

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAIBA
PRÓ-REITORIA PARA ASSUNTOS DO INTERIOR
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENG. ELÉTRICA

**PROPOSIÇÃO DO USO DE SSMA EM SISTEMAS DE
COMUNICAÇÃO MÓVEIS CELULARES**

POR

JEFFERSON COSTA E SILVA

CAMPINA GRANDE, MAIO DE 1993.

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAIBA
PRÓ-REITORIA PARA ASSUNTOS DO INTERIOR
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**PROPOSIÇÃO DO USO DE SSMA EM
SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEIS CELULARES**

por

JEFFERSON COSTA E SILVA

Dissertação de mestrado, apresentada à Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências e Tecnologia da Pró-Reitoria para Assuntos do Interior da Universidade Federal da Paraíba, como parte do cumprimento às exigências para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Benedito G. Aguiar Neto

José Ewerton P. de Farias

- Orientadores -

Campina Grande, Maio de 1993.



5586p

Silva, Jefferson Costa e.

Proposição do uso de SSMA em sistemas de comunicação móveis celulares / Jefferson Costa e Silva. - Campina Grande, 1993.

109 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1993.

"Orientação : Prof. Dr. Benedito Guimarães Aguiar Neto, Prof. M.Sc. José Ewerton Pombo de Farias".

Referências.


1. Telefone Celular - Comunicação Móvel. 2. SSMA (Spread Spectrum Multiple Access). 3. Espalhamento Espectral. 4. Sistemas Celulares Digitais. 5. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Aguiar Neto, Benedito Guimarães. II. Farias, José Ewerton Pombo de. III. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). IV. Título

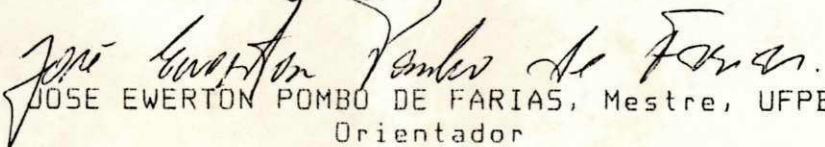
CDU 621.395.721.5(043)

UM ESTUDO SOBRE O USO DO CDMA EM
COMUNICAÇÕES MOVEIS CELULARES

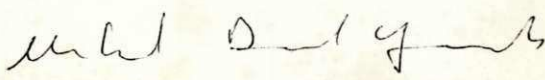
JEFFERSON COSTA E SILVA

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 07.05.1993


BENEDITO GUIMARÃES AZEITEIRO NETO; Dr.-Ing., UFPB
Orientador


JOSE EWERTON POMBO DE FARIAS, Mestre, UFPB
Orientador


RAIMUNDO CARLOS SILVERIO FREIRE, Dr., UFPB
Componente da Banca


MICHEL DAUD YACOUB, Ph.D., UNICAMP
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
MAIO - 1993

AGRADECIMENTOS

- A Deus e a meus pais pela força nos momento dificuldade e pelo amparo nos momentos de fraqueza. Tudo que foi conseguido eu devo a eles.
- Ao professor Jose Ewerton P. de Farias pela orientação e apoio.
- Ao professor Jose Roberto Quezada Peña (DE.EE-UFMA), por não ter medido esforços para que este trabalho fosse concluído.
- Ao professor "Chico" (DME- UFPB), pela calma e compreensão com que me ajudou no momento mais difícil.
- Ao professor Rômulo Maranhão Vale (DEE-UFPB) pela orientação nos primeiros passos.
- Aos professores Raimundo Freire e Benedito Aguiar (DEE-UFPB), pela valiosa participação.
- Ao professor Michel D. Yacoub por ter-nos prestigiado com sua participação e pelo modo limpo com que realizou a revisão.
- A D. Creusa, D. Lourdes, D. Lucia, S. Raimundo, a todos os meus amigos do plano superior e a todos aqueles que vibraram por mim.
- A todos os colegas de curso e aqueles que direta ou indiretamente contribuíram para a conclusão deste trabalho.

RESUMO

É apresentada uma análise do desempenho de um sistema de comunicações móveis celulares utilizando SSMA/SFH/8FSK (Acesso Múltiplo via Espalhamento Espectral/Saltos de Frequência do Tipo Lento/Modulação 8FSK). Apenas o enlace móvel→ERB(Estação Rádio Base) é considerado. O modelo de canal de acesso múltiplo é do tipo segmentado. O acesso é assíncrono e admite-se a ocorrência de colisões. Os métodos da função característica e da aproximação gaussiana são aplicados com a finalidade de se obterem expressões para o desempenho em função de alguns parâmetros do sistema. Além disso, é feito um estudo sobre as seqüências utilizadas para a realização de espalhamento espectral e feito um estudo acerca dos diversos esquemas de acesso múltiplo utilizados em sistemas celulares.

ABSTRACT

A performance analysis for a cellular mobile communication system using SSMA/SFH/8FSK (Spread Spectrum Multiple Access/Slow Frequency Hopping/8-ary Frequency Shift Keying) is presented. The analysis restricts itself to the mobile→base station link. A slotted asynchronous multiple access channel model with collisions is assumed. Two approaches are used in order to develop performance expressions: i) a characteristic function method, and ii) a gaussian approximation. It is also included a study on pseudo-random sequences for spread spectrum applications.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	i
LISTA DE TABELAS.....	iv
LISTA DE SÍMBOLOS.....	v

CAPÍTULO 1 SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEIS CELULARES (SCMC) E ESPALHAMENTO ESPECTRAL

1.1. Introdução.....	1
1.2. Considerações sobre Alocação Espectral.....	3
1.3. Sistema Celular Básico.....	4
1.4. Operação de um Sistema Celular.....	5
1.5. Técnicas de Melhoria de Desempenho de Tráfego.....	7
1.5.1. Uso de Antenas Direcionais.....	7
1.5.2. Algoritimos de Alocação de Canais.....	8
1.6. Sistemas Celulares Digitais.....	10
1.7. Espalhamento Espectral.....	11
1.7.1. Técnica de Sequência Direta (DSSS).....	13
1.7.1.1. Algumas Aplicações para Sinais DSSS.....	16
1.7.2. Técnica de Salto em Frequência (FHSS).....	18
1.7.2.1. Algumas Aplicações para Sinais FHSS.....	22
1.7.3. Técnica de Salto no Tempo (THSS).....	23
1.7.4. Técnica de FM Pulsada.....	25
1.8. Referências Bibliográficas.....	26

CAPÍTULO 2 SEQÜÊNCIAS PSEUDO-ALEATÓRIAS

2.1. Introdução.	29
2.2. Geradores de Seqüências.	32
2.3. Propriedades de Seqüências Binárias Obtidas a Partir de Registradores de Deslocamento.	34
2.4. Teoria de Seqüências de Comprimento Máximo Binárias.	37
2.4.1. Propriedades das Seqüências de Comprimento Máximo.	39
2.4.2. Propriedades de Correlação Cruzada de Seqüências Máximas.	43
2.4.3. Conjuntos de Seqüências Binárias com Pequena Correlação Cruzada.	48
2.4.3.1. Conjuntos Conectados Máximos de Seqüências Máximas.	48
2.4.3.2. Seqüências de Gold.	49
2.4.3.3. Seqüências Semelhantes às de Gold (Gold-like) e Dual-BCH.	50
2.4.3.4. Seqüências Kasami.	52
2.5. Seqüências para Salto em Freqüência (Frequency Hopping).	53
2.6. Proposição de um Sistema de Com. Móvel Utilizando CDMA com Salto em Freqüência.	56
2.7. Referências Bibliográficas.	61

CAPÍTULO 3 ANÁLISE DE DESEMPENHO

3.1. Introdução.	63
3.2. Modelo do Sistema.	64
3.2.1. Análise do Sinal na Saída do Receptor.	69
3.3. Limitante Superior para a Prob. de Erro para Sist. FH/SSMA com Modulação MFSK Utilizando Téc. de Função Característica.	73

3.4. Prob. de Erro para Sist. FH/SSMA com Modulação MFSK Utilizando Téc. de Aproximação Gaussiana.	77
3.5. Resultados Numéricos.	80
3.6. Referências Bibliográficas.	86

CAPÍTULO 4 DIVERSOS ESQUEMAS DE ACESSO MÚLTIPLO UTILIZADOS EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEIS CELULARES

4.1. Introdução.	88
4.2. Acesso Múltiplo por Divisão em Frequência.	89
4.3. Acesso Múltiplo por Divisão em Tempo.	91
4.3.1. TDMA Síncrono.	92
4.3.2. TDMA Assíncrono.	93
4.4. Capacidade dos Sistemas Celulares Utilizando FDMA e TDMA.	95
4.5. Acesso Múltiplo por Divisão em Código.	97
4.6. Referências Bibliográficas.	101

CAPÍTULO 5 CONCLUSÕES

5.1. Conclusões Acerca do Sist. de Comunicação Móvel Celular Proposto Utilizando SSMA/SFH/8FSK.	103
5.2. Principais Conclusões Acerca dos Conjuntos de Seqüências Apresentadas Nesta Dissertação.	104
5.3. Sugestões para Trabalhos Futuros.	105
5.4. Referência Bibliográfica.	105
APÊNDICE A.	106

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO 1: SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEIS CELULARES E ESPALHAMENTO ESPECTRAL

1.1. Sistema Móvel Convencional.	2
1.2. Um Típico Sistema Rádio Móvel.	5
1.3. Um Exemplo de Divisão de Célula.	8
1.4. Modelo de um Sistema de Comunicação Digital Utilizando Espalhamento Espectral.	12
1.5. Sinais PN e de Dados.	13
1.6. Espectros de Sinais de Dados, PN, Dados Transmitidos, Dados + PN Recebido e Dados na Saída do Receptor.	15
1.7. Modelo Padrão de Transmissão FH.	19
1.8. Diagrama de um Sistema de Espalhamento Espectral Utilizando FH.	20
1.9. a) Representação Amplitude x Tempo do Sinal FH $\{f_0, f_2, f_4, f_1, f_3\}$, b) Espectro do Sinal FH $\{f_0, f_2, f_4, f_1, f_3\}$ com espaçamento $\Delta f = 2/T$	21
1.10. Diagrama de um Sistema de Espalhamento Espectral Utilizando TH.	24

CAPÍTULO 2: SEQUÊNCIAS PSEUDO ALEATÓRIAS

2.1. Gerador Baseado em ROM de Armazenamento de Período de Sequência Completa.	32
2.2. Gerador de Armazenamento de Período de Sequência Completa com Registrador de Desvio Cíclico.	33

2.3. Gerador de Armazenamento de Período de Seqüência Parcial com Função Booleana.	34
2.4. Registrador de Deslocamento com Realimentação Linear de Comprimento Máximo Obtido a) A Partir do Polinômio x^5+x^2+1 (45_8), b) A partir do polinômio $x^4+x^3+x^2+1$ (75_8).	36
2.5. a) Registrador de Deslocamento Obtido a Partir do Polinômio $t^4+t^3+t^2+t+1$, b) As Quatro Possíveis Seqüências Geradas por Este Registrador.	37
2.6. Gerador de Janelas de Salto. a) Transmissor, b) Receptor.	54
2.7. Exemplo de um Padrão FH.	58
2.8. Registrador de Deslocamento com Realimentação Linear.	59
2.9. Diagrama de Blocos Genérico do Sistema FHSS. a) Transmissor, b) Receptor.	60

CAPÍTULO 3: ANÁLISE DE DESEMPENHO

3.1. Enlace Móvel-Base Usando SSMA/SFH/8FSK.	65
3.2. Modelo de Receptor MFSK/SFH/SSMA.	68
3.3. a) Colisões a Nível de Padrão FH, b) Colisão FH Completa sem Colisão a Nível FSK, c) Colisão FH Completa com Colisão FSK Parcial, d) Colisão FH Completa com Colisão FSK Completa.	71
3.4. Limitante Superior para a Probabilidade de Erro de Símbolo Versus E_s/N_0 para um Sistema SSMA/SFH/8FSK Assíncrono.	84
3.5. Probabilidade de Erro de Símbolo para um Enlace Móvel→ERB Versus E_s/N_0 em um Sistema SSMA/SFH/8FSK Assíncrono Utilizando Aproximação Gaussiana.	85
3.6. Probabilidade de Erro de Símbolo para um Enlace Móvel→ERB Versus E_s/N_0 em um Sistema SSMA/SFH/8FSK Assíncrono Utilizando Aproximação Gaussiana.	85

**CAPÍTULO 4: DIVERSOS ESQUEMAS DE ACESSO MÚLTIPLO UTILIZADOS
EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEIS CELULARES**

4.1. Alocação de Canais em um Sistema FDMA.	90
4.2. Diagrama de Blocos de um Sistema FDMA.	91
4.3. Formato de Frame em um Sistema STDMA.	93
4.4. Modelo de Formatação dos Dados em um Sistema ATDMA.	95
4.5. Interferência de Co-Canal.	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1. Seqüências Máximas Obtidas a Partir dos Polinômios Primitivos x^2+x+1 , x^3+x+1 , x^4+x+1 , x^5+x^2+138
Tabela 2.2. Distribuição Segmental para Qualquer Seqüência Máxima de Comprimento 2^m-140
Tabela 2.3. Distribuição Segmental para a Seqüência Máxima de Comprimento $2^5-1=31$ da Tabela 2.1.....	.41
Tabela 2.4. Geradores de Seqüências Máximas para FH.....	.55
Tabela 3.1. $M=8$, $q=512$, $N_s=1$, $n=2$, $\bar{K}_1=2$, $\bar{K}_2=2$, $P_1=0,5$, $P_2=1,0$, $P_0=2,0$82
Tabela 3.2. $M=8$, $q=512$, $N_s=1$, $n=2$, $\bar{K}_1=2$, $\bar{K}_2=2$, $P_1=0,5$, $P_2=1,0$, $P_0=0,75$82
Tabela 3.3. $M=8$, $q=512$, $N_s=1$, $n=2$, $\bar{K}_1=5$, $\bar{K}_2=5$, $P_1=0,5$, $P_2=1,0$, $P_0=2,0$83
Tabela 3.4. $M=8$, $q=512$, $N_s=1$, $n=3$, $\bar{K}_1=4$, $\bar{K}_2=4$, $\bar{K}_3=4$, $P_1=0,5$, $P_2=1,0$, $P_3=1,5$, $P_0=2,0$83
Tabela 3.5. $M=8$, $q=512$, $N_s=1$, $n=2$, $\bar{K}_1=\bar{K}_2$, $P_1=0,5$, $P_2=1,0$, $P_0=2,0$, $E_s/N_0=18$ dB....	.84

LISTA DE SÍMBOLOS

R	Raio de Célula
D	Distância entre os Centros Geométricos das Células
ERB	Estação Rádio Base
R_i	Taxa de Informação na Entrada do Transmissor (bits/s)
PN	Pseudo-Ruído (<i>Pseudo Noise</i>)
DSSS	Espalhamento Espectral via Seqüência Direta (<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>)
W	Largura de Faixa Disponível do Canal
T_b	Tempo de Duração do Bit
T_c	Tempo de Duração do Chip
L_c	Comprimento de uma Seqüência de Chips
E_n	Energia por Bit do Sinal Interferente
P_i	Potência do Sinal Interferente
$d(t)$	Bit de Dados
P_b	Potência do Sinal de Informação
$p(t)$	Seqüência PN
f_c	Freqüência da Seqüência PN (chips/s)
$J(t)$	Sinal Interferente
FHSS	Espalhamento Espectral via Salto em Freqüência (<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>)
T_h	Tempo de Duração de Cada Janela de Salto
R_h	Taxa de Saltos em Freqüência
$w_h(i)$	Freqüência da Portadora para o i-ésimo Salto

$h_T(t)$	Resposta ao Impulso do Filtro de Transmissão
$r(t)$	Sinal de RF Recebido
$s(t)$	Sinal na saída do Receptor
THSS	Espalhamento Espectral via Salto no Tempo (<i>Time Hopping Spread Spectrum</i>)
CDMA	Acesso Múltiplo por Divisão em Código (<i>Code Division Multiple Access</i>)
$\phi(t)$	Forma de onda Básica do Pulso (Chip)
N	Período da Seqüência de Espalhamento
$p_{T_c}(t)$	Pulso Retangular de Amplitude Unitária e Duração T_c
$\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{w}$	Representação Vetorial das Seqüências $x(t)$, $y(t)$ e $w(t)$, respectivamente
$T^k \mathbf{x}$	k -ésimo deslocamento da seqüência \mathbf{x}
$\theta_{x,y}(l)$	Função Correlação Cruzada entre as Seqüências \mathbf{x} e \mathbf{y}
$\theta_{x,x}(l)$	Função Autocorrelação da Seqüência \mathbf{x}
$h(x)$	Polinômio Binário de Grau n
$GF(p^m)$	Campo de Galois de p^m Elementos, onde p é Primo e m é um Inteiro
\oplus	Operador Ou-Exclusivo
\mathbf{u} e \mathbf{v}	Seqüências Maximas
$w_t(\mathbf{u})$	Peso Hamming da Seqüência \mathbf{u}
\tilde{u} e \tilde{v}	Fases Características das Seqüências \mathbf{u} e \mathbf{v} , Respectivamente
$\mathbf{u}[q]$	Decimação da Seqüência \mathbf{u} por q
$\text{mdc}(a,b)$	Máximo Divisor Comum entre os Inteiros a e b
$\lfloor \alpha \rfloor$	Parte Inteira do Número Real α
$G(\mathbf{u},\mathbf{v})$	Conjunto de Seqüências de Gold
$H_q(\mathbf{u})$	Conjunto de Seqüências Semelhantes às de Gold (<i>Gold-like</i>)
$K_s(\mathbf{u})$	Conjunto Pequeno de Seqüências Kasami
$K_L(\mathbf{u})$	Conjunto Grande de Seqüências Kasami
R_s	Taxa de Símbolos

λ	Parâmetro da Distribuição de Poisson
S	Área de Célula
A	Região Pequena dentro da Célula de Área S
K	Número de Usuários Interferentes em Potencial
P_0	Potência Transmitida por Cada Usuário Móvel
$b_k(t)$	$\{2b_n^{(k)}\}$, onde $b_n^{(k)} \in \{1, 2, \dots, M\}$ é a k-ésima Seqüência de Símbolo de Informação M-ária Cada Uma de Duração T_s
$\psi(t)$	Forma de Onda Composta de Pulsos Retangulares de Amplitude Unitária
2Δ	Espaçamento Entre Dois Tons Adjacentes Quaisquer, Dentre os M Diferentes Tons
$f_k(t)$	k-ésima Seqüência de Salto
$\alpha_k(t)$	Fase introduzida pelo k-ésimo Sintetizador de Freqüência
$P(M)$	Potência de um Móvel Localizado no Ponto M do Plano e Recebido na Origem
r_0	Algum Raio Dentro do Qual $P(M)$ é Tido Como Aproximadamente Constante
$n(t)$	Ruído Aditivo Gaussiano Branco com Média Zero e Densidade Espectral de Potência Bilateral $N_0/2$
$f_i(t)$	i-ésima Seqüência de Salto
$\phi_k(t)$	Deslocamento de Fase Total do Sinal Após o Processo de Compressão Espectral
$\bar{P}_e(K)$	Probabilidade de Erro de Símbolo
k_f e k_p	Número de Usuários que Causam Colisões Completas e Parciais, Respectivamente
P_f e P_p	Probabilidade de Ocorrerem Colisões Completas e Parciais, Respectivamente

P_h	Probabilidade de Ocorrência de Uma Colisão (Completa ou Parcial).
	$P_h = P_f + P_p$
q	Número de Janelas de Frequência
$\delta(a,b)$	Função que Assume Valor 1 quando $a = b$, e Valor 0 Quando $a \neq b$
$R_\psi(t)$ e $\hat{R}_\psi(t)$	Funções Autocorrelação Parciais Contínuas da Forma de Onda $\psi(t)$
\bar{K}_i	Numero Médio de Usuários Interferentes no i-ésimo Grupo Dentro de Cada Célula
$P_e(K)$	Probabilidade de Erro Condicional Dado que K Usuários Colidiram com o Sinal Desejado
$J_0(u)$	Função de Bessel do Primeiro Tipo e Argumento u
$\phi_I(u)$	Função Característica Correspondente aos Termos Interferência Devido aos Outros Usuários
FDMA	Acesso Múltiplo por Divisão em Frequência (<i>Frequency Division Multiple Access</i>)
TDMA	Acesso Múltiplo por Divisão em Tempo (<i>Time Division Multiple Access</i>)
FG	Faixa de Guarda
K	Fator de Reutilização de Célula
SSMA	Acesso Múltiplo via Espalhamento Espectral (<i>Spread Spectrum Multiple Access</i>)

CAPÍTULO 1

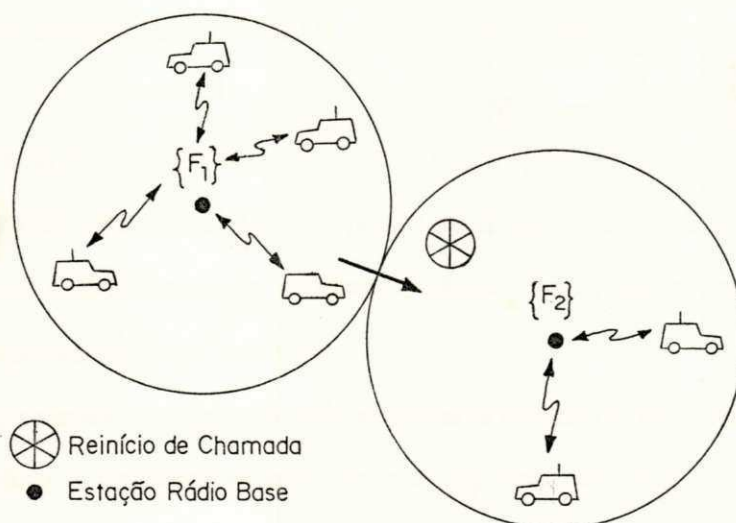
SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEIS CELULARES E ESPALHAMENTO ESPECTRAL

1.1. INTRODUÇÃO

O rápido crescimento do número de usuários dos sistemas de comunicação móvel tem dado origem a intensas pesquisas e a um amplo desprendimento de esforços na direção de novos sistemas celulares. Este campo é muito fértil para pesquisa e hoje há uma tendência para o uso de sistemas mais avançados, incluindo técnicas de transmissão digital e, em particular, espalhamento espectral.

O projeto de um sistema de telefonia móvel convencional é usualmente feito selecionando-se um ou mais canais em uma faixa de frequência específica, para serem usados em zonas geográficas independentes, conforme mostra a Figura 1.1. Logo, o sistema celular se caracteriza pela **reutilização de frequência**, ou seja, se um canal em uma dada frequência cobre uma área de raio R , esta mesma frequência pode ser reutilizada em uma outra área situada a uma distância D da primeira, onde cada área constitui uma célula. A razão D/R é conhecida como **razão de reutilização** e representa um parâmetro importante no arranjo das células. A área de cobertura de cada zona é normalmente planejada para ser a maior possível, de modo que a potência transmitida possua um valor máximo pré-estabelecido pelos órgãos de regulamentação e que as ondas de rádio possam ser confinadas a estas áreas bem definidas (células), mantendo-se um mínimo de interferência de células distantes que usem os mesmos canais de frequência.

Os primeiros sistemas de rádio móvel eram constituídos de uma estação rádio-base (ERB), com seu transmissor e receptor instalados no topo de uma elevação. O objetivo era obter-se uma área de cobertura muito grande, porém apenas poucos canais eram disponíveis. Como inicialmente estes sistemas eram operados manualmente, cada chamada tinha que ser encaminhada através de um operador especial de rádio móvel. Em meados dos anos 60, os sistemas automáticos começaram a ser instalados gradualmente, em substituição aos operados manualmente. No entanto, o usuário que iniciava uma chamada em uma certa zona de frequência (ver Figura 1.1), teria que reiniciá-la ao se deslocar para outra área. Este é um fenômeno indesejável em um sistema de rádio-telefone, pois não há a garantia de que uma chamada possa ser concluída sem a realização de um handoff.



Em um sistema móvel convencional

- Alta potência
- Células maiores

Fig. 1.1 - Sistema móvel convencional.

O formato das células não constitui um parâmetro crucial; um círculo seria a configuração óbvia, se somente os aspectos de propagação fossem levados em conta. Entretanto, um plano coberto por círculos apresentará áreas de superposição, ou vazios,

que dificultariam o projeto do sistema, talvez tornando-o inviável. Polígonos regulares, tais como triângulos equiláteros, quadrados e hexágonos, no entanto, se constituem em bons candidatos ao formato das células. Os **hexágonos regulares**, representam o formato mais viável, principalmente por razões econômicas[1].

O **handoff** é um processo de troca automática de canais à medida que um usuário móvel se desloca em direção ao interior de uma zona de frequência diferente (célula), de modo que haja continuidade da chamada iniciada numa célula adjacente. Este processo é feito automaticamente e ocorre sempre que o sinal medido na ERB cai abaixo de um certo limiar.

1.2. CONSIDERAÇÕES SOBRE ALOCAÇÃO ESPECTRAL

Um importante problema a ser enfrentado por projetistas de sistemas de comunicação via rádio é a limitação do espectro de frequência disponível. Estes sistemas devem satisfazer à seguinte solução de compromisso: largura de faixa mínima com alta taxa de uso e grande eficiência.

Um bom sistema de telefonia móvel operaria dentro de uma faixa de frequência limitada, servindo a um número muito grande de usuários, em áreas ilimitadas. Existem três possíveis proposições para se conseguir este sistema. São eles:

1. Utilização de modulação SSB (*Single Side Band*), que divide a faixa de frequência alocada no número máximo de canais alocados;
2. Utilização de uma topologia celular, que reusa a faixa de frequência alocada em diferentes áreas geográficas;

3. Utilização das várias técnicas de espalhamento espectral (seqüência direta, salto em freqüência, salto no tempo, FM pulsada ou combinações destas), que geram muitas seqüências código sobre uma grande faixa de freqüência.

Neste trabalho é feita uma análise de um sistema celular utilizando espalhamento espectral com salto em freqüência.

1.3. SISTEMA CELULAR BÁSICO

Um sistema celular básico consiste de três partes [2]: uma unidade móvel, uma estação rádio-base (ERB) e um centro de comutação celular que se interliga com a rede telefônica pública, conforme mostrado na Figura 1.2. Estes podem ser descritos como segue:

- *Unidades Móveis:* Uma unidade telefônica móvel contém uma unidade de controle, um transceptor e uma antena;
- *Estação Rádio-Base:* A ERB realiza a interface entre a central de comutação móvel e as unidades móveis. Ela é constituída de uma unidade de controle, gabinetes de rádio, antenas, uma fonte de potência e terminais de dados;
- *Central de Comutação do Sistema Móvel:* A central de comutação é o elemento de coordenação de todas as ERB's e contém o processador e o comutador celular. Ela faz a interface com a rede telefônica pública, controla o processamento das chamadas e realiza o processo de tarifação;
- *Conexões:* Enlaces digitais em altas velocidades (rádio, cabo coaxial e/ou fibra óptica), que interligam os três subsistemas citados acima. Cada unidade móvel só pode usar um canal de cada vez para efetuar uma comunicação. Porém, o canal não é

fixo, podendo ser qualquer um dentro da faixa inteira que serve a uma determinada área. Cada ERB possui capacidade multicanal, ou seja, elas podem atender a muitas unidades móveis simultaneamente.

A central de assinante móvel é o coração do sistema móvel celular. Seu processador é o responsável pela coordenação central e pela administração celular.

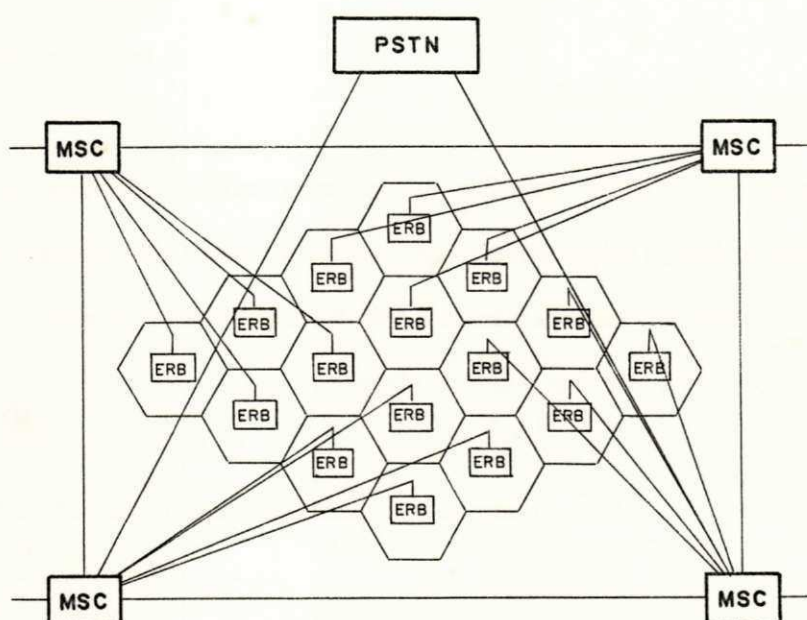


Fig.1.2 - Um típico sistema de rádio de móvel. [3]

1.4. OPERAÇÃO DE UM SISTEMA CELULAR

É feita a seguir, uma breve descrição acerca da operação do sistema móvel celular, sem nenhuma referência a parâmetros de projeto. A operação pode ser dividida da seguinte forma[3]:

Chamada de Saída:

A estação móvel busca e sintoniza o melhor canal de acesso, dentre aqueles cujos números são transmitidos pelos "canais de busca". Ela então seleciona o mais forte e o retém por um certo tempo. Este processo implica na seleção da ERB mais próxima. Se a ERB estiver livre, a estação móvel requisita um canal de voz, cujo número é determinado pela ERB no dado canal de acesso. Este canal é então sintonizado e a chamada prossegue.

