

MON
621.3
048ed
1ES/mem

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**UM ESTUDO COMPARATIVO DO DESEMPENHO DE
ALGUMAS FAMÍLIAS DE SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS
LINEARES ESPALHADOS EM UM SISTEMA DS-SSMA**

KELIAS DE OLIVEIRA

SISBI/UFU



1000204630

ABRIL
2002



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**UM ESTUDO COMPARATIVO DO DESEMPENHO DE
ALGUMAS FAMÍLIAS DE SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS
LINEARES ESPALHADOS EM UM SISTEMA DS-SSMA**

Dissertação apresentada por Kélias de Oliveira à Universidade Federal de Uberlândia para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovado em 05/04/02 pela seguinte banca examinadora:

Professor Gilberto Arantes Carrijo, Dr., Pós-Doc. Orientador, UFU
Professor Paulo Roberto Guardieiro, Dr. UFU
Professor Waldeci João Perrela, Dr. ITA

UM ESTUDO COMPARATIVO DO DESEMPENHO DE ALGUMAS FAMÍLIAS DE SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS LINEARES ESPALHADOS EM UM SISTEMA DS-SSMA

Dissertação apresentada por **Kelias de Oliveira** à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovado em 05/04/02.

Prof. Gilberto Arantes Carrijo, Dr., Pós-Doc
Orientador

Prof. Alcimar Gonçalves Barbosa, Dr.
Coordenador da Pós-Graduação

Dedico esta
A minha esposa Cida Adôrno,
Aos meus filhos Raphael e Isabelle e
Aos meus Pais.

*O homem não é senão o seu projeto, só existe na medida em que se realiza.
Não é portanto nada mais do que o conjunto dos seus atos, nada mais do que a sua
vida.*

Jean-Paul Sartre.

AGRADECIMENTOS

A presente dissertação só foi possível graças ao empenho e a colaboração que várias pessoas e instituições prestaram ao seu autor. A todos desejo agradecer de uma forma geral, mas em particular quero expressar o meu reconhecimento e gratidão a alguns.

- Ao Professor Gilberto Arantes Carrijo, orientador acadêmico, pelo apoio científico, pela permanente disponibilidade e confiança depositada.
- Ao meu amigo José Luis Domingos, pelos incentivos, pela ajuda, pelo apoio moral, enfim pela sua amizade.
- Ao amigo Carlos Augusto Guimarães Medeiros, pela contribuição inestimável.
- Ao amigo Cláudio Afonso Fleury pelas críticas e sugestões.
- Ao professor Adélio José de Moraes, um exemplo de profissional a ser seguido por esta e pelas gerações futuras.
- Ao CEFET/GO – Centro Federal de Educação Tecnológica de Goiás, pela oportunidade única que me deu de aprofundar os meus conhecimentos.
- À CAPES – Comissão de Aperfeiçoamento do Ensino Superior, pelo suporte financeiro através da bolsa de mestrado do programa PCDIT – Programa de Capacitação Docente de Instituições Tecnológicas.
- Aos demais colegas da Pós-Graduação da UFU pela amizade.

RESUMO

Com o surgimento de novos serviços de comunicações como as Redes de Comunicações Pessoais (*PCN*), a Telefonia Celular e o *GPS*, prevê-se uma forte saturação espectral que poderá ser minimizada com uso das técnicas de modulação baseadas em Espalhamento Espectral (*SS*). Assim, o tema principal desta dissertação consistiu em estudar o desempenho de um sistema de comunicação de Acesso Múltiplo por Espalhamento Espectral com a Fase Codificada (*DS-SSMA*) da portadora, quando são utilizadas algumas famílias de seqüências de códigos espalhadas linearmente. Foi efetuada uma revisão dos principais conceitos referentes às seqüências de códigos tendo como aplicação o seu uso em sistemas de Acesso Múltiplo por Espalhamento Espectral (*SSMA*). Haja visto que é nessa principal aplicação que se concentram os sistemas *DS-SS*, a partir daí é possível estabelecer alguns critérios de desempenho que serão usados para comparar as diversas famílias de seqüências de códigos neste uso específico. É apresentado o processo de geração das principais famílias de seqüências de códigos lineares, é efetuado um estudo, através de simulações computacionais, do desempenho da relação sinal ruído (*SNR*) para as diversas famílias de códigos. Os parâmetros usados nas medidas de desempenho foram as funções correlações cruzadas aperiódicas. Os resultados das diversas simulações efetuadas são apresentados e analisados.

Palavras chave: Espalhamento Espectral, Acesso Múltiplo, Códigos Espalhados.

ABSTRACT

Based on the new communications services nowadays like, the Personal Communication Networks (PCN), the Cellular Telephone System and the Global Positioning System (GPS), huge spectrum saturation is foreseen and can be minimized through the use of modulation techniques based on Spread Spectrum (SS). Thus, the main subject of this dissertation was the study of the performance of method of Direct Sequence-Spread Spectrum Multiple Access (DS-SSMA) from the carrier, when families of sequence codes, linear spread, are used. It was done a review of the main concepts related to the sequences codes having their use on Spread Spectrum Multiple Access (SSMA) systems. Based on the fact that the DS-SS systems are mostly used in this application, it was possible to stablish some performance parameters that was employed to compare the variety of families of sequences codes, in this specific use. It is presented the generation process of the most important families of linear sequence codes, and a study of the signal to noise ratio (SNR) performance for all the families of sequence codes is done, via computation simulations. The parameters used when measuring the performance were non-periodic cross-correlation functions. The results of the simulations were shown and also analyzed.

Key words: Spread Spectrum, Multiple Access, Spreading Codes.

**UM ESTUDO COMPARATIVO DO DESEMPENHO DE ALGUMAS FAMÍLIAS
DE SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS LINEARES ESPALHADOS EM UM
SISTEMA DS-SSMA**

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO AO ESPALHAMENTO ESPECTRAL	1
1.1	Aspectos Gerais	1
1.2	Objetivos	5
1.3	Estrutura da Dissertação	6
2.	CONCEITOS BÁSICOS DO ESPALHAMENTO ESPECTRAL	7
2.1	Considerações Iniciais	7
2.2	Geração do Sinal <i>SS</i>	8
2.3	Propriedades do Sinal <i>SS</i>	12
2.4	Definição da Modulação por Espalhamento Espectral	13
2.5	Base Teórica da Modulação por Espalhamento Espectral	14
2.6	Considerações Finais	16
3.	TÉCNICAS DO ESPALHAMENTO ESPECTRAL	17
3.1	Considerações Iniciais	17
3.2	Espalhamento do Espectro por Sequência Direta	17
3.2.1	Obtenção do Sinal <i>DS-SS</i>	19
3.2.2	Espalhamento e Desespalhamento na Presença de Interferência	20
3.2.3	Modulação e Demodulação <i>DS-SS</i>	21
3.2.4	Aplicações do Sinal <i>DS-SS</i>	24

3.3	Espalhamento do Espectro por Saltos em Frequência	25
3.3.1	Características do Sinal <i>FH</i>	25
3.3.2	Determinando a Taxa de Saltos e o Número de Frequências	29
3.4	Espalhamento do Espectro por Sistemas Pulsados <i>FM</i> ou <i>CHIRP</i>	33
3.5	Considerações Finais	35
4.	GERAÇÃO DE SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS	37
4.1	Considerações Iniciais	37
4.2	Geração de Sequências de Tamanho Máximo ou <i>Sequências-m</i>	38
4.2.1	A Distribuição no Tamanho do Fluxo	42
4.2.2	Autocorrelação e Correlação Cruzada	43
4.2.3	Propriedades Lineares Adicionais	45
4.3	A Configuração do Gerador de Código Linear	46
4.4	Autocorrelação e Correlação Cruzada dos Códigos	53
4.5	Códigos Compostos	68
4.5.1	Geradores das Sequências dos Códigos <i>Gold</i>	69
4.6	Taxa de <i>Bits</i> e Tamanho do Código	74
4.7	Escolhendo um Código Linear	75
4.8	Gerando Códigos com Altas Taxas	80
4.9	Geradores das Sequências dos Códigos <i>Kasami</i>	85
4.9.1	Sequência de Códigos de <i>Kasami</i> Pequeno	85
4.9.2	Sequência de Códigos de <i>Kasami</i> Grande	86
4.10	Geradores das Sequências dos Códigos <i>Hadamard-Walsh</i>	88
4.11	Considerações Finais	90

5. DESEMPENHO DE UM SISTEMA <i>BPSK</i> NA PRESENÇA DO RUÍDO GAUSSIANO BRANCO E DO RUÍDO IMPULSIVO	93
5.1 Considerações Iniciais	93
5.2 Desempenho de um Sistema <i>BPSK</i> na Presença de Ruído Gaussiano	93
5.3 Desempenho de um Sistema <i>BPSK</i> na Presença do Ruído Gaussiano Branco e do Ruído Impulsivo	98
5.4 Relação Sinal Ruído para o Sistema <i>BPSK</i> na Presença do Ruído Gaussiano Branco e do Ruído Impulsivo	104
5.5 Considerações Finais	107
6. COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DE ALGUMAS FAMÍLIAS DE SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS LINEARES ESPALHADAS EM UM SISTEMA <i>DS-SSMA</i>	108
6.1 Considerações Iniciais	108
6.2 O Modelo do Sistema <i>SSMA</i> com a Fase Codificada	109
6.3 Análise do Sistema: a Relação Sinal Ruído Média (<i>SNR</i>) Considerando um Ruído Gaussiano Branco	117
6.4 Fluxograma da Implementação dos Códigos	121
6.4.1 Sequência de Tamanho Máxima ou <i>Sequência-m</i>	121
6.4.2 Sequência <i>Gold</i>	121
6.4.3 Sequência <i>Kasami</i> Pequeno	122
6.4.4 Sequência <i>Kasami</i> Grande	124
6.4.5 Sequência de <i>Hadamard-Walsh</i>	125
6.5 Procedimentos e Resultados das Simulações, Considerando um Ruído Gaussiano Branco	126

6.5.1	Simulações das Sequências de Códigos de Período 15 <i>Chips</i>	126
6.5.2	Simulações das Sequências de Códigos de Período 31 <i>Chips</i>	129
6.5.3	Simulações das Sequências de Códigos de Período 63 <i>Chips</i>	131
6.5.4	Simulações das Sequências de Códigos de Período 127 <i>Chips</i>	134
6.5.5	Simulações das Sequências de Códigos de Período 255 <i>Chips</i>	136
6.5.6	Simulações das Sequências de Códigos de Período 511 <i>Chips</i>	138
6.5.7	Simulações das Sequências de Códigos de Período 1023 <i>Chips</i>	140
6.5.8	Resultados Numéricos para Todas as Sequências de Códigos	141
6.6	Desempenho do Sistema DS-SSMA Considerando o Ruído Gaussiano e o Ruído Impulsivo	143
6.7	Procedimentos e Resultados das Simulações, Considerando um Ruído Gaussiano Branco e o Ruído Impulsivo	145
6.7.1	Simulações das Sequências-m de 15 <i>Chips</i>	146
6.7.2	Simulações para as Sequências <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i>	151
6.7.3	Simulações para as Sequências <i>Kasami</i> Grande de 15 <i>Chips</i>	156
6.7.4	Simulações das Sequências-m de 31 <i>Chips</i>	161
6.8	Considerações Finais	166
7.	CONCLUSÕES	170
7.1	Conclusões	170
7.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	177
	Referências bibliográficas	178
	Bibliografias recomendadas	181

LISTA DE ABREVIATURAS

AJ	<i>Anti-Jamming</i>
AM-DSB	<i>Amplitude Modulation Double Side Band</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
AVARR	<i>Average Arrival Ratio</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Ratio</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BW	<i>BandWidth</i>
CI	<i>Circuit Integrated</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
DS	<i>Direct Sequence</i>
DSB	<i>Double Side Band</i>
DS-SSMA	<i>Direct Sequence Spread Spectrum Multiple Access</i>
DS-SS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
ELF	<i>Extremely Low Frequency</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FH	<i>Frequency Hopping</i>
FI	<i>Frequency Intermediate</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
GP	<i>Gain Process</i>

GPS	<i>Global Positioning System</i>
HF	<i>High Frequency</i>
ID	<i>Index of Discrimination</i>
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
IWR	<i>Impulse White Ratio</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
LPI	<i>Low Probability of Interception</i>
LSI	<i>Large Scale of Integration</i>
MSRG	<i>Modular Shift Register Generator</i>
Mbps	<i>Mega Bits Per Second</i>
NRZ	<i>NonReturn Zero</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PCS	<i>Personal Communications Services</i>
PCM	<i>Pulse Code Modulation</i>
PCN	<i>Personal Communications Networks</i>
PN	<i>Pseudo Noise</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SS	<i>Spread Spectrum</i>
SSRG	<i>Simple Shift Register Generator</i>
SRG	<i>Shift-Register Generator</i>
SSMA	<i>Spread Spectrum Multiple Access</i>

SWR	<i>Signal to Noise White Ratio</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TH	<i>Time Hopping</i>
TIA	<i>Telecommunication Industry Association</i>
TTL	<i>Transistor Transistor Logic</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VLf	<i>Very Low Frequency</i>
VLSI	<i>Very Large Scale of Integration</i>
XOR	<i>eXclusive-OR</i>
WBFM	<i>Wide Band Frequency Modulation</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WWAN	<i>Wireless Wide Area Network</i>

LISTA DE TABELAS

3.1	Tabela Verdade da Porta OU-eXclusivo (<i>XOR</i>)	19
3.2	Parâmetros do Sistema <i>chirp</i>	34
4.1	Distribuição dos fluxos para uma <i>seqüência-m</i> de $2^7 - 1$ <i>chips</i>	44
4.2	Conversão de Binário para Decimal de um Código Mostrando a Ordem Pseudo Aleatória.	49
4.3	Número de Seqüências Máximas Geradas por Registradores de Tamanhos 3 a 31, 61 e 89.	52
4.4	Chaveamento de Registradores Máximos	54
4.5	Exemplo de Autocorrelação	57
4.6	Estados Geradores de Seqüências	61
4.7	Seqüências de Códigos Produzidas por um Gerador de Cinco Estágios	62
4.8	Correlação Cruzada das <i>Seqüências-m</i> Espelho {5,3} e {5,2} de 31 <i>bits</i>	65
4.9	Correlação Cruzada das <i>Seqüência-m</i> {5,3} e {5,4,3,2} de 31 <i>bits</i>	66
4.10	Somatório <i>XOR</i> com Decimação $L = 0$	71
4.11	Somatório <i>XOR</i> com Decimação $L = 1$	71
4.12	Somatório <i>XOR</i> com Decimação $L = 5$	72
4.13	Períodos das Seqüências de Códigos para Vários Tamanhos de <i>Seqüência-m</i> com uma Taxa de 1 <i>Mbps</i>	76
4.14	Conexões de Realimentação para <i>Seqüências-m</i> Lineares	78
4.15	Comparação dos Estados da Seqüência Gerada {7,1} _S e {7,6} _M	79
6.1	Parâmetros de Correlação para Famílias de Seqüências de Códigos Usadas em Sistemas <i>DS-SSMA</i> .	142

LISTA DE FIGURAS

2.1	Espectro de Potência	9
2.2	Formas de Onda de $v_1(t)$ e $v_2(t)$	11
2.3	Antes do Espalhamento, $n = 1$	11
2.4	Depois do Espalhamento, $n = 2$	11
3.1	Espalhamento do Sinal <i>DS-SS</i>	18
3.2	Obtenção do Sinal <i>DS-SS</i>	18
3.3	Porta OU Exclusivo	19
3.4	Espectro do Sinal antes do Espalhamento	20
3.5	Espectro do Código <i>PN</i>	21
3.6	A Interferência de Faixa Estreita n	21
3.7	O Sinal <i>DS-SS</i>	21
3.8	Espectro do Sinal após o Desespalhamento	21
3.9	Modulação e Demodulação do Sinal <i>DS-SS</i>	22
3.10	Transmissor por Saltos em Frequência	26
3.11	Receptor por Saltos em Frequência	26
3.12	Formas de Onda para um Sinal Básico por Saltos em Frequência	27
3.13	Pulso Retangular e sua Transformada de <i>Fourier</i>	29
3.14	Esquema de Modulação <i>FSK</i>	29
3.15	Transformada de <i>Fourier</i> do Sinal <i>FSK</i>	30
3.16	Seqüência <i>PN</i> com as Frequências de Saltos Equivalentes	30
3.17	Espectro do Sinal Modulado <i>FSK</i>	31
3.18	Taxa de Erro em Função da Fração de Canais Interferentes (J/N) em um Sistema por Saltos em Frequência	32

3.19	Número de Canais Necessários em Função da Fração de Canais Interferentes	33
3.20	Obtenção do Sinal <i>chirp</i>	34
3.21	Característica do Filtro <i>chirp</i>	35
4.1	Configurações de Geradores Lineares e não Lineares	39
4.2	Ilustração dos Fluxos	43
4.3	Autocorrelação e Correlação Cruzada de Sequência de Códigos Binário	45
4.4	Geradores com Registradores de Deslocamentos para um Código não Máximo de 1023 <i>chips</i>	47
4.5	Um Gerador de Sequência de Códigos de 3 Estágios	48
4.6	Configuração de um Gerador de Sequência Alternativo do tipo Modular	50
4.7	Gerador de Sequência de Códigos Equivalente ao da Figura 4.5	50
4.8	Gerador de Sequência Simples com Múltiplas Derivações (<i>SSRG</i>)	51
4.9	Gerador de Sequência Modular com Múltiplas Derivações (<i>MSRG</i>)	51
4.10	Função Autocorrelação de uma <i>Sequência-m</i>	58
4.11	Função Autocorrelação de um Código Tipicamente Não Máximo	58
4.12	<i>SRG</i> de Cinco Estágios com Derivação Múltipla	60
4.13	Autocorrelação do Código Não Máximo de 21 <i>bits</i> {5,4}	63
4.14	Comparação da Autocorrelação da <i>Sequência-m</i> de 31 <i>bits</i> {5,3} e Correlação Cruzada das <i>Sequências-m</i> de 31 <i>bits</i> {5,3} e {5,2}	64
4.15	Comparação da Autocorrelação da <i>Sequência-m</i> de 31 <i>bits</i> {5,3} e Correlação Cruzada das <i>Sequências-m</i> {5,3} e {5,4,3,2} de 31 <i>bits</i>	67
4.16	Configuração do Gerador da Sequência do Código <i>Gold</i>	69
4.17	Ilustração da Geração dos Códigos <i>Gold</i> com os Geradores {5,3} e {5,4,3,2}	72
4.18	Configurações de Realimentação para <i>Sequência-m</i> Linear de 127 <i>chips</i>	80

4.19	Gerador de Seqüência de Códigos de Alta velocidade de 7 Estágios	84
4.20	Taxas Comparativas de Deslocamentos para 2 <i>SRG</i> Simples	87
4.21	Registradores de Deslocamento para a Construção da Seqüência <i>Kasami</i> de Tamanho Pequeno	88
4.22	Registradores de Deslocamento para a Construção da Seqüência <i>Kasami</i> de Tamanho Grande	89
5.1	Modulador <i>BPSK</i>	97
5.2	Formas de Onda do Sinal <i>BPSK</i>	97
5.3	Receptor de Correlação <i>BPSK</i>	98
5.4	Densidade de Probabilidade do Ruído $w(t)$	100
5.5	Receptor <i>BPSK</i> com Ruído $w(t)$ e $v(t)$	101
5.6	Variação da P_e com a <i>SWR</i>	107
5.7	Variação da <i>SNR</i> com a <i>SWR</i>	110
6.1	Formas de Onda para o Modelo <i>SSMA</i> com a Fase Codificada	114
6.2	Modelo do Sistema <i>SSMA</i> com a Fase Codificada	115
6.3	O Receptor por Correlação	116
6.4	O Filtro de Correlação	117
6.5	Intervalos de p_T	119
6.6	Atrasos de p_T	119
6.7	Gerador da Seqüência- m de 5 Estágios	127
6.8	Obtenção da Seqüência- m	128
6.9	Dois Geradores de 5 Estágios	128
6.10	Obtenção da Seqüência de Código <i>Gold</i>	130
6.11	Obtenção da Seqüência de Código <i>Kasami</i> Pequeno	130

6.12	Obtenção da Sequência de Código <i>Kasami</i> Grande	130
6.13	Obtenção da Sequência de Código <i>Hadamard-Walsh</i>	131
6.14	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Sequências-m</i> de 15 <i>Chips</i>	132
6.15	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i>	132
6.16	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Grande de 15 <i>Chips</i>	133
6.17	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Hadamard-Walsh</i> de 16 <i>Chips</i>	133
6.18	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Hadamard-Walsh</i> de 16 <i>Chips</i>	134
6.19	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Sequência-m</i> de 31 <i>Chips</i>	134
6.20	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Gold</i> de 31 <i>Chips</i>	135
6.21	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Hadamard-Walsh</i> de 32 <i>Chips</i>	135
6.22	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Sequência-m</i> de 63 <i>Chips</i>	136
6.23	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Gold</i> de 63 <i>Chips</i>	136
6.24	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 63 <i>Chips</i>	137
6.25	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Grande de 63 <i>Chips</i>	137
6.26	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Hadamard-Walsh</i> de 64 <i>Chips</i>	138
6.27	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Sequência-m</i> de 127 <i>Chips</i>	138
6.28	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Gold</i> de 127 <i>Chips</i>	139
6.29	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Hadamard-Walsh</i> de 128 <i>Chips</i>	139
6.30	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Sequência-m</i> de 255 <i>Chips</i>	140
6.31	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 255 <i>Chips</i>	140
6.32	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Grande de 255 <i>Chips</i>	141
6.33	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Hadamard-Walsh</i> de 256 <i>Chips</i>	141
6.34	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Sequência-m</i> de 511 <i>Chips</i>	142
6.35	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Gold</i> de 511 <i>Chips</i>	142

6.36	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Hadamard-Walsh</i> de 512 <i>Chips</i>	143
6.37	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 1023 <i>Chips</i>	143
6.38	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 1023 <i>Chips</i>	144
6.39	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Hadamard-Walsh</i> de 1024 <i>Chips</i>	144
6.40	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para <i>AVARR</i> = 0 e <i>IWR</i> = 0	149
6.41	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para <i>AVARR</i> = 1 e <i>IWR</i> = 0	149
6.42	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para <i>AVARR</i> = 1 e <i>IWR</i> = 0,125	150
6.43	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para <i>AVARR</i> = 1 e <i>IWR</i> = 0,25	150
6.44	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para <i>AVARR</i> = 1 e <i>IWR</i> = 0,5	151
6.45	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para <i>AVARR</i> = 1 e <i>IWR</i> = 1	151
6.46	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para <i>AVARR</i> = 2 e <i>IWR</i> = 0,125	152
6.47	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para <i>AVARR</i> = 2 e <i>IWR</i> = 0,25	152
6.48	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para <i>AVARR</i> = 2 e <i>IWR</i> = 0,5	153
6.49	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Seqüência-m</i> de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para <i>AVARR</i> = 2 e <i>IWR</i> = 1	153

6.50	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 0$ e $IWR = 0$	154
6.51	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 0,125$	154
6.52	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 0,25$	155
6.53	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 0,5$	155
6.54	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 1$	156
6.55	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 2$ e $IWR = 0,125$	156
6.56	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 2$ e $IWR = 0,25$	157
6.57	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 2$ e $IWR = 0,5$	157
6.58	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 2$ e $IWR = 1$	158
6.59	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 0$ e $IWR = 0$	158
6.60	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 0,125$	159
6.61	Desempenho da <i>SNR</i> para <i>Kasami</i> Pequeno de 15 <i>Chips</i> com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 0,25$	159

- 6.62 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Pequeno de 15 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 0,5$ 160
- 6.63 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Pequeno de 15 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 1$ 160
- 6.64 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Pequeno de 15 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 2$ e $IWR = 0,125$ 161
- 6.65 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Pequeno de 15 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 2$ e $IWR = 0,25$ 161
- 6.66 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Pequeno de 15 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 2$ e $IWR = 0,5$ 162
- 6.67 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Pequeno de 15 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 2$ e $IWR = 1$ 162
- 6.68 Desempenho da *SNR* para *Seqüência-m* de 31 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 0$ e $IWR = 0$ 163
- 6.69 Desempenho da *SNR* para *Seqüência-m* de 31 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 0,125$ 163
- 6.70 Desempenho da *SNR* para *Seqüência-m* de 31 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 0,25$ 164
- 6.71 Desempenho da *SNR* para *Seqüência-m* de 31 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 0,5$ 164
- 6.72 Desempenho da *SNR* para *Seqüência-m* de 31 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 1$ e $IWR = 1$ 165
- 6.73 Desempenho da *SNR* para *Seqüência-m* de 31 *Chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 2$ e $IWR = 0,125$ 165

- 6.74 Desempenho da SNR para *Seqüência-m* de 31 *Chips* com Ruído Impulsivo, para
 $AVARR = 2$ e $IWR = 0,25$ 166
- 6.75 Desempenho da SNR para *Seqüência-m* de 31 *Chips* com Ruído Impulsivo, para
 $AVARR = 2$ e $IWR = 0,5$ 166
- 6.76 Desempenho da SNR para *Seqüência-m* de 31 *Chips* com Ruído Impulsivo, para
 $AVARR = 2$ e $IWR = 1$ 167

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO AO ESPALHAMENTO ESPECTRAL

1.1 Aspectos Gerais

O espectro de Rádiofrequência tem sido considerado como um dos principais recursos naturais existentes na área de Telecomunicações, já que dele dependem grande parte de nossas atividades. Proteger e melhorar o uso deste recurso limitado e finito mas, reutilizável, tornou-se uma tarefa de extrema importância. Por razões tecnológicas e econômicas, o espectro é limitado no sentido de que apenas uma faixa de frequências é utilizável, apesar dos avanços tecnológicos continuamente expandirem tal faixa. A reutilização do espectro provém do fato de que quando um usuário termina a ocupação de determinado segmento espectral, este último está apto a ser usado por outro.

Com o advento de novos serviços de radiocomunicação, notadamente os Serviços de Comunicações Pessoais (*Personal Communication Services, PCS*) e a Telefonia Celular, a gestão do espectro radioelétrico torna-se uma atividade cada vez mais complexa. Tradicionalmente, esta gestão consiste em atribuir bandas ou fatias do espectro aos vários serviços, como a difusão terrestre de televisão e áudio, serviços de satélite, ligações fixas ponto-a-ponto, serviços móveis, terrestres, marítimos e aeronáuticos, e serviços de radioamador. Recentemente, a abordagem deste problema tem sido efetuada de forma diferente, baseada nas propriedades de que certos métodos de modulação possuem, permitindo o compartilhamento simultâneo de uma banda de frequências sem causar uma excessiva interferência entre os vários usuários. Os sistemas que empregam estes métodos

de modulação são designados por sistemas de Espalhamento *Spectral* (*Spread Spectrum*, *SS*).

A tecnologia do espalhamento espectral vem sendo usada pelos militares desde a década de 40 [1], especialmente para duas aplicações: esconder o sinal transmitido de espões e vencer os efeitos da forte interferência intencional, o efeito *jamming*. Segundo *Viterbi* [2], um estudioso no assunto, espalhar o espectro do sinal é a melhor solução para essas duas necessidades, segundo suas palavras, “O sinal se torna virtualmente indistinto do ruído de fundo”.

Também, a modulação por espalhamento espectral pode ser usada para cálculos de posição e velocidade. A exemplo disso tem-se satélites especiais que, sintonizando seus sinais com os sinais gerados nos computadores localizados em veículos é possível saber onde estão no planeta e a que velocidade viajam. E a precisão desses sistemas aumenta proporcionalmente ao espalhamento.

Em 1989, os militares autorizaram o uso da tecnologia do espalhamento espectral para aplicações comerciais. A empresa americana *Qualcomm* [3] foi a primeira a perceber as possibilidades dessa técnica para a telefonia celular e, quando propôs o primeiro sistema celular digital baseado em espalhamento espectral em 1990, precisou suportar a incredulidade dos profissionais do setor de telecomunicações.

Nas aplicações comerciais a tecnologia do espalhamento espectral recebeu o nome comercial de Acesso Múltiplo por Divisão de Códigos (*Code Division Multiple Access*, *CDMA*). *Viterbi* [2] ajudou a demonstrar e a compor o padrão *CDMA IS-95*, adotado em 1993 pela Associação de Indústria de Telecomunicações (*Telecommunication Industry Association*, *TIA*). Em 1995, o *CDMA* foi escolhido como um dos padrões para os Serviços de Comunicações Pessoais (*PCS*) nos Estados Unidos da América (*EUA*), o *J-SSTD-008*.

Viterbi [2], comentou: “Os líderes da Qualcomm perceberam que o poder de processamento dos microchips era muitas vezes maior que a força dos amplificadores. Em vez de forçar as antenas com vários decibels, de forma a ser ouvido a longas distâncias por meio de ondas de rádio, o sistema *Qualcomm* iria usar microprocessadores para codificar cada conversação”.

Apenas recentemente, essa tecnologia tem avançado ao ponto das aplicações comerciais da sinalização por espalhamento espectral se tornarem economicamente viáveis. Isso tem motivado um grande número de empresas e profissionais a procurarem, individualmente, novas maneiras de melhorar as aplicações das técnicas por espalhamento espectral nos produtos e sistemas comerciais.

O Sistema de Posicionamento Global (*Global Positioning System, GPS*) [4, 5] por espalhamento espectral foi o primeiro sistema *SS* de aplicação comercial e militar, bem sucedido nas duas aplicações, o qual tem expandido e incrementado a demanda por produtos de localização de posição portáteis, ambos de uso individual ou em conjunto com *links* de comunicação via satélite. Novos produtos incorporados ao *GPS* tem se proliferado rapidamente.

Como há um esforço para produzir tecnologia sem fio disponível para uma faixa grande de aplicações, confronta-se com os desafios de um espectro saturado, a privacidade a ser considerada, a perda por desvanecimento nos canais móveis, a propagação por vários caminhos, a complexidade na propagação dentro e entre edifícios, dentre outros.

Muitas das soluções destas dificuldades tem sido desenvolvidas para aplicações militares nas quais as soluções complexas e os custos têm sido considerados acessíveis, desde que o desempenho desejado seja alcançado com êxito. As comunicações por

espalhamento espectral tem sido uma das mais intrigantes e excitantes tecnologias que emergem dessas tentativas.

O Espalhamento Espectral (*Spread Spectrum, SS*) pode ser definido como uma técnica na qual uma modulação de forma de onda auxiliar, independente do dado de informação, é empregada para espalhar a energia do sinal acima da largura de faixa, muito maior do que a largura de faixa do sinal de informação ocupado. O sinal é *desespalhado* no receptor usando uma réplica sincronizada, com a forma de onda auxiliar usada na transmissão.

As características da sinalização por *SS*, as quais faz dela proveitosa em várias aplicações, são as seguintes:

- sinal escondido e não-interferente em sistemas convencionais;
- anticongestionamento e rejeição a interferências;
- privacidade;
- acesso múltiplo;
- alcance preciso;

Enquanto alguns dos conceitos básicos sobre *SS* foram formulados precocemente, a Segunda Guerra Mundial impulsionou as pesquisas para encontrar um novo modo de comunicação que seria resistente e seguro na presença de interferências [1].

As aplicações práticas destas técnicas foram limitadas devido às tecnologias disponíveis naquela época. Um conhecimento geral dos sistemas *SS* foi lentamente emergindo depois que as duas guerras mundiais impuseram uma classificação rigorosa que foi imposta por muitos anos e devido à complexidade de *hardware* que os equipamentos exigiam, os quais serviram para limitar esse uso.

Por muitos anos os sistemas SS foram utilizados exclusivamente, para aplicações militares. Todavia, os avanços rápidos na tecnologia da Integração em Grande Escala (*Large Scale of Integration, LSI*) e da Integração em Escala Altíssima (*Very Large Scale of Integration, VLSI*) tornaram possível a implementação das funções complexas requeridas para o SS, dentro das dimensões e custos de construção que fazem dela atrativas para produtos de consumo. Por outro lado, as características da sinalização por SS surgiram para se tornarem bem adaptadas aos problemas de Redes de Comunicações Pessoais (*Personal Communication Networks, PCN*) [6], redes de comunicação de dados sem fios (*WLAN* e *WWAN*) [7], nos sistemas de alarmes e de localização (*ranging*), dentre outros.

1.2 Objetivos

Neste trabalho, pretende-se primeiramente, caracterizar a sinalização por espalhamento espectral, as técnicas utilizadas, a origem dos diversos sinais SS e as suas aplicações, tais como acesso múltiplo, *GPS*, etc. Além disso, tem por objetivo, estudar o processo de geração das diversas seqüências de códigos lineares usadas nos sistema *SSMA*, bem como, as suas características, propriedades e comportamento. Através de simulações computacionais, almeja-se analisar o desempenho da relação sinal/ruído em sistemas de comunicações com o uso de algumas famílias de seqüências de códigos espalhadas linearmente. Esta medida de desempenho é importantíssima para projetos preliminares de sistemas *CDMA*, desta forma usa-se como parâmetro nas medidas de desempenho as funções correlações cruzadas aperiódicas. Outra meta, é produzir material de forma didática, clara, concisa e objetiva a respeito do assunto Espalhamento Espectral, já que há poucas de publicações do assunto na língua pátria.

É importante salientar que, optou-se neste trabalho, por uma descrição não formal e livre, ao invés de uma formal. Evidentemente, esta última forma seria possível, porém, o

texto se tornaria proibitivamente volumoso e os conceitos importantes poderiam ser ofuscados pelo rigor. Desta forma, todas as propriedades mencionadas ao longo do texto são encaminhadas para referências específicas nas quais as demonstrações podem ser encontradas.

1.3 Estrutura da Dissertação

Visando atingir os objetivos estabelecidos, este trabalho foi elaborado obedecendo a seguinte estrutura:

Capítulo II: neste capítulo são definidos os conceitos a respeito do espalhamento espectral, o processo de geração do sinal SS , suas características, propriedades e aplicações.

Capítulo III: neste capítulo são definidas as técnicas que geram o espalhamento espectral.

Capítulo IV: neste capítulo são definidos os processos de geração das principais seqüências de códigos lineares, bem como, as suas características.

Capítulo V: neste capítulo é analisado o desempenho de um sistema $BPSK$ como parte inicial da análise de um sistema $DS-SSMA$, são usados como parâmetros a probabilidade de *bit* de erro (BER) e a relação sinal ruído (SNR).

Capítulo VI: aqui é discutido o objetivo principal do trabalho, onde é analisado o desempenho de um sistema $DS-SSMA$ quando são usadas algumas famílias de seqüências de códigos espalhadas linearmente.

Capítulo VII: neste capítulo são analisados os resultados obtidos.

CAPÍTULO 2

CONCEITOS BÁSICOS DO ESPALHAMENTO ESPECTRAL

2.1 Considerações iniciais

Os sistemas de espalhamento espectral foram desenvolvidos desde a década de 40. As aplicações iniciais foram utilizadas na área militar como técnica contra sinais interferentes intencionais (*anti-jamming*).

A definição de espalhamento espectral que reflete adequadamente esta técnica é: “O espalhamento espectral é uma técnica de transmissão no qual o sinal ocupa uma banda que excede a mínima necessária para transmitir a informação, a banda é espalhada por meio de um sinal código independente dos dados, e uma recepção sincronizada com o mesmo código no transmissor é usada para desespalhar e consequentemente recuperar os dados” [1].

Em tal situação, o sistema *FM* e *PCM* os quais também espalham o espectro do sinal de informação não são classificados como espalhamento espectral. As principais técnicas de espalhamento espectral encontradas na literatura são: sequência direta, saltos em frequência, saltos no tempo, etc., as quais serão abordadas no próximo capítulo.

As técnicas do espalhamento espectral, aplicadas em anos recentes, têm produzido enormes resultados nas comunicações, navegação e testes de sistemas, resultados estes que não são possíveis no formato dos padrões *FM* e *PCM*. Em muitas aplicações o advento dos transistores de alta velocidade e/ou os circuitos integrados foram a chave para a concepção de equipamentos poderosos e de pequena dimensão, baseados nas técnicas de modulação *SS*. Mas o que caracteriza um sistema *SS* ? Quais as vantagens da modulação *SS* ?

Também os principais problemas associados com o espalhamento espectral, são:

- Qual é o seu desempenho perante ruídos e interferências ?
- Que seqüências de códigos são usadas e quais são as suas propriedades ?
- Quanto esta técnica protege contra as interferências e interferências intencionais?
- Qual é a performance do sistema de espalhamento espectral em operação quando há vários usuários ?
- Como o espalhamento espectral reduz a interferência por multipercurso ?

Estas e outras questões são abordadas neste capítulo e nos que se seguem.

2.2 Geração do sinal SS

Considerando um pulso retangular $v(t)$, representado pela seguinte equação,

$$v(t) = \begin{cases} V, & 0 < t < T \\ 0, & \text{outros} \end{cases}, \quad (2.1)$$

deseja-se determinar o conteúdo em frequência do sinal e também avaliar a densidade espectral de potência associada ao mesmo. Para tanto, basta aplicar a Transformada de *Fourier*, em $v(t)$:

$$\mathfrak{T}[v(t)] \quad (2.2)$$

logo,

$$\mathfrak{T}[v(t)] = V(\omega) = \int_0^T v(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.3)$$

então,

$$V(\omega) = \int_0^T V e^{-j\omega t} dt \quad (2.4)$$

assim,

$$V(\omega) = \left[2 \frac{V}{\omega} \operatorname{sen} \left(\frac{\omega T}{2} \right) \right] \quad (2.5)$$

finalmente,

$$V(\omega) = VT \left[\frac{\operatorname{sen}(\omega T/2)}{\omega T/2} \right]. \quad (2.6)$$

Verifica-se por (2.6) que o pulso retangular é composto por um número infinito de harmônicos de forma senoidal, contendo diferentes níveis de amplitude. Através da densidade espectral de potência pode-se também calcular a potência espectral do sinal:

sendo,

$$P(\omega) = \left(\frac{1}{T} \right) |V(\omega)|^2 \quad (2.7)$$

então,

$$P(\omega) = V^2 T \left[\frac{\operatorname{sen}(\omega T/2)}{\omega T/2} \right]^2. \quad (2.8)$$

Na figura 2.1 observa-se a existência de um lóbulo principal correspondente à componente fundamental seguida de um número infinito de lóbulos secundários que correspondem aos harmônicos da frequência fundamental. Um dado importante que é fácil de verificar, é a largura de banda, W , definida por $W = 1/T$, onde T é a duração do *bit*.

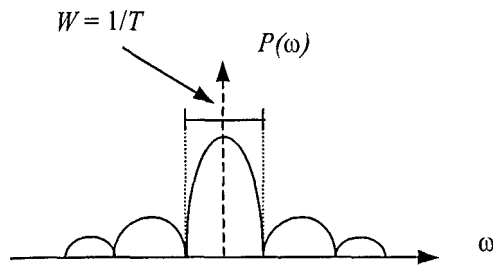


Figura 2.1 Espectro de Potência.

Considerando dois pulsos $v_1(t)$ e $v_2(t)$, tal que a duração de $v_1(t)$ é T_s e de $v_2(t)$ é igual a $\frac{T_s}{n}$. O espalhamento espectral pode ser considerado como uma redução na duração

do pulso $v_1(t)$ que é de T_s para $\frac{T_s}{n}$, o que corresponde ao pulso $v_2(t)$. As expressões para

$v_1(t)$ e $v_2(t)$ são dadas respectivamente por,

$$v_1(t) = \begin{cases} V_1(t) = V_1, & 0 < t < T_s \\ V_1(t) = 0, & \text{outros} \end{cases}, \quad (2.9)$$

$$v_2(t) = \begin{cases} V_2(t) = V_2, & 0 < t < (T_s/n) \\ V_2(t) = 0, & \text{outros} \end{cases}, \quad (2.10)$$

onde n é um número inteiro maior que zero.

Aplicando a Transformada de *Fourier* nas expressões (2.9) e (2.10) obtém-se as componentes espectrais, onde a figura 2.2 ilustra as formas de onda de $v_1(t)$ e $v_2(t)$.

Dadas respectivamente por:

$$V_1(\omega) = \int_0^T V_1 e^{-j\omega t} dt = V_1 T_s \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)}{\frac{\omega T_s}{2}} \right] \quad (2.11)$$

$$P_1(\omega) = \left(\frac{1}{T_s} \right) |V_1(\omega)|^2 = V_1^2 T_s \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)}{\frac{\omega T_s}{2}} \right]^2 \quad (2.12)$$

$$V_2(\omega) = \int_0^T V_2 e^{-j\omega t} dt = V_2 T_s \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{\omega T_s}{2n}\right)}{\frac{\omega T_s}{2n}} \right] \quad (2.13)$$

$$P_2(\omega) = \left(\frac{1}{T_s} \right) |V_2(\omega)|^2 = V_2^2 T_s \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{\omega T_s}{2n}\right)}{\frac{\omega T_s}{2n}} \right]^2 \quad (2.14)$$

As figuras 2.3 e 2.4 mostram o espectro dos sinais $v_1(t)$ e $v_2(t)$. Observa-se que quando a duração do pulso é reduzida de n vezes o espectro de frequência é espalhado de n vezes, causando um espalhamento espectral.

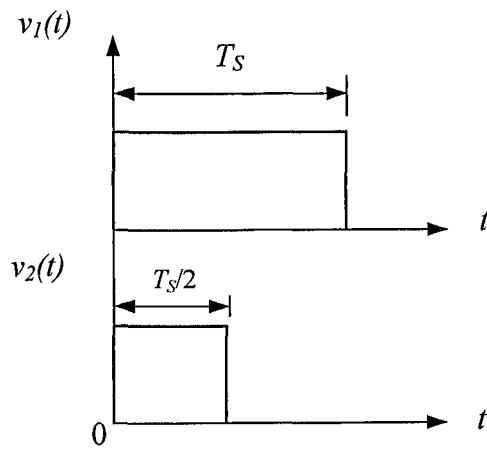


Figura 2.2 Formas de Onda de $v_1(t)$ e $v_2(t)$.

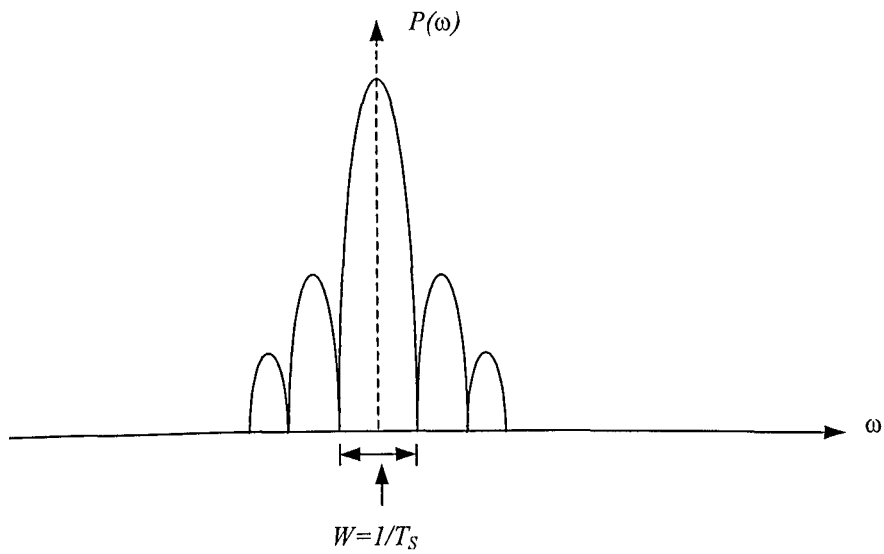


Figura 2.3 Antes do Espalhamento, $n = 1$.

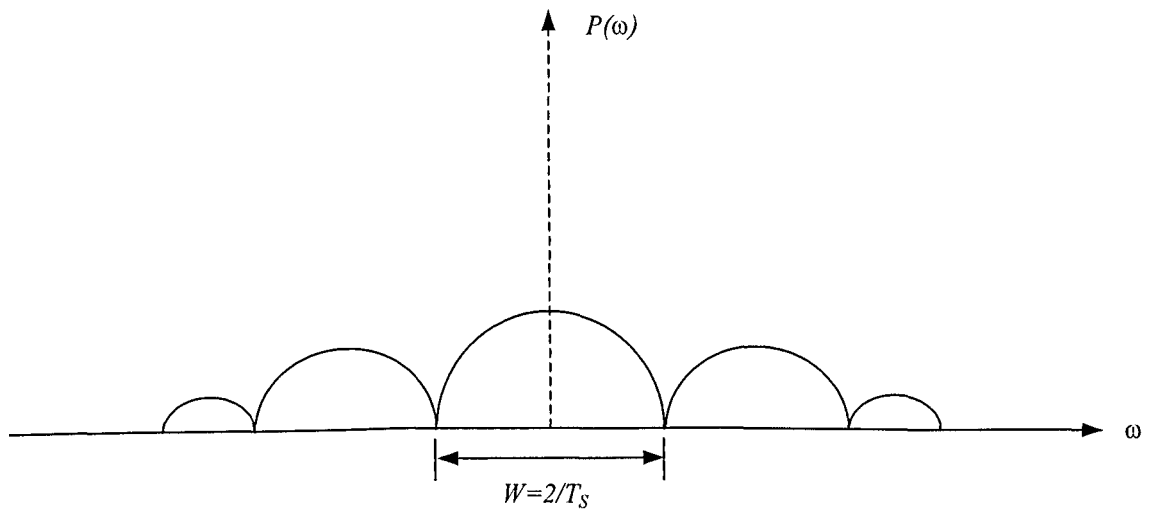


Figura 2.4 Depois do Espalhamento, $n = 2$.

2.3 Propriedades do sinal SS

A atenção que os sistemas SS tem recebido deve-se a suas particularidades atrativas. Entre estas pode-se destacar como as mais importantes:

- dispõem do chamado ganho de processamento, ou fator de espalhamento, G_p , em geral definido como a razão entre a largura de banda originada pelo processo de espalhamento e a largura de banda mínima necessária para transmitir o sinal. Este ganho permite demodular sinais cuja relação sinal/ruído (*Signal to Noise Ratio* – *SNR*), seja negativa. A título de exemplo, se o sinal recebido possuir uma $SNR = -10$ dB e o ganho de processamento for de 30 dB, isto é equivalente a receber um sinal com uma SNR de 20 dB;
- permitem a utilização simultânea da mesma banda de frequências por uma grande quantidade de usuários, proporcional a G_p , sem interferência mútua, esta é a base de operação do *CDMA*. Isto é possível dado que as propriedades estatísticas dos sinais transmitidos assemelham-se ao ruído branco. Em certas circunstâncias, este método de segmentação melhora a eficiência espectral, quando comparado aos métodos tradicionais *FDMA* e *TDMA*;
- protegem contra o desvanecimento provocado pelo multipercurso designado por *multipath fading*, que é um grande obstáculo encontrado nas comunicações urbanas. Aliás, o multipercurso pode até mesmo conferir um grau de diversidade adicional se forem usados receptores com arquiteturas adequadas;
- dispõem de elevada tolerância a sinais interferentes, especialmente aos de banda estreita, intencionais ou não, propriedade esta conhecida como *anti-jamming* - *AJ*. Tal característica é consequência do processo de espalhamento e desespalhamento

efetuados pelo transmissor e receptor, respectivamente. Esta tolerância é tanto maior quanto maior for o fator de espalhamento;

- transmitem sinais com baixa detectabilidade para um receptor não desejado, também designada por baixa probabilidade de interceptação (*Low Probability Interference - LPI*). Esta propriedade é consequência direta da baixa densidade espectral de potência resultante do espalhamento, o que faz com que o sinal se confunda com o ruído, podendo mesmo a sua densidade espectral ser inferior à densidade do ruído recebida;
- oferecem um certo grau de privacidade na comunicações. Como facilmente se deduz das considerações anteriores, este sistema de comunicações só permite a demodulação de um determinado sinal se forem conhecidos o processo e o código utilizado no seu espalhamento. Nos casos em que a privacidade é um fator importante, são as vezes empregados simultaneamente vários métodos de espalhamento espectral (sistemas híbridos), dificultando ainda mais a interceptação do referido sinal;
- permitem estimar a posição e velocidade de objetos, com exatidão proporcional ao grau de espalhamento.

Entre as desvantagens deste sistema de comunicação pode-se referir que a complexidade envolvida no projeto do equipamento é superior à dos sistemas convencionais. Além disso, em sistemas não celulares, a eficiência espectral é significativamente mais baixa.

2.4 Definição da Modulação por Espalhamento Espectral

Os sistemas de comunicação convencionais são projetados para ocuparem a mínima largura de banda possível. Por exemplo, a largura de banda necessária para transmitir um

sinal de uma fonte analógica é o dobro da largura dessa mesma fonte quando é usada a modulação de amplitude com banda lateral dupla (*AM-DSB*). Para uma fonte digital, a banda requerida é da mesma ordem da taxa de símbolos da fonte, dependendo do tipo de modulação utilizada, por exemplo, *PSK*, *FSK*, *ASK*.

Nos sistemas de comunicações *SS*, a largura de banda ocupada assume geralmente várias ordens de grandeza da ocupada pelo sinal de informação a transmitir, geralmente de 10 a 1 milhão de vezes correspondente a ganhos de processamento de 10 dB a 60 dB.

Um sistema de comunicação é considerado de espalhamento espectral se, e somente se, satisfizer as duas seguintes condições [10]:

- a largura de banda do sinal transmitido é superior à largura da banda mínima necessária para transmitir o sinal de informação;
- o espalhamento espectral é conseguido à custa de um código ou função, independente da mensagem. Esse código é conhecido pelo receptor permitindo a recuperação da mensagem original.

Observe que apesar de modulações como a Modulação em Frequência de Banda Larga ou Faixa Larga (*Wide Band Frequency Modulation - WBFM*) e Modulação por Codificação de Pulsos (*Pulse Code Modulation - PCM*), obedecerem ao primeiro critério, não podem ser consideradas modulações de espalhamento espectral já que as larguras de banda ocupadas por estes dependem da mensagem transmitida.

2.5 Base Teórica da Modulação por Espalhamento Espectral

A base teórica da tecnologia *SS* foi expressa por *Claude E. Shannon* em 1948 através do seu célebre artigo “*A Mathematical Theory of Communication*” [16]. Uma das

relações importantes estabelecidas por este artigo é a expressão para a capacidade de uma canal com Ruído Gaussiano Branco Aditivo (*Additive White Gaussian Noise - AWGN*),

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (2.15)$$

onde, C é a capacidade do canal em *bits* por segundo, W é a largura de banda em Hz, S é a potência do sinal, N é a potência do ruído e $\frac{S}{N}$ é a relação de potências sinal ruído em dB.

A equação (2.15) evidencia a capacidade de um canal de comunicações transmitir informação isenta de erros para uma dada relação $\frac{S}{N}$ e largura de banda W . Para um dado N , e uma determinada taxa de dados a probabilidade de erro (P_e) existe em um compromisso de S e W . Devido à relação logarítmica, aumentar a potência do sinal é muitas vezes inviável. Contudo, se as regulamentações do espectro de frequências o permitirem, W pode ser expandido de forma a comportar de acordo com a taxa de informação desejada.

Os sistemas de espalhamento espectral operam com larguras de banda elevadas e valores de $\frac{S}{N}$ tipicamente baixos, em geral menores que 0 dB. Assim podemos simplificar a equação (2.15) de forma que:

$$\frac{C}{W} = \frac{\ln \left(1 + \frac{S}{N} \right)}{\ln_2} = 1,44 \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right) \approx 1,44 \frac{S}{N}, \quad (2.16)$$

$$\text{já que,} \quad \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right) = \frac{S}{N} - \frac{1}{2} \left(\frac{S}{N} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{S}{N} \right)^3 - \frac{1}{4} \left(\frac{S}{N} \right)^4 + \dots, \quad -1 < \frac{S}{N} \leq 1 \quad (2.17)$$

e como $\frac{S}{N}$ assume valores próximos de zero e inferiores à unidade, a série pode ser aproximada apenas pelo seu primeiro termo.

Pela equação (2.16) claramente se constata que, para qualquer relação sinal ruído, é possível transmitir informação à taxa R , escolhendo adequadamente a largura de banda W . Por exemplo, se a taxa de símbolos for de 32 Kbps, a operação com relações $\frac{S}{N} = -30$ dB é possível por espalhamento do sinal sobre uma largura de banda de 22 MHz. O uso de

uma largura de banda muito maior que a ocupada pelo sinal de dados permite manter a capacidade do canal sem aumentar a potência do transmissor.

2.6 Considerações Finais

Observa-se que a geração do sinal *Spread Spectrum* (SS) é obtido pelo auxílio das transformadas, tão usuais em comunicações, especificamente a Transformada de *Fourier*.

Pode-se notar também que nos sistemas por espalhamento espectral, os sinais emitidos no canal de transmissão possuem baixa densidade espectral de potência, assemelhando-se ao ruído, notadamente o ruído gaussiano branco. Quando estes são processados por um receptor convencional, de banda estreita, normalmente causam pouca ou quase nenhuma interferência às comunicações de banda estreita que estejam na mesma frequência. Esta é a base do sistema de Acesso Múltiplo por Divisão de Códigos (*Codes Division Multiple Access - CDMA*).

CAPÍTULO 3

TÉCNICAS DE ESPALHAMENTO ESPECTRAL

3.1 Considerações Iniciais

Existem vários métodos para obter o espalhamento espectral, sendo que de acordo com estes, os sistemas *SS* podem ser classificados em:

- espalhamento do espectro por sequência direta (*Direct Sequence* – DS);
- espalhamento do espectro por saltos em frequência (*Frequency Hopping* – FH);
- espalhamento do espectro por sistemas pulsados *FM* ou *CHIRP*;
- espalhamento do espectro por salto temporal ou no tempo (*Time Hopping* – TH);
- espalhamento do espectro por sistemas híbridos.

Devido a sua importância serão expostos os três primeiros, a seguir.

3.2 Espalhamento do Espectro por Sequência Direta

O espalhamento do espectro por sequência direta (*Direct Sequence Spread Spectrum* – *DSSS*), consiste na combinação do sinal de dados com uma sequência pseudo-aleatória, também designada por *PN* (*pseudo-noise*), usando a operação multiplicação quando os sinais assumem os valores $\{+1, -1\}$ ou a operação *ou-exclusivo*, adição em módulo 2, quando assumem os valores $\{0, 1\}$. Salienta-se que o isomorfismo $(\{0, 1\}, \oplus) \leftrightarrow (\{+1, -1\}, \times)$ é comprovado. Na figura 3.1 é mostrada a combinação de um sinal de dados, $b(t)$, com uma sequência de código *PN*, $c(t)$. O resultado dessa combinação é aplicado a um modulador de fase, *PSK*, que desloca o espectro para a banda a ser enviada pelo canal.

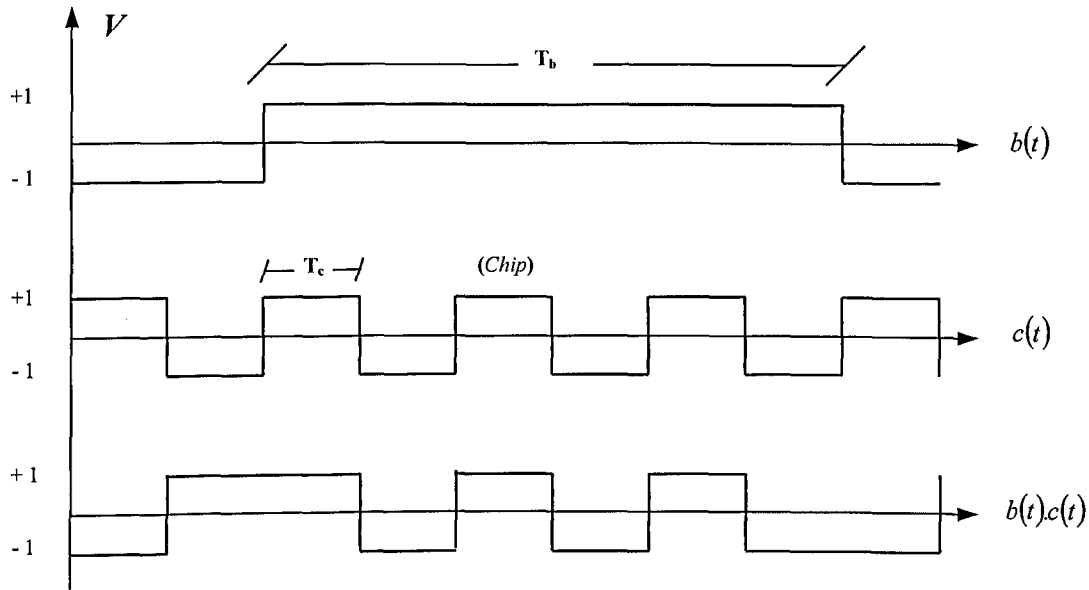


Figura 3.1 Espalhamento do Sinal *DS-SS*.

A medida do ganho de processamento é obtida pelo número de *chips* da sequência do código *PN* dividido pelo número de *bits* do dado. A modulação do *chip* por *QPSK* (*Quadrature Phase System Keying*), por ser mais complexa, é às vezes usada para prevenir um sinal de captura quando uma forte interferência leva o receptor à saturação. O formato de modulação *PSK* frequentemente não oferece um ganho de processamento e a modulação do dado por *QPSK* é muito útil para algumas aplicações especiais no sistema *DS-SS* [21].

A modulação *BPSK* pela sua facilidade de obtenção e aplicação é a mais utilizada. Um sistema *DS-SS* típico emprega a modulação do dado *BPSK*.

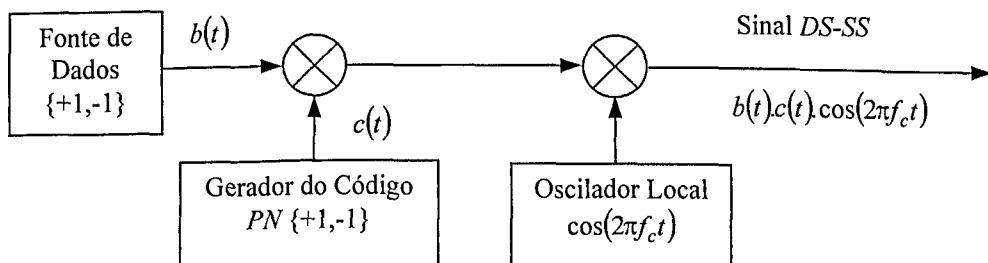


Figura 3.2 Obtenção do Sinal *DS-SS*.

3.2.1 Obtenção do Sinal *DS-SS*

Como mencionado anteriormente, a obtenção do sinal com espalhamento espectral *DS-SS* é efetuada através do uso de uma porta OU-exclusivo (para dados binários). A figura 3.2 ilustra esse processo. A figura 3.3 mostra uma porta OU-eXclusivo (*XOR*) e esta obedece a seguinte lógica: se *A* e *B* são iguais, então a saída é 0 (zero) de outra forma, a saída é 1 (um). A expressão booleana é,

$$C = A.\overline{B} + \overline{A}.B \tag{3.1}$$

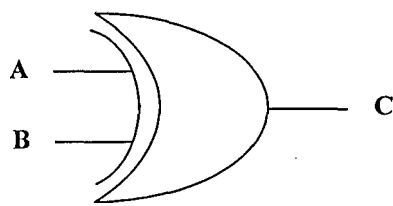


Figura 3.3 Porta OU-eXclusivo.

A tabela verdade correspondente é mostrada na tabela 3.1. Aqui, o sinal da entrada *A* é de baixa frequência, tendo uma potência espectral limitada e o sinal na entrada *B* é um código *PN*, que possui uma ampla potência espectral. O sinal obtido na saída *C*, possui a mesma taxa de transmissão da sequência *PN*.

Tabela 3.1 Tabela Verdade da Porta OU-eXclusivo (*XOR*).

A	B	C
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

3.2.2 Espalhamento e Desespalhamento na Presença de Interferência

Uma das maiores vantagens do espalhamento espectral é a sua resistência a sinais interferentes. Pode-se observar esta característica introduzindo uma interferência de faixa estreita no sinal, como ilustra em seqüência as figuras 3.4 a 3.8. As figuras ilustram claramente estas características, com o sinal antes do espalhamento e após o espalhamento. Observa-se que a sua densidade espectral de potência está abaixo do nível de ruído, as vezes se confundindo com o próprio ruído, tornando o sinal *DS-SS* totalmente imune a sinais interferentes intencionais ou não.

A taxa de transição da seqüência *PN*, também designada por taxa de *chip*, R_c , é mais elevada que a taxa de símbolos do sinal de dados, R_b . Desta forma, o espectro do sinal modulador é espalhado por uma banda maior do que a banda ocupada inicialmente, provocando uma redução da sua densidade espectral de potência, porém mantendo a mesma potência. No receptor, o sinal recebido é multiplicado novamente pela mesma seqüência *PN* gerada localmente e sincronizada com o transmissor. Como a operação de espalhamento é efetuada duas vezes sobre o mesmo sinal de dados, este processo permite a recuperação do mesmo no receptor. Observe que a operação de desespalhamento é a operação inversa do espalhamento. Como consequência, um eventual sinal interferente sobreposto ao sinal *DS-SS* será espalhado previamente antes da detecção dos dados, reduzindo os efeitos dessa interferência.

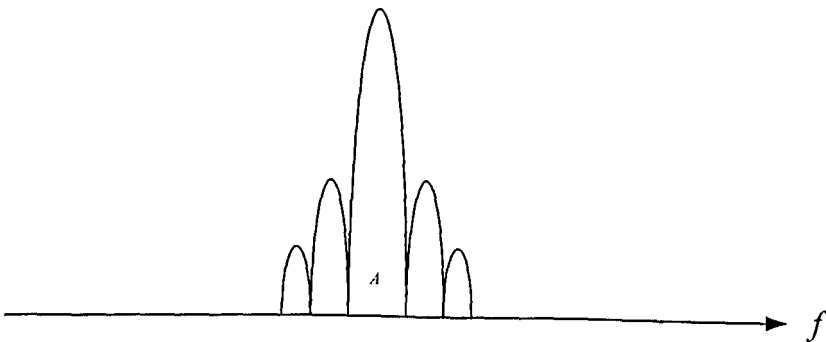


Figura 3.4 Espectro do Sinal antes do Espalhamento.



Figura 3.5 Espectro do Código PN.

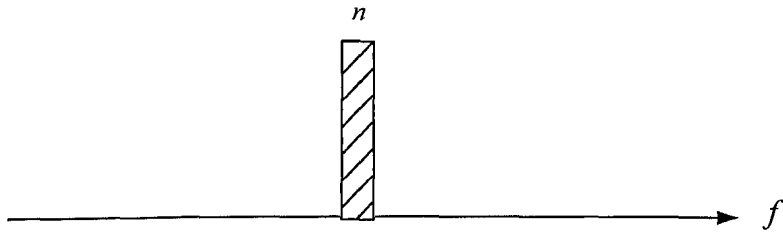
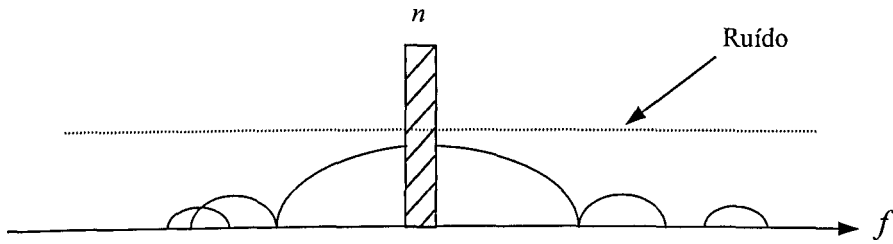
Figura 3.6 A Interferência de Faixa Estreita n .

Figura 3.7 O Sinal DS-SS.

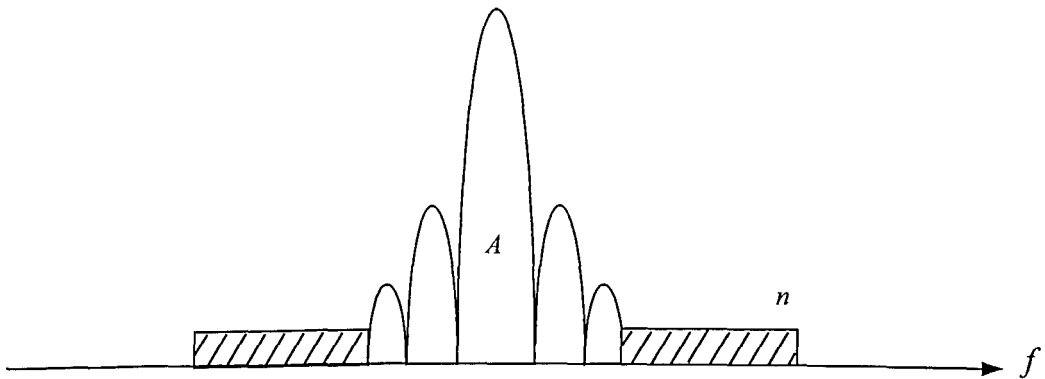


Figura 3.8 Espectro do Sinal após o Desespalhamento.

3.2.3 Modulação e Demodulação DS-SS

A modulação por espalhamento espectral consiste na modulação de um sinal banda-base por meio de um modulador adequado. Este é elaborado com uma combinação de um somador módulo 2 e um modulador digital de alta velocidade, como mostra a figura 3.9. A

velocidade do modulador é determinada pela taxa do código *PN*. No sistema *CDMA* americano, e também no sistema *CDMA* brasileiro, a taxa do código *PN* é especificada em 1,2288 Mbps. Então a taxa de informação de saída do somador módulo 2 também é de 1,2288 Mbps no qual o dado estão embutidos.

O processo reverso é uma demodulação por espalhamento espectral, como ilustra a figura 3.9. O sinal modulado espalhado é primeiramente demodulado para obter os dados embutidos no espalhamento espectral. Os dados compostos são então somados em módulo 2 com o mesmo código *PN* usado na transmissão, sendo recuperado o dado original.

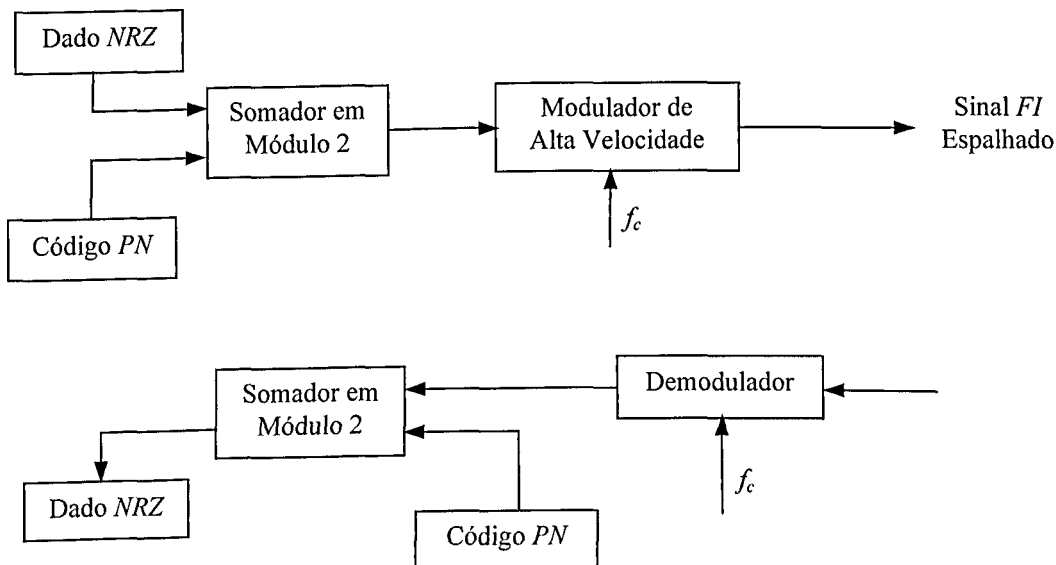


Figura 3.9 Modulação e Demodulação do Sinal *DS-SS*.

Os sistemas *DS-SS* podem ainda ser classificados como sistemas de codificação longa ou curta. Os sistemas de codificação longa possuem uma sequência de código que é tão grande quanto os *bits* do dado, tanto que, um padrão diferente de cada *chip* é associado com cada *bit*. A sequência *chip* é essencialmente aleatória para um código suficientemente longo. Nas situações de *CDMA* (*Code Division Multiple Access*), os usuários são selecionados variando o grau de cruzamento da correlação cruzada entre os usuários. Neste caso, é necessário implementar um controle de potência do sinal, para que todos os sinais

dos usuários sejam recebidos muito próximos do mesmo nível de potência, caso contrário, um sinal pode causar interferência substancial nos outros e reduzir a capacidade do sistema. Se os usuários têm um tempo de sincronismo exato uns com os outros, é possível que todos compartilhem o mesmo código com diferentes tempos de deslocamento para cada usuário.

Pelo contrário, o sistema de codificação curta usa repetidamente a mesma sequência de código para cada *bit* do dado. Este sistema usa filtros de detecção por correlação. Porém, os sistemas de código curto são capazes de oferecer muito mais rápida aquisição e são compatíveis para um tráfego com muitos usuários. Um cuidado particular deve ser tomado na escolha da codificação curta para a situação do *SSMA*. Os códigos, não somente devem possuir uma boa função autocorrelação para permitir uma confiável sincronização do dado, mas os códigos devem também possuir uma baixa correlação de cruzamento para todas as situações. Para códigos de tamanhos curtos não há muitas sequências de códigos dos quais se encontram estas propriedades. A regra do espalhamento espectral é que nestes casos os códigos de tamanho pequeno sejam capazes de rejeitar interferências e compatibilizar o seu espectro com a de outros sistemas. É possível obter para a operação *CDMA* ortogonal, com sequência de códigos pequenas se o tempo de correlação for suficientemente preciso. Assim, a correlação de cruzamento entre usuários é zero quando os usuários são recebidos no mesmo tempo de sincronismo do código. Normalmente isto requer uma configuração de rede em estrela usando o *CDMA* ortogonal sobre os *links* dentro dos limites, e a multiplexação por divisão de código ortogonal sobre os *links* fora dos limites, os sinais fora dos limites são multiplexados sobre uma portadora simples, sincronizada no tempo. Os códigos ortogonais são freqüentemente baseados nas funções *Hadamard-Walsh*, mas qualquer conjunto de códigos ortogonal é aceitável. Para manter a ortogonalidade sobre os *links* dentro dos limites da rede é necessário que todos os sinais

cheguem ao mesmo tempo dentro de uma fração muito pequena de um código de *chip*, [21]. A codificação por *FEC* é usualmente empregada nos sistemas *CDMA* para incrementar a capacidade de acesso múltiplo. Desde que o ganho de processamento não seja afetado pela taxa de codificação, o desempenho do sistema é aumentado pelo ganho de codificação.

Os sistemas *CDMA* separam as componentes de multicaminhos contra aquelas que sofrem atrasos com a respectiva propagação multipercurso, reduzindo assim o desvanecimento para os múltiplos caminhos. Esta capacidade é alcançada sem requerer o uso da codificação *FEC*. Uma sequência de código de alta taxa é necessário para separar os pequenos atrasos. Uma desvantagem associada do espalhamento espectral por sequência direta é a sua incapacidade para tratar sinais interferentes com potências elevadas, como ocorre quando uma interferência é localizada muito próxima do receptor, ou seja, o problema está por toda parte. A interferência é reduzida pelo ganho de processamento útil. Uma solução para este problema é o uso de filtros chanfrados, especialmente se a interferência é de faixa estreita. Isto pode conduzir a um *hardware* altamente complexo se há um número de interferências muito grandes. Uma outra aproximação é empregar uma taxa de *chipping* reduzida e usar múltiplos canais. A seleção de canais e a filtragem podem ajudar na habilidade para rejeitar interferências. Se a interferência for fixa e forte, uma maneira melhor de evitá-la é com o espalhamento espectral faixa estreita *DS* ou *FDMA*, ao invés do espalhamento espectral faixa larga *DS*. Neste caso, o preço a pagar é o incremento da suscetibilidade ao desvanecimento por vários caminhos [21].

3.2.4 Aplicações do sinal *DS-SS*

As aplicações mais comum para os sistemas *DS* (*Direct Sequence*) do espalhamento espectral são:

- na telefonia celular digital, *CDMA*;
- no sistema de posicionamento global, *GPS*;
- nos rádios digitais;
- nos adaptadores de rede local sem fio, *Wireless LAN Adapters*;
- nas redes de comunicações pessoais, *PCN*;
- nos sistemas de alarmes;
- nos sistemas de localização, etc.

3.3 Espalhamento do Espectro por Saltos em Frequência (*FH*)

A modulação por saltos em frequência é também conhecida como Frequência-Múltipla, Código Seleccionado ou Frequência Deslocada por Chaveamento. Nada mais é do que a modulação *FSK*, exceto que o conjunto de frequências escolhidas é muito grande. A maioria dos *FSK* simples usam somente duas frequências; por exemplo f_1 é transmitido representando nível lógico “um” e f_2 é representando nível lógico “zero”. Os sistemas *FH*, por outro lado, tem frequentemente milhares de frequência disponíveis. Um sistema real tem cerca de 2^{20} frequências discretas escolhidas aleatoriamente. Cada uma delas é selecionada tendo como base uma combinação de códigos com a mensagem a ser transmitida.

3.3.1 Características do Sinal por Saltos em Frequência

Um sistema usando saltos em frequência consiste basicamente de um gerador de código e um sintetizador de frequências capaz de responder à codificação de saída a partir do gerador de código.

Um grande empenho tem sido empregado no desenvolvimento de sintetizadores de resposta rápida em frequência para os sistemas de espalhamento espectral. Idealmente a saída instantânea do sistema *FH* é de uma única frequência. O espectro de saída do sistema, na prática, é composto pelas, frequência desejada, as banda laterais geradas pelo salto e as frequências espúrias geradas como co-produto. As figuras 3.10 e 3.11 mostram o diagrama em blocos simplificado de um transmissor e um receptor usando saltos em frequência (*FH*).

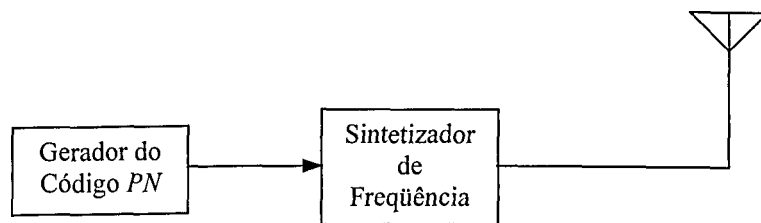


Figura 3.10 Transmissor por Saltos em Frequência.

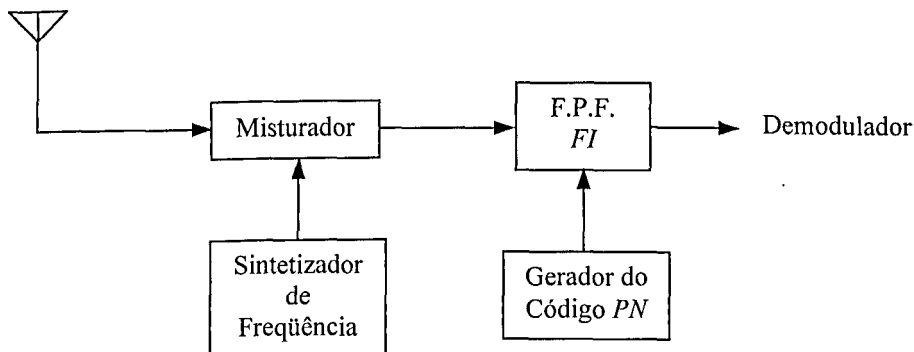


Figura 3.11 Receptor por Saltos em Frequência.

Durante um período de tempo, o espectro do sistema *FH* ideal é um pulso perfeito, com a transmissão distribuída igualmente por todo o canal de frequências disponíveis. O transmissor deve também ser designado para transmitir um degrau, tão próximo quanto possível do pulso perfeito, com a mesma quantidade de potência em todos os canais. No receptor, o sinal *FH* é misturado localmente com uma réplica do código usado no transmissor, o qual é deslocado por um pré-determinado conjunto de frequências tal

que, $\{f_1, f_2, \dots, f_n\} \times \{f_1 + f_{1F}, f_2 + f_{1F}, \dots, f_n + f_{1F}\}$ que produz uma diferença constante da frequência f_{1F} quando os códigos de seqüências do transmissor e receptor estão sincronizados. Ilustra-se as formas de onda na figura 3.12.

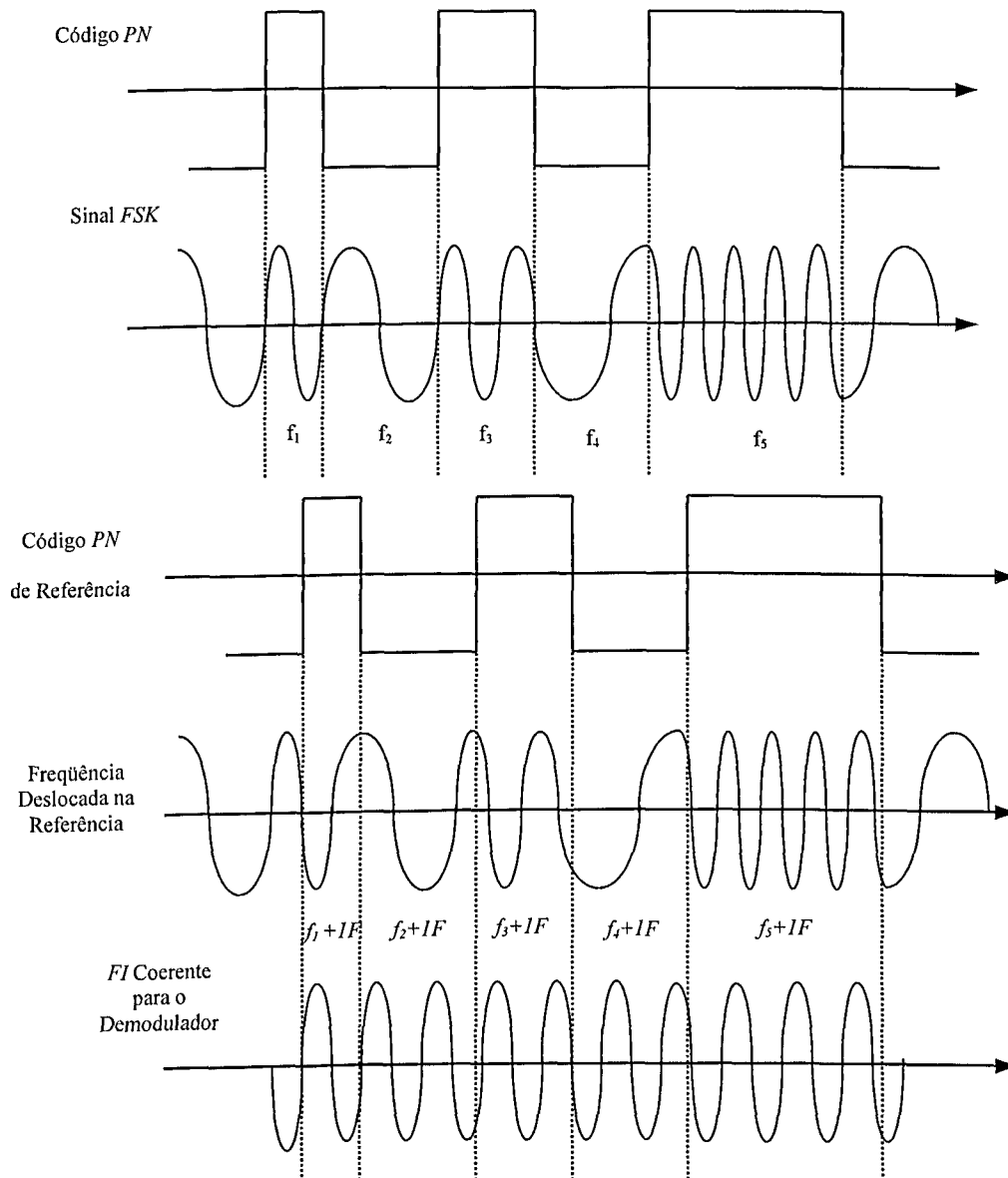


Figura 3.12 Formas de Onda para um Sinal Básico por Saltos em Frequência.

Assim como no Sistema de Seqüência Direta (*DS-SS*), qualquer sinal que não seja uma réplica do sinal de referência local é espalhado por uma multiplicação com o sinal de referência local. A largura de faixa do sinal indesejável depois da multiplicação pelo sinal

local de referência é novamente igualada à covariância dos dois sinais. Por exemplo, um sinal *CW* aparecendo na entrada do receptor do sistema *FH* seria idêntico ao sinal de referência local quando transladado para a frequência *FI*. Um sinal com a mesma largura de faixa como o sinal de referência local, mas não sincronizado, teria o dobro da largura de faixa do sinal de referência na *FI*. A *FI* seguinte do correlator pode, então, rejeitar todos os sinais que estão fora de posição da largura de faixa do sinal de referência local. Pode-se verificar que quase todos os sinais indesejáveis são rejeitados, enquanto que o sinal desejado é melhorado pela correlação dada com o sinal de referência local.

Nas seções anteriores sobre o sistema de seqüência direta, observa-se que a operação do sistema por seqüência direta é idêntico ao sistema por saltos em frequência do ponto de vista da rejeição do sinal indesejável e da seleção do sinal desejado. Do ponto de vista de uma visão mais geral, tanto o sistema por seqüência direta quanto o sistema por saltos em frequência são idênticos, porém eles são diferentes nos detalhes da operação. O ganho do processo para o sistema por saltos em frequência, no qual, os canais são contíguos ou próximos, é o mesmo para o sistema por seqüência direta:

$$G_P = \frac{BW_{RF}}{R_{inf}}, \quad (3.9)$$

se os canais não são contíguos, uma melhor medida para o ganho do processo é:

$$GP = N = n^o \text{ de frequências disponíveis escolhidas.} \quad (3.10)$$

Por exemplo, um sistema por saltos em frequência contendo 1000 frequências escolhidas poderia ter provavelmente 30 *dB* de ganho de processo. A única restrição é que no uso dos cálculos para o ganho de processamento, será menosprezada a interferência entre canais. Quando a largura de faixa de *FI* ou canal sobreposto não fornece o reconhecimento de uma canal não ambíguo, uma providência deve ser tomada para que

essa fonte de erro não reduza o ganho do processo do sistema. A figura 3.17 mostra o espectro de frequência do sinal por saltos em frequência.

3.3.2 Determinando a Taxa de Saltos em Frequência e o Número de Frequências

O número de frequências a serem usadas em um sistema *FH* depende do tipo da taxa de informação e do número de canais interferentes. Considerando que um pulso dado pela equação (2.1), cuja transformada de *Fourier* é dada pela figura 2.1, tenha uma largura de faixa dada apenas pelo lóbulo principal, ou seja, $W = 1/T$, onde T é a duração do pulso.

Como mostra a figura 3.13, se por exemplo $T = 1\text{ms}$, a largura de faixa exigida para transmitir este sinal em banda básica, será de 1 KHz.

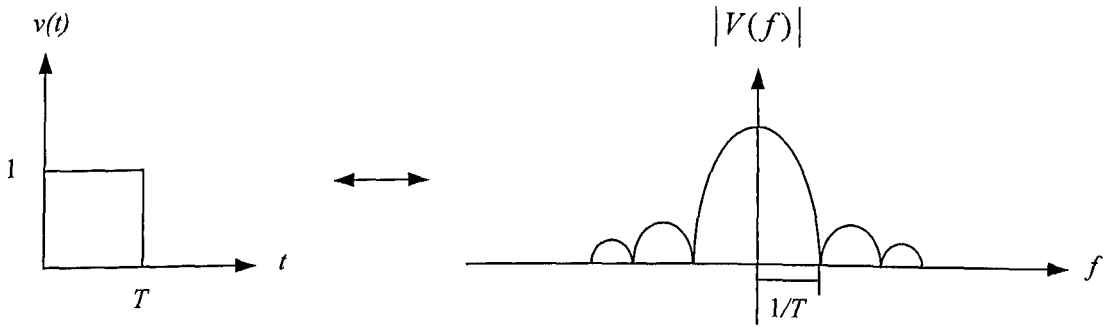


Figura 3.13 Pulso Retangular e sua Transformada de *Fourier*.

Se o sinal $v(t)$ da figura 3.13, for modulado em *FSK* por uma portadora na frequência f_1 , como ilustra a figura 3.14, a transformada do sinal modulado é dada usando o teorema da modulação por (3.11) e mostrado pela figura 3.15.

$$v(t)\cos\omega_1 t \quad \leftrightarrow \quad V'(f) = \frac{1}{2}V(f - f_1) + \frac{1}{2}V(f + f_1) \quad (3.11)$$

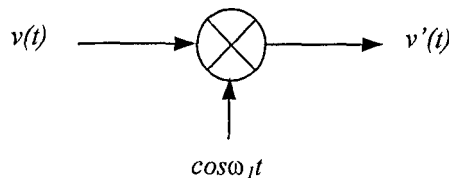


Figura 3.14 Esquema de Modulação *FSK*.

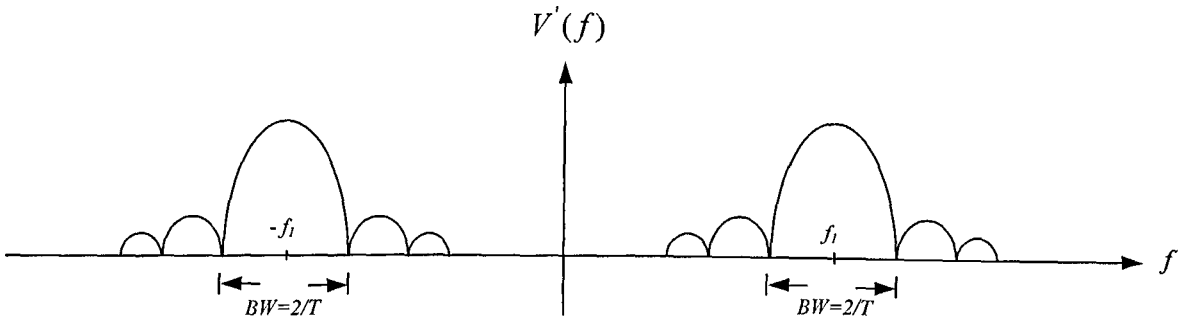


Figura 3.15 Transformada de *Fourier* do Sinal *FSK*.

Considerando a largura de faixa do lóbulo principal da figura 3.15, observa-se que a largura de faixa do sinal modulado será de $2/T$.

Se o sinal $v(t)$ for considerado como o sinal de informação, no caso de um *bit*, a seqüência *PN* poderá conter n *chips*. Neste caso a largura de faixa será $n \cdot 2/T$, onde T é a duração de um bit de informação, como mostra a figura 3.13. O espectro do sinal modulado *FSK* considerando as n portadoras, é dado pela figura 3.17.

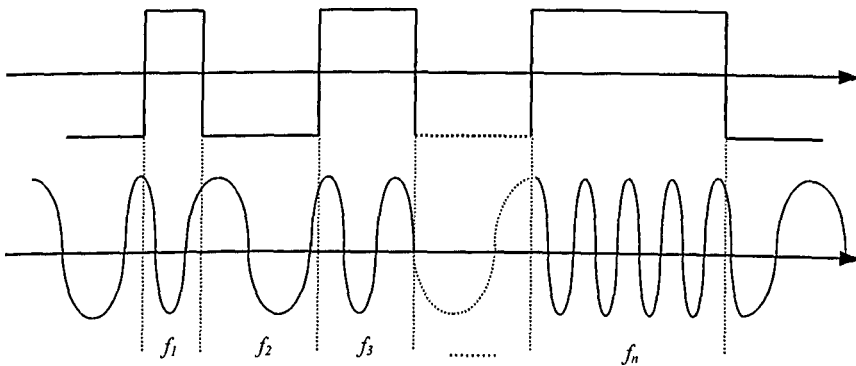


Figura 3.16 Seqüência *PN* com as Frequências de Saltos Equivalentes.

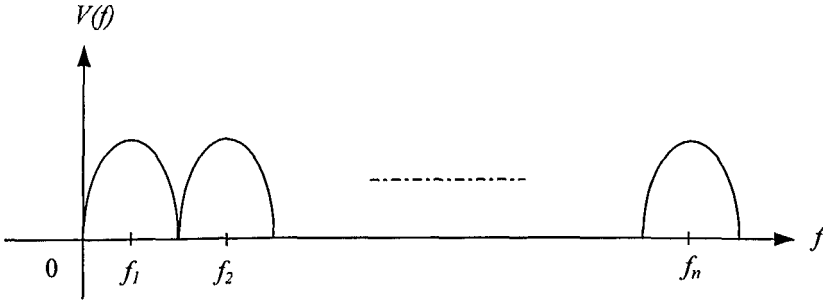


Figura 3.17 Espectro do Sinal Modulado FSK.

Para N canais transmitindo em FSK, cada canal com uma sequência de n frequências, tem-se um total de $N.n$ frequências. Por exemplo, se a banda total disponível for de 10 MHz e cada canal ocupa uma faixa de 2 KHz, tem-se $N = 10 \cdot 10^6 / 2 \cdot 10^3 = 5000$ canais.

Para o caso de apenas uma frequência por *bit* de informação $n = 1$, tem-se $N = 5000$ canais. Sendo a probabilidade de erro p para cada *chip*, a probabilidade de erro P_e do *bit* é:

$$P_e = \sum_{i=r}^x \binom{x}{i} p^i q^{x-i}, \quad (3.12)$$

onde p é a probabilidade de erro do *chip*, x é o número de *chips* em cada *bit* e r é o número de *chips* errados para causar um erro no *bit*.

Como exemplo, considere $p = 1/1000$, $x = 5$ e $r = 3$. A probabilidade de erro em um *bit* é:

$$P_e = \sum_{i=3}^5 \binom{5}{i} (10^{-3})^i (1 - 10^{-3})^{5-i} = 9,99 \cdot 10^{-9}. \quad (3.13)$$

Isto significa que o número de canais é $N = 1000$, cada canal possui $n = 5$ *chips* e que o erro ocorre na detecção quando 3 ou mais *chips* são detectados errados. A probabilidade de erro é dada pela fração J/N , onde J é o número de canais interferentes e N é o número de canais total no sistema. Os J canais interferentes possuem potência superior

ao canal desejado. Supondo que todos os *chips* de um canal interferente produz potência superior a todos os *bits* do canal desejado, a análise poderá ser feita em função de J/N ao invés de p , faz-se então $p = J/N$. A figura 3.18 apresenta a probabilidade de erro para vários casos de taxas de erros em função da probabilidade de erro ou fração de canais interferentes.

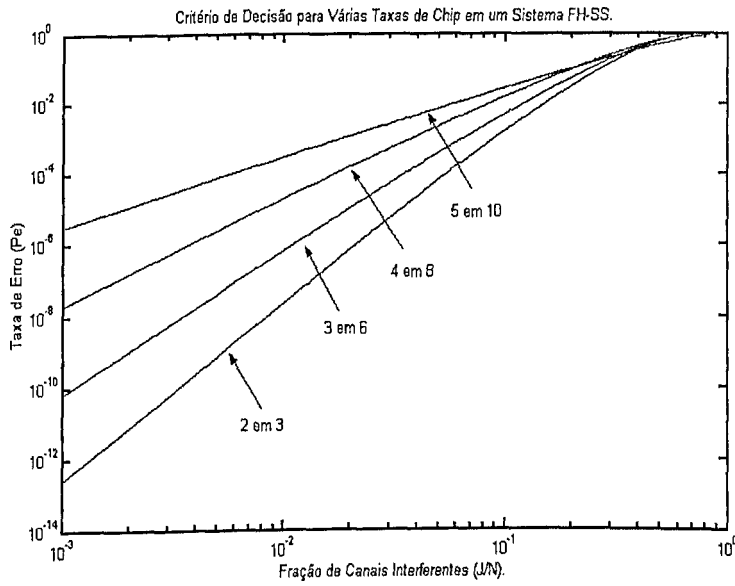


Figura 3.18 Taxa de Erro em Função da Fração de Canais Interferentes (J/N) em um sistema FH.

Para o caso de uma probabilidade de erro $P_e \leq 10^{-3}$, com $n = 3$ e sendo $r = 2$, da figura 3.18, temos $J/N \leq 0,1$. Se o número de canais interferentes for $J = 100$, então:

$$\frac{J}{N} \leq 0,1 \quad \Rightarrow \quad \frac{100}{N} \leq 0,1 \quad \Rightarrow \quad N \geq \frac{100}{0,1} \quad \Rightarrow \quad N \geq 1.000 \text{ canais.}$$

A largura de faixa para uma taxa de 1 Kbps, $BW \geq 2.10^3 . n . N = 6 \text{ MHz}$. Para uma dada $p = J/N$, o número de canais interferentes J , é dado pela figura 3.19.

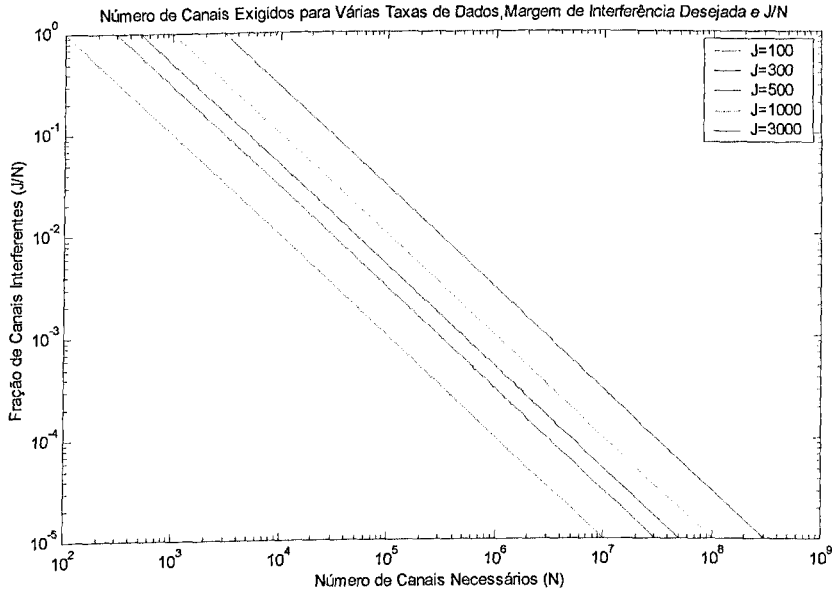


Figura 3.19 Número de Canais Necessários em Função da Fração de Canais Interferentes.

3.4 Espalhamento do Espectro por Sistemas Pulsados *FM* ou *CHIRP*

Um método de espalhamento espectral usado nos sistemas pulsados *FM*, é mostrado na figura 3.20 onde o sinal é constituído por um pulso de *RF* cuja frequência varia durante o período de tempo do pulso. Este tipo de pulso foi inicialmente usado em sistemas de radar, onde se consegue reduzir substancialmente a potência do sistema. A transmissão *chirp* é caracterizada por um sinal pulsado de *RF* cuja frequência varia de uma forma conhecida durante cada período de pulso.

Este sistema é chamado de transmissão *chirp* e é semelhante a um gerador de varredura em que a frequência do sinal varia de forma linear. O sinal de saída de um sistema *chirp* é dado por:

$$F(t) = A \cos(\omega_c t + \frac{1}{2} \mu t^2). \quad (3.14)$$

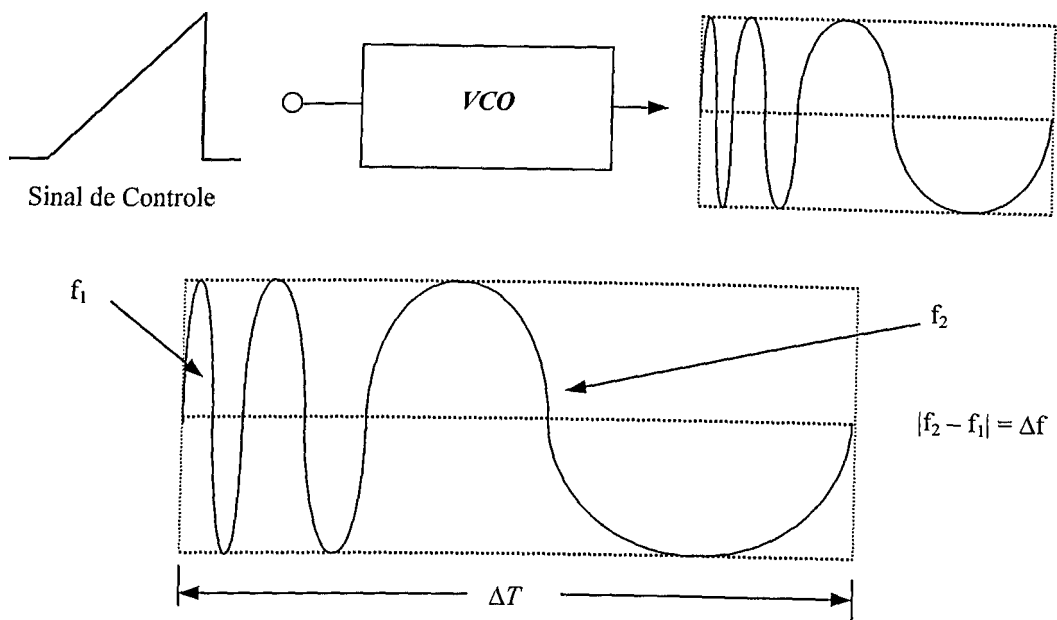


Figura 3.20 Obtenção do Sinal *chirp*.

O receptor usado para o sinal *chirp* é um filtro casado em uma taxa de mudança angular do sinal de varredura da frequência transmitida. Dois parâmetros de interesse no sistema *chirp* são, a varredura em frequência $\Delta f = |f_2 - f_1|$ e a duração ΔT usada para varrer a banda Δf . Todos os sinais são transformados pelo fator D entre a entrada e a saída do filtro do receptor, como mostra a tabela 3.2,

Tabela 3.2 Parâmetros do Sistema *Chirp*.

Parâmetros do Sinal	Entrada	Saída
Frequência de Varredura	Δf	$\Delta f / D$
Tempo de Varredura	ΔT	$\Delta T / D$
Potência de Pico	\hat{P}_i	$D.P_i$

onde D é a razão de compressão dada por,

$$D = \Delta T \cdot \Delta f . \quad (3.15)$$

A figura 3.21 ilustra a relação entre ΔT e Δf para vários valores de D .

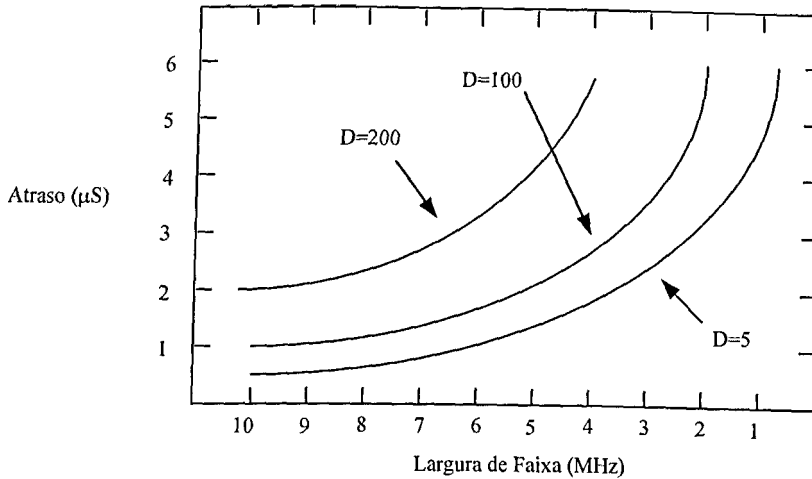


Figura 3.21 Característica do Filtro *Chirp*.

3.5 Considerações Finais

Nos sistemas por espalhamento espectral, em particular nos de seqüência direta (*DS*), os sinais emitidos no canal de transmissão possuem baixa densidade espectral de potência, assemelhando-se ao ruído quando são processados por um receptor convencional, ou de faixa estreita, e normalmente causam pouco, ou nenhuma, interferência às comunicações de faixa estreita que estejam operando na mesma freqüência. Quando dois ou mais sinais *DS* compartilham a mesma freqüência é inevitável a ocorrência de interferência mútua, ou *crosstalk*, a qual não é desastrosa como acontece nas emissões de faixa estreita. A interferência mútua é tanto menor quanto mais baixos forem os valores de correlação cruzada entre as seqüências *PN* utilizadas. Como resultado do exposto, vários sinais *DS-SS* podem compartilhar o mesmo meio sem interferência mútua severa e o desempenho deste sistema de comunicações degrada-se de forma suave com o aumento do número de usuários, este método de acesso designa-se por *CDMA* (*Code Division Multiple*

Access) e é atualmente uma das aplicações mais importantes dos sistemas de espalhamento espectral, sendo abordado em numerosas publicações das quais se destacam [2] e [33].

O sistema por saltos em frequência (*FH*) é semelhante ao sistema convencional *FSK*, exceto que o sistema *FH* utiliza milhares de frequências enquanto o *FSK* usa pelo menos duas frequências distintas. Os usuários mudam ou saltam de frequência para frequência de acordo com a codificação escolhida. O inconveniente de tal sistema é a necessidade de sintetizadores de frequência de altas velocidades.

Os sistemas pulsados *FM* ou *chirp* não utilizam uma codificação específica como os sistemas anteriores e sim uma largura de faixa tão grande que é capaz de executar um ganho de processamento. O seu uso é recomendado para aplicações em radares devido a redução na potência do sinal transmitido.

CAPÍTULO 4

GERAÇÃO DE SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS*

4.1 Considerações Iniciais

Pretende-se neste capítulo realizar uma abordagem acerca da geração das seqüências dos códigos lineares utilizados nos sistemas de telecomunicações, especificamente aqueles que atuam com imunidade a ruídos, nas portadoras, quando a informação está sendo transmitida. Os códigos com correção de erros transmitidos (*Forward Error Correction – FEC*), não são enfatizados aqui, pois estes são mais adaptados à tarefa de correção de *bit* de erro no fluxo de *bits* da informação. As seqüências de códigos são de enorme interesse tanto quanto aquelas consideradas em áreas usuais de codificação para transferência da informação, desde que sejam pretendidas para o espalhamento da largura da faixa e, não para transferência direta da informação.

Este capítulo não abrangerá todos os campos da codificação em comunicações, ainda que somente nas comunicações por espalhamento espectral. O volume de informações que tem sido escrito sobre este assunto por especialista no campo da codificação é tão grande que sugere-se ao leitor que deseja aprofundar-se no assunto que consulte os trabalhos que se encontram nas referências bibliográficas e na bibliografia sugerida no final desta dissertação.

* A maior parte deste capítulo foi traduzida do capítulo 3 do livro *Spread Spectrum Systems* de Robert C. Dixon por entender que este representa o que há de melhor de publicação no momento, acerca deste assunto, geração de seqüências de códigos.

A importância da geração das seqüências de códigos lineares para comunicações por espalhamento espectral é superenfaticada, pelo tipo de código a ser usado, o seu tamanho, e sua taxa de *chips* cujo conjunto pode limitar a capacidade do sistema sendo esta alterada rapidamente apenas com a mudança do código. Outros tipos de códigos, especialmente aqueles de variação não linear, não são abordados aqui.

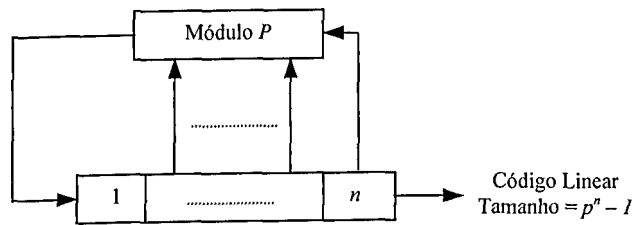
Em alguns sistemas de telecomunicações a segurança não é necessária e, em outros a segurança é tão necessária que esta é garantida é fornecida pelo processamento não linear dos códigos. Além do mais, a codificação não linear, sendo adicionada como crítica para o assunto tratado aqui, que mesmo sendo fornecido o processamento criptográfico do código para o espalhamento da largura de faixa do sinal em sistemas de telecomunicações, está além dos objetivos deste capítulo. Deve ser enfatizado, porém, que apesar dos códigos lineares serem apropriados para rejeição de interferências, e outras aplicações em espalhamento espectral, os mesmos não são usados para sistemas de transmissões seguras, ou militares. Os códigos lineares são facilmente decifráveis se um conjunto seqüencial de *chips* $(2n+1)$, onde n é o número de registradores, de uma seqüência for conhecida [8, 21].

4.2 Geração de Seqüências de Códigos de Tamanho Máximo ou *Seqüências-m*

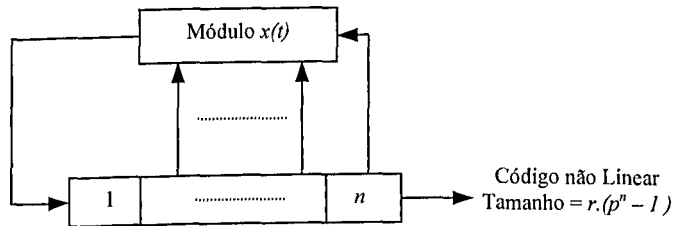
As seqüências de códigos lineares máximos, freqüentemente denominadas de *seqüências-m* ou códigos *PN*, são indistinguíveis para uso geral em comunicações. Então, é apropriado que estas seqüências e algumas de suas aplicações e variações, sejam descritas com maior ênfase. É também importante assinalar que os sistemas mais avançados, ainda construídos atualmente, empregam códigos lineares internamente.

A figura 4.1 ilustra o diagrama em blocos de alguns dos geradores de códigos lineares e não lineares. Em (a) tem-se um gerador de código linear usando registradores de

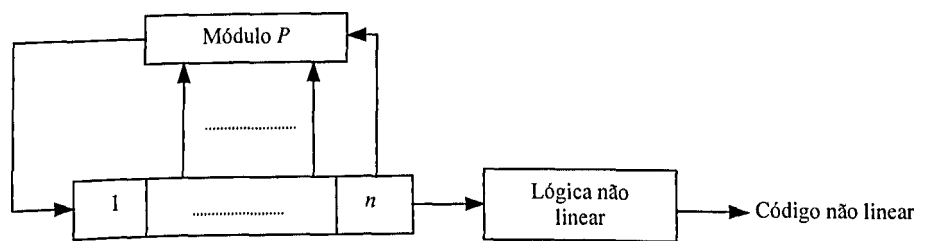
deslocamentos, onde cada estágio possui p possibilidades de estado. Em (b) tem-se um gerador de código não linear usando registradores de deslocamentos, onde existem $P^n - 1$ possibilidades de cada estado para cada realimentação condicional. Em (c) tem-se um gerador de código não linear baseado em um gerador linear. Um sistema por espalhamento espectral que usa codificação linear não é um sistema seguro ao menos que os códigos usados sejam criptografados de maneira a se tornarem seguros.



(a) Gerador de Código Linear.



(b) Gerador de Código Não Linear.



(c) Gerador de Código Não Linear Baseado em um Gerador Linear

Figura 4.1 Configurações de Geradores Lineares e Não Lineares.

Antes de definir os conceitos usados na codificação em sistemas por espalhamento espectral, deve-se observar que, no geral, um sistema por espalhamento espectral não seguro pode se tornar seguro, simplesmente pela mudança de suas seqüências de códigos não seguras, por seqüências seguras. Resumidamente as propriedades dos códigos para uso em sistemas por espalhamento espectral, são:

- **proteção contra interferências:** a codificação habilita a flexibilização da largura de faixa para o ganho de processamento contra sinais interferentes;
- **fornecimento de privacidade:** a codificação habilita a proteção dos sinais contra espões na proporção do grau em que os códigos sejam seguros;
- **redução do efeito do ruído:** os códigos com detecção de erro e correção podem reduzir os efeitos de ruídos e interferências.

É oportuno observar que a codificação deve necessariamente, atender todas as propriedades exigidas para o sistema por espalhamento espectral.

Os códigos máximos são, por definição, os códigos mais longos que podem ser gerados por um dado conjunto de registradores de deslocamentos de um dado tamanho. No gerador de seqüências com registrador de deslocamento binário, o qual é o único tipo considerado aqui, a seqüência de tamanho máximo é $2^n - 1$ *chips*, onde n é o número de estágios dos registradores de deslocamentos. Um gerador de seqüências com registradores de deslocamentos consiste de vários registradores de deslocamento trabalhando em conjunto com uma lógica apropriada, com realimentação em uma combinação lógica de estados de dois ou mais de seus estágios de saída, para as suas entradas. A saída do gerador de seqüências e o conteúdo de seus n estágios em intervalos de tempo amostrado, são dados em função da saída dos estágios realimentados na amostra do tempo anterior. As conexões de realimentação têm sido arranjadas para um gerador de código máximo de 2 a

100 estágios, de forma que algumas seqüências de qualquer tamanho de 3 até $2^{100} - 1$ *chips* são facilmente geradas.

As propriedades atingidas por todas as seqüências de códigos máximos, resumidamente, são:

- o número de *uns* lógicos dentro de uma seqüência é quase igual ao número de *zeros* lógicos dentro de um período, diferindo apenas pela quantia de 1. Para um código de 1023 *chips* existem 512 *uns* e 511 *zeros*. Considerando a implementação do código no qual *um* lógico representa uma tensão positiva +V, e *zero* lógico por uma tensão negativa -V. O valor de *offset* sobre o tamanho do código é inversamente proporcional ao tamanho do código, ou expresso por $V/(2^n - 1)$;
- a distribuição estatística de *uns* e *zeros* é bem definida e constante. Posições relativas do trem de pulsos variam entre seqüência de códigos diferentes, entretanto, o número de cada tamanho do trem de pulsos permanece constante;
- a autocorrelação de uma *seqüência-m* é de tal forma que, para todos os valores da fase deslocada o valor da correlação é -1, exceto para um deslocamento *chip* de $0, \pm 1$ posições, no qual a correlação varia linearmente de -1 ao valor $2^n - 1$, ou seja, com o tamanho da seqüência. Um código máximo de 1023 *chips*, $2^{10} - 1$, tem um pico cujo valor de autocorrelação é 1023. Deve ser ressaltado, porém, que este valor para autocorrelação é válido somente pela integração sobre todo o período da seqüência;
- uma adição em módulo 2 para um código linear máximo com uma réplica da fase deslocada dele mesmo, resulta em uma outra réplica com a fase deslocada diferente daquela original;

- todas as possibilidades de estado, de um dado gerador de n estágios existem durante a geração do ciclo completo do código. Cada estado existe para um e somente um intervalo do relógio, exceto que, todos os *estados-zeros* não ocorrem em situações normais.

Cada uma dessas propriedades são especialmente úteis em sistemas de telecomunicações e por esta razão, empenhar-se-á em uma abordagem mais profunda a respeito sobre o seu significado nestes sistemas.

A existência de quantidades quase iguais de *zeros* e *uns* em qualquer código linear máximo é importante, pois isto permite que a componente c.c. no código ou em um sinal modulado em código possa ser desprezada. O número de *uns* em qualquer código linear máximo é 2^{n-1} e o número de zeros é $2^{n-1} - 1$, ou seja, $2^{n-1} - 2^{n-1} - 1 = 1$.

Quando uma portadora é modulada com uma seqüência de código, o equilíbrio de *uns* e *zeros* pode limitar o grau de supressão da portadora obtida, visto que, a supressão da portadora é dependente da simetria do sinal modulante. Por esta razão, uma seqüência de código longa, produz menos efeito na seqüência de código sobre a portadora balanceada.

4.2.1 A Distribuição no Tamanho do Fluxo

Um fluxo é definido como uma série de *uns* e *zeros* agrupados consecutivamente, na figura 4.2, (a) representa um fluxo de tamanho um de *um*, (b) um fluxo de tamanho dois de *zeros*, (c) um fluxo de tamanho dois de *uns*, (d) um fluxo de tamanho um de *zero* e (e) um fluxo de tamanho três de *uns*. Freymodsson em [9] mostra que há exatamente $2^{n-(p+2)}$ fluxos de tamanho p para ambos *uns* e *zeros* em todas seqüências de códigos máximos, exceto que há somente um fluxo contendo n *uns* e contendo $n-1$ *zeros*; não há fluxos de *zeros* de tamanho n ou fluxos de *uns* de tamanho $n-1$.

Um exemplo de distribuição de fluxo é mostrado na tabela 4.1 para $2^7 - 1$ chips de *seqüências-m*. O padrão exibido é o típico de todas as *seqüências-m*, ou seja, o número de fluxos de cada tamanho é decrementado de uma potência de 2 quando o tamanho do fluxo aumenta. Desta forma, como pode ser observado, o número de fluxos de tamanho p é igual ao somatório do número de fluxos de todos os tamanhos $p+r$, onde $1 \leq r \leq n-p$.

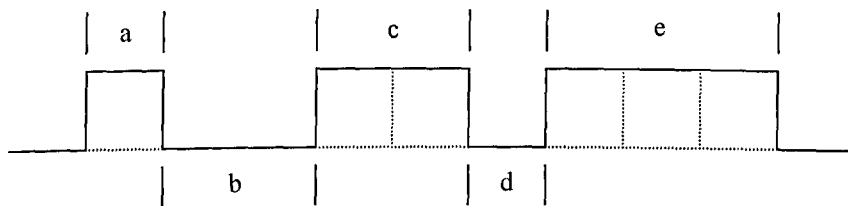


Figura 4.2 Ilustração dos Fluxos.

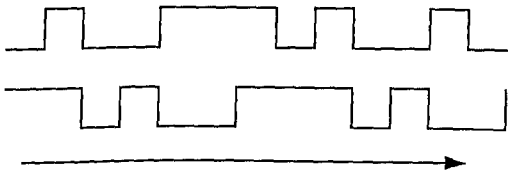
4.2.2 Autocorrelação e Correlação Cruzada

A autocorrelação neste contexto refere-se ao grau de correspondência entre um código e a réplica deste mesmo código com a fase deslocada. Na figura 4.3 tem-se a representação gráfica da autocorrelação, onde é mostrado o número de concordâncias menos as discordâncias no total do tamanho de dois códigos, na medida em que os mesmos assumam todo o deslocamento possível do seu tamanho. Assim, a representação gráfica da autocorrelação pode ser obtida facilmente com um par de códigos gerados, ou a partir de uma simulação computacional. Esta representação, dos códigos correlacionados para a *seqüência-m* linear é de dois valores: um valor com um pico somente no ponto zero de deslocamento e o outro constante em -1 , veja a figura 4.10. Esta é uma propriedade muito importante, porque ela permite que o receptor faça a discriminação entre sinais na base do sim ou não.

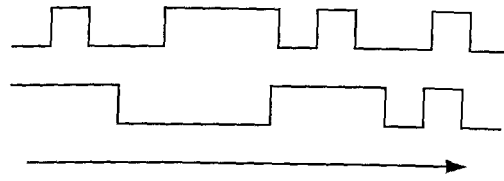
Tabela 4.1 Distribuição dos Fluxos para uma Seqüência-*m* de $2^7 - 1$ Chips.

Número de trens de pulsos (ou de fluxos)			
Tamanho do fluxo (em bits)	Uns	Zeros	Número de bits incluídos
1	16	16	32
2	8	8	32
3	4	4	24
4	2	2	16
5	1	1	10
6	0	1	6
7	1	0	7
			Total = 127

A correlação cruzada de dois códigos é de importância similar. A correlação cruzada, porém, é a medida da concordância entre dois códigos diferentes, como mostra a figura 4.3. Novamente, o seu gráfico é dado em função da fase deslocada. Contudo, a correlação cruzada não é tão bem comportada como a autocorrelação, e quando um grande número de transmissores, usando diferentes códigos, estão compartilhando a mesma banda de frequência, a seqüência do código deve ser cuidadosamente escolhida para evitar interferências entre os usuários. O efeito do alto grau de correlação entre o código recebido não desejável e a referência do receptor é um aumento da taxa de alarme falsa recebida e, sob extremas circunstâncias, o falso reconhecimento de sincronismo pelo receptor. A figura 4.3. ilustra o processo de autocorrelação e correlação cruzada.



Autocorrelação (mesmo código)



Correlação cruzada (códigos diferentes)

Figura 4.3 Autocorrelação e Correlação Cruzada de Seqüências de Códigos Binários.

Uma igual possibilidade do pior efeito de códigos escolhidos deficientemente com uma alta correlação cruzada é que o transmissor pode congestionar um código do conjunto que está sendo usado. Isto por sua vez poderia causar em todos os receptores dentro de uma faixa um congestionamento afetado pela correlação parcial com a referência dos códigos deles e assim causando uma falsa sincronização.

4.2.3 Propriedades Lineares Adicionais

A seqüência de código linear máxima, *seqüência-m*, possui uma característica interessante de propriedade combinatória. Esta propriedade, permite a geração de qualquer fase de código desejado. Isto é valioso quando uma fase de código diferente se faz necessário. Um de seus usos é em operações com múltiplas correlações para reduzir o tempo efetivo de sincronização. Um outro uso trata da seqüência de fase deslocada com uma seqüência diferente, onde, a saída normal e a saída gerada deslocada são somadas para separação de *links* de comunicação, sendo possível visto ser a autocorrelação bem definida.

Um exemplo de um sistema típico empregando o mesmo código por modulação, para todos os transmissores, é o Sistema de Posicionamento Global, *GPS*. No *GPS*, cada transmissor emite o mesmo código (tendo o código um período longo), mas cada sinal transmitido está deslocado no nível c.c. no tempo, prevenindo o receptor da sincronização de mais de um sinal por vez. Como visto neste caso, a autocorrelação é muito útil, pois permite uma ótima efetivação do sinal ortogonalizado. Uma outra propriedade valiosa das

seqüências-m é a maneira pela qual duas ou mais seqüências são somadas: quando duas *seqüências-m* de diferentes tamanhos, por exemplo $2^n - 1$ e $2^p - 1$, são linearmente somadas, em módulo 2, o resultado é uma seqüência composta com tamanho $(2^n - 1)(2^p - 1)$. Esta composição não é máxima, mas pode ser um segmento de uma seqüência máxima muito grande. A aplicação primária destas seqüências compostas tem sido feita em técnicas de extensão *JPL* [21].

A mais valiosa propriedade de adição linear é que a adição de duas *seqüências-m*, cada uma de tamanho r , produz uma seqüência composta também de tamanho r mas não máxima. A própria seqüência composta, é diferente para cada combinação de atraso entre duas *seqüências-m*. Consequentemente, um par de seqüências geradas de tamanho r pode gerar r códigos lineares não máximos, cada um com r *chips* longos. Ainda mais, se a componente *seqüências-m* são escolhidas apropriadamente, o conjunto de seqüências compostas r terá uma autocorrelação baixa e igual. Por exemplo, um par de geradores com registradores de deslocamento de 10 estágios, veja a figura 4.4, será capaz de gerar 1023 diferentes códigos lineares não máximos de 1023 *chips* além dos dois códigos básicos lineares máximos. Para cada mudança na lógica de realimentação de cada um dos dois registradores um novo conjunto de 1023 códigos serão produzidos. A desvantagem dos deslocamentos e da propriedade de adição é que os códigos lineares máximos são também previsíveis por qualquer um que saiba o estado atual do código, ao ponto de que, a operação futura pode ser antecipada.

4.3 A Configuração do Gerador de Código Linear

Um gerador de seqüência de código linear pode ser construído tendo por base qualquer conjunto de elementos de atraso, em conjunto com uma combinação linear de

elementos dentro de um caminho de realimentação, de forma que, o número de estágios que o gerador pode assumir, é uma função do tamanho, dos elementos de atraso e de uma particular combinação de realimentação.

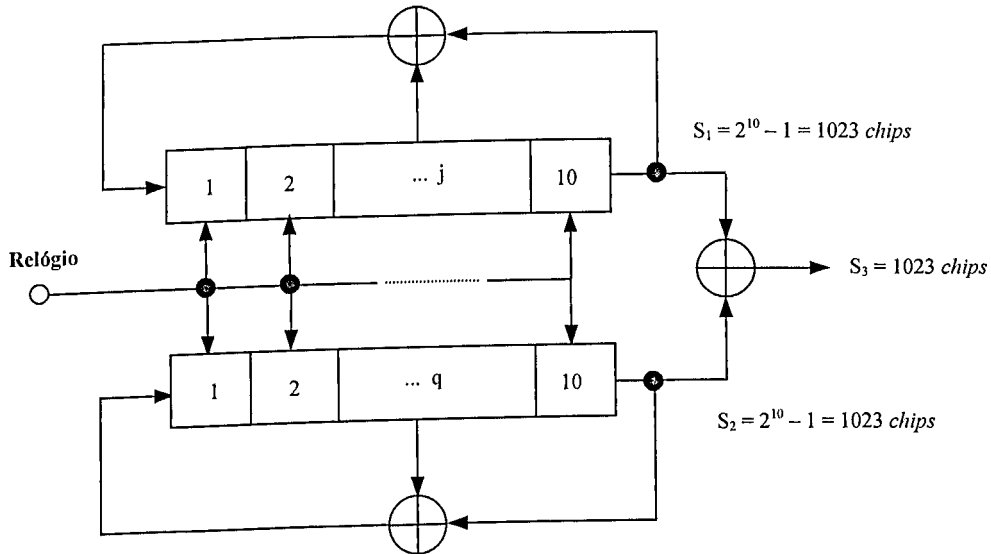


Figura 4.4 Geradores com Registradores de Deslocamentos para um Código não Máximo de 1023 chips.

Uma implementação típica de geradores de sequência de códigos que eram aplicadas são as linhas de atraso ou cabos coaxiais. Atualmente a técnica mais comum utiliza os circuitos digitais empregando os *Flip-Flops*, em uma configuração de registradores de deslocamento. A figura 4.5 ilustra a forma geral de um gerador linear simples de 3 estágios. A saída do último estágio de atraso D_n e o estágio intermediário D_j são combinados em um soma em módulo 2 e realimentados para a entrada do primeiro elemento de atraso. Deve-se observar que a notação D_n significa elemento de atraso de número n , assim como o *flip-flop* que é o n -ésimo elemento de atraso, onde a convenção usada é contagem da esquerda para a direita. A tabela 4.2 lista a ação da realimentação no processo de geração de todos os estados possíveis de um registrador de 3 estágios.

Neste caso particular, a sequência de código gerada, 1110010, é cíclica, com um período total de $2^n - 1$ do tempo de período de um único elemento de atraso. Esta é a maior sequência de código que pode ser gerada por um dado número de estágios de atraso; assim, para n estágios de atraso a maior sequência que pode ser gerada é $2^n - 1$, e esta sequência é intitulada de máxima ou, mais especificamente, linear máxima quando o gerador é linear.

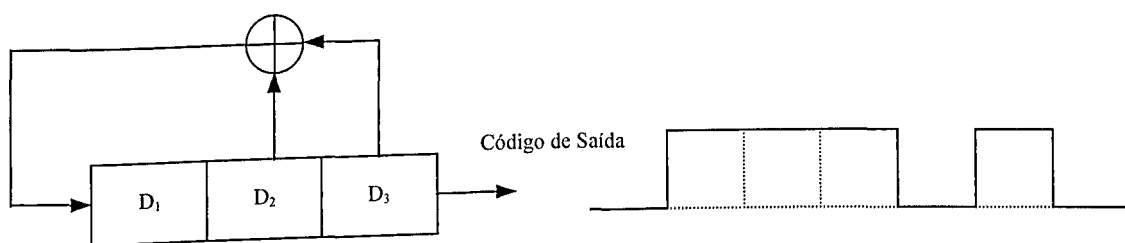


Figura 4.5 Um Gerador de Sequência de Códigos de 3 Estágios.

A configuração de um gerador de sequências equivalente ao da figura 4.5, e o mais usado desloca o somatório da realimentação entre os estágios, como ilustra a figura 4.6. Uma outra configuração equivalente ao figura 4.5, é ilustrado na figura 4.7, onde a mesma sequência de código pode ser gerada com o mesmo número de estágios de atraso e somados em módulo 2, como no gerador simples, da figura 4.5.

Freqüentemente um número grande de sequências de códigos são necessárias para aplicações tais como Multiplexação por Divisão de Códigos. Sob essas condições, pontos de realimentação múltiplas são necessários, desde que o número máximo de códigos disponíveis de qualquer tamanho de um conjunto de elementos de atraso, usando uma realimentação com derivação simples, seja somente $n-1$, ou menor que o número de elementos de atraso. Entretanto, muitos dos $n-1$ códigos podem possuir sequências cíclicas muito curtas, ou o gerador pode parar as operações completamente pela entrada de zeros em todos os elementos em alguma configurações.

Usando todas as combinações lineares possíveis de derivações de realimentação (aqui e no restante deste capítulo, os pontos de realimentação ou derivação referenciados, incluem o último estágio de realimentação porque o último estágio deve sempre ser usado, ao contrário o gerador produzirá códigos do tamanho que é uma função do último estágio na rede de realimentação. Assim, quando uma realimentação com derivação simples é mencionada, dois estágios estão sendo realimentados – o último elemento de atraso e o ponto intermediário. Esta observação significa que a realimentação inclui o estágio final, e por esta razão especifica o registrador), para um registrador de n estágios, há $\frac{\phi(2^n - 1)}{n}$

seqüências máximas que podem ser geradas. Onde o termo $\phi(2^n - 1)$ é um número de *Euler*, isto é, o número de inteiros positivos incluindo o 1 que são primos entre si e menores do que $2^n - 1$. Como exemplo do uso desta fórmula, observa-se um registrador de cinco estágios, para o qual $(2^n - 1)$ é igual a 31. Como 31 é primo, todos os inteiros positivos menores do que 31 são relativamente primos entre si. O registrador de cinco estágios possui uma combinação de seqüência linear máxima de:

$$\frac{\phi(2^n - 1)}{n} = \frac{30}{5} = 6, \quad (4.1)$$

Tabela 4.2 Conversão de Binário para Decimal de um Código de Mostrando a Ordem Pseudo Aleatória.

Estado	3 – Tuplas	Equivalente base 10
1	1 1 1	7
2	0 1 1	3
3	0 0 1	1
4	1 0 0	4
5	0 1 0	2
6	1 0 1	5
7	1 1 0	6

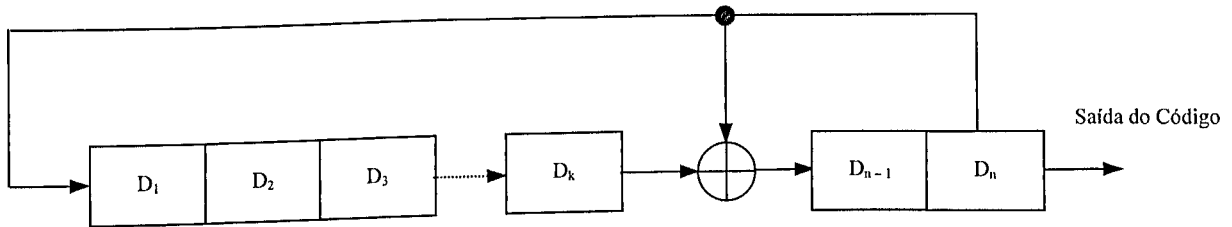


Figura 4.6 Configuração de um Gerador de Sequência Alternativo do tipo Modular.

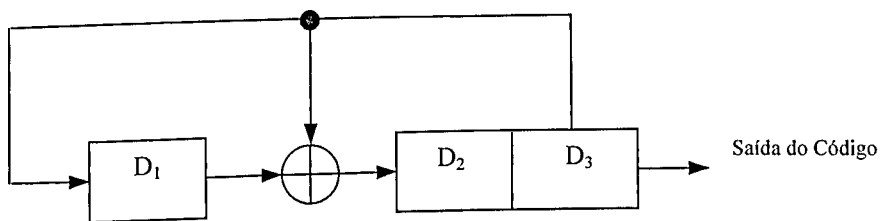


Figura 4.7 Gerador de Sequência de Códigos Equivalente ao da figura 4.5.

A tabela 4.3 relaciona o número do tamanho dos códigos primos de *Mersenne* (os códigos primos de *Mersenne* são definidos como aqueles códigos para os quais o tamanho do código $L = 2^n - 1$ é um número primo), gerados por registradores de tamanhos 3 até o 31, o 61 e o de tamanho 89. Quando mais de um ponto de realimentação é usado, a configuração do gerador alternativo da figura 4.6 torna-se mais útil. Nesse sentido a figura 4.8, mostra um gerador de seqüências simples com várias derivações. Nesta configuração, o atraso no laço de retorno é adicionado e consiste do somatório de todas as propagações de atraso no caminho do último estágio para o primeiro estágio. Assim, a limitação do conjunto, dados pelos caminhos de retorno atrasados, fixa a máxima velocidade útil do gerador de seqüências. A figura 4.9 estende a idéia da figura 4.6 para ilustrar um gerador de seqüências com um somador em módulo 2 entre cada estágio de atraso e o seu próximo.

Esta configuração reduz o atraso inerente dos caminhos de retorno ao ponto de que, o atraso total, não é tão grande quanto o atraso de um gerador de seqüências com uma única derivação. Uma outra importante, propriedade de configuração na figura 4.9 é que a mesma mais fácil de ser implementada, sendo divisível em unidades, consistindo de um elemento de atraso de *flip-flops* e um somador módulo 2.

Por conseguinte o gerador de seqüências deste tipo tem sido denominado de modular, e os geradores de seqüências com registradores de deslocamentos feitos em cima deste modo são chamados de Geradores com Registradores de Deslocamentos Modular ou *MSRG's*. Uma configuração de registrador de deslocamento de referência aqui é o gerador com registradores de deslocamento chaveados.

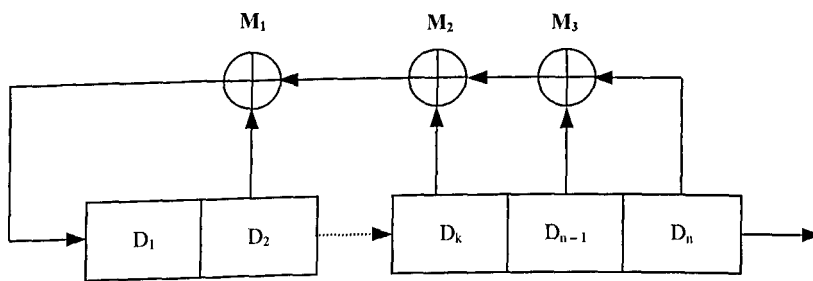


Figura 4.8 Gerador de Seqüência Simples com Múltiplas Derivações (SSRG).

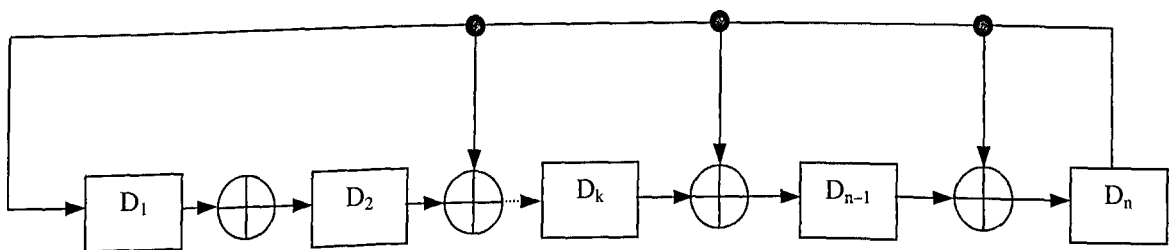


Figura 4.9 Gerador de Seqüência Modular com Múltiplas Derivações (MSRG).

Tabela 4.3 Número de Seqüências Máximas Geradas por Registradores de Tamanhos 3 a 31, 61 e 89.

n	Número de Códigos	Fatores primos de $2^n - 1$
3	2	7
4	4	3; 5
5	6	31
6	4	3; 3; 7
7	18	127
8	16	3; 5; 17
9	48	7; 73
10	60	3; 11; 31
11	176	23; 89
12	96	3; 3; 5; 7; 13
13	630	8.191
14	756	3; 43; 127
15	1.800	7; 31; 151
16	2.048	3; 5; 17; 257
17	7.710	131.071
18	1.728	3; 3; 3; 7; 19; 73
19	27.594	524.287
20	19.200	3; 5; 5; 11; 31; 41
21	72.576	7; 7; 127; 137
22	120.032	3; 23; 89; 683
23	356.960	47; 178.481
24	184.320	3; 3; 5; 7; 13; 17; 241
25	1.296.000	31; 601; 1.801
26	1.719.900	3; 2.731; 8.191
27	4.260.864	7; 73; 262.657
28	4.741.632	3; 5; 29; 43; 113; 127
29	18.407.808	233; 1.103; 2.089
30	11.880.000	3; 3; 7; 11; 31; 151; 331
31	69.273.666	2.147.483.647
61	31.800.705.069.076.960	2.305.843.009.213.693.951
89	6.954.719.320.827.979.072.466.990	618.970.019.642.690.137.449.562.111

O *SRG* chaveado é um tipo especial de gerador de seqüências que tem a vantagem de possuir a parte lógica, incluída em geral, nos circuitos integrados *flip-flops JK* disponíveis. Assim, os geradores de seqüência de códigos do tipo chaveado, não empregam somadores em módulo 2, os quais estão separados dos estágios dos registradores de deslocamento.

Esta configuração é vantajosa porque ela fornece para a geração dos códigos as taxas mais altas em que os *flip-flops* são capazes de operar sem diminuir a sua velocidade dos mesmos, por uma lógica externa. Por outro lado, nem todos os códigos disponíveis para um dado tamanho de registrador de deslocamento são possíveis com a configuração do chaveamento.

Qualquer código binário pode ser representado por um polinômio, onde o grau do polinômio é igual ao número de estágios na geração do registrador. Os termos do polinômio, x, x^2, x^4, \dots, x^n , representam os estágios do registrador, e os coeficientes, que são 0 ou 1, determinam quais os estágios incluídos na rede de realimentação. O estágio x^0 possui coeficiente igual a 1. Como um exemplo, $1+x+x^2+x^4+x^7$ é um gerador de código de sete estágios com realimentação nos estágios 1, 2, 4 e 7. A tabela 4.4 relaciona os polinômios para os códigos lineares máximos de um registrador chaveado ascendente até o estágio 18. Não há códigos chaveados lineares máximos disponíveis com graus 8, 12, 13, 14, 16 ou 19.

4.4 Autocorrelação e Correlação Cruzada dos Códigos.

As propriedades de correlação das seqüências de códigos usadas em comunicações por espalhamento espectral dependem do tipo de código, do tamanho, da taxa de *chips*, e ainda da estrutura *bit a bit* do código em particular que está sendo usado.

Tabela 4.4 Chaveamento de Registradores Máximos.

Estágio	Número de chaveamentos	Polinômio associado
3	1	$1 + x + x^3$
3	2	$1 + x^2 + x^3$
4	1	$1 + x + x^4$
5	2	$1 + x^2 + x^5$
5	3	$1 + x + x^2 + x^3 + x^5$
6	1	$1 + x + x^6$
6	5	$1 + x + x^4 + x^5 + x^6$
7	1	$1 + x + x^7$
7	3	$1 + x + x^2 + x^3 + x^7$
7	4	$1 + x^4 + x^7$
7	6	$1 + x^2 + x^4 + x^6 + x^7$
9	4	$1 + x^4 + x^9$
9	5	$1 + x + x^4 + x^5 + x^9$
10	7	$1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^5 + x^6 + x^7 + x^{10}$
11	2	$1 + x^2 + x^{11}$
15	1	$1 + x + x^{15}$
15	4	$1 + x^4 + x^{15}$
15	8	$1 + x^8 + x^{15}$
15	11	$1 + x + x^2 + x^3 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{15}$
17	3	$1 + x + x^2 + x^3 + x^{17}$
17	5	$1 + x + x^4 + x^5 + x^{17}$
17	6	$1 + x^2 + x^4 + x^6 + x^{17}$
17	11	$1 + x + x^2 + x^3 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{17}$
17	12	$1 + x^4 + x^8 + x^{12} + x^{17}$
17	14	$1 + x^2 + x^4 + x^6 + x^8 + x^{10} + x^{12} + x^{14} + x^{17}$
18	11	$1 + x + x^2 + x^3 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{18}$

A correlação cruzada e autocorrelação são de grande interesse em projetos de sistemas de telecomunicações.

A autocorrelação, em geral, é definido pela integral,

$$\Psi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)f(t-\tau)dt, \quad (4.2)$$

a qual é a medida da similaridade ou igualdade entre um sinal e a réplica deste mesmo sinal com a fase deslocada. Uma função autocorrelação é um gráfico de autocorrelação sobre todas as fases deslocadas, $(t - \tau)$ do sinal, onde $(t - \tau)$ é um intervalo de um *bit*.

A autocorrelação é de grande interesse na escolha das seqüências de códigos que dão a mínima probabilidade de uma falsa sincronização. Em sistemas de comunicações projetados para uma máxima sensibilidade, não significa que estes devem discriminar picos de correlação em códigos escolhidos deficientemente. Portanto, o projetista deve investigar cuidadosamente, ainda que este código seja uma das supostas seguras *seqüências-m*.

A correlação cruzada é de interesse em áreas, tais como:

- (a) *CDMA* – Acesso Múltiplo por Divisão de Códigos, ou qualquer outro sistema que usa endereçamento de código, no qual o receptor responde ao sinal com a seqüência endereçada apropriada, ao invés de qualquer outro sinal não permitido,
- (b) sistemas “anti-jamming” que podem empregar códigos com uma correlação cruzada extremamente baixa, com desempenho tão bom quanto, a autocorrelação alta, sem ambigüidades.

Como mencionado anteriormente, a correlação cruzada é a medida de similaridade ou igualdade entre duas diferentes seqüências de códigos. A única diferença entre a autocorrelação e a correlação cruzada, é que, no geral, a convolução da integral para a autocorrelação é substituída por um termo diferente, sendo a sua expressão dada por:

$$\Psi_{(cruzada)} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t-r)dt. \quad (4.3)$$

A correlação para diferentes seqüências de códigos pode ser tabulada pela geração de uma tabela comparativa e a curva de concordâncias menos as discordâncias, exatamente como é feito na autocorrelação.

É também neste ponto, que introduz-se um termo da propriedade de uma seqüência de código, par de seqüências, ou uma seqüência e outro sinal que determina a habilidade do receptor em reconhecer o ponto ou a fase inicial de sincronização do código. Esta propriedade é chamada de *ID*, Índice de Discriminação, e significa a diferença nas correlações entre o código correlatado total, perfeitamente sincronizado, e o pico da menor autocorrelação ou da correlação cruzada. Um código em particular terá, então, os valores separados de *ID* para autocorrelação e correlação cruzada com sinais não codificados. Quanto maior o valor do *ID* melhor o código.

A autocorrelação e correlação cruzada de uma seqüência de códigos são expressadas como o número de concordâncias menos o número de discordâncias, quando o código ou os códigos, são comparados *chip* a *chip*. O seguinte exemplo mostra a autocorrelação para todos os deslocamentos de um gerador com registradores de deslocamentos de três estágios, gerando um código linear máximo de 7 *chips*.

$$S = S_1 S_2 S_3, S_3 \oplus S_2 \rightarrow S_1, L(S) \rightarrow R(S), \quad (4.4)$$

Onde S_1 , S_2 e S_3 são os estados possíveis e o símbolo \oplus significa uma soma em módulo 2 com ou exclusivo, a seqüência de referência é: 1110010.

Tabela 4.5 Exemplo de Autocorrelação.

Deslocamentos	Seqüências	Concordâncias (C)	Discordâncias (D)	C - D
1	0111001	3	4	- 1
2	1011100	3	4	- 1
3	0101110	3	4	- 1
4	0010111	3	4	- 1
5	1001011	3	4	- 1
6	1100101	3	4	- 1
0	1110010	7	0	7

Observe que a correlação da malha C - D é -1 para todos os deslocamentos possíveis, exceto para o deslocamento zero ou condição de sincronização, e $2^n - 1 = 7$ para todas as condições de deslocamento zero, sendo isto uma característica das *seqüências-m*. Na região entre o zero e mais ou menos um *bit* de deslocamento, a correlação aumenta linearmente ao ponto de que a função autocorrelação para uma *seqüência-m* é triangular como mostra a figura 4.10. Esta característica da autocorrelação é usada com grande vantagem em sistemas de telecomunicações, pois dois transmissores podem se comunicar simultaneamente, por instantes, se o código deles estão deslocados em mais de um *chip*.

Em tais sistemas, uma faixa de medidas é assegurada como exata, dentro de um *chip*, pelo uso do pico da correlação como o marcador da medida. Isto pode ser efetuado pela colocação de um detetor de correlação, de tal forma que ele reconheça o nível associado com ± 1 *chip* de sincronização e não reconheça o nível baixo.

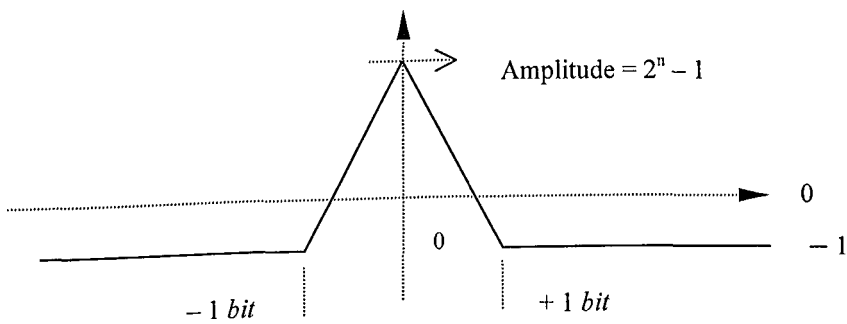


Figura 4.10 Função Autocorrelação de uma Seqüência- m .

Quando outros códigos que não sejam as *seqüências- m* são usados, as propriedades de autocorrelação podem ser marcadamente diferentes destas *seqüências- m* . A figura 4.11 ilustra uma função autocorrelação típica para um outro código, que não seja uma *seqüência- m* . Os menores picos de correlação são dependentes do código atual usado e são causados pelas correlações parciais do código com a sua réplica com a fase deslocada. Quando tais correlações menores ocorrem, a habilidade de um sistema receptor em sincronizar, pode ser prejudicada porque o mesmo deve discriminar entre a maior e a menor correlação de pico, e portanto a margem de discriminação é reduzida.

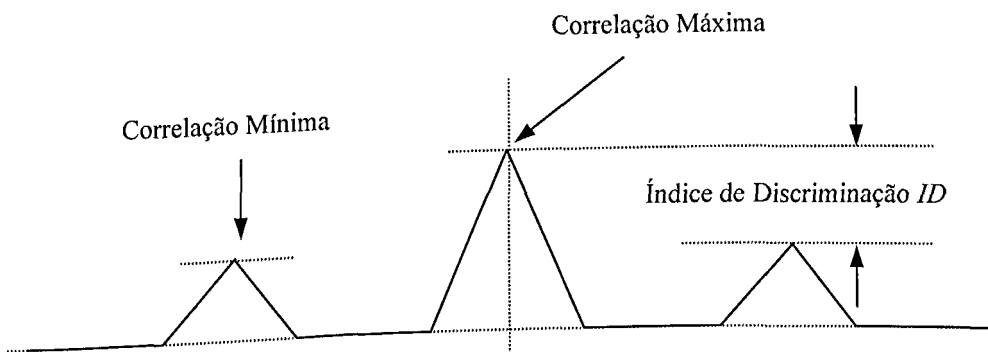


Figura 4.11 Função Autocorrelação de um Código Tipicamente Não Máximo.

A título de ilustração, considere um gerador com registradores de deslocamento de cinco estágios como mostra a figura 4.12. Se a realimentação é retirada dos estágios cinco e três, a sequência de código na saída é:

.... 1111100011011101010000010010110 (31 *chips*)

A autocorrelação desta sequência é mostrada na figura 4.14. O seu valor máximo é $2^n - 1 = 31$ e a sua $ID_{\text{AUTO}} = 31$. Este valor de ID é, como o esperado, típico de todas as sequências lineares máxima cuja ID_{AUTO} é sempre igual a 2^n . Modificando agora a realimentação para vir dos estágios cinco e quatro, uma possível sequência de saída seria de 21 *chips* longos:

.... 111110000100011001010 (21 *chips*)

Este é um exemplo de sequência linear não máxima que é menor do que $2^n - 1$ *chips* longos. Outras sequências lineares não máximas disponíveis na mesma configuração de realimentação cujos tamanhos são sete e três *chips*:

.... 1001110 e 101 ...

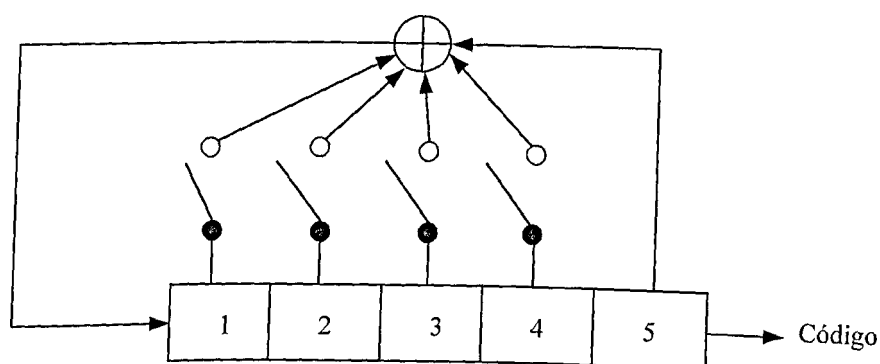


Figura 4.12 SRG de Cinco Estágio com Derivação Múltipla.

O vetor de partida inicial contido no registrador determina qual das seqüências é gerada. Consequentemente, um grande cuidado é necessário quando seqüências não máximas são usadas, para assegurar que o vetor de partida inicial esteja correto, ou no mínimo seja um dos estados disponíveis, e que o ruído não faça o registrador ir para o estado fora do conjunto desejado. Em tais casos a saída do código poderia repentinamente mudar de uma seqüência para outra.

Os três conjuntos (não contando os espelhos), de estados geradores de seqüências para uma seqüência não máxima disponível são mostrados na tabela 4.6.

Observe que o conjunto total de 31 estados $(2^5 - 1)$, existem em todas aquelas seqüências não máximas sendo este, o mesmo número que existe em uma seqüência máxima simples. Isto é típico dos geradores de seqüências lineares que, para todo ponto de realimentação que produz um subconjunto de tamanho $(2^n - 1) - k$, há uma ou mais conexões de realimentação não máximas, cujos subconjuntos, em combinação com o conjunto original, possui um tamanho total k . As seqüências não máximas possuem picos de autocorrelação distintos.

Assim, o uso de códigos não máximos, ou ainda, de setores de códigos não máximos para comunicações, deve ser abordado com cuidado. As seqüências de códigos produzidas pelo gerador de cinco estágios da figura 4.12 são mostrados na tabela 4.7.

Seis destas seqüências são máximas no tamanho $2^5 - 1$, enquanto que duas são não máximas. A observação dos pares $\{5,4,3,2\}$ e $\{5,3,2,1\}$, $\{5,4,3,1\}$ e $\{5,4,2,1\}$, $\{5,4\}$ e $\{5,1\}$ mostram que os mesmos estão emparelhados inversamente.

Tabela 4.6 Estados Geradores de Seqüências.

Transição dos Estados	Conjunto 1	Conjunto 2	Conjunto 3
	$Q_1Q_2Q_3Q_4Q_5$	$Q_1Q_2Q_3Q_4Q_5$	$Q_1Q_2Q_3Q_4Q_5$
Condição inicial	1 1 1 1 1	1 1 0 0 1	0 1 1 0 1
Próximo estado	0 1 1 1 1	0 1 1 1 0	1 1 0 1 1
	0 0 1 1 1	0 1 1 1 0	1 1 0 1 1
	0 0 0 1 1	1 0 1 1 1	0 1 1 0 1
	0 0 0 0 1	0 1 0 1 1	3 ciclos de bit
	1 0 0 0 0	0 0 1 0 1	
	0 1 0 0 0	1 0 0 1 0	
	0 0 1 0 0	1 1 0 0 1	
	0 0 0 1 0	7 ciclos de bit	
	1 0 0 0 1		
	1 1 0 0 0		
	0 1 1 0 0		
	0 0 1 1 0		
	1 0 0 1 1		
	0 1 0 0 1		
	1 0 1 0 0		
	0 1 0 1 0		
	1 0 1 0 1		
	1 1 0 1 0		
	1 1 1 0 1		
	1 1 1 1 0		
Ponto de partida 21 ciclos de bits	1 1 1 1 1		

Tabela 4.7 Sequências de Códigos Produzidas por um Gerador de Cinco Estágio.

	Realimentação	Sequências	Tamanho
1	{5,3}	... 1111100011011101010000100101100 ...	31
2	{5,2}	... 1111100110100100001010111011000 ...	31
3	{5,4,3,2}	... 1111100100110000101101010001110 ...	31
4	{5,3,2,1}	... 1111101110001010110100001100100 ...	31
5	{5,4,3,1}	... 1111101000100101011000011100110 ...	31
6	{5,4,2,1}	... 1111101100111000011010100100010 ...	31
7	{5,4}	... 111110000100011001010 ...	21
8	{5,1}	... 111110101001100010000 ..	21

Nenhum dos códigos de 31 *chips* é útil como elemento de espalhamento espectral para um sistema prático devido ao seu tamanho pequeno, mas eles são relacionados aqui como modelos fornecidos. Examinando as seis primeiras sequências com relação às suas propriedades de autocorrelação e correlação cruzada, pode-se notar que a autocorrelação dos seis códigos máximos é a mesma, isto é, igual a -1 , exceto para o *chip* de deslocamento da posição 0 ± 1 . O deslocamento zero produz um valor de autocorrelação 31 para todos eles.

A autocorrelação de uma das sequências de 21 *chips* não máxima é mostrado na figura 4.13, para a sequência {5,4}, que é também típica para a outra sequência de 21 *chips*, embora inversa. O valor do ID_{AUTO} para sequência de 21 *chips* é 21, que poderia causar uma redução de mais do que 32 % na capacidade de sincronização do receptor, que está abaixo dos níveis para o código máximo de 31 *chips*.

Igualmente, as sequências lineares máximas não são imunes aos problemas de correlação cruzada, apesar de que elas são, em geral, as melhores geradas. É também

interessante observar, que quando os códigos usados mostram uma excelente propriedade de correlação cruzada sobre a média do tamanho total dos mesmos, a correlação cruzada de curto termo é completamente efetiva no rompimento das comunicações [21].

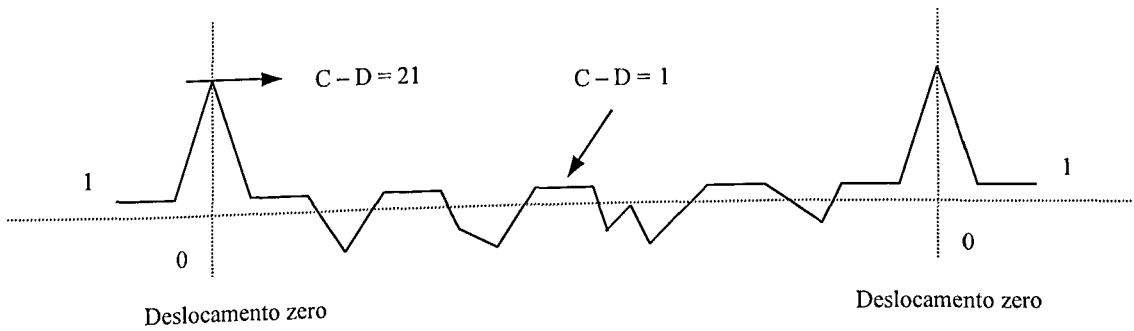


Figura 4.13 Autocorrelação do Código Não Máximo de 21 chips {5,4}.

Observa-se que foram restringidas as considerações neste capítulo, da integração sobre um período longo de $(-\infty \text{ a } \infty)$. Isto é o mesmo que a integração sobre o tamanho do código, repetido em intervalos de $2^n - 1$ chips. A integração, em um detetor de sincronização, sobre um período menor do que o do código usado, permite a correlação dos termos curtos. Assim, um padrão curto ocorrendo em dois diferentes códigos ou duas vezes no mesmo código poderia surgir como uma sincronização do código legítimo, desde que a integração do período não exceda significativamente o padrão do período, para maiores detalhes veja [21].

As figuras 4.14 e 4.15 ilustram a autocorrelação e correlação cruzada para seqüências máximas. A curva de autocorrelação do código {5,3} mostra que o valor da correlação no deslocamento zero é 31. Para a correlação cruzada dos códigos {5,3} e {5,2}, porém, o valor de pico é 11, o que dá um índice de discriminação ID de 20, ou 35 % menor que o valor de autocorrelação. A tabela 4.8 mostra a correlação cruzada entre as seqüências-*m* espelhos {5,3} e {5,2} de 31 chips.

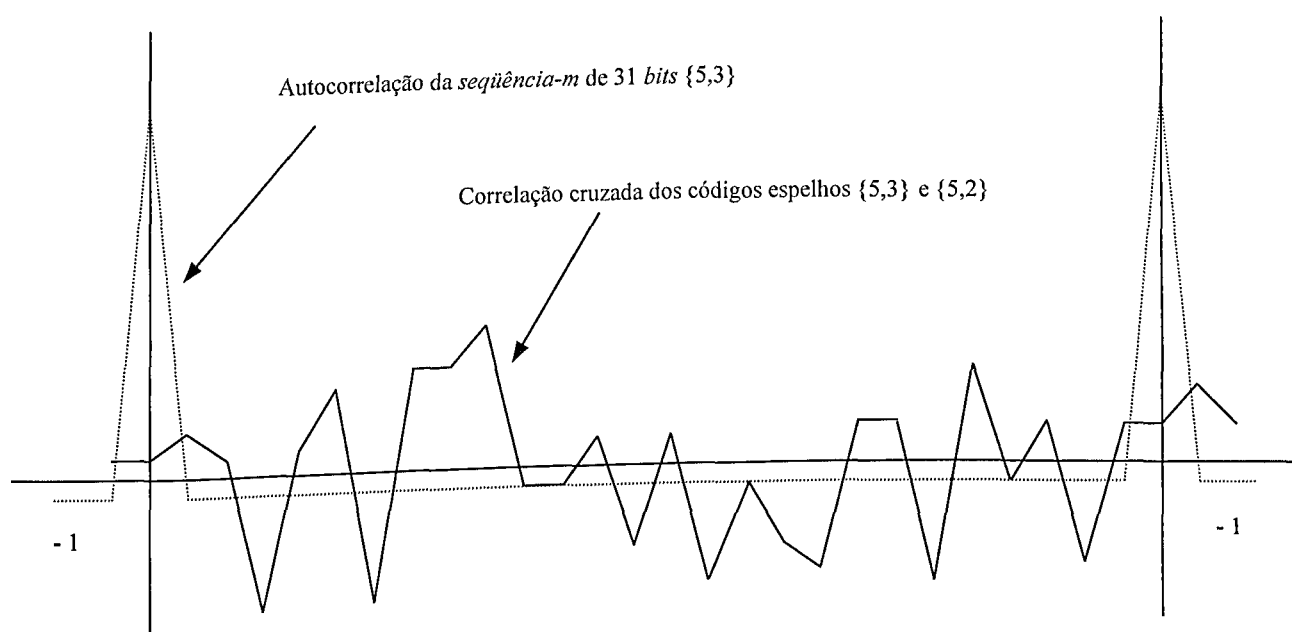


Figura 4.14 Comparação da Autocorrelação da Seqüência-*m* de 31 bits {5,3} e Correlação Cruzada das Seqüências-*m* Espelhos de 31 bits, {5,3} e {5,2}.

A tabela 4.9 mostra a correlação cruzada entre as seqüências-*m* {5,3} e {5,4,3,2} de 31 *chips*, mas que não são espelhos. Os códigos {5,3} e {5,2} são espelhos; assim, um é o mesmo do outro, mas geralmente em ordem reversa. A correlação cruzada dos códigos {5,3} e {5,4,3,2} é tão baixa quanto para os códigos espelhos, mas é ainda de tal forma que o valor de pico da correlação cruzada é 7, um valor que ocorre em 10 diferentes posições de deslocamentos, veja a tabela 4.9.

O ponto significativo é que estes pares particulares de seqüências de códigos não são capazes de operar no mesmo *link* se a potência transmitida de um transmissor ultrapassar a uma elevação suficientemente do pico de correlação cruzada para um valor próximo da autocorrelação.

Tabela 4.8 Correlação Cruzada das *Seqüências-m* Espelho {5,3} e {5,2} de 31 chips.

Deslocamentos	Concordâncias (C)	Discordâncias (D)	C - D
0	17	14	3
1	18	13	5
2	17	14	3
3	11	20	- 9
4	17	14	3
5	19	12	7
6	11	20	- 9
7	19	12	7
8	19	12	7
9	21	10	11
10	15	16	- 1
11	15	16	- 1
12	17	14	3
13	15	16	- 1
14	13	18	- 5
15	17	14	3
16	11	20	- 9
17	15	16	- 1
18	13	18	- 5
19	12	19	- 7
20	17	14	3
21	17	14	3
22	17	14	3
23	11	20	- 9
24	19	12	7
25	15	16	- 1
26	17	14	3
27	13	18	- 5
28	11	20	- 9
29	12	19	- 7
30	17	14	3
31	17	14	3

Tabela 4.9 Correlação Cruzada das *Seqüências-m* {5,3} e {5,4,3,2} de 31 chips.

Deslocamentos	Concordâncias (C)	Discordâncias (D)	C – D
0	15	16	-1
1	19	12	7
2	15	16	-1
3	11	20	-9
4	19	12	7
5	15	16	-1
6	19	12	7
7	15	16	-1
8	15	16	-1
9	15	16	-1
10	15	16	-1
11	19	12	7
12	19	12	7
13	15	16	-1
14	15	16	-1
15	19	12	7
16	15	16	-1
17	15	16	-1
18	11	20	-9
19	11	20	-9
20	11	20	-9
21	19	12	7
22	11	20	-9
23	15	16	-1
24	19	12	7
25	19	12	7
26	15	16	-1
27	15	16	-1
28	15	16	-1
29	15	16	-1
30	19	12	7
31	15	16	-1

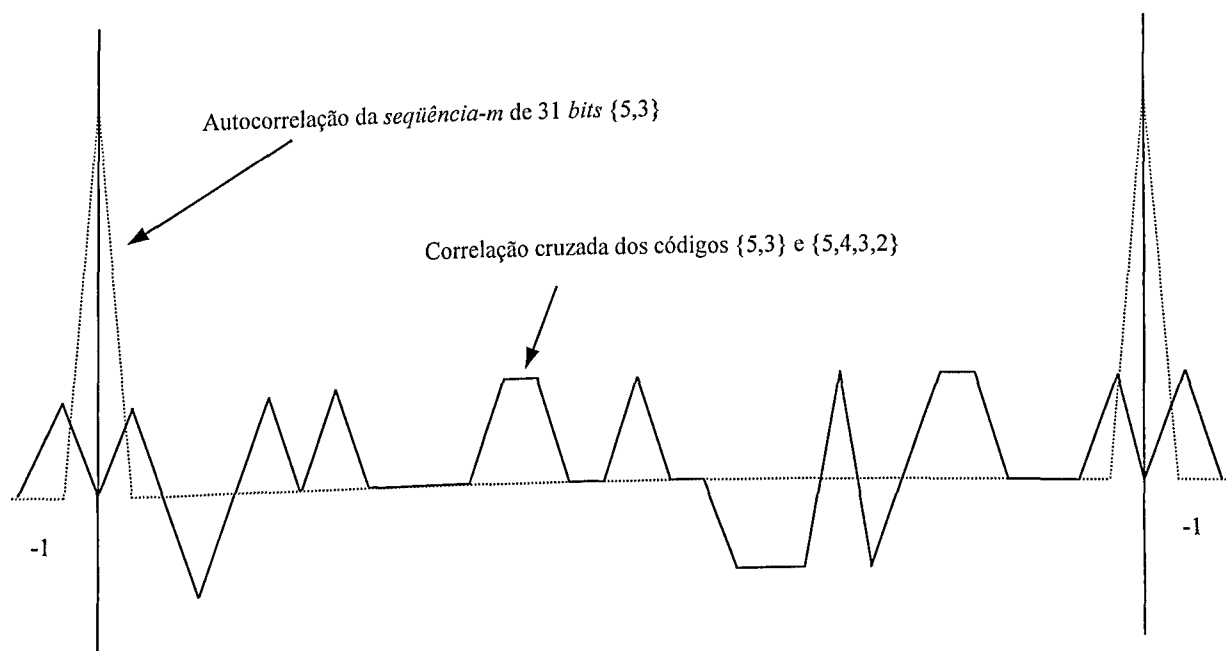


Figura 4.15 Comparação da Autocorrelação da Seqüência-m de 31 chips {5,3} e Correlação Cruzada das Seqüências-m {5,3} e {5,4,3,2} de 31 chips, sem espelho.

É claro que, tais códigos curtos não devem ser usados, mas a comparação é razoavelmente representativa da operação, ainda que com seqüências mais longas usadas na multiplexação por divisão de códigos ou outras aplicações de múltiplo acesso.

Judge [11] tem considerado a multiplexação por divisão de código pelo uso de funções binárias quase ortogonais, seqüências lineares máximas, e estabelece que para dois sinais de igual potência multiplexados juntos, a relação sinal ruído é,

$$\frac{S}{N_{(2)}} = \frac{S}{\left(K_1^2 + \frac{T_o}{T} \right)^{\frac{1}{2}}}, \quad (4.5)$$

em cada receptor. Para b sinais, teremos:

$$\frac{S}{N_{(b)}} = \frac{S}{\left[b \left(K_1^2 + \frac{T_0}{T} \right) \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (4.6)$$

onde: T é o período de integração da correlação cruzada, T_0 é o período em *chips* do código e K_1 é o valor da correlação *DC*. O resultado de *Judge* mostra que algumas seqüências primas de *Mersenne* mostram valores de correlação cruzada superiores a outras, as vezes ainda para seqüências não primas tão grande quanto as seqüências primas.

4.5 Códigos Compostos

Embora inabalável na afirmação de que para sistemas de comunicações as seqüências lineares de tamanho máximas não podem ser melhoradas, deve-se admitir que as seqüências de códigos compostos geradas pela combinação de seqüências lineares máximas devem ser consideradas. Os códigos compostos construídos desta maneira possuem propriedades especiais que são mais vantajosas sob determinadas circunstâncias; por instantes, os códigos com extensão *JPL* [12] e os códigos *Gold* [13, 14, 15], embora gerados a partir de seqüências máximas, não são máximos. Os códigos com extensão *JPL* possuem propriedades de correlação especiais que permitem uma rápida sincronização [21], já os códigos *Gold* permitem a construção de famílias de códigos de $2^n - 1$ a partir de pares de registradores de deslocamentos de n estágios no qual todos possuem características de correlação bem definidas.

4.5.1 Geradores das Seqüências dos Códigos *Gold*

As seqüências de códigos *Gold* receberam esta denominação devido a *R. Gold* [13 – 15]. Os geradores das seqüências dos códigos *Gold* são bastante úteis devido ao grande número de códigos que eles fornecem, com somente um par de geradores de seqüência de códigos, *SRG*. A principal vantagem do uso destas seqüências de códigos é que poucos conjuntos de derivações de realimentações são necessários. O *SRG* simples de derivação única é a configuração mais rápida possível. Assim as seqüências de códigos *Gold* são potencialmente capazes de gerar códigos à taxas equivalentes a de um simples *SRG* rápido.

Os códigos *Gold* são gerados pela adição em módulo 2 de pares de seqüências lineares máximas (*seqüências-m*), como mostra a figura 4.16. As seqüências de códigos são adicionadas *bit a bit* por um sinal de relógio sincronizado (os códigos devem ser de mesmo tamanho). Assim os códigos gerados e as relações de fase são de mesmas características, como os dois códigos base.

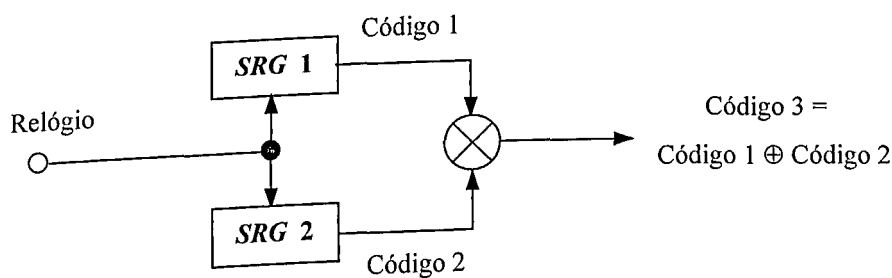


Figura 4.16 Configuração do Gerador da Seqüência do Código *Gold*.

As propriedades de soma e deslocamento das seqüências máximas exigem que, qualquer seqüência máxima adicionada a uma réplica dela mesma, para qualquer número de *bits*, com a fase deslocada produz na sua saída um deslocamento de fase diferente, aqui a mesma operação é executada, com a nova seqüência tendo o mesmo tamanho como

aquela que está sendo adicionada. Além do mais, toda mudança na sua posição de fase entre os dois geradores produz uma nova sequência a ser gerada. Para mostrar esta vantagem, considere o seguinte exemplo.

Dado um gerador de seqüências de cinco estágio, escolhe-se um conjunto de derivações de realimentação da tabela 4.7. Observa-se que há somente seis conjuntos de realimentação disponíveis para o registrador de cinco estágio e metade são imagens da outra metade. Se mais do que seis códigos de 31 *bits* são necessários, não é possível obtê-los do registrador de cinco estágios.

A solução, é usar dois geradores de seqüências de cinco estágios conectados na configuração *Gold*, como é mostrado na figura 4.17. Esta figura mostra também os códigos *Gold* combinados em módulo 2 produzidos pela combinação de dois códigos máximos de saída, com diferentes deslocamentos iniciais, isto é, os dois geradores de códigos são iniciados com as condições iniciais deslocadas por várias somas para produzir diferentes códigos de saída. A condição inicial é um vetor composto de somente *uns* e este é um conjunto dentro de ambos registradores.

Qualquer deslocamento dentro das condições iniciais de 0 a 30 *bits* pode ser usado, sendo que o deslocamento de 31 *bits* é o mesmo que o deslocamento zero. A tabela 4.10 ilustra um exemplo de somatório das seqüências {5,3} e {5,4,3,2} com zero *bit* de deslocamento ou com decimação $L = 0$. A tabela 4.11 ilustra um exemplo de somatório das seqüências {5,3} e a sua réplica com um *bit* de deslocamento, à esquerda, ou com decimação $L = 1$. A tabela 4.12 ilustra um exemplo de somatório das seqüências {5,3} e {5,4,3,2} com cinco *bits* de deslocamento, à esquerda, ou com decimação $L = 5$. Assim, a partir do gerador de seqüências de códigos *Gold*, 33 códigos de tamanho máximo são obtidos. Estendendo esta demonstração, pode-se mostrar que qualquer gerador de código

Gold, com dois registradores de tamanho n , pode gerar seqüências de tamanho máximo $2^n - 1$, mais duas seqüências máximas de base.

Um gerador de códigos Gold com múltiplos registradores pode gerar $(2^n - 1)^r$ seqüências não máximas de tamanho $2^n - 1$ mais r seqüências máximas de mesmo tamanho, onde r é o número de registradores e n é o tamanho do registrador.

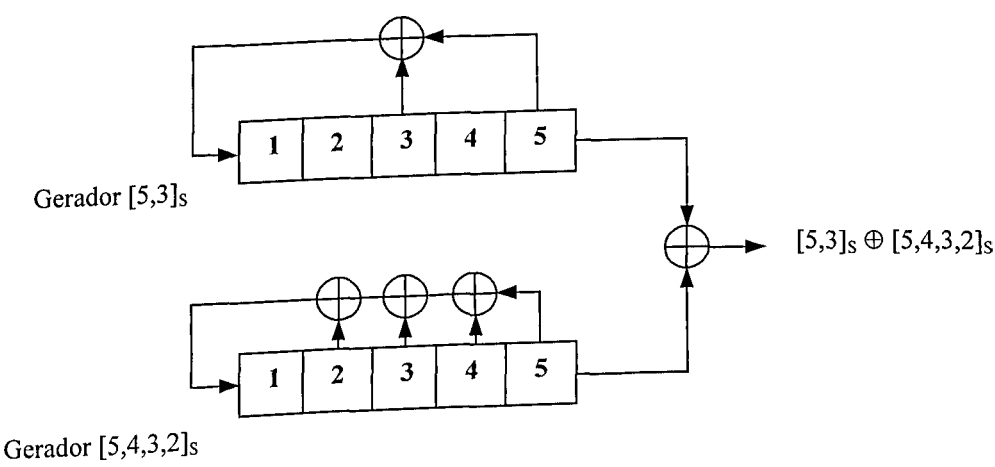


Figura 4.17 Ilustração da Geração dos Códigos Gold com os Geradores {5,3} e {5,4,3,2}.

Tabela 4.10 Somatório XOR com Decimação $L = 0$.

⊕

1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0
1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0

Tabela 4.11 Somatório XOR com Decimação $L = 1$.

⊕

1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0
1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1
0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1

Tabela 4.12 Somatório XOR com Decimação L = 5.

⊕

1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0

Além de suas vantagens na geração de um grande número de códigos, os códigos *Gold* podem ser escolhidos de forma que, sobre um conjunto de códigos disponíveis de um dado gerador, a correlação cruzada entre os códigos seja uniforme e restringida. Assim, os códigos *Gold* são muito atrativos para aplicações nos quais um número de sinais multiplexados por divisão de códigos serão usados. A mesma garantia de uma correlação cruzada limitada é impossível para seqüências máximas de mesmo tamanho.

R. Gold [13] apresentou um método para escolha de códigos lineares máximos usados como componentes para as seqüências *Gold* que dá um conjunto de seqüências, cujos membros possuem correlação cruzada e autocorrelação dos lóbulos secundários, delimitados por $|\theta(r)| \leq 2^{(n+1)/2} + 1$ para n ímpar, e $|\theta(r)| \leq 2^{(n+2)/2} - 1$ para n par.

Um resultado equivalente para os códigos *Gold* é dado por Anderson [16], sendo a expressão de Anderson, para os limites da correlação cruzada, dada por:

$$|\theta(\tau)|_G \leq \left(\frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{1+1/L} + 1/\sqrt{2}}{\sqrt{L}} \right)^{1/2}. \quad (4.7)$$

É visível nesta expressão que quando $L \rightarrow \infty$, $|\theta(\tau)| \rightarrow \sqrt{2}/\sqrt{L}$. A convergência é suficientemente rápida para qualquer tamanho de seqüência de código de interesse $|\theta(\tau)| = (\sqrt{2}/\sqrt{L})\%$.

Observe que a primeira expressão fornece a correlação cruzada em *bits*, ao passo que, obtém-se, da segunda a porcentagem da correlação máxima. Normalizando a correlação máxima para a unidade, $2^{(n+1)/2} + 1 \approx \sqrt{2L} / \sqrt{L}$ para um L grande.

Anderson também estabelece que a função correlação cruzada para uma sequência máxima é delimitada por:

$$|\theta(\tau)| \leq \left(\frac{1 + 1/L - 1/L^2}{L} \right)^{1/2}. \quad (4.8)$$

Para $L \rightarrow \infty$, tem-se $|\theta(\tau)| \rightarrow 1/L$. Para um dado valor de L os códigos *Gold* exibem uma correlação cruzada, igual a $\frac{(\sqrt{2}/L)}{(1/\sqrt{L})} = \sqrt{2}$, de valor tão alto quanto àquela da sequência- m de mesmo tamanho.

A propriedade das famílias *Gold* é que tomando-se um par qualquer, a e b , de sequências- m , tem-se que os picos para a autocorrelação e correlação cruzada periódicas estão limitados aos valores máximos obtidos para a correlação cruzada de a e b , isto é, as propriedades de correlação do conjunto dependem de a e b , portanto:

$$\theta_c = \max\{|\theta_{a,b}(l)|; 0 \leq l \leq N-1\} = \theta_a = \max\{|\theta_i(l)|; 1 \leq l \leq N-1\} \text{ e } i = a, b. \quad (4.9)$$

Destes resultados tem-se, nos piores casos, valores de pico semelhantes às sequências- m . O conjunto $G(a, b)$ é designado como o conjunto de sequências *Gold* caso as sequências- m a e b formem um par preferencial. Assim, para as sequências *Gold*, a correlação cruzada entre as sequências da família resulta em três valores, que são aqueles relativos aos pares preferenciais, onde o pico é igual a $t(n)$. Quando n é ímpar, então $\{a, a[2^k + 1]\}$ formam um par preferencial, visto que $\text{mdc}(n, k) = 1$.

Verifica-se que o método é válido para todas as decimações de valor $2^k + 1$. Uma consequência deste resultado é que $\{a, a[t(n)]\}$ é um par preferencial desde que n não seja múltiplo de 4. Assim $G(a, a[t(n)])$ será uma família *Gold*, com pico de correlação cruzada igual a $t(n)$ e seu espectro variará entre três valores. Portanto, para as seqüências *Gold*, temos:

$$x, y \in G(a, b) \Rightarrow \theta(x, y)(l) \in \{-1, -t(n), t(n)-2\}, \quad (4.10)$$

e

$$z \in G(a, b) \Rightarrow \theta(z)(l) \in \{-1, -t(n), t(n)-2\}, \forall l \neq 0 \bmod N. \quad (4.11)$$

4.6 Taxas de *Bits* e Tamanho do Código

As taxas de *bits* dos códigos afetam diretamente os sistemas por espalhamento espectral de várias maneiras. A mais comum ocorre em um sistema por seqüência direta *BPSK*, no qual a largura de faixa de transmissão é uma função direta da taxa de *bits* do código, ou seja, a largura de faixa de *RF* do lóbulo principal é o dobro da taxa de *bits* do código. A taxa de repetição do código é também uma função da taxa de *bits*, assim a taxa de repetição de *bits* é, simplesmente,

$$R_{\text{rep}} = \frac{\text{Taxa de clock em bps}}{\text{Tamanho do código em bits}} \quad (4.12)$$

esta taxa de repetição determina a linha de espaçamento no espectro de saída de *RF* e por isso é um fator importante a ser considerado em projetos de sistemas.

A tabela 4.13 lista os vários tamanhos de códigos para uma taxa de 1 *Mbps*. Outra consideração que direciona a escolha da taxa de código e do tamanho é a relação entre a taxa de repetição do código com a taxa da informação em banda base. É recomendável que

a taxa de repetição dos códigos para o sistema por sequência direta sejam ajustado pela escolha satisfatória do tamanho do código de tal forma que ele não esteja posicionado na banda da informação. Por outro lado, o ruído inútil será filtrado dentro dos demoduladores da informação, especialmente sob condições de interferência. Na tabela 4.13 e 4.14, os códigos assinalados com asteriscos são os geradores primos de *Mersenne*. Todos os códigos são de tamanho $2^n - 1$.

4.7 Escolhendo um Código Linear

Dentre os problemas na geração dos códigos, pode-se ressaltar:

- (1) encontrar uma lógica de realimentação que dê o tamanho do código desejado;
- (2) para assegurar a sua operação adequadamente, verificar o código, uma vez que o gerador da sequência tenha sido construído.

É uma prática comum construir geradores com registradores de deslocamentos, ao menos que se tenha conhecimento também, das conexões de realimentação necessárias para gerar uma sequência de códigos conveniente. É também possível encontrar um conjunto de conexões de realimentação experimentalmente, contudo isto requer não somente a construção de um gerador com registradores de deslocamentos mas, também, fazer a tomada de tempo para verificar o tamanho do código que está sendo gerado até que se obtenha a ocorrência da conexão máxima.

Existem tabelas com conexões de realimentação e tabelas de polinômios irredutíveis gerados [18 - 20] os quais tornam simplificar este trabalho. A tabela 4.14 foi construída a partir de informações fornecidas de muitas fontes e cruzamentos verificados, para assegurar uma exatidão tão possível quanto feito na prática.

Tabela 4.13 Períodos das Sequências de Códigos para Vários
Tamanhos de Sequências-*m* com uma Taxa de 1 Mbps.

Registrador de tamanho <i>n</i> .	Tamanho da sequência, em <i>bits</i> .	Período da sequência.
7*	127	$1,27 \times 10^{-4}$ segundos
8	255	$2,55 \times 10^{-4}$ segundos
9	511	$5,11 \times 10^{-4}$ segundos
10	1.023	$1,023 \times 10^{-3}$ segundos
11	2.047	$2,047 \times 10^{-3}$ segundos
12	4.095	$4,095 \times 10^{-3}$ segundos
13*	8.191	$9,191 \times 10^{-3}$ segundos
17*	131.071	$1,31 \times 10^{-1}$ segundos
19*	524.287	$5,24 \times 10^{-1}$ segundos
23	8.388.607	8,388 segundos
27	134.217.727	13,421 segundos
31*	2.147.483.647	35,8 minutos
43	879.609.302.207	101,7 dias
61*	2.305.843.009.213.693.951	$7,3 \times 10^4$ anos
89*	618.970.019.642.690.137.449.562.111	$1,95 \times 10^9$ anos

Para ilustrar o uso da tabela 4.14 considera-se o seguinte exemplo: da tabela seleciona-se o tamanho do código de 127 *bits* e um gerador com registradores de deslocamentos de sete estágios, juntamente com um conjunto de derivações máximas para este registrador. Para um número mínimo de derivações de realimentação escolhe-se a combinação {7,1}. Os geradores implementados com esta realimentação são mostrado na figura 4.21, com as configurações *SSRG* e *MSRG*. A configuração *SSRG* é designada por $[n, r, q, p]_s$.

Para geradores com registradores de deslocamento modular, a notação usada seria $[n, r, q, p]_m$, e isto significa um registrador de n estágio com realimentações a partir do n -ésimo estágio, adicionado em módulo 2 com as saídas dos r -ésimo, q -ésimo, e p -ésimo estágios alimentando as entradas dos estágios $r + 1$, $q + 1$, respectivamente.

As duas configurações mostradas na figura 4.21 ilustram que, para gerar seqüências de códigos idênticas, os geradores com registradores de deslocamento modular e os com registradores de deslocamento simples, devem ser implementados diferentemente. Um segundo exemplo reforça esta questão e explica melhor o uso da tabela 4.14, como mostrado a seguir: supondo agora que uma outra seqüência de código de 127 *bits* seja necessária. Escolhe-se um conjunto de realimentação $\{7, 3, 2, 1\}$ e gera-se também $\{7, 3, 2, 1\}_s$ ou $\{7, 6, 5, 4\}_m$. Novamente as duas configurações mostradas são equivalentes.

Como um exemplo de equivalência de geradores $\{n, p\}_s$ e $\{n, n - p\}_m$, gera-se um par de subseqüências mostradas na tabela 4.15. Observando os primeiros 15 estados do estágio *um* do registrador $\{7, 1\}_s$ e do estágio *sete* do registrador $\{7, 6\}_m$, observa-se que ambos geram uma subseqüência idêntica de 15 *bits*, sendo esta:

101010100110011

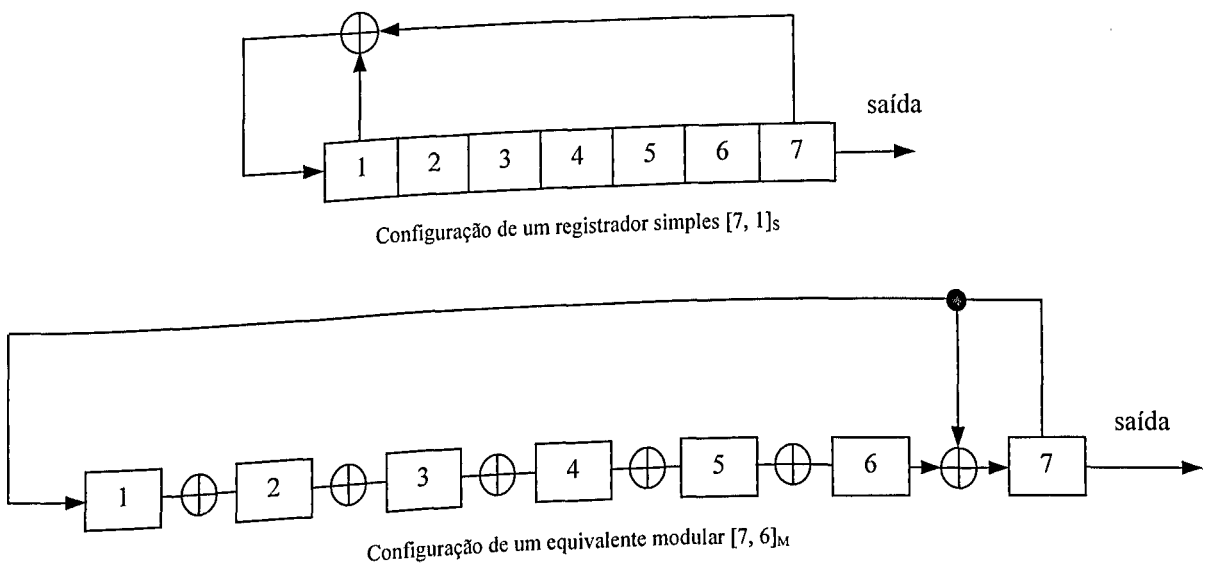


Figura 4.18 Configurações de Realimentação para *seqüência-m* Linear de 127 chips.

Tabela 4.14 Conexões de Realimentação para Sequências-m Lineares.

Estágios	Tamanho do Código, em bits.	Derivações Máximas.
2*	3	[2,1]
3*	7	[3,1]
4	15	[4,1]
5*	31	[5,2] [5,4,3,2] [5,4,2,1]
6	63	[6,1] [6,5,2,1] [6,5,3,2]
7*	127	[7,1] [7,3] [7,3,2,1] [7,4,3,2] [7,6,4,2] [7,6,3,1] [7,6,5,2] [7,6,5,4,2,1] [7,5,4,3,2,1]
8	255	[8,4,3,2] [8,6,5,3] [8,6,5,2] [8,5,3,1] [8,6,5,1] [8,7,6,1] [8,7,6,5,2,1] [8,6,4,3,2,1]
9	511	[9,4] [9,6,4,3] [9,8,5,4] [9,8,4,1] [9,5,3,2] [9,8,6,5] [9,8,7,2] [9,6,5,4,2,1] [9,7,6,4,3,1] [9,8,7,6,5,3]
10	1.023	[10,3] [10,8,3,2] [10,4,3,1] [10,8,5,1] [10,8,5,4] [10,9,4,1] [10,8,4,3] [10,5,3,2] [10,5,2,1] [10,9,4,2]
11	2.047	[11,1] [11,8,5,2] [11,7,3,2] [11,5,3,2] [11,10,3,2] [11,6,5,1] [11,5,3,1] [11,9,4,1] [11,8,6,2] [11,9,8,3]
12	4.095	[12,6,4,1] [12,9,3,2] [12,11,10,5,2,1] [12,11,6,4,2,1] [12,11,9,7,6,5] [12,11,9,5,3,1] [12,11,9,8,7,4] [12,11,9,7,6,5] [12,9,8,3,2,1] [12,10,9,8,6,2]
13*	8.191	[13,4,3,1] [13,10,9,7,5,4] [13,11,8,7,4,1] [13,12,8,7,6,5] [13,9,8,7,5,1] [13,12,6,5,4,3] [13,12,11,9,5,3] [13,12,11,5,2,1] [13,12,9,8,4,2] [13,8,7,4,3,2]
14	16.383	[14,12,2,1] [14,13,4,2] [14,13,11,9] [14,10,6,1] [14,11,6,1] [14,12,11,1] [14,6,4,2] [14,11,9,6,5,2] [14,13,6,5,3,1] [14,13,12,8,4,1] [14,8,7,6,4,2] [14,10,6,5,4,1] [14,13,12,7,6,3] [14,13,11,10,8,3]
15	32.767	[15,13,10,9] [15,13,10,1] [15,14,9,2] [15,1] [15,9,4,1] [15,12,3,1] [15,10,5,4] [15,10,5,4,3,2] [15,11,7,6,2,1] [15,7,6,3,2,1] [15,10,9,8,5,3] [15,12,5,4,3,2] [15,10,9,7,5,3] [15,13,12,10] [15,13,10,2] [15,12,9,1] [15,14,12,2] [15,13,9,6] [15,7,4,1] [15,4] [15,13,7,4]
16	65.535	[16,12,3,1] [16,12,9,6] [16,9,4,3] [16,12,7,2] [16,10,7,6] [16,15,7,2] [16,9,5,2] [16,13,9,6] [16,15,4,2] [16,15,9,4]
17*	131.071	[17,3] [17,3,2,1] [17,7,4,3] [17,16,3,1] [17,12,6,3,2,1] [17,8,7,6,4,3] [17,11,8,6,4,2] [17,9,8,6,4,1] [17,16,14,10,3,2] [17,12,11,8,5,2]
18	262.143	[18,7] [18,10,7,5] [18,13,11,9,8,7,6,3] [18,17,16,15,10,9,8,7]
19*	524.287	[18,15,12,11,9,8,7,6]
20	1.048.575	[19,5,2,1] [19,13,8,5,4,3] [19,12,10,9,7,3] [19,17,15,14,13,12,6,1] [19,17,15,14,13,9,8,4,2,1] [19,16,13,11,10,9,4,1] [19,9,8,7,6,3] [19,16,15,13,12,9,5,4,2,1] [19,18,15,14,11,10,8,5,3,2] [19,18,17,16,12,7,6,5,3,1] [20,3] [20,9,5,3] [20,19,4,3] [20,11,8,6,3,2] [20,17,14,10,7,4,3,2]
21	2.097.151	[21,2] [21,14,7,2] [21,13,5,2] [21,14,7,6,3,2] [21,8,7,4,3,2] [21,10,6,4,3,2] [21,15,10,9,5,4,3,2] [21,14,12,7,6,4,3,2] [21,20,19,18,5,4,3,2]
22	4.194.303	[22,1] [22,9,5,1] [22,20,18,16,6,4,2,1] [22,19,16,13,10,7,4,1] [22,17,9,7,2,1] [22,17,13,12,8,7,2,1] [22,14,13,12,7,3,2,1]
23	8.388.607	[23,5] [23,17,11,5] [23,5,4,1] [23,12,5,4] [23,21,7,5] [23,16,13,6,5,3] [23,11,10,7,6,5] [23,15,10,9,7,5,4,3] [23,17,11,9,8,5,4,1] [23,18,16,13,11,8,5,2]
24	16.777.215	[24,7,2] [24,4,3,1] [24,22,20,18,16,14,11,9,8,7,5,4] [24,21,19,18,17,16,15,14,13,10,9,5,4,1]
25	33.554.431	[25,3] [25,3,2,1] [25,20,5,3] [25,12,5,4] [25,17,10,3,2,1] [25,23,21,19,9,7,5,3] [25,18,12,11,6,5,4] [25,20,16,11,5,3,2,1] [25,12,11,8,7,6,4,3]
26	67.108.863	[26,6,2,1] [26,22,21,16,12,11,10,8,5,4,3,1]
27	134.217.727	[27,5,2,1] [27,18,11,10,9,5,4,3]
28	268.435.455	[28,3] [28,13,11,9,5,3] [28,22,11,10,4,3] [28,24,20,16,12,8,4,3,2,1]
29	536.870.911	[29,2] [29,20,11,2] [29,13,7,2] [29,21,5,2] [29,26,5,2] [29,19,16,6,3,2] [29,18,14,6,3,2]
30	1.073.741.823	[30,23,2,1] [30,6,4,1] [30,24,20,16,14,13,11,7,2,1]
31*	2.147.483.647	[31,29,21,17] [31,28,19,15] [31,3,2,1] [31,13,8,3] [31,21,12,3,2,1] [31,20,18,7,5,3] [31,30,29,25] [31,28,24,10] [31,20,15,5,4,3] [31,16,8,4,3,2] [32,22,2,1] [32,7,5,3,2,1] [32,28,19,18,16,14,11,10,9,6,5,1]
32	4.294.967.295	
33	8.589.934.591	[33,13] [33,22,13,11] [33,26,14,10] [33,6,4,1] [33,22,16,13,11,8]

Para o registrador de sete estágios de $2n - 1$ bits. É demonstrado que uma sequência de $2n + 1$ bits de um gerador de sequência linear pode ser usado para derivar a realimentação dentro do gerador de sequência, [21]. Por esta razão, devido a ambas configurações produzirem subsequências idênticas para $2n - 1$ bits e $2n + 1$ bits, é suficiente estabelecer que para um gerador de sequência linear, as duas configurações devem ser equivalentes. Finalmente, deve-se frisar que para todo conjunto de $\{n, \dots, p\}$, das derivações de realimentação listadas na tabela 4.14, há um conjunto espelho. Portanto, há um conjunto de derivações de realimentação que geram um código reverso idêntico das sequências no tempo. Assim, as imagens espelhos do conjunto de realimentação $\{n, r, \dots, p\}_s$ são $\{n, n - r, \dots, n - p\}_s$.

Tabela 4.15 Comparação dos Estados da Sequência Gerada $\{7, 1\}_s$ e $\{7, 6\}_M$.

	$[7, 1]_s$	$[7, 6]_M$
Estado 1	1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1
2	0 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 0
3	1 0 1 1 1 1 1	0 1 1 1 1 1 1
4	0 1 0 1 1 1 1	1 0 1 1 1 1 0
5	1 0 1 0 1 1 1	0 1 0 1 1 1 1
6	0 1 0 1 0 1 1	1 0 1 0 1 1 0
7	1 0 1 0 1 0 1	0 1 0 1 0 1 1
8	0 1 0 1 0 1 0	1 0 1 0 1 0 0
9	0 0 1 0 1 0 1	0 1 0 1 0 1 0
10	1 0 0 1 0 1 0	0 0 1 0 1 0 1
11	1 1 0 0 1 0 1	1 0 0 1 0 1 1
12	0 1 1 0 0 1 0	0 1 0 0 1 0 0
13	0 0 1 1 0 0 1	0 0 1 0 0 1 0
14	1 0 0 1 1 0 0	0 0 0 1 0 0 1
15	1 1 0 0 1 1 0	1 0 0 0 1 0 1
Estágio	1 2 3 4 5 6 7	1 2 3 4 5 6 7

Relembrando que $\{n, p\}_s$ é equivalente a $\{n, n - p\}_m$, observa-se que $\{n, p\}_m$ é a imagem espelho de $\{n, p\}_s$, e $\{n, p\}_m$ é equivalente a $\{n, n - p\}_s$, enquanto que $\{n, p\}_s$ é a imagem espelho de $\{n, p\}_m$.

Para ilustrar tal afirmação, considera-se o seguinte exemplo numérico: da tabela 4.14, seleciona-se um gerador de nove estágios, que produza um código de 511 *bits* com um conjunto de realimentação dado por $\{9, 8, 5, 4\}_8$. A imagem espelho, deve-se converter para:

$$[9, 9-8, 9-5, 9-4]_s = [9, 1, 4, 5]_s$$

$$[9, 9-8, 9-5, 9-4]_s = [9, 5, 4, 1]_s$$

A mesma conversão é mantida para um registrador de deslocamento modular, o qual teria o seguinte conjunto de realimentação, $\{9, 5, 4, 1\}_m$. Neste contexto a seqüência de código não seria uma imagem espelho, mas aquela produzida por um gerador modular com seqüência idêntica a $\{9, 8, 5, 4\}_s$.

4.8 Gerando Códigos com Altas Taxas de Velocidade

Nas seções anteriores, foram abordadas as vantagens das conexões dos registradores de deslocamento modular para a geração de códigos de alta velocidade. Considera-se o modular, o simples e construções parcialmente modulares ou híbridos, ou seja, com somadores em módulo 2 inseridos entre os estágios. Seqüências de códigos com altas taxas de *chips* são desejáveis para muitas aplicações, notavelmente, para aquelas a quais uma alta taxa de dados é necessária para o espalhamento do sinal sobre uma banda larga de frequência. Assim é o caso de um sinal, com uma alta taxa de dados, com a largura de faixa em banda base e que precisa ser expandida ou quando a margem de rejeição de interferência do sinal precisa ser aumentada. Os dados a serem transmitidos estão na faixa de mega *chips* por segundo, *Mchips*, e que para qualquer ganho

suficientemente vantajoso do espalhamento da banda, a sequência de código usada deve estar na faixa de transmissão de centenas de *Mchips*.

Os geradores de sequências com registradores de deslocamentos têm sido fabricados na sua maioria a partir dos elementos de atraso já conhecidos, comprometidos com a obtenção de taxas de códigos de alta velocidade e pequena dimensão. Diodos túneis, linhas de atraso, coaxial acústico, retificadores controlados de silício, transistores, válvulas a vácuo, e ainda relés já foram muito utilizados. Recentemente, desenvolvimentos na microeletrônica tem produzidos elementos lógicos com tamanha flexibilidade, velocidade e utilidades gerais, que, torna-se difícil justificar a geração de sequências de códigos por qualquer outro método. Por exemplo, a taxa de transmissão de 300 *Mchips* tem sido alcançado pelos registradores de deslocamentos fabricados a partir de elementos microeletrônicos. Futuros circuitos e subsistemas incluirão a geração de sequências completas capazes de operar em taxas de relógio de 100 *Mchips* nos mesmos tamanho atualmente ocupados por um único *flip-flop*, registrador.

A importância da microeletrônica é tal que não há, para circuitos digitais, o uso de elementos discretos, por exemplo transistores. Ao invés disso, *flip-flops*, portas lógicas, e outros elementos, são agregados em blocos para construir o gerador de sequência do código desejado.

A figura 4.19 mostra um diagrama de blocos de um gerador com registradores de deslocamentos simples de 7 estágios capazes de gerar códigos de 127 *chips*, com deslocamentos simples de 7 estágios capazes de gerar códigos de 127 *chips*, com velocidade bem acima de 200 *Mchips*, dependendo da configuração do circuito. Em alta velocidade a configuração do gerador de sequências é extremamente crítica, devido ao tempo de propagação no circuito impresso e nos elementos do circuito. Ampliando o tamanho do gerador da figura 4.19 a um tamanho adequado e redimensionando os

elementos para fornecer um grande número de seqüências de códigos, causaria uma diminuição na velocidade da taxa de código significativamente.

Já estão disponíveis elementos de lógica que possuem emissores acoplados usados na fabricação dos geradores de seqüências de códigos, capazes de operar em taxas acima de 200 *Mchips*. Em alguns casos são conhecidos pela designação de geradores *ECL* do tipo simples e tem operado em taxas além de 300 *Mchips*.

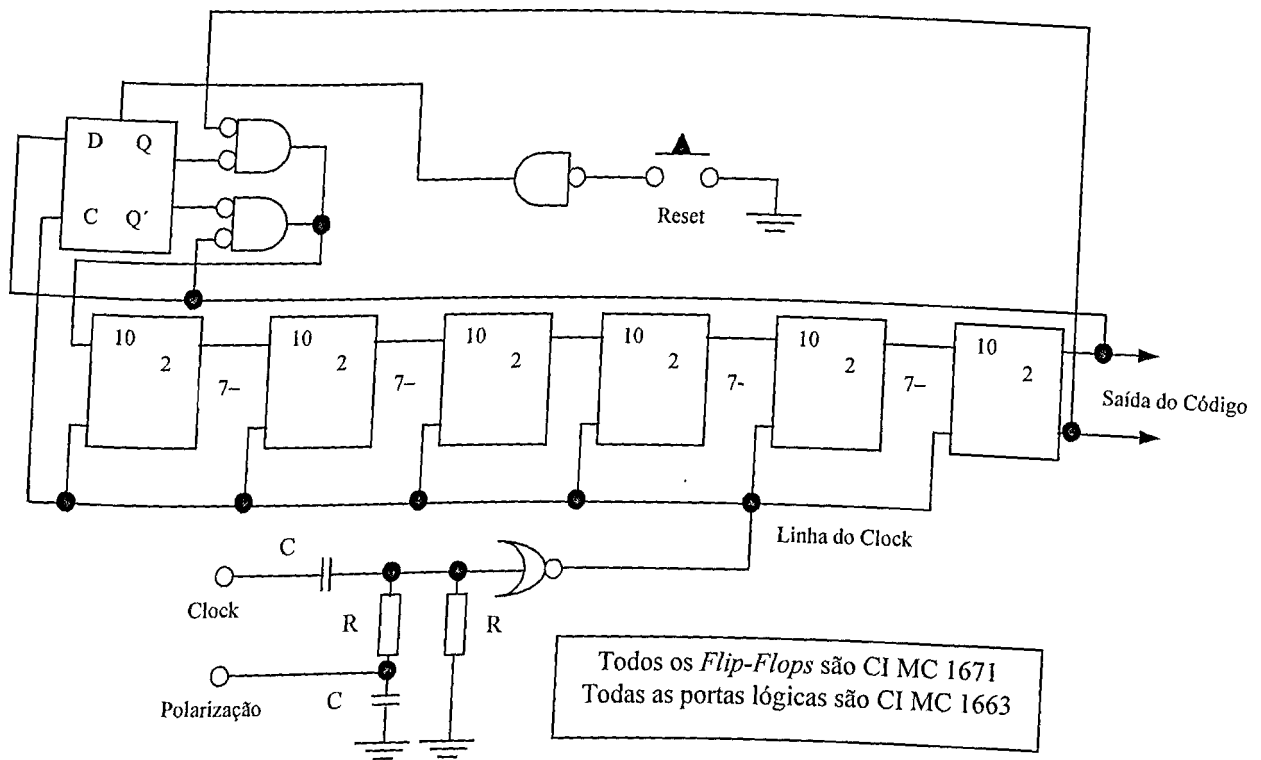


Figura 4.19 Gerador de Seqüência de Código de Alta Velocidade de 7 Estágio.

A taxa de *bits* máxima de um gerador de código é determinada não somente pela taxa de seus estágios de registradores de deslocamentos, mas também pelo atraso em sua rede de realimentação. Porque a saída da rede de realimentação é o próximo estado de informação para alguns estágios de registradores, os *flip-flops* usados como pontos de realimentação e os somadores em módulo 2, devem completar a sua operação antes do

próximo tempo de deslocamento. Assim a máxima taxa de código para um gerador com registradores de deslocamentos é definida pela seguinte equação:

$$R_{m\acute{a}x} = \frac{1}{\tau_R + \tau_M} = \frac{1}{\tau_K}, \quad (4.13)$$

onde τ_R é o tempo para um estágio do registrador de deslocamento alcançar o seu próximo estado; τ_M é o tempo de propagação através da rede de realimentação; τ_K é o período do pulso do relógio.

O *SRG* simples com um somador em módulo 2 na rede de realimentação é a configuração (esta inclui os registradores chaveados. Os *SRG*'s chaveados não são tão rápidos quanto os *SRG*'s simples com lógica de realimentação de camada única. Um registrador chaveado é uma configuração de realimentação com camada única na qual a lógica é parte dos elementos de atraso, devido a sua construção) mais rápida possível.

Quando é necessário usar três, cinco, ou mais (sempre em número ímpar), derivações de realimentação, o registrador modular se torna o mais veloz.

O *SRG* simples com várias derivações possui:

$$R_{m\acute{a}x} \approx \frac{1}{\tau_R + \tau_M}, \quad (4.14)$$

onde, $\tau_M = \tau_{M1} + \tau_{M2} + \dots + \tau_{Mk}$. Um arranjo adequado na rede de realimentação pode aumentar a velocidade de operação de um *SRG* simples por uma troca para um somatório paralelo-série, como mostra a figura 4.20, no qual a rede de realimentação da configuração (b) é equivalente a configuração (a), porém somente dois níveis de lógica estão em série na rede. As equações de realimentação a seguir mostram que eles são equivalentes.

$$\lambda''^0 = (\lambda^5 \oplus \lambda^4) \oplus \lambda^3 \oplus \lambda^2 = \lambda^5 \oplus \lambda^4 \oplus \lambda^3 \oplus \lambda^2 \quad (4.15)$$

$$\lambda_b^0 = (\lambda^5 \oplus \lambda^4) \oplus (\lambda^3 \oplus \lambda^2) = \lambda^5 \oplus \lambda^4 \oplus \lambda^3 \oplus \lambda^2 \quad (4.16)$$

$$\lambda_a^0 = \lambda_b^0 \quad (4.17)$$

Um *SRG* modular tem a sua velocidade máxima de operação em função dos tempos de chaveamento do estágio de *flip-flop* mais o do somador em módulo 2, independente de quantos pontos de realimentação estão sendo usados. A equivalência dos *SRG*'s simples e modular já foi mostrada em seções anteriores [21]. Uma configuração de realimentação modular já foi mostrada em seções anteriores [21]. Uma configuração de realimentação série-paralelo não é praticável, tanto que um somador em módulo 2 é necessário para cada derivação de realimentação, porém o *SRG* modular é capaz de operar em altas taxas de códigos em uma configuração com várias derivações.

Devido aos aspectos críticos dos geradores de códigos de alta velocidade direta, algumas técnicas para multiplexação de códigos tem sido trabalhadas com configurações de *SRG* menos complexas. Dois desses geradores de códigos compostos, os quais oferecem vantagens para operação em alta velocidade, são os códigos *Gold* e os Abreviados.

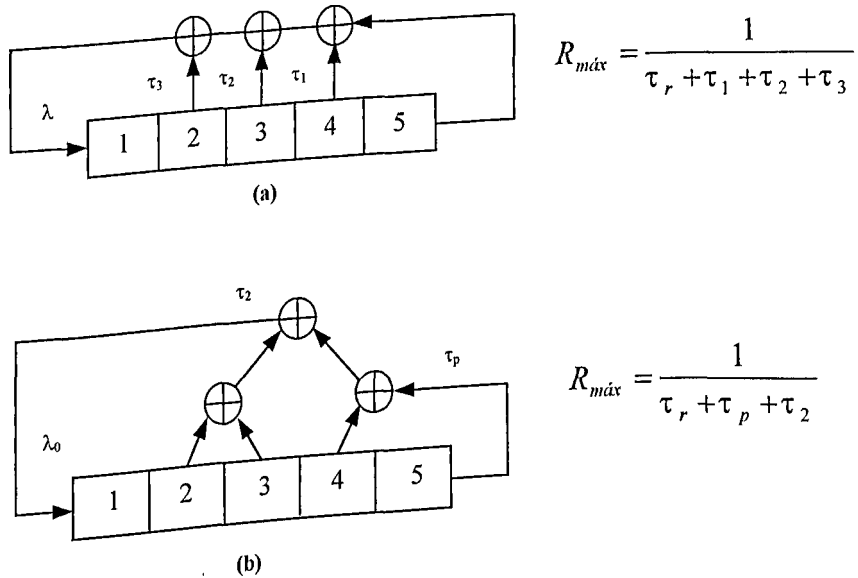


Figura 4.20 Taxas Comparativas de Deslocamentos para dois *SRG* Simples, em (a) tem-se a conexão em série e em (b) tem-se a conexão série paralelo.

4.9 Geradores de Seqüências dos Códigos *Kasami* [30]

As seqüências de códigos *Kasami* surgiram da necessidade de se aumentar a quantidade de códigos gerados, com relativa simplicidade. A partir das *seqüências-m* aliado a ótimas propriedades de correlação, estas seqüências se dividem em dois subgrupos: as seqüências *Kasami* de tamanho pequeno e as de tamanho grande.

4.9.1 Seqüências de Códigos *Kasami* Pequeno

Esta família é gerada a partir de uma *seqüência-m* x , de grau n par, sobre a qual realiza-se uma decimação ou deslocamento, de ordem $q = s(n) = 2^{n/2} + 1$, gerando uma nova *seqüência-m* $y = a[s(n)]$. A seqüência y é de grau $n/2$ e consequentemente com período igual a $2^{n/2} - 1$. A construção da família inicia com a operação *XOR bit a bit* de x e y , para todos os deslocamentos possíveis entre as mesmas. A equação (4.18) é a geradora da seqüência e a figura 4.24 abaixo ilustra o processo de obtenção das seqüências *Kasami* de tamanho pequeno,

$$K_p(x) = \{x, x \oplus y, x \oplus Ty, x \oplus T^2y, x \oplus T^3y, \dots, x \oplus T^{2^{n/2}-2}y\} \quad (4.18)$$

Os valores para a correlação cruzada periódica entre as seqüências desta família restringem-se a apenas três, que são:

$$\{-1, -s(n), s(n) - 2\}. \quad (4.19)$$

A característica principal desta família consiste no valor máximo do módulo de sua correlação cruzada periódica que é $2^{n/2} + 1$. Este valor é aproximadamente metade daquele encontrado para as seqüências da família *Gold*. No entanto, o número de seqüências desta família é bem inferior aos da *Gold*.

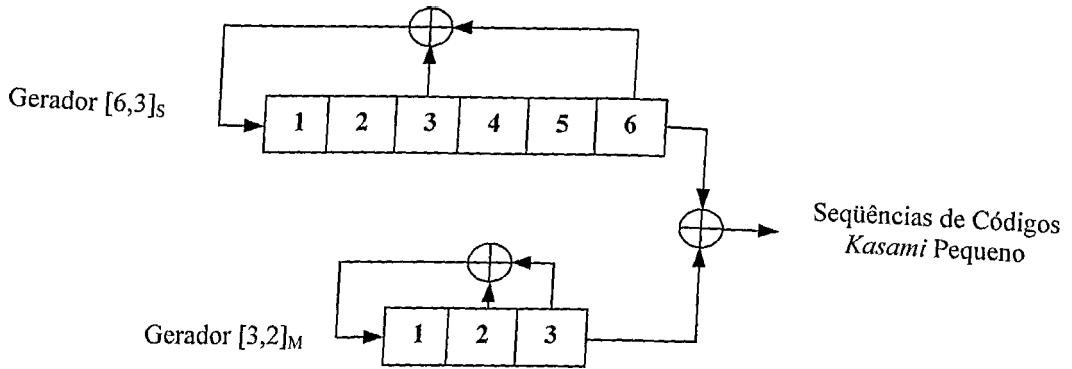


Figura 4.21 Registradores de Deslocamento na Construção da Sequência *Kasami* de Tamanho Pequeno.

O valor da correlação cruzada periódica do conjunto pequeno de *Kasami* é muito próximo ao limite de *Welch*, que aplicado à um grupo de $2^{n/2}-1$ resulta em:

$$\theta_{\max} > 2^{n/2} - 1. \quad (4.20)$$

Considerando o fato de que a correlação cruzada periódica entre seqüências binárias de tamanho ímpar é um número inteiro ímpar, o limite anterior pode ser reescrito como,

$$\theta_{\max} \geq 2^{n/2} + 1, \quad (4.21)$$

por esta última equação, conclui-se que o conjunto pequeno de *Kasami* é ótimo.

4.9.2 Sequências de Códigos *Kasami* Grande

Para gerar esta seqüência são necessárias três seqüências, x , y e z . A primeira deve ser uma *seqüência-m* de grau n par, a segunda obtida de forma análoga àquela gerada na seqüência de código *Kasami* pequeno e a terceira é construída por uma decimação de ordem $t(n)$ da primeira. As três seqüências são: x , $y = x[s(n)]$ e $z = x[t(n)]$. Com estas três seqüências, faz-se a operação *XOR bit a bit* para todos os deslocamentos possíveis entre as

três seqüências. Este procedimento gerará então a seqüência de códigos *Kasami* grande. A figura 4.25 abaixo ilustra o processo de obtenção das seqüências *Kasami* de tamanho grande.

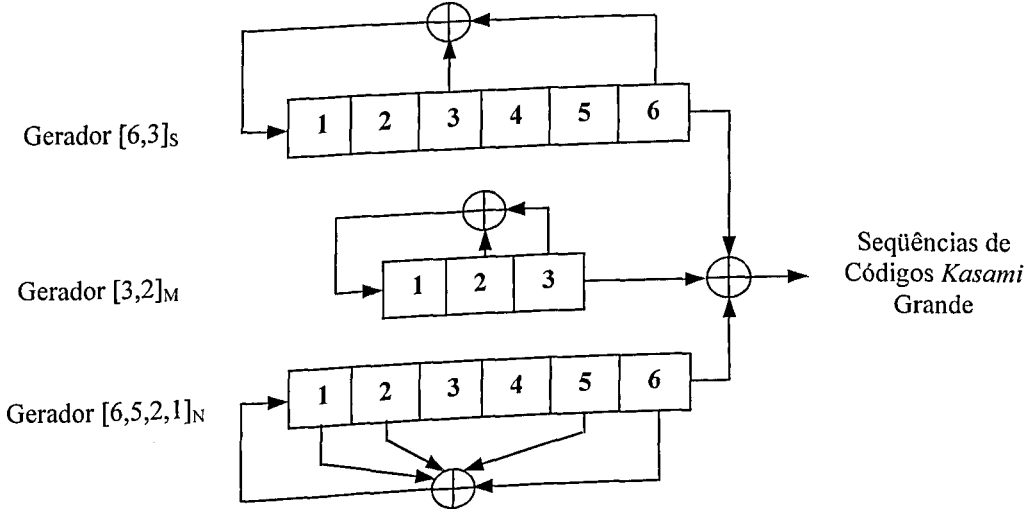


Figura 4.22 Registradores de Deslocamento na Construção da Seqüência *Kasami* de Tamanho Grande.

A partir da decimação das *seqüências-m* originais, existem dois resultados possíveis para obtenção desta família, como mostra as equações (4.22) e (4.23):

- Se $n = 2 \bmod 4$,

$$Kg(x) = G(x, z) U \left[\bigcup_{i=0}^{2^{n/2}-2} \{T^i y \oplus G(x, z)\} \right] \quad (4.22)$$

- Se $n = 0 \bmod 4$,

$$Kg(x) = GL(x, t(n)) U \left[\bigcup_{i=0}^{2^{n/2}-2} \{T^i y \oplus GL(x, t(n))\} \right] \quad (4.23)$$

onde,

$$U \{z^{(j)} \oplus T^k y : 0 \leq j \leq 2; 0 \leq k \leq (2^{n/2} - 1)/3\}$$

Os valores para a função de correlação cruzada periódica são: $\{-1, -t(n), t(n)-2, -s(n), s(n)-2\}$ e o número de elementos dessa seqüência de códigos é $2^{n/2}(2^n + 1)$ para $n = 2 \bmod 4$, ou $2^{n/2}(2^n + 1) - 1$ para $n = 0 \bmod 4$.

Esta seqüência contém os códigos *Gold*, bem como os códigos *Kasami* pequeno. A seqüência de códigos *Kasami* grande mantém os mesmos resultados para a correlação cruzada que as famílias anteriores, com um aumento significativo no número de seqüências de códigos.

4.10 Geradores das Seqüências dos Códigos de *Hadamard*

As seqüências de *Hadamard* têm assumido uma importância cada vez maior no universo das telecomunicações, principalmente, por sua ortogonalidade e facilidade de construção. Estas são obtidas através das linhas e/ou colunas das matrizes de *Hadamard*. As matrizes de *Hadamard* são designadas por H_m onde o índice m indica o número de linhas, ou colunas. Esta família de seqüências não obstante seja linear, difere das anteriores em alguns aspectos, dentre os quais cita-se:

- o seu comprimento é par;
- pela sua forma de construção, que não é baseada em registradores de deslocamento e/ou polinômios característicos;
- e porque, de uma maneira geral, estão vinculados a sistemas assíncronos.

No entanto, estas seqüências são usadas em sistemas de telefonia móvel, como também podem servir de base para a construção de seqüências não lineares, como as seqüências de *Bent*. Descreve-se a seguir as características das mesmas, bem como o tipo mais comum. Há de se destacar algumas das suas propriedades mais importantes, a saber:

- uma matriz de *Hadamard* de ordem m , é uma matriz $m \times m$, H_m , onde todos os seus elementos são -1 ou $+1$, e tal que:

$$H_m H_m^T = H_m^T H_m = m I_m, \quad (4.24)$$

onde I_m é uma matriz identidade de ordem m e o expoente T uma transposição. Esta equação estabelece que quaisquer duas linhas, ou colunas, de H_m são ortogonais.

- uma matriz retangular $m \times n$, $H_{m \times n}$, consistindo de elementos -1 e $+1$, é dita uma matriz de *Hadamard* retangular, ou incompleta, se:

$$H_{m \times n} H_{m \times n}^T = n I_m. \quad (4.25)$$

- duas matrizes H_1 e H_2 são matrizes de *Hadamard* equivalentes, se:

$$H_2 = P H_1 Q, \quad (4.26)$$

onde P e Q são matrizes de permutação, isto é, matrizes com elementos -1 ou $+1$ com o objetivo de permutar as linhas e/ou colunas de H_m .

Existem vários métodos para a construção das matrizes de *Hadamard*, tais como os de *Williamson*, *Baumert-Hall*, *Goethals-Seidel*, etc. Expor-se-á neste trabalho um dos métodos mais comuns e usados para obtenção destas matrizes, mais especificamente as de ordem 2^n , conhecidas como matrizes de *Hadamard* do tipo *Sylvester*.

$$H(k+1) = \begin{bmatrix} H(k) & H(k) \\ H(k) & -H(k) \end{bmatrix}, \quad (4.27)$$

onde,

$$H(1) \in \{\pm D_1, \pm D_2, \pm D_3, \pm D_4\}, \quad (4.28)$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ +1 & +1 \end{bmatrix}, D_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix}, D_3 = \begin{bmatrix} -1 & +1 \\ +1 & +1 \end{bmatrix}, D_4 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

Normalmente, esta construção é conhecida como matrizes de *Walsh-Hadamard* ou matrizes de *Walsh*, qualquer uma das denominações pode ser considerada correta pois as matrizes de *Walsh* são um caso particular das matrizes de *Hadamard*.

A definição genérica para estas matrizes é efetuada sobre elementos matemáticos e designada por $H(p, h)$ onde h é a ordem da matriz e p indica a base do elemento matemático ao qual se refere. Nestas condições tem-se a seguinte expressão para a matriz de *Hadamard* generalizada:

$$H.H^* = hI_h, \quad (4.30)$$

onde H^* é a transposta conjugada da matriz H . As matrizes de *Walsh* são definidas para o caso em que $p = 2$ e $h = 2^n$.

4.11 Considerações Finais

A escolha de seqüências de códigos para espalhamento espectral é ainda um campo de investigação aberto, onde devem ser realizados estudos mais aprofundados para a determinação de critérios de escolha precisos.

Dentre as famílias de seqüências de códigos abordadas neste capítulo, destaca-se a seqüência de código de *Kasami* pequeno, não pela sua quantidade de seqüências, mas pelos seus valores de correlação periódica. Comparando a sua correlação com os limites de *Welch* [49], são a princípio as mais recomendadas para aplicações em espalhamento espectral. São inconvenientes no entanto, se houver a necessidade de um grande número de usuários, neste caso, deve-se optar por outras seqüências de códigos.

As *seqüências-m* são as seqüências que individualmente apresentam as melhores características, pois face às características da autocorrelação, correlação cruzada, balanceamento e distribuição dos seus *bits*, são quase ideais [21]. Apresentam, no entanto, a desvantagem no que diz respeito ao número de seqüências de códigos. Em comparação com as seqüências de códigos *Gold* e *Kasami* grande, o seu uso não é recomendado em sistemas onde o sigilo é a principal característica, pois são facilmente violáveis.

As seqüências de *Hadamard* apresentam interessantes propriedades de ortogonalidade, são fáceis de se gerar e muito conhecidas, tendo a sua maior aplicação em sistemas de telefonia celular devido as suas características, tendo como objeção a geração em potência de pares.

Com relação as seqüência de códigos de período de 15 *chips*, as *seqüência-m* são as mais fáceis de se gerar e necessita de poucos espaços de memórias, o mesmo comportamento pode ser atribuído às seqüências de *Hadamard-Walsh*, *Kasami* pequeno e *Kasami* grande. Observa-se que não existe seqüências *Gold* neste período, que é uma característica de geração desta seqüência, como já foi explicado em seções anteriores.

Já as seqüência de códigos de período de 31 *chips*, as *seqüência-m* continuam sendo as mais fáceis de serem produzidas e necessitando de poucos espaços de memórias, o mesmo comportamento pode ser atribuído às seqüências de *Hadamard-Walsh* e *Gold* com relação a alocação de espaço de memórias. Observa-se que não existe seqüências *Kasami* grande e *Kasami* pequeno neste período, que é uma característica de geração destas seqüências, como já foi explicado em seções anteriores.

A partir das seqüência de códigos de período de 63 *chips*, todas as seqüências começam a apresentar uma tempo de processamento na sua geração e necessitam de espaço de alocação de memória, notadamente as seqüências de códigos *Gold* e *Kasami* grande.

As seqüências de códigos de períodos 127 e 511 *chips*, não apresentam as seqüências de código *Kasami* grande e pequeno pelos motivos citados anteriormente e em seções anteriores. Já para o período de 1023 *chips* não foi possível gerar os códigos *Gold* e *Kasami* grande devido ao seu tamanho excessivo, necessitando de grande espaços de memórias o que não foi possível com a máquina usada nestas simulações, a partir deste período de seqüência de códigos sugere-se o uso de computadores de grande porte.

CAPÍTULO 5

DESEMPENHO DE UM SISTEMA *BPSK* NA PRESENÇA DO RUÍDO GAUSSIANO BRANCO E DO RUÍDO IMPULSIVO

5.1 Considerações Iniciais

O desempenho de um sistema de comunicação digital operando na faixa de *ELF/VLF* é fortemente afetado pelo ruído atmosférico que é de natureza impulsiva. A análise do ruído impulsivo é importante principalmente em baixas frequências. Em sistemas de comunicação de *HF*, *VLF* e *ELF* este ruído aparece, principalmente nas frequências de 5 KHz a 20 MHz. Pretende-se neste capítulo realizar uma abordagem acerca do desempenho de um sistema *BPSK* quando este é submetido ao ruído gaussiano branco e ao ruído impulsivo, como parte inicial da análise do desempenho de um sistema *DS-SSMA*, onde neste último, são utilizadas algumas famílias de seqüências de códigos lineares espalhadas no sistema *DS-SSMA*.

5.2 Desempenho de um Sistema *BPSK* na Presença de Ruído Gaussiano

Inicialmente considera-se um sinal *BPSK* e um ruído gaussiano, e deseja-se determinar a probabilidade de erro quando o mesmo sofre interferência em um canal *AWGN*. Este é um problema clássico em comunicação digital e servirá de base para futuras conclusões e comparações. Dado um sistema de transmissão binária que assume apenas

dois níveis, $b_i = \pm 1$, pode-se construir um modulador *BPSK* conforme ilustra a figura 5.1.

A equação (5.1) mostra a saída do sistema, que é dada por:

$$y(t) = b_i \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c(t - iT_b)], \quad (5.1)$$

onde T_b é a duração do pulso, f_c a frequência da portadora e E_b a energia do *bit*.

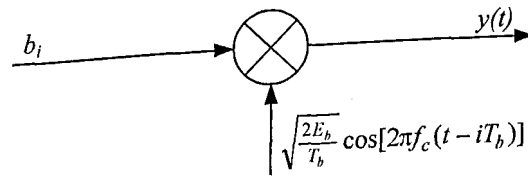


Figura 5.1 Modulador *BPSK*.

O pulso ocorre no intervalo de tempo $[iT_b, (i+1)T_b]$, conforme ilustra a figura 5.2.

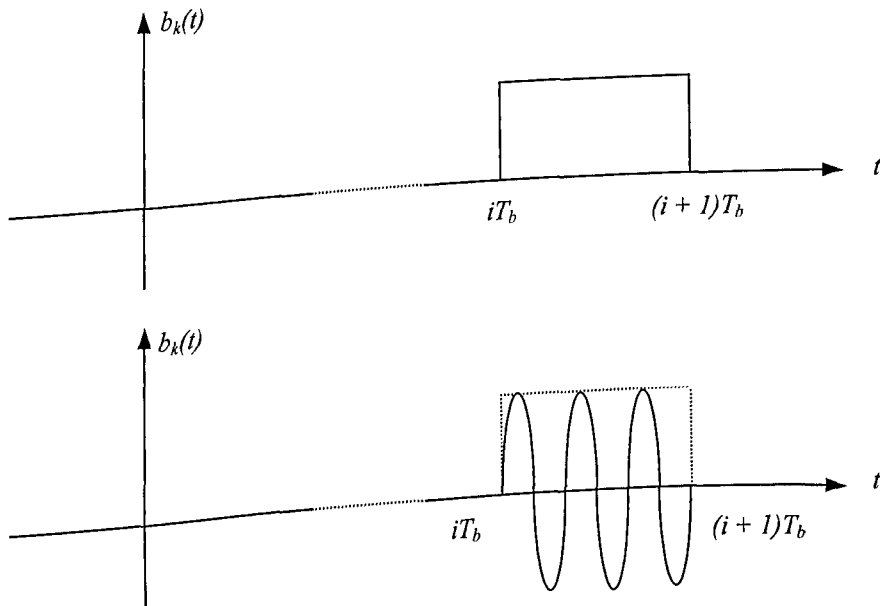


Figura 5.2 Formas de Onda do Sinal *BPSK*.

Assumindo que o receptor possui um filtro de correlação, com um ruído gaussiano branco conforme mostra a figura 5.3, $b_i = \pm 1$ e o período da portadora sendo múltiplo da duração do pulso, então a saída do receptor BPSK será dada por:

$$D_i(b_i) = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} r(t) \cos[2\pi f_c(t - iT_b)] dt \quad (5.2)$$

sendo

$$r(t) = b_i \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c(t - iT_b)] + w(t), \quad (5.3)$$

$$iT_b \leq t \leq (i+1)T_b,$$

e

$$f_c = \frac{M}{T_b}, \quad M \in \{1, 2, 3, \dots\}. \quad (5.4)$$

A expressão (5.4) indica que há um número inteiro de ciclos da portadora de frequência f_c dentro do intervalo de tempo T_b .

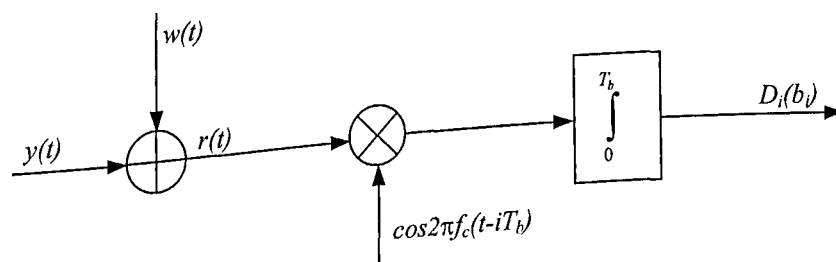


Figura 5.3 Receptor de Correlação BPSK.

O critério de decisão será:

- para $D_i(b_i) > 0$, foi transmitido $b_i = 1$
- para $D_i(b_i) < 0$, foi transmitido $b_i = -1$,

substituindo $r(t)$ na equação (5.2), $D_i(b_i)$ poderá ser expresso como:

$$D_i(b_i) = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} b_i \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos^2[2\pi f_c(t - iT_b)] dt + \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} w(t) \cos[2\pi f_c(t - iT_b)] dt \quad (5.5)$$

fazendo

$$D_i(b_i) = S + W \quad (5.6)$$

tem-se

$$S = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} b_i \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos^2[2\pi f_c(t - iT_b)] dt \quad (5.7)$$

como,

$$\cos^2 \theta = \frac{1 + \cos 2\theta}{2}$$

$$S = \frac{1}{2} \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} b_i \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} dt + \frac{1}{2} \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} \cos 2\pi f_c(t - iT_b) dt \quad (5.8)$$

o segundo termo do lado direito da equação (5.8) se anula de acordo com (5.4),

logo,

$$S = b_i \sqrt{\frac{E_b T_b}{2}} \quad (5.9)$$

e,

$$W = \int_0^{T_b} w(t + iT_b) \cos(2\pi f_c t) dt. \quad (5.10)$$

Considerando o ruído gaussiano branco $w(t)$ de média zero com densidade espectral de potência,

$$S_w(f) = \frac{N_o}{2}, \quad (5.11)$$

assim, a sua variância é dada por [35],

$$E[W^2] = \frac{N_o T_b}{4}, \quad (5.12)$$

e a probabilidade de erro sob a hipótese de ter sido enviado $b_i = 1$, é:

$$P_e(1) = P_r(D_i(1) < 0) = P_r(S + W < 0) = P_r(W < -S). \quad (5.13)$$

O ruído gaussiano, sendo de média zero, possui densidade de probabilidade, que é ilustrada pela figura 5.4 e dada por:

$$p_W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}, \quad (5.14)$$

$$\sigma_x^2 = \frac{N_0 T_b}{4}. \quad (5.15)$$

onde

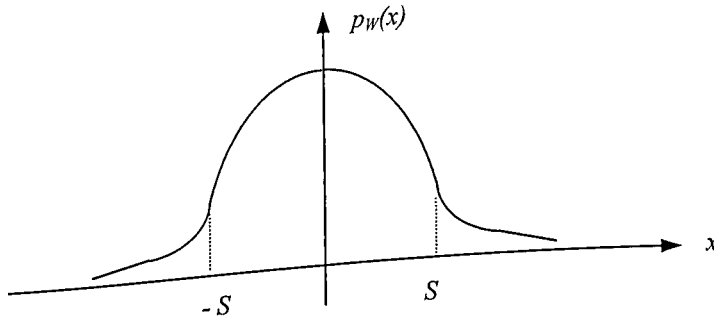


Figura 5.4 Densidade de Probabilidade do Ruído $w(t)$.

Logo da equação (5.15), obtém-se:

$$P_e(1) = \int_{-\infty}^{-S} p_W(x) dx = \int_S^{\infty} p_W(x) dx \quad (5.16)$$

fazendo:

$$y = \frac{x}{\sigma_x}, \quad \rightarrow \quad dy = \frac{dx}{\sigma_x} \quad (5.17)$$

logo,

$$P_e(1) = \int_{\frac{\sqrt{2E_b}}{\sqrt{N_0}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2} dy = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (5.18)$$

Dessa forma, quando se transmite $b_i = -1$, tem-se:

$$P_e(-1) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (5.19)$$

A probabilidade de erro total, considerando que a probabilidade de transmitir $b_i = 1$ é igual a probabilidade de transmitir $b_i = -1$, isto é $P(1) = P(-1) = 1/2$, é dada por:

$$P_e = \frac{1}{2}P_e(1) + \frac{1}{2}P_e(-1) \Rightarrow P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (5.20)$$

Este resultado é conhecido na literatura como a probabilidade de erro de um sistema BPSK.

5.3 Desempenho de um Sistema BPSK na Presença do Ruído Gaussiano Branco e do Ruído Impulsivo

Analisar-se-á neste item o desempenho de um sistema na presença do ruído gaussiano branco e do impulsivo. Considera-se um receptor mostrado na figura 5.5, onde tem-se dois ruídos aditivos: um ruído branco gaussiano $w(t)$ e um ruído impulsivo $v(t)$.

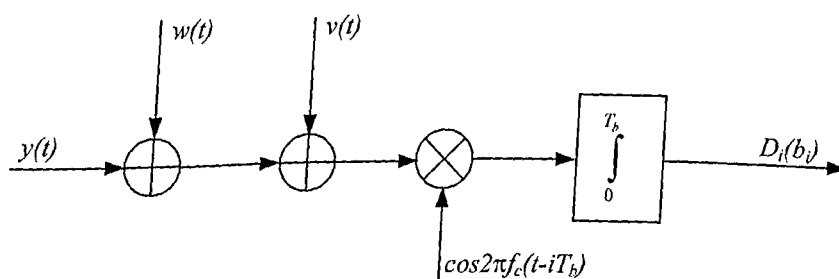


Figura 5.5 Receptor BPSK com Ruído $w(t)$ e Ruído $v(t)$.

O sinal na entrada do receptor é dado por,

$$r(t) = b_i \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c(t - iT_b)] + n(t), \quad (5.21)$$

e

$$iT_b \leq t \leq (i+1)T_b,$$

O ruído $n(t)$ é dado por,

$$n(t) = v(t) + w(t) \quad (5.22)$$

e o ruído impulsivo é dado por,

$$v(t) = \sum_{l=1}^{\infty} \alpha_l \delta(t - \tau_l), \quad (5.23)$$

que é a soma dos impulsos, com atraso τ_l e amplitude α_l .

A chegada dos impulsos é modelada de acordo com a distribuição de *Poisson*, com taxa de chegada λ_v ,

$$P_r\{K(\Delta) = k\} = \frac{(\lambda_v \Delta)^k}{k!} e^{-\lambda_v \Delta}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (5.24)$$

A saída do receptor com filtro casado é dada por,

$$D_i(b_i) = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} r(t) \cos[2\pi f_c(t - iT_b)] dt. \quad (5.25)$$

O critério de decisão será dado por,

- para $D_i(b_i) > 0$, o *bit* transmitido foi $b_i = 1$.
- para $D_i(b_i) < 0$, o *bit* transmitido foi $b_i = -1$.

Substituindo $r(t)$ em (5.25), tem-se:

$$D_i(b_i) = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} \left\{ b_i \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c(t - iT_b)] + v(t) + w(t) \right\} \cos[2\pi f_c(t - iT_b)] dt \quad (5.26)$$

desenvolvendo (5.26),

$$\begin{aligned} D_i(b_i) = & \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} b_i \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos^2[2\pi f_c(t - iT_b)] dt + \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} v(t) \cos[2\pi f_c(t - iT_b)] dt + \\ & + \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} w(t) \cos[2\pi f_c(t - iT_b)] dt, \end{aligned} \quad (5.27)$$

$$D_i(b_i) = b_i \sqrt{\frac{E_b T_b}{2}} + V + W, \quad (5.28)$$

onde,

$$V = \sum_{l=1}^{\infty} \alpha_e \cos[2\pi f_c(\tau_e - iT_b)], \quad (5.29)$$

$$W = \int_0^{T_b} w(t + iT_b) \cos(2\pi f_c T) dt. \quad (5.30)$$

O resultado $D_i(b_i)$ é aleatório, pois V e W fornecem valores aleatórios, sendo a função densidade de probabilidade de V e W , $f_V(V)$ e $f_W(W)$ respectivamente.

Se,
$$D = S + V + W \quad (5.31)$$

e,
$$f_D(d) = \int_{-\infty}^{\infty} f_w(d - v - s) f_v(v) dv \quad (5.32)$$

e sabendo que se X e Y são duas variáveis aleatórias e $Z = X + Y$ então,

$$f_Z(z) = \int_{-\infty}^{\infty} f_X(z - y) f_Y(y) dy = \int_{-\infty}^{\infty} f_X(x) f_Y(z - x) dx. \quad (5.33)$$

Quando se transmite $b_i = 1$, haverá um erro se,

$$D = S + V + W < 0 \quad (5.34)$$

ou,

$$W < -S - V \quad (5.35)$$

logo,

$$P_e(1) = P[D_i(1) < 0] = P[W < -S - V]. \quad (5.36)$$

Fazendo:

$$P_e(1) = \int_{-\infty}^0 f_D(d) dd \quad (5.37)$$

$$P_e(1) = \int_{-\infty}^0 \int_{-\infty}^{\infty} f_W(d-v-s) f_V(V) dv dd \quad (5.38)$$

$$P_e(1) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^0 [f_W(d-v-s) dd] f_V(v) dv \quad (5.39)$$

mas,

$$f_D(d-v-s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_w} e^{-\frac{(d-v-s)^2}{2\sigma_w^2}} \quad (5.40)$$

onde,

$$\sigma_w^2 = \frac{N_0 T_b}{4}$$

fazendo,

$$Z = \frac{D-V-S}{\sigma_w} \quad (5.41)$$

$$f_W(z) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{z^2}{2}}, \quad (5.42)$$

tem-se,

$$\int_{-\infty}^0 f_W(d-v-s) dd = \int_{-\infty}^{\frac{V-S}{\sigma_w}} \frac{1}{2\pi} e^{-z^2} dz = Q\left(\frac{s+v}{\sigma_w}\right) \quad (5.43)$$

fazendo:

então,

$$P_e(1) = \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\frac{s+v}{\sigma_w}\right) f_V(v) dv. \quad (5.44)$$

Analogamente para $b_i = -1$,

$$D = -S + W + V, \quad (5.45)$$

haverá um erro se,

$$D = -S + W + V > 0 \quad \text{ou} \quad W > S - V \quad (5.46)$$

$$P_e(-1) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_0^{\infty} f_W(d - v + s) dV \right] f_V(v) dv \quad (5.47)$$

mas fazendo,

$$Z = \frac{D - V + S}{\sigma_D} \quad (5.48)$$

$$\int_0^{\infty} f_W(d - v + s) dd = \int_{\frac{V+S}{\sigma_D}}^{\infty} f_W(z) dz = Q\left(\frac{s-v}{\sigma_W}\right), \quad (5.49)$$

a probabilidade de erro quando $b_i = -1$, é:

$$P_e(-1) = \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\frac{s-v}{\sigma_W}\right) f_V(v) dv. \quad (5.50)$$

A probabilidade total é então:

$$P_e = P(1)P_e(+1) + P(-1)P_e(-1). \quad (5.51)$$

A função densidade $f_V(V)$ dos impulsos do ruído, dada por Gogoi e outros em [35],

é:

$$f_V(v) = \frac{e^{-\lambda_v T_b}}{\pi} \int_0^{\infty} e^{\lambda_v T_b J_0(\omega A_v)} \cos(\omega v) d\omega, \quad (5.52)$$

onde supõe-se que a amplitude do ruído está dentro dos limites $\alpha_e = (-A_v, A_v)$. $J_0(\cdot)$ é a função de Bessel de ordem zero e λ_v o número médio de chegada de impulsos na unidade de tempo.

A integral em (5.52) não apresenta solução em forma fechada. Gogoi em [35] demonstrou que, quando

$$P_e(1) = P_e(-1) = P_e \quad (5.53)$$

e,

$$P_e = \frac{e^{-\lambda_v T_b}}{\pi} \int_{v=-\infty}^{\infty} Q\left(\frac{\sqrt{\frac{E_b T_b}{2}} + v}{\sqrt{\frac{N_o T_b}{4}}}\right) \int_{\omega=0}^0 e^{\lambda_v T_b I_O(\omega A_v)} \cos(\omega v) d\omega dv \quad (5.54)$$

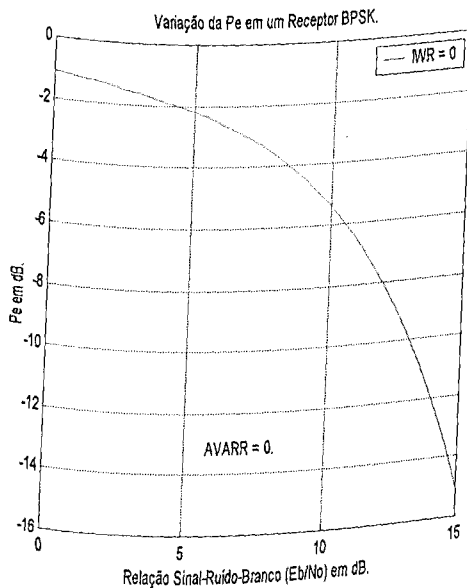
então,

$$P_e \cong Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) + \frac{\lambda_v T_b}{\sqrt{\pi}} \left(\frac{A_v^2}{N_o T_b}\right) \sqrt{\frac{E_b}{N_o}} e^{\frac{E_b}{N_o}} = Q(2SWR) + \frac{AVARR}{\sqrt{\pi}} \cdot (IWR) \sqrt{SWR} \cdot e^{-SWR} \quad (5.55)$$

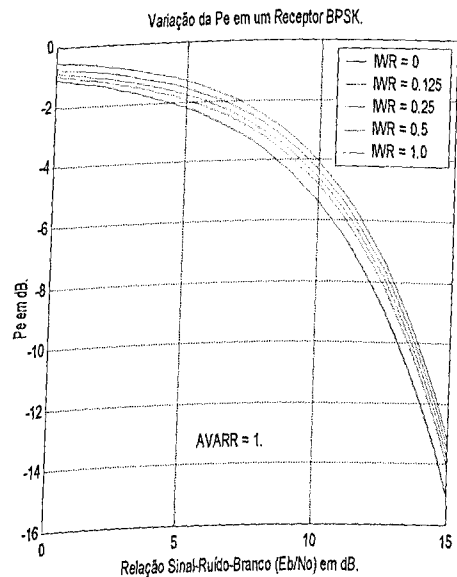
onde, $SWR = \frac{E_b}{N_o}$ é a relação sinal-ruído branco, $IWR = \frac{A_v^2}{N_o T_b}$ é a relação impulso-ruído

branco, e $AVARR = \lambda_v T_b$ é o número médio de chegada.

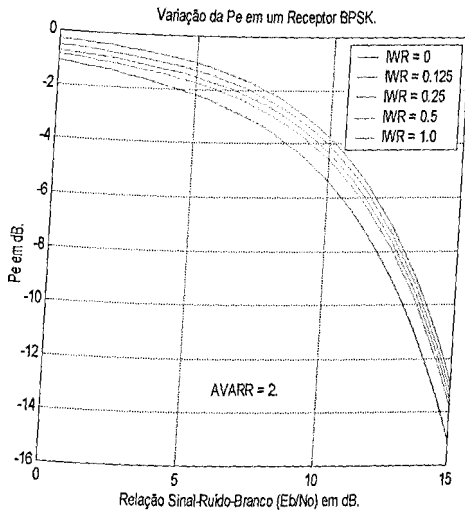
A figura 5.6 mostra a variação da P_e em função da relação sinal ruído branco em um receptor *BPSK* para várias taxas de chegada ($AVARR$) e ruídos impulsivos (IWR).



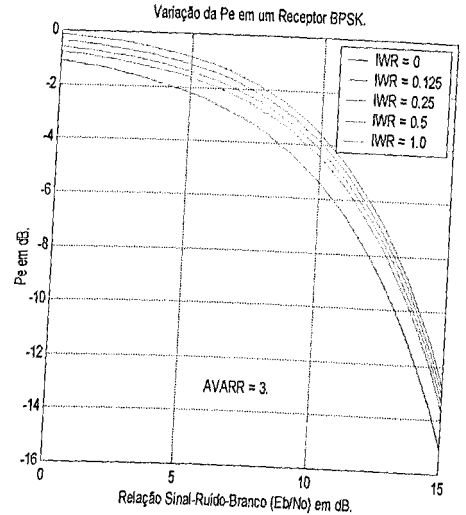
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.6 Variação da P_e com a SWR : (a) quando $AVARR = 0$ e $IWR = 0, 0,125, 0,25, 0,5$ e 1 ; (b) quando $AVARR = 1$ e $IWR = 0, 0,125, 0,25, 0,5$ e 1 ; (c) quando $AVARR = 2$ e $IWR = 0, 0,125, 0,25, 0,5$ e 1 ; (d) quando $AVARR = 2$ e $IWR = 0, 0,125, 0,25, 0,5$ e 1 .

5.4 Relação Sinal-Ruído para o Sistema *BPSK* na Presença do Ruído Gaussiano Branco e do Ruído Impulsivo

A relação sinal-ruído em um sistema *BPSK* na presença do ruído gaussiano branco e do ruído impulsivo pode ser feita considerando o receptor da figura 5.5.

Pela equação 5.28,

$$D_i(b_i) = b_i \sqrt{\frac{E_b T_b}{2}} + V + W$$

onde V e W são dados pelas equações (5.29) e (5.30).

A variância de W é dada pela equação,

$$E[W^2] = \frac{N_o T_b}{4}. \quad (5.56)$$

A variância de V foi dado por Gegoi em [35],

$$E[W^2] = \frac{A_v \lambda_v T_b}{2}. \quad (5.57)$$

Sendo assim a variâncias de D_i é dada por:

$$E[D_i^2] = E[S^2] + E[W^2] + E[V^2]. \quad (5.58)$$

Usando as equações (5.57) e (5.58),

$$E[D_i^2] = \frac{E_b T_b}{2} + \frac{N_o T_b}{4} + \frac{A_v \lambda_v T_b}{2} \quad (5.59)$$

onde $E[D_i^2]$ representa a potência do sinal-ruído e $\frac{E_b T_b}{2}$ representa a potência apenas do sinal. A relação sinal-ruído é dada por,

$$(SNR) = \sqrt{E[S^2]} \quad (5.60)$$

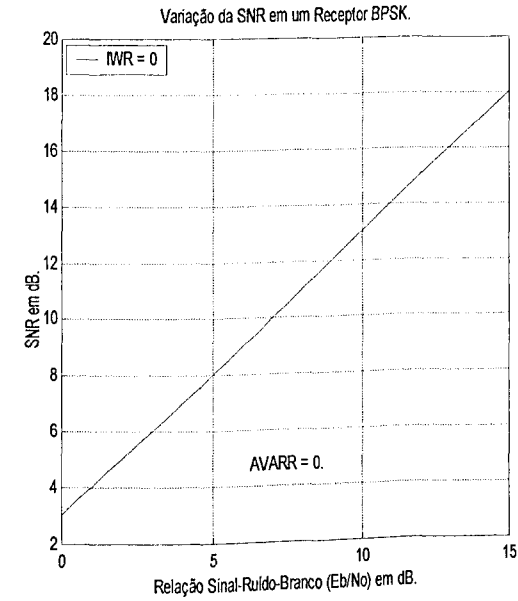
$$(SNR) = \frac{\sqrt{\frac{E_b T_b}{2}}}{\left\{ \frac{N_o T_b}{4} + \frac{A_v \lambda_v T_b}{2} \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (5.61)$$

$$(SNR) = \frac{1}{\left\{ \frac{N_o}{2E_b} + \frac{A_v^2 \lambda_v}{E_b} \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (5.62)$$

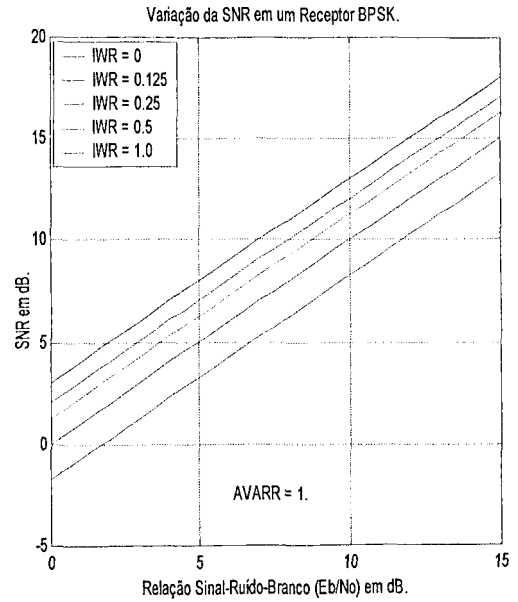
$$(SNR) = \frac{1}{\left\{ \frac{1}{2} \frac{N_o}{E_b} + \frac{A_v^2}{N_o T_b} \lambda_v T_b \frac{N_o}{E_b} \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (5.63)$$

$$(SNR) = \frac{1}{\left\{ \frac{1}{2} (SWR)^{-1} + (IWR) \cdot (AVARR) \cdot (SWR)^{-1} \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (5.64)$$

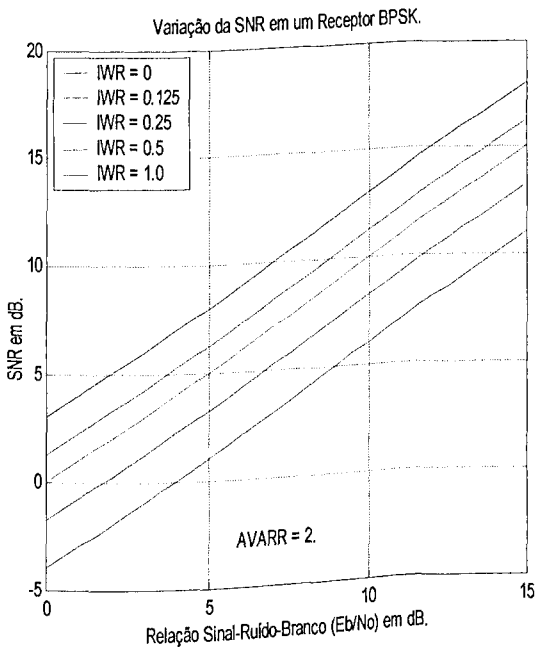
A figura 5.7 mostra a variação da SNR em função da relação sinal ruído branco em um receptor $BPSK$ para várias taxas de chegada ($AVARR$) e ruídos impulsivos (IWR).



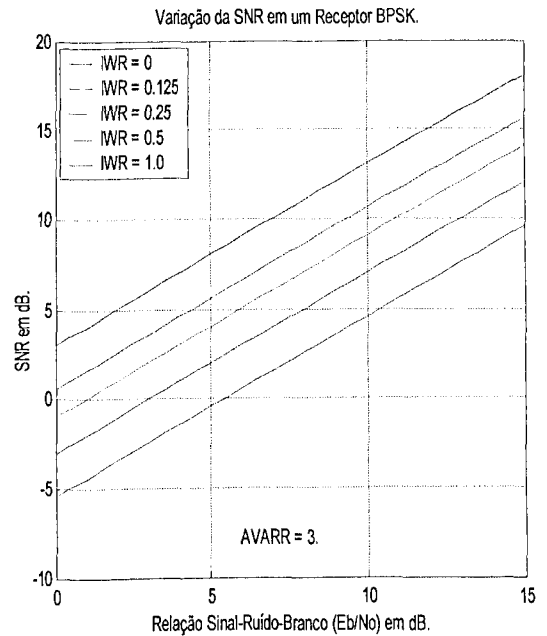
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.7 Variação da SNR com SWR: (a) quando AVARR = 0 e IWR = 0, 0,125, 0,25, 0,5 e 1; (b) quando AVARR = 1 e IWR = 0, 0,125, 0,25, 0,5 e 1; (c) quando AVARR = 2 e IWR = 0, 0,125, 0,25, 0,5 e 1; (d) quando AVARR = 3 e IWR = 0, 0,125, 0,25, 0,5 e 1;

5.5 Considerações Finais

A partir dos gráficos da figura 5.6, que foram obtidos da equação 5.55, percebe-se claramente que, um aumento em $\frac{A_v^2}{N_o T_b}$ tem uma forte influência sobre a deterioração do desempenho do receptor *BPSK*, tanto quanto um aumento em $\lambda_v T_b$. Assim, a energia impulsiva torna o modelo mais crítico em se tratando do desempenho do receptor *BPSK* operando em um ambiente de comunicações nas faixas de *HF*, *VLf* e *ELF*, quando este é comparado com a taxa de chegada (*AVARR*) da energia impulsiva. Os gráficos da figura 5.7 ilustram que um aumento na relação dos impulsos provocam um aumento linear na relação sinal ruído do sinal para várias taxas de chegada.

CAPÍTULO 6

COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DE ALGUMAS FAMÍLIAS DE SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS LINEARES ESPALHADOS EM UM SISTEMA DS- SSMA

6.1 Considerações Iniciais

Há algum tempo tem surgido um grande interesse pelos estudos das técnicas de acesso múltiplo, mais conhecidas como Acesso Múltiplo por Divisão de Códigos (*CDMA*). As técnicas *CDMA* têm sido usadas por uma grande variedade de sistemas, tais como: em satélites (incluindo o sistema de rastreamento da *NASA*), sistemas de comunicações de aeronaves, usuários móveis e sistemas de comunicações militares via satélite. Em determinados sistemas de comunicações via satélite, as técnicas *CDMA* podem ser dimensionadas para fornecer capacidade de acesso múltiplo e, simultaneamente, para reduzir os efeitos da distorção da propagação por vários caminhos.

A forma mais comum de *CDMA* é o Acesso Múltiplo por Espalhamento Espectral (*SSMA*) no qual cada usuário é marcado com uma sequência de código particular, que por sua vez, é modulado sobre a fase de uma portadora. As técnicas *SSMA* são caracterizadas por um código em altíssima taxa, ou seja, muitos códigos de símbolos por cada símbolo do dado, que possui o efeito de espalhamento da largura da banda do sinal do dado. As duas formas mais comuns de *SSMA*, que já foram mencionadas em seções anteriores, são o *SSMA* por saltos em frequência e o *SSMA* por fase codificada. O sistema *SSMA* por fase

codificada também é conhecido como Sequência Direta de Espalhamento Espectral [21] e utiliza a forma mais comum de modulação por espalhamento espectral, onde a portadora é modulada em fase por uma sequência de dados digitais e pela sequência do código. Assim, a modulação *DS-SSMA* tem sido usada para uma grande variedade de propósitos, [21, 24 e 26]. Pretende-se aqui abordar o seu uso no que diz respeito a capacidade de acesso múltiplo.

O principal objetivo deste capítulo é a análise do sistema *DS-SSMA*. Principalmente a análise do desempenho do sistema *DS-SSMA* e no cálculo da taxa de erro (P_e). Uma das medidas de desempenho de interesse é a relação sinal/ruído (*SNR*).

Uma das primeiras pesquisas detalhadas do desempenho de sistemas *DS-SSMA* que trata com os efeitos correlação cruzada aperiódica foi publicado em 1969 por *Anderson e Wintz* [32]. Eles obtiveram um limite sobre a relação sinal/ruído (*SNR*), na saída de um receptor, correlacionado para sistemas *SSMA* com um limitador de canal.

6.2 O Modelo do Sistema *SSMA* com a Fase Codificada

O modelo de sistema *SSMA* considerado é mostrado na figura 6.2 para K usuários. O sinal do dado $b_k(t)$ para o k -ésimo usuário é uma sequência de pulsos de amplitude unitária, com duração T_c . Este sinal representa a sequência de informação binária do k -ésimo usuário. O k -ésimo usuário é identificado com uma forma de onda de código $a_k(t)$ que consiste de uma sequência de pulsos de amplitude unitária, com duração T , positivos e negativos, a figura 6.1 ilustra estas formas de onda. Se $a_j^{(k)}$ é a sequência correspondente de elementos $\{+1, -1\}$ então $a_k(t)$ pode ser escrita como:

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j^{(k)} P_{T_c}(t - jT_c), \quad (6.1)$$

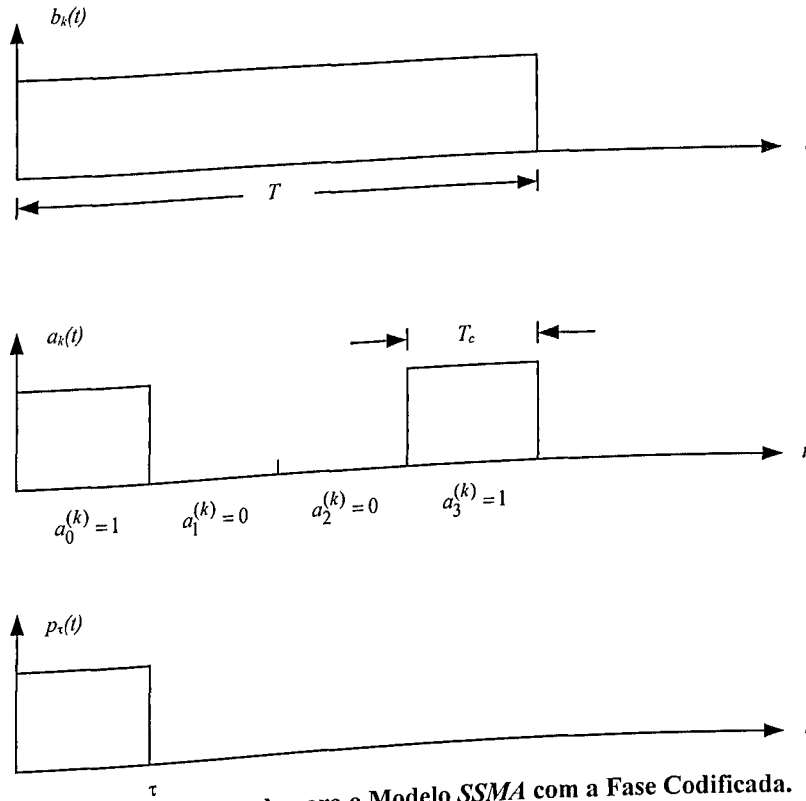


Figura 6.1 Formas de Onda para o Modelo SSMA com a Fase Codificada.

onde $P_\tau(t) = 1$ para $0 \leq t < \tau$ e $P_\tau(t) = 0$ para $t \geq \tau$.

Supondo que a sequência de código do k -ésimo usuário $a_j^{(k)}$ possui um período igual a $N = T / T_c$. Assim, existe um código de período $a_0^{(k)}, a_1^{(k)}, \dots, a_{N-1}^{(k)}$ por símbolo de dado. Os resultados apresentados podem ser facilmente generalizados para períodos de códigos múltiplos por símbolo de dado.

O sinal do dado $b_k(t)$ é modulado sobre a fase codificada da portadora $c_k(t)$, que é dado por:

$$c_k(t) = \sqrt{2P} \sin(\omega_c t + \theta_k + (\pi/2)a_k(t)), \quad (6.2)$$

$$c_k(t) = \sqrt{2P} a_k(t) \cos(\omega_c t + \theta_k). \quad (6.3)$$

Assim o sinal transmitido para o k -ésimo usuário é:

$$s_k(t) = \sqrt{2P} \sin(\omega_c t + \theta_k + (\pi/2)a_k(t)b_k(t)), \quad (6.4)$$

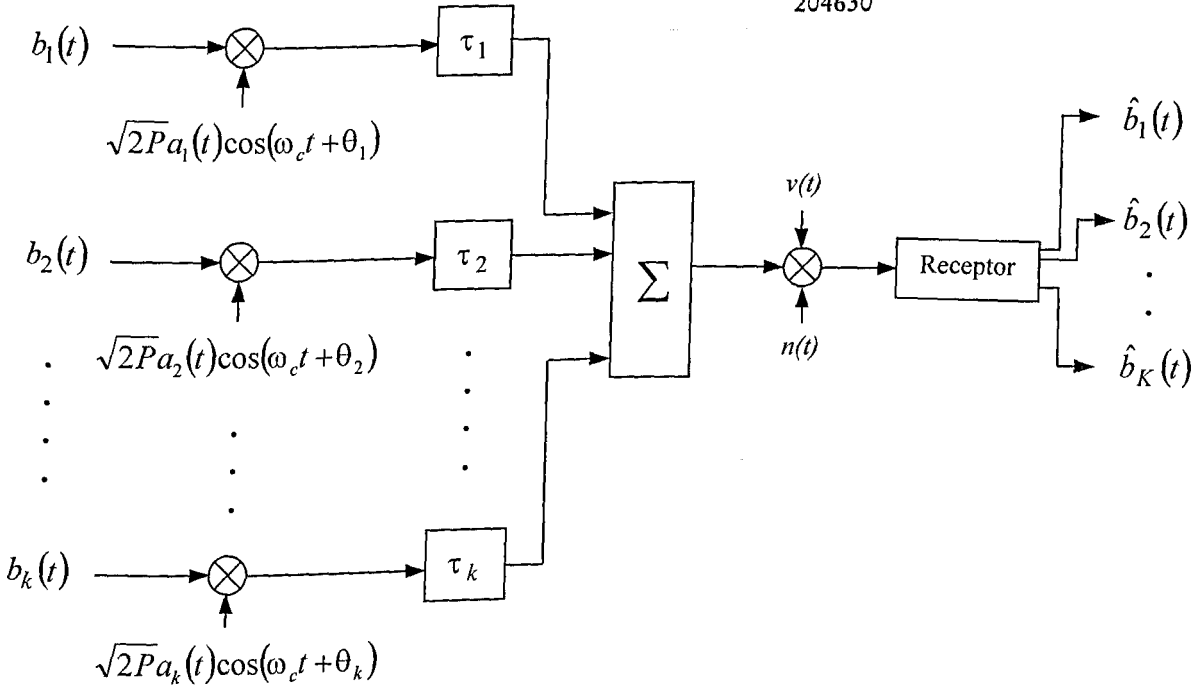


Figura 6.2 Modelo do Sistema SSMA com a Fase Codificada.

$$s_k(t) = \sqrt{2P}a_k(t)b_k(t)\cos(\omega_c t + \theta_k). \quad (6.5)$$

Onde: na expressão acima θ_k representa a fase da k -ésima portadora, ω_c a frequência central comum, e P representa a potência do sinal. As equações apresentadas podem ser modificadas facilmente para frequências centrais desiguais e níveis de potência.

Se o sistema SSMA é completamente sincronizado, então os atrasos de tempos τ_k mostrados no modelo da figura 6.2 podem ser ignorados, isto é, $\tau_k = 0$ para $k = 1, 2, \dots, K$. Isto necessitaria de uma referência de tempo comum para os K transmissores e requer, portanto uma compensação pelos atrasos nos vários caminhos de transmissão. Isto geralmente não é praticável e assim os transmissores são não síncronos no tempo. Para sistemas assíncronos o sinal recebido $r(t)$ na figura 6.2 é dado por:

$$r(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{2P}a_k(t - \tau_k)b_k(t - \tau_k)\cos(\omega_c t + \phi_k), \quad (6.6)$$

onde $\phi_k = \theta_k - \omega_c \tau_k$ e $n(t)$ é o ruído do canal que é suposto como sendo um processo gaussiano branco com densidade espectral bilateral $N_o/2$. Assim tem-se interesse no

módulo do deslocamento de fase relativa 2π e no módulo de atraso de tempo relativo à T . Considerando i como o usuário desejado e supondo que ele esteja sincronizado, isto é, $\theta_i=0$, $\tau_i=0$ e a sequência PN esteja sincronizada, assim podem ser considerados os atrasos $0 \leq \tau_k < T$ e $0 \leq \theta_k < 2\pi$ para $k \neq i$.

Considerando o i -ésimo receptor,

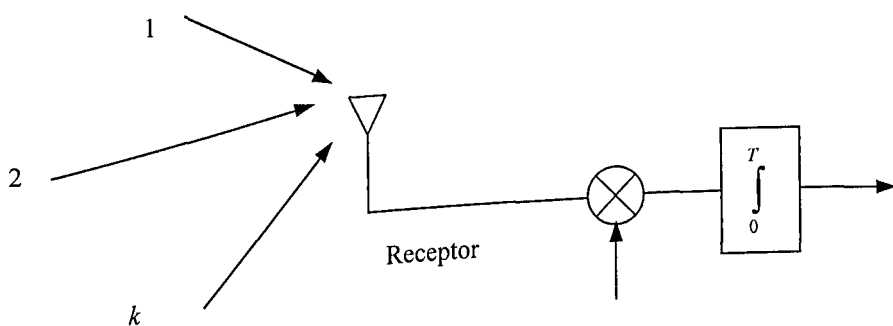


Figura 6.3 O Receptor por Correlação.

se o receptor é do tipo de correlação, a saída é:

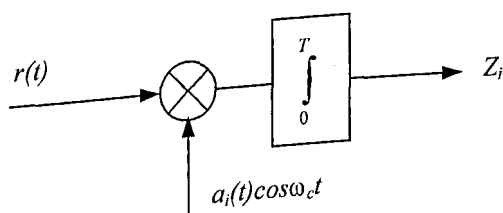


Figura 6.4 O Filtro de Correlação.

$$Z_i = \int_0^T r(t) a_i(t) \cos(\omega_c t) dt. \quad (6.7)$$

Doravante, será assumido que $\omega_c \gg T^{-1}$, assim a resposta em frequência de uma implementação de *hardware* real do receptor de correlação é de tal forma que se pode ignorar a componente com o dobro da frequência da portadora de $r(t)\cos(\omega_c t)$. A

condição $\omega_c \gg T^{-1}$ é sempre satisfeita na prática em sistema de comunicações SSMA. O

sinal do dado $b_k(t)$ pode, então, ser expressado como:

$$b_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_{k,l} P_T(t-lT), \quad (6.8)$$

onde $b_{k,l} \in \{+1, -1\}$.

$$Z_i = \int_0^T \left[n(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{2P} a_k(t-\tau_k) b_k(t-\tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) \right] a_i(t) \cos \omega_c t dt \quad (6.9)$$

$$Z_i = \int_0^T n(t) a_i(t) \cos \omega_c t dt + \sum_{k=1}^K \int_0^T \sqrt{2P} a_k(t-\tau_k) b_k(t-\tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) a_i(t) \cos \omega_c t dt \quad (6.10)$$

chamando I de,

$$I = \int_0^T \sum_{k=1}^K \sqrt{2P} a_k(t-\tau_k) b_k(t-\tau_k) a_i(t) \cos(\omega_c t + \phi_k) \cos \omega_c t dt \quad (6.11)$$

mas,

$$\begin{aligned} \cos(\omega_c t + \phi_k) \cos \omega_c t &= \cos^2 \omega_c t \cos \phi_k - \sin \omega_c t \cdot \cos \omega_c t \cdot \sin \phi_k = \\ &= \frac{1}{2} \cos \phi_k + \frac{\cos(2\omega_c t) \cdot \cos \phi_k}{2} - \frac{\sin(2\omega_c t) \sin \phi_k}{2} \end{aligned} \quad (6.12)$$

eliminando os termos com o dobro da frequência da portadora, a integral I fica assim:

$$I = \int_0^T \sum_{k=1}^K \sqrt{2P} a_k(t-\tau_k) b_k(t-\tau_k) a_i(t) \cos \phi_k dt \quad (6.13)$$

$$I = \int_0^T \sum_{k=1}^K \sqrt{P/2} a_k(t-\tau_k) b_k(t-\tau_k) a_i(t) \cos \phi_k dt \quad (6.14)$$

$$I = \sum_{k=1}^K \int_0^T \sqrt{P/2} a_k(t-\tau_k) b_k(t-\tau_k) a_i(t) \cos \phi_k dt \quad (6.15)$$

como,

$$b_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_{k,l} p_T(t-lT) \quad (6.16)$$

mas,

$$Z_i = \sum_{k=1}^K \left[\int_0^T \sqrt{P/2} a_k(t-\tau_k) \left(\sum_{l=-\infty}^{\infty} b_{k,l} p_T(t-\tau_k-lT) \right) a_i(t) \right] \cos \phi_k dt \quad (6.17)$$

$$Z_i = \sqrt{P/2} \sum_{k=1}^K \int_0^T a_k(t-\tau_k) a_i(t) \left[\sum_{l=-\infty}^{\infty} b_{k,l} p_T(t-\tau_k-lT) \right] \cos \phi_k dt \quad (6.18)$$

sendo,

$$b_{k,l}(t) = \dots + b_{k,-1} p_T(t-\tau_k+T) + b_{k,0} p_T(t-\tau_k) + b_{k,1} p_T(t-\tau_k-T) + \dots \quad (6.19)$$

A figura 6.5 ilustra os intervalos de p_T , e a figura 6.6 os atrasos sofridos por p_T .

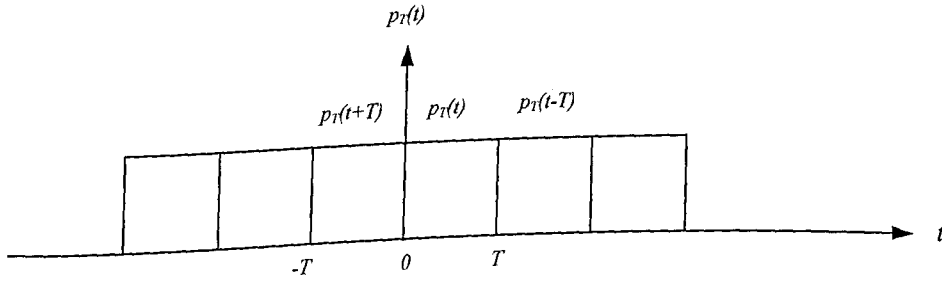


Figura 6.5 Intervalos de p_T .

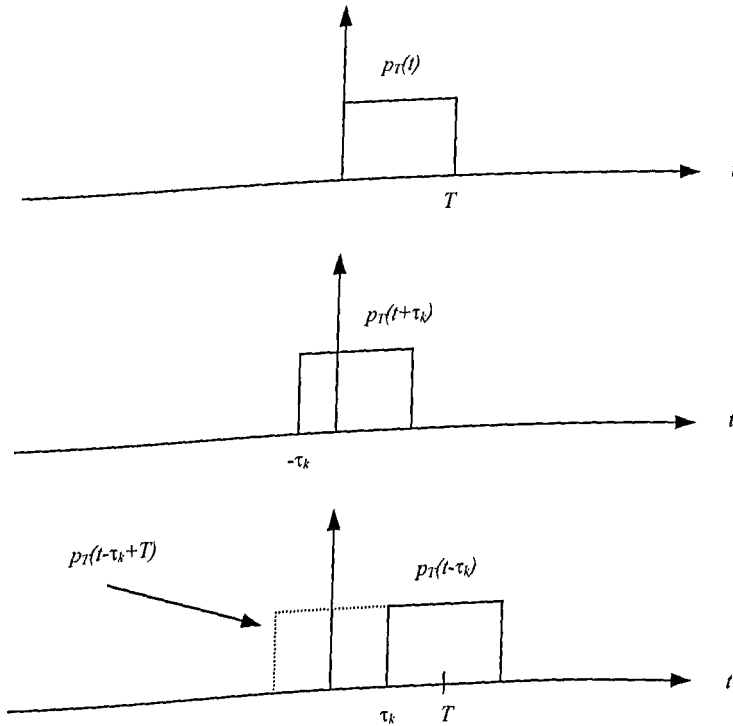


Figura 6.6 Atrasos de p_T .

Observe que,

$$\int_0^T = \int_0^{\tau_k} + \int_{\tau_k}^T \quad (6.20)$$

$$Z_i = \cos\phi_k \sqrt{P/2} \sum_{k=1}^K \int_0^T a_k(t - \tau_k) a_i(t) (b_{k,-1} + b_{k,0}) dt \quad (6.21)$$

$$Z_i = \cos\phi_k \sqrt{P/2} \sum_{k=1}^K \left[b_{k,-1} \int_0^{\tau_k} a_k(t - \tau_k) a_i(t) dt + b_{k,0} \int_{\tau_k}^T a_k(t - \tau_k) a_i(t) dt \right] \quad (6.22)$$

se, $k = i$ é o sincronismo no sinal desejado,

$$b_{i,-1} \int_0^{\tau_k} a_i(t - \tau_i) a_i(t) dt + b_{i,0} \int_0^{\tau_k} a_i(t - \tau_i) a_i(t) dt = b_{i,-1} \int_0^{T_i=0} a_i^2(t) dt + b_{i,0} \int_{\tau_i}^T a_i^2(t) dt = b_{i,0} \int_0^T a_i^2(t) dt = b_{i,0}$$

$$Z_i = \sqrt{P/2} \left[b_{i,0} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K b_{k,-1} \int_0^{\tau_k} a_k(t - \tau_k) a_i(t) \cos\phi_k dt + b_{k,0} \int_{\tau_k}^T a_k(t - \tau_k) a_i(t) \cos\phi_k dt \right] \quad (6.23)$$

$$Z_i = \sqrt{P/2} \left\{ b_{i,0} T + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [b_{k,-1} R_{k,i}(\tau_k) + b_{k,0} \hat{R}_{k,i}(\tau_k)] \cos\phi_k \right\} + \int_0^T n(t) a_i(t) \cos(w_c t) dt \quad (6.24)$$

onde $R_{k,i}$ e $\hat{R}_{k,i}$ são as funções correlação cruzada parciais contínuas no tempo, definidas

por:

$$R_{k,i}(\tau) = \int_0^{\tau} a_k(t - \tau) a_i(t) dt, \quad (6.25)$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau) = \int_{\tau}^T a_k(t - \tau) a_i(t) dt \quad (6.26)$$

para $0 \leq \tau \leq T$. Observa-se que, para $0 \leq lT_c \leq \tau \leq (l+1)T_c \leq T$, essas duas funções correlação cruzada podem ser rescritas como:

$$R_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(l-N)T_c + [C_{k,i}(l+1-N) - C_{k,i}(l-N)](\tau - lT_c) \quad (6.27)$$

$$\text{e} \quad \hat{R}_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(l)T_c + [C_{k,i}(l+1) - C_{k,i}(l)](\tau - lT_c), \quad (6.28)$$

onde a função correlação cruzada aperiódica, ou ímpar, discreta $C_{k,i}$ para as seqüências

$(a_j^{(k)})$ e $(a_j^{(i)})$ é definida por:

$$C_{k,i}(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-l} a_j^{(k)} a_{j+l}^{(i)}, & 0 \leq l \leq N-1; \\ \sum_{j=0}^{N-1+l} a_{j-l}^{(k)} a_j^{(i)}, & 1-N \leq l < 0; \\ 0, & |l| \geq N. \end{cases} \quad (6.29)$$

A função correlação cruzada periódica, ou par, $\theta_{k,i}$ é dada por:

$$\theta_{k,i}(l) = \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(k)} a_{j+l}^{(i)}, \quad 0 \leq l \leq N-1, \quad (6.30)$$

para qualquer inteiro l . Observe que $\theta_{k,i}(l) = C_{k,i}(l) + C_{k,i}(l-N)$ para $0 \leq l < N$. Também define-se como $\hat{\theta}_{k,i}(l) = C_{k,i}(l) - C_{k,i}(l-N)$ para $0 \leq l < N$. A função $\hat{\theta}_{k,i}$ é chamada de função correlação cruzada ímpar por Massey e Uhran [13]. Assim $\hat{\theta}_{k,i}$ possui a propriedade $\hat{\theta}_{i,k}(l) = -\hat{\theta}_{k,i}(N-l)$, enquanto que a função correlação cruzada periódica, ou par, satisfaz $\theta_{i,k}(l) = \theta_{k,i}(N-l)$. Esta relação segue da observação de que $C_{i,k}(l) = C_{k,i}(-l)$.

Definindo $v_{k,i}(\tau_k)$ por:

$$v_{k,i}(\tau_k) = [b_{k,-1}R_{k,i}(\tau_k) + b_{k,0}\hat{R}_{k,i}(\tau_k)]\cos\phi_k \quad (6.31)$$

então $\sqrt{P/2}v_{k,i}(\tau_k)$ é a contribuição do k -ésimo sinal para a saída Z_i do receptor de correlação casado com $s_i(t)$. Para valores fixos de τ_k , $v_{k,i}(\tau_k)$ depende somente de ϕ_k , dos símbolos do dado $b_{k,-1}$, $b_{k,0}$ e da função correlação cruzada aperiódica, ou ímpar ou ainda, das funções correlação cruzada ímpar e par. Especificamente, se l_k é um inteiro para o qual $l_k T_c \leq \tau_k \leq (l_k + 1)T_c$ e $b_{k,0} = b_{k,-1}$, então:

$$v_{k,i}(\tau_k) = b_{k,0} \left\{ \theta_{k,i}(l_k)T_c + [\theta_{k,i}(l_k + 1) - \theta_{k,i}(l_k)](\tau_k - l_k T_c) \right\} \cos \phi_k. \quad (6.32)$$

Por outro lado, se $b_{k,0} \neq b_{k,-1}$, então:

$$v_{k,i}(\tau_k) = b_{k,0} \left\{ \hat{\theta}_{k,i}(l_k)T_c + [\hat{\theta}_{k,i}(l_k + 1) - \hat{\theta}_{k,i}(l_k)](\tau_k - l_k T_c) \right\} \cos \phi_k. \quad (6.33)$$

6.3 Análise do Sistema: a Relação Sinal Ruído Média (SNR), Considerando um Ruído Gaussiano Branco

Neste item apresenta-se uma alternativa aproximada para análise do sistema *DS-SSMA* que conduz a novos parâmetros, sobre os quais está a base de seleção das seqüências de códigos bem como a sua obtenção. Nesta aproximação considera-se o deslocamento de fase, o tempo de atraso e os símbolos dos dados, como variáveis aleatórias mutuamente independentes. Os termos da interferência mostrados em (6.9) são aleatórios e tratados como ruído adicional. A relação sinal ruído, SNR_i , na saída do i^{th} receptor de correlação é uma das mais importantes medidas de desempenho e pode ser obtido com uma razoável quantidade de cálculos. Deve-se salientar que a relação sinal ruído é calculada por meio de médias probabilísticas ou esperanças, com respeito ao deslocamento de fase, tempo de atraso e símbolos dos dados. Porém, tais médias podem também ser interpretadas como tempo médio, desde que, na prática, estas variáveis sejam verdadeiramente funções

variantes no tempo, que podem ser modeladas como processos aleatórios ergódicos estacionários.

Considera-se que o receptor de correlação esteja sincronizado com a i -ésima seqüência PN , isto é, $\Phi_i = 0$ e $\tau_i = 0$. Também, devido a simetria envolvida pode-se considerar somente $b_{i,0} = +1$. O sinal desejado componente de Z_i é então $\sqrt{P/2T}$, enquanto que a variância do componente do ruído de Z_i é [35]:

$$Var\{Z_i\} = \left(\frac{P}{4T}\right) \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K \int_0^T R_{k,i}^2(\tau) + \hat{R}_{k,i}^2(\tau) d\tau + \frac{1}{4} N_0 T, \quad (6.34)$$

$$Var\{Z_i\} = \left(\frac{P}{4T}\right) \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K \sum_{l=0}^{N-1} \int_{lT_c}^{(l+1)T_c} R_{k,i}^2(\tau) + \hat{R}_{k,i}^2(\tau) d\tau + \frac{1}{4} N_0 T, \quad (6.35)$$

onde a esperança tem sido calculada com respeito as variáveis aleatórias mutuamente independentes ϕ_k (atraso de fase), τ_k (tempo de atraso), $b_{k,-1}$ (símbolo do dado) e $b_{k,0}$ para $l \leq k \leq K$ e $k \neq i$. Assumindo que ϕ_k é distribuído uniformemente sobre o intervalo $[0, 2\pi]$ e τ_k é distribuído uniformemente no intervalo $[0, T]$ para $k \neq i$. Também os símbolos dos dados $b_{k,l}$ são supostos $+1$ e -1 com igual probabilidade para $k \neq i$.

Em seguida substitui-se $R_{k,i}(\tau)$ e $\hat{R}_{k,i}(\tau)$ das equações (6.27) e (6.28) na equação (6.34). Sobre o cálculo do resultado da integral encontra-se em [27]:

$$Var\{Z_i\} = \frac{PT^2}{12N^3} \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K r_{k,i} \right) + \frac{1}{4} N_0 T, \quad (6.36)$$

onde o termo $r_{k,i}$ é:

$$r_{k,i} = \sum_{l=0}^{N-1} \left\{ C_{k,i}^2(l-N) + C_{k,i}(l-N)C_{k,i}(l-N+1) + C_{k,i}^2(l-N+1) + \right. \\ \left. C_{k,i}^2(l) + C_{k,i}(l)C_{k,i}(l+1) + C_{k,i}^2(l+1) \right\}. \quad (6.37)$$

A última expressão pode ser escrita em termos dos parâmetros de correlação cruzada

$\mu_{k,i}(n)$ que são definidos por:

$$\mu_{k,i}(n) = \sum_{l=1-N}^{N-1} C_{k,i}(l) C_{k,i}(l+n). \quad (6.38)$$

Observe que:

$$\mu_{k,i}(0) = \sum_{l=1-N}^{N-1} C_{k,i}^2(l) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{k,i}^2(l-N) + C_{k,i}^2(l). \quad (6.39)$$

Logo,

$$\mu_{k,i}(0) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{k,i}^2(l-N+1) + C_{k,i}^2(l+1) \quad (6.40)$$

e,

$$\mu_{k,i}(1) = \sum_{l=1-N}^{N-1} C_{k,i}(l) C_{k,i}(l+1). \quad (6.41)$$

Logo,

$$\mu_{k,i}(1) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{k,i}(l-N) C_{k,i}(l-N+1) + C_{k,i}(l) C_{k,i}(l+1). \quad (6.42)$$

Portanto,

$$r_{k,i} = 2\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(1). \quad (6.43)$$

Pursley [27] demonstrou que a potência da relação sinal ruído (SNR_i) na saída de um receptor assíncrono *DS-SSMA* do k^{th} usuário pode ser expresso em termos de Interferência de Acesso Múltiplo (*MAI*) assíncrono, em função da potência da relação sinal ruído em um canal *AWGN* (E_b / N_o), assim:

$$SNR_i = \left\{ (6N^3)^{-1} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [2\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(1)] + \frac{N_o}{2E_b} \right\}^{-\frac{1}{2}}, \quad (6.44)$$

onde: $N_0/2$ é a densidade espectral de potência do ruído, $E_b = P.T$ é a energia por *bit*, K é o número de usuários e N é o número de *chips* $= T/T_c$.

A Interferência de Acesso Múltiplo (*MAI*) pode ser expressa em termos do somatório dos Parâmetros de Interferência Média (*AIP*) de K usuários interferentes e assíncronos simultaneamente. Os valores da *AIP* em (6.28) dependem da função correlação cruzada aperiódica em (6.14) entre a sequência de código do usuário desejado (i) e o não desejado (k), ambas as sequências de mesmo período N . Os parâmetros em (6.34) e (6.29) são de grande importância em comunicações *SSMA*, pois eles podem ser usados como um critério para comparação de famílias de sequências de códigos em espalhamento espectral [29].

É mostrado em [27] que $\mu_{k,i}(n)$ pode ser calculado diretamente das funções autocorrelação aperiódica, ou ímpar, para $(a_j^{(k)})$ e $(a_j^{(i)})$. Assim, a relação sinal ruído (*SNR*) pode ser calculada sem o conhecimento das funções correlação cruzada.

Observe que para $K = 1$, a equação (6.35) se reduz a $SNR_i = \sqrt{2E_b / N_0}$ que tem a probabilidade de erro associada $P_e = 1 - \Phi(\sqrt{2E_b / N_0})$. Geralmente para $K > 1$ a probabilidade de erro não será exatamente $1 - \Phi(SNR_i)$, mas esta é tipicamente uma ótima aproximação para valores de N e de K de interesse em sistemas práticos. Os resultados quantitativos a respeito da exatidão desta aproximação foi obtido por Yao [34]. Resultados numéricos sobre o cálculo da relação sinal ruído para sequências de período $N = 511$ e para $K = 10, 20, 30$ e 40 são dados em [27]. Finalmente deve-se mencionar que para projetos preliminares de sistemas é de grande utilidade estabelecer uma relação entre os parâmetros K, N e E_b/N_0 . Tal relação pode ser baseada na seguinte aproximação, em [27]:

$$(6N^3)^{-1} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K r_{k,i} \approx (K-1)/3N, \quad (6.45)$$

ou seja,

$$SNR_i \approx \left\{ \frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b} \right\}^{-\frac{1}{2}}. \quad (6.46)$$

Na equação (6.45), é mostrado que o lado direito desta equação é realmente a esperança do lado direito quando seqüências puramente aleatórias são empregadas.

6.4. Fluxograma da Implementação dos Códigos

Nesta parte é apresentado os diversos fluxogramas de implementação das seqüências de códigos.

6.4.1 Seqüência de Tamanho Máximo ou *Seqüência-m*

O fluxograma mostrado na figura 6.8 ilustra a técnica de geração da seqüência de tamanho máxima ou *seqüência-m*. A simplicidade do fluxograma, para a seqüência de código de tamanho máximo, *seqüências-m*, requer somente uma quantidade razoável de alocação de memórias igual a grau da seqüência de código que será produzida. Na figura 6.7 tem-se um exemplo de um gerador de 5 estágios, $n = 5$, com a realimentação para o *XOR* no estágio 3. Isto dará uma seqüência de $N = 2^n - 1 = 2^5 - 1 = 31$ *chips*.

6.4.2 Seqüência *Gold*

O fluxograma mostrado na figuras 6.10 ilustra a técnica de geração da seqüência de códigos *Gold*, o processo de geração da seqüência do código já descrito em seções anteriores. Na figura 6.9 há um exemplo de dois geradores de 5 estágios, $n = 5$, com a realimentação para o *XOR* no estágio 3 para o primeiro gerador, e a saída do para

realimentação para o *XOR* na saída 4, para o segundo gerador. Isto dará uma seqüência de $N = 2^n - 1 = 2^5 - 1 = 31$ *chips*. Relembrando o que foi abordado em seções anteriores, tem-se $2^n - 1$ seqüências de códigos *Gold* mais as duas seqüências bases, totalizando 33 seqüências de códigos *Gold*.

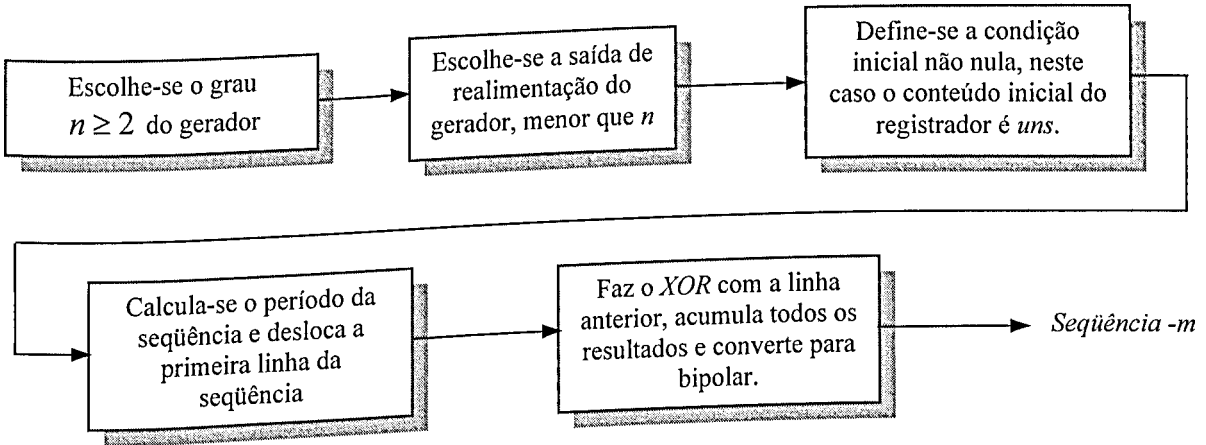


Figura 6.7 Gerador da *Seqüência-m* de 5 Estágios.

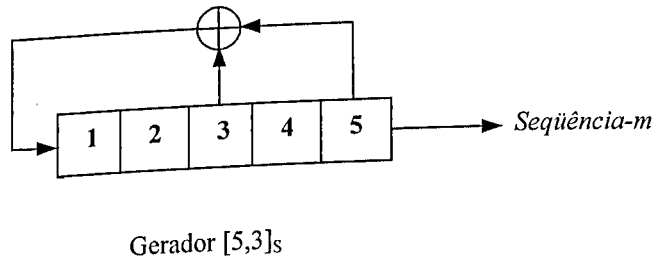


Figura 6.8 Obtenção da *Seqüência-m*.

6.4.3 Seqüência *Kasami* Pequeno

O fluxograma mostrado na figura 6.11 ilustra o processo de geração da seqüência de código *Kasami* de tamanho pequeno.

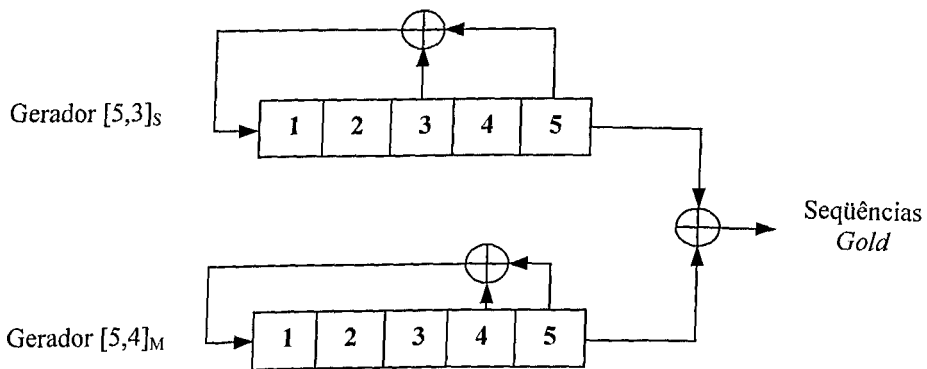


Figura 6.9 Dois Geradores de 5 Estágios.

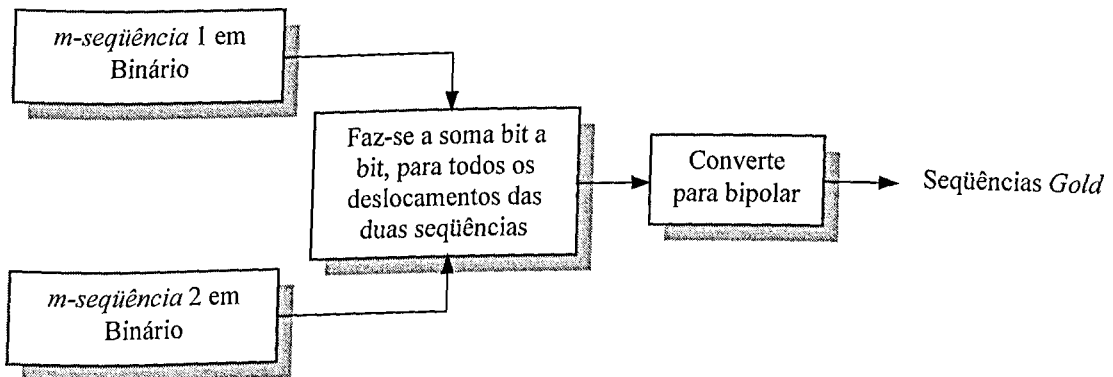


Figura 6.10 Obtenção da Seqüência de Códigos Gold.

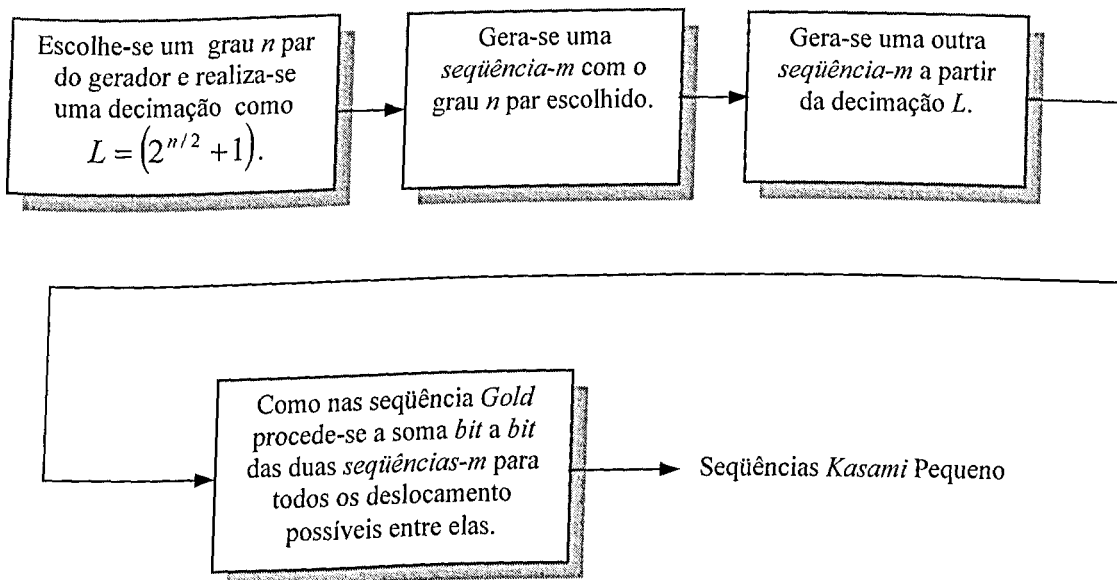


Figura 6.11 Obtenção da Seqüência de Código Kasami Pequeno.

6.4.4 Seqüência *Kasami* Grande

O fluxograma mostrado na figura 6.12 ilustra o processo de geração da seqüência de código *Kasami* de tamanho grande. Deve-se observar aqui que se optou pela forma mais simplista da geração desta família de seqüência de código, pois esta família possui algumas variações no seu processo de formação, pois a seqüência dos códigos de *Kasami* grande contém a seqüência dos códigos *Kasami* pequeno e também a seqüência de código *Gold*.

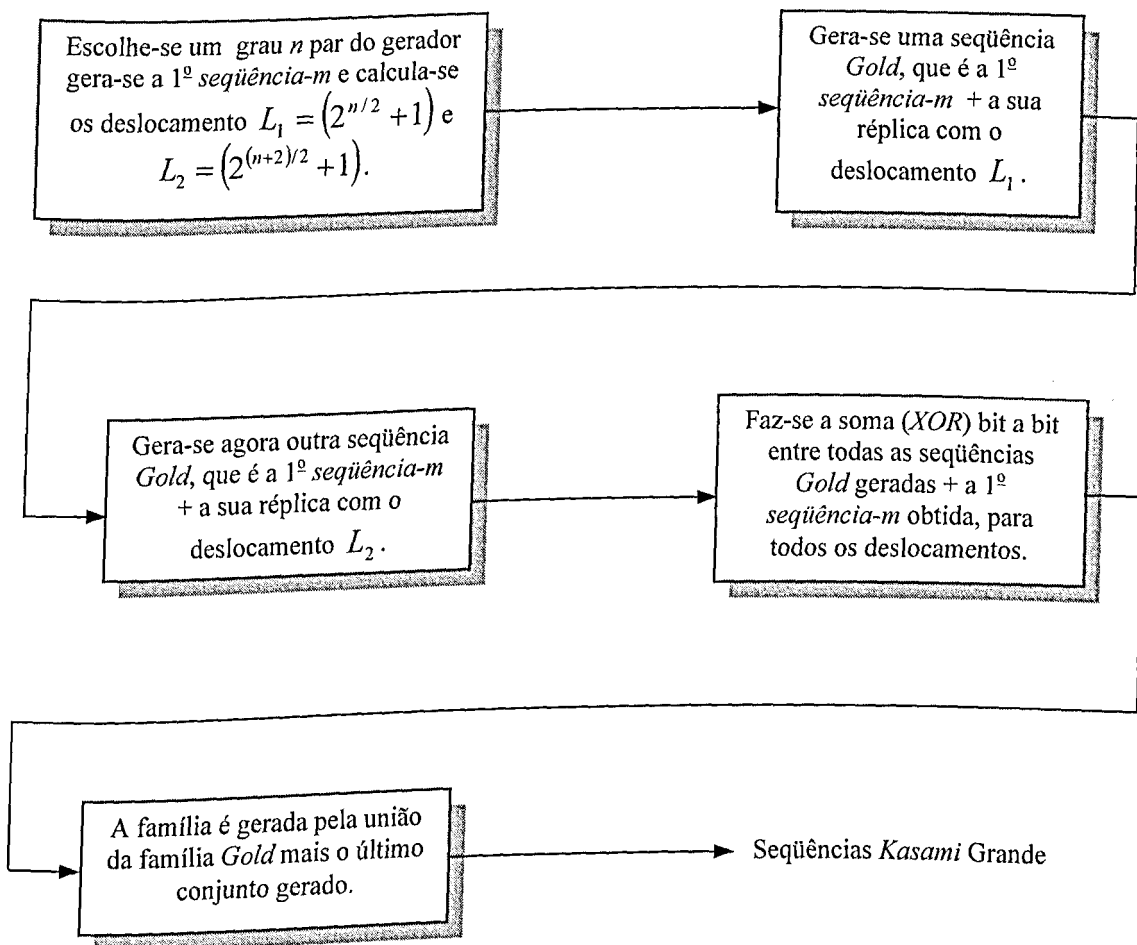


Figura 6.12 Obtenção da Seqüência de Código *Kasami* Grande.

6.4.5 Seqüência de *Hadamard-Walsh*

O fluxograma mostrado na figura 6.13 ilustra o processo de geração da seqüência de código de *Hadamard-Walsh*. Esta família de seqüência de código apesar de ser também linear difere das anteriores em algumas características, dentre elas, o comprimento é par, pela forma de geração que não é baseada em registradores de deslocamentos e/ou polinômios, e também porque de uma forma em geral estão vinculados a sistemas síncronos.

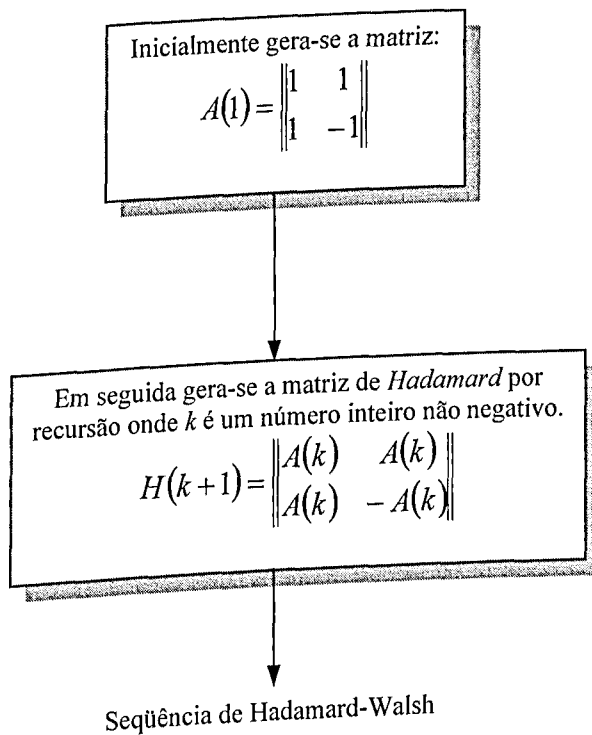


Figura 6.13 Obtenção da Seqüência de Código *Hadamard-Walsh*.

6.5. Procedimentos e Resultados das Simulações, Considerando um Ruído Gaussiano Branco.

As simulações e cálculos foram executadas em computadores doméstico, do tipo PC, com processador de 650 MHz e capacidade de memória RAM de 196 Mbytes. O Software de simulação usado foi o MATLAB 6.0 [28]. Primeiramente foram geradas todas as seqüências de códigos descritas, em seguida efetuadas as simulações e cálculos para as seqüências de códigos em cada período da seqüência, começando com a seqüência de 15 chips, todos os gráficos da SNR são apresentados a seguir e os resultados numéricos são apresentados em forma de tabela.

6.5.1 Simulações para as Seqüências de Códigos de Período 15 Chips

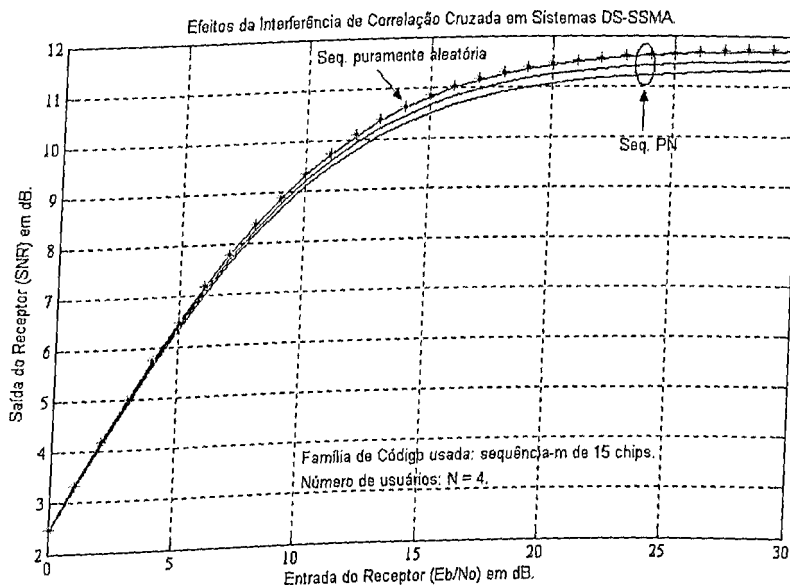


Figura 6.14 Desempenho da SNR para Seqüências-m de 15 chips.

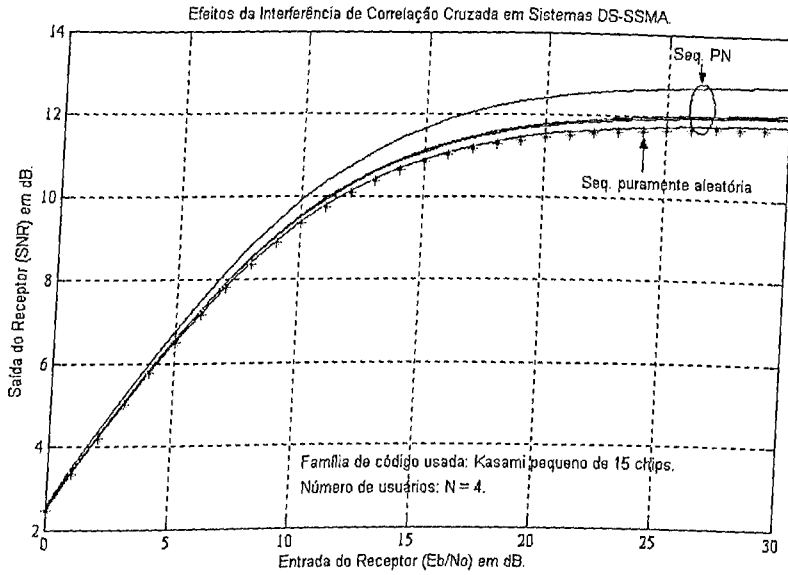


Figura 6.15 Desempenho da *SNR* para *Kasami* pequeno de 15 chips .

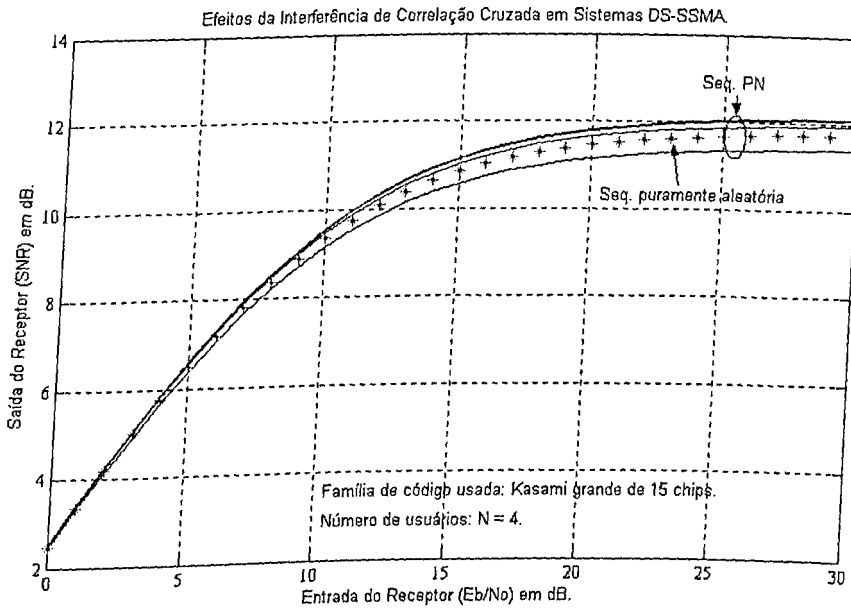


Figura 6.16 Desempenho da *SNR* para *Kasami* grande de 15 chips.

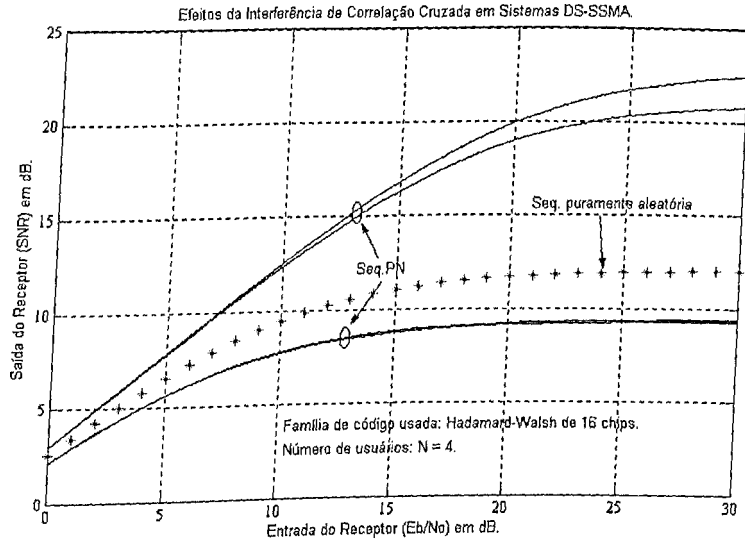


Figura 6.17 Desempenho da SNR para Hadamard-Walsh de 16 chips.

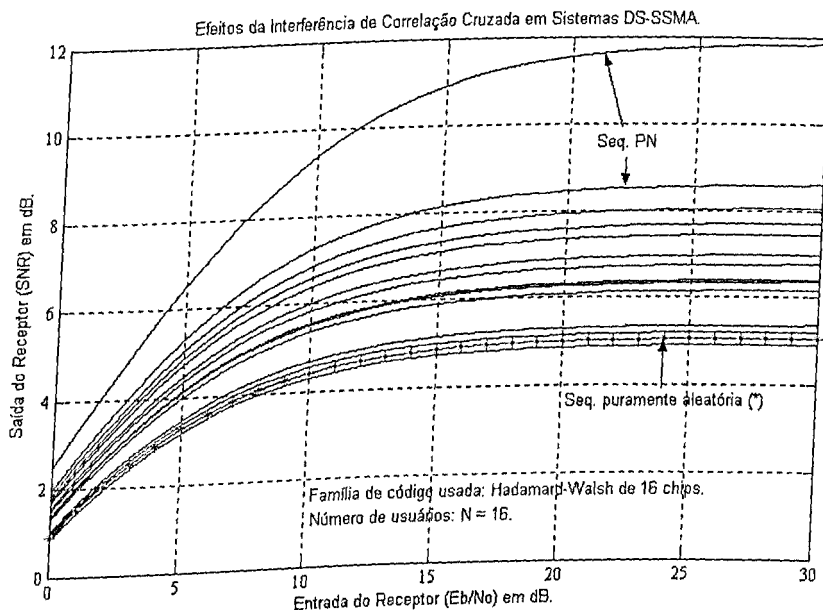


Figura 6.18 Desempenho da SNR para Hadamard-Walsh de 16 chips.

Na análise dos gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das seqüências de códigos de períodos de 15 *chips*, percebe-se claramente que há uma diferença marginal entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias (no gráfico esta é representada pela curva de asterisco em vermelho), essa diferença é mais acentuada para a seqüência de código de *Hadamard-Walsh*, atribui-se essa diferença ao tamanho do código, que é pequeno.

Observa-se também que para todos os gráficos analisados neste período de 15 *chips*, as curvas de desempenho de cada código, praticamente se sobrepõe uma às outras, devido a grande proximidade entre os mesmos na geração das seqüências de códigos, mas deve-se ressaltar que esta sobreposição é apenas aparente. As curvas em azul representam o número máximo de usuários que no caso da seqüência de 15 *chips* é de 4 usuários.

6.5.2 Simulações para as Seqüências de Códigos de Período 31 *Chips*

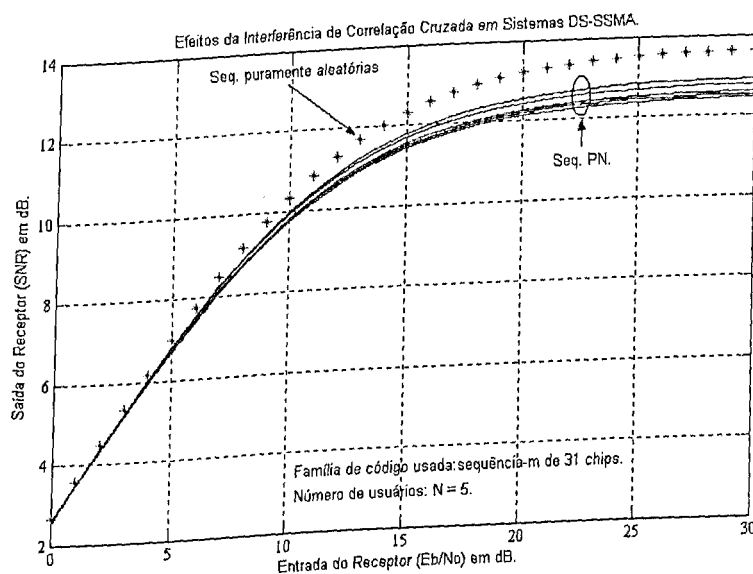


Figura 6.19 Desempenho da SNR para Seqüência-m de 31 *chips*.

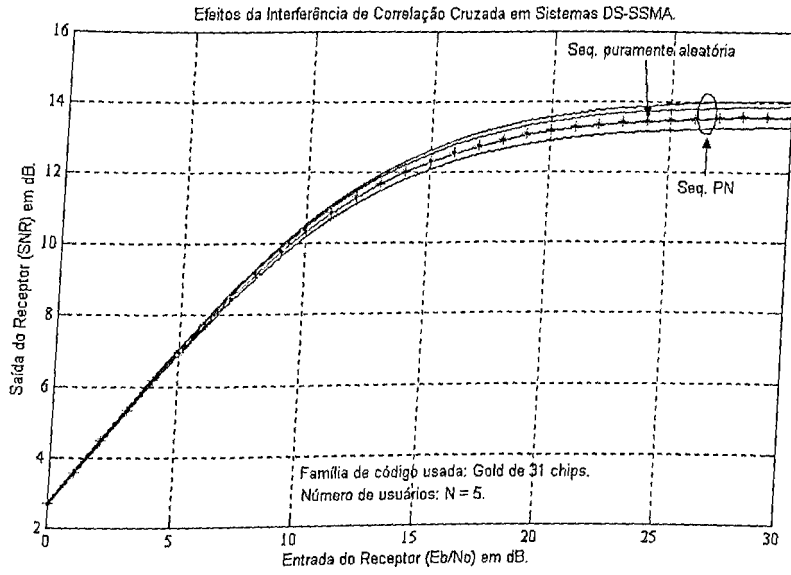


Figura 6.20 Desempenho da SNR para Gold de 31 chips.

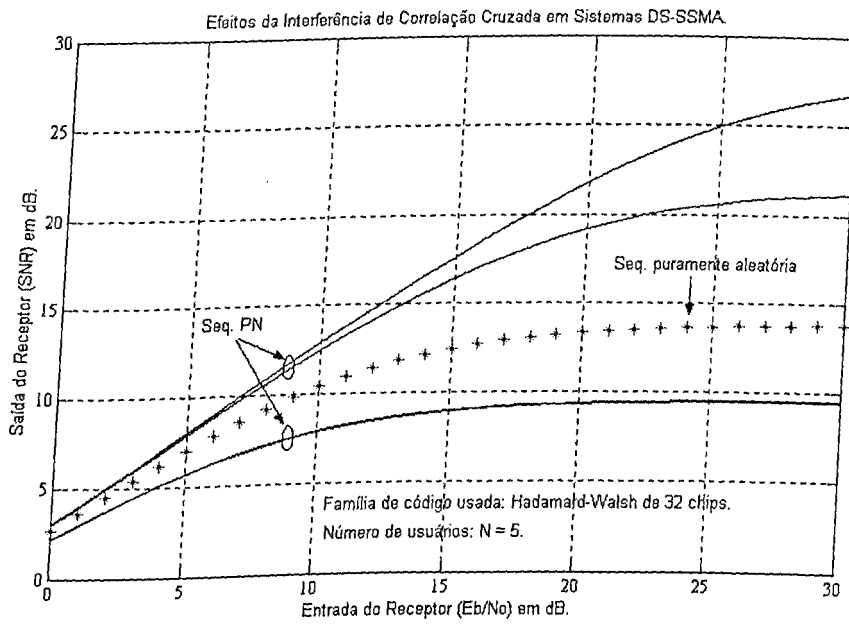


Figura 6.21 Desempenho da SNR para Hadamard-Walsh de 32 chips.

Com relação aos gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das seqüências de códigos de períodos de 31 *chips*, observa-se que ainda há uma diferença entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias (curva em vermelho), essa diferença é mais acentuada para a família de código *Hadamard-Walsh*.

Percebe-se que no caso das seqüências de código de *Hadamard-Walsh* algumas seqüências apresentam um ganho de potência considerável quando estas são comparadas com as seqüências puramente aleatórias, evidenciando assim um ótimo comportamento destas seqüências. O mesmo comportamento se repete neste período para o caso da saturação da potência de saída.

6.5.3 Simulações para as Seqüências de Códigos de Período 63 Chips

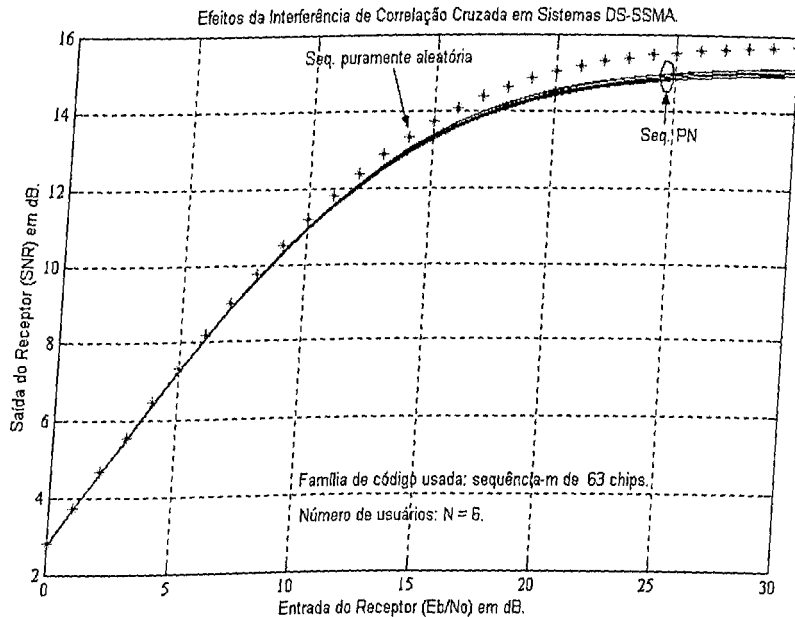


Figura 6.22 Desempenho da *SNR* para Seqüência-m de 63 chips.

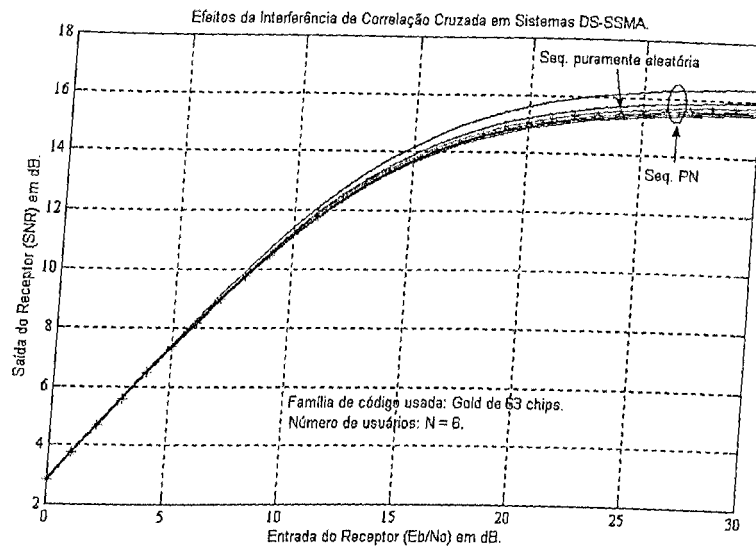


Figura 6.23 Desempenho da SNR para Gold de 63 chips.

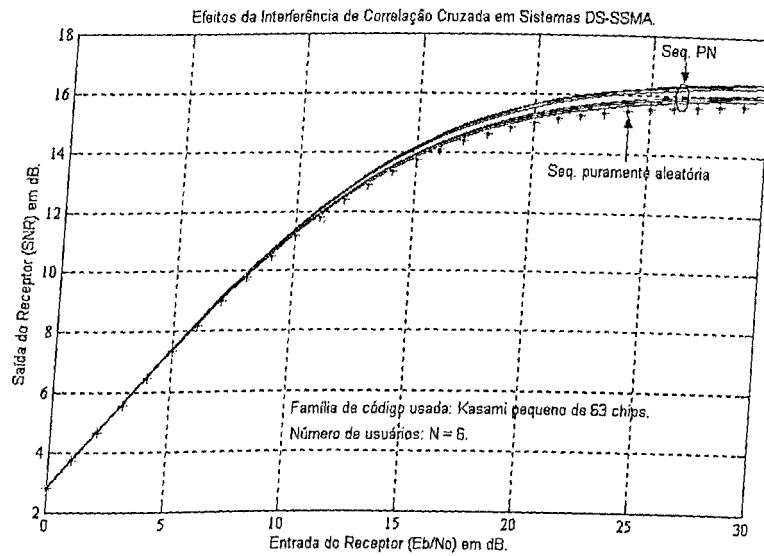


Figura 6.24 Desempenho da SNR para Kasami pequeno de 63 chips.

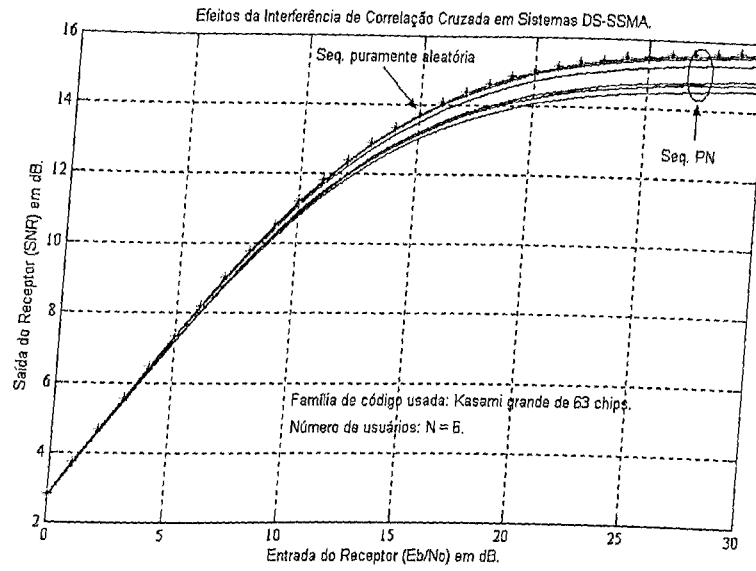


Figura 6.25 Desempenho da SNR para Kasami grande de 63 chips .

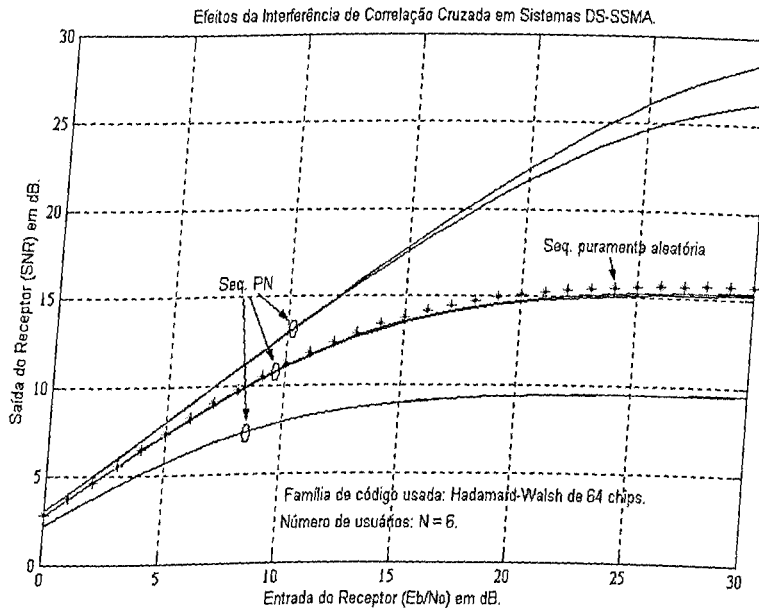


Figura 6.26 Desempenho da SNR para Hadamard-Walsh de 64 chips.

Os gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das seqüências de códigos de períodos de 63 *chips*, observa-se que há uma aproximação entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias, com exceção da família de código *Hadamard-Walsh*, que permanece com uma diferença considerável. Atribui-se essa aproximação nas seqüências ao aumento no período das seqüências de códigos analisadas. Novamente o mesmo comportamento se repete neste período para o caso da saturação da potência de saída.

Percebe-se que no caso das seqüências de código de *Hadamard-Walsh* algumas seqüências apresentam uma ganho de potência considerável quando estas são comparadas com as seqüências puramente aleatórias, evidenciando assim um ótimo comportamento destas seqüências.

6.5.4 Simulações para as Seqüências de Códigos de Período 127 *Chips*

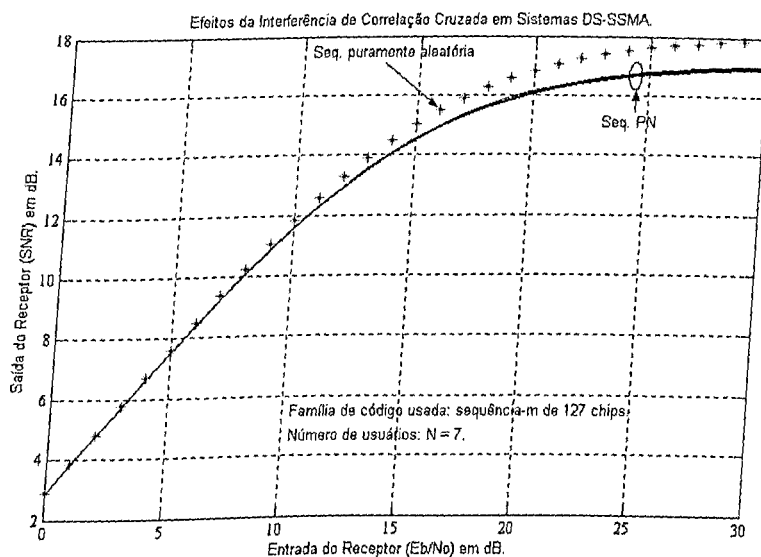


Figura 6.27 Desempenho da *SNR* para Seqüência-*m* de 127 *chips*.

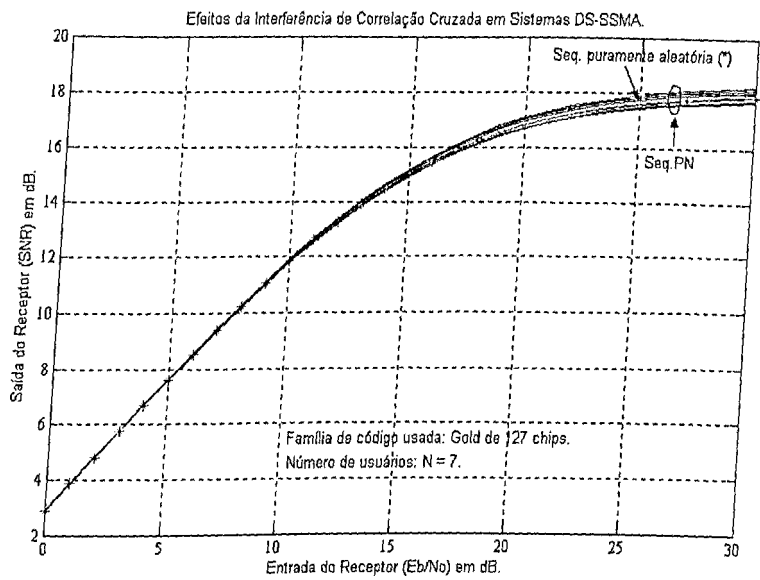


Figura 6.28 Desempenho da SNR para Gold de 127 chips.

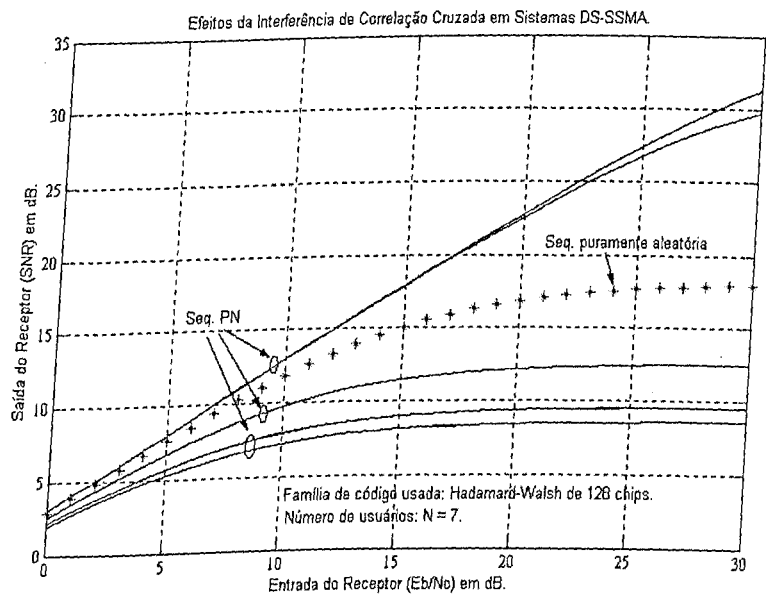


Figura 6.29 Desempenho da SNR para Hadamard-Walsh de 128 chips.

Com relação aos gráficos de desempenho da relação sinal ruído das seqüências de códigos de períodos de 127 *chips*, registra-se que a seqüência de código *Gold* praticamente se iguala com as seqüências puramente aleatórias, no entanto isso não é verdade para a família de código *Hadamard-Walsh*.

Percebe-se que no caso das seqüências de código de *Hadamard-Walsh* algumas seqüências apresentam um ganho de potência considerável quando estas são comparadas com as seqüências puramente aleatórias, evidenciando assim um ótimo comportamento destas seqüências.

6.5.5 Simulações para as Seqüências de Códigos de Período 255 Chips

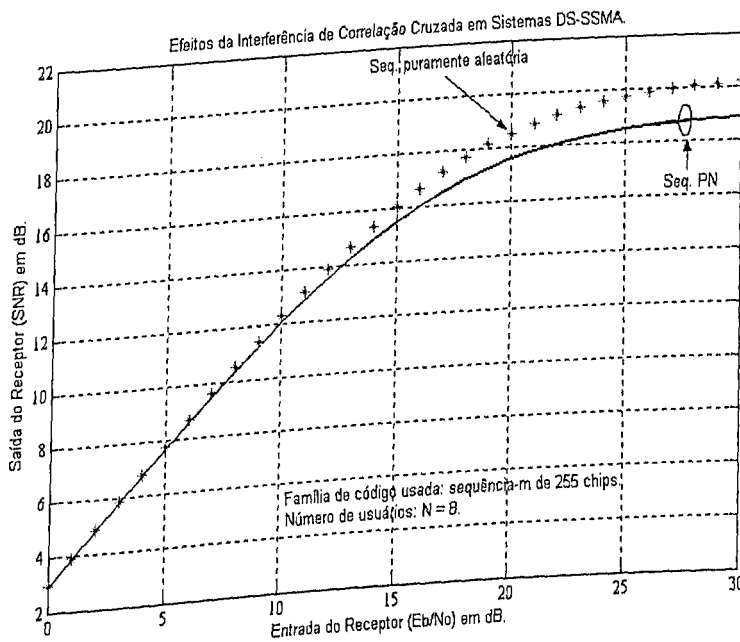


Figura 6.30 Desempenho da SNR para Seqüência-m de 255 chips.

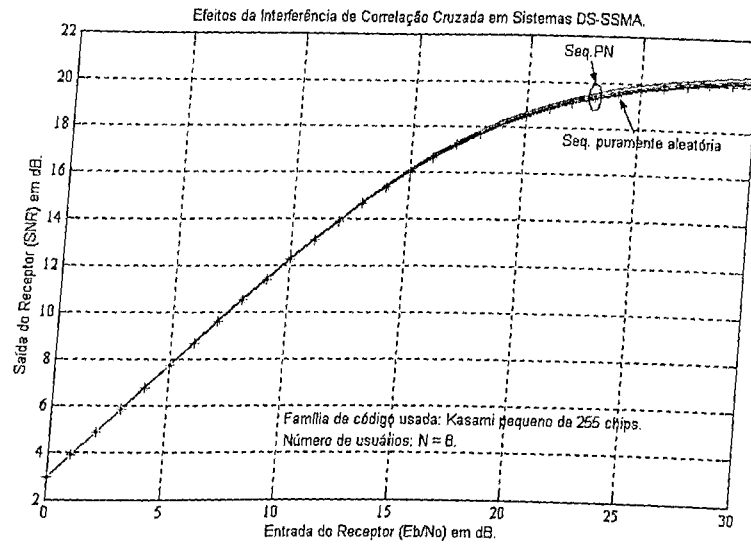


Figura 6.31 Desempenho da SNR para *Kasami* pequeno de 255 chips.

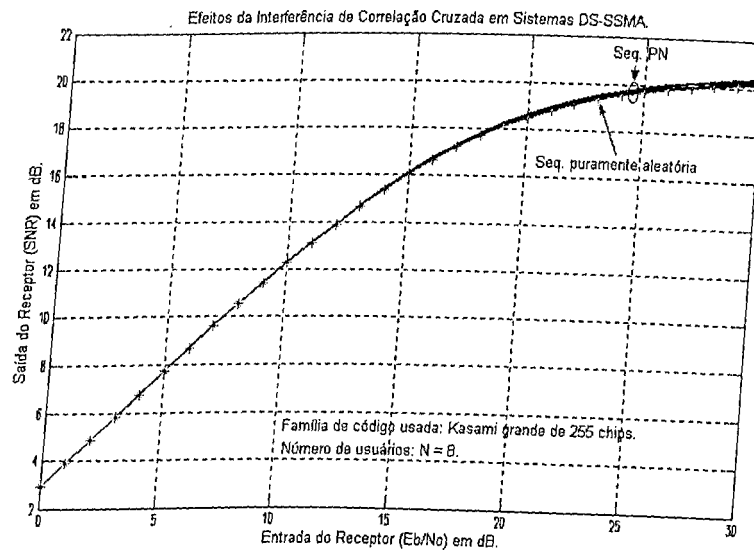


Figura 6.32 Desempenho da SNR para *Kasami* grande de 255 chips.

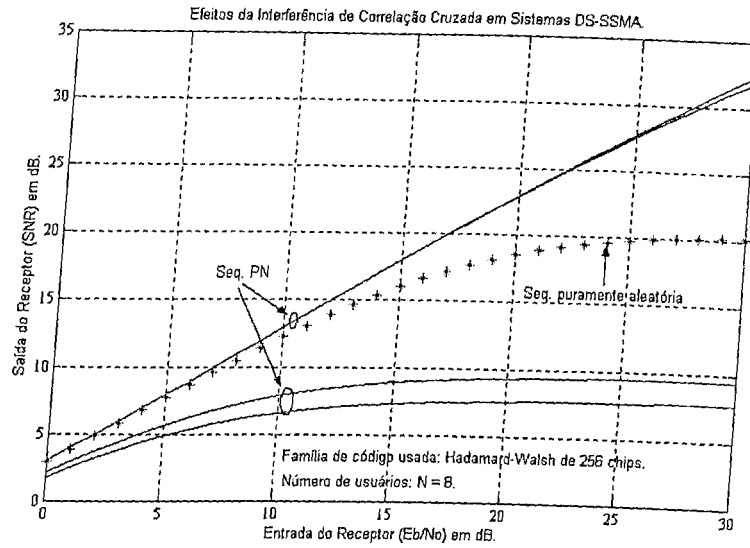


Figura 6.33 Desempenho da SNR para *Hadamard-Walsh* de 256 chips.

6.5.6 Simulações para as Sequências de Códigos de Período 511 Chips

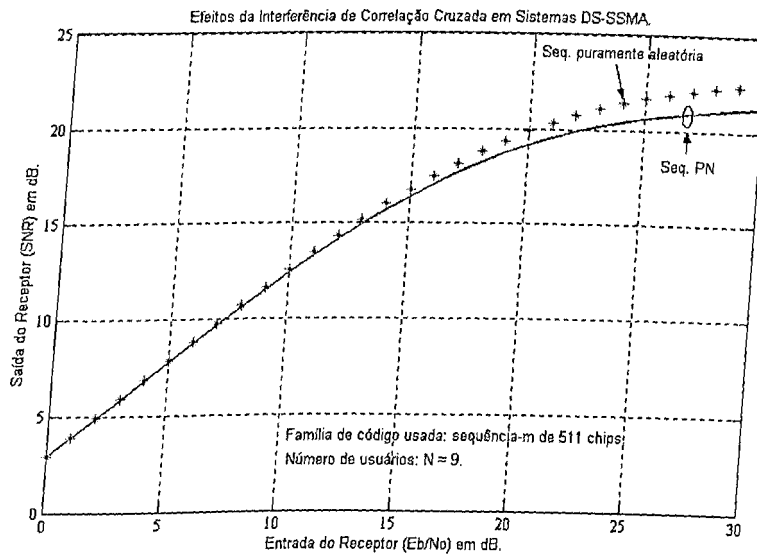


Figura 6.34 Desempenho da SNR para *Sequência-m* de 511 chips.

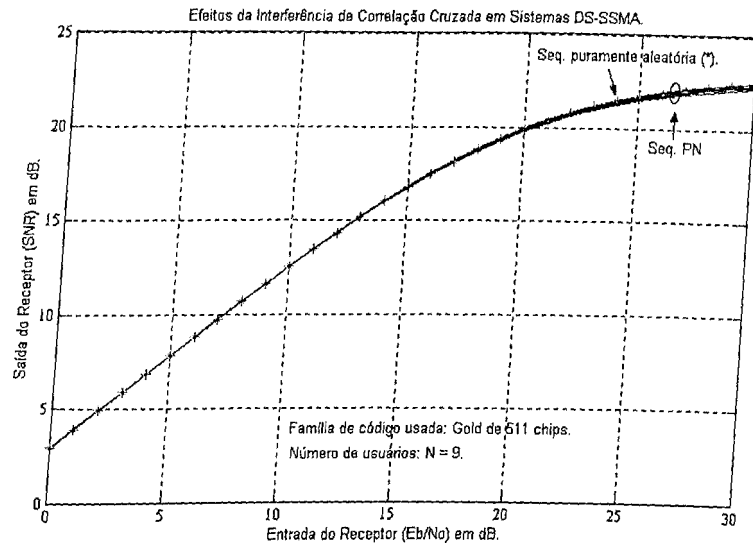


Figura 6.35 Desempenho da SNR para *Gold* de 511 chips

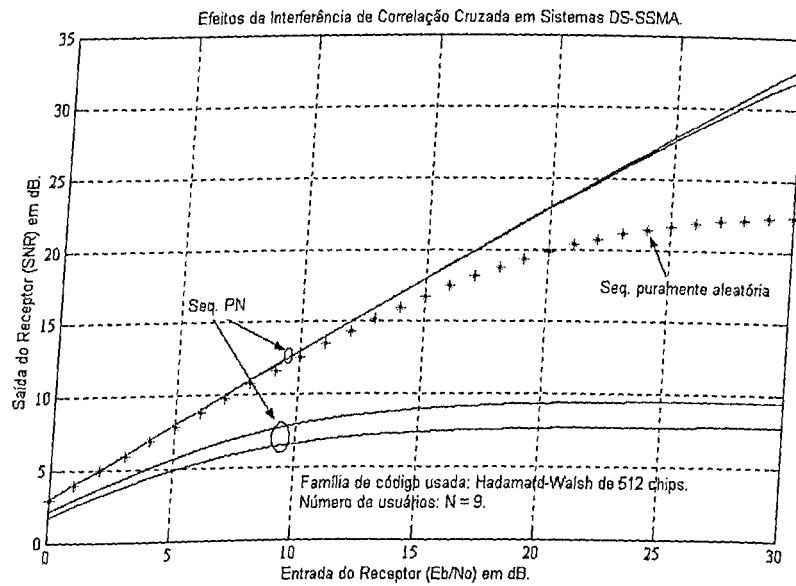


Figura 6.36 Desempenho da SNR para *Hadamard-Walsh* de 512 chips.

6.5.7 Simulações para as Seqüências de Códigos de Período 1023 Chips

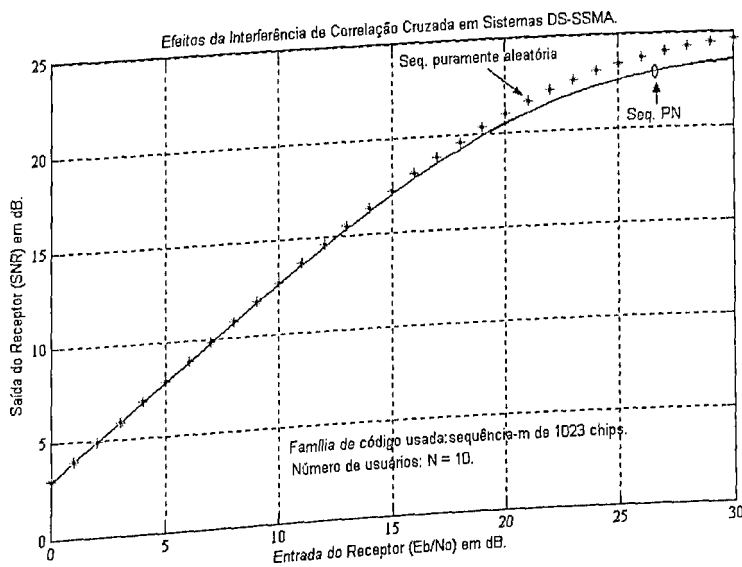


Figura 6.37 Desempenho da SNR para Seqüência-m de 1023 chips.

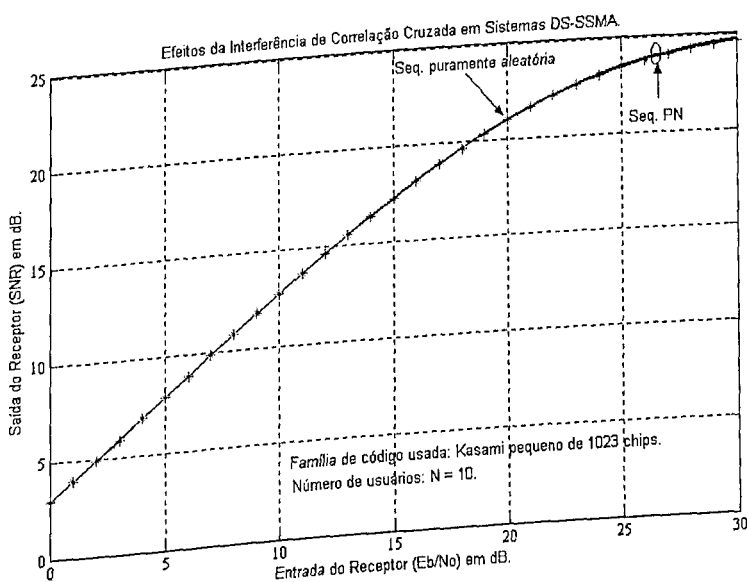


Figura 6.38 Desempenho da SNR para Kasami pequeno de 1023 chips.

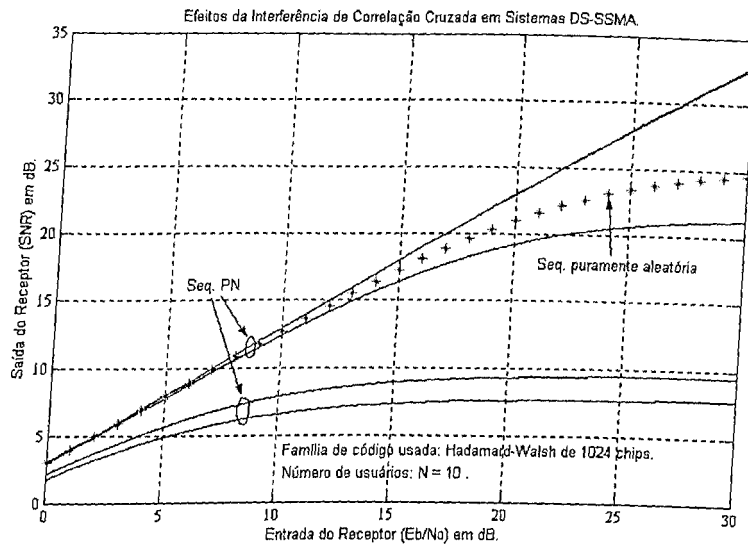


Figura 6.39 Desempenho da SNR para *Hadamard-Walsh* de 1024 chips.

6.5.8 Resultados numéricos para todas as Seqüências de Códigos

A tabela 6.1 mostra duas propriedades interessantes acerca das propriedades de correlação cruzada em sistemas DS-SSMA. A 6ª coluna da esquerda para a direita mostra a porcentagem de correlação cruzada dos diversos códigos usados na simulação em todos os período analisados, pode-se notar que em todos os períodos analisados as *seqüências-m* apresentam a menor porcentagem de correlação cruzada ou seja de interferência de acesso múltiplo para todos os períodos de códigos analisados, seguidos pela seqüências de códigos *Gold*, em alguns casos a seqüência de código *Kasami* de tamanho pequeno supera as seqüências de códigos *Gold*. Está claro que a seqüência de código de *Hadamard-Walsh*, em todos os períodos analisados, apresenta uma característica singular, que é próprio desta seqüência que é determinística e vinculada a

sistemas assíncronos, esta característica singular evidencia mais ainda a sua ortogonalidade.

Tabela 6.1 Parâmetros da Correlação Cruzada para Famílias de Sequências de Códigos Lineares usadas em Sistemas DS-SSMA.

Família	N	$r_{k,i}$	$2\mu_{k,i}(0)$	$\mu_{k,i}(1)$	$\frac{ \mu_{k,i}(1) }{r_{k,i}} \cdot 100\%$	$2N^2$	$\frac{ r_{k,i} - 2N^2 }{r_{k,i}} \cdot 100\%$
Gold	31	4.486	3.614	872	19,4	1.922	57
Sequência-m	31	2.550	2.606	- 56	2,2	1.922	24,6
Hadamard-Walsh	32	22.528	16.832	5.696	25,3	2.048	90
Gold	63	16.326	17.166	- 840	5,1	7.938	51
<i>Kasami Pequeno</i>	63	14.366	13.518	848	5,9	7.938	44,7
<i>Kasami Grande</i>	63	16.686	15.614	1.272	7,6	7.938	52
Sequência-m	63	9.878	10.302	- 424	4,3	7.938	19,6
Hadamard-Walsh	64	67.808	131.788	- 44.160	65,1	8.192	87,9
<i>Gold</i>	127	66.150	59.918	6.232	9,4	32.258	51
Sequência-m	127	41.894	42.430	- 536	1,3	32.258	23
Hadamard-Walsh	128	1.398.784	1.049.344	349.440	25	32.768	97,6
<i>Kasami Pequeno</i>	255	249.038	238.366	10.672	4,3	130.050	47,7
<i>Kasami Grande</i>	255	168.860	156.140	12.720	7,6	130.050	23
Sequência-m	255	183.566	182.110	1.456	0,8	130.050	29
Hadamard-Walsh	256	5.594.112	8.390.144	-2.796.032	50	131.072	98,6
<i>Gold</i>	511	939.702	1.002.558	- 62.856	6,68	522.242	44,4
Sequência-m	511	713.758	356.655	448	0,06	522.242	26,8
Hadamard-Walsh	512	89.522.176	61.545.472	27.976.704	31,2	524.288	99,4
Gold	1023	*-----	*-----	*-----	*-----	2093.058	*-----
<i>Kasami Pequeno</i>	1023	3.993.358	4.081.790	- 88.432	2,2	2093.058	47,6
<i>Kasami Grande</i>	1023	*-----	*-----	*-----	*-----	2093.058	*-----
Sequência-m	1023	2.821.982	1.438.063	- 54.144	1,9	2093.058	25,8
Hadamard-Walsh	1024	268.464.128	492189.696	-223725568	83,3	2097.152	99,6

Assim, conclui-se que esta sequência de códigos não é recomendada para sistemas DS-SSMA. Não foi possível colher resultados para as sequências de códigos

Gold e *Kasami* grande no período de 1023 *chips*, por problemas com falta de memória para o processamento, acima deste período de sequência de código sugere-se o uso de computadores de grande porte. Uma outra propriedade que pode ser observada da tabela 6.1 é a porcentagem dos parâmetros de interferência média entre as seqüências de códigos *PN* analisadas e as seqüência de códigos puramente aleatórias. A 8ª coluna da esquerda para a direita ou última coluna ilustra essa propriedade em forma de números percentuais. A sétima coluna ou o termo $2N^2$ representa os parâmetros de interferência média para seqüências de códigos puramente aleatórias [32].

6.6 Desempenho do Sistema *DS-SSMA* Considerando o Ruído Gaussiano e o Ruído Impulsivo

Considerando agora um sistema *DS-SSMA* na presença de ruído gaussiano e do ruído impulsivo, a saída do receptor de correlação é dada por:

$$Z_i = \int_0^T r(t) a_i(t) \cos \omega_c t dt \quad (6.47)$$

onde,

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) + w(t) + v(t) \quad (6.48)$$

Substituindo a equação (6.48) na equação (6.47) e usando os resultados da equação (6.23),

$$Z_i = \sqrt{P/2} \left\{ b_{i,0} T + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [b_{k,-1} R_{\tau,i}(\tau_k) + b_{k,0} \hat{R}_{k,i}(\tau_k)] \cos \phi_k \right\} +$$

$$\int_0^T w(t) a_i(t) \cos \omega_c t dt + \int_0^T v(t) a_i(t) \cos \omega_c t dt \quad (6.49)$$

ou

$$Z_i = I + W + V \quad (6.50)$$

onde

$$I = \sqrt{P/2} \left\{ b_{i,0} T + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [b_{k,-1} R_{\tau,i}(\tau_k) + b_{k,0} R_{k,i}(\tau_k)] \cos \phi_k \right\} \quad (6.51)$$

$$W = \int_0^T w(t) a_i(t) \cos \omega_c t dt \quad (6.52)$$

$$V = \int_0^T v(t) a_i(t) \cos \omega_c t dt \quad (6.53)$$

De acordo com os resultados do capítulo V e das equações (5.29), (5.30) e (5.55):

$$\text{Var}(Z_i) = \frac{PT^2}{12N^3} \left[\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [2\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(1)] + \frac{N_o T}{4} + \frac{A_v^2 \lambda_v T}{2} \right] \quad (6.54)$$

onde $\text{Var}(Z_i)$ é a variância de Z_i .

A relação sinal-ruído é dada pela relação entre o valor *rms* do sinal $T\sqrt{P/2}$

pelo valor *rms* do ruído $\sqrt{\text{Var}(Z_i)}$, ou seja:

$$(SNR)_i = \frac{T\sqrt{\frac{P}{2}}}{\left\{ \frac{PT^2}{12N^3} \left[\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K 2\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(1) \right] + \frac{N_o T}{4} + \frac{A_v^2 \lambda_v T}{2} \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (6.55)$$

$$(SNR)_i = \frac{1}{\left\{ (6N^3)^{-1} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [2\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(1)] + \frac{N_O}{2E} + \frac{A_v^2 \lambda_v}{E} \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (6.56)$$

ou

$$(SNR)_i = \frac{1}{\left\{ (6N^3)^{-1} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [2\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(1)] + \frac{1}{2}(SWR)^{-1} + (IWR)(AVARR)(SWR)^{-1} \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (6.57)$$

onde, $(SWR) = \frac{E_b}{N_O}$, $(IWR) = \frac{A_v^2}{N_O T}$ e $AVARR = \lambda_v T$, todos definidos no capítulo V.

6.7 Procedimentos e Resultados para as Simulações, Considerando o Ruído Gaussiano e o Ruído Impulsivo

Os procedimentos da simulação deste item foram executadas da seguinte forma: primeiramente fixou-se o valor da taxa de chegada do ruído impulsivo ($AVARR$) que foi estipulada em 0, 1 e 2 de acordo com as simulações efetuadas no capítulo V, então calcula-se e esboça o gráfico da SNR para os valores de IWR fixados em 0, 0,125, 0,25, 0,5 e 1, também de acordo com as simulações efetuadas no capítulo V. Para uma determinada sequência de código, por exemplo *seqüência-m* de 15 *chips*, foi calculado e demonstrado em forma de gráficos a SNR em função da relação sinal ruído branco mais o ruído impulsivo para todos os códigos possíveis neste período, neste caso 4 seqüências de códigos. Foram efetuadas simulações também para as *seqüências-m* de 31 *chips*.

6.7.1 Simulações para as Sequências-m de Período 15 Chips.

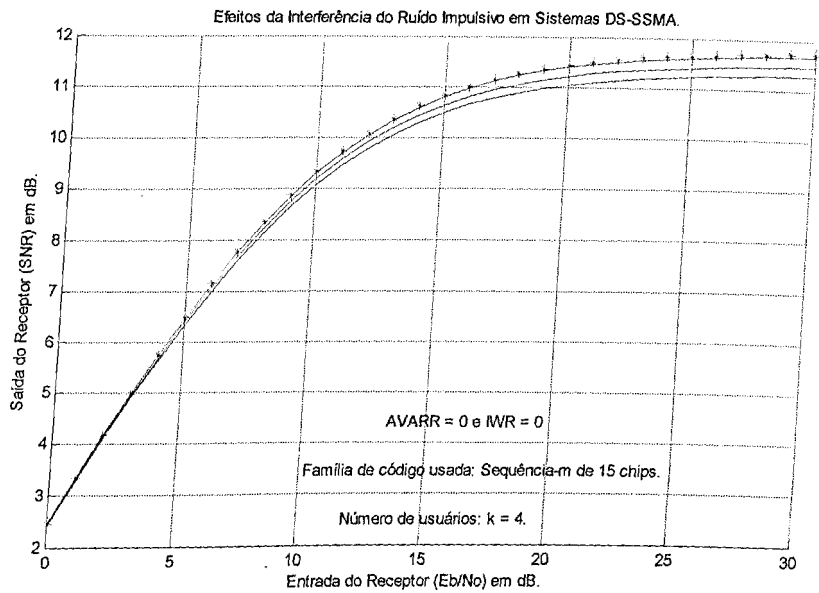


Figura 6.40 Desempenho da SNR para Sequências-m de 15 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 0 e IWR = 0.

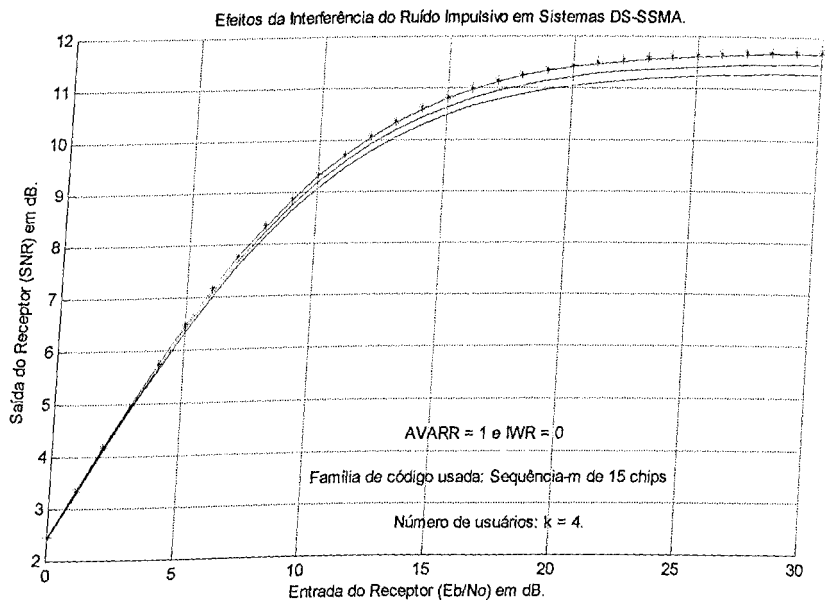


Figura 6.41 Desempenho da SNR para Sequências-m de 15 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0.

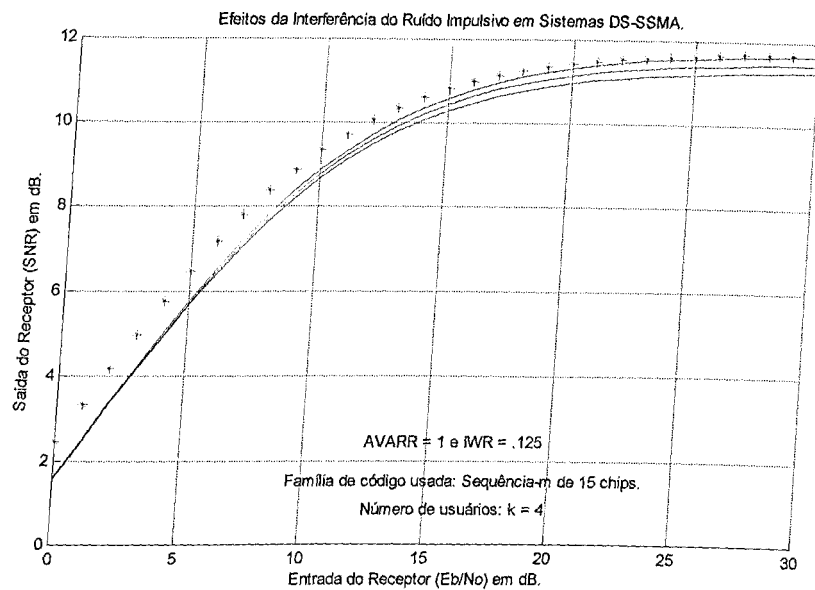


Figura 6.42 Desempenho da SNR para Sequências- m de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,125.

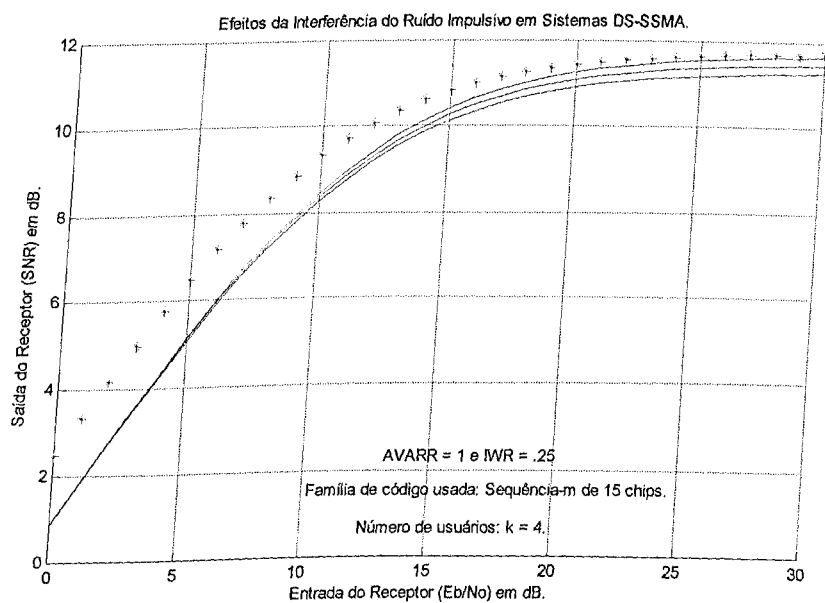


Figura 6.43 Desempenho da SNR para Sequências- m de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,25.

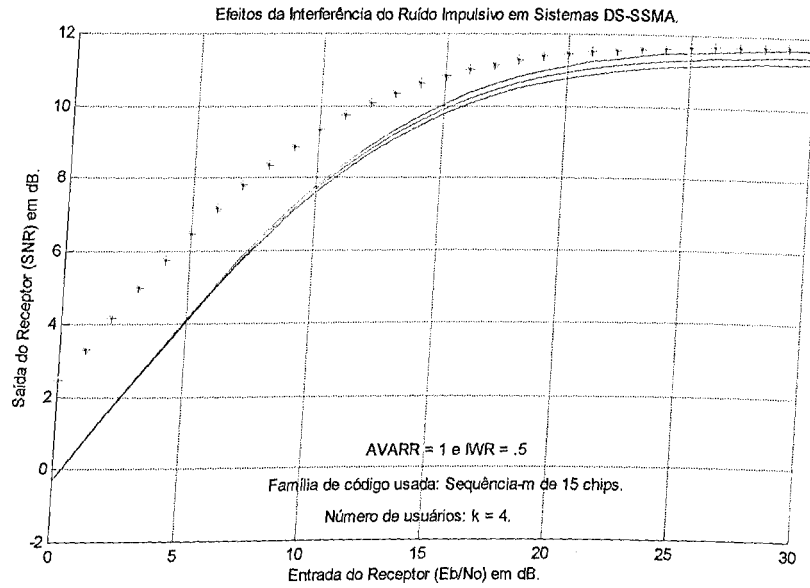


Figura 6.44 Desempenho da *SNR* para *Sequências-m* de 15 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,5.

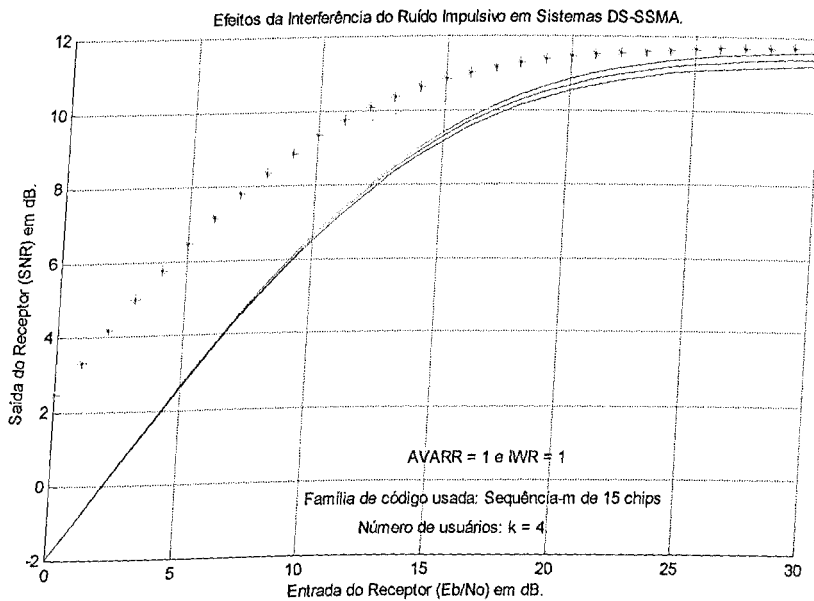


Figura 6.45 Desempenho da *SNR* para *Sequências-m* de 15 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 1.

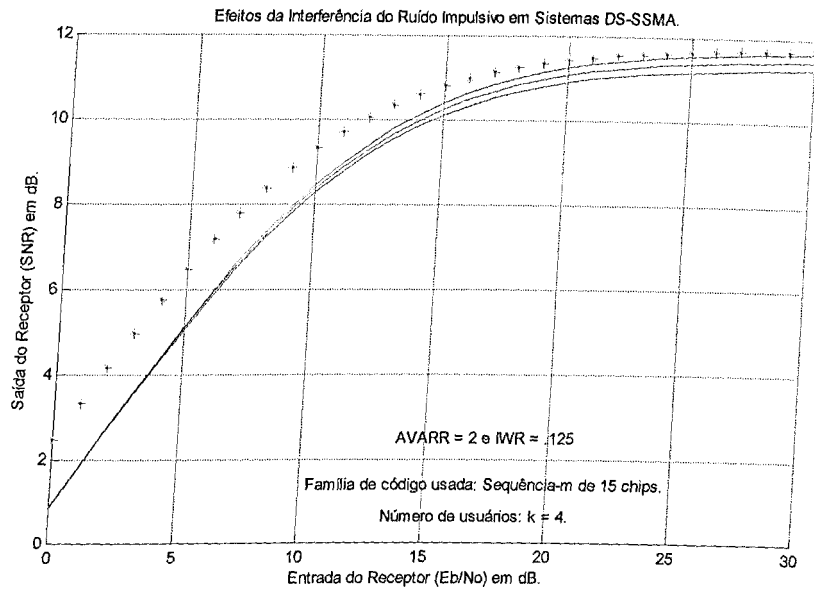


Figura 6.46 Desempenho da SNR para Sequências-m de 15 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,125.

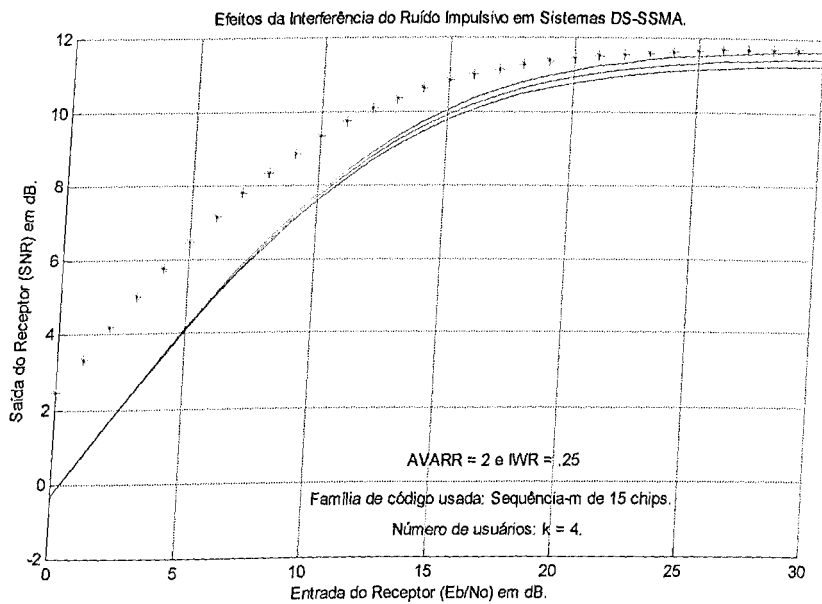


Figura 6.47 Desempenho da SNR para Sequências-m de 15 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,25.

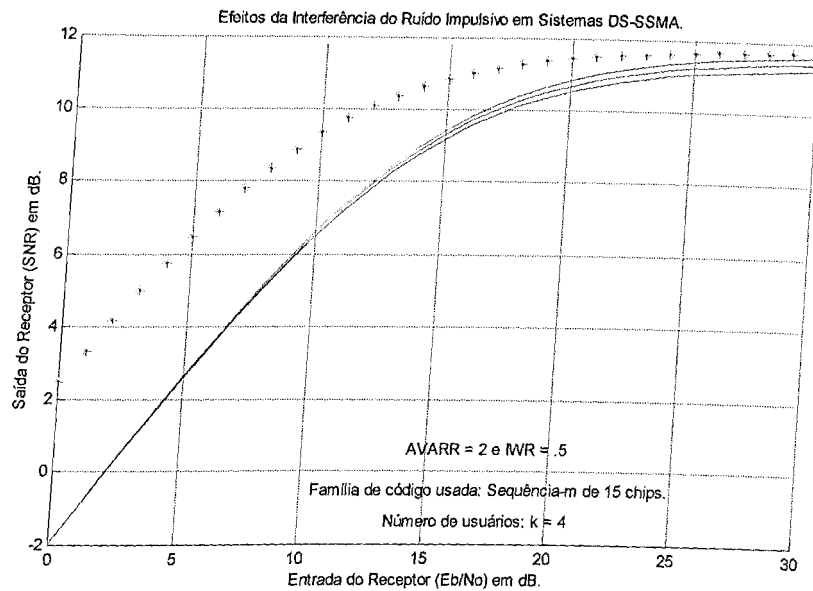


Figura 6.48 Desempenho da *SNR* para *Sequências-m* de 15 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,5.

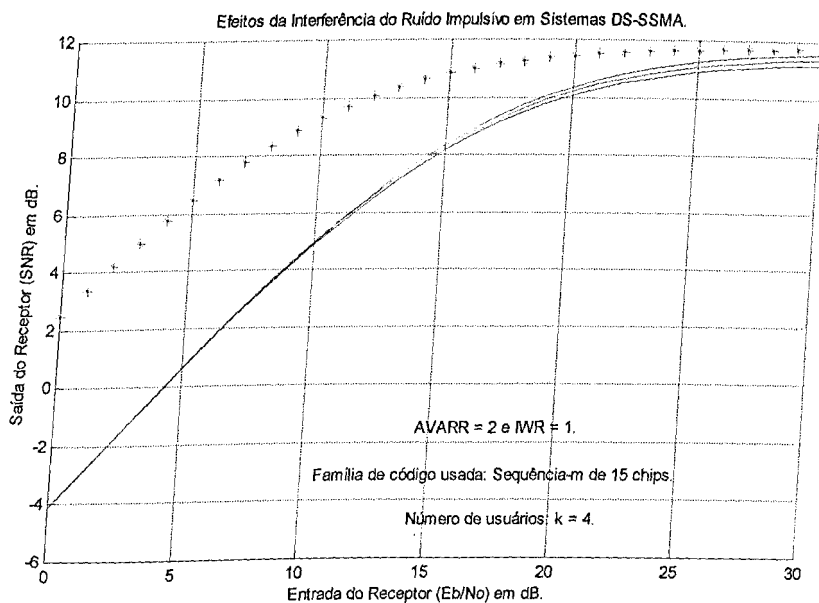


Figura 6.49 Desempenho da *SNR* para *Sequências-m* de 15 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 1.

Na análise dos gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das *seqüências-m* de períodos de 15 *chips*, com ruído impulsivo, percebe-se claramente que a diferença entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias (no gráfico esta é representada pela curva de asterisco em vermelho), vai aumentando à medida que se aumenta a taxa do ruído impulsivo bem como a taxa de chegada desses ruídos. Observa-se também que para todos os gráficos analisados neste período de 15 *chips*, as curvas de desempenho de cada código, continua se sobrepondo uma às outras, devido a grande proximidade entre os mesmos na geração das seqüências de códigos, mas deve-se ressaltar que esta sobreposição é apenas aparente. As curvas em azul representam o número máximo de usuários que no caso da *seqüência-m* de 15 *chips* é de 4 usuários.

6.7.2 Simulações para as Seqüências *Kasami* Pequeno de Período 15 Chips.

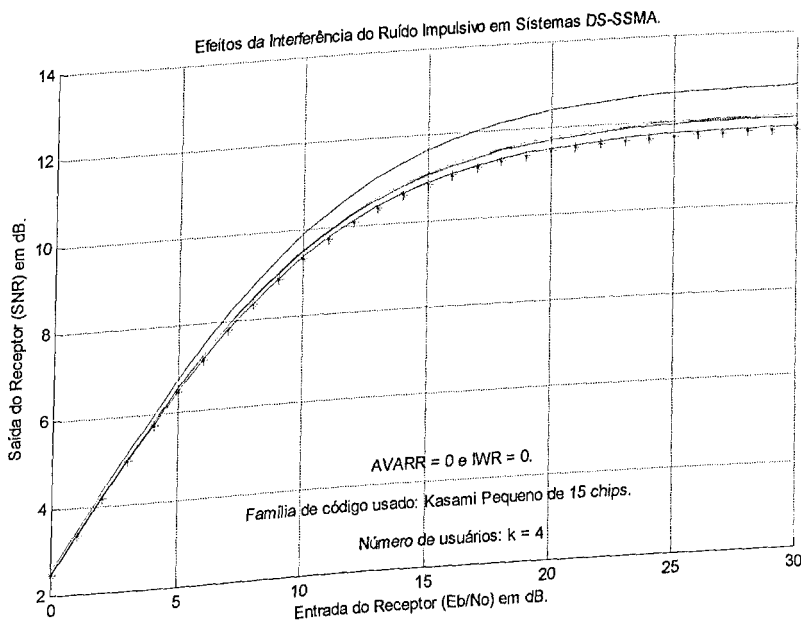


Figura 6.50 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Pequeno de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 0$ e $IWR = 0$.

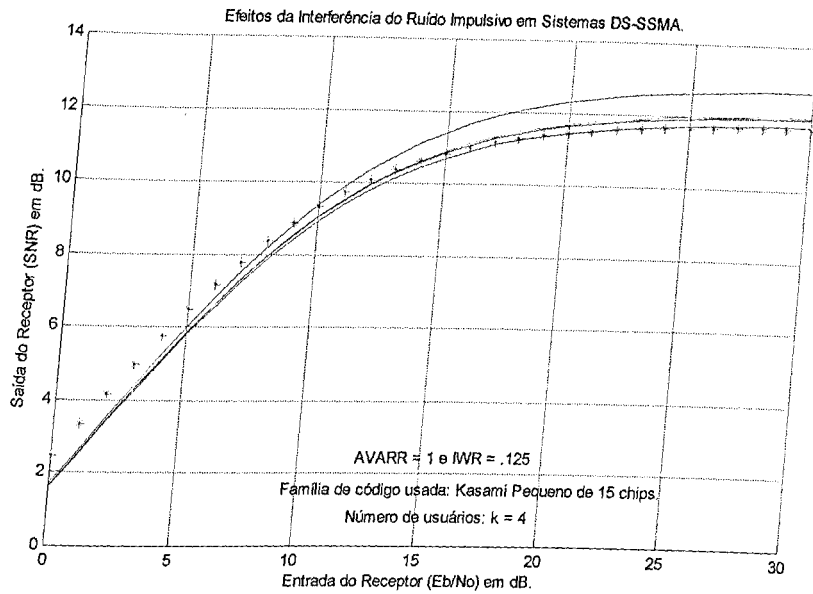


Figura 6.51 Desempenho da *SNR* para *Kasami Pequeno de 15 Chips* com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,125.

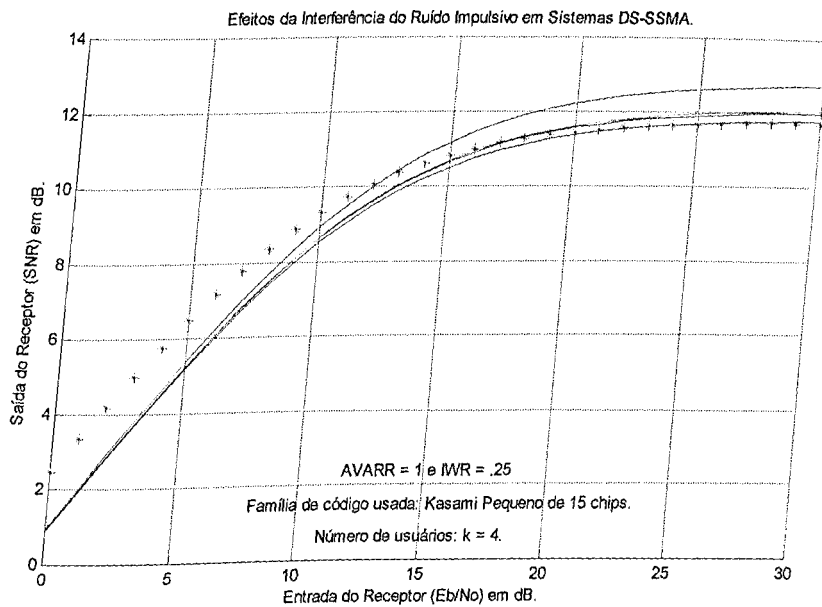


Figura 6.52 Desempenho da *SNR* para *Kasami Pequeno de 15 Chips* com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,25.

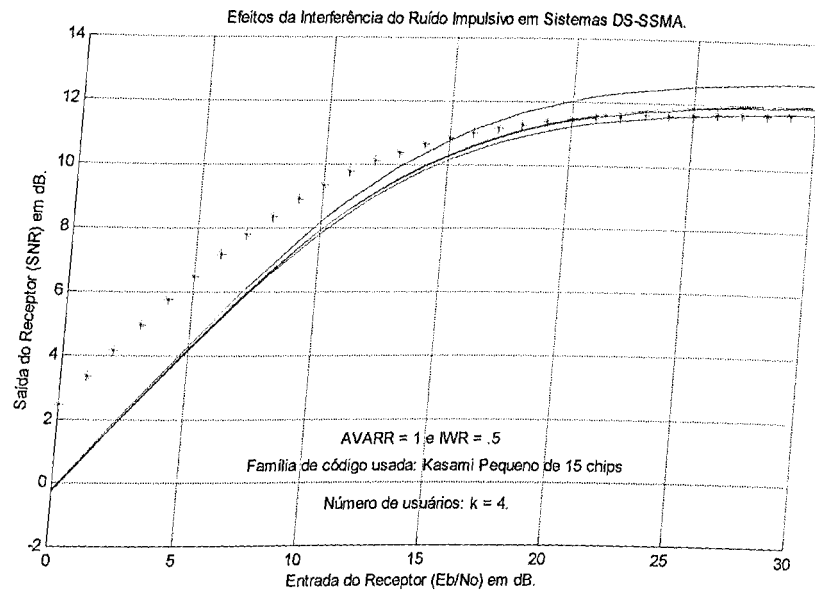


Figura 6.53 Desempenho da *SNR* para *Kasami Pequeno de 15 Chips* com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,5.

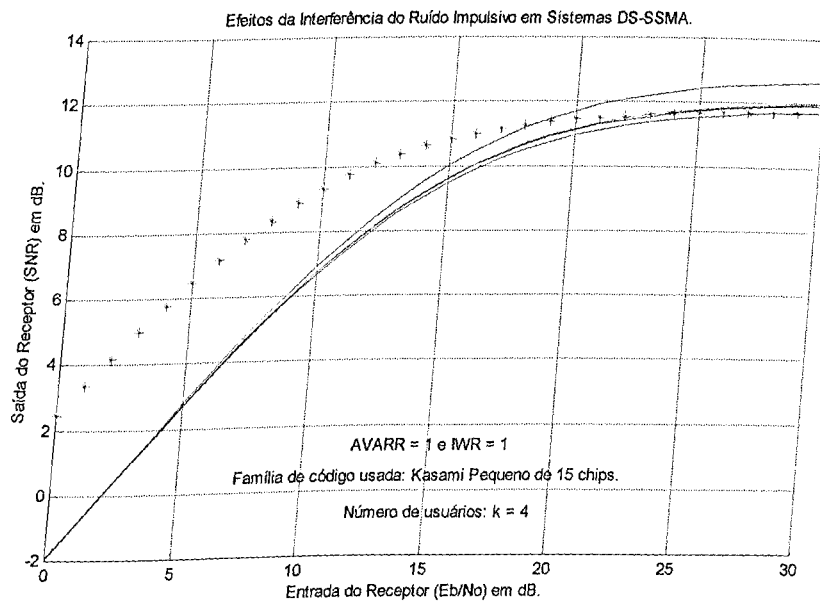


Figura 6.54 Desempenho da *SNR* para *Kasami Pequeno de 15 Chips* com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 1.

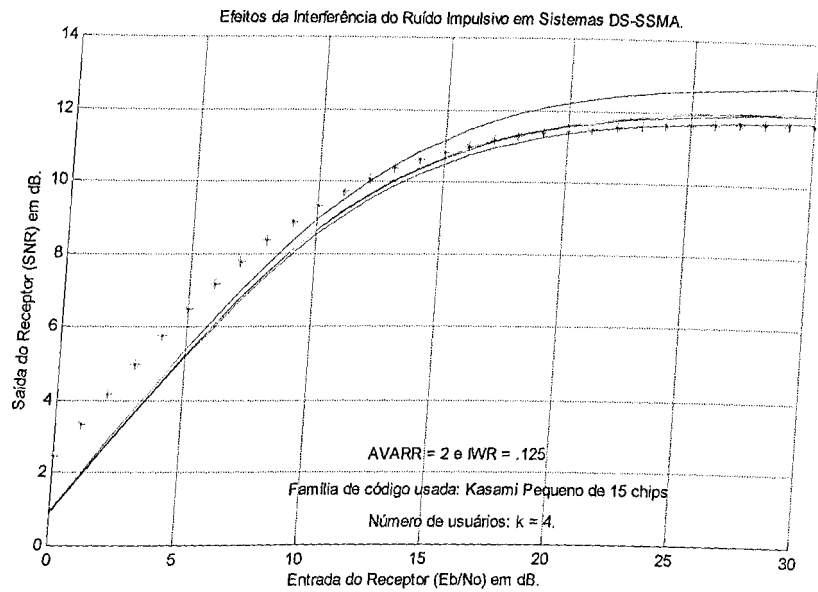


Figura 6.55 Desempenho da SNR para *Kasami Pequeno de 15 Chips* com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,125.

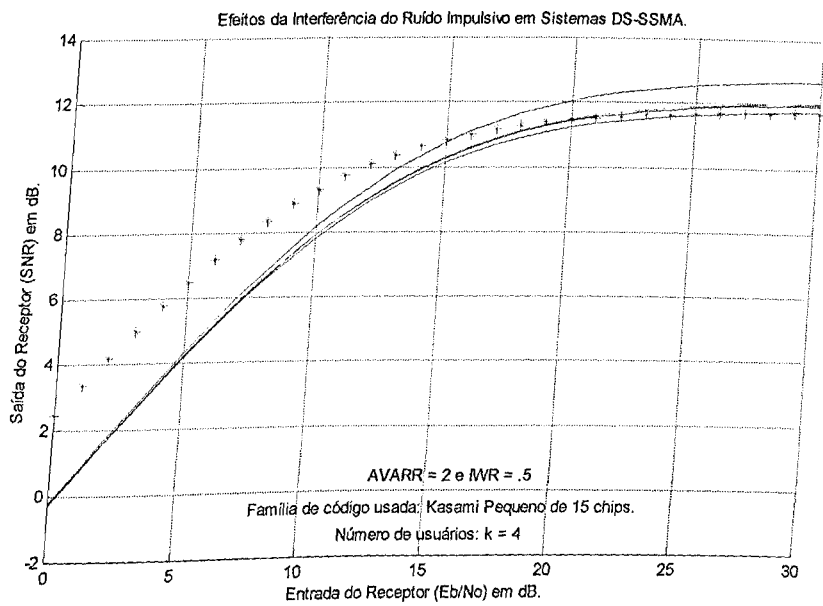


Figura 6.56 Desempenho da SNR para *Kasami Pequeno de 15 Chips* com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,25.

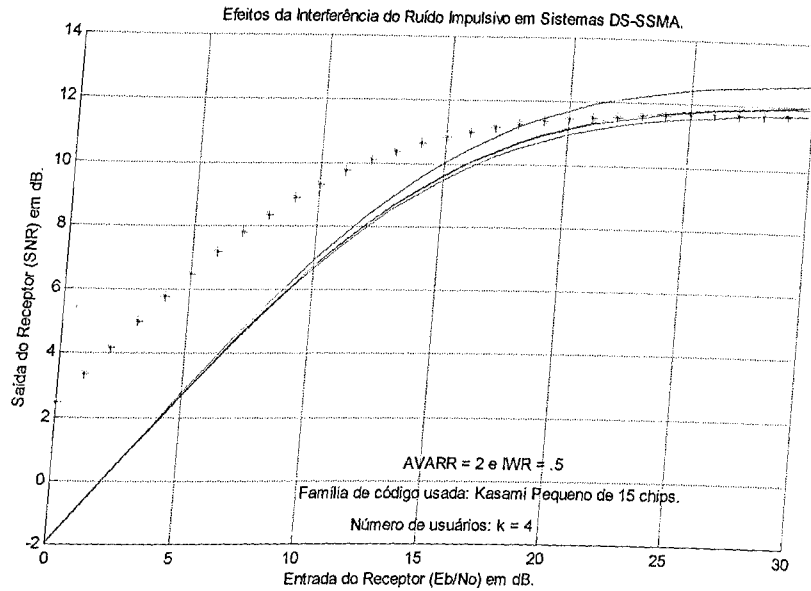


Figura 6.57 Desempenho da SNR para Kasami Pequeno de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,5.

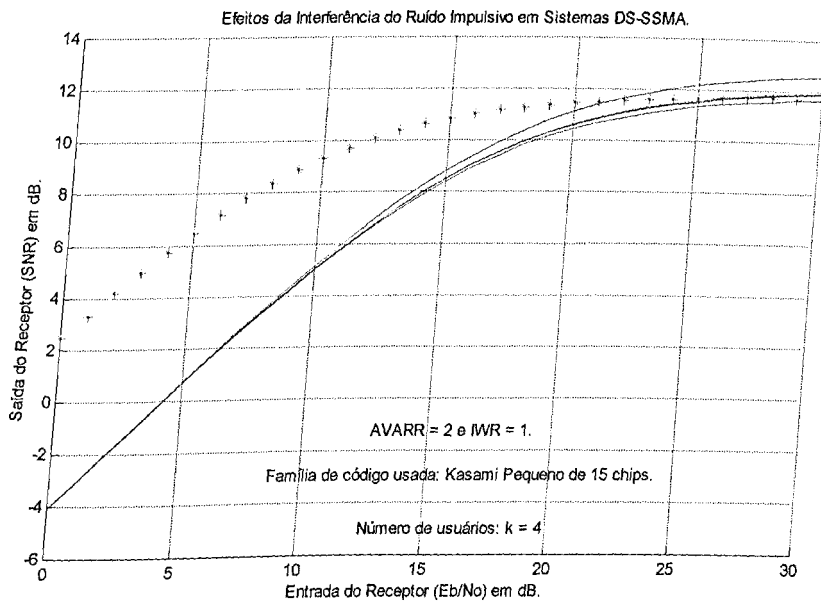


Figura 6.58 Desempenho da SNR para Kasami Pequeno de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 1.

Na análise dos gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das seqüências de *Kasami* Pequeno de períodos de 15 *chips*, com ruído impulsivo, percebe-se claramente que a diferença entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias (no gráfico esta é representada pela curva de asterisco em vermelho), vai aumentando à medida que se aumenta a taxa do ruído impulsivo bem como a taxa de chegada desses ruídos. Observa-se também que para todos os gráficos analisados neste período de 15 *chips*, as curvas de desempenho de cada código, continua se sobrepondo uma às outras, devido a grande proximidade entre os mesmos na geração das seqüências de códigos, mas deve-se ressaltar que esta sobreposição é apenas aparente. As curvas em azul representam o número máximo de usuários que no caso da *seqüência-m* de 15 *chips* é de 4 usuários.

6.7.3 Simulações para as Seqüências *Kasami* Grande de Período 15 Chips.

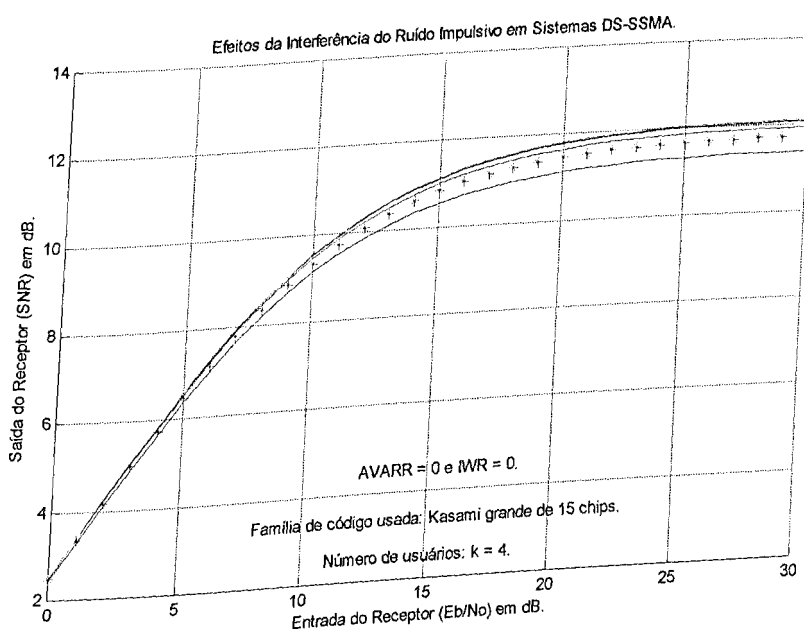


Figura 6.59 Desempenho da SNR para *Kasami* Grande de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 0 e IWR = 0.

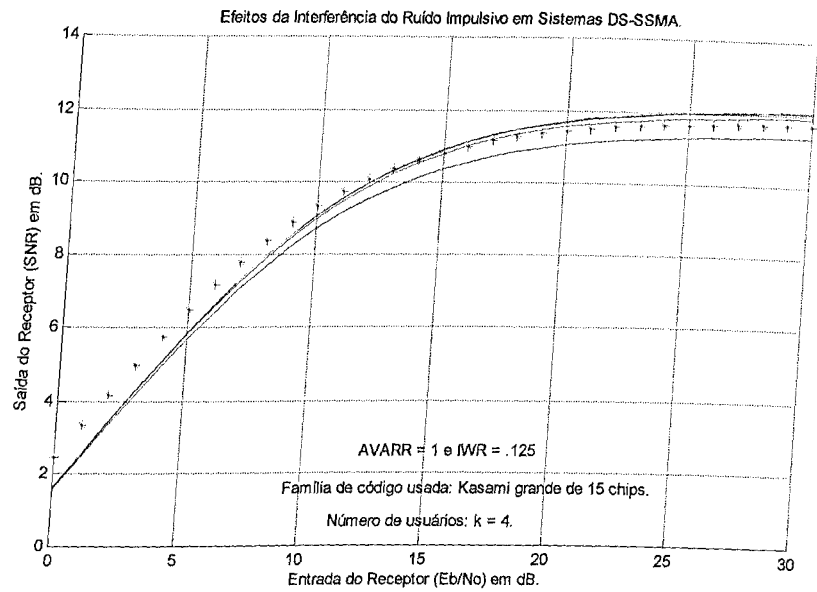


Figura 6.60 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Grande de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,125.

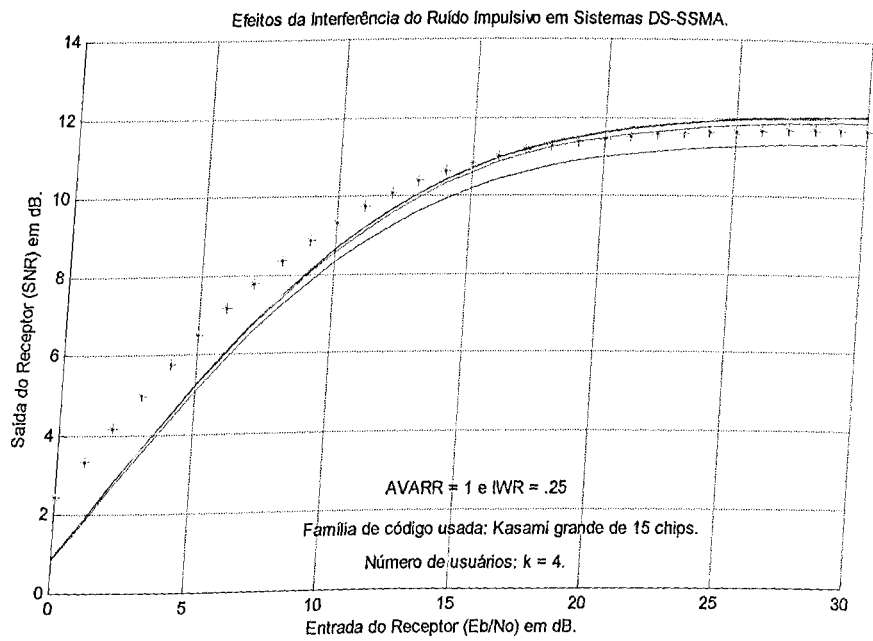


Figura 6.61 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Grande de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,25.

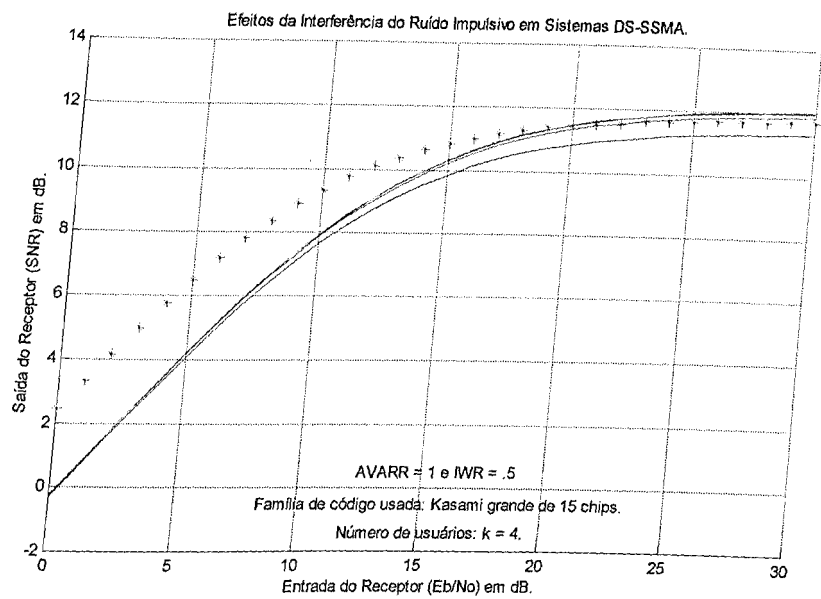


Figura 6.62 Desempenho da SNR para *Kasami* Grande de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,5.

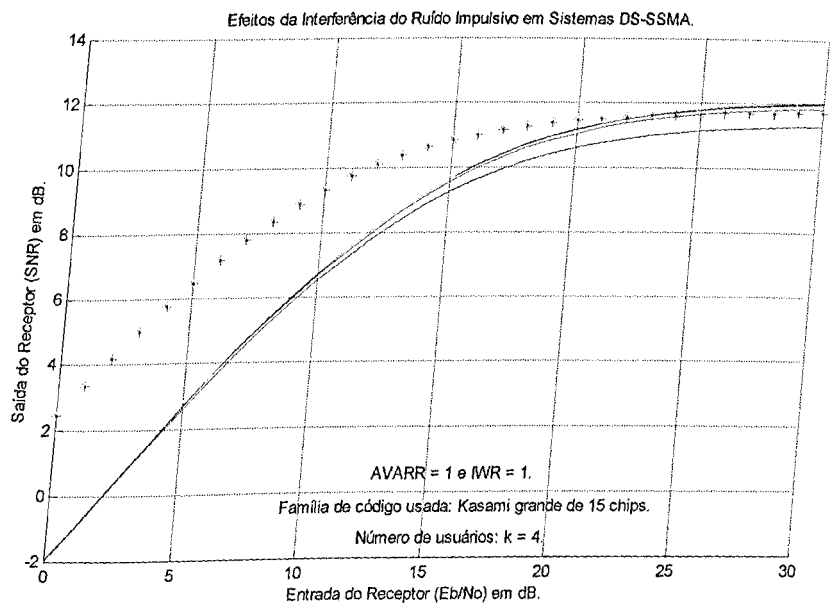


Figura 6.63 Desempenho da SNR para *Kasami* Grande de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 1.

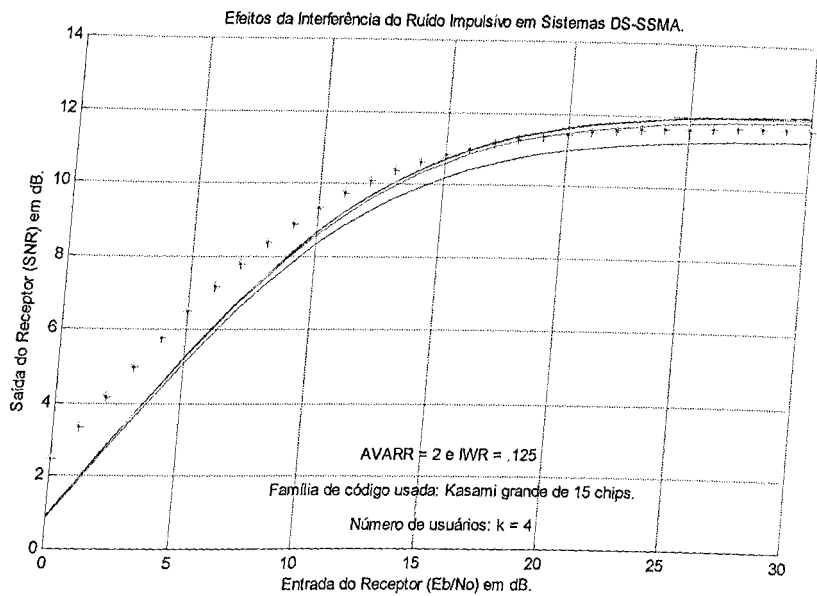


Figura 6.64 Desempenho da SNR para *Kasami* Grande de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,125.

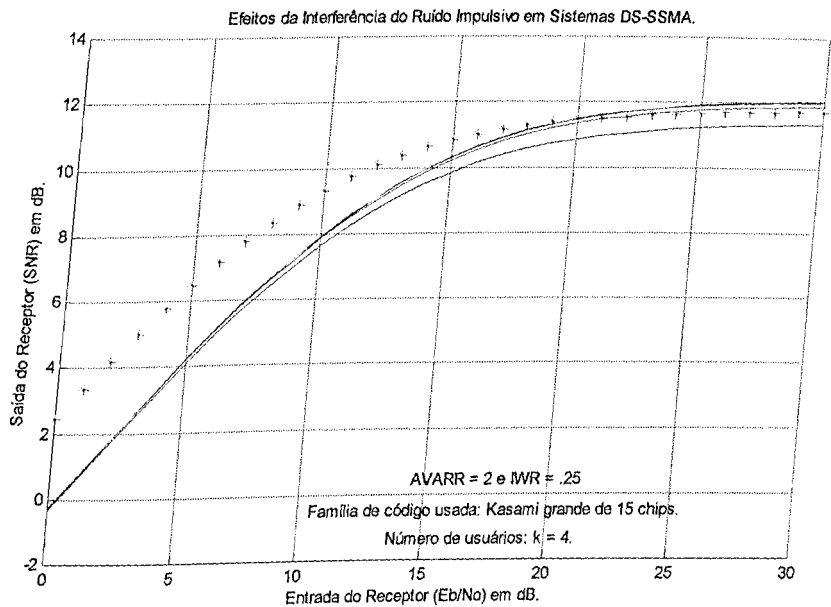


Figura 6.65 Desempenho da SNR para *Kasami* Grande de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,25.

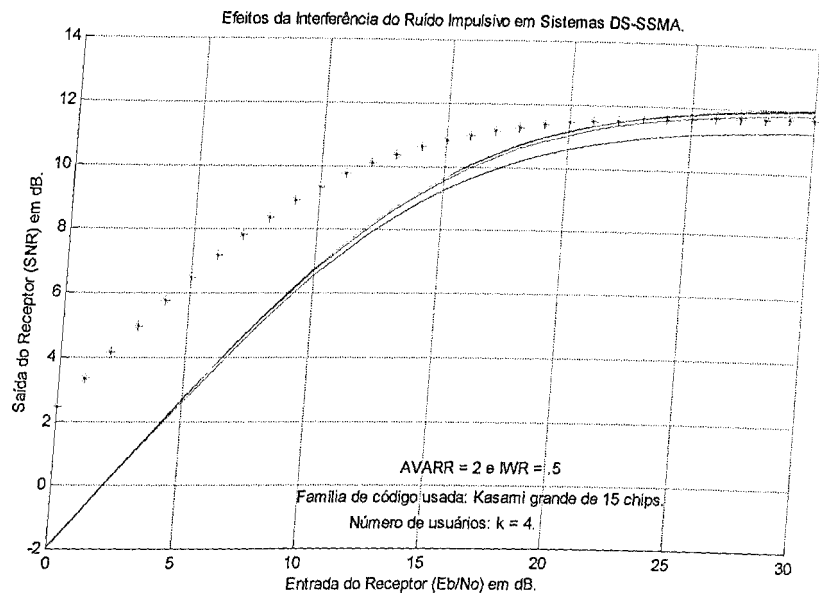


Figura 6.66 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Grande de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,5.

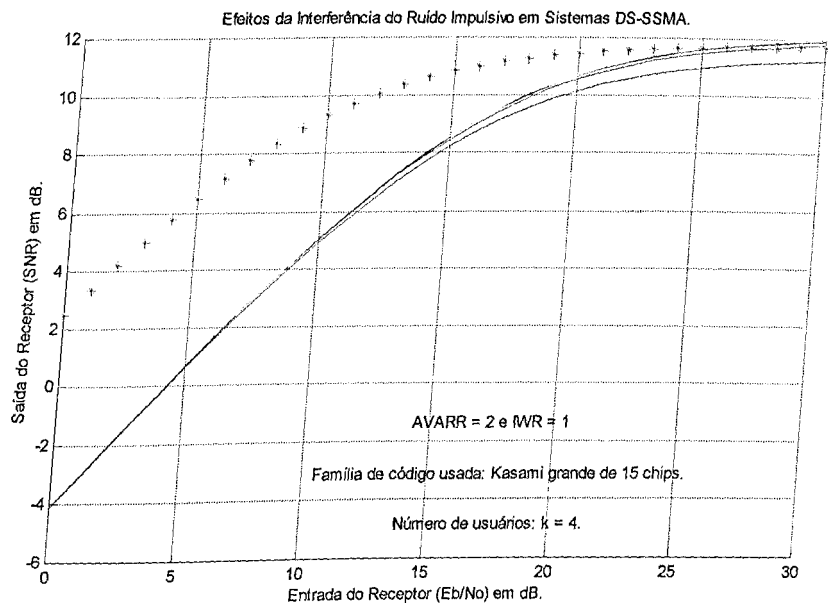


Figura 6.67 Desempenho da *SNR* para *Kasami* Grande de 15 Chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 1.

Na análise dos gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das seqüências de *Kasami* Grande de períodos de 15 *chips*, com ruído impulsivo, percebe-se claramente que a diferença entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias (no gráfico esta é representada pela curva de asterisco em vermelho), vai aumentando à medida que se aumenta a taxa do ruído impulsivo bem como a taxa de chegada desses ruídos. Observa-se também que para todos os gráficos analisados neste período de 15 *chips*, as curvas de desempenho de cada código, continua se sobrepondo uma às outras, devido a grande proximidade entre os mesmos na geração das seqüências de códigos, mas deve-se ressaltar que esta sobreposição é apenas aparente. As curvas em azul representam o número máximo de usuários que no caso da *seqüência-m* de 15 *chips* é de 4 usuários.

6.7.4 Simulações para as *Seqüências-m* de Período 31 *chips*.

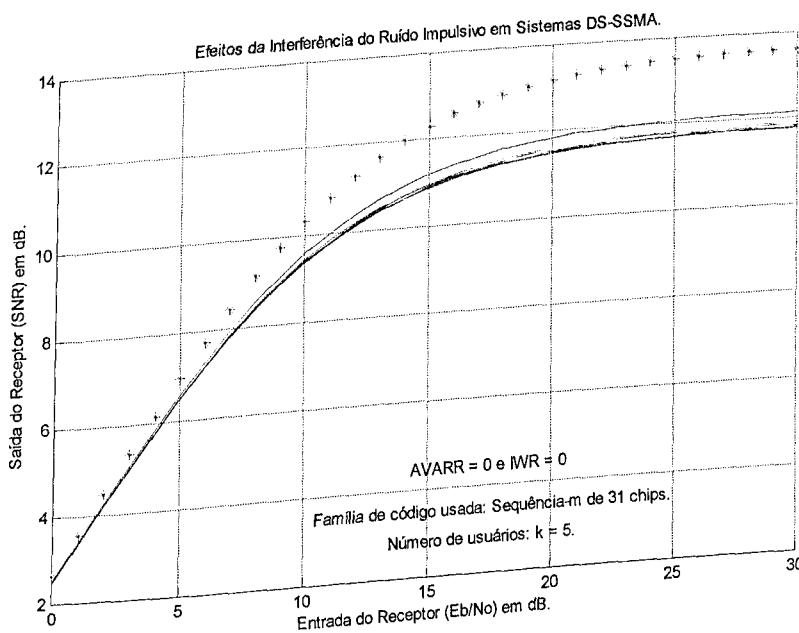


Figura 6.68 Desempenho da SNR para *Seqüências-m* de 31 *chips* com Ruído Impulsivo, para $AVARR = 0$ e $IWR = 0$.

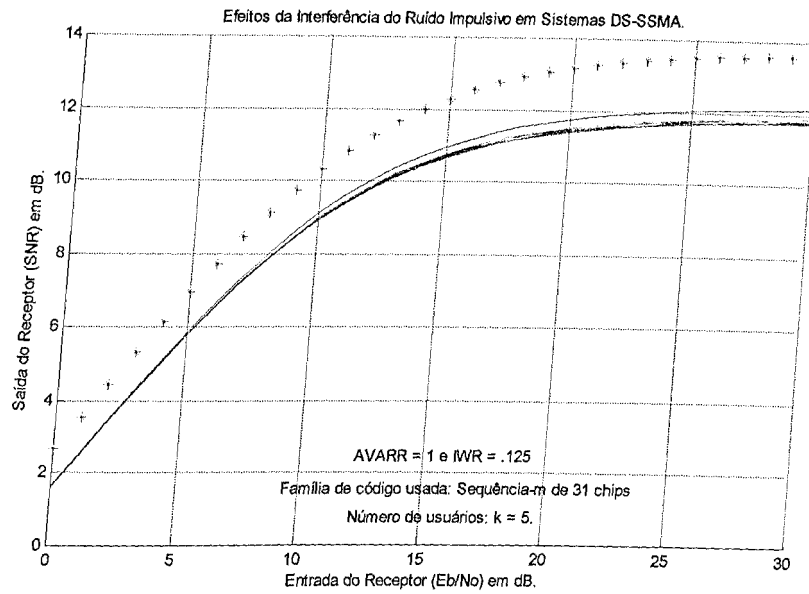


Figura 6.69 Desempenho da SNR para Sequências- m de 31 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,125.

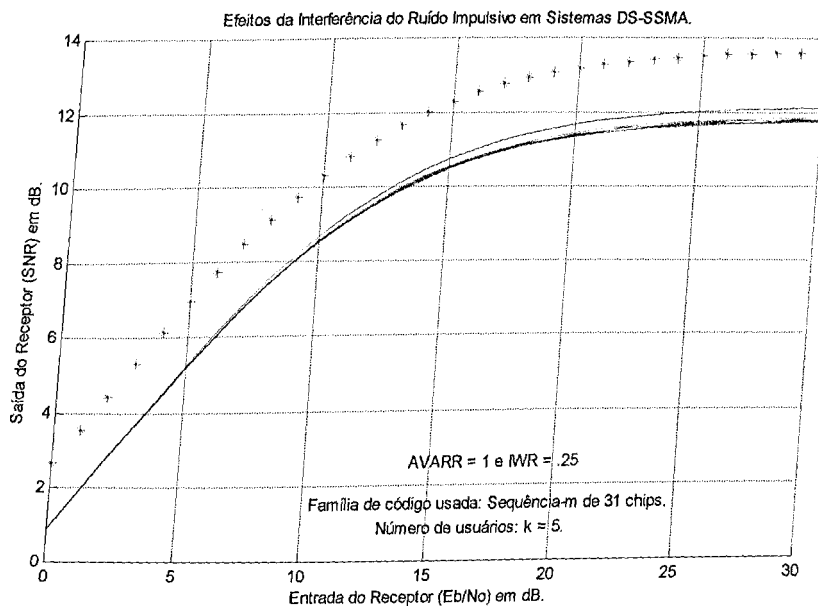


Figura 6.70 Desempenho da SNR para Sequências- m de 31 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,25.

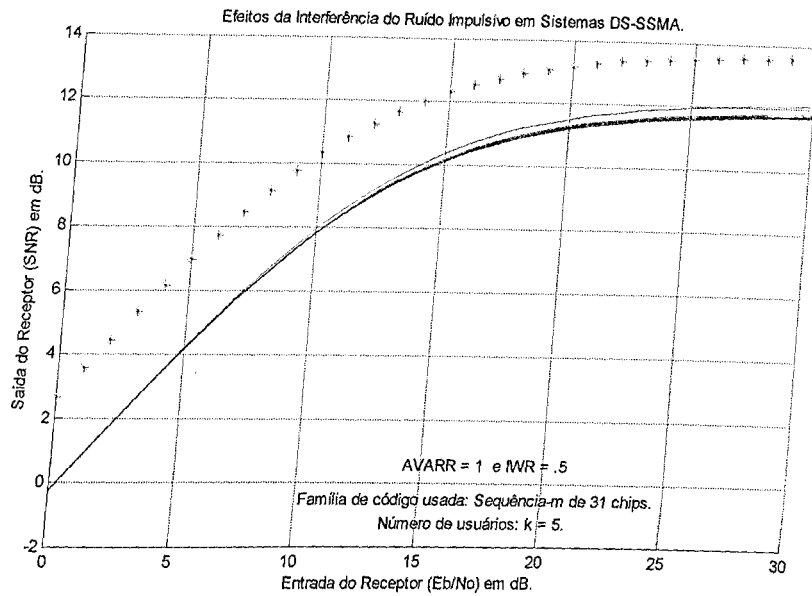


Figura 6.71 Desempenho da *SNR* para Sequências-m de 31 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 0,5.

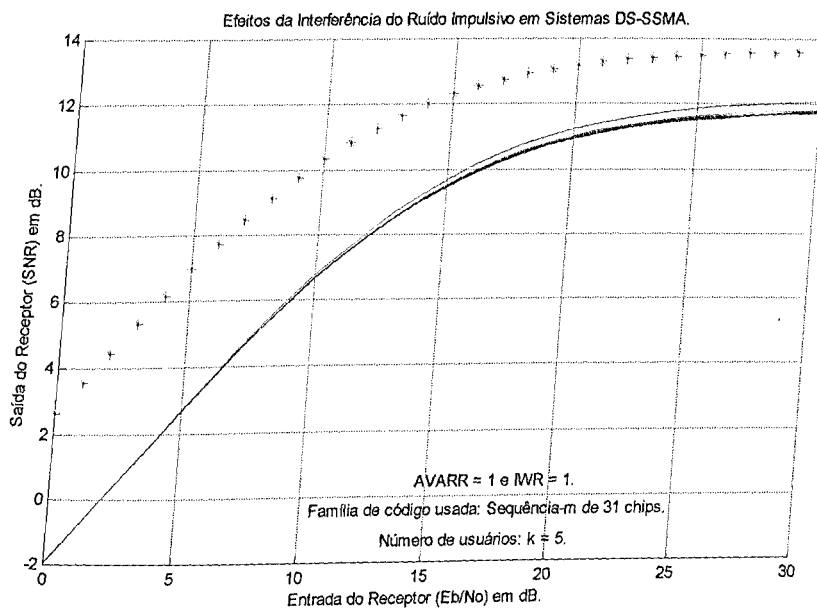


Figura 6.72 Desempenho da *SNR* para Sequências-m de 31 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 1 e IWR = 1.

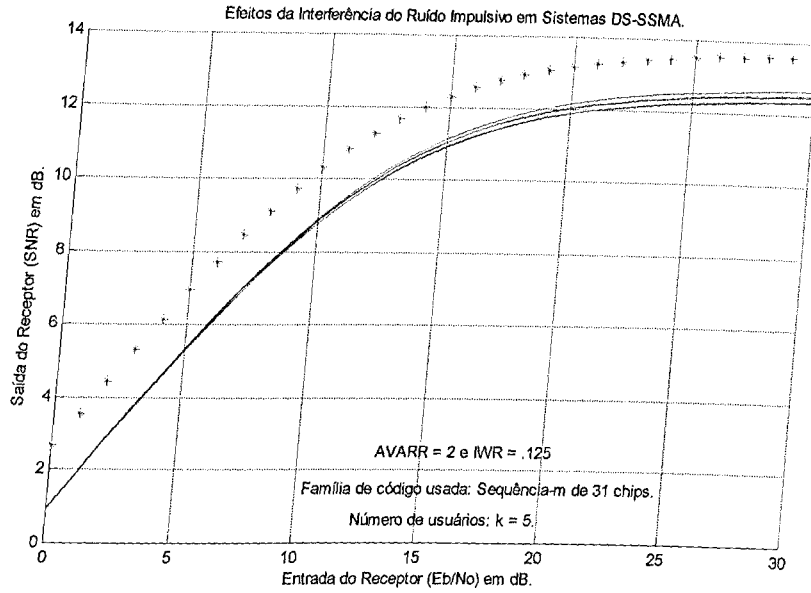


Figura 6.73 Desempenho da *SNR* para *Sequências-m* de 31 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,125.

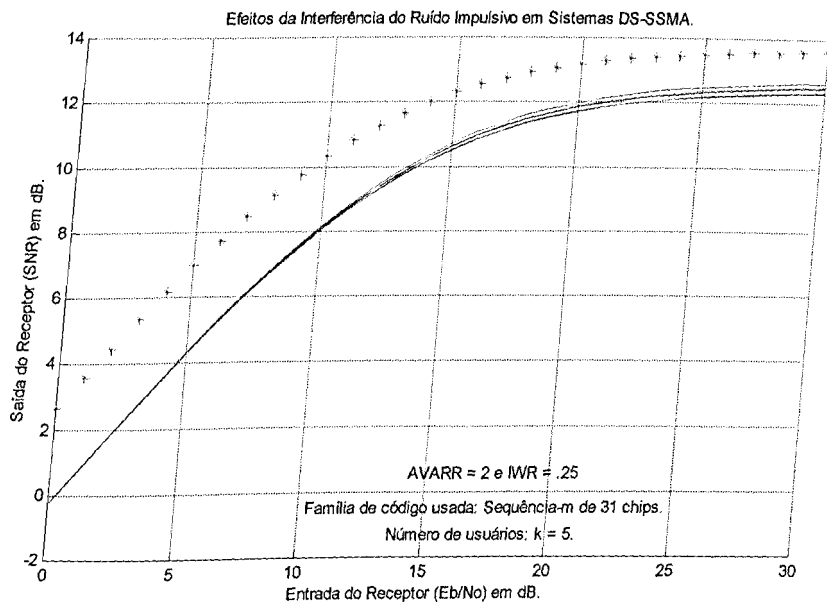


Figura 6.74 Desempenho da *SNR* para *Sequências-m* de 31 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,25.

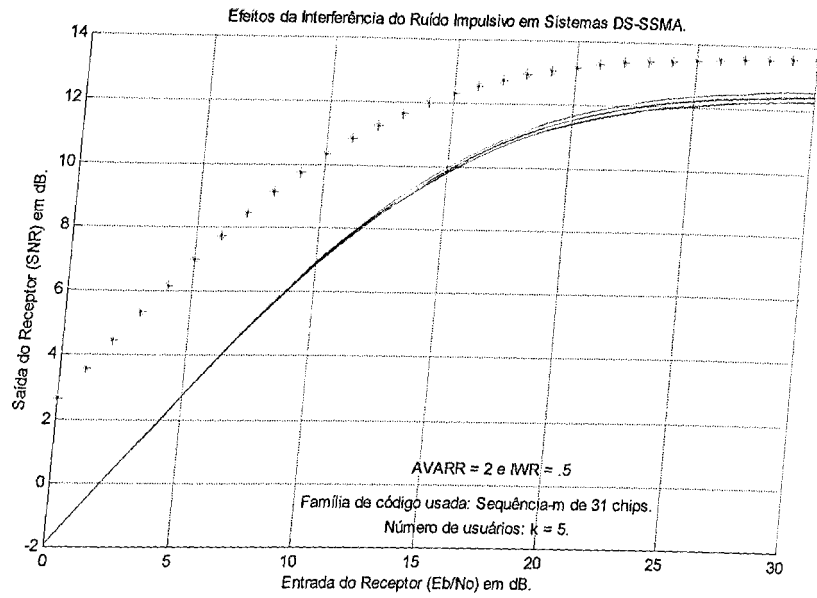


Figura 6.75 Desempenho da *SNR* para *Sequências-m* de 31 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 0,5.

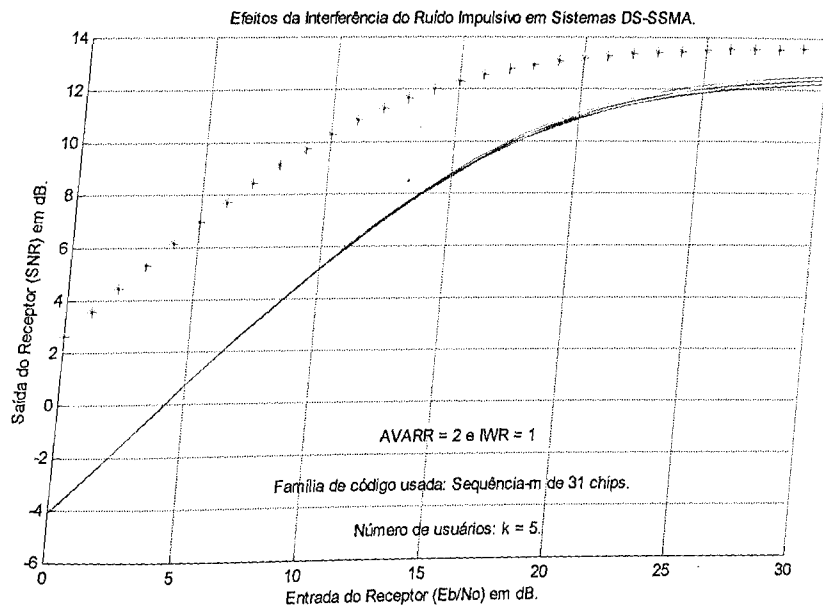


Figura 6.76 Desempenho da *SNR* para *Sequências-m* de 31 chips com Ruído Impulsivo, para AVARR = 2 e IWR = 1.

6.8 Considerações Finais

Na análise dos gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das seqüências de códigos de períodos de 15 *chips*, sem o ruído impulsivo, percebe-se claramente que há uma pequena diferença entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias (no gráfico esta é representada pela curva de asterisco em vermelho), essa diferença é mais acentuada para a seqüência de código de *Hadamard-Walsh*, atribui-se essa diferença ao tamanho do código, que é pequeno.

Observa-se também que para todos os gráficos analisados neste período (15 *chips*), as curvas de desempenho de cada código, praticamente se sobrepõe uma às outras, devido a grande proximidade entre os mesmos na geração das seqüências de códigos, mas deve-se ressaltar que esta sobreposição é apenas aparente. As curvas em azul representam o número de locutores, que para este caso é de 4 locutores ou 4 usuários. Dos gráficos da *SNR* conclui-se também que há uma estabilização na potência de saída a partir de 15 dB, justifica-se isto porque a potência de saída não poderia aumentar linearmente de acordo com a potência de entrada, já que ao aumentar a potência de entrada, tem-se um aumento no nível de potência de todos os usuários, o que eleva também a interferência de acesso múltiplo (*MAI*) dos usuários uns sobre os outros.

Com relação aos gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das seqüências de códigos de períodos de 31 *chips*, observa-se que ainda há uma diferença entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias (curva em vermelho), essa diferença é mais acentuada para a família de código *Hadamard-Walsh*. O mesmo comportamento se repete neste período para o caso da saturação da potência de saída.

Já nos gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das seqüências de códigos de períodos de 63 *chips*, nota-se que há uma aproximação entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias, com exceção da família de código *Hadamard-Walsh*, que permanece com uma diferença considerável. Atribui-se essa aproximação nas seqüências ao aumento no período das seqüências de códigos analisadas. Novamente o mesmo comportamento se repete neste período para o caso da saturação da potência de saída.

Com relação aos gráficos de desempenho da relação sinal ruído das seqüências de códigos de períodos de 127 *chips*, registra-se que a seqüência de código *Gold* praticamente se iguala com as seqüências puramente aleatórias, no entanto isso não é verdade para a família de código *Hadamard-Walsh*.

Assim como nos gráficos de desempenho da relação sinal ruído das seqüências de códigos de períodos de 255 *chips*, percebe-se que há apenas uma diferença marginal entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias, com exceção da família de código *Hadamard-Walsh*, que continua com uma diferença considerável. Atribui-se essa aproximação ao aumento no período das seqüências de códigos analisadas.

Com relação aos gráficos de desempenho da relação sinal ruído das seqüências de códigos de períodos de 511 e 1023 *chips*, percebe-se que as seqüências de código analisadas praticamente se igualam com as seqüências puramente aleatórias, no entanto isso não é verdade para a família de código *Hadamard-Walsh*.

A tabela 6.1 mostra duas propriedades interessantes acerca das propriedades de correlação cruzada em sistemas DS-SSMA. A 6ª coluna da esquerda para a direita mostra a porcentagem de correlação cruzada dos diversos códigos usados na simulação

em todos os período analisados, pode-se notar que em todos os períodos analisados as *seqüências-m* apresentam a menor porcentagem de interferência de acesso múltiplo para todos os períodos de códigos analisados, seguidos pela seqüências de códigos *Gold*, em alguns casos a seqüência de código *Kasami* de tamanho pequeno supera as seqüências de códigos *Gold*. Está claro que a seqüência de código de *Hadamard-Walsh*, em todos os períodos analisados, apresenta o pior caso. Assim, conclui-se que esta seqüência de códigos não é recomendada para sistemas *DS-SSMA*. Não foi possível colher resultados para as seqüências de códigos *Gold* e *Kasami* grande no período de 1023 *chips*, por problemas com falta de memória para o processamento, acima deste período de seqüência de código sugere-se o uso de computadores de grande porte. Uma outra propriedade que pode ser observada da tabela 6.1 é a porcentagem dos parâmetros de interferência média entre as seqüências de códigos *PN* analisadas e as seqüência de códigos puramente aleatórias. A 8ª coluna da esquerda para a direita ou última coluna ilustra essa propriedade em forma de números percentuais. A sétima coluna ou o termo $2N^2$ representa os parâmetros de interferência média para seqüências de códigos puramente aleatórias [32]. Na análise destes dados está claro que a seqüência de código de *Hadamard-Walsh* representa o melhor caso, ou seja, está muito longe de se comportar como uma seqüência puramente aleatória, já as *seqüências-m* apresentam um melhor comportamento. Há um único caso em que a seqüência de código *Kasami* grande supera a *seqüência-m*, que é no período 255. Atribui-se este comportamento devido às seqüências de códigos *Kasami* grande possuírem um maior número de códigos do que a *seqüência-m*, mas isso não pôde ser evidenciados nos outros casos.

Já na análise dos gráficos de desempenho da relação sinal ruído das seqüências de códigos de períodos de 15 *chips* e 31 *chips*, em todas seqüências de códigos

analisadas (*seqüências-m*, *kasami* pequeno, *kasami* grande, etc.) com o ruído impulsivo, percebe-se claramente que na medida que se aumenta a taxa de chegada média do ruído impulsivo (*AVARR*) e da taxa de ruído impulsivo (*IWR*) há um decréscimo da potência apenas na faixa inicial, tendendo a estabilizar à medida que se aumenta a potência de entrada. Está claro que à medida que se aumenta a potência de entrada esta tende a se sobrepor à taxa de ruído impulsivo.

CAPÍTULO 7

7.1 CONCLUSÕES

Observa-se que a geração do sinal *Spread Spectrum* (SS) é obtido pelo auxílio das transformadas, tão usuais em comunicações, especificamente a Transformada Fourier. Pode-se notar também que nos sistemas por espalhamento espectral, os sinais emitidos no canal de transmissão possuem baixa densidade espectral de potência, assemelhando-se ao ruído, notadamente o ruído gaussiano branco, quando são processados por um receptor convencional, de banda estreita, e normalmente causam pouca ou quase nenhuma interferência às comunicações de banda estreita que estejam na mesma frequência.

Quando dois ou mais sinais *DS* compartilham a mesma frequência é inevitável a ocorrência de interferência mútua, a qual não é desastrosa como acontece nas emissões de faixa estreita. A interferência mútua é tanto menor quanto mais baixos forem os valores de correlação cruzada entre as seqüências *PN* utilizadas. Como resultado do exposto, vários sinais *DS-SS* podem compartilhar o mesmo meio sem interferência mútua severa e o desempenho deste sistema de comunicações degrada-se de forma suave com o aumento do número de usuários, este método de acesso designa-se por *CDMA* (*Code Division Multiple Access* – Acesso Múltiplo por Divisão de Códigos) e é atualmente uma das aplicações mais importantes dos sistemas de espalhamento espectral, sendo abordado em numerosas publicações dos quais se destacam [2, 33]. O sistema por saltos em frequência (*FH*) é semelhante ao sistema convencional *FSK*, exceto que o sistema *FH* utiliza milhares de frequências enquanto que o tradicional *FSK* usa pelo menos duas frequências distintas. Os usuários mudam ou saltam de frequência para frequência de acordo com a codificação escolhida, o inconveniente de tais sistemas é a necessidade de sintetizadores de frequência

de alta velocidades. O sistema baseado no salto temporal (*TH*), é semelhante à tradicional modulação por pulsos, é utilizada em sistemas de modulação por multiplexação no tempo para auxiliar na redução de interferências. Os sistemas pulsados *FM* ou *chirp* não utilizam uma codificação específica como os sistemas anteriores e sim uma largura de faixa tão grande que é capaz de executar um ganho de processamento, o seu uso é recomendado para aplicações em radares devido à redução na potência do sinal transmitido. Os sistemas híbridos foram gerados para estender as vantagens dos sistemas anteriores, porém são mais complexos e são recomendados para aplicações específicas.

A escolha de seqüências de códigos para espalhamento espectral é ainda um campo aberto onde devem ser realizados estudos mais aprofundados para a determinação de critérios de escolha precisos. Dentre as famílias de seqüências de códigos abordadas neste trabalho, destaca-se a seqüência de código de *Kasami* pequeno, não pela sua quantidade de seqüências, mas pelos seus valores de correlação periódica. Comparando-a com os limites de *Welch* [34] são a princípio as mais recomendadas para aplicações em espalhamento espectral, são inconvenientes no entanto, se houver a necessidade de um grande número de usuários, neste caso deve-se optar por outras seqüências de códigos. As *seqüências-m* são as seqüências que individualmente, apresentam as melhores características, pois sob os aspectos da autocorrelação, correlação cruzada aperiódica, balanceamento e distribuição dos seus *bits* são quase ideais [21]. Apresentam, no entanto, o inconveniente no que diz respeito ao número de seqüências de códigos, em comparação com as seqüências de códigos *Gold* e *Kasami* grande, o seu uso não é recomendado em sistemas onde o sigilo é a principal características pois são facilmente violáveis. As seqüências de *Hadamard* apresentam interessantes propriedades de ortogonalidade, são fáceis de se gerar e muito conhecidas, tendo a sua maior aplicação em sistemas de telefonia celular devido as suas características, o seu único inconveniente é a geração em potência de pares. Com relação

às seqüência de códigos de período de 15 *chips*, as *seqüência-m* são as mais fáceis de se gerar e necessitam de pouco espaço de memória, o mesmo comportamento pode ser atribuído às seqüências de *Hadamard-Walsh*, *Kasami* pequeno e *Kasami* grande. Observa-se que não existem seqüências *Gold* neste período (15 *chips*), o que é uma característica de geração desta seqüência, como já foi explicado em seções anteriores. Com relação às seqüência de códigos de período de 31 *chips*, as *seqüência-m* continuam sendo as mais fáceis de se gerar e necessitando de pouco espaço de memória, o mesmo comportamento pode ser atribuído às seqüências de *Hadamard-Walsh* e *Gold* com relação a alocação de espaço de memória. Observa-se que não existem seqüências *Kasami* grande e *Kasami* pequeno neste período, que é uma característica de geração destas seqüências, como já foi explicado em seções anteriores. A partir das seqüências de códigos de período de 63 *chips*, todas as seqüências começam a apresentar um tempo de processamento na sua geração e necessitam de espaço de alocação de memória, notadamente as seqüências de códigos *Gold* e *Kasami* grande. As seqüências de códigos de períodos 127 e 511 *chips*, não apresentam as seqüências de código *Kasami* grande e pequeno pelos motivos citados anteriormente e em seções anteriores. Já para o período de 1023 *chips* não foi possível gerar os códigos *Gold* e *Kasami* grande devido ao seu tamanho excessivo, necessitando de grande espaços de memórias o que não foi possível com a máquina usada nestas simulações, a partir deste período de seqüência de códigos sugere-se o uso de computadores de grande porte.

Na análise do sistema com ruído impulsivo, percebe-se claramente que, um aumento em $\frac{A_v^2}{N_o T_b}$ tem uma forte influência sobre a deterioração do desempenho do receptor *BPSK*, tanto quanto um aumento em $\lambda_v T_b$. Assim, a energia impulsiva torna o modelo mais crítico em se tratando do desempenho do receptor *BPSK* operando em um ambiente de comunicações nas faixas de *HF*, *VLF* e *ELF*, quando este é comparado com a

taxa de chegada (*AVARR*) da energia impulsiva. Os gráficos da *SNR* ilustram que um aumento na relação dos impulsos provocam um aumento linear na relação sinal ruído do sinal para várias taxas de chegada.

Na análise dos gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das seqüências de códigos de períodos de 15 *chips*, sem o ruído impulsivo, percebe-se claramente que há uma pequena diferença entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias (no gráfico esta é representada pela curva de asterisco em vermelho), essa diferença é mais acentuada para a seqüência de código de *Hadamard-Walsh*, atribui-se essa diferença ao tamanho do código, que é pequeno.

Observa-se também que para todos os gráficos analisados neste período (15 *chips*), as curvas de desempenho de cada código, praticamente se sobrepõe uma as outras, devido a grande proximidade entre os mesmos na geração das seqüências de códigos, mas deve-se ressaltar que esta sobreposição é apenas aparente. As curvas em azul representam o número de locutores, que para este caso é de 4 locutores ou 4 usuários. Dos gráficos da *SNR* conclui-se também que há uma estabilização na potência de saída a partir de 15 dB, justifica-se isto porquê a potência de saída não poderia aumentar linearmente de acordo com a potência de entrada, já que ao aumentar a potência de entrada, tem-se um aumento no nível de potência de todos os usuários, o que eleva também a interferência de acesso múltiplo (*MAI*) dos usuários uns sobre os outros.

Com relação aos gráficos de desempenho da relação sinal/ruído das seqüências de códigos de períodos de 31 *chips*, percebe-se claramente que ainda há uma diferença entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias, essa diferença é mais acentuada para a família de código *Hadamard-Walsh*.

Já nos gráficos de desempenho da relação sinal ruído das seqüências de códigos de períodos de 63 *chips*, percebe-se claramente que há uma aproximação entre as seqüências

PN analisadas e as seqüências puramente aleatórias, com exceção da família de código *Hadamard-Walsh*, que continua com uma diferença considerável. Atribui-se essa aproximação ao aumento no período das seqüências de códigos analisadas.

Com relação aos gráficos de desempenho da relação sinal ruído das seqüências de códigos de períodos de 127 *chips*, percebe-se que a seqüência de código *Gold* praticamente se iguala com as seqüências puramente aleatórias, no entanto isso não é verdade para a família de código *Hadamard-Walsh*.

Já nos gráficos de desempenho da relação sinal ruído das seqüências de códigos de períodos de 255 *chips*, percebe-se que há apenas uma diferença marginal entre as seqüências *PN* analisadas e as seqüências puramente aleatórias, com exceção da família de código *Hadamard-Walsh*, que continua com uma diferença considerável. Atribui-se essa aproximação ao aumento no período das seqüências de códigos analisadas.

Com relação aos gráficos de desempenho da relação sinal ruído das seqüências de códigos de períodos de 511 e 1023 *chips*, percebe-se que as seqüências de código analisadas praticamente se igualam com as seqüências puramente aleatórias, no entanto isso não é verdade para a família de código *Hadamard-Walsh*. A tabela 6.1 mostra duas propriedades interessantes acerca das propriedades de correlação cruzada em sistemas *DS-SSMA*. A 6ª coluna da esquerda para a direita mostra a porcentagem de correlação cruzada dos diversos códigos usados na simulação em todos os períodos analisados, percebe-se claramente que as *seqüências-m* apresentam a menor porcentagem de interferência de acesso múltiplo para todos os períodos de códigos analisados, seguido pela seqüências de códigos *Gold*, em alguns casos a seqüência de código *Kasami* de tamanho pequeno supera as seqüências de códigos *Gold*. Está claro que a seqüência de código de *Hadamard-Walsh* em todos os períodos analisados apresenta o pior caso, conclui-se que esta seqüência de códigos não é recomendada para uso em sistemas *DS-SSMA*. Não foi possível colher

resultados para as seqüências de códigos *Gold* e *Kasami* grande no período de 1023 *chips*, pelos motivos citados anteriormente. Uma outra propriedade que pode ser observada da tabela 6.1 é a porcentagem dos parâmetros de interferência média entre as seqüências de códigos *PN* analisadas e as seqüência de códigos puramente aleatórias. A 8ª coluna da esquerda para a direita ou última coluna ilustra essa propriedade em forma de números percentuais. A sétima coluna ou o termo $2N^2$ representa os parâmetros de interferência média para seqüências de códigos puramente aleatórias [32]. Na análise destes dados está claro que a seqüência de código de *Hadamard-Walsh* representa o pior caso, ou seja, está muito longe de se comportar como uma seqüência puramente aleatória, já as *seqüências-m* apresentam um melhor comportamento. Há um único caso em que a seqüência de código *Kasami* grande supera a *seqüência-m*, que é no período 255. Atribui-se este comportamento devido as seqüências de códigos *Kasami* grande possuírem um maior número de códigos do que a *seqüência-m*.

O desempenho de um sistema de comunicação de Acesso Múltiplo por Espalhamento Espectral com Codificação Bifásica (*DS-SSMA*) foi estudado quando seqüências de códigos de tamanho máximo, ou *seqüências-m*, *Gold*, *Kasami* pequeno, *Kasami* grande e *Hadamard-Walsh* foram usadas como seqüência de códigos espalhadas linearmente. A relação sinal/ruído (*SNR*) na saída do receptor *DS-SSMA*, os Parâmetros de Interferência Média (*AIP*) e a Interferência de Acesso Múltiplo (*MAI*), foram usados como parâmetros nas medidas de desempenho. Foi encontrado que não há apreciável diferença no desempenho da *SNR* entre as seqüências de códigos *Gold*, *Kasami* e *Seqüências-m*, todas de igual período e mesmo tamanho. Uma diferença marginal foi detectada somente com seqüências de códigos de períodos pequenos. Além disso, as curvas de desempenho da *SNR* das seqüências de códigos *Gold*, *Kasami* e *Seqüências-m* estão muito próximas das curvas de desempenho da *SNR* de seqüências de códigos puramente aleatórias,

independentemente da sequência binária espalhada, de mesmo tamanho. Foi encontrado também que as sequências de códigos de *Hadamard-Walsh* não são recomendadas para sistemas *DS-SSMA*. As curvas de desempenho podem ser usadas em projetos preliminares de sistemas *CDMA* e em projetos de espalhamento de sequências de códigos.

Os resultados apresentados chamam a atenção pelo fato de que algumas famílias de códigos são consideravelmente melhores do que outras devido a suas ótimas funções de correlação cruzada. Através da análise de desempenho acerca dos gráficos dos efeitos da interferência de correlação cruzada aperiódicas em sistemas *DS-SSMA* ficou constatado que a família de sequência de códigos *Gold* são as mais recomendadas para acesso múltiplo pois estas apresentam uma baixa interferência de acesso múltiplo, se comportam como sequências de códigos puramente aleatórias e devido ao seu processo de geração fornecem uma maior quantidade de códigos, e por consequência comportam uma maior quantidade de usuários, apresentando como único inconveniente a necessidade de grandes espaços de memória para armazenar os seus códigos, e posteriormente serem processados. Uma investigação mais detalhada do desempenho pode então ser obtida usando a equação de aproximação [27] para sequências de códigos específicos.

Finalmente foi encontrado que os conjuntos de sequências de códigos *Gold*, *Kasami* e *Sequências-m* de períodos suficientemente longos tendem a se comportar como sequências puramente aleatórias de igual tamanho com respeito ao desempenho médio da *SNR*, o que faz os projetos preliminares de sistemas *CDMA* e os cálculos de desempenho médio muito mais fáceis devido aos resultados conhecidos da *SNR*. Aponta-se como limitação no alcance deste trabalho a dificuldade em se processar códigos com períodos superiores a 1023 *chips*, dificuldade essa imposta por esses códigos necessitarem de grandes quantidades de alocação de memórias para a sua geração bem como para o seu

processamento, está claro que estes só serão executáveis com o auxílio de computadores de grande porte.

7.2 Sugestões para trabalhos futuros:

- Um Estudo Comparativo do Desempenho de um Sistema *DS-SSMA* usando a Função Correlação Cruzada Ímpar de Média Quadrática como Parâmetro de Desempenho na Interferência de Acesso Múltiplo quando são Utilizadas Sequências de Códigos Lineares.
- Um Estudo Comparativo do Desempenho de um Sistema *DS-SSMA* usando a Função Correlação Cruzada Ímpar e Par como Parâmetro de Desempenho na Interferência de Acesso Múltiplo quando são Utilizadas sequências de Códigos Não-Lineares.
- Um Estudo Comparativo do Desempenho de um Sistema *DS-SSMA* usando a Função Correlação Cruzada Ímpar de Média Quadrática Como Parâmetro de Desempenho na Interferência de Acesso Múltiplo quando são Utilizadas Sequências de Códigos Não-Lineares.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SCHOLTZ, R. A. *The Origins of Spread Spectrum Communication*. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-30, No. 5, pp. 2-33, May 1982.
- [2] VITERBI, A. J. *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley, 1995, 245 pp. ISBN 0-201-63374-4.
- [3] QUALCOMM, Inc. *An Overview of the Application of Code Division Multiple Access (CDMA) to Digital Cellular Systems and Personal Cellular Networks*, May 1992.
<http://qualcomm.com>.
- [4] GETTING, I. A. *The Global Positioning System*, IEEE Spectrum, pp. 36-47, December 1993.
- [5] WU, W. W., MILLER, E. F., PRITCHARD, W. L. and PICKHOLTZ, R. L. *Mobile Satellite Communications*, Proceedings of the IEEE, Vol. 82, pp. 1431-1448, September 1994.
- [6] SCHILLING, D. L., PICKHOLTZ, R. L. and MILSTEIN, L. B. *Spread Spectrum Goes Commercial*, IEEE Spectrum, pp. 40-45, August 1990.
- [7] WICKELGREN, I. J. *Local-Area Networks Go Wireless*, IEEE Spectrum, pp. 34-40, September 1996.
- [8] BIRDSALL, T. G. and RISTEMBATT, M. P. *Introduction to Linear Shift-Register Generated Sequences*, Tech. Report 90, University of Michigan Research Institute, October 1958.
- [9] FREYMODSSON, J. B. *A Note on the Run-Length Distribution of Ones and Zeros in Maximal-Linear Shift Register Sequences*, unpublished memo date June 11, 1963.
- [10] PICKHOLTZ, R. L., SCHILLING, D. L. and MILSTEIN, L. B. *Theory of Spread-Spectrum Communications – A tutorial*, in Spread-Spectrum (C. E. Cook, F. W.

- Ellersick, L. B. Milstein and D. L. Schilling, orgs), pp. 57-86, IEEE Press, 1982.
ISBN 0-87942-170-3.
- [11] JUDGE, W. J. *Multiplexing Using Quasiorthogonal Functions*, AIEEE Winter General Mtg., January 1964.
- [12] GOLOMB, S. W., et al. *Digital Communications with Space Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1964.
- [13] GOLD, R. *Study of Correlation Properties of Binary Sequences*, Magna Vox Research Laboratories Report AFAL TR-66-234, August 1966.
- [14] GOLD, R. *Characteristic Linear Sequence and Their Coset Functions*, J. Siam Appl. Math., 14, No. 5, September 1966.
- [15] GOLD, R. *Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing*, IEEE Transactions on Information Theory, October 1967.
- [16] SHANNON, C. E. A Mathematical Theory of Communication, Key Papers in the Development of Information Theory (D. Slepian, org.), pp. 5-29, IEEE Press, 1974. ISB 0-87942-028-6.
- [17] CHESLER, D. *Performance of a Multiple Access RADA System*, IEEE Transactions on Communications Technology, August 1966.
- [18] BLIZARD, R. B. *Quantizing for Correlation Decoding*, IEEE Transactions on Communications Technology, August 1967.
- [19] BRAASCH, R. H. *The Distribution of $(n-m)$ Terms for Maximal Length Linear Pseudom-Random Sequences*, IEEE Transactions on Communications Information Theory, July 1968.
- [20] CURRY, R. C. *A Method of Obtaining All Phases of a Pseudom-Random Sequences*, Naecom 1967.

- [21] DIXON, R. C. *Spread Spectrum Systems*, New York: John Wiley and Sons, 1984, ISBN 0-471-88309-3.
- [22] MASSEY, J. L. and UHRAN, J. J. *Sub-baud Coding*, Proceedings of the Thirteenth Annual Allerton Conference on Circuit and System Theory, pp. 539 – 547, October 1975.
- [23] LEBOW, I. L., JORDAN, K. L. and DROUILHET, P. R. Jr. *Satellite Communications to Mobile Platforms*, Proceedings of the IEEE, Vol. 59, pp. 139 – 159, February 1971.
- [24] GOLOMB, S. W. *Digital Communications with Space Applications*, Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall, 1964.
- [25] ANDERSON, D. R. and WINTZ, P. A. *Analysis of a Spread-Spectrum Multiple-Access System with a Hard Limiter*, IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM-17, pp. 285 – 290, April 1969.
- [26] PURSLEY, M. B. *Evaluating Performance of Codes for Spread Spectrum Multiple Access Communications*, Proceedings of the Twelfth Annual Allerton Conference on Circuit and System Theory, pp. 765 – 774, October 1974.
- [27] PURSLEY, M. B. *Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication – Part I: System Analysis*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-25, No. 08, pp. 795 – 799, August 1977.
- [28] MathWorks Inc.
- [29] KÄRKKÄINEM, K. H. A. and LEPPÄNEM, P. A. *Comparison of the Performance of Some Linear Spreading Code Families for Asynchronous DS/SSMA Systems*, Proceedings 1991 IEEE Military Communications Conference (MILCOM'91), McLean VA, November 4 – 7, pp. 784 – 790, 1991.

- [30] ANGEL, A. G. M. *Seqüências de Códigos para uso em Comunicação por Espalhamento Espectral*, Tese de Mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, pp. 161, 1997.
- [31] AGAIAN, S. S. *Hadamard Matrices and Their Applications*, Lecture Notes in Mathematics, 1168, Springer-Verlag, 1980.
- [32] ROEFS, H. F. A. *Binary Sequences for Spread Spectrum Multiple-Access Communication*, Ph.D. Dissertation, University of Illinois at Urbana-Champaign, Urbana IL, 127 p., August 1977.
- [33] GILHOUSEN, K. S., JACOBS, I.M., PADOVANI, R., VITERBI, A. J. WAVER, L. and WHEATLEY, C. E. *On the Capacity of a Cellular CDMA System*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 40, pp. 303-312, Maio 1991.
- [34] WELCH, L. R. *Lower Bounds on the Maximum Crosscorrelation of Signals*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-20, no. 3, pp. 397-399, May 1974.
- [35] GOGOI, A. K, et al., *Performance of a Coherent BPSK Receiver in na Impulsive Noise Environment*, IEEE Transac. Commun., pp. 471-474, May 1999.

BIBLIOGRAFIA RECOMENDADA:

- 1 – OPPENHEIM, A. V. and SCHAFER, D. *Discrete-Time Processing Signal*, Prentice Hall Signal Processing Series Editors.
- 2 – JAYANT, N. S. and NOLL, P. *Digital Coding of Waveforms – Principles and Applications to Speech and Video*, Prentice Hall Signal Processing Series Editors, ISBN 0-13-211913-7.1984.
- 4 – BENEDETTO, S., BIGLIERI, E. and CASTELLANI, V. *Digital Transmission Theory*, Prentice Hall International Inc. ISBN 0-13-215062-X. 1987.

- 5 – VITERBI, A. J. *CDMA, Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley Longman Inc. 1995.
- 6 – CHILDERS, D. G. *Probability and Random Processes*, Mc-Graw Hill, ISBN 0-256-13361-1. 1997.
- 7 – COUCH, L. W. *Digital and Analog Communication Systems*, Prentice Hall International Inc. 1987.
- 8 – GOODMAN, D. J. *Wireless Personal Communications Systems*, Addison-Wesley Longman Inc. 1995.
- 9 – PERKINS, C. E. *Mobile IP: Design Principles and Practices*, Addison-Wesley Longman Inc. 1995.
- 10 – WESEL, E. K. *Wireless Multimedia Communications: Networking Video, Voice and Data*, Addison-Wesley Longman Inc. 1995.
- 11 – WHITE, R. C. Jr. *Experiments with Digital Computer Simulation of Pseudo-Random Noise Generators*, IEEE Transactions on Elect. Comp., June 1967.
- 12 – ANDERSON, D. R. *Periodic and Partial Correlