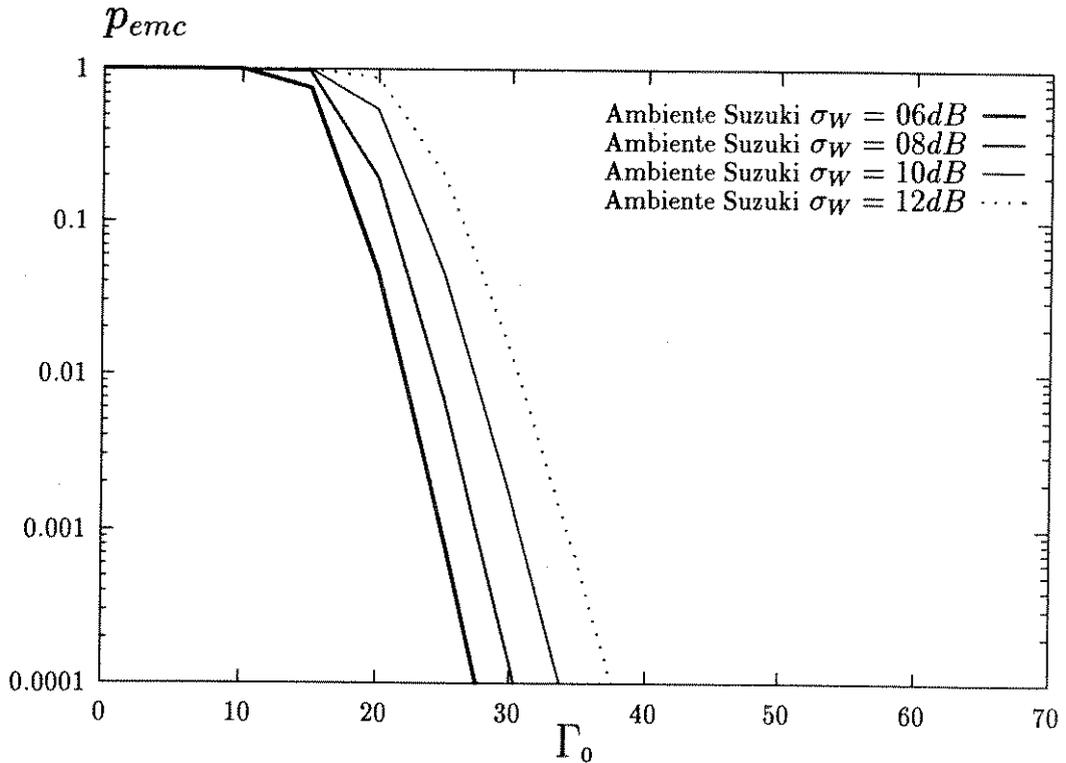


Figura 5.15: Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Suzuki para períodos A ou B, para pacotes grandes.

5.5 Conclusão

A Taxa de erro de bit em presença de desvanecimento, quando do uso da modulação GMSK foi calculada para os ambientes Rayleigh, Rice, Log-normal e Suzuki. Com o auxílio de métodos numéricos de integração, foram obtidas as curvas da taxa de erro de bit para os ambientes considerados em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis.

Conhecida a taxa de erro de bit, foi calculada a taxa de erro de mensagem. Como o tamanho da mensagem depende do protocolo considerado, a taxa de erro de mensagem foi calculada para o protocolo de estrutura de rede local sem fio exemplificada no Capítulo 4.

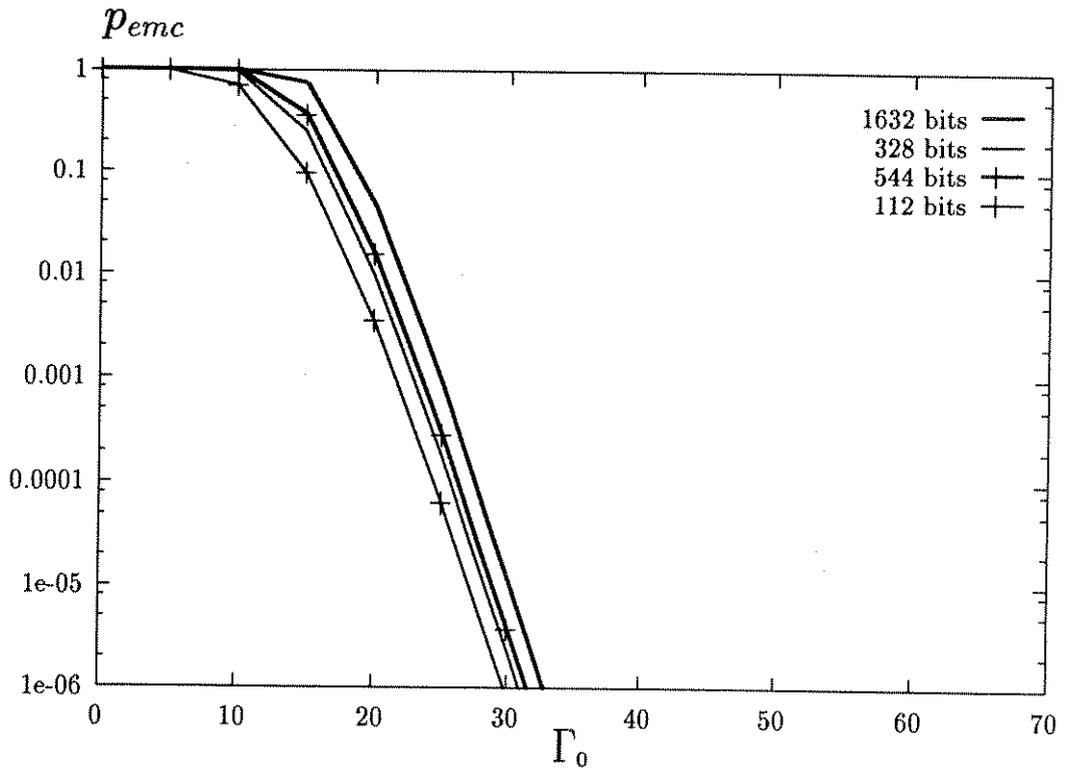


Figura 5.16: Probabilidade de erro de mensagem codificada para o ambiente Suzuki para períodos A, B ou C, para pacotes grandes ou para pequenos.

Com o objetivo de melhorar o desempenho da modulação GMSK em presença de desvanecimento sugeriu-se o uso de códigos corretores de erro. Em particular considerou-se, a título de exemplo, o código Golay(23,12). O desempenho da modulação GMSK associada a utilização do código Golay(23,12), para o protocolo de estrutura de rede local sem fio exemplificada, foi avaliado.

Capítulo 6

Conclusão

6.1 Algumas Considerações sobre os Resultados Obtidos para a Taxa de Erro de Bit

A taxa de erro de bit quando do uso modulação GMSK em um canal gaussiano é dada pela equação 3.8, reproduzida aqui por conveniência,

$$p_{eb} \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\alpha 10^{\frac{\Gamma_0}{10}}} \right) \quad (6.1)$$

onde α é uma constante, $10^{\frac{\Gamma_0}{10}} = \gamma_0$ é a relação sinal/ruído média na área, e Γ_0 é a relação sinal/ruído média na área, dada em decibéis.

A Figura 6.1 mostra a taxa de erro de bit quando do uso da modulação GMSK em um ambiente sem desvanecimento, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis.

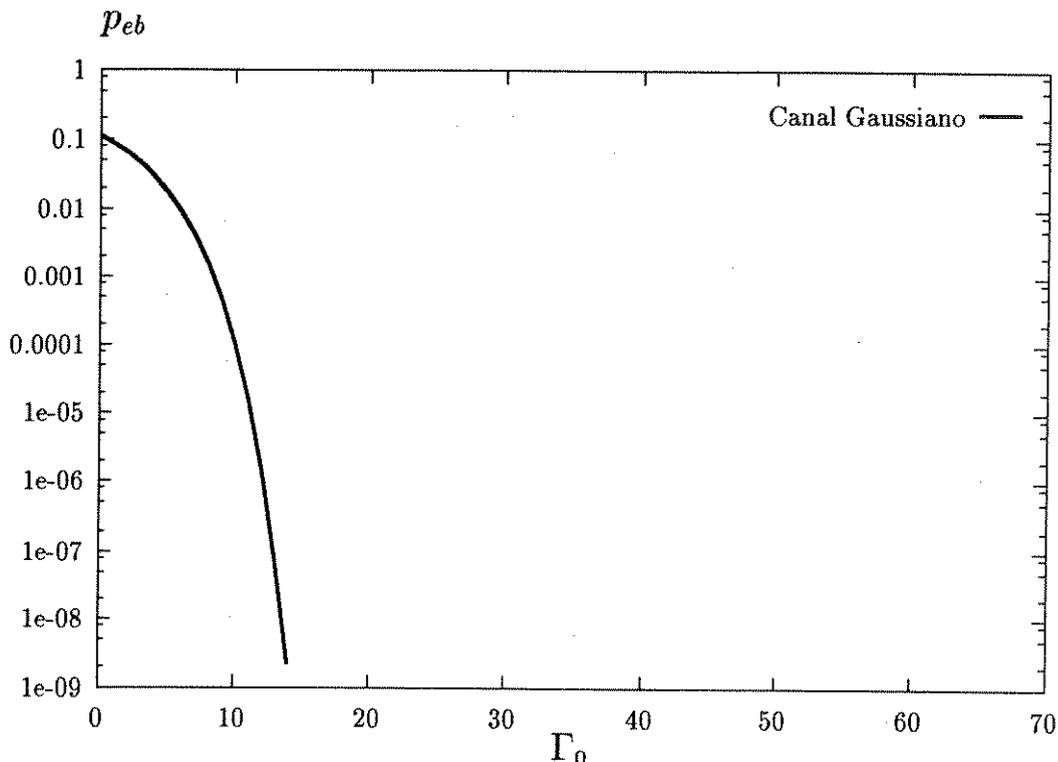


Figura 6.1: Desempenho da modulação GMSK em um ambiente sem desvanecimento.

É importante observar que o efeito de propagação multipercurso causa uma séria degradação da taxa de erro de bit, em relação àquela do canal gaussiano. Na Figura 6.2 pode-se constatar este fato comparando-se a taxa de erro de bit em um ambiente com propagação multipercurso e em um canal gaussiano.

Outro fato importante a ressaltar é a influência da presença da linha de visada na taxa de erro de bit. Considerando-se o ambiente com propagação multipercurso e linha de visada, pode-se observar que o aumento da razão do sinal direto/sinais indiretos, dada em decibéis, A_{dB} , diminui a taxa de erro de bit. Observa-se ainda que quando A_{dB} tende a ∞dB , os resultados obtidos para a taxa de erro de bit no ambiente Rice, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, tendem aos do canal gaussiano, Figura 6.3.

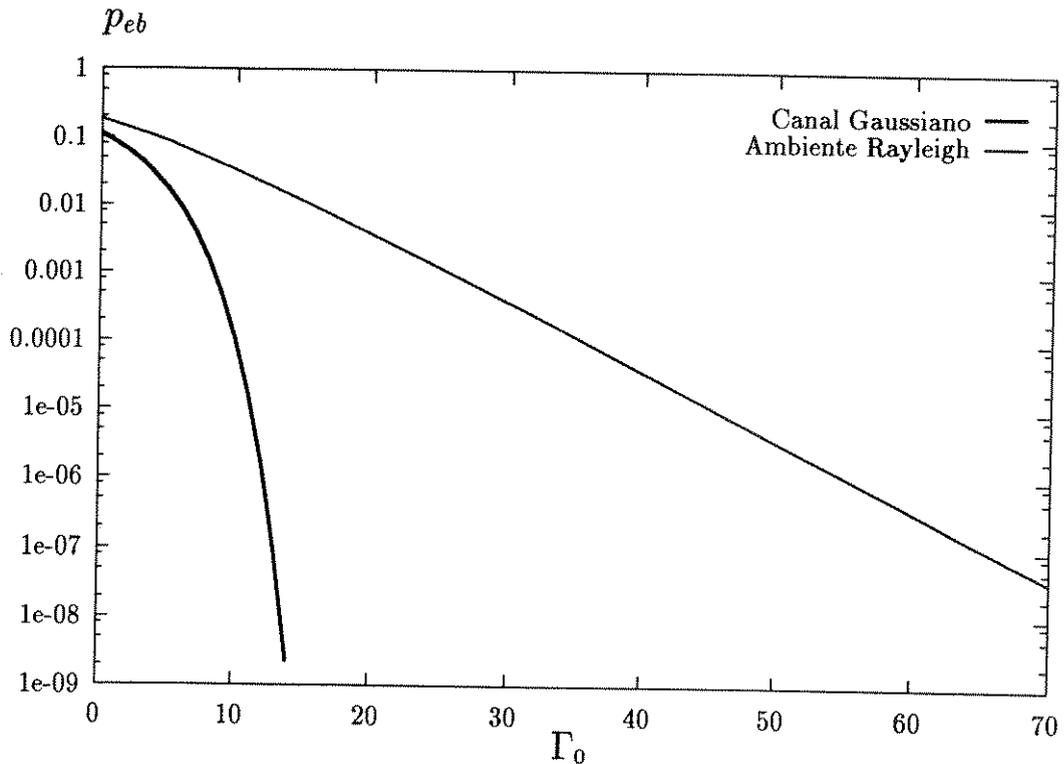


Figura 6.2: Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com propagação multipercurso e para um ambiente sem desvanecimento.

Considerando-se agora um ambiente com sombreamento, observa-se que o desempenho da modulação GMSK piora com o aumento do desvio padrão da potência, σ_W . Observa-se também que quando σ_W tende a $-\infty dB$, os resultados para a taxa de erro de bit no ambiente Log-normal, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, tendem aos do canal gaussiano (Figura 6.4).

Comparando-se ainda o desempenho da modulação GMSK, no ambiente Rayleigh e no ambiente Log-normal, percebe-se ser o ambiente Rayleigh mais crítico em relação a taxa de erro de bit que o ambiente Log-normal. Na Figura 6.5 pode-se constatar este fato comparando-se a taxa de erro de bit em um ambiente com propagação multipercurso e em um ambiente

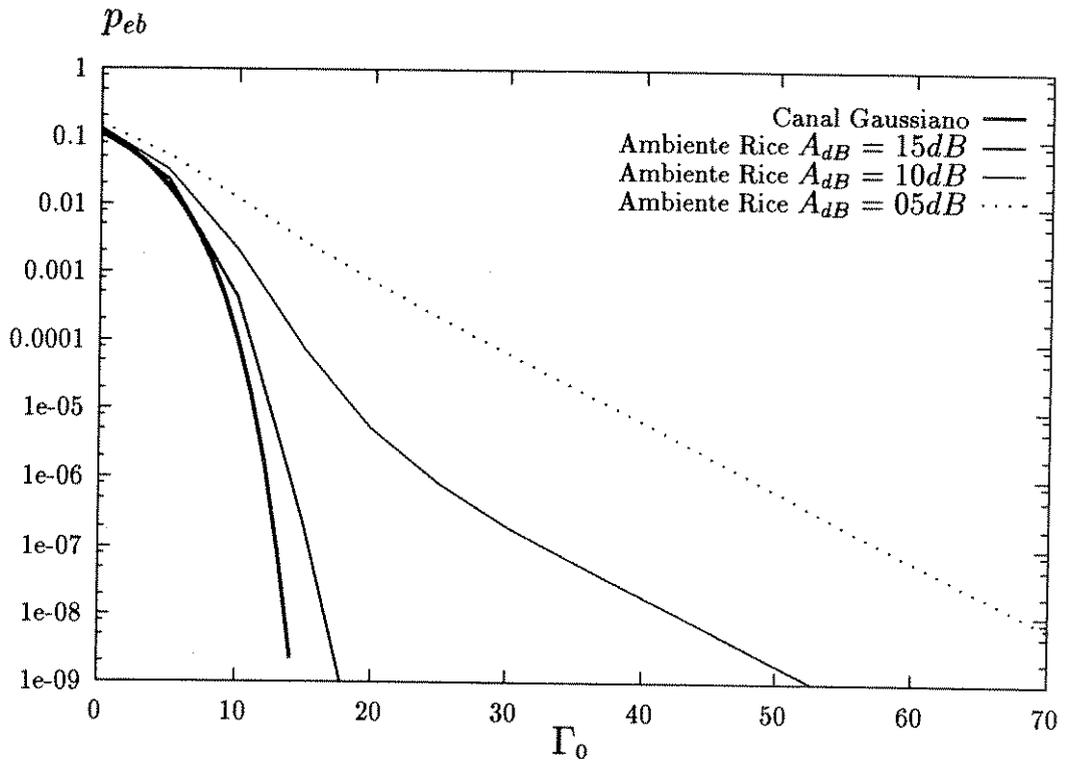


Figura 6.3: Influência da presença da linha de visada.

com sombreamento. Escolhe-se para esta comparação um valor razoável para desvio padrão da potência, (por exemplo $\sigma_w = 08dB$).

Considerando-se agora um ambiente com propagação multipercurso e com sombreamento combinados, observa-se que o desempenho da modulação GMSK piora com o aumento do desvio padrão da potência, σ_w . Observa-se também que quando σ_w tende a $-\infty dB$, a curva da taxa de erro de bit no ambiente Suzuki, em função da relação sinal/ruído média, dada em decibéis, tende à do ambiente Rayleigh. Na Figura 6.6 pode-se comparar os resultados obtidos para a taxa de erro de bit no ambiente Rayleigh e no ambiente Suzuki.

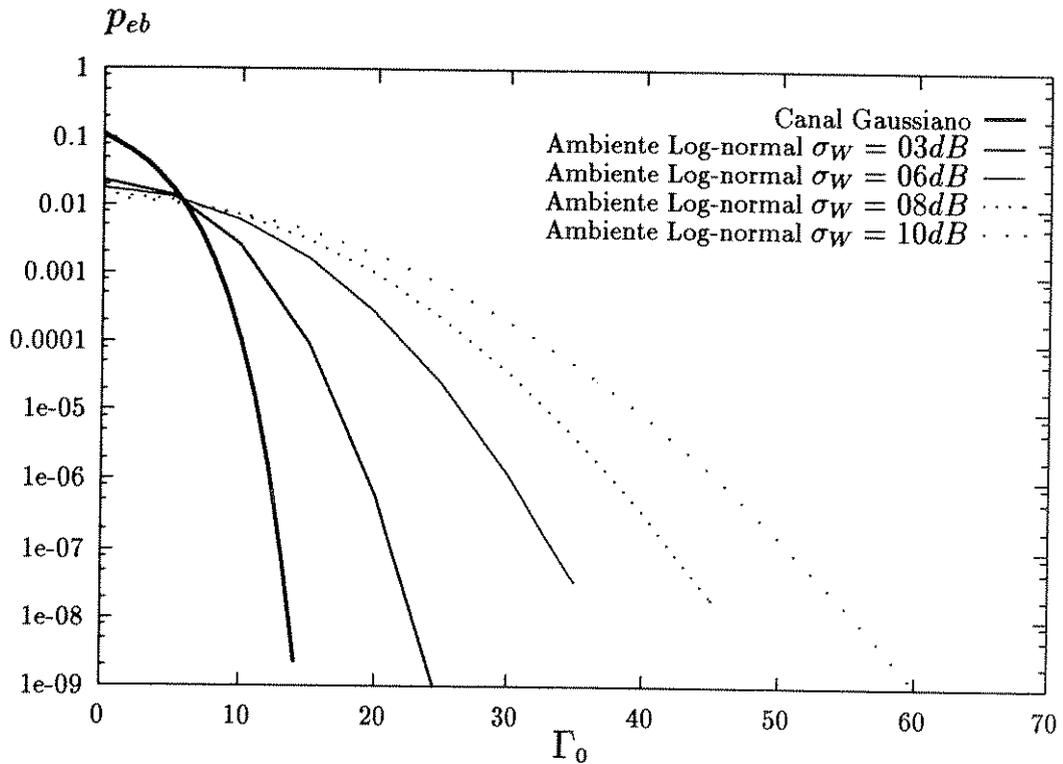


Figura 6.4: Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com sombreamento e para um ambiente sem desvanecimento.

Comparando-se ainda o desempenho da modulação GMSK no ambiente Suzuki com o desempenho nos ambientes Rayleigh e Log-normal, percebe-se ser o ambiente Suzuki mais crítico em relação a taxa de erro de bit que os ambiente Rayleigh e Log-normal.

Na Figura 6.7 pode-se comparar a taxa de erro de bit em um ambiente com propagação multipercurso, em um ambiente com sombreamento, e em um ambiente com os dois efeitos combinados, para um valor razoável do desvio padrão da potência ($\sigma_W = 06dB$).

Na Figura 6.8 pode-se comparar a taxa de erro de bit em um ambiente com pro-

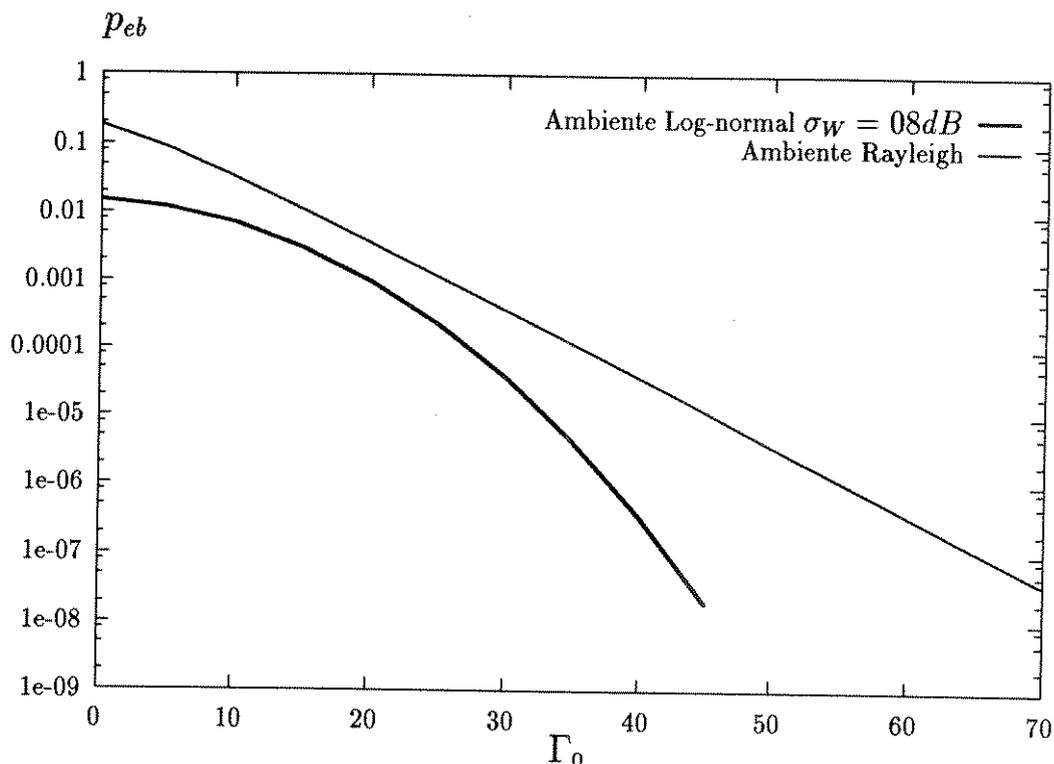


Figura 6.5: Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com propagação multipercurso e para um ambiente com sombreamento.

pagação multipercurso, em um ambiente com sombreamento, e em um ambiente com os dois efeitos combinados, para um valor alto do desvio padrão da potência ($\sigma_W = 12dB$).

Comparando-se a Figura 6.7 e a Figura 6.8, pode-se perceber que o efeito multipercurso exerce influência predominante ao sombreamento, nos resultados obtidos para a taxa de erro de bit no ambiente Suzuki, mesmo para valores razoáveis do desvio padrão da potência (por exemplo $\sigma_W = 06dB$). Ainda, pode-se perceber que para valores altos do desvio padrão da potência (por exemplo $\sigma_W = 12dB$), o sombreamento começa a exercer maior influência nos resultados obtidos para a taxa de erro de bit.

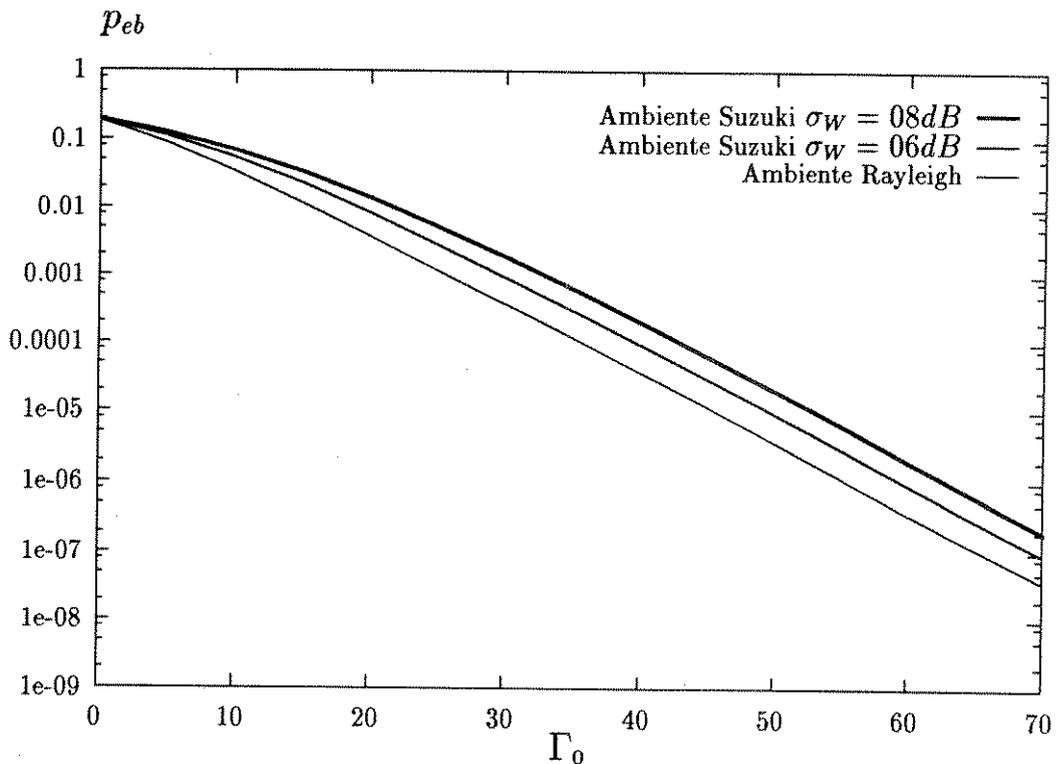


Figura 6.6: Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com propagação multipercurso e para um ambiente com propagação multipercurso e sombreamento combinados.

6.2 Considerações Finais

Este trabalho teve aplicação direta à indústria. Dos seus dois objetivos, um é mais genérico, que é o de se avaliar a taxa de erro de bit, quando do uso da modulação GMSK, no ambiente de rádio móvel. Enquanto que o outro é voltado para uma aplicação específica em redes locais sem fio.

A taxa de erro de bit, da modulação GMSK, foi então avaliada para ambientes com propagação multipercurso, com sombreamento, e com sombreamento e propagação multipercurso combinados. Para um ambiente com multipercurso, levou-se em conta ainda a existência ou não de linha de visada.

A taxa de erro de mensagem, da modulação GMSK, foi avaliada, levando-se em

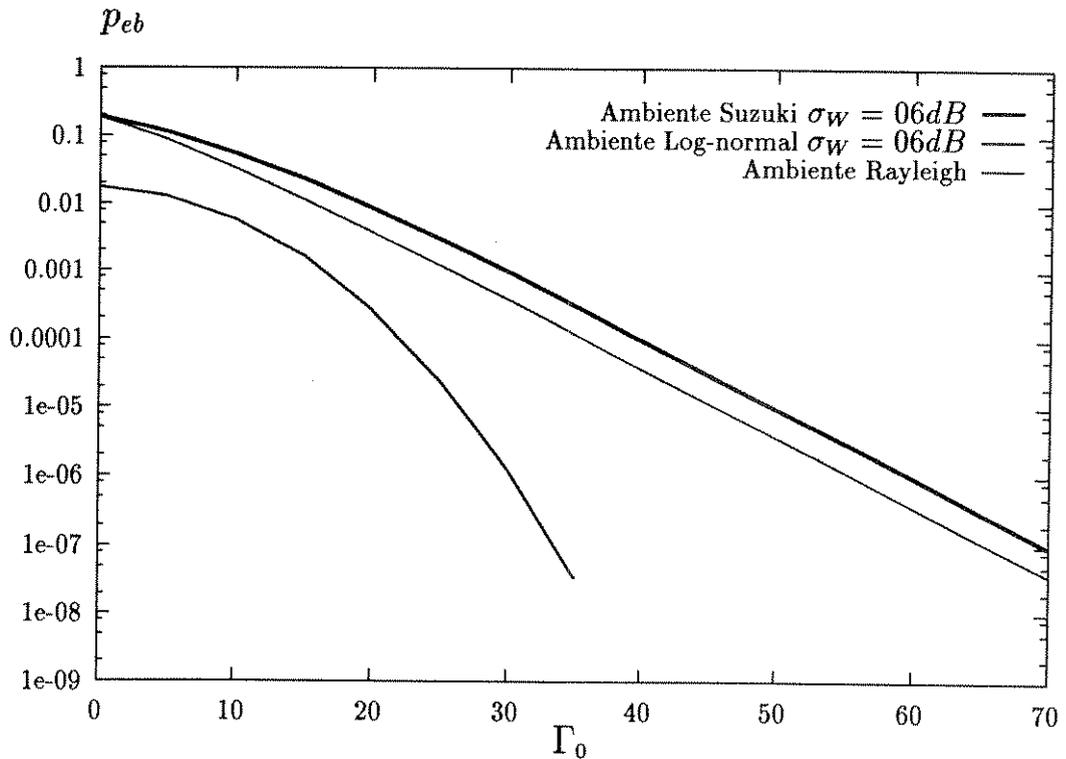


Figura 6.7: Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com propagação multipercurso, com sombreamento, e com propagação multipercurso e sombreamento combinados, para $\sigma_W = 06dB$.

consideração um protocolo apropriado à aplicação específica considerada.

Os resultados obtidos revelaram que as taxas de erro para o ambiente móvel são elevadas. Portanto o uso de técnicas apropriadas para a diminuição das taxas de erro torna-se necessário. Sugere-se então o uso de códigos corretores de erros. Um exemplo de códigos corretores de erro é avaliado com o objetivo de mostrar o ganho que pode ser obtido.

6.3 Sugestões para Trabalhos Futuros

Uma primeira sugestão para trabalhos futuros é a de se avaliar o desempenho da modulação GMSK para sistemas operando com faixa-larga. Em sistemas de faixa-larga ocorre desvanecimento seletivo, em que certas frequências são atenuadas e outras não.

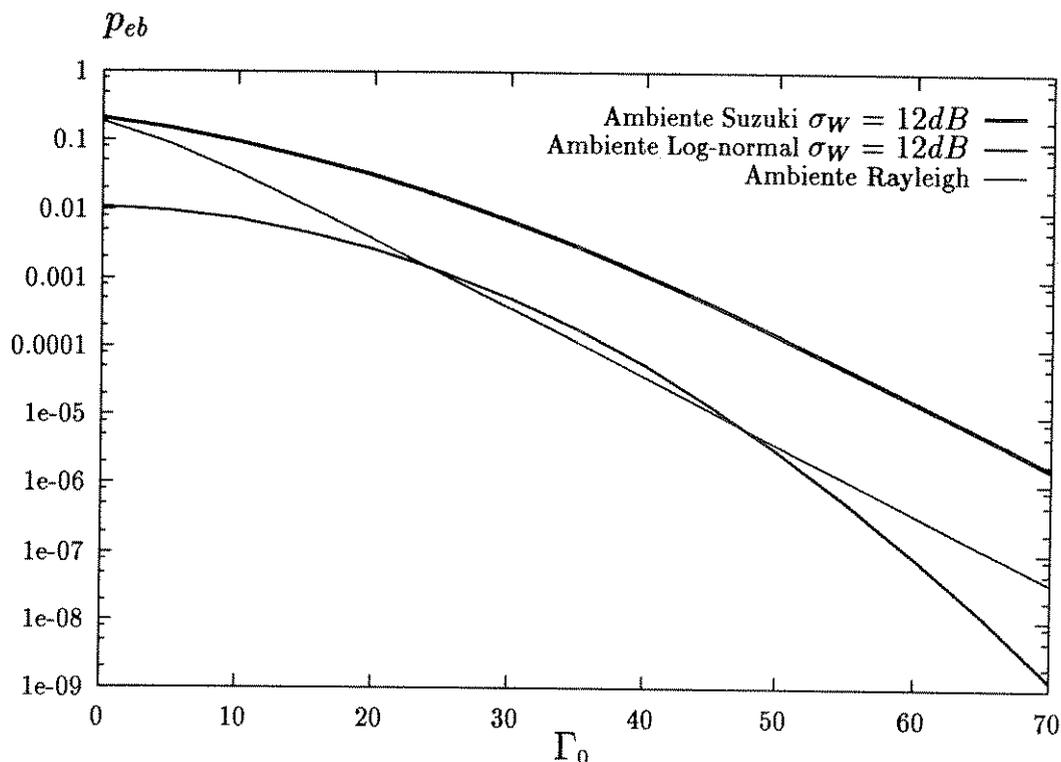


Figura 6.8: Comparação dos desempenhos da modulação GMSK para um ambiente com propagação multipercurso, sombreamento, e com propagação multipercurso e sombreamento combinados, para $\sigma_W = 12dB$

Uma segunda sugestão para trabalhos futuros é a de se ponderar a taxa de erro de mensagem pela distribuição do tamanho da mensagem. Esta distribuição poderia ser obtida para alguns tipos de aplicações específicas, tais como escritórios indústrias, escolas, etc..

Um outra sugestão é a de se avaliar o uso de outras técnicas para a diminuição das taxas de erro, tais como:

- outros códigos corretores de erros, que diminuem as taxas de erros de mensagem e
- técnicas de combate ao desvanecimento, por exemplo diversidade de antenas, que diminuem as taxas de erro de bit e, por consequência as taxas de erro de mensagem.

Ainda poderia ser feita uma análise comparativa destes resultados levando-se em conta o aumento do *overhead* do sistema.

Bibliografia

- [1] Young, W. R., Advanced Mobile Phone Service: Introduction, Background, and Objectives, *The Bell System Technical Journal*, vol. 58, January 1979.
- [2] Murota, K. and Hirade, K., GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony, *IEEE Trans. Commun.*, vol COM-29, no. 7, July, 1981
- [3] Cox D. C., Portable Digital Radio Communications -An Approach to Tetherless Access, *IEEE Communications Magazine*, July 1989, pp. 30-40.
- [4] Kraus, John D., *Antennas*, McGraw Hill, 1983.
- [5] Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, 1974.
- [6] Deygout, J., Multiple Knife-Edge Diffraction of Microwaves, *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. AP- 14, no. 4, July, 1966, pp. 480-489.
- [7] Lee, W. C. Y., *Mobile Communication Engineering*, McGraw Hill, 1982.
- [8] Bullington, K., Radio Propagation at Frequencies Above 30 Megacycles, *Proc. IRE*, vol. 35, October, 1947, pp. 1122-1136.
- [9] Parsons, J. D. and Gardiner, J. G., *Mobile Communication Systems*, Halsted Press, 1989.
- [10] Epstein, J. and Peterson, D. W., An Experimental Study of Wave Propagation at 850 MC, *Proc. IRE*, vol. 41, May, 1953, pp. 595-611.
- [11] Millington, G., Hewitt, R. and Immirzi, F. S., Double Knife-Edge Diffraction in Field-Strength Prediction, *Proc. IEE*, vol 109-C, March, 1962, pp. 419-429.

- [12] Egli, J. J., Radio Propagation above 40 MC over Irregular Terrain, *Proc. IRE*, vol. 45, October, 1957, pp. 1383-1391.
- [13] Blomquist, A. and Ladell, L., Prediction and Calculation of Transmission Loss in Different Types of Terrain, *Nato-Agard Conf. Publication*, cp-144, 1974
- [14] Longley, A. G. and Rice, P. L., Prediction of Tropospheric Transmission Loss over Irregular - A Computer Method, *Essa technical Rept.*, ERL79-ITS67, 1968.
- [15] Okumura, Y., Ohmori, F., Kawano, T. and Fukuda, K., Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land Mobile Service, *Rev. Elec. Comm. Lab.*, vol 16 September-October, 1968, pp. 825-873.
- [16] Hata, M., Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services, *IEE Trans.*, vol. VT-29, 1980, pp. 317-325.
- [17] Ibrahim, M. F. and Parsons, J. D., Signal Strength Prediction in Built-up areas Part 1: Median Signal Strength., *IEE Proc.*, vol 130, no. 5, August, 1983, pp 377-384.
- [18] Yacoub, M. D., Foundations of Mobile Radio Engineering, CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 1993.
- [19] Gradshteyn, I. S. and Ryahik, I.W., Table of Integrals, Series and Products, Academic Press, New York, 1965.
- [20] Gardner, W.A., Introduction to Random Processes with Applications to Signals and Systems, MacMillan Publishing Company, New York, 1985.
- [21] Leonardo, E. J., Métodos Estatísticos para a Determinação da Área de Cobertura de Células e Microcélulas em Sistemas de Rádio móvel. *Tese de Mestrado*, FEE-Unicamp, Julho 1992.
- [22] Stremler, F. G., Introduction to Communication Systems, Addison-Wesley Publishing Company, 1982.

- [23] Haykin, S. S., *Communication Systems*, John Wiley & Sons, 1983.
- [24] Spiegel, M. R., *Manual de Fórmulas e Tabelas Matemáticas*, *Coleção Schaum*, McGraw-Hill.
- [25] Visser, A.R., *RLANs in Europe, an Overview of the Development of Radio Local Area Networks in Europe*, *Global communications*, pp.31-35, January/February 1993.
- [26] Carlson, D. E., *Bit-Oriented Data Link Control Procedures*, *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, N0. 4, pp 455-467, April 1980.