Chamada de Entrada:

A rede telefônica pública roteia a chamada para a central de assinante móvel em que a estação móvel está registrada. A central de comutação móvel ordena às ERB's que transmitam o número chamado em todos os seus canais de busca. A estação móvel identifica o seu número, sintoniza o canal de acesso e informa à sua ERB que tal acesso é devido ao recebimento de uma chamada. Um canal de voz é alocado ao móvel, onde se transmite o tom de campainha; a chamada prossegue.

Término da Chamada:

Quando o usuário móvel desliga o transmissor, um sinal particular (sinal de tom) é transmitido à ERB e o canal de voz é liberado. A unidade móvel reassume a função de monitoração de todos os canais.

Procedimento de Handoff:

Durante a chamada, duas partes compartilham um canal de voz. Quando a unidade móvel se desloca para além da área de cobertura de uma ERB particular, a recepção se

torna fraca. A ERB atual solicita um handoff à central de comutação do sistema móvel. A central comuta a chamada a um novo canal de frequência, em uma nova ERB, sem que a chamada seja interrompida ou que o usuário seja alertado para isso. A chamada continua durante todo o tempo que o usuário está falando, sem que este note a ocorrência do handoff.

1.5. TÉCNICAS DE MELHORIA DE DESEMPENHO DE TRÁFEGO

Dentre as várias técnicas de melhoria da capacidade do sistema que têm sido propostas, as principais são descritas sucintamente a seguir:

1.5.1. USO DE ANTENAS DIRECIONAIS

Quando o tráfego em uma determinada área aumenta, deve-se dividir a célula de modo que haja mais células por área, com um conseqüente aumento do número de canais nestas áreas, podendo escoar um tráfego maior. A Figura 1.3 mostra um exemplo destas técnicas; as células A, B e C constituem o sistema antes da divisão e E, F e G são as células geradas pela divisão. Este processo pode ser feito de forma dinâmica ou permanente, porém com algumas limitações, dentre elas [3]:

- i. Como a distância entre as células se reduz, isto resulta numa maior interferência de co-canal (interferência entre células que utilizam os mesmos canais), embora se mantenha o mesmo padrão de repetição;
- ii. Encontrar um local para a ERB pode se tornar uma tarefa difícil, já que as tolerâncias ficam cada vez menores;

iii. O custo total do sistema aumenta com o número de ERB's.

O uso de antenas direcionais é uma alternativa para a técnica de divisão de células, com as vantagens de serem mais viáveis em termos de custo e de diminuírem a interferência de co-canal [4-6]. Neste método, cada célula é dividida em setores (mais comumente 3 ou 6 setores), sendo que cada setor agora é considerado uma nova célula. A Figura 1.3 mostra como um arranjo de três setores é equivalente a dividir a célula em três outras.

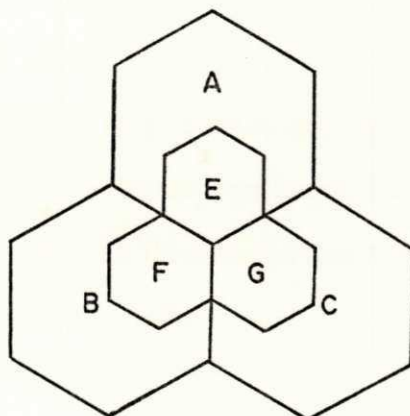


Fig.1.3 - Um exemplo de divisão de célula. [3]

1.5.2. ALGORITIMOS DE ALOCAÇÃO DE CANAIS

O uso eficiente dos canais determina o bom desempenho do sistema e pode ser obtido por diferentes técnicas de alocação. As principais são descritas a seguir [3]:

I. Alocação Fixa de Canais:

Nesta técnica, os canais disponíveis são divididos entre as células do *cluster* (grupo de células), de acordo com a demanda determinada por um dado perfil de tráfego. Conhecendo-se bem este perfil, pode-se otimizar a alocação a fim de melhorar o desempenho. Porém, qualquer variação repentina no perfil de tráfego pode levar o sistema a um colapso.

II. Alocação Dinâmica de Canais:

Neste caso, todos os canais do sistema estão disponíveis para todas as células; a alocação é feita de acordo com a demanda dinâmica dos usuários. Isto faz com que o sistema se adapte a variações na distribuição espacial de tráfego, mas dá maus resultados em situações de pico de tráfego.

III. Alocação Híbrida de Canais:

Esta técnica é uma combinação das duas anteriores; cada célula tem uma porcentagem de canais fixos, enquanto que o restante dos canais é manuseado dinamicamente. O desempenho do sistema dependerá da distribuição de tráfego e também da razão de canais com alocação fixa para os com alocação dinâmica.

IV. Alocação de Canais por Empréstimo:

Aqui, a célula que tiver todos os seus canais ocupados, procurará um canal livre na célula vizinha; caso não haja nenhum, a chamada é bloqueada.

Nos sistemas celulares atuais, apenas a alocação fixa encontra-se implementada.

1.6. SISTEMAS CELULARES DIGITAIS

Em um sistema analógico, os sinais de voz transmitidos são funções contínuas do tempo, enquanto que os sinais de controle e de dados são digitais. Nele, a amplitude, a fase ou a frequência de uma portadora senoidal pode ser variada continuamente de acordo com o sinal de informação (ex: voz e dados).

Em sistemas de transmissão digitais, todos os sinais transmitidos são discretos no tempo, em amplitude, em fase, em frequência ou em uma combinação de dois destes parâmetros. Uma das vantagens dos sinais digitais, com relação aos sinais analógicos, é a sua maior imunidade aos efeitos do ruído e interferência. Uma desvantagem destes sinais digitais é a necessidade de uma largura de faixa de transmissão muito maior do que a que é necessária para os sinais analógicos [7, Cap.3].

Quanto às formas de detecção digital, existem duas: 1) Detecção Coerente, para a qual se exige uma portadora local de frequência e fase coincidentes com aquela utilizada no transmissor; 2) Detecção Não-Coerente, que dispensa o sincronismo de tal portadora.

Como a transmissão da voz é o serviço básico dos sistemas móveis celulares, quando se pensa em sistemas digitais, deve-se pensar em voz digital.

Nos sistemas móveis celulares a serem implantados nos próximos anos, a transmissão de voz digitalizada é feita em um canal dispersivo [7, Cap.2]. Existem vários tipos de codificadores de voz [8], com diferentes níveis de taxas e de complexidade, que aliados às diferentes técnicas de modulação digital (PSK, FSK, ASK, ...) podem satisfazer às mais diferentes especificações de projeto.

Dentre as várias técnicas de transmissão digital existentes, a que utiliza espalhamento espectral está se tornando cada dia mais importante e se constitui como tema central deste trabalho. Um estudo resumido destas técnicas será feito nas seguintes seções.

1.7. ESPALHAMENTO ESPECTRAL

Os sistemas de comunicação utilizando espalhamento espectral, tiveram o seu desenvolvimento inicializado em meados da década de 40, de uma forma estimulada (e não natural, como em outras áreas de comunicação), devido às exigências políticas (e militares) da época [9]. Os trabalhos realizados, bem como os recursos canalizados para este setor, eram oriundos de decisões políticas que objetivavam unicamente a obtenção da supremacia militar. Logo, o que vem acontecendo nestas duas últimas décadas é mais um processo evolutivo, propiciado em grande parte pelo surgimento de novas tecnologias (componentes de circuitos cada vez mais rápidos), do que propriamente uma revolução em termos de novos conceitos. Só nestas duas últimas décadas é que as técnicas de espalhamento espectral se tornaram cada vez mais populares no meio da comunidade técnica, e começaram a surgir vários estudos visando aplicações comerciais das mesmas.

O princípio básico dos sistemas de comunicação utilizando espalhamento espectral é o aumento da largura de faixa do sinal (através de um código que é independente dos dados), além do mínimo necessário para que ele seja transmitido [10].

A Figura 1.4 mostra um modelo simplificado de um sistema de comunicação digital utilizando espalhamento espectral, onde o gerador do padrão pseudo-aleatório gera uma seqüência binária pseudo-aleatória ou pseudo-ruído (PN) que é incorporada ao sinal transmitido no modulador e é removida do sinal recebido no demodulador. Logo, tanto o transmissor quanto o receptor precisam conhecer a seqüência pseudo-aleatória transmitida,

devendo haver uma sincronização quase perfeita da seqüência PN gerada no receptor com a seqüência PN contida no sinal recebido.

Uma das partes mais importantes no projeto de um sistema de comunicação utilizando espalhamento espectral para acesso múltiplo é a geração de um conjunto de seqüências com boas propriedades de correlação. Isto é devido a relação direta existente entre o desempenho de acesso múltiplo do sistema e o desempenho das funções de correlação mútuas entre todos os pares de seqüências-assinatura constituintes do sistema.

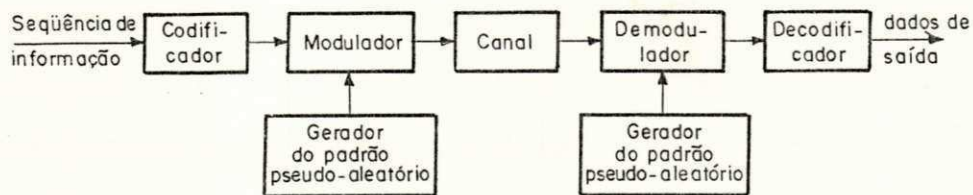


Fig.14 - Modelo de um sistema de comunicação digital utilizando espalhamento espectral.

Os sinais espalhados espectralmente são usados para vários propósitos, tais como[11]:

- Combate à interferência intencional;
- Combate à auto-interferência devido a propagação através de percursos múltiplos;
- Baixa probabilidade de interceptação por receptores indesejáveis;
- Comunicação de vários usuários com acesso aleatório e com capacidade de endereçamento seletivo;
- Medida precisa de retardo de propagação;
- Distribuição universal de base de tempo.

Tanto as propriedades de correlação, quanto as melhores técnicas de se gerar estas seqüências são abordadas neste trabalho.

1.7.1. TÉCNICA DE SEQÜÊNCIA DIRETA (DSSS, *Direct Sequence Spread Spectrum*)

Seja R_i a taxa de informação na entrada do codificador na Figura 1.4 dada em bits/s, W a largura de faixa disponível do canal e PSK binário a modulação usada. O espalhamento do espectro do sinal de dados é conseguido multiplicando-se cada bit de duração T_b (e taxa $R_i=1/T_b$) desta seqüência de dados por uma seqüência de espalhamento pseudo-aleatória que é formada por pulsos estreitos de largura T_c (chamados de chips), conforme mostra a figura 1.5, onde $T_c \ll T_b$ [12]. O comprimento desta seqüência de espalhamento é $L_c=T_b/T_c$, onde os seus elementos podem ser binários bifase $\{-1,+1\}$. Estas devem possuir boas propriedades de correlação.

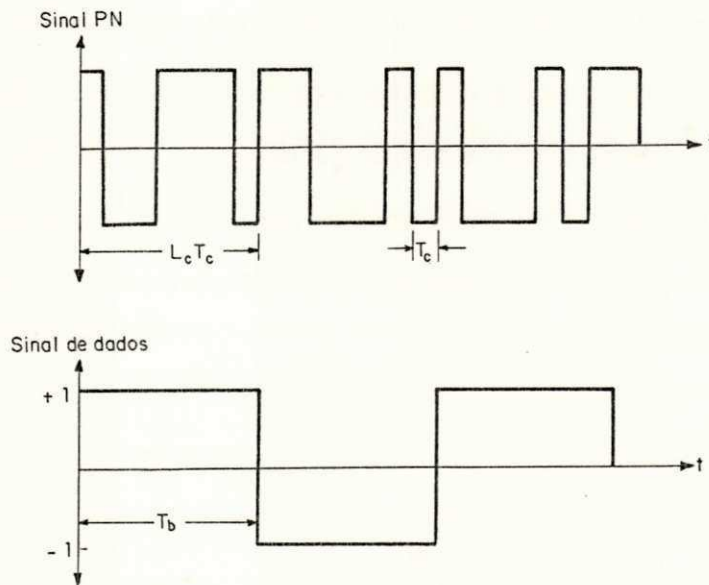


Fig. 1.5 - Sinais PN e de dados.

A multiplicação de dois sinais não correlacionados, produz um sinal cujo espectro é a convolução dos espectros dos dois sinais descorrelacionados. Logo, a multiplicação de um sinal de faixa estreita (informação, em relação ao sinal de espalhamento) pelo sinal de

espalhamento (portadora ou seqüência de espalhamento), produzirá um sinal resultante cujo espectro assumirá aproximadamente a forma do sinal de faixa maior (seqüência de espalhamento).

Para recuperar a seqüência de dados no receptor, realiza-se uma nova multiplicação do sinal espalhado pela mesma seqüência pseudo-aleatória usada no transmissor e filtra-se o sinal resultante para eliminar as componentes indesejáveis. Se houver algum sinal indesejável no receptor (interferência intencional), ele também será multiplicado pela mesma seqüência pseudo-aleatória e, conseqüentemente, terá o seu espectro espalhado e uma energia por bit de $E_n = P_i/W$ (onde P_i = potência interferente), podendo ser considerado como ruído faixa larga. Logo, a seqüência de espalhamento deve ser projetada de um modo tal que, duas multiplicações sucessivas pelo sinal de dados não afetarão a forma do mesmo e conseqüentemente o seu espectro.

Uma simples ilustração destas idéias, usando seqüências binárias aleatórias, será usada para esclarecer algumas destas questões. Seja a transmissão de um único bit de dados $d(t)$ com potência P_b e duração T_b segundos. Como mostrado na Figura 1.4, o transmissor multiplica o bit de dados por uma seqüência PN $p(t)$ de taxa f_c chips/s para um total de $f_c T_b$ chips/bit. A dimensionalidade do sinal $d(t)p(t)$ é então $n = f_c T_b$ [13]. Logo, o sinal recebido é:

$$r(t) = d(t)p(t) + J(t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (1.1)$$

onde, $J(t)$ é o sinal interferente.

O receptor realiza um processo de multiplicação idêntico ao do transmissor (pela mesma seqüência $p(t)$), produzindo em sua saída,

$$s(t) = r(t)p(t) = d(t)p^2(t) + J(t)p(t) = d(t) + J(t)p(t) \quad (1.2)$$

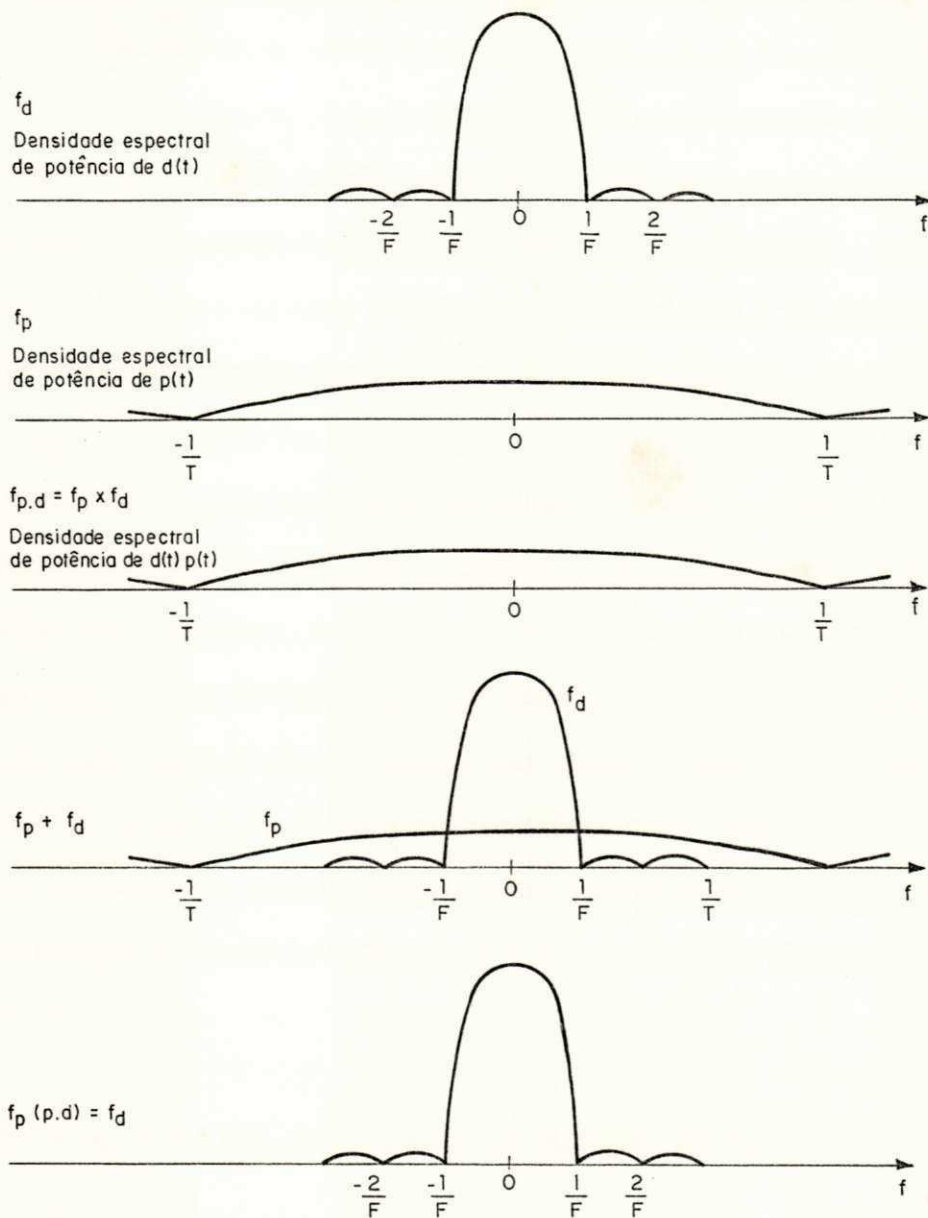


Fig. 1.6 - Espectros de sinais de dados, PN, dados transmitido, dados + PN recebido e dados na saída do receptor.

Logo, o espectro do sinal transmitido retornará à sua faixa original e o sinal interferente terá o seu espectro espalhado. A Figura 1.6 mostra os gráficos dos espectros do

sinal de dados transmitido e do sinal de dados mais interferência recebido. Se $J(t)$ for um ruído branco Gaussiano (AWGN) com densidade espectral de potência (bilateral) $N_0/2$ e potência infinita, o uso de espalhamento espectral não serve para nenhum propósito. Caso $J(t)$ seja um sinal interferente com potência fixa finita, este terá que espalhar sua potência limitada por toda a faixa do sinal de dados espalhado, fazendo assim com que seu nível de potência resultante se torne desprezível e perca sua capacidade interferidora.

O receptor ótimo para um canal AWGN consiste de um banco de correladores ou de filtros casados a cada uma das funções das formas de onda e o sinal transmitido é retirado do máximo entre todas as saídas dos correladores.

Em sistemas de espalhamento espectral utilizando seqüência direta, o código PN deve ser sincronizado dentro de uma pequena fração do intervalo do chip T_c . O problema inicial consiste em sincronizar o relógio do receptor com o do transmissor. O procedimento usual para se estabelecer a sincronização inicial é feito enviando-se uma seqüência de dados pseudo-aleatória conhecida pelo receptor e realizando um "treinamento" deste até que se estabeleça a sincronização inicial e a comunicação possa ser iniciada. Logo, esta exigência de sincronização dentro de uma fração do intervalo do chip (T_c), constitui uma das principais desvantagens da técnica de seqüência direta.

1.7.1.1. ALGUMAS APLICAÇÕES PARA SINAIS DSSS

a) Aplicação Contra Interferência Intencional:

Considerando-se que o sinal interferente ocupa a largura de faixa RF total (ruído branco Gaussiano estacionário no sentido amplo com média zero e densidade espectral de potência plana na faixa de interesse), então para uma dada potência fixa P_i disponível ao sinal interferente, a sua densidade espectral de potência deve ser reduzida, à medida que a

largura de faixa do sinal interferente é aumentada, reduzindo-se o seu efeito sobre o sinal de dados[14]. Quanto maior o número de chips (T_c menor e, conseqüentemente, maior espalhamento) menor o efeito do sinal interferente sobre o sinal de dados.

b) Baixa Probabilidade de Interceptação:

Nesta aplicação, o sinal é propositalmente transmitido em um nível de potência muito baixo relativo ao ruído de fundo do canal e ao ruído térmico gerado nos terminais do receptor. Se nós não quisermos que receptores indesejáveis captem o sinal transmitido, este nível de potência do sinal (P_s) deve ser tal que $P_s/P_n \ll 1$ (onde P_n =potência do ruído). A recuperação do sinal de dados é feita conhecendo-se a seqüência PN empregada para espalhar o sinal e daí obter o ganho de processamento (razão entre a largura de faixa espalhada e a largura de faixa original ocupada pelos dados) e do ganho de codificação.

c) Acesso Múltiplo por Divisão em Código (CDMA, Coded Division Multiple Access):

Neste caso um certo número de usuários compartilha a mesma largura de faixa de um canal, porém cada um possui sua própria seqüência PN diferente de todas as outras. Logo, este tipo de comunicação é chamada de *Acesso Múltiplo por Divisão em Código* (CDMA).

O sinal só pode ser detectado pelo receptor que conhece a seqüência PN do sinal desejado e os sinais dos outros usuários simultâneos do canal aparecem como uma interferência aditiva que varia com o número de usuários em qualquer instante de tempo. Esta capacidade de acomodar um grande número de usuários (quando as transmissões

ocorrem em um curto período de tempo), constitui uma grande vantagem dos sistemas CDMA, onde a adição ou exclusão de usuários pode ser feita de forma simples e sem a necessidade de uma rede de sincronização como nos sistemas TDMA.

d) Comunicação Através de Canais com Múltiplos Percursos:

Aqui nós consideramos o problema de transmitir informação através de canais com percursos múltiplos invariantes no tempo.

Sopõe-se a existência de mais de uma trajetória de propagação entre o transmissor e o receptor (onde uma delas é a trajetória direta), e que a seqüência código gerada no receptor está perfeitamente sincronizada em freqüência e fase com a seqüência gerada no transmissor. Como um receptor ótimo para um sistema DSSS consiste de um banco de correladores ou de um banco de filtros casados a cada uma das funções das formas de onda desejadas, a decisão acerca de qual sinal foi o transmitido corresponde à máxima entre todas as saídas dos correladores. Portanto, as componentes transmitidas através dos percursos múltiplos serão atenuadas.

1.7.2. TÉCNICA DE SALTOS EM FREQUÊNCIA (FHSS, *Frequency Hopping Spread Spectrum*)

O princípio básico desta técnica consiste em "saltar" a freqüência da portadora do transmissor sucessivamente em muitas freqüências diferentes, de uma forma rápida e controlada sobre uma grande faixa de freqüência. Isto significa o mesmo que dividir a largura de faixa do canal em um grande número de janelas de freqüência adjacentes, conforme mostra a Figura 1.7 [15]. O receptor deve conhecer esta seqüência de saltos e sua

fase, recuperar os sucessivos bits de dados e agrupá-los de forma a se obter a mensagem original. Logo, a técnica FHSS espalha o espectro seqüencialmente, em vez de instantaneamente como no caso da técnica DSSS. A seqüência de saltos na freqüência da portadora é pseudo-aleatória e o intervalo entre dois saltos (considerando-se uma taxa de saltos fixa) tem comprimento T_h e, conseqüentemente, uma taxa de saltos de $R_h = T_h^{-1}$. O tempo de duração da seqüência de salto, para este caso, é o mesmo da palavra de dados, ou seja, LT_b , onde $T_h = T_b$. Embora a modulação PSK obtenha melhor performance do que FSK em um canal AWGN (Ruído Branco Gaussiano Aditivo), esta última, com detecção não coerente, é usualmente empregada em sinais FHSS, enquanto que a modulação PSK é usada em detecção coerente.

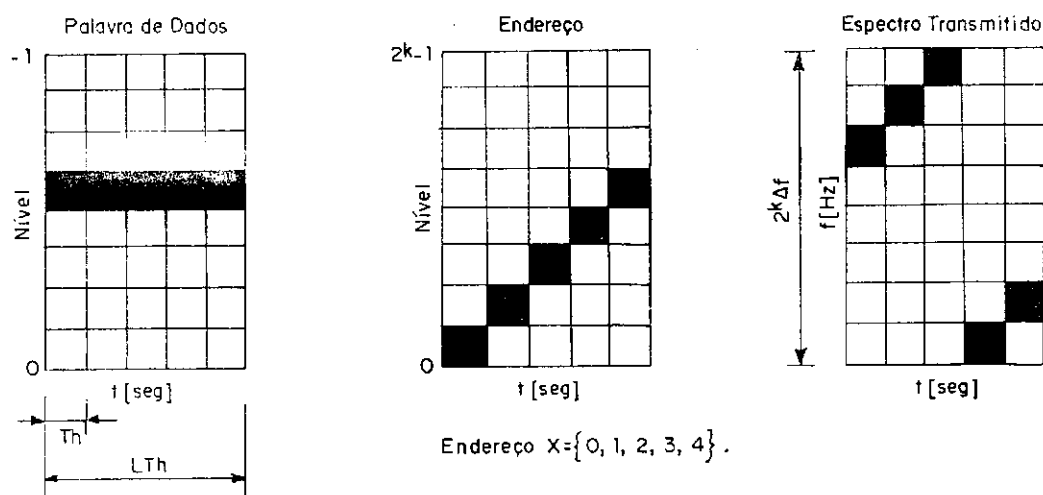


Fig.1.7 - Modelo Padrão de Transmissão FH.

A seleção das janelas de freqüência em cada intervalo de transmissão do sinal é feita de uma forma pseudo-aleatória de acordo com a saída de um gerador PN, conforme mostra a Figura 1.8, onde é mostrado um diagrama simplificado de um sistema de transmissão utilizando FHSS. Neste caso, considera-se a modulação como sendo MFSK. A

saída do gerador PN produz uma seqüência que determina a quantidade que o sinal FSK é transladado em freqüência e seleciona uma freqüência que é gerada pelo sintetizador de freqüência. Esta freqüência é misturada com a saída do modulador e o sinal transladado em freqüência resultante é transmitido pelo canal. Para m bits do gerador PN, podem ocorrer $2^m - 1$ possíveis translações em freqüência. No receptor deverá haver um gerador PN idêntico ao do transmissor, em sincronismo com o sinal recebido, que controlará a saída do sintetizador de freqüência. Logo, a translação pseudo-aleatória introduzida na freqüência do sinal transmitido é removida no receptor, misturando-se a saída do sintetizador com o sinal recebido, sendo o sinal resultante demodulado por meio de um demodulador FSK. As Figuras 1.9.a e b mostram o espectro e um diagrama amplitude x tempo de um sinal FH.

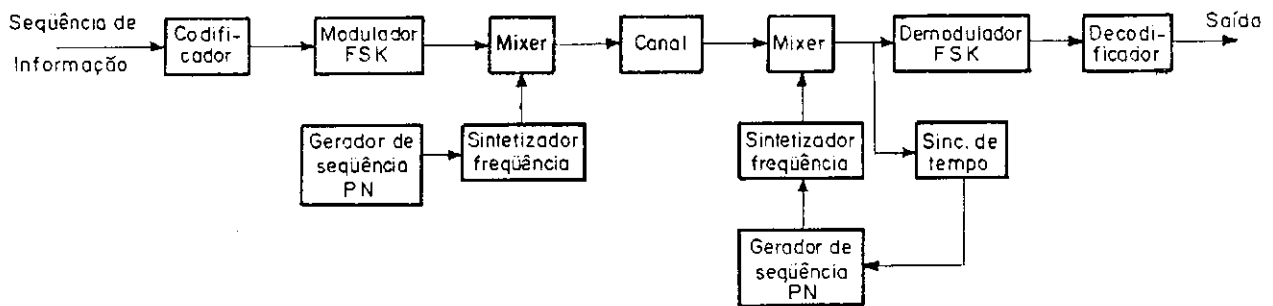


Fig 1.8 - Diagrama de um sistema de espalhamento espectral utilizando FH.

Quando um ou menos bit de dados é transmitido em cada freqüência distinta, este sistema é chamado FHSS **rápido**. Por outro lado, quando mais de um bit é transmitido em cada freqüência distinta, este sistema é chamado FHSS **lento**. Os sistemas FHSS são difíceis de demodular coerentemente, devido às bruscas mudanças na freqüência do sinal.

Matematicamente, a técnica FHSS pode ser descrita da seguinte forma: supondo $T_b = T_c$, o sinal FH durante o i -ésimo salto pode ser representado por [16]:

$$S_{FH}^{(i)}(t) = A \cdot h_T(t) \cdot \cos w_h(i)t \quad (1.3)$$

onde $w_h(i)$ é a frequência da portadora selecionada pelo *frequency hopper* para o i -ésimo intervalo, de acordo com a seqüência de espalhamento, $h_T(t)$ é a resposta ao impulso do filtro de transmissão e A é uma constante.

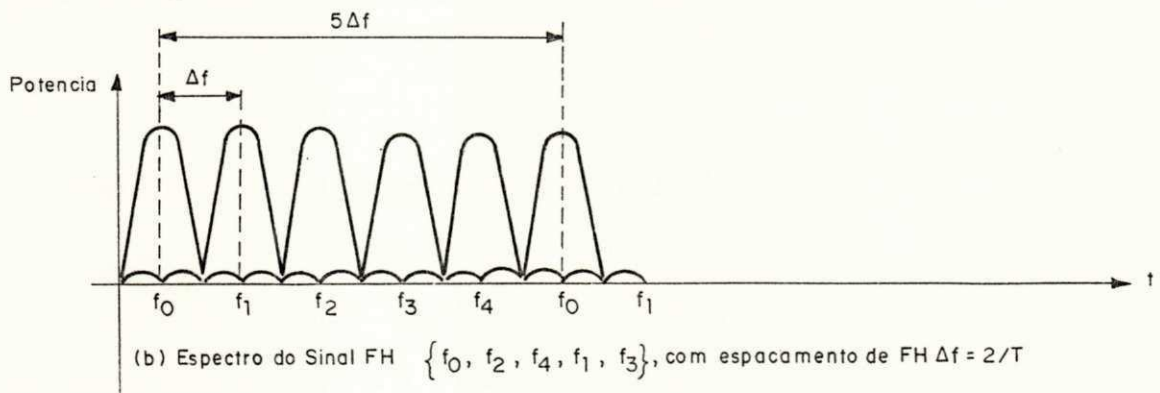
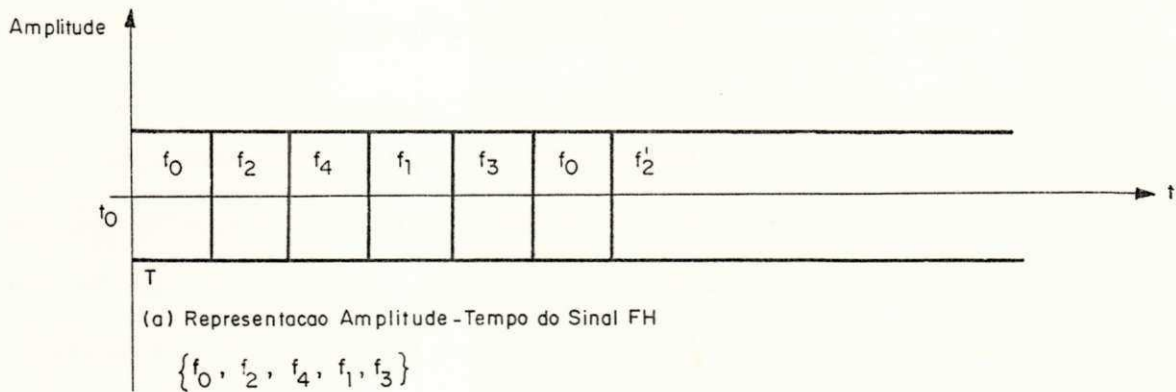


Fig. 1.9

A principal vantagem da técnica FHSS sobre a técnica DSSS, como já foi mencionado anteriormente, reside no fato que esta última precisa realizar uma sincronização e temporização mais difícil, pois trabalha dentro de uma fração do intervalo do chip T_c .

Os aspectos do projeto de seqüências de salto em freqüência, em sistemas de acesso múltiplo, onde a correlação cruzada mútua entre as diferentes seqüências de salto deve ser muito baixa, serão abordadas mais adiante neste trabalho.

1.7.2.1 ALGUMAS APLICAÇÕES PARA SINAIS FHSS

a) Aplicação Contra Interferência Intencional:

Em sistemas FH, nem sempre é vantajoso para um ruído interferente atuar sobre a faixa RF inteira, pois sua potência P_i será dividida sobre toda esta faixa, aparecendo no final, ao sinal de informação, apenas como um ruído de baixa potência e de pouca eficiência[14]. Logo, a potência do ruído interferente deverá estar concentrada em um número fixo de janelas de freqüência (sendo estas as que possuam as porções mais significativas do sinal), de modo a se obter um desempenho favorável.

b) Acesso Múltiplo por Divisão em Código (CDMA):

Neste sistema, vários usuários transmitem suas informações simultaneamente, numa mesma faixa de freqüência, porém utilizando códigos diferentes que são ortogonais entre si (isto é, possuem baixa correlação cruzada).

Estes sistemas baseados em sinais FHSS são particularmente atrativos para usuários móveis, devido às necessidades de sincronização não serem tão fortes quanto em sinais DSSS. Além disso, técnicas de síntese de freqüência e hardware associados têm sido desenvolvidos, de modo que existe a possibilidade de ocorrerem saltos em freqüência

sobre faixas significativamente maiores do que aquelas realmente possíveis com sistemas DSSS.

c) Comunicação Através de Canais com Percursos Múltiplos:

Como foi visto, os usuários deste sistema devem compartilhar de uma mesma faixa de frequência, simultaneamente, porém separados com relação aos códigos de espalhamento. Estes devem ser ortogonais, ou seja, devem possuir boas propriedades de correlação.

No receptor do sistema, os sinais que chegam através de percursos diferentes da trajetória direta tendem a "jogar" suas energias em janelas de frequência que são ortogonais àquelas ocupadas pelo sinal desejado (que se propaga através desta trajetória direta). Como o padrão de salto aleatório gerado no receptor está em sincronismo perfeito (idealmente) em frequência e fase com o padrão gerado no transmissor, apenas o sinal desejado (direto) será recuperado, enquanto que os outros serão "evitados".

1.7.3. TÉCNICA DE SALTO NO TEMPO (THSS)

Existem outros métodos que podem ser usados para introduzir pseudo-aleatoriedade em um sinal espalhado espectralmente. Um deles, que é análogo à técnica FH, é denominado *time hopping* (salto no tempo)[17]. Nesta técnica, um intervalo de tempo, que é escolhido de forma que ele seja muito maior do que o inverso da taxa de informação, é subdividido em um grande número de janelas de tempo. Os símbolos de informação codificados são transmitidos em uma janela de tempo escolhida pseudo-aleatoriamente como um bloco de uma ou mais palavras código, onde a modulação PSK

pode ser usada para transmitir os bits codificados. Isto é o mesmo que a substituição, por parte do transmissor, do bit de dados de largura T_b por um pulso (ou mais de um pulso) estreito de largura T em uma posição qualquer dentro do bit de dados. Esta variação de posição é controlada por um gerador de seqüências pseudo-aleatórias, conforme mostra a Figura 1.10. O receptor se encarrega de alinhar o sinal de entrada com uma réplica exata da seqüência de espalhamento transmitida e, conseqüentemente, recuperar os dados transmitidos. Como vemos, este tipo de espalhamento espectral é também independente da presença de uma frequência de portadora, podendo igualmente ser feito em banda base. O projeto de bons conjuntos de seqüências, com funções correlação cruzada mínima é necessária para um sistema THSS de acesso múltiplo.

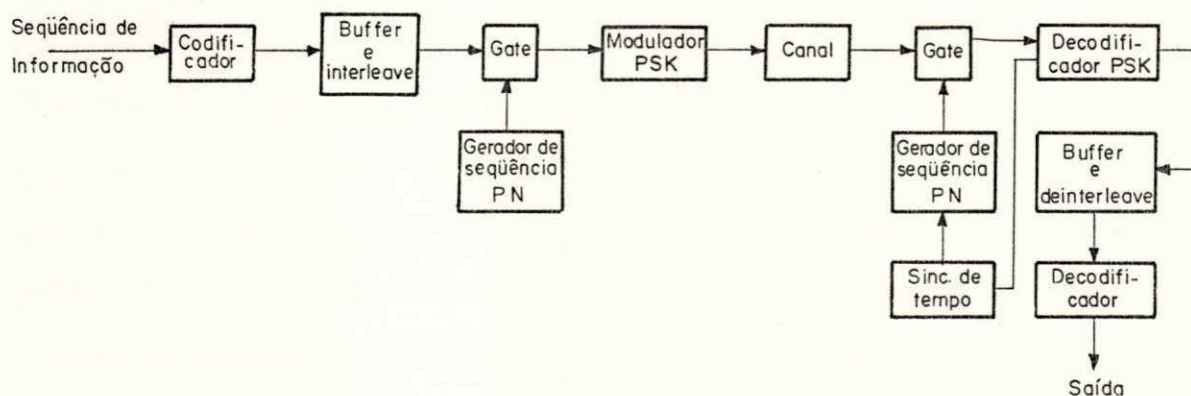


Fig. 1.10 - Diagrama de um sistema de espalhamento espectral utilizando FH.

O processo de salto e o seu inverso também podem ser vistos como duas multiplicações sucessivas pela mesma seqüência de espalhamento. Logo, seja $d(t)$ a seqüência de dados e $p(t)$ a seqüência de espalhamento, então o sinal transmitido é dado por:

$$r(t) = d(t)p(t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (1.4)$$

O sinal recebido é dado por:

$$s(t) = r(t)p(t) = d(t)p^2(t) = d(t) \quad (1.5)$$

1.7.4. TÉCNICA DE FM PULSADA

Esta técnica é principalmente aplicada a sistemas de radares. Nela, um pulso de largura T_b é transmitido, com a frequência da portadora variando continuamente de uma forma crescente (ou decrescente) entre duas frequências f_1 e f_2 . Esta varredura na frequência será acompanhada pelo receptor de modo a produzir um pulso estreito na saída com alta potência de pico e largura $1/|f_1-f_2|$, isto é, independente de T_b . Radares com alto grau de resolução, precisam transmitir pulsos mais estreitos. Estes pulsos estreitos com alta potência de pico são difíceis de serem gerados e podem causar altas interferências. Esta técnica é projetada principalmente para resolver este conflito de necessidades.

Outros tipos de sinais espalhados espectralmente podem ser obtidos através da combinação das técnicas DS, FH e TH. Estas são chamadas de híbridas. Um tipo de híbrida é a combinação DS/FH, onde uma seqüência PN é usada em combinação com *frequency hopping*. O sinal transmitido em um único salto, consiste de um sinal DSSS que é demodulado coerentemente. Mas, o sinal recebido dos diferentes saltos são combinados não coerentemente.

Outra híbrida possível é a combinação DS/TH. Porém, esta não é tão prática quanto DS/FH, devido principalmente a um aumento na complexidade do sistema e às fortes necessidades de sincronização.

O segundo capítulo desta dissertação faz um estudo aprofundado das seqüências utilizadas para realizar o espalhamento espectral, concluindo com as seqüências utilizadas em sistemas FHSS. O terceiro capítulo realiza uma análise de desempenho para o sistema proposto no Capítulo 2 e mostra alguns resultados. O quarto capítulo faz um breve estudo dos tipos de técnicas de acesso múltiplo empregadas em sistemas de comunicação móvel celular. O quinto e último capítulo realiza as conclusões finais.

1.8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] *Advanced Mobile Phone Services*, Special Issue, Bell System Technical Journal, vol.58, nº.1, janeiro 1979.

- [2] LEE, W. C. Y., *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, New York, McGraw-Hill, 1989.

- [3] YACOUB, M. D., *Telefonia Celular: Conceitos Básicos e Fronteiras de Indefinição das Células*, Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações, Vol. 4, nº. 1, dezembro 1989.

- [4] LEE, W. C. Y., *Elements of a Cellular Mobile Radio System*, Trans. on Vehicular Technology, Vol. VT-35, nº.2, maio 1986.

- [5] BROWN, G. H., *Directional Antennas*, Proc. of the IRE, Vol.25, janeiro 1937.

- [6] HOLBECHE, R. J., *Land Mobile Radio System*, IEE Telecomm. Series, Vol. 14, 1985.

- [7] LATHI, B. P., *Modern Digital and Analog Communication Systems*, Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1989.
- [8] MARCA, J. R. B. e MARTINO, E., *Codificadores de Voz para Telefonia Móvel Celular*, Anais da TELEMO, Brasilia, 1992.
- [9] SCHOLTZ, R. A., *The Origins of Spread Spectrum Communications*, IEEE Transaction on Communications, Vol. COM-30, nº. 5, maio 1982.
- [10] COOK, C. E. e MARSH, H. S., *An Intriduction to Spread Spectrum*, IEEE Communications Magazine, março 1983.
- [11] PICKHOLTZ, R. L. et. al., *Theory of Spread Spectrum Communications - A Tutorial*, IEEE Transaction on Communications, Vol. COM-30, nº.5, maio 1982.
- [12] SCHOLTZ, R. A., *The Origins of Spread Spectrum Communications*, IEEE Transaction on Communications, Vol. COM-30, nº.5, maio 1982.
- [13] WORZENCRAFT, J. M, e JACOBS, I. M., *Principles of Communications Engineering*, New York, Wiley, 1965.
- [14] SPELLMAN, M., *A Comparison Between Frequency Hopping and Direct Spread PN As Antijam Techniques*, IEEE Communications Magazine, março 1983.
- [15] SHAAR, A. A., *A Study of Code-Division Multiple-Access With Reference to Fibre-Optic Local Area Network*, Ph.D. thesis, University of Kent Canterbury, Kent, Inglaterra, abril 1985.

- [16] SIMON, M. K., OMURA, J. K., SCHOLTZ, R. A. e LEVITT, B. K., *Spread Spectrum Communicatios*, Vol. 2, Computer Science Press, 1985.
- [17] LAM, A. W., *Time Hopping and Frequency Hopping Multiple Access Packet Communications*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-38, nº.6, junho 1990.

CAPÍTULO 2

SEQÜÊNCIAS PSEUDO-ALEATÓRIAS

2.1. INTRODUÇÃO

Em alguns sistemas de engenharia, tais como sistemas de rastreamento, radar, comunicação utilizando espalhamento espectral e, especialmente, sistemas de comunicação com acesso múltiplo por divisão em código (CDMA), entre outros, existe a necessidade de se usarem conjuntos de sinais em que: a) cada sinal no conjunto seja fácil de se distinguir de uma versão deslocada no tempo dele mesmo e, b) cada sinal no conjunto seja fácil de se distinguir de uma versão deslocada no tempo de todos os outros sinais no conjunto. Estes sinais normalmente precisam ser periódicos, principalmente devido a simplificações na implementação do sistema, ou seja, para algum T , $x(t) = x(t+T)$ para todo t e para cada sinal x no conjunto.

Devido em parte à relativa simplicidade de geração, os sinais periódicos de interesse consistem de seqüências de pulsos elementares limitados no tempo. Estes pulsos possuem a mesma forma, de modo que um dado sinal no conjunto pode ser escrito como [1]:

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i \phi(t - iT_c) \quad (2.1)$$

onde $\phi(t)$ é a forma de onda básica do pulso e T_c é o tempo de duração deste pulso. Como $x(t)$ é periódico de período T , então a seqüência $\{x_i\}$ também deve ser periódica com um

período que é um divisor de $N = T/T_c$. Logo, se $\phi(t) = p_{T_c}(t)$ é um pulso retangular de amplitude unitária e duração T_c , então cada sinal $x(t)$ no conjunto pode ser representado em forma vetorial como segue:

$$\mathbf{x} = (x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}) \quad (2.2)$$

Uma seqüência $\mathbf{x} = \{x_i\}$, onde x_i pertence ao alfabeto de sinalização $Q = \{Q_k\}$ de ordem q , é chamada de seqüência aleatória se x_i for independente de x_j para todo $i \neq j$ e se a probabilidade de x_i ser igual a Q_k , para $0 \leq k \leq q-1$, é igual a $1/q$. Portanto, duas diferentes seqüências aleatórias geralmente possuirão uma pequena correlação cruzada.

As seqüências aleatórias representam o caso ideal para muitos sistemas, incluindo os sistemas utilizando espalhamento espectral, porém seu principal problema reside na dificuldade de reproduzi-las no receptor do sistema. Portanto, a geração, gravação e distribuição das mesmas em uma taxa (por dígito de informação a ser comunicado) igual ao ganho de processamento do sistema utilizando espalhamento espectral, geralmente não é possível [2]. Com isso, uma alternativa é gerar seqüências que parecem aleatórias, ou seja, são pseudo-aleatórias (também chamadas pseudo-ruído), que podem ser facilmente geradas e reproduzidas [3].

A seqüência \mathbf{x} da forma (2.2) é dita periódica de período N , se

$$x_{i+N} = x_i \quad (2.3)$$

Desde que a seqüência \mathbf{x} e um deslocamento seu $T^k \mathbf{x}$, onde $T^k x_i = x_{i+k}$ (ou seja, $T^k \mathbf{x} = (x_k, x_{k+1}, \dots, x_{N-1}, x_0, x_1, \dots, x_{k-1})$, para $0 \leq k < N$), são teoricamente duas seqüências diferentes, a autocorrelação entre \mathbf{x} e $T^k \mathbf{x}$ deve ser baixa se \mathbf{x} for pseudo-aleatória. Neste caso, estas seqüências são chamadas de ciclicamente equivalentes, ou seja, cada uma delas é um deslocamento cíclico das outras.

Se $\mathbf{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$ é um vetor de comprimento N , o inverso de \mathbf{x} é o vetor

$$\mathbf{w} = (x_{N-1}, \dots, x_1, x_0)$$

ou seja, $w_i = x_{N-1-i}$ para $0 \leq i \leq N-1$. A seqüência w que é gerada pelo vetor w é chamada seqüência reversa ou recíproca de x . Além disso, para cada k tal que $0 \leq k \leq N-1$, então:

$$(T^k \mathbf{w})_i = (T^{-k} \mathbf{x})_{N-1-i} = (T^{N-k} \mathbf{x})_{N-1-i}$$

de modo que cada fase de w é o inverso de alguma fase de x .

Seja y outra seqüência periódica de período N da forma (2.1), cuja representação vetorial é dada por:

$$\mathbf{y} = (y_0, y_1, \dots, y_{N-1}) \quad (2.4)$$

A função correlação cruzada periódica para as seqüências $\{x_n\}$ e $\{y_n\}$ é dada por:

$$\theta_{x,y}(l) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n y_{n+l} \quad (2.5)$$

As propriedades de correlação de seqüências pseudo-aleatórias serão consideradas com mais detalhes mais adiante.

Portanto, o problema de se encontrarem conjuntos de sinais para serem usados nos sistemas descritos anteriormente, consiste em encontrar conjuntos de seqüências periódicas com as seguintes propriedades:

- a) Para cada seqüência $\mathbf{x} = \{x_n\}$ no conjunto, a magnitude da função autocorrelação $|\theta_{x,x}(l)|$ é pequena para $1 \leq l \leq N-1$ e máxima para $l = 0$.
- b) Para cada par de seqüências $\mathbf{x} = \{x_n\}$ e $\mathbf{y} = \{y_n\}$ a magnitude da função correlação cruzada $|\theta_{x,y}(l)|$ é pequena para todo l .

2.2. GERADORES DE SEQÜÊNCIAS

Os geradores de seqüência podem ser divididos em duas classes principais [4]:

- 1- Geradores de armazenamento de período de seqüência completa
- 2- Geradores de armazenamento de período de seqüência parcial

Os geradores de armazenamento de período de seqüência completa são de dois tipos:

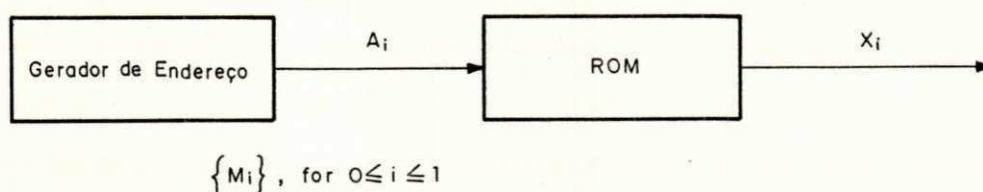


Fig. 2.1 - Gerador baseado em ROM de armazenamento de período de seqüência completa.

1.a- Geradores baseados em ROM (*Read Only Memory*), como mostrado na Figura 2.1. Eles são constituídos por N unidades de armazenamento $\{M_i\}$, para $0 \leq i \leq N-1$, onde a saída será o conteúdo da unidade de armazenamento M_i se a entrada for o endereço de M_i . Se o gerador for projetado para gerar a seqüência x periodicamente, então o gerador de endereços pode ser um contador módulo N .

1.b- O gerador baseado em um registrador de deslocamento cíclico, mostrado na Figura 2.2, também é formado por N unidades de armazenamento $\{M_i\}$ para $1 \leq i \leq N$ e uma conexão de realimentação da saída da unidade M_N para a entrada da unidade M_1 . Quando todas as unidades são ativadas pelo relógio, o conteúdo do estágio M_i será transferido para o estágio M_{i+1} , para todo $1 \leq i \leq N-1$, enquanto que o conteúdo do estágio M_N será transferido para o estágio M_1 devido à conexão de realimentação. A saída instantânea do gerador é o conteúdo instantâneo do estágio M_N .

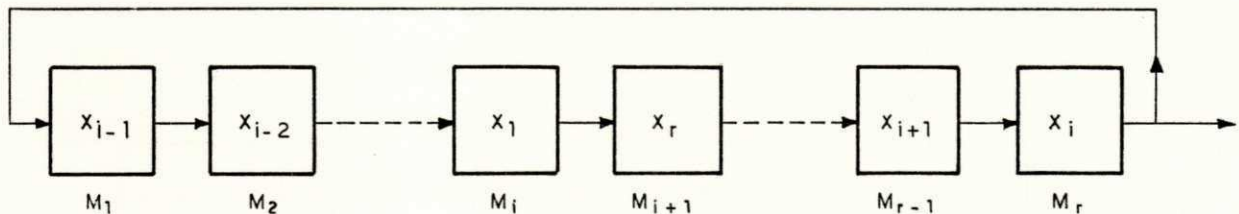


Fig. 2.2 - Gerador de armazenamento de período de seqüência completa com registrador de desvio cíclico.

Os geradores de armazenamento de período de seqüência parcial, mostrados na Figura 2.3, necessitam de um número de elementos de armazenamento menor do que N (o período da seqüência x gerada). Esta redução é conseguida aplicando-se uma função Booleana na saída de um circuito de L estágios. Se este circuito for autônomo, ou seja, ele

funciona como um contador módulo N, então o único propósito para a função Booleana é calcular diretamente o elemento de seqüência $\{x_i\}$ do i -ésimo estado deste circuito. Porém, se este circuito de L estágios não for autônomo, ou seja, ele representa um registrador de deslocamento de L estágios, então o circuito representando a lógica Booleana deve transformá-lo em autônomo, ou seja, o elemento de seqüência $\{x_i\}$ será calculado diretamente do i -ésimo estado do circuito.

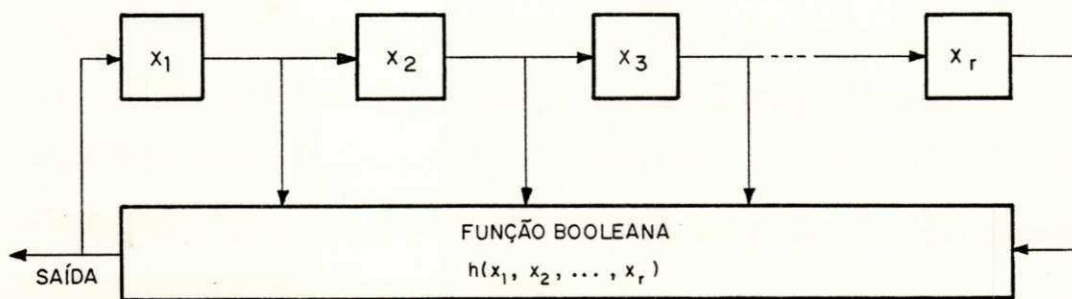


Fig. 23 - Gerador de armazenamento de período de seqüência parcial com Função Booleana.

2.3. PROPRIEDADES DE SEQÜÊNCIAS BINÁRIAS OBTIDAS A PARTIR DE REGISTRADORES DE DESLOCAMENTO

Seja $h(x) = h_0x^n + h_1x^{n-1} + \dots + h_{n-1}x + h_n$ um polinômio binário de grau n , onde $h_0 = h_n = 1$ e os outros h_i 's assumem valores 0 e 1. É conveniente representar este polinômio binário por um vetor binário $h = (h_0, h_1, \dots, h_n)$ e representar este vetor em notação octal. Como um exemplo, os polinômios $x^4 + x + 1$ e $x^5 + x^2 + 1$ são representados pelos vetores binários 10011 e 100101, respectivamente, onde a notação octal para os mesmos é 23 e 45,

respectivamente. Uma seqüência binária u sobre $GF(p^m)$ (campo de Galois de p^m elementos, onde p é um número primo e m é um inteiro) é dita ser gerada por $h(x)$ [5], se para todos os inteiros j ,

$$h_0 u_j \oplus h_1 u_{j-1} \oplus h_2 u_{j-2} \oplus \dots \oplus h_n u_{j-n} = 0 \quad (2.6)$$

onde \oplus representa adição módulo 2 (operação ou-exclusivo). Substituindo j por $j+n$ na equação (2.6), obtem-se a seguinte relação de recursão:

$$u_{j+n} = h_n u_j \oplus h_{n-1} u_{j+1} \oplus \dots \oplus h_1 u_{j+n-1} \quad (2.7)$$

Com isso, segue-se que a seqüência u pode ser gerada por um registrador de deslocamento com realimentação linear binária de n estágios que tem uma derivação de realimentação conectada à i -ésima célula, se $h_i = 1$, $0 < i \leq n$. Com $h_n = 1$, sempre haverá uma conexão para a n -ésima célula. Os coeficientes h_i , $0 < i \leq n$, do polinômio $h(x)$ são elementos de $GF(p^m)$ (onde $p=2$ para o caso binário). Maiores detalhes a respeito da teoria de campos finitos podem ser obtidos no Apêndice A. Como um exemplo, considere os registradores de deslocamento das Figuras 2.4.a e b, que correspondem aos polinômios $h(x) = x^5 + x^2 + 1$ (polinômio 45) e $h(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ (polinômio 75), respectivamente. As células são numeradas da direita para a esquerda.

Um registrador de deslocamento pode gerar várias seqüências diferentes, dentre as quais está a seqüência toda nula. Porém, somente as seqüências não-nulas são de interesse. As seqüências geradas por registradores de deslocamento possuem as seguintes propriedades [6]:

- i. Se u é uma seqüência gerada por $h(x)$, então para todos os inteiros i , $T^i u$ também é uma seqüência gerada por $h(x)$, ou seja, diferentes fases da mesma seqüência podem ser geradas pelo mesmo registrador de deslocamento;
- ii. Se u e v são seqüências geradas por $h(x)$, então a seqüência $u \oplus v$ também será gerada pelo mesmo polinômio, onde o i -ésimo elemento da seqüência $u \oplus v$ é $u_i \oplus v_i$;
- iii. O período da seqüência u é no máximo $2^n - 1$, onde n é o número de células do registrador de deslocamento ou, da mesma forma, o grau de $h(x)$;
- iv. Se a seqüência gerada pelo registrador de deslocamento possui um período $2^n - 1$, então o polinômio $h(x)$ é primitivo;
- v. Todo polinômio primitivo é irredutível, porém a recíproca não é verdadeira.

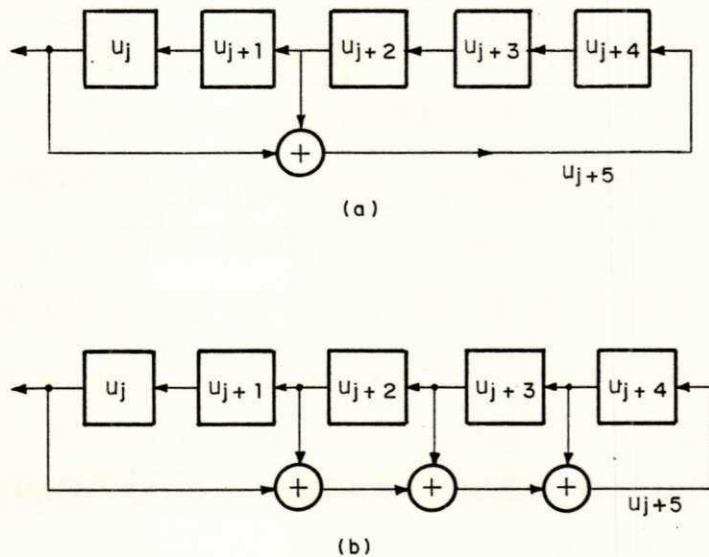


Fig. 2.4 - Registrador de deslocamento com realimentação linear de comprimento máximo. (a) Registrador obtido do polinômio $x^5 + x^2 + 1$ (45_{θ}). (b) Registrador obtido do polinômio $x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ (75_{θ}).

Como um exemplo, considere a seqüência gerada pelo registrador de deslocamento da Figura 2.5.a. Como se vê, esta seqüência não possui um período máximo ($2^4-1 = 15$) pois o polinômio gerador $1 + x + x^2 + x^3 + x^4$ é irreduzível sobre $GF(2)$, porém não é primitivo. A Figura 2.5.b apresenta as quatro possíveis seqüências geradas por este registrador de deslocamento. Note que as seqüências (exceto a seqüência nula) possuem período igual a 5.

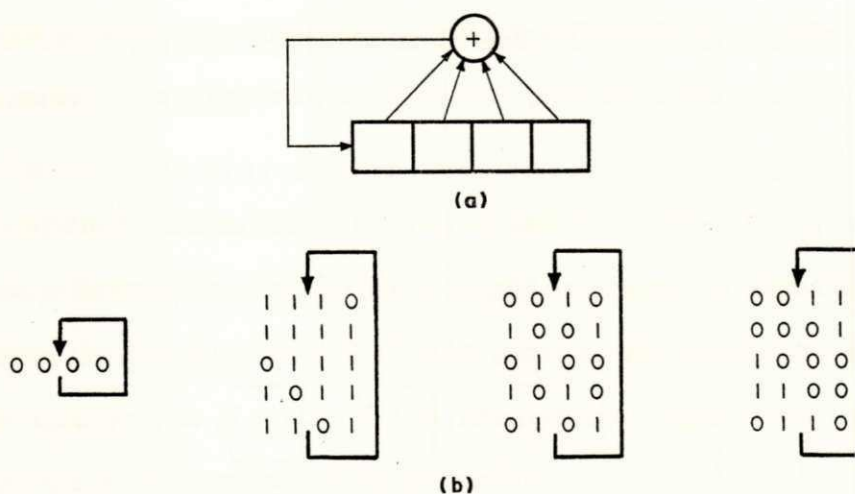


Fig. 2.5 - (a) Registrador de deslocamento obtido a partir do polinômio $1 + x + x^2 + x^3 + x^4$. (b) As quatro possíveis seqüências geradas por este registrador.

2.4. TEORIA DAS SEQÜÊNCIAS DE COMPRIMENTO MÁXIMO BINÁRIAS

O estudo matemático das seqüências de comprimento máximo possui mais de trinta anos, tendo sido desenvolvido e aplicado durante todo este tempo por Gilbert, Golomb, Welch, Zierler, entre outros. Excelentes referências sobre esta teoria podem ser obtidas em Golomb [7], Zierler [8], MacWilliams e Sloane [3], Sarwate e Pursley [1] e McEliece [6]. A maior parte das primeiras pesquisas estavam relacionadas com as propriedades de

autocorrelação e com a aparência ruidosa das seqüências máximas. Porém, alguma atenção foi dada ao problema de seleção de conjuntos de seqüências máximas com boas propriedades de correlação cruzada, até que alguns resultados teóricos e experimentais foram alcançados no final da década de 60.

As seqüências máximas possuem importantes aplicações em telecomunicações e ciências da computação. Elas são seqüências binárias de fácil geração, que se comportam em muitos aspectos como se elas fossem completamente aleatórias. Além do mais, elas satisfazem uma periodicidade linear cujo polinômio característico, ou seja, o polinômio gerador é primitivo. Como foi visto, um polinômio primitivo é um polinômio irredutível de grau n .

Uma seqüência máxima binária $u = \{u_i\}$ de período $N = 2^n - 1$ é simplesmente uma seqüência cujo polinômio característico $h(x)$ é de grau n e é primitivo sobre $GF(2)$ (ou seja, seus coeficientes são elementos de $GF(2)$). Porém o inverso não é verdadeiro, ou seja, nem toda seqüência de período $N = 2^n - 1$ tem um polinômio característico primitivo e, conseqüentemente, pode não ter comprimento máximo.

Como um exemplo, considere os quatro polinômios primitivos $x^2 + x + 1$, $x^3 + x + 1$, $x^4 + x + 1$ e $x^5 + x^2 + 1$ e inicialize as seqüências com 000...01. As seqüências máximas obtidas a partir destes polinômios são dadas pela Tabela 2.1:

n	$f(x)$	$\{u_i\}$
2	$x^2 + x + 1$	011
3	$x^3 + x + 1$	0010111
4	$x^4 + x + 1$	000100110101111
5	$x^5 + x^2 + 1$	0000100101100111110001101110101

Tabela 2.1: Seqüências máximas obtidas a partir dos polinômios primitivos $x^2 + x + 1$, $x^3 + x + 1$, $x^4 + x + 1$ e $x^5 + x^2 + 1$.

Cada uma destas seqüências pode ser produzida por um simples registrador de deslocamento com realimentação linear [9].

2.4.1. PROPRIEDADES DAS SEQÜÊNCIAS DE COMPRIMENTO MÁXIMO

A importância das seqüências máximas é devido, em grande parte, às suas famosas propriedades de pseudo-aleatoriedade, ou seja, propriedades que fazem com que as seqüências máximas se comportem como se seus elementos fossem escolhidos aleatoriamente.

As seqüências de comprimento máximo possuem inúmeras propriedades. Porém, somente as mais importantes serão citadas. Seja $u = \{u_i\}$ uma seqüência máxima cujo polinômio primitivo binário característico é de grau n . Então u possui as seguintes propriedades [4]:

- **Propriedade 1:** O período de u é $N = 2^n - 1$;
- **Propriedade 2:** Há exatamente N seqüências não-nulas geradas por $h(x)$, onde cada uma delas é exatamente uma fase diferente de u , ou seja, $u, Tu, T^2u, \dots, T^{N-1}u$.
- **Propriedade 3:** Dados dois inteiros distintos i e j , $0 \leq i, j < N$, há um único inteiro k , diferente de i e j , tal que $0 \leq k < N$ e

$$T^i u \oplus T^j u = T^k u.$$

Esta propriedade é fundamental para que uma seqüência de período N seja uma seqüência máxima, sendo conhecida como propriedade de deslocamento-e-soma.

- **Propriedade 4:** $wt(u) = 2^{n-1} = (N+1)/2$, onde $wt(u)$ é o peso Hamming de u , ou seja, o número de 1's na seqüência u . Esta propriedade é conhecida como **propriedade do equilíbrio**.
- **Propriedade 5:** Definindo um segmento r como sendo uma série de r símbolos idênticos consecutivos (1's ou 0's), então uma seqüência máxima binária u possui uma distribuição muito regular e previsível dos mesmos, que obedece o seguinte histograma da Tabela 2.2:

Comprimento	Nº. de segmentos de 0's	Nº. de segmentos de 1's
1	2^{m-3}	2^{m-3}
2	2^{m-4}	2^{m-4}
:	:	:
r	2^{m-r-2}	2^{m-r-2}
:	:	:
$m-2$	1	1
$m-1$	1	0
m	0	1
Total	2^{m-2}	2^{m-2}

Tabela 2.2: Distribuição segmental para qualquer seqüência máxima de comprimento $2^m - 1$.

Logo, metade dos segmentos tem comprimento um, um-quarto tem comprimento dois, um-oitavo tem comprimento três e assim por diante. Esta propriedade é conhecida como **propriedade segmental**.

Como exemplo, considere a seqüência máxima de comprimento 31 vista na Tabela 2.1, para $n = 5$. Um histograma dos segmentos é dado pela Tabela 2.3:

Comprimento	Nº. de segmento de 0's	Nº. de segmentos de 1's
1	4	4
2	2	2
3	1	1
4	1	0
5	0	1
Total	8	8

Tabela 2.3: Distribuição segmental para a seqüência máxima de comprimento $2^5 - 1 = 31$ da Tabela 2.1.

Portanto, há 16 segmentos; metade de comprimento 1, um-quarto de comprimento 2, um-oitavo de comprimento 3, etc, havendo um balanceamento aproximado (propriedade 4) de 0's e 1's, ou seja 2^{n-1} 1's e $2^{n-1}-1$ 0's.

- **Propriedade 6:** Para qualquer seqüência binária, a função de autocorrelação satisfaz a seguinte relação:

$$\theta_n(l) = \begin{cases} N, & \text{se } l \equiv 0 \pmod{N} \\ -1, & \text{se } l \not\equiv 0 \pmod{N} \end{cases}$$

Portanto, seqüências máximas binárias possuem função de autocorrelação que assumem dois valores apenas.

- **Propriedade 7:** Dentre todas as N seqüências geradas por $h(x)$, há exatamente uma, representada por \tilde{u} , que é chamada de seqüência máxima característica ou fase característica da seqüência máxima u tal que, $\tilde{u}_i = \tilde{u}_{2i}$ para todo i .
- **Propriedade 8:** Seja q um inteiro positivo e considere a seqüência obtida ao se tomar todo q -ésimo bit de u , ou seja, $v_i = u_{qi}$ para todo inteiro i . A seqüência v é dita ser uma decimação de u por q e será representada por $u[q]$. Considere agora $\text{mdc}(a,b)$ o maior divisor comum entre os inteiros a e b . Então $u[q]$ tem período $N/\text{mdc}(N,q)$ e é gerado pelo polinômio $\hat{h}(x)$ cujas raízes são as q -ésimas potências das raízes de $h(x)$. Se $\text{mdc}(N,q) = 1$, então $v = u[q]$ é uma seqüência máxima de período N . Esta decimação é chamada decimação própria.

Como um exemplo, seja $n = 6$, $N = 2^n - 1 = 63$ e o polinômio primitivo 103 que gera a seqüência u . Realizando-se a decimação da seqüência u por 3 e por 5, obtém-se, respectivamente, as seqüências $u[3]$ e $u[5]$ que são geradas pelos polinômios 127 e 147, respectivamente. A seqüência $u[3]$ possui período $63/\text{mdc}(63,3) = 21$ e, portanto, não é uma seqüência máxima. A seqüência $u[5]$ possui período $63/\text{mdc}(63,5) = 63$ e é uma seqüência máxima. Logo, o polinômio 127 não é primitivo, enquanto que o polinômio 147 é primitivo.

Se em vez de decimar u , decima-se $T^j u$, o resultado será alguma fase $T^j v$ de v , ou seja, decimando-se qualquer seqüência máxima gerada por $h(x)$, o resultado será uma seqüência máxima gerada por $\hat{h}(x)$. Em particular, a decimação de \tilde{u} , a fase característica de u , produz \tilde{v} , a fase característica de v .

- **Propriedade 9:** Suponha que $\text{mdc}(N,q) = 1$. Se $v = u[q]$ (decimação própria), então para todo $j \geq 0$,

$$\begin{aligned} \tilde{u}[2^j q] &= \tilde{u}[2^j q \bmod N] = \tilde{v} \\ \text{e} \quad u[2^j q] &= u[2^j q \bmod N] = T^i u \end{aligned}$$

para algum i que depende de j . Logo, a decimação de uma seqüência máxima u por uma potência de 2 irá gerar um deslocamento cíclico $T^i u$ da seqüência original u , enquanto que a decimação da fase característica \tilde{u} de uma seqüência máxima u por uma potência de 2, produzirá a mesma fase característica.

2.4.2. PROPRIEDADES DE CORRELAÇÃO CRUZADA DE SEQÜÊNCIAS MÁXIMAS

Conjuntos de seqüências periódicas com boas propriedades de correlação são necessárias para muitas aplicações de engenharia, principalmente em sistemas de comunicação utilizando Acesso Múltiplo por Divisão em Código (CDMA). Muito esforço tem sido gasto na obtenção de técnicas de projeto de tais seqüências.

Sejam u e v seqüências máximas de período $N = 2^n - 1$ e seja $v = u[q]$. A função correlação cruzada periódica $\theta(u, v)(\cdot)$ para as seqüências u e v é definida por [10]:

$$\theta(u, v)(l) = \sum_{i=0}^{N-1} u_i [v_{i+l}]^* \quad , \quad \text{para todo inteiro } l. \quad (2.8)$$

onde a^* representa o conjugado complexo de a . Tem-se que $\theta_{u,v}(l) = \theta_{u,v}(l+N)$ e $|\theta_{u,v}(l)| \leq N$ para todo l . Além disso, $\theta_{u,v}(l)$ é sempre um inteiro ímpar.

Na maioria das aplicações práticas, uma seqüência binária é transmitida como uma seqüência de pulsos positivos e negativos de amplitude unitária. Esta seqüência é obtida substituindo-se cada 1 por -1 e cada 0 por +1 na seqüência original. Logo, para se distinguir entre a seqüência binária $\{0, 1\}$ e a seqüência (também binária) $\{+1, -1\}$, é

introduzida a função $X(\cdot)$ definida por $X(0) = +1$, $X(1) = -1$ ou, da mesma forma, $X(b) = (-1)^b$ para $b \in \{0,1\}$. A seqüência $X(\mathbf{u})$ representa a seqüência \mathbf{u} (composta pelos valores 0 e 1) através dos correspondentes valores +1 e -1, também de período N , onde o i -ésimo elemento de $X(\mathbf{u})$ é $X(u_i)$. Nota-se que $T^i(X(\mathbf{u})) = X(T^i\mathbf{u})$ e

$$\begin{aligned}\Sigma X(\mathbf{u}) &= X(u_0) + X(u_1) + \dots + X(u_{N-1}) \\ &= N - 2wt(\mathbf{u})\end{aligned}\tag{2.9}$$

onde $wt(\mathbf{u})$ já foi definido e representa o peso Hamming de \mathbf{u} , ou seja, o número de 1's presente naquela seqüência.

Como as seqüências binárias \mathbf{u} e \mathbf{v} são convencionalmente implementadas como as seqüências $X(\mathbf{u})$ e $X(\mathbf{v})$, respectivamente, a função correlação cruzada periódica $\theta_{X(\mathbf{u}),X(\mathbf{v})}(\cdot)$ (que normalmente aparece na análise de sistemas), é definida por:

$$\begin{aligned}\theta_{u,v}(u,v) &= \sum_{i=0}^{N-1} X(u_i)X(v_{i+l}) \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^{u_i} (-1)^{v_{i+l}} = \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^{u_i \oplus v_{i+l}} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} X(u_i \oplus v_{i+l})\end{aligned}$$

Aplicando-se a equação (2.9), tem-se:

$$\theta_{u,v}(l) = N - 2wt(\mathbf{u} + T^l\mathbf{v})\tag{2.10}$$

$\theta_{u,v}(l)$ é sempre um inteiro ímpar ou par, se N é ímpar ou par, respectivamente. A partir das equações (2.8) e (2.9) e da propriedade 4, tem-se que:

$$\sum_{l=0}^{N-1} \theta_{u,v}(l) = +1 \quad (2.11)$$

Conseqüentemente, para N grande, o valor médio de $\theta_{u,v}(\cdot)$ é aproximadamente zero. Da mesma forma, a partir da propriedade 6 e da identidade de correlação

$$\sum_{l=0}^{N-1} \theta_{x,y}(l) [\theta_{x,y}(l+n)]^* = \sum_{l=0}^{N-1} \theta_x(l) [\theta_y(l+n)]^* \quad (2.12)$$

tem-se que:

$$\sum_{l=0}^{N-1} [\theta_{u,v}(l)]^2 = N^2 + N - 1 = 2^{2n} - 2^n - 1 \quad (2.13)$$

As equações (2.12) e (2.13) são independentes da decimação q; realmente estas equações são válidas mesmo se $\mathbf{v} = T^i \mathbf{u}$ para algum i. A partir da equação (2.13), tem-se que $|\theta_{u,v}(l)|$ excede $2^{n/2} - 1$ por, no mínimo, um valor de 1.

Será considerada agora a função correlação cruzada entre \tilde{u} e \tilde{v} , que representam as fases características de \mathbf{u} e \mathbf{v} , onde $\mathbf{u} = T^i \tilde{u}$ e $\mathbf{v} = T^j \tilde{v}$ para algum i e j. Então, a partir daí, tem-se que:

$$\theta(\mathbf{u}, \mathbf{v})(l) = \theta(T^i \tilde{u}, T^j \tilde{v})(l) = \theta(\tilde{u}, \tilde{v})(l-i+j) \quad (2.14)$$

Portanto, basta estudar $\theta(\tilde{u}, \tilde{v})(\cdot)$ porque, se necessário, $\theta(\mathbf{u}, \mathbf{v})(\cdot)$ pode ser obtido de $\theta(\tilde{u}, \tilde{v})(\cdot)$. Isto se faz porque $\theta(\tilde{u}, \tilde{v})(\cdot)$ satisfaz a seguinte relação:

$$\theta(\tilde{u}, \tilde{v})(l) = \theta(\tilde{u}, \tilde{v})(2l) \quad (2.15)$$

Ou, de forma generalizada,

$$\begin{aligned}\theta(\tilde{u}, \tilde{v})(l) &= \theta(\tilde{u}, \tilde{v})(2^j l) \\ &= \theta(\tilde{u}, \tilde{v})(2^j \bmod N), \text{ para todo } j \leq 0\end{aligned}\quad (2.16)$$

Freqüentemente não é preciso conhecer os valores de $\theta_{u,v}(l)$ para todo l . Por exemplo, pode ser suficiente ter alguns limites em $|\theta_{u,v}(l)|$ ou conhecer um conjunto de valores assumidos por $\theta_{u,v}(l)$, junto com o número de inteiros l ($0 \leq l \leq N$) para os quais $\theta_{u,v}(l) = c$, para cada c neste conjunto. Este conjunto é chamado **espectro** da função correlação cruzada $\theta_{u,v}$. Em alguns casos, o espectro da correlação cruzada é mais fácil de ser calculado do que a função correlação cruzada. Este possui as seguintes propriedades:

- a) O espectro da correlação cruzada para o par de seqüências (\mathbf{u}, \mathbf{v}) é o mesmo do par $(T^i \mathbf{u}, T^j \mathbf{v})$;
- b) O espectro da correlação cruzada para o par de seqüências máximas (\mathbf{u}, \mathbf{v}) é o mesmo de suas fases características (\tilde{u}, \tilde{v}) ;
- c) O espectro da correlação cruzada para duas seqüências máximas que estão relacionadas através de uma decimação q é a mesma de qualquer outro par de seqüências máximas relacionadas através da mesma decimação q .

Os dois teoremas seguintes exibem uma decimação específica para a qual duas seqüências máximas \mathbf{u} e \mathbf{v} , geradas por diferentes polinômios primitivos, produzem um espectro de correlação cruzada $\theta_{u,v}(\cdot)$ com no mínimo três valores.

- ♦ **Teorema 1:** Sejam u e v seqüências máximas de período $2^n - 1$. Se $v = u[q]$, onde $q = 2^k - 1$ ou $q = 2^{2k} - 2^k + 1$ e se $e = \text{mdc}(n, k)$ é tal que n/e é ímpar, então o espectro $\theta_{u,v}$ possui três valores e

$-1 + 2^{(n+e)/2}$	ocorre	$2^{n-e-1} + 2^{(n-e-2)/2}$	vezes
-1	ocorre	$2^n - 2^{n-e} - 1$	vezes
$-1 - 2^{(n+e)/2}$	ocorre	$2^{n-e-1} - 2^{(n-e-2)/2}$	vezes

O mesmo espectro é obtido se em vez de $v = u[q]$, se faz $u = v[q]$. Se e é grande, $\theta_{u,v}(l)$ assume valores grandes, porém poucas vezes; enquanto que se e é pequeno, $\theta_{u,v}(l)$ assume valores menores mais frequentemente. Geralmente, pequenos valores de e são desejáveis.

Uma função correlação cruzada assumindo estes valores é chamada **função correlação cruzada preferida com três valores** e o correspondente par de seqüências máximas (polinômios) é chamado **par preferido de seqüências (polinômios) máximas (os)**.

- ♦ **Teorema 2:** Sejam u e v seqüências máximas de período $2^n - 1$, onde n é um múltiplo de 4. Se $v = u[-1 + 2^{(n+2)/2}] = u[t(n) - 2]$, onde $t(n) = 1 + 2^{\lfloor (n+2)/2 \rfloor}$ e $\lfloor \alpha \rfloor$ representa a parte inteira do número real α , então $\theta_{u,v}$ tem um espectro de quatro valores e

$-1 + 2^{(n+2)/2}$	ocorre	$(2^{n-1} - 2^{(n-2)/2})/3$	vezes
$-1 + 2^{n/2}$	ocorre	$2^{n/2}$	vezes
-1	ocorre	$2^{n-1} - 2^{(n-2)/2} - 1$	vezes
$-1 - 2^{n/2}$	ocorre	$(2^n - 2^{n/2})/3$	vezes

Se θ_c representa a magnitude da correlação cruzada máxima para um certo par de seqüências máximas u e v de período $2^n - 1$, $n \geq 3$, então tem-se que:

- i. Quando n é ímpar, ou quando $n \equiv 2 \pmod{4}$, $\theta_c = t(n)$ para pares preferidos de seqüências máximas;
- ii. Quando n é par, $\theta_c = t(n) - 2$ para pares recíprocos de seqüências máximas;
- iii. Quando n é um múltiplo de 4, $\theta_c = t(n) - 2$ para os pares de seqüências máximas especificados.

2.4.3. CONJUNTOS DE SEQÜÊNCIAS BINÁRIAS COM PEQUENA CORRELAÇÃO CRUZADA

Na maioria das aplicações, tais como em sistemas de comunicação de acesso múltiplo por divisão em código, são necessários grandes conjuntos de seqüências com boas propriedades de correlação periódica. Todas as seqüências discutidas aqui são derivadas das seqüências máximas, podendo ser geradas por registradores de deslocamento com realimentação linear de comprimento pequeno comparado com o período [1].

2.4.3.1. CONJUNTOS CONECTADOS MÁXIMOS DE SEQÜÊNCIAS MÁXIMAS

Como foi visto anteriormente, um par preferido de seqüências máximas é aquele em que as seqüências possuem período $N = 2^n - 1$ e função correlação cruzada preferida de três valores $\{-1, -t(n), t(n) - 2\}$, onde $t(n) = 1 + 2^{\lfloor (n+2)/2 \rfloor}$.

O par de polinômios primitivos que gera um par preferido de seqüências máximas é chamado um **par preferido de polinômios**.

Um conjunto conectado de seqüências máximas é aquele em que cada par no conjunto é um par preferido de seqüências máximas. O maior conjunto conectado possível

é chamado conjunto conectado máximo. Este tipo de conjunto é geralmente utilizado naquelas situações em que há a necessidade de poucas seqüências com excelentes propriedades de correlação cruzada e autocorrelação. Porém, na maioria das aplicações (tais como em sistemas de comunicação de acesso múltiplo utilizando espalhamento espectral), existe a necessidade de conjuntos muito maiores de seqüências. Infelizmente, grandes conjuntos de seqüências máximas possuem propriedades de correlação cruzada muito pobres.

2.4.3.2. SEQÜÊNCIAS DE GOLD

Um conjunto de seqüências de Gold [11] de período $N = 2^n - 1$ consiste de $N+2$ seqüências para as quais a magnitude de pico da correlação cruzada e da autocorrelação fora de fase, θ_c e θ_a são iguais a $t(n)$.

A construção de um conjunto de seqüências de Gold é feita da seguinte forma: suponha que um polinômio $f(x)$ é fatorado em $h(x)\hat{h}(x)$, onde $h(x)$ e $\hat{h}(x)$ não têm fatores em comum. Então o conjunto de todas as seqüências geradas por $f(x)$ é formado por seqüências da forma $a \oplus b$, onde a é uma seqüência gerada por $h(x)$ e b é uma seqüência gerada por $\hat{h}(x)$. Agora suponha que $h(x)$ e $\hat{h}(x)$ são dois diferentes polinômios binários primitivos de grau n que geram as seqüências máximas u e v , respectivamente, de período $N = 2^n - 1$. Se y representa uma seqüência não nula gerada por $f(x) = h(x)\hat{h}(x)$, então tem-se que:

$$y = T^i u \quad (2.17)$$

ou $y = T^j v \quad (2.18)$

ou $y = T^i u \oplus T^j v \quad (2.19)$

onde $0 \leq i, j \leq N-1$ e $T^i u \oplus T^j v$ representa a seqüência cujo k -ésimo elemento é $u_{i+k} \oplus v_{j+k}$. Logo, tem-se que y é alguma fase de alguma seqüência no conjunto:

$$G(u, v) = \{u, v, u \oplus v, u \oplus T v, u \oplus T^2 v, \dots, u \oplus T^{N-1} v\} \quad (2.20)$$

onde $G(u, v)$ contém $N+2 = 2^n+1$ seqüências de período N e a função correlação cruzada entre duas seqüências $y, z \in G(u, v)$ é dada por $\theta_{y,z}(l) = N - 2wt(y \oplus T^l z)$.

O parâmetro $\theta_{\max} = \max\{\theta_a, \theta_c\}$ para um conjunto de seqüências de Gold de N ou mais seqüências binárias de período N é dado por:

$$\theta_{\max} > -1 + 2^{(n+1)/2}$$

Quando n é ímpar, então $\theta_{\max} = t(n)$, formando um conjunto ótimo.

2.4.3.3. SEQÜÊNCIAS SEMELHANTES ÀS DE GOLD (GOLD-LIKE) E DUAL-BCH

Estas classes de seqüências (**Gold-like**) [1] possuem parâmetros muito similares àqueles das seqüências de Gold. Seja n par e q um inteiro tal que $\text{mdc}(q, 2^n-1) = 3$. Seja u uma seqüência máxima de período $N = 2^n - 1$ gerada por $h(x)$ e $v^{(k)}$, $k=0,1,2$ o resultado da decimação de $T^k u$ por q . A partir da propriedade 8 das seqüências máximas, tem-se que $v^{(k)}$ são seqüências de período $N'=N/3$ que são geradas pelo polinômio $\hat{h}(x)$ cujas raízes são as q -ésimas potências de $h(x)$. Portanto, se y representa uma seqüência não nula gerada por $f(x) = h(x)\hat{h}(x)$, então:

$$y = T^i \mathbf{u} \quad (2.21)$$

$$\text{ou} \quad y = T^j \mathbf{v}^{(k)} \quad (2.22)$$

$$\text{ou} \quad y = T^i \mathbf{u} + T^j \mathbf{v}^{(k)} \quad (2.23)$$

também são geradas por $f(x)$, onde $0 \leq i \leq N-1$, $0 \leq j \leq N-1$ e $0 \leq k \leq 2$. Como cada seqüência da forma (2.22) tem período $N/3$, então qualquer seqüência gerada por $f(x)$ é alguma fase de alguma seqüência no conjunto $H_q(\mathbf{u})$, definido por:

$$H_q(\mathbf{u}) = \{ \mathbf{u}, \mathbf{u} \oplus \mathbf{v}^{(0)}, \mathbf{u} \oplus T\mathbf{v}^{(0)}, \dots, \mathbf{u} \oplus T^{N-1}\mathbf{v}^{(0)}, \mathbf{u} \oplus \mathbf{v}^{(1)}, \mathbf{u} \oplus T\mathbf{v}^{(1)}, \dots, \mathbf{u} \oplus T^{N-1}\mathbf{v}^{(1)}, \\ \mathbf{u} \oplus \mathbf{v}^{(2)}, \mathbf{u} \oplus T\mathbf{v}^{(2)}, \dots, \mathbf{u} \oplus T^{N-1}\mathbf{v}^{(2)} \} \quad (2.24)$$

onde $H_q(\mathbf{u})$ contém $N+1 = 2^n$ seqüências de período N .

Fazendo $q = t(n)$, então para $H_{t(n)}(\mathbf{u})$, $\theta_{\max} = t(n)$ e as funções correlação para todas as seqüências pertencentes a este conjunto, assumem valores no conjunto $\{-1, -t(n), t(n)-2, -s(n), s(n)-2\}$, onde $s(n)$ é definido (para n par) por:

$$s(n) = 1 + 2^{n/2} = (t(n) + 1)/2 \quad (2.25)$$

As seqüências Dual-BCH são geradas pelo polinômio $f(x) = h(x)\hat{h}(x)$, onde $u[3]$ é gerado pelo polinômio $\hat{h}(x)$. Quando n é ímpar, o conjunto $G(\mathbf{u}, u[3])$ é um conjunto de seqüências de Gold, desde que a decimação por 3 é uma decimação preferida. Quando n é par, $\text{mdc}(3, 2^n - 1) = 3$, então se obtém o conjunto $H_3(\mathbf{u})$, onde $\theta_{\max} = t(n)$ e as funções correlação assumem valores no conjunto $\{-1, -t(n), t(n)-2, -s(n), s(n)-2\}$. A razão para o nome Dual-BCH é que o conjunto $\{y; y \text{ é uma seqüência gerada por } f(x)\}$ é o código dual de um código BCH com dupla correção de erro.

2.4.3.4. SEQÜÊNCIAS KASAMI

Seja n par e u uma seqüência máxima de período $N = 2^n - 1$ gerada por $h(x)$. Considere a seqüência $w = u[s(n)] = u[2^{n/2} + 1]$. Da propriedade 8 de seqüências máximas, tem-se que w possui período $2^{n/2} - 1$ que é gerada pelo polinômio $h'(x)$ cujas raízes são as $s(n)$ -ésimas raízes de $h(x)$. Além disso, pode-se mostrar que $h'(x)$ é um polinômio de grau $n/2$ e w é uma seqüência máxima de período $2^{n/2} - 1$. Considere agora as seqüências geradas pelo polinômio $h(x)h'(x)$ de grau $3n/2$, que são da forma $T^i u$, $T^j w$ ou $T^i u \oplus T^j w$, onde $0 \leq i \leq 2^n - 1$, $0 \leq j \leq 2^{n/2} - 1$. Portanto, qualquer seqüência u de período $2^n - 1$ gerada por $h(x)h'(x)$ é alguma fase de alguma seqüência no conjunto $K_s(u)$, definida por:

$$K_s(u) = \{u, u \oplus w, u \oplus Tw, \dots, u \oplus T^{2^{n/2}-2}w\} \quad (2.26)$$

Este conjunto é chamado **conjunto pequeno de seqüências Kasami** [12] e suas funções correlação assumem valores no conjunto $\{-1, -s(n), s(n)-2\}$. Consequentemente,

$$\theta_{\max} = s(n) = 1 + 2^{n/2} \quad (2.27)$$

que é aproximadamente metade do valor de θ_{\max} conseguido pelos conjuntos de seqüências discutidas anteriormente. $K_s(u)$ contém somente $2^{n/2} = (N+1)^{1/2}$ seqüências.

Seja n par e $h(x)$ um polinômio binário primitivo de grau n que gera a seqüência máxima u . Seja $w = u[s(n)]$ uma seqüência máxima de período $2^{n/2} - 1$ gerada pelo polinômio primitivo de grau $n/2$ e $\hat{h}(x)$ o polinômio de grau n que gera $u[t(n)]$. Então, o conjunto de seqüências de período N gerado por $h(x)\hat{h}(x)h'(x)$, chamado de **conjunto grande de seqüências Kasami** e representado por $K_L(u)$ é dado por:

i) Se $n \equiv 2 \pmod{4}$, então:

$$K_L(u) = G(u, v) \cup \left[\bigcup_{i=0}^{2^{n/2}-2} \{T^i w \oplus G(u, v)\} \right] \quad (2.28)$$

ii) Se $n \equiv 0 \pmod{4}$, então:

$$K_L(u) = H_{t(n)}(u) \cup \left[\bigcup_{i=0}^{2^{n/2}-2} \{T^i w \oplus H_{t(n)}(u)\} \right] \cup \left\{ v^{(j)} \oplus T^k w, 0 \leq j \leq 2, 0 \leq k \leq \frac{(2^{n/2}-1)}{3} \right\} \quad (2.29)$$

onde $v^{(j)}$ é o resultado da decimação de $T^j u$ por $t(n)$.

Em cada caso, as funções correlação para $K_L(u)$ assumem valores no conjunto $\{-1, -t(n), t(n)-2, -s(n), s(n)-2\}$ e $\theta_{\max} = t(n)$. Se $n \equiv 2 \pmod{4}$, $K_L(u)$ contém $2^{n/2}(2^n+1)$ seqüências, enquanto que se $n \equiv 0 \pmod{4}$, $K_L(u)$ contém $2^{n/2}(2^n+1) - 1$ seqüências.

2.5. SEQÜÊNCIAS PARA SALTO EM FREQUÊNCIA (*FREQUENCY HOPPING*)

As seqüências para *frequency hopping* [13] capazes de gerar 2^m freqüências distintas podem ser obtidas a partir de uma correspondência direta com os elementos do campo finito $GF(2^m)$ quando elas ocorrem em uma seqüência máxima sobre $GF(2^m)$. Uma seqüência máxima sobre $GF(2^m)$, de comprimento $N = 2^m - 1$, pode ser gerada diretamente por um polinômio primitivo de grau n sobre $GF(2^m)$ ou por um polinômio primitivo de grau mn sobre $GF(2)$.

O esquema de geração das 2^m freqüências diferentes, tanto na parte transmissora quanto na parte receptora (não sendo considerada a sincronização), é mostrado nas Figuras 2.6.a e b. O gerador das seqüências de salto gera uma seqüência a partir das m -uplas binárias de período $2^m - 1$ (considerando que esta seqüência é gerada por um polinômio primitivo de grau m sobre $GF(2)$). Cada m -upla alimenta o sintetizador de freqüências, que produzirá um diferente tom de freqüência a cada nova m -upla que se apresentar em sua entrada. Portanto, o sintetizador de freqüências será capaz de gerar 2^m freqüências diferentes, correspondendo a 2^m janelas de salto diferentes para o sistema *frequency hopping*. A taxa com que essas janelas são geradas depende do relógio do sistema. Seja u_0, u_1, u_2, \dots uma seqüência máxima sobre $GF(p^m)$. Se o polinômio primitivo é da forma:

$$h(x) = x^n - h_{n-1}x^{n-1} - \dots - h_1x - h_0 \quad (2.30)$$

onde os h_i 's são elementos de $GF(p^m)$, então a seqüência máxima satisfaz a relação de recursão

$$u_r = \sum_{i=1}^n h_{r-i} u_{r-i}$$

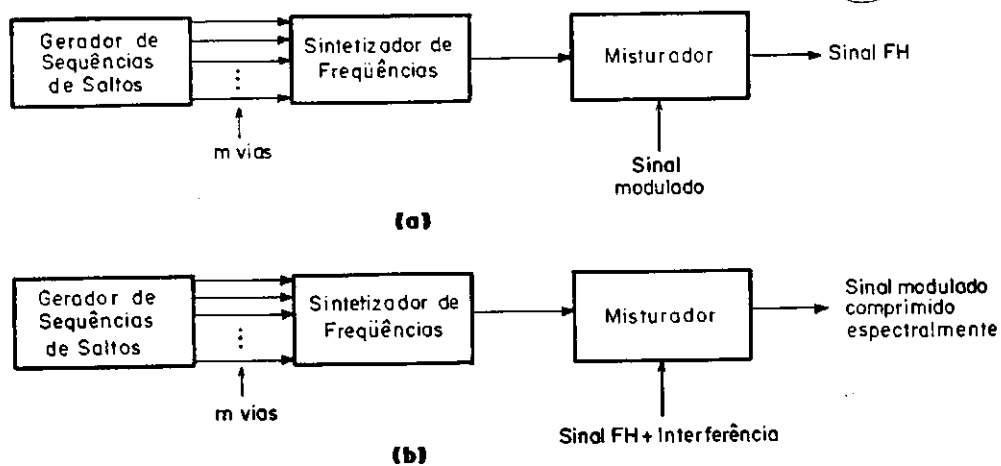


Fig. 2.6 - Gerador de Freqüências de Salto. (Janelas). (a) Transmissor. (b) Receptor.

A Tabela 2.4 [13] lista polinômios primitivos sobre $GF(2^m)$ para vários valores de m e n . Os primeiros são dados em uma representação octal dos coeficientes binários com a maior potência à esquerda. Os segundos são listados com os coeficientes da potência de α (elemento primitivo de $GF(2^m)$) mais um e zero indica que não há α .

m	n	Gerador GF(2)	Gerador GF(2 ^m)
2	2	23	112
	3	103	1132
	4	435	11222
	5	2011	113202
	6	10123	1000112
	7	42103	10013132
	8	210013	101011112
3	2	147	172
	3	1021	1262
	4	10123	12412
	5	100003	103312
	6	1000201	1362242
	7	10000005	15252262
4	2	435	1 3 2
	3	10123	1 11 14 2
	4	210013	1 1 0 1 2
5	2	2033	1 19 2
	3	100003	1 0 21 2
6	2	10123	1 31 2
	3	1000201	1 39 28 2

Tabela 2.4. Geradores de seqüências máximas para FH.

2.6- PROPOSIÇÃO DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO MÓVEL UTILIZANDO CDMA COM SALTO EM FREQUÊNCIA

As técnicas de comunicação utilizando espalhamento espectral foram utilizadas por muito tempo com a finalidade de se combaterem interferências causadas intencionalmente e causadas por percursos múltiplos, além da utilização em sistemas de rastreamento. Porém, nas últimas décadas elas começaram a ser propostas para a utilização em sistemas de comunicação como uma estratégia de acesso múltiplo (acesso múltiplo por divisão em código-CDMA), objetivando comportar a comunicação digital simultânea entre uma grande comunidade de usuários, relativamente não coordenados. Em termos de capacidade, enquanto a técnica CDMA é limitada somente à interferência, as outras técnicas de acesso múltiplo (tais como FDMA, *Frequency Division Multiple Access* e TDMA, *Time Division Multiple Access*), são limitadas primariamente à largura de faixa [14]. Logo, qualquer redução na interferência, pode ser convertida em um aumento na capacidade. Como os sinais de voz possuem um fator de atividade de aproximadamente 3/8 [15], a capacidade pode ser aumentada por um fator inversamente proporcional a este, através da supressão da transmissão durante os períodos de silêncio de cada interlocutor.

O sistema a ser abordado neste trabalho consiste de uma rede de comunicações móveis utilizando acesso múltiplo por divisão em código e espalhamento espectral com salto em frequência. Neste sistema, os usuários móveis irão se comunicar através de estações-base fixas que irão controlar e escoar todo o tráfego dentro das células. O tráfego entre células diferentes é escoado e controlado pela central de comutação do sistema móvel.

Cada usuário possuirá seu próprio padrão de salto em frequência (assinatura) para transmissão e recepção e a estação-base possui uma lista de todos os padrões, podendo atender a vários deles simultaneamente. Será considerado que a comunicação se processa

na presença de interferência causada por outros móveis, tanto os localizados na mesma célula, quanto os localizados em células vizinhas.

Com o intuito de fazer o projeto o mais próximo possível da realidade, os seus parâmetros foram obtidos a partir das regulamentações do FCC (Federal Communications Commission). Portanto, o sistema irá operar em uma frequência de 915 MHz, com uma largura de faixa disponível (largura de faixa espalhada) de 26 MHz e com um ganho de processamento de 512, ou seja, 27,1 dB. Os sinais de voz e dados serão codificados a uma taxa de transmissão $R_i = 32$ kbits/s e a partir daí serão modulados 8-FSK. Neste esquema de sinalização, pode ser enviado qualquer um dos 8 possíveis sinais: $s_1(t)$, $s_2(t)$, ..., $s_8(t)$ durante cada intervalo de sinalização de duração $T = kT_b$, onde T_b é igual a duração de cada bit de informação e k é o número de bits de informação necessários para gerar cada possível sinal (símbolo) $s_i(t)$ ($i = 1, \dots, 8$). Portanto, para este caso $k=3$ e $T_b = 1/(32 \text{ kbits/s}) = 31,25 \mu\text{s}$, sendo o intervalo de sinalização $T = 3 \times 31,25 \mu\text{s} = 93,75 \mu\text{s}$ e a taxa de símbolo $R_s = R_i/3 = 10,67$ ksímbolos/s.

Este esquema de modulação é não-coerente, não havendo, portanto, necessidade de se preservarem as informações referentes à fase do sinal modulado.

O esquema de espalhamento espectral por salto em frequência a ser analisado neste trabalho é considerado lento por realizar os saltos em uma taxa R_h de um símbolo para cada janela de frequência. Logo, $R_h = R_s = 10,67$ ksaltos/s.

O ganho de processamento desejado é de 512, havendo portanto 512 janelas de frequência. A largura de faixa de cada janela W é dada como a razão entre a largura de faixa espalhada B_{ss} e o ganho de processamento, ou seja,

$$GP = B_{ss}/W \Rightarrow W = B_{ss}/GP$$

Logo,

$$W = 26 \times 10^6 / 512 \text{ Hz} = 50,78 \text{ kHz.}$$

A Figura 2.7 mostra um diagrama da frequência versus tempo para o sinal *frequency hopping* em discussão, contendo uma distribuição hipotética das janelas de frequência e para a transmissão de seis possíveis símbolos.

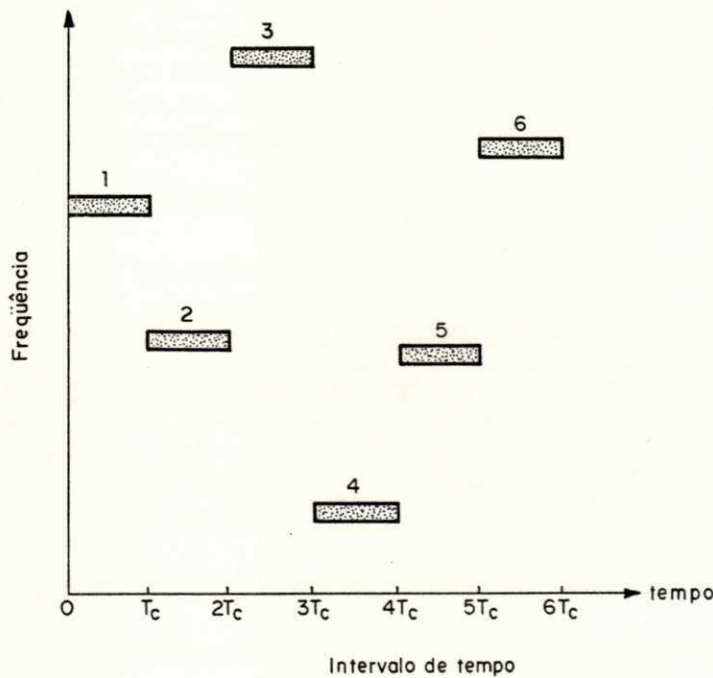


Fig.2.7 - Exemplo de um padrão FH.

Deseja-se obter um polinômio primitivo que gere uma seqüência de período 511 , que corresponde às 511 janelas de frequência que estarão disponíveis para salto em cada instante (a janela de número 512 corresponderá à situação de repouso, ou seja, a situação em que não haja nenhum sinal na entrada do sintetizador de frequências). Portanto, precisa-se de um polinômio primitivo de grau 9 ($2^9 - 1 = 511$), que pode ser obtido da Tabela 2.4, como:

$$1021_8 = 1000010001_2 = x^9 + x^4 + 1$$

Este polinômio obedece à seguinte relação de recursão:

$$x_t = x_{t-5} + x_{t-9}$$

O registrador de deslocamento com realimentação linear que é construído a partir deste polinômio é mostrado na Figura 2.8. O estado inicial deste registrador pode ser 000000001.

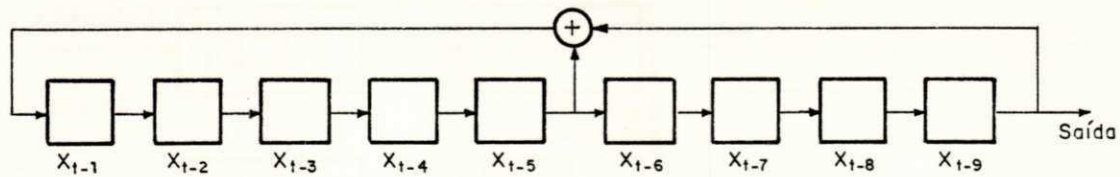


Fig. 2.8 - Registrador de Deslocamento com Realimentação linear.

O diagrama de blocos generalizado do sistema proposto é mostrado nas Figuras 2.9.a e b para as partes transmissora e receptora, respectivamente. Esta seqüência é dita ser **sem memória** porque ela é gerada por uma seqüência de variáveis aleatórias mutuamente independentes.

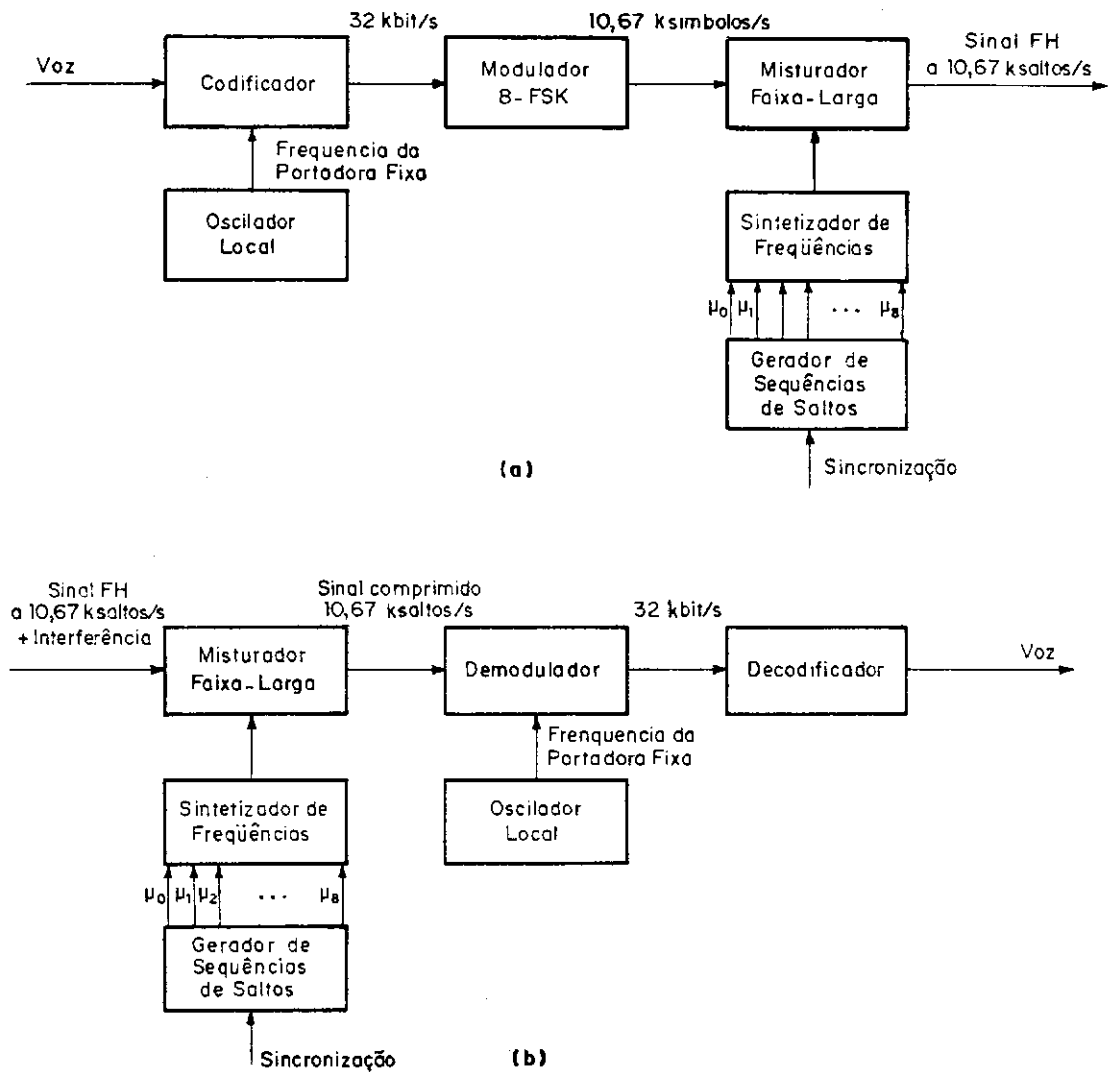


Fig. 2.9 - Diagrama de Bloco genérico do sistema FHSS. (a) Transmissor. (b) Receptor.

2.7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SARWATE, D. V. e PURSLEY, M. B., *Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences*, Proceedings of the IEEE, Vol. PROC-68, nº. 5, maio 1980.
- [2] SIMON, M. K., OMURA, J. K., SCHOLTZ, R. A. e LEVITT, B. K., *Spread Spectrum Communications*, Computer Science Press, 1985.
- [3] MACWILLIAMS, F. J. e SLOANE, N. J. A., *Pseudo-Random Sequences and Arrays*, Proceedings of the IEEE, Vol. PROC-64, nº. 12, dezembro 1976.
- [4] SHAAR, A. A., *A Study of Code-Division Multiple-Access with Reference to Fibre-Optic Local-Area Networks*, Ph.D. thesis, University of Kent Canterbury, Kent, England, abril 1985.
- [5] LIN, S. e COSTELLO JR., D. J., *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, 1983.
- [6] MCELIECE, R. J., *Finite Fields for Computer Scientists and Engineers*, Kluwer Academic Publishers, 1987.
- [7] GOLOMB, S. W., *Shift Register Sequences*, Holden-Day, 1967.
- [8] ZIERLER, N., *Linear Recurring and Error-Correcting Codes*, Wiley, 1968.
- [9] PETERSON, W. W. e WELDON, E. J., *Error Correcting Codes*, MIT Press, 1972.

- [10] SARWATE, D. V., *Bound on Crosscorrelation and Autocorrelation of Sequences*, IEEE Trans. on Information Theory, Vol. IT-25, nº. 6, novembro 1979.
- [11] GOLD, R., *Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing*, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-13, 1967.
- [12] KASAMI, T., *Weight Distribution Formula for Some Class of Cyclic Codes*, Report, 1966.
- [13] KOMO, J. J. e LIU, S.C., *Maximal Length Sequences for Frequency Hopping*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 8, nº. 5, junho 1990.
- [14] GILHOUSEN, K. S., JACOBS, I. M., et. al., *On the Capacity of a Cellular CDMA System*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-40, nº. 2, maio 1991.
- [15] BRADY, P. T., *A Statistical Analysis of on-off Patterns in 16 Conversations*, Bell Systems Technical Journal, Vol. 47, janeiro 1968.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DE DESEMPENHO

3.1. INTRODUÇÃO

As técnicas de espalhamento espectral se apresentam hoje como uma importante alternativa para as futuras redes de comunicações móveis celulares[1-2], devido às suas já amplamente conhecidas propriedades de combate aos problemas ocasionados pelos percursos múltiplos, e por permitirem que vários usuários se comuniquem simultaneamente através do mesmo canal. Durante a transmissão pelo canal rádio-móvel os sinais espalhados espectralmente se deparam com fortes desvanecimentos, que ocasionam uma redução na intensidade dos mesmos. A natureza dispersiva deste tipo de canal é responsável pelo aparecimento de interferência intersimbólica.

Neste capítulo é feita uma análise do desempenho do sistema de comunicação celular com acesso múltiplo por divisão em código (CDMA). Admite-se que todos os usuários utilizam modulação MFSK ($M=8$ para o sistema em consideração), e espalhamento espectral com salto em frequência lento (um salto por símbolo). Supõe-se também que o receptor não pode obter nenhuma informação acerca da fase do sinal desejado (o que implica em uma detecção não coerente), devido aos altos níveis de interferência no canal, ocasionados por um número muito grande de sinais espalhados espectralmente ocupando a mesma faixa de frequência.

A capacidade do sistema celular em consideração, em termos do número máximo de usuários por célula, é determinada usando os parâmetros do modelo adotado. Considera-se que a potência do transmissor varia com a distância e que os usuários

possuem uma distribuição espacial bidimensional de Poisson dentro da célula [3-4]. Porém, nenhum tipo de codificação para controle de erro será utilizado.

Para o cálculo do desempenho resultante (probabilidade de erro de símbolo), supõe-se que as interferências são causadas pela potência recebida dos outros usuários, que varia com a distância aos mesmos. As técnicas matemáticas utilizadas para a obtenção destes parâmetros são de dois tipos[5]: um é o método de funções características, enquanto que o outro é o método de aproximação Gaussiana. Apenas o enlace usuário móvel→ERB é analisado.

3.2. MODELO DO SISTEMA

No modelo da rede celular descrito nesta seção, os usuários se comunicam através de estações rádio-base localizadas no centro da célula, conforme mostra a Figura 3.1. Cada usuário possui seu próprio padrão de salto em frequência[vide Cap. 2] para transmissão e recepção, enquanto que a estação base possui uma lista com todos os padrões de salto do sistema, podendo atender, no máximo, a certo número deles simultaneamente. Considera-se que os usuários móveis se comunicam com a estação base na presença de interferência causada por outros móveis que estejam igualmente se comunicando com a referida estação base (interferência de acesso múltiplo). Supõe-se que o sistema usa o tempo de forma segmentada (*slotted*) [6] e que o sincronismo a nível de pacotes esteja assegurado, mas não a nível de janelas de salto.

A chegada (entrada em atividade) de usuários em uma determinada área pode ser modelada por um processo aleatório pontual como o de Poisson com parâmetro λS , onde S é a área da célula e λ é o número médio de usuários por unidade de área. A adoção deste modelo supõe o seguinte: i) para uma região ΔA pequena dentro da célula, a probabilidade de dois ou mais usuários entrarem em atividade é muito pequena, ou seja, ficaria

distribuída apenas para os valores 0 e 1, significando assim que a probabilidade de no máximo um usuário entrar em atividade é aproximadamente 100%; ii) que o número de usuários ativos em um determinado instante seja independente deste número em um instante posterior. Logo, o número de usuários móveis interferentes em potencial K , nesta região S , possui uma função de probabilidade dada por:

$$P(K = k) = \frac{(\lambda S)^k}{k!} \exp(-\lambda S) \quad (3.1)$$

onde, como foi visto, o número esperado de usuários móveis em ΔA é dado por $\bar{K} = \lambda S$.

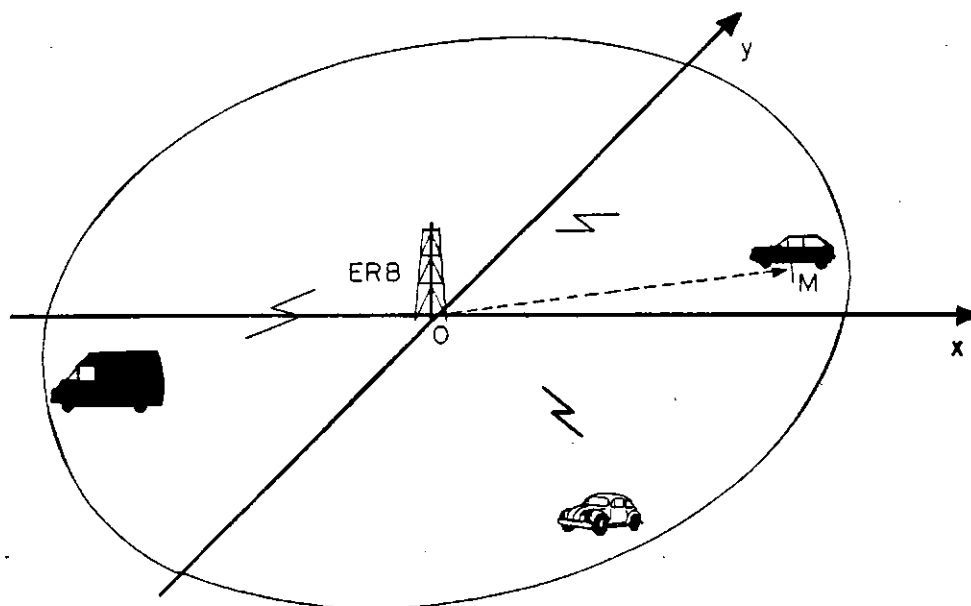


Fig. 3.1 - Enlace Móvel - Base Usando SSMA/SFH/8FSK

Seja $M = (x,y)$ uma posição no plano, onde a origem $O = (0,0)$ será a posição da ERB. Admite-se também que o usuário móvel já estabeleceu a comunicação com a ERB, localizada no centro da célula, e se comunica na presença de interferência causada por outros usuários móveis dentro da célula de interesse.

O sinal transmitido pelo k-ésimo usuário móvel é dado por[7]:

$$s_k(t) = \sqrt{2P_0} \psi(t) \cos[2\pi(f_c + b_k(t)\Delta + f_k(t))t + \alpha_k(t) + \theta_k(t)] \quad (3.2)$$

onde:

- P_0 é a potência transmitida do sinal (sendo igual para todos os usuários móveis);
- $b_k(t) = \{2b_n^{(k)}\}$, onde $b_n^{(k)} \in \{1, 2, \dots, M\}$ é a k-ésima seqüência de símbolo de informação M-ária cada uma de duração T_s ;
- $\psi(t)$ é uma forma de onda composta de pulsos retangulares de amplitude unitária;
- $\theta_k(t)$ é a soma dos deslocamentos de fase devido à modulação e ao salto em freqüência, gerada pelo k-ésimo transmissor;
- f_c é a freqüência da portadora;
- 2Δ é o espaçamento entre dois tons adjacentes quaisquer, dentre os M diferentes tons;
- $f_k(t)$ é a k-ésima seqüência de salto, e
- $\alpha_k(t)$ é a fase introduzida pelo k-ésimo sintetizador de freqüência. Ela assume valor constante $\alpha_k^{(j)}$ durante o j-ésimo intervalo de salto.

Considerando-se a atenuação da potência do sinal com a distância, seja $P(M)$ a potência de um móvel localizado no ponto M do plano e recebida na origem. Assume-se

que $P(M)$ é dada por:

$$P(M) = \begin{cases} P_0 r_0^{-\alpha} & , \text{ se } |OM| \leq r_0 \\ P_0 |OM|^{-\alpha} & , \text{ se } |OM| > r_0 \end{cases} \quad (3.3)$$

onde $|OM|$ é a distância Euclidiana entre o ponto M (usuário móvel) e a origem O (ERB), r_0 é algum raio dentro do qual $P(M)$ é tido como aproximadamente constante, P_0 é a potência transmitida por cada usuário móvel e α é uma constante que reflete o fator de atenuação. O raio r_0 é necessário porque à medida que o ponto M é feito arbitrariamente próximo de zero, o termo $|OM|^{-\alpha}$ se aproxima de infinito.

Um determinado sinal que está chegando ao receptor (ERB) e foi gerado no ponto M_k , tem a seguinte forma:

$$r_k(t) = \sqrt{2P(M_k)} \psi(t) \cos\{2\pi[f_c + b_k(t)\Delta + f_k(t)]t + \bar{\theta}_k\} \quad (3.4)$$

onde, $\sqrt{2P(M_k)}$ representa a amplitude do sinal recebido e $\bar{\theta}_k$ é o deslocamento de fase total. Como o sistema que está sendo analisado possui um protocolo de acesso múltiplo FH/SSMA, o sinal recebido tem a forma

$$r_k(t) = \sum_k r_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (3.5)$$

onde cada sinal $r_k(t)$ é dado pela equação (3.4), τ_k é um atraso aleatório uniformemente distribuído entre 0 e T_b , e $n(t)$ é o ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN) com média zero e densidade espectral de potência bilateral $N_0/2$.

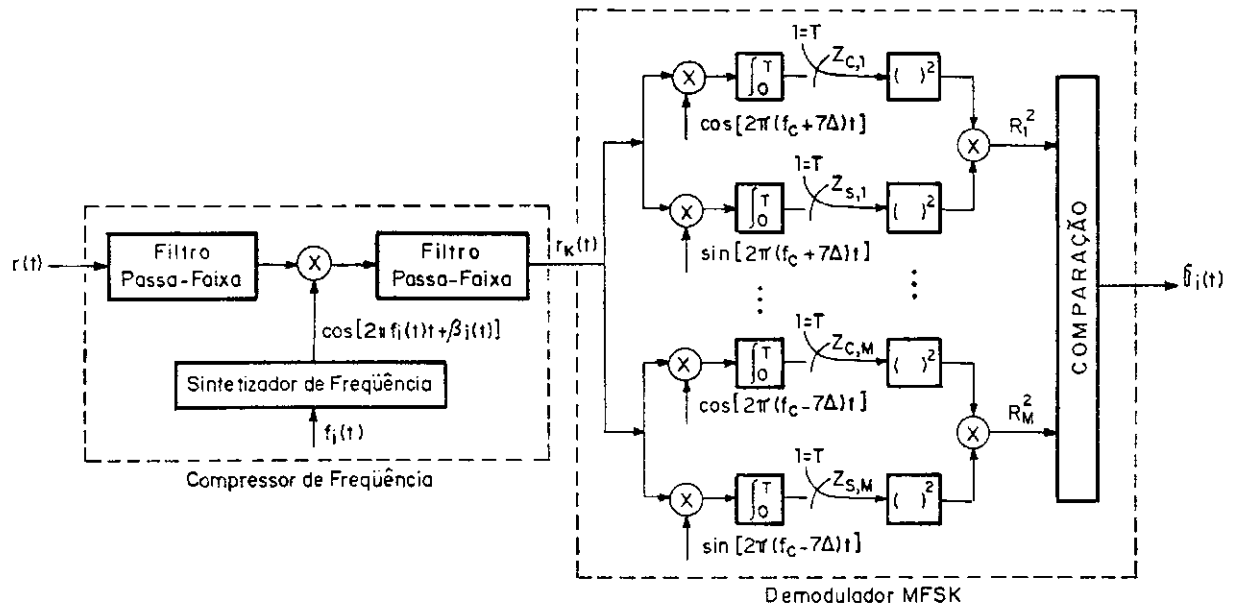


Fig.3.2 - Modelo do receptor MFSK SFH/SSMA.

A Figura 3.2 mostra o receptor para o i -ésimo sinal em um sistema MFSK. Como só há interesse no i -ésimo sinal, então o sinal recebido espalhado espectralmente $r(t)$ é comprimido espectralmente e a saída da seção de compressão espectral é dada por:

$$r_k(t) = \sum_k \left\{ \sqrt{\frac{P(M_k)}{2}} \delta[f_k(t - \tau_k), f_i(t)] \psi(t - \tau_k) \times \cos[2\pi[f_c + b_k(t - \tau_k)\Delta] + \phi_k(t)] \right\} + n_d(t) \quad (3.6)$$

onde $f_k(\cdot)$ e $f_i(\cdot)$ representam a k -ésima e a i -ésima seqüência de salto, respectivamente; $n_d(t)$ representa um processo aleatório Gaussiano com média zero e densidade espectral de potência $N_0/8$; $\delta(u,v) = 1$, se $u = v$, e 0 se $u \neq v$. $\phi_k(t)$ representa o deslocamento de fase total do sinal após o processo de compressão espectral. Não fosse pela interferência de

acesso múltiplo, o cálculo da probabilidade de erro seria feita utilizando a teoria clássica de transmissão digital. Porém, esta dificuldade pode ser superada através do condicionamento da probabilidade de erro ao número provável de usuários que podem causar colisões e ao número instantâneo de usuários interferentes que colidem com o sinal desejado recebido. Uma colisão ocorre quando $f_k(t - t_k) = f_i(t)$. Para o cálculo da probabilidade de erro de símbolo serão usados dois métodos (método da função característica e da aproximação Gaussiana), que serão descritos com maiores detalhes nas seções que se seguem.

3.2.1. ANÁLISE DO SINAL NA SAÍDA DO RECEPTOR

A segunda parte do receptor consiste do demodulador de M ramos, onde cada um possui uma componente em fase e uma em quadratura [8, Vol.1]. As saídas das componentes em fase dos braços do receptor, casado ao i-ésimo sinal, durante a recepção do l-ésimo símbolo de duração $T_s = T \log_2 M$ (onde T é a duração de um bit), é dado por:

$$Z_{c,m} = \int_{t_i}^{(i+1)T_s} r_d(t) \psi(t) \cos\{2\pi[f_c + (2m-1-M)\Delta]t\} dt, \quad \text{onde } m = 1, \dots, M \quad (3.7)$$

As saídas das componentes em quadratura dos ramos, são simplesmente obtidas da mesma forma, apenas trocando $\cos(\cdot)$ por $\sin(\cdot)$, ou seja,

$$Z_{s,m} = \int_{t_i}^{(i+1)T_s} r_d(t) \psi(t) \sin\{2\pi[f_c + (2m-1-M)\Delta]t\} dt, \quad \text{onde } m = 1, \dots, M \quad (3.8)$$

Supõe-se que os ângulos de fase $\overline{\theta}_k(t)$ e $\phi_k(t)$ e o atraso τ_k são variáveis aleatórias mutuamente independentes e uniformemente distribuídas sobre $[0, 2\pi]$ e sobre $[0, N_h T_h]$ (onde N_h é o número de saltos e T_h é o tempo de duração de cada janela de salto), respectivamente.

Para a realização do cálculo da probabilidade de erro de símbolo $\bar{P}_e(K)$ (onde K é o número de usuários que interferem o sinal desejado), é proveitoso fazer uma distinção entre **colisões completas** e **colisões parciais**. Uma colisão completa ocorre quando um sinal interferente ocupa a mesma janela de frequência de um símbolo do sinal desejado, durante todo o tempo de duração deste símbolo M-ário particular. Da mesma forma, uma colisão parcial ocorre quando o sinal interferente está presente na mesma janela de frequência de um símbolo do sinal desejado, durante apenas uma certa parcela do tempo de duração deste símbolo M-ário particular. Estas colisões podem ser subdivididas em dois tipos: colisões ocorrendo a nível de salto em frequência (colisões FH, que ocorrem a nível de padrão FH), e aquelas ocorrendo a nível de tons MFSK, conforme mostra a Figura 3.3. Neste caso, pode-se escrever[5]:

$$\bar{P}_e(K) = \sum_{k_f=0}^K \sum_{k_p=0}^{K-k_f} \binom{K}{k_f} \binom{K-k_f}{k_p} \cdot P_f^{k_f} \cdot P_p^{k_p} (1 - P_h)^{K-k_f-k_p} \cdot P_e(k_f, k_p) \quad (3.9)$$

onde k_f e k_p representam o número de usuários que causam colisões completas e parciais (a nível de padrão FH), $P_h = P_f + P_p$ é a probabilidade de que qualquer outro usuário colida um símbolo do sinal desejado, sendo dado por $P_h = (1 + 1/N_s(1 - 1/q))1/q$ (onde N_s é o número de símbolos MFSK por janela de salto e q é o número de frequências disponíveis por salto)[5]. Para um usuário interferente típico, empregando um padrão de salto em frequência aleatório e sem memória, tem-se que $P_f = [1 - 1/N_s(1 - 1/q)]1/q$ e $P_p = 2/N_s(1 - 1/q)1/q$ [9].

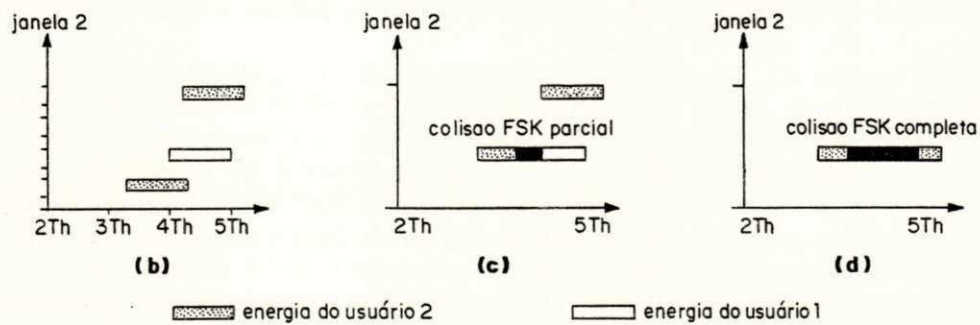
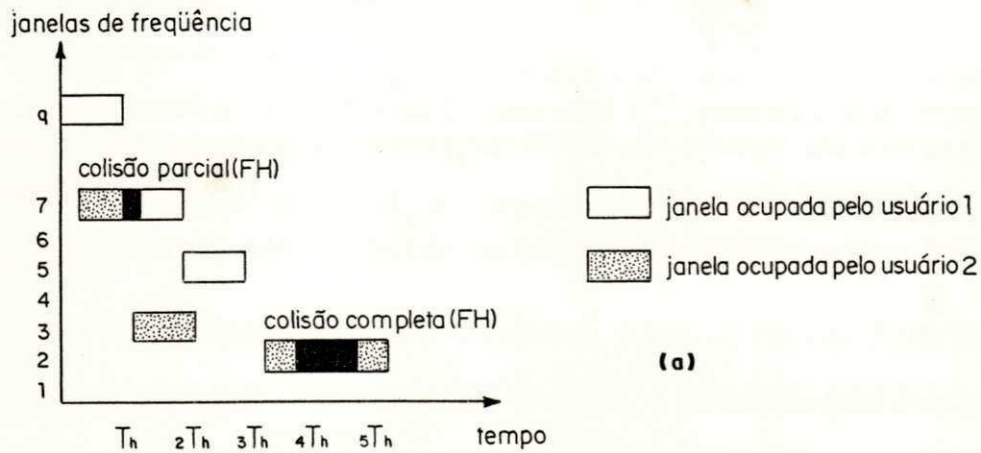


Fig. 3.3 - (a) Colisões a nível de padrão FH.
 (b) Colisão FH completa sem colisão a nível FSK.
 (c) Colisão FH completa com colisão FSK parcial.
 (d) Colisão FH completa com colisão FSK completa.

Devido à natureza assíncrona do sistema, isto é, como cada usuário inicia sua transmissão em qualquer instante dentro de uma janela de tempo de duração $T_h = T_s$, a ortogonalidade entre os tons FSK tende a ser destruída. Então, quanto menor for o desalinhamento de tempo entre os símbolos FSK, mais próximos da ortogonalidade ficarão os sinais e, conseqüentemente, menor será a interferência de acesso múltiplo. Conclui-se pois que é para desalinhamentos da ordem de $T_h/2$ que ocorrerá interferência mais significativa. Para um número moderadamente grande de saltos em frequência, a probabilidade de colisões parciais é aproximadamente $N_s^{-1}q^{-1}$ e de colisões completas é q^{-1} [5]. Logo, quanto mais lento o salto ($N_s \gg 1$), menos provável é que ocorram colisões parciais e, com isso, a interferência cruzada se torna desprezível. A partir daí, parte-se em busca de limites superiores aproximados para a probabilidade média de erro do sistema

MFSK em consideração.

O termo interferência relativo ao k-ésimo sinal $I_{c,m}^{(k,i)}$, pode ser obtido considerando-se os seguintes aspectos[5]:

a) Quando todas as colisões a nível de tom MFSK são colisões completas, então tem-se que:

$$I_{c,m}^{(k,i)} = \sqrt{\frac{P(M_k)}{2}} \delta(b_0^{(k)}, m) [R_\psi(\tau_k) + \hat{R}_\psi(\tau_k)] \cos(\theta_m^{(k)} + \alpha_k - \beta) \quad (3.10)$$

onde τ_k é o atraso do símbolo M-ário (módulo T_s), $b_0^{(k)} = m \in \{1, 2, \dots, M\}$ é o símbolo de informação do k-ésimo usuário, $\theta_m^{(k)}$ é a fase correspondente ao tom de frequência f_m que transporta o símbolo de informação m' , e α_k e β são, respectivamente, os deslocamentos de fase produzidos pelos processos de salto e compressão espectral, para o k-ésimo transmissor e o receptor em consideração. Estas fases são variáveis aleatórias independentes e uniformemente distribuídas sobre $[0, 2\pi]$. A função δ já foi definida como $\delta(u,v) = 1$ para $u = v$ e 0 para $u \neq v$. As funções R_ψ e \hat{R}_ψ representam as funções autocorrelação parciais contínuas da forma de onda $\psi(t)$ (limitadas ao intervalo $[0, T_s]$), e são definidas como: $\hat{R}_\psi(\tau) = \int_\tau^{T_s} \psi(t) \psi(t+\tau) dt$ e $R_\psi(\tau) = \hat{R}_\psi(T_s - \tau)$. Se $\psi(t)$ for uma forma de onda constituída de pulsos retangulares, então $R_\psi(\tau) = \tau$, $\hat{R}_\psi(\tau) = T_s - \tau$ e a equação (3.10) se torna:

$$I_{c,m}^{(k,i)} = \sqrt{\frac{P(M_k)}{2}} \delta(b_0^{(k)}, m) \cdot T_s \cdot \cos(\theta_m^{(k)} + \alpha_k - \beta) \quad (3.11)$$

Para o sistema MFSK, a equação (3.11) resulta em uma colisão completa a nível de tom, com probabilidade $1/M$ e nenhuma colisão com probabilidade $1 - 1/M$.

b) Quando todas as colisões a nível de padrão FH são colisões parciais, então tem-se que[5]:

$$I_{c,m}^{(k,j)} = \sqrt{\frac{P(M_k)}{2}} \cdot T_s \cdot \mathcal{X}(b_{-1}^{(k)}, m) R_\psi(\tau_k) \cos(\theta_m^{(k)} + \alpha_k - \beta) \quad (3.12.a)$$

ou

$$I_{c,m}^{(k,j)} = \sqrt{\frac{P(M_k)}{2}} \cdot T_s \cdot \mathcal{X}(b_0^{(k)}, m) \cdot \hat{R}(\tau_k) \cos(\theta_m^{(k)} + \alpha_k - \beta) \quad (3.12.b)$$

c) Quando as colisões a nível de padrão FH são colisões completas, então tem-se que[5]:

$$I_{c,m}^{(k,j)} = \sqrt{\frac{P(M_k)}{2}} \cdot T_s \cdot [\mathcal{X}(b_{-1}^{(k)}, m) R_\psi(\tau_k) \cos(\theta_m^{(k)} + \alpha_k - \beta) + \mathcal{X}(b_0^{(k)}, m) \hat{R}(\tau_k) \cos(\theta_m^{(k)} + \alpha_k - \beta)] \quad (3.13)$$

Nas equações (3.12 a, b) e (3.13), $b_{-1}^{(k)} = m'$ é o símbolo anterior e $b_0^{(k)} = m''$ é o símbolo atual do k-ésimo usuário interferente. Portanto, uma colisão parcial a nível de padrão FH causa uma colisão parcial a nível de tom ao m-ésimo braço do receptor MFSK particular, com probabilidade $1/M$, e nenhuma colisão com probabilidade $1 - 1/M$. Por outro lado, uma colisão completa a nível de padrão FH causa uma colisão completa a nível de tom com probabilidade $1/M^2$, uma colisão parcial a nível de tom com probabilidade $2(M-1)/M^2$ e nenhuma colisão a nível de tom com probabilidade $(M-1)^2/M^2$.

Toda a análise para as componentes em quadratura do receptor MFSK, pode ser feita de forma idêntica à realizada anteriormente para as componentes em fase, apenas trocando-se (nas equações de (3.8) a (3.13)) $\cos(\cdot)$ por $\sin(\cdot)$.

3.3. PROBABILIDADE DE ERRO PARA SISTEMAS FH/SSMA COM MODULAÇÃO MFSK UTILIZANDO A TÉCNICA DE FUNÇÃO CARACTERÍSTICA

Considera-se agora que existem n grupos de usuários interferentes, onde cada i -ésimo grupo ($1 \leq i \leq n$) possui um número médio \bar{K}_i de usuários interferentes (K_i possui distribuição de Poisson na i -ésima região), e todos os usuários possuem potência recebida P_i . Obtém-se a seguir, um limitante superior para a probabilidade de erro de símbolo dado que ao menos um dos \bar{K}_i usuários interferentes do grupo i ($1 \leq i \leq n$) causa apenas colisões completas ou causam colisões completas e parciais simultaneamente. O caso em que ocorrem apenas colisões completas constitui o pior caso. Logo, supondo-se que $\psi(t)$ é uma forma de onda retangular, tem-se que a probabilidade de erro de símbolo [5] é dada por:

$$\bar{P}_e^{(M)}(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_n) \leq (1 - P_h)^{\sum_{i=1}^n \bar{K}_i} \cdot P_e^{(M)} + (M - 1) \cdot \bar{P}_{e,M}^0(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_n) \quad (3.14)$$

onde P_h é a probabilidade de uma colisão (completa ou parcial) a nível de padrão FH, para um canal com desvanecimento não-seletivo ou AWGN e para padrões de salto aleatórios sem memória; $P_e^{(M)}$ representa a probabilidade de erro de um sistema MFSK em um canal AWGN com nenhuma interferência de outro usuário, e $\bar{P}_{e,M}^0(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_n)$ representa a probabilidade de se decidir em favor de qualquer símbolo MFSK particular, diferente do que foi transmitido pelo usuário desejado, quando existe no mínimo um usuário interferente presente [ou seja, o evento "0": ($K_1 = 0, K_2 = 0, \dots, K_n = 0$) de que nenhum usuário causa colisão completa, é excluído do cálculo com respeito às distribuições de colisões, devido ao fato que o superescrito $\bar{0}$ é o complemento do evento 0 e é usado na equação (3.14)]. Para o caso de colisões completa apenas, tem-se que[5]:

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{e,m}^{\bar{0}}(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_n) &= \int_0^{\infty} \exp\left(\frac{-u^2}{2E_s/N_0}\right) J_0(u) \cdot \prod_{i=1}^n \left[1 - P_h + P_h \left(1 - \frac{2}{M} + \frac{2}{M} J_0(\bar{\alpha}_i u)\right)\right]^{\bar{K}_i} \cdot \\
&\quad \left[\sum_{i=1}^n \frac{\bar{K}_i \bar{\alpha}_i P_h J_1(\bar{\alpha}_i u)}{M \left[1 - P_h + P_h \left(1 - \frac{2}{M} + \frac{2}{M} J_0(\bar{\alpha}_i u)\right)\right]} + \frac{u}{2E_s/N_0} \right] du - \\
&\quad - \prod_{i=1}^n (1 - P_h)^{\sum_{i=1}^n \bar{K}_i} \cdot \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2E_s/N_0}\right) J_0(u) \frac{u}{2E_s/N_0} du
\end{aligned}
\tag{3.15}$$

onde E_s representa a energia de cada símbolo M-ário, $J_0(u)$ é a função de Bessel, dada por

$$J_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(x \sin \theta) d\theta \text{ e } \bar{\alpha}_i = \sqrt{\frac{P_i}{P_0}} \text{ (onde, } P_i \text{ é a potência do sinal interferente e } P_0 \text{ é a}$$

potência do sinal desejado).

Combinando as equações (3.14) e (3.15), obtém-se como resultado o limite superior da probabilidade de erro, considerando-se que os usuários interferentes causam apenas colisões completas:

$$\begin{aligned}
\bar{P}_e^{(M)}(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_n) &\leq (1 - P_h)^{\sum_{i=1}^n \bar{K}_i} \cdot \left[P_s^{(M)} - \frac{M-1}{2} \exp\left(\frac{-E_s}{2N_0}\right) \right] + (M-1) \int_0^{\infty} \exp\left(\frac{-u^2}{2E_s/N_0}\right) J_0(u) \cdot \\
&\quad \cdot \prod_{i=1}^n \left[1 - P_h + P_h \left(1 - \frac{2}{M} + \frac{2}{M} J_0(\bar{\alpha}_i u)\right)\right]^{\bar{K}_i} \cdot \left[\sum_{i=1}^n \frac{\bar{K}_i \bar{\alpha}_i P_h J_1(\bar{\alpha}_i u)}{M \left[1 - P_h + P_h \left(1 - \frac{2}{M} + \frac{2}{M} J_0(\bar{\alpha}_i u)\right)\right]} + \right. \\
&\quad \left. + \frac{u}{2E_s/N_0} \right] du
\end{aligned}
\tag{3.16}$$

A expressão para $\bar{P}_e^{(M)}(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_n)$, considerando-se que os usuários interferentes causam colisões completas e parciais, é dada por:

$$\begin{aligned} \bar{P}_e^{(M)}(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_n) = & (1 - P_h) \sum_{i=1}^n \bar{K}_i \left[P_e^{(M)} - \frac{M-1}{2} \exp\left(-\frac{E_s}{2N_0}\right) \right] + \\ & + (M-1) \int_0^{\infty} \exp\left(\frac{-u^2}{2E_s/N_0}\right) J_0(u) \phi_I(u) du \end{aligned} \quad (3.17)$$

onde $\phi_I(u)$ assume a forma

$$\begin{aligned} \phi_I(u) = & \prod_{i=1}^n A(u; P_f, P_p, R_{\psi}, \hat{R}_{\psi}, M; \bar{\alpha}_i)^{\bar{K}_i} \cdot \\ & \left[\frac{\sum_{i=1}^n \bar{K}_i \bar{\alpha}_i \left[\frac{P_f}{M^2} J_1(\bar{\alpha}_i u) + \frac{2}{M^2} E_r \left\{ J_0(\bar{\alpha}_i R_{\psi}(\tau) u) J_1(\bar{\alpha}_i \hat{R}_{\psi}(\tau) u) \right\} \right] + P_p \frac{1}{M} E_r \left\{ J_1(\bar{\alpha}_i R_{\psi}(\tau) u) \right\}}{A(u; P_f, P_p, R_{\psi}, \hat{R}_{\psi}, M; \bar{\alpha}_i)} + \right. \\ & \left. + \frac{u}{2E_s/N_0} \right] \end{aligned} \quad (3.18)$$

e representa a função característica correspondente aos termos interferência devido aos outros usuários[10].

P_f e P_p , representam as probabilidades de ocorrerem colisões completas e parciais de outros usuários, respectivamente ($P_h = P_f + P_p$). Além disso,

$$\begin{aligned}
A(u, P_f, P_p, R_\psi, \hat{R}_\psi, M; \bar{a}_i) = & 1 - P_h + P_f \left[1 - \frac{4}{M^2} + \frac{2}{M^2} J_0(\bar{a}_i u) + \frac{2}{M^2} E_\tau \left\{ J_0(\bar{a}_i R_\psi(\tau) u) J_0(\bar{a}_i \hat{R}_\psi(\tau) u) \right\} \right] + \\
& + P_p \left[1 - \frac{2}{M} + \frac{2}{M} E_\tau \left\{ J_0(\bar{a}_i R_\psi(\tau) u) \right\} \right]
\end{aligned}
\tag{3.19}$$

3.4. PROBABILIDADE DE ERRO PARA SISTEMAS FH/SSMA COM MODULAÇÃO MFSK, UTILIZANDO TÉCNICAS DE APROXIMAÇÃO GAUSSIANA

Será calculada agora, a probabilidade de erro de símbolo na saída do sistema de comunicação de acesso múltiplo utilizando espalhamento espectral com salto em frequência, a partir da análise do sinal na saída do receptor, feita na seção 3.2.1, onde $Z_{c,m}$ e $Z_{s,m}$ são aproximadas por variáveis aleatórias Gaussianas com média zero e com mesmas variâncias.

Supondo-se que existem apenas colisões completas, que são provocadas por ao menos um dos \bar{K}_i usuários interferentes, então a probabilidade de erro de símbolo, para este caso, é dada por[9]:

$$\bar{P}_e^{(M)}(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_n) = \sum_{K_1=0}^{\bar{K}_1} \sum_{K_2=0}^{\bar{K}_2} \dots \sum_{K_n=0}^{\bar{K}_n} p(K_1, K_2, \dots, K_n) \cdot P_e(K_1, K_2, \dots, K_n) \tag{3.20}$$

onde

$$p(K_1, K_2, \dots, K_n) = 1 - (1 - P_h)^{\sum \bar{K}_i} \tag{3.21}$$

é a probabilidade de que ao menos um dos usuários interferentes cause uma colisão completa.

A probabilidade de erro condicional ($P_e^{(M)}(K_1, K_2, \dots, K_n)$) de que ao menos um dos usuários interferentes cause colisões completas, é dada por[3]:

$$P_e^{(M)}(K_1, K_2, \dots, K_n) = \sum_{m=1}^{M-1} \binom{M-1}{m} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \cdot \exp \left\{ -\frac{m}{2(m+1)} \left[\left(\frac{2E_s}{N_0} \right)^{-1} + \left(\frac{m_\psi}{M} + \frac{m'_\psi}{M^2} \right) \cdot \sum_{i=1}^n K_i \bar{a}_i^2 \right]^{-1} \right\} \quad (3.22)$$

onde

$$\sigma_z^2 = \left[\left(\frac{2E_s}{N_0} \right)^{-1} + \left(\frac{m_\psi}{M} + \frac{m'_\psi}{M^2} \right) \cdot \sum_{i=1}^n K_i \bar{a}_i^2 \right] \quad (3.23)$$

é o momento de segunda ordem de $Z_{c,m}$ e $Z_{s,m}$.

Suponha agora que dos \bar{K}_i usuários, ao menos um causa uma colisão completa e ao menos um causa uma colisão parcial. O interesse se concentra no cálculo da probabilidade de erro de símbolo geral, para o caso em que ocorrem colisões completas e parciais. Então:

$$\bar{P}_e^{(M)}(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_n) = \sum_{K_{1,f}=0}^{\bar{K}_1} \sum_{K_{1,p}=0}^{\bar{K}_1 - K_{1,f}} \dots \sum_{K_{n,f}=0}^{\bar{K}_n} \sum_{K_{n,p}=0}^{\bar{K}_n - K_{n,f}} p(K_{1,f}, K_{1,p}, \dots, K_{n,f}, K_{n,p}) \cdot P_e^{(M)}(K_{1,f}, K_{1,p}, \dots, K_{n,f}, K_{n,p}) \quad (3.24)$$

onde

$$P(K_{1,f}, K_{1,p}, \dots, K_{n,f}, K_{n,p}) = \sum_{j=1}^{K-1} \sum_{i=1}^{K-j} \binom{K}{j} \binom{K-j}{i} P_f^j (1-P_f)^{K-j} P_p^i (1-P_p)^{K-j-i} \quad (3.25)$$

é a probabilidade da ocorrência de ao menos uma colisão completa e ao menos uma colisão parcial dos outros ($\sum \bar{K}_i$) usuários. A probabilidade de erro condicional do sistema $\bar{P}_e(k_f, k_p)$, dado que ocorreram ao menos uma colisão completa e ao menos uma colisão parcial, é dada por:

$$P_e^{(M)}(K_{1,f}, K_{1,p}, \dots, K_{n,f}, K_{n,p}) = \sum_{m=1}^{M-1} \binom{M-1}{m} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \cdot \exp \left\{ \frac{-m}{2(m+1)} \left[\left(\frac{2E_s}{N_0} \right)^{-1} + \sum_{i=1}^n \left[\left(\frac{m_\psi}{M} + \frac{m'_\psi}{M^2} \right) K_{i,f} + \frac{m_\psi}{2M} K_{i,p} \right] \bar{\alpha}_i^2 \right]^{-1} \right\} \quad (3.26)$$

onde

$$m_\psi = \frac{1}{T_s} \int_0^T R_\psi^2(\tau) d\tau \quad , \quad m'_\psi = \frac{1}{T_s^2} \int_0^T R_\psi(\tau) \hat{R}_\psi(\tau) d\tau$$

e

$$\sigma_z^2 = \left[\left(\frac{2E_s}{N_0} \right)^{-1} + \sum_{i=1}^n \left[\left(\frac{m_\psi}{M} + \frac{m'_\psi}{M^2} \right) K_{i,f} + \frac{m_\psi}{2M} K_{i,p} \right] \bar{\alpha}_i^2 \right] \quad (3.27)$$

é o momento de segunda ordem (variância) de $Z_{c,m}$ e $Z_{s,m}$.

Para uma forma de onda $\psi(t)$ retangular, $m_\psi = 1/3$ e, para uma forma de onda

senoidal $m_\psi = 1/6$. A constante $\bar{\alpha}_i = \sqrt{\frac{P_i}{P_0}}$.

Logo, a probabilidade de erro de símbolo pode ser obtida a partir das equações (3.20), (3.21) e (3.22) para o caso de ocorrerem apenas colisões completas, e a partir das

equações (3.24), (3.25) e (3.26) para o caso de ocorrerem colisões completas e parciais.

3.5. RESULTADOS NUMÉRICOS

Na discussão dos resultados numéricos obtidos, considera-se que a região celular A possui a forma circular e de raio $R = 1$. Isto pode ser visto como uma normalização e os resultados podem ser generalizados para regiões de maior ou menor dimensão.

Os padrões de salto em frequência são do tipo **sem memória**, ou seja, eles são gerados por uma seqüência de variáveis aleatórias mutuamente independentes e são capazes de endereçar $q = 512$ diferentes janelas de frequência. O número de símbolos transmitidos em cada janela é igual a um (FH lento) e o envelope dos pulsos cossenoidais transmitidos possui forma retangular, $\psi(t)$.

Para o cálculo da probabilidade de erro utilizando o método da aproximação gaussiana, foram considerados dois casos: 1) Quando os usuários interferentes podem causar apenas colisões completas; 2) Quando os usuários interferentes podem causar tanto colisões completas, quanto parciais. O primeiro caso se constitui no mais crítico, pois apresenta maiores chances de erros de detecção no sistema. Já no cálculo da probabilidade de erro utilizando o método da função característica, foi considerado apenas o caso em que ocorre colisões completas, devido à excessiva complexidade matemática envolvida no cálculo da probabilidade de erro, considerando-se a ocorrência de colisões completas e parciais. Além disso, foram considerados diferentes níveis de potência recebida de acordo com a distância dos usuários móveis com relação à ERB, onde estes usuários interferentes possuem uma distribuição de Poisson dentro de cada sub-região celular com média \bar{K}_i .

A Tabela 3.1, mostra estes resultados para o caso em que existem dois grupos de usuários interferentes (de acordo com a potência recebida na ERB), onde o primeiro grupo possui 2 usuários, com potência recebida $P_1 = 0,5$, e o segundo grupo também possui 2

usuários, só que com potência recebida $P_2 = 1,0$. O usuário desejado possui uma potência recebida $P_0 = 2,0$. A Tabela 3.2 mostra os mesmos resultados, só que agora a potência do sinal desejado foi reduzido a $P_0 = 0,75$. Na Tabela 3.3, a situação, em termos de potência, permanece igual àquela da Tabela 3.1, só que agora o número de usuários em cada grupo foi aumentado para 5. Na Tabela 3.4, permanece a mesma situação anterior, só que desta vez, existem três grupos de 4 usuários cada, onde $P_3 = 1,5$. Por fim, a Tabela 3.5 mostra o resultado do número de usuários em função da probabilidade de erro, para uma relação sinal-ruído de 18 dB e considerando-se apenas a ocorrência de colisões completas.

As curvas vistas na Figura 3.4 mostram um limitante superior para o desempenho do enlace móvel→ERB para três diferentes situações. Todas as três curvas foram obtidas através da aplicação do método da função característica e a curva I corresponde ao caso mostrado na Tabela 3.1. A curva II refere-se à situação mostrada na Tabela 3.2. Já a curva III, corresponde à situação mostrada na Tabela 3.3. Observa-se uma degradação do desempenho em função do aumento do número de usuários interferentes. Para estas três curvas, todas as colisões são consideradas completas, de onde pode-se concluir que os resultados na Figura 3.4 são pessimistas com relação ao desempenho do enlace em questão.

As condições para a obtenção dos resultados expressos pelas curvas I, II e III na Figura 3.5 são iguais àquelas utilizadas nas respectivas curvas da Figura 3.4, exceto que neste caso (Figura 3.5), utiliza-se o método da aproximação gaussiana e obtém-se a probabilidade de erro de símbolo (e não um limitante superior para a mesma). Tem sido demonstrado que este método resulta em desempenhos ligeiramente otimistas[7, 11].

Os resultados apresentados na Figura 3.6 foram obtidos sob as mesmas condições usadas para a obtenção daqueles vistos na Figura 3.5, exceto que agora são levadas em consideração não apenas colisões completas. Uma comparação entre as Figuras 3.5 e 3.6 comprova a intuição de que a consideração das colisões parciais conduz a desempenhos mais favoráveis.

E_s/N_0	Função Característica (Limitante Superior)	Aproximação Gaussiana (Cálculo Aproximado)	
	\bar{P}_e (col. completas)	\bar{P}_e (col. completas)	\bar{P}_e (col. compl. e parc.)
8	$6,72 \times 10^{-1}$	$1,77 \times 10^{-5}$	$4,31 \times 10^{-8}$
10	$4,74 \times 10^{-1}$	$1,27 \times 10^{-5}$	$2,73 \times 10^{-8}$
12	$2,68 \times 10^{-1}$	$9,21 \times 10^{-6}$	$1,69 \times 10^{-8}$
14	$1,41 \times 10^{-1}$	$6,93 \times 10^{-6}$	$1,07 \times 10^{-8}$
16	$8,11 \times 10^{-2}$	$5,53 \times 10^{-6}$	$7,33 \times 10^{-9}$
18	$5,74 \times 10^{-2}$	$4,67 \times 10^{-6}$	$5,45 \times 10^{-9}$
20	$4,98 \times 10^{-2}$	$4,15 \times 10^{-6}$	$4,39 \times 10^{-9}$
22	$4,88 \times 10^{-2}$	$3,83 \times 10^{-6}$	$3,78 \times 10^{-9}$

Tabela 3.1. $M=8$, $q=512$, $N_s=1$, $n=2$, $\bar{K}_1=2$, $\bar{K}_2=2$, $P_1=0,5$, $P_2=1,0$, $P_0=2,0$

E_s/N_0	Função Característica (Limitante Superior)	Aproximação Gaussiana (Cálculo Aproximado)	
	\bar{P}_e (col. completas)	\bar{P}_e (col. completas)	\bar{P}_e (col. compl. e parc.)
8	$8,74 \times 10^{-1}$	$3,00 \times 10^{-5}$	$7,54 \times 10^{-8}$
10	$7,17 \times 10^{-1}$	$2,76 \times 10^{-5}$	$6,58 \times 10^{-8}$
12	$5,40 \times 10^{-1}$	$2,58 \times 10^{-5}$	$5,86 \times 10^{-8}$
14	$4,30 \times 10^{-1}$	$2,46 \times 10^{-5}$	$5,36 \times 10^{-8}$
16	$3,79 \times 10^{-1}$	$2,37 \times 10^{-5}$	$5,03 \times 10^{-8}$
18	$3,60 \times 10^{-1}$	$2,32 \times 10^{-5}$	$4,81 \times 10^{-8}$
20	$3,56 \times 10^{-1}$	$2,28 \times 10^{-5}$	$4,67 \times 10^{-8}$
22	$3,56 \times 10^{-1}$	$2,25 \times 10^{-5}$	$4,58 \times 10^{-8}$

Tabela 3.2. $M=8$, $q=512$, $N_s=1$, $n=2$, $\bar{K}_1=2$, $\bar{K}_2=2$, $P_1=0,5$, $P_2=1,0$, $P_0=0,75$

E_s/N_0	Função Característica (Limitante Superior)	Aproximação Gaussiana (Cálculo Aproximado)	
	\bar{P}_e (col. completas)	\bar{P}_e (col. completas)	\bar{P}_e (col. compl. e parc.)
8	$8,60 \times 10^{-1}$	$4,55 \times 10^{-4}$	$3,20 \times 10^{-7}$
10	$7,00 \times 10^{-1}$	$4,15 \times 10^{-4}$	$2,03 \times 10^{-7}$
12	$5,20 \times 10^{-1}$	$3,84 \times 10^{-4}$	$1,25 \times 10^{-7}$
14	$4,09 \times 10^{-1}$	$3,63 \times 10^{-4}$	$7,99 \times 10^{-8}$
16	$3,57 \times 10^{-1}$	$3,49 \times 10^{-4}$	$5,46 \times 10^{-8}$
18	$3,37 \times 10^{-1}$	$3,40 \times 10^{-4}$	$4,07 \times 10^{-8}$
20	$3,32 \times 10^{-1}$	$3,34 \times 10^{-4}$	$3,29 \times 10^{-8}$
22	$3,32 \times 10^{-1}$	$3,30 \times 10^{-4}$	$2,83 \times 10^{-8}$

Tabela 3.3. $M=8$, $q=512$, $N_s=1$, $n=2$, $\bar{K}_1=5$, $\bar{K}_2=5$, $P_1=0,5$, $P_2=1,0$, $P_0=2,0$

E_s/N_0	Função Característica (Limitante Superior)	Aproximação Gaussiana (Cálculo Aproximado)	
	\bar{P}_e (col. completas)	\bar{P}_e (col. completas)	\bar{P}_e (col. compl. e parc.)
8	$9,62 \times 10^{-1}$	$1,42 \times 10^{-3}$	$5,53 \times 10^{-7}$
10	$8,21 \times 10^{-1}$	$1,36 \times 10^{-3}$	$3,95 \times 10^{-7}$
12	$6,55 \times 10^{-1}$	$1,31 \times 10^{-3}$	$2,83 \times 10^{-7}$
14	$5,54 \times 10^{-1}$	$1,28 \times 10^{-3}$	$2,12 \times 10^{-7}$
16	$5,09 \times 10^{-1}$	$1,26 \times 10^{-3}$	$1,68 \times 10^{-7}$
18	$4,93 \times 10^{-1}$	$1,25 \times 10^{-3}$	$1,40 \times 10^{-7}$
20	$4,93 \times 10^{-1}$	$1,24 \times 10^{-3}$	$1,25 \times 10^{-7}$
22	$4,91 \times 10^{-1}$	$1,24 \times 10^{-3}$	$1,15 \times 10^{-7}$

Tabela 3.4. $M=8$, $q=512$, $N_s=1$, $n=3$, $\bar{K}_1=4$, $\bar{K}_2=4$, $\bar{K}_3=4$, $P_1=0,5$, $P_2=1,0$, $P_3=1,5$, $P_0=2,0$

	Função Característica (Limitante Superior)	Aprox. Gaussiana (Cálculo Aproximado)
\bar{K}	\bar{P}_e (col. completas)	\bar{P}_e (col. completas)
10	$4,37 \times 10^{-1}$	$3,40 \times 10^{-4}$
20	$5,67 \times 10^{-1}$	$4,39 \times 10^{-3}$
30	$6,53 \times 10^{-1}$	$1,72 \times 10^{-2}$
40	$6,94 \times 10^{-1}$	$4,38 \times 10^{-2}$
50	$7,18 \times 10^{-1}$	$8,92 \times 10^{-2}$
60	$7,30 \times 10^{-1}$	$1,58 \times 10^{-1}$
70	$7,37 \times 10^{-1}$	$2,56 \times 10^{-1}$
80	$7,39 \times 10^{-1}$	$3,88 \times 10^{-1}$

Tabela 3.5. $M=8, q=512, N_s=1, n=2, E_s/N_0=18 \text{ dB}, P_1=0,5,$

$$P_2=1,0, P_0=2,0, \bar{K}=\bar{K}_1 + \bar{K}_2, \bar{K}_1=\bar{K}_2$$

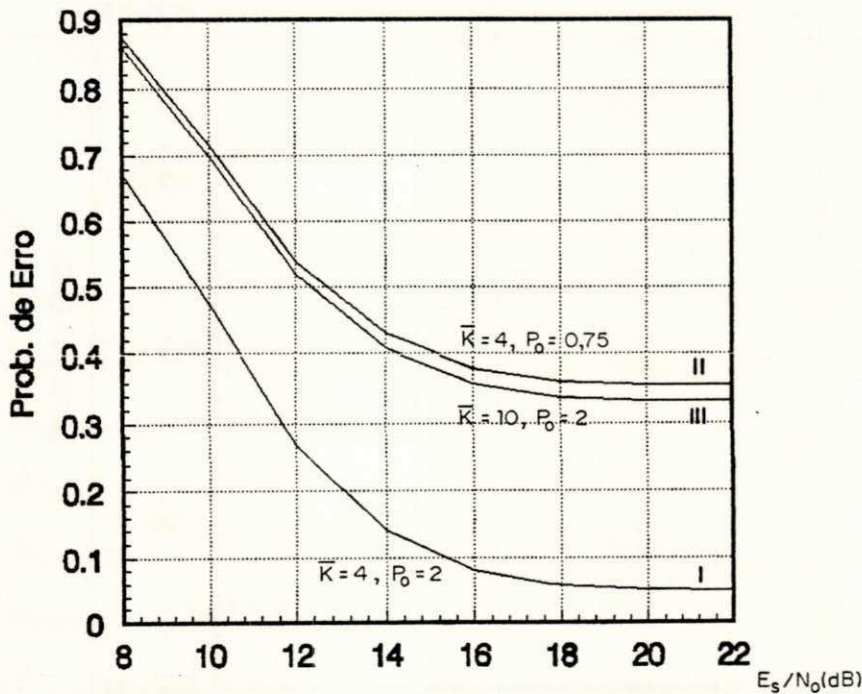


Fig.3.4- Limitante superior para a probabilidade de erro de símbolo versus E_s/N_0 para um sistema SSMA/SFH/8FSK assíncrono

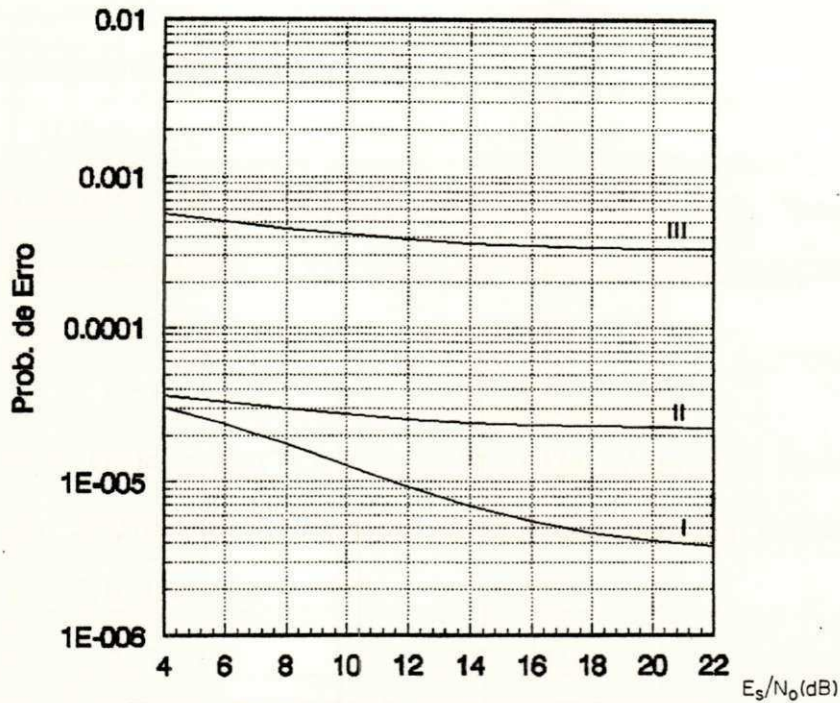


Fig.3.5- Probabilidade de erro de símbolo para um enlace movel->ERB versus E_s/N_0 em um sistema SSMA/SFH/8FSK assíncrono utilizando aproximação gaussiana.

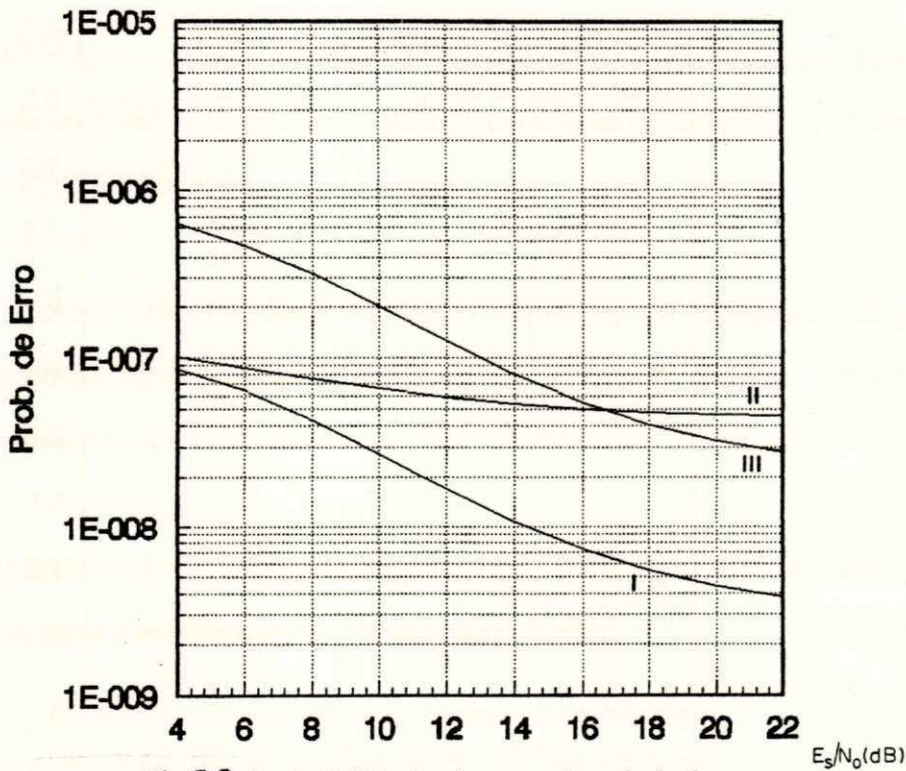


Fig.3.6- Probabilidade de erro de símbolo para um enlace movel->ERB versus E_s/N_0 em um sistema SSMA/SFH/8FSK assíncrono, utilizando aproximação gaussiana.

3.6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] PICKHOLTZ, R. L., MILSTEIN, L. B. e SCHILLING, D. L., *Spread Spectrum for Mobile Communication*, IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. VT-40, nº. 2, maio 1991.
- [2] COOPER, G. R. e NETTLETON, R. W., *A Spread Spectrum Technique for High-Capacity Mobile Communications*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-27, nº.4, novembro 1978.
- [3] SOROUSHNEJAD, M. e GERANIOTIS, E., *Performance Comparison of Different Spread-Spectrum Signaling Schemes for Cellular Mobile Radio Networks*, IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-40, nº. 5, maio 1992.
- [4] SOUSA, E. S., *Performance of a Spread Spectrum Packet Radio Network Link in a Poisson Field of Interference*, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. VT-38, nº. 6, novembro 1992.
- [5] GERANIOTIS, E., *Multiple-Access Capability of Frequency-Hopped Spread-Spectrum Revisited: An Analysis of the Effect of Unequal Power Levels*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-38, nº. 7, julho 1990.
- [6] ROBERTS, L. G., *Aloha Packet Systems With and Without Slots and Capture*, Computer Communications Review, abril, 1975.

- [7] GLUCK, J. W. e GERANIOTIS, E., *Throughput and Packet Error Probability of Cellular Frequency-Hopped Spread Spectrum Radio Networks*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 7, nº. 1, janeiro 1989.
- [8] SIMON, M. K., OMURA, J., LEVITT, B. e SCHOLTZ, R., *Spread Spectrum Communications*, Springer-Verlag, Vol. 1, New York, 1981.
- [9] GERANIOTIS, E. e PURSLEY, M. B., *Error Probabilities for Slow Frequency-Hopped Spread-Spectrum Multiple Access Communications over Fading Channels*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-30, nº. 5, maio 1982.
- [10] SARWATE, D. V. e PURSLEY, M. B., *Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences*, Proceedings of the IEEE, Vol. 68, nº. 5, maio 1980.
- [11] VERDÚ, S., *Recent Progress in Multiuser Detection*, Springer-Verlag, Berlin, 1989.

CAPÍTULO 4

DIVERSOS ESQUEMAS DE ACESSO MÚLTIPLO UTILIZADOS EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEIS CELULARES

4.1. INTRODUÇÃO

Diversos fatores têm sido considerados no dimensionamento de sistemas de comunicação de voz e dados, dentre os quais destacam-se: economia, eficiência e confiabilidade. A economia é um fator de bastante peso no dimensionamento do sistema e, quase sempre, existe um compromisso considerável com relação a eficiência e a confiabilidade. No que diz respeito à economia, o uso de técnicas de acesso múltiplo, em sistemas onde se têm vários terminais remotos e um processador, tem despertado bastante interesse. De uma maneira geral, a economia é obtida ao se transmitirem vários sinais independentes em um único canal de comunicação.

Existem basicamente três esquemas de acesso múltiplo que são empregados em sistemas celulares[1]: acesso múltiplo por divisão em frequência (FDMA), acesso múltiplo por divisão em tempo (TDMA) e acesso múltiplo por divisão em código (CDMA). O primeiro é geralmente usado nos sistemas analógicos em operação, enquanto que os dois últimos são utilizados nos sistemas digitais já implantados ou em implantação. Teoricamente, não importa se para a multiplexação dos vários sinais que compartilham um dado sistema, são usados canais de frequência, janelas de tempo ou códigos. Porém, em sistemas celulares, pode-se chegar a conclusão que um é melhor que o outro, dependendo das particularidades e conveniências que irão reger cada sistema.

O desenvolvimento do esquema de acesso múltiplo por divisão em código (CDMA) ocorreu principalmente objetivando o aumento da capacidade. Esta busca do desenvolvimento de sistemas celulares digitais tem sido feita desde que os sistemas celulares analógicos começaram a enfrentar limitações de capacidade, em meados da década de 80.

Neste capítulo é feita uma abordagem acerca destes três esquemas de acesso múltiplo, analisando-se as vantagens e desvantagens de cada um.

4.2. ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO EM FREQUÊNCIA (FDMA)

A técnica de acesso múltiplo por divisão em frequência se constitui atualmente em uma das mais comuns e foi a primeira a ser utilizada. Nesta técnica, os vários sinais são alocados em faixas de frequência bem definidas, dentro do espectro de frequência do canal de transmissão. Existe a necessidade da utilização de um espaçamento entre cada canal (chamado **faixa de guarda**), de modo a se evitar possíveis interferências por superposição de canais e facilitar a separação dos sinais no receptor. Estas interferências surgem devido às não linearidades dos meios de transmissão. A alocação dos diversos canais ao longo de toda a faixa do canal de transmissão é mostrada na Figura 4.1, onde C_i , $i=1, \dots, n$ corresponde a faixa dedicada ao i -ésimo canal. O número total de canais que podem ser utilizados no sistema é limitado principalmente pela largura de faixa de utilização disponível para o mesmo.

A existência de uma faixa de guarda (FG) introduz uma limitação quanto à eficiência em um sistema FDMA, devido a uma baixa utilização da faixa disponível do canal de transmissão[2].

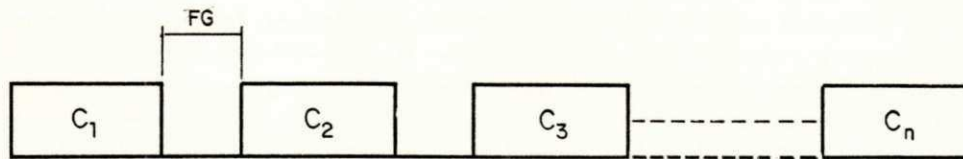


Fig.4.1 - Alocação de canais em um sistema FDMA.

Uma das principais desvantagens da técnica FDMA, com relação ao aspecto prático, é o custo de implementação dos circuitos, principalmente quando o número de canais aumenta, pois existe a necessidade de se gerar portadoras diferentes para cada canal. Além do mais, cada canal utiliza uma faixa de frequência diferente, sendo, portanto, necessário um projeto de filtro passa faixa diferente para cada canal[3]. Uma das vantagens da técnica FDMA é a relativa facilidade de se inserir ou retirar determinados canais dentro do canal de transmissão. Isto se mostra bastante atrativo em redes multiponto, porém o número de canais que pode ser inserido ou retirado é limitado.

O diagrama de blocos de um sistema utilizando a técnica FDMA é ilustrado na Figura 4.2. Neste esquema, C_i , $1 \leq i \leq n$, representa o i -ésimo canal e P_i é a i -ésima portadora que realizará um batimento com aquela do i -ésimo canal. Após o processo de soma, os sinais serão filtrados pelos filtros passa-faixa e a partir de então serão demodulados, produzindo os sinais C'_i .

4.3. ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO EM TEMPO

Na técnica de acesso múltiplo por divisão em tempo, o enlace de comunicação entre os usuários móveis e a ERB é estabelecido através da transmissão de portadoras

moduladas digitalmente, onde cada usuário transmite um ou mais *bursts* de dados de cada vez, com supervisão temporal centralizada, de modo que eles ocupam instantes de tempo não sobrepostos em um quadro TDMA. Neste método, são tiradas amostras de vários canais de informação que se intercalam, partilhando todos de uma mesma faixa de frequência [4].

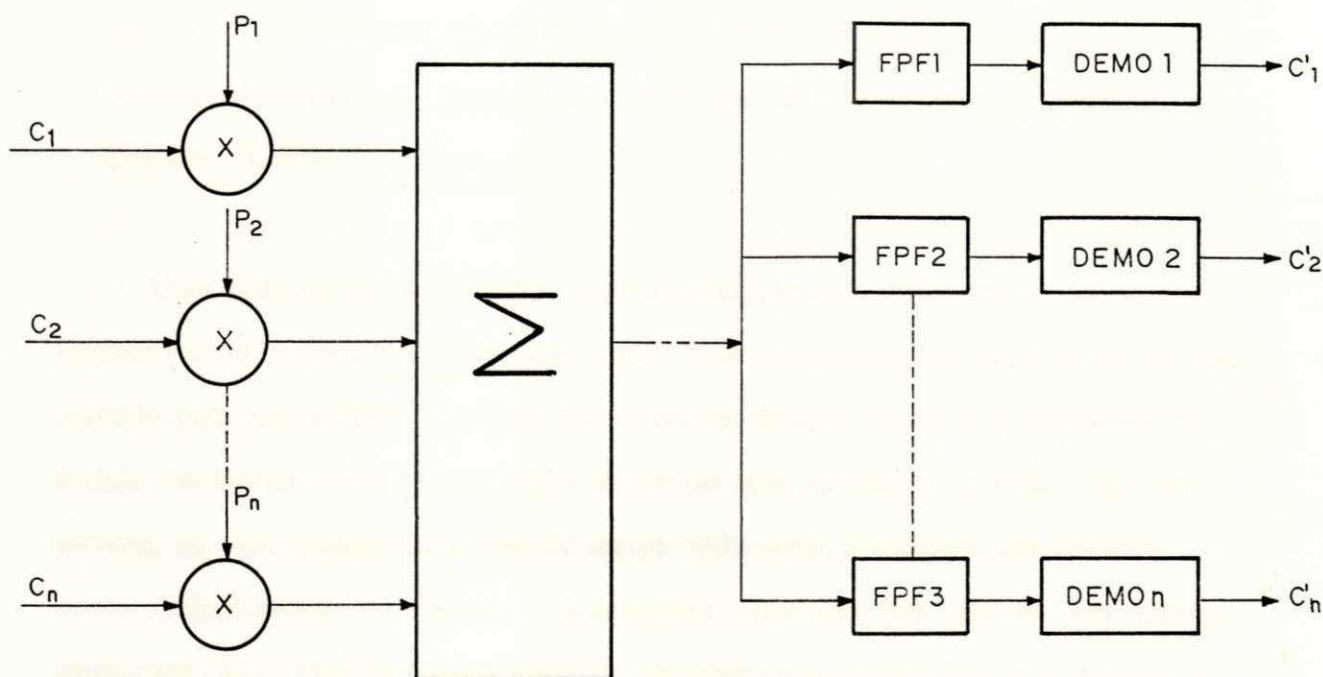


Fig. 4.2 - Diagrama de Blocos de um sistema FDMA.

Nos sistemas que utilizam FDMA, tem-se que todos os sinais conservam a sua identidade quanto à frequência, mas estão misturados no domínio do tempo. Nos sistemas utilizando TDMA, ocorre justamente o contrário: as amostras de cada canal de entrada parecem distintas no domínio do tempo, podendo ser reconhecidas e separadas, mas no domínio da frequência ocupam todas o mesmo espectro.

A técnica TDMA oferece algumas vantagens sobre a técnica FDMA, dentre as quais podemos citar:

1. Em TDMA consegue-se seletividade no domínio do tempo ao invés de no domínio da frequência, o que implica em uma maior simplicidade e barateamento na implementação;
2. A técnica TDMA é utilizada para comunicações digitais, devido ao fato que os sinais digitais são naturalmente adaptados às operações de armazenamento, conversões de taxa e processamento no domínio do tempo, que são usadas na implementação dos terminais TDMA.

O ciclo de varredura dos canais a serem multiplexados pode ser fixo ou variável. Quando o ciclo de varredura é fixo, isto é, para cada canal se tem um intervalo de tempo definido para ser ocupado com sua respectiva informação, teremos o **multiplex por divisão em tempo síncrono (STDMA)**. Por outro lado, quando o ciclo de varredura é variável, ou seja, qualquer intervalo de tempo pode servir a qualquer um dos canais a serem multiplexados, o sistema é denominado **multiplex por divisão em tempo assíncrono (ATDMA)**. Em qualquer um dos dois tipos mencionados, há necessidade de se transmitir um padrão conhecido de bits (sincronismo) após um determinado número de palavras transmitidas constituindo o quadro.

4.3.1. TDMA SÍNCRONO

Os sistemas STDMA são utilizados quando os canais a serem multiplexados estão normalmente ativos, ou as suas taxas de transmissão de informação não variam. Estes

sistemas são frequentemente denominados de sistemas por divisão em tempo estáticos ou determinísticos .

O quadro nos sistemas STDMA têm um tamanho bem definido, uma vez que a seqüência de varredura é fixa. O quadro é normalmente dividido em campos onde são alocadas informações de sinalização dos canais, do padrão de sincronismo e dos dados, conforme se vê na Figura 4.3. O padrão de sincronismo é periodicamente transmitido para assegurar o sincronismo.

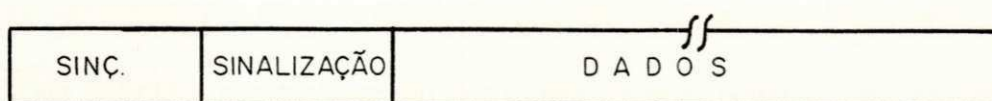


Fig. 4.3 - Formato de Frame em um sistema STDMA.

Os sistemas STDMA são transparentes quanto ao formato dos dados dos canais de entrada. Podem ser multiplexados de forma idêntica, tanto canais síncronos quanto assíncronos, ou ainda uma combinação de ambos. A escolha entre a forma de multiplexação (*bit a bit* ou *byte a byte*), está relacionada com o formato dos dados dos canais. Como um exemplo, se existe interesse em se obter compressão de banda e o formato dos dados de entrada é assíncrono, a multiplexação *byte a byte* deve ser utilizada. No aspecto de confiabilidade, este tipo de interpolação permite uma resincronização mais difícil, entretanto é menos sensível a erros de *burst*.

4.3.2. TDMA ASSÍNCRONA

Em sistemas onde as fontes informação são tipicamente inativas, os sistemas de multiplexação em tempo determinísticos apresentam-se bastante ineficientes. Isto ocorre

pelo fato de que, nestes sistemas, em cada ciclo de varredura se tem intervalos de tempo deterministicamente divididos para cada canal. Desta forma, quando se têm canais de baixa atividade, existem intervalos de tempo ociosos, uma vez que durante os intervalos de tempo correspondentes aos canais inativos, nenhuma informação é transmitida. Tem-se portanto um desempenho de rede bastante baixo nestes sistemas. Entretanto, pode-se aproveitar a inatividade dos canais visando um aumento de desempenho, fazendo uma alocação dinâmica da capacidade de canal, através de um sistema estatístico de multiplexação por divisão em tempo. Desta forma, os intervalos de tempo nos ciclos de varredura são reservados apenas aos canais ativos e independentes da posição no ciclo, podendo ser utilizados por qualquer um dos canais. Tem-se, portanto, uma seqüência de varredura variável.

Os sistemas que utilizam esta alocação dinâmica são chamados de **multiplex dinâmicos por divisão em tempo** ou **multiplex por divisão em tempo assíncrono (ATDMA)**. Nestes sistemas, há a necessidade de se definirem alguns mecanismos de identificação dos respectivos canais ativos, bem como uma estratégia de redistribuição do tempo extra disponível [5].

Uma grande vantagem do sistema ATDMA sobre o sistema STDMA é a possibilidade de operar com canais de diversas taxas de informação na entrada. Os sistemas ATDMA desempenham o papel de multiplexação e concentração.

Existem vários modelos quanto à formatação dos dados, como resultado do tempo ocioso dos canais inativos. Na Figura 4.4 é mostrado um modelo onde se tem o comprimento do quadro variável, entretanto a organização da informação dentro do quadro é fixa. Neste modelo, será transmitido um vetor atividade sempre que houver transição do mesmo. No exemplo, é assumido que estão ativos na primeira varredura os canais C_1 , C_2 e C_6 , e que na varredura seguinte estão ativos os canais C_3 , C_2 e C_7 .

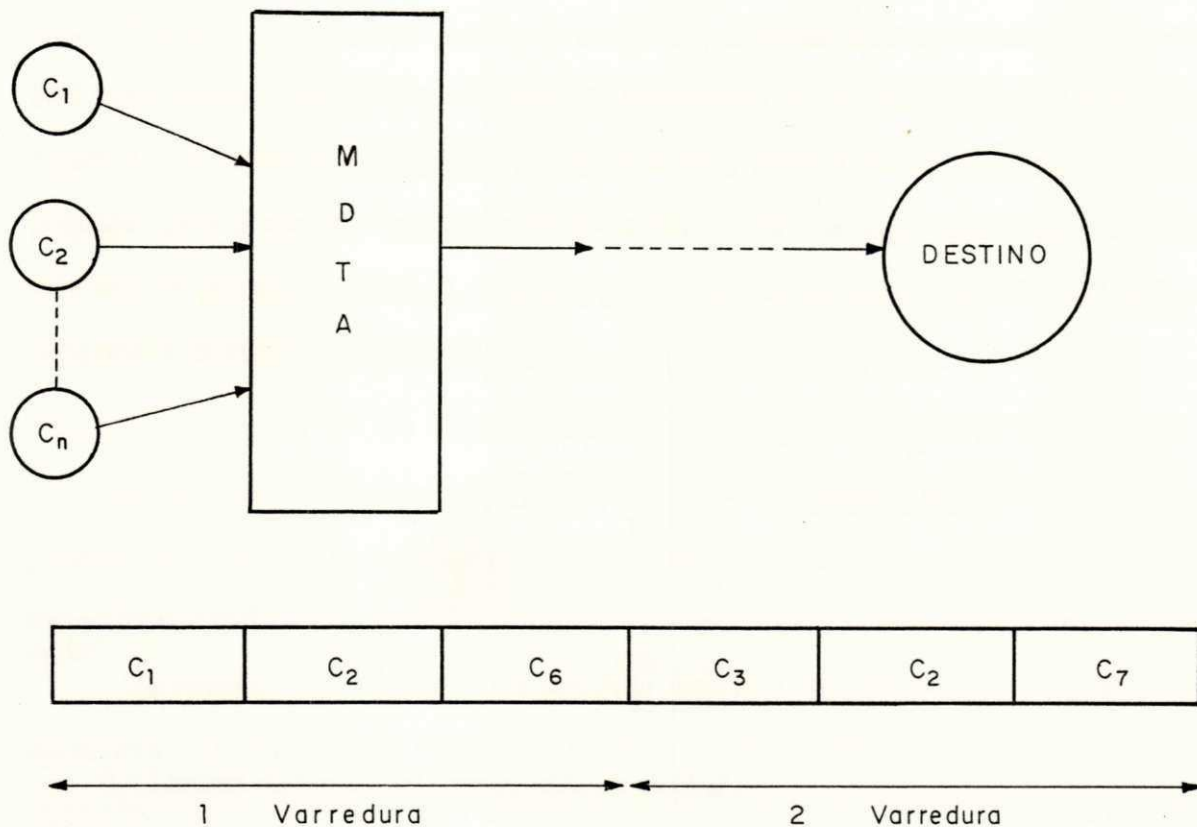


Fig. 4.4 - Modelo de formação dos dados em um sistema ATDMA.

4.4. CAPACIDADE DOS SISTEMAS CELULARES UTILIZANDO FDMA E TDMA

Nos sistemas empregando FDMA cada canal de frequência é atribuído a uma chamada, enquanto que nos sistemas empregando TDMA, os sinais que ocupam a mesma faixa de frequência são multiplexados no tempo. Durante o período em que se processa esta chamada, nenhuma outra chamada pode compartilhar o mesmo canal ou janela de tempo. Neste caso, o fenômeno de interferência de co-canal apareceria a partir de uma

distância $D_g = qR$, onde R é o raio da célula e q é um fator de redução de interferência de co-canal, que pode ser diferente para cada sistema[6]. Supõe-se a situação que representa o pior caso, ou seja, que se têm seis células interferentes de co-canal, conforme mostra a Figura 4.5, e então se aplica a lei de potência (que pode ir da primeira até a quarta potência) para perda em função da distância percorrida. As capacidades dos sistemas celulares empregando FDMA e TDMA, podem ser encontradas por meio do termo **capacidade de rádio** expresso por[6]:

$$m = \frac{B_t/B_c}{K} = \frac{M}{K} \quad \text{canais/células} \quad (4.1)$$

onde:

B_t = Largura de faixa total (transmitida ou recebida);

B_c = Largura de faixa de canal (transmitido ou recebido);

$M = B_t/B_c$ = número total de canais ou canais equivalentes;

K = Fator de reutilização das células

A equação 4.1 pode ser aplicada diretamente, tanto para sistemas analógicos empregando FDMA, quanto para sistemas digitais empregando TDMA. Nos sistemas empregando TDMA, B_c é uma largura de faixa de canal equivalente. Por exemplo, a largura de faixa de um canal de rádio TDMA de 30 kHz com três janelas de tempo, pode ter uma largura de faixa de canal equivalente de 10 kHz ($B_c = 10$ kHz).

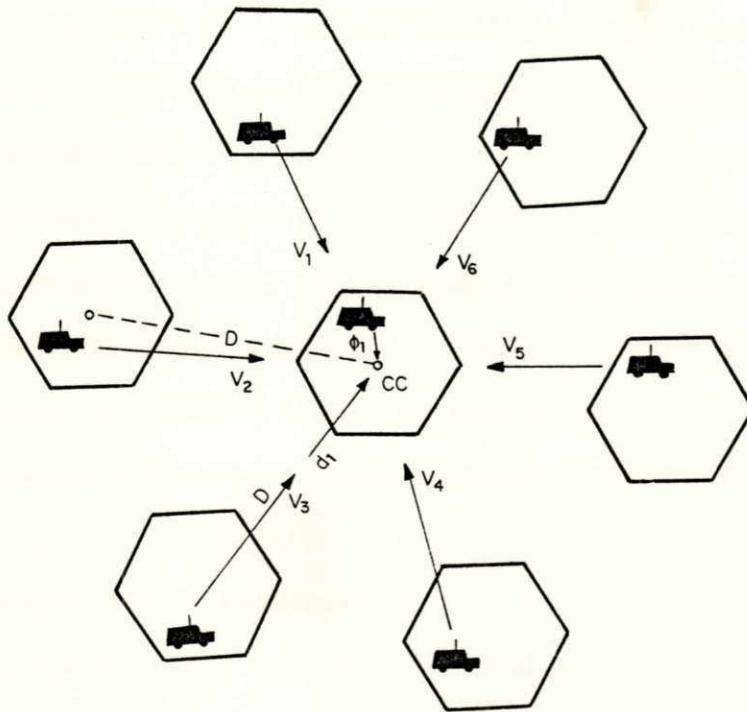


Fig. 4.5 - Interferência de Co-Canal

4.5. ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO EM CÓDIGO (CDMA)

Os esquemas de acesso múltiplo por divisão em código têm recebido considerável atenção nos últimos 20 anos e têm sido propostos para uma grande variedade de aplicações[7].

Acesso múltiplo utilizando espalhamento espectral (SSMA) é até agora a forma mais popular de CDMA, devido ao fato que, além de sua capacidade de acesso múltiplo, ele fornece simultaneamente outras qualidades desejáveis, incluindo uma considerável efetividade no combate aos vários tipos de interferências. As formas mais comumente usadas de SSMA são[8]:

- a) SSMA utilizando seqüência direta (DS/SSMA), em que um código de alta taxa (chamado de seqüência de assinatura) é usado junto com o sinal de informação para modular uma portadora;
- b) SSMA utilizando saltos em freqüência (FH/SSMA), em que um código de alta taxa (chamado de padrão de salto em freqüência) é usado para controlar uma portadora sintetizada de alta freqüência, pelo qual a informação é modulada;
- c) SSMA híbrido (DS-FH/SSMA), onde um sinal modulado DSSS ocupa várias janelas de freqüência diferentes, de acordo com um padrão de salto em freqüência específico.

Certamente, a razão fundamental para o interesse em comunicações utilizando espalhamento espectral para sistemas de rádio móvel celulares é o fato que CDMA pode permitir que muitos usuários tenham acesso ao canal simultaneamente, da mesma forma que FDMA e TDMA. A diferença entre CDMA e outras técnicas, é que outras características podem ser observadas, tais como a não necessidade de uma rede de sincronização e a tolerância a percursos múltiplos (dentre outras), que não são observadas nas técnicas FDMA e TDMA, que utiliza formas de onda de faixa estreita. Como um exemplo, um enlace de comunicação digital de faixa estreita pode ser tipicamente implementado, apresentando uma tolerância a interferências causadas por percursos múltiplos, através da inclusão no receptor de um equalizador adaptativo. Porém, isto aumenta a complexidade do receptor e pode afetar a capacidade de se realizar um handoff suave. De fato, como o equalizador deve se adaptar continuamente a um canal cujas características mudam com a freqüência, ele é um componente de alto risco em um sistema empregando TDMA. Não mais do que um certo número fixo de usuário pode acessar simultaneamente um sistema FDMA ou TDMA. Entretanto, em um sistema CDMA, o nível de ruído e, portanto, a taxa de erro, aumentam proporcionalmente ao

percentual de sobrecarga. Além dessas, existem outras vantagens do sistema CDMA, que são listadas a seguir[9]:

- Não existe a necessidade da operação convencional de handoff, devido a utilização do mesmo canal de rádio por todas as células;
- Não existe a necessidade de "tempo de guarda", como nos sistemas TDMA;
- Não existe a necessidade de esquemas de administração ou alocação de frequências;
- Os sistemas digitais, baseados em espalhamento espectral, e os sistemas analógicos, podem operar tanto em duas bandas diferentes, como em duas bandas que se sobreponham total ou parcialmente, sem que ocorra interferência significativa entre ambos.

Há, claro, um certo número de desvantagens associadas com a técnica CDMA. As duas mais evidentes são: problema de "auto-interferência" e problema relacionado com o efeito *near-far* (ou seja, os sinais dos usuários que estão mais próximos à ERB podem se sobrepor prejudicialmente aos sinais dos usuários que se encontram mais distantes). Este último também ocorre com a técnica FDMA.

A auto-interferência surge do fato que, em uma rede que utiliza a técnica CDMA assíncrona, as seqüências de espalhamento dos diferentes usuários não são ortogonais e, a partir daí, no processo de compressão espectral da forma de onda de um dado usuário, surgem contribuições não-nulas das transmissões de outros usuários da rede. Isto é uma desvantagem com relação às técnicas FDMA e TDMA, pois a faixa e o tempo de guarda, utilizada, respectivamente, por estas duas técnicas, garantem (aproximadamente) a ortogonalidade dos sinais recebidos.

Dado que tal ortogonalidade não pode ser preservada em sistemas utilizando CDMA, o interesse maior está em se determinar o quanto de degradação resultará na performance do sistema. Do ponto de vista quantitativo, há muitas análises e técnicas de

contínuo disponíveis para responder esta questão. Do ponto de vista qualitativo, podem ser vistas duas áreas importantes de interesse para a aplicação específica de rádio móvel celular digital. A primeira é a lei de propagação; devido ao fato que estes canais possuem tipicamente múltiplas reflexões e sombreamentos associados a eles, a lei de propagação na rede não é a mesma observada sobre um canal em espaço livre. Algumas medições têm indicado que a potência recebida cai rigorosamente com o inverso da distância entre o transmissor e o receptor, elevada a uma potência entre dois e quatro, e, devido a um número relativamente grande de usuários causando interferência de acesso múltiplo, pode haver uma diferença notável no desempenho, dependendo de que lei de potência você está usando para seu cálculo.

Associado a isto está o problema *near-far* que, como já foi dito, ocorre quando sinais mais próximos à ERB de interesse são recebidos com atenuação menor do que aqueles localizados mais distantes. Isto significa que técnicas de controle de potência devem ser usadas nas células de interesse. Porém, isto ainda não garante que interferência de células vizinhas não possa chegar com níveis de potência maiores do que possa ser tolerado, especialmente se as formas de onda nas diferentes células estão sob influência de desvanecimentos independentes.

Algumas outras desvantagens dos sistemas utilizando a técnica CDMA podem ser resumidas a seguir[9]:

- Os processos de codificação e decodificação da informação são inerentemente mais complexos;
- Uma técnica de localização de unidades móveis, tendo precisão modesta, é necessária de modo que haja uma monitoração adequada dos mesmos à medida que eles se movam de uma célula para outra;
- Detecção coerente completa(ou seja, detecção real com um filtro casado), não é possível em um meio com desvanecimento rápido;

- A técnica de espalhamento espectral não se apresenta particularmente atrativo para sistemas com grandes células do ponto de vista custo-benefício. Porém, as vantagens operacionais citadas acima ainda se aplicam para o caso de grandes células.

Em CDMA, um handoff suave de uma célula para a próxima necessita de aquisição pelo móvel na nova célula, antes que ele abandone a célula anterior.

4.6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] VERHULTS, D., MOULY, M. e SZPIRGLAS, J., *Slow Frequency Hopping Multiple Access for Digital Cellular Radiotelephone*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 2, nº. 4, Julho 1984.
- [2] DOLL, D. R., *Multiplexing and Concentration*, Proceedings of IEEE, Vol. PROC-60, nº. 11, novembro 1972.
- [3] LATHI, B. P., *Modern Digital and Analog Communication Systems*, Holt, Rinehart and Winston, Inc., Orlando, 1989.
- [4] KRISTER, R. e UDDENFELDT, J., *Capacity of Digital Cellular TDMA Systems*, IEEE, Transactions Vehicular Technology, Vol. VT-40, nº. 2, maio 1991.
- [5] MORAIS, M., *Multiplexação Dinâmica por Divisão em Tempo*, Tese de mestrado, DEE/CCT/UFPB, junho 1980.

- [6] LEE, W. C. Y., *Overview of Cellular CDMA*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-40, n° 2, maio 1991.
- [7] PICKHOLTZ, R. L., MILSTEIN, L. B. e SCHILLING, D. L., *Spread Spectrum for Mobile Communications*, IEEE, Transaction on Vehicular Technology, Vol. VT-40, n° 2, maio 1991.
- [8] PICKHOLTZ, R. L., et. al., *Theory of Spread Spectrum Communications - a Tutorial*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-30, n° 5, maio 1982.
- [9] GILHOUSEN, K. S., JACOBS, I. M., et. al., *On the Capacity of a Cellular CDMA System*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-40, n° 2, maio 1991.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

As principais conclusões acerca do trabalho realizado nesta dissertação podem ser divididas em duas partes principais:

5.1. CONCLUSÕES ACERCA DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO MÓVEL CELULAR PROPOSTO UTILIZANDO SSMA/SFH/8FSK

O breve estudo acerca dos sistemas de comunicação móvel celular e utilizando espalhamento espectral realizado no início serviu de base para a análise de desempenho do sistema proposto, onde optou-se pela utilização de modulação 8FSK e de uma técnica de acesso múltiplo através de espalhamento espectral com salto em frequência lento. Além disso, são mencionadas algumas vantagens e desvantagens destas técnicas de acesso múltiplo. Não foram considerados aspectos de sincronização e nem a utilização de qualquer técnica de codificação para a diminuição da taxa de erro de bits. O fenômeno da ocorrência de colisões foi abordado em profundidade e alguns resultados numéricos foram obtidos considerando-se que a única interferência incidente sobre o sistema é aquela causada pelos outros usuários do mesmo. Através destes resultados pôde-se comprovar que o desempenho do sistema diminui à medida que o número de usuários ativos no sistema aumenta e que varia de acordo com o nível de potência recebida dos mesmos na ERB. Técnicas de controle do nível de potência recebida podem ser usadas para amenizar este

último problema. Por outro lado, o uso de algum esquema de codificação para controle de erros é absolutamente importante para melhorar tal desempenho [1]

Ao final foi feita uma análise comparativa entre as três técnicas de acesso múltiplo utilizadas em sistemas de comunicação móveis celulares (FDMA, TDMA e CDMA), em termos de capacidade, onde pode-se comprovar a superioridade (em termos de número de usuários/célula), do sistema de acesso múltiplo por divisão em código.

5.2. PRINCIPAIS CONCLUSÕES ACERCA DOS CONJUNTOS DE SEQÜÊNCIAS APRESENTADAS NESTA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 deste trabalho foi feito um estudo aprofundado acerca dos conjuntos de seqüências ótimas para sistemas de acesso múltiplo utilizando espalhamento espectral. As seqüências a serem utilizadas para a implementação da técnica de seqüência direta são bem mais amplamente conhecidas na literatura, ao contrário das utilizadas na implementação da técnica de salto em freqüência. As propriedades das seqüências binárias obtidas a partir de registradores de deslocamento também são abordadas, inclusive as propriedades de correlação cruzada. Ao final foi feita uma análise das seqüências a serem utilizadas em sistemas que empregam a técnica de salto em freqüência, inclusive tendo sido proposta uma seqüência de período 511 que poderia ser gerada por um registrador de deslocamento cíclico com realimentação linear de 9 estágios ($2^9 - 1 = 511$). Os principais parâmetros do projeto foram determinados neste capítulo.

5.3. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho abre oportunidade para que uma gama de novos trabalhos possam surgir a partir dele. Dentre eles está:

- A proposição de novos sistemas em que os aspectos de sincronização possam ser considerados;
- A inserção de técnicas de codificação para controle de erro, como uma alternativa para a melhoria do desempenho do sistema;
- Protocolos para a detecção e resolução de colisões;
- O problema *near-far* também poderia vir a ser abordado;
- A implementação em laboratório de partes do sistema (correladores, sintetizadores de frequência; geradores de seqüência, etc), além de testes do sistema por simulação;
- Aproveitamento da inatividade de canais para controle de erros em sistemas CDMA.

5.4. REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- [1] GERANIOTIS, E., *Multiple-Access Capability of Frequency-Hopped Spread-Spectrum Revisited: An Analysis of the Effect of Unequal Power Levels*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-38, nº. 7, julho 1990.

APÊNDICE A: ÁLGEBRA DE CAMPOS FINITOS

Este apêndice fornece um breve resumo da teoria de campos finitos, suficiente para entender a seqüência de derivações apresentadas nesta dissertação.

Um campo finito $GF(q)$ é um conjunto finito de elementos em que se é possível adicionar, subtrair, multiplicar e dividir (com excessão da divisão por zero), onde o elemento resultante de qualquer uma destas operações também pertence ao campo. O número de elementos do campo q é chamado de **ordem** do campo. As operações de adição e multiplicação devem satisfazer às leis comutativa, associativa e distributiva, tal que para qualquer $\alpha, \beta, \gamma \in GF(q)$

$$\alpha + \beta = \beta + \alpha,$$

$$\alpha\beta = \beta\alpha,$$

$$\alpha + (\beta + \gamma) = (\alpha + \beta) + \gamma,$$

$$\alpha(\beta\gamma) = (\alpha\beta)\gamma,$$

$$\alpha(\beta + \gamma) = \alpha\beta + \alpha\gamma.$$

Além disso, os elementos $0, 1, -\alpha, \alpha^{-1}$ para todo $\alpha \in GF(q)$ devem existir, tal que:

$$0 + \alpha = \alpha,$$

$$(-\alpha) + \alpha = 0,$$

$$0\alpha = 0,$$

$$1\alpha = \alpha, \text{ e}$$

$$\text{se } \alpha \neq 0, (\alpha^{-1})\alpha = 1.$$

A notação $GF(q)$ para um campo de q elementos é uma homenagem ao matemático francês Evariste Galois.

Um dos princípios fundamentais desta álgebra é que somente deve existir campos finitos para um número q primo ou uma potência de um número primo.

- Campo Base $GF(q)$ ($q =$ primo):

Quando q é igual a um número primo, toda a aritmética é realizada módulo q . O resultado de uma operação aritmética é equivalente ao resultado normal, reduzido módulo q (ou seja, é igual ao resto da divisão deste resultado por q). Por exemplo, seja $q = 7$, então $2 \cdot 3 = 6$, $1 + 4 = 5$, $4 \cdot 3 = 5 (=12 \text{ mod } 7)$, $2 + 5 = 0 (= 7 \text{ mod } 7)$.

Um elemento não nulo $\alpha \in GF(q)$ é dito ser de uma ordem (multiplicativa) S , se S é o menor inteiro não nulo tal que $\alpha^S = 1$. Um elemento cuja ordem $S = q - 1$ é chamado **elemento primitivo**. Da mesma forma, um elemento primitivo é aquele cujas potências geram todos os outros elementos não nulos do campo. Como um exemplo, considere o campo $GF(7)$ que contém 7 elementos. Se forem obtidas as potências do número 3 em $GF(7)$, tem-se

$$3^1 = 3, \quad 3^2 = 3 \cdot 3 = 2, \quad 3^3 = 3 \cdot 3^2 = 6, \quad 3^4 = 3 \cdot 3^3 = 4, \quad 3^5 = 3 \cdot 3^4 = 5, \quad 3^6 = 3 \cdot 3^5 = 1.$$

Portanto, o inteiro 3 é um elemento primitivo de $GF(7)$ pois sua ordem é 6.

- Campo Extensão $GF(q^N)$ ($q =$ número primo):

A aritmética no campo extensão é ainda mais complicada. A discussão aqui será limitada ao caso em que $q = 2$. Esta é uma classe importante, devido as operações no campo poderem ser realizadas através de tecnologia binária.

As operações em $GF(2^N)$ são realizadas módulo um polinômio primitivo $m(t)$ sobre $GF(2)$ de grau N . A expressão "um polinômio sobre $GF(2)$ ", significa dizer que os seus coeficientes pertencem ao campo $GF(2)$. Um polinômio primitivo de grau m é aquele que é irredutível (ou seja, não pode ser fatorado sobre $GF(2)$), e tal que o menor inteiro positivo m para o qual ele divide $t^m - 1$ é igual a $2^N - 1$. Os elementos de $GF(2^N)$ são todos polinômios de grau menor ou igual a $N-1$, e cujos coeficientes pertencem a $GF(2)$. A representação de cada elemento polinomial por meio de seus coeficientes resulta em versões N -uplas destes elementos (ou seja, $t^2 + 1 \equiv 101$). Outra versão dos elementos de $GF(2^N)$, que é muito comum para a operação de multiplicação, é a representação dos mesmos através de potências de um elemento primitivo α . Um elemento primitivo, como já foi dito, é aquele cujas potências geram todos os outros elementos não nulos do campo. Por exemplo, em $GF(2^N)$, $\alpha = t \equiv 010$, é sempre um elemento primitivo, desde que $m(t)$ é um polinômio primitivo.

- Exemplo 1:

Em $GF(2^3)$, $m(t) = t^3 + t + 1$ é um polinômio primitivo sobre $GF(2)$. Está claro que a adição e a subtração em $GF(2^3)$ são equivalentes, devido ao fato que $2\beta = 0$, ou seja, $\beta = -\beta$, onde β representa qualquer elemento do campo $GF(2^3)$. A adição de quaisquer dois elementos β_1 e β_2 é realizada facilmente se eles estão representados em suas formas N -uplas ou em suas formas polinomiais. Por exemplo, se $\beta_1 = \alpha^0 \equiv 100$ e $\beta_2 = \alpha^5 \equiv 111$, então $\beta_1 + \beta_2 = 100 + 111 = 011 \equiv \alpha^4$. A operação de multiplicação é obtida mais facilmente se β é expresso na forma de uma potência do elemento primitivo α . Por exemplo, $\beta_1 \cdot \beta_2 = \alpha^3 \cdot \alpha^5 = \alpha^8 = \alpha^7 \alpha^1 = \alpha \equiv 010$.

Para se encontrar o recíproco de um elemento, digamos $\beta_1 = \alpha^3$, então tem que ser feito o seguinte cálculo: $(\beta_1)^{-1} = (\alpha^3)^{-3} = \alpha^{-3} = \alpha^{-3} \cdot \alpha^7 = \alpha^4 = 011$.

Mais detalhes acerca de álgebra de campos finitos podem ser obtidos em:

- [1] MACWILLIAM, F. J., e SLOANE, N. J. A., *The Theory of Error Correcting Codes*, North Holland, 1977.
- [2] PETERSON, W. W. e WELDON, E. J., *Error Correcting Codes*, MIT Press, 1972.
- [3] LIN, S e COSTELLO, D. J., *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, Prentice- Hall, 1983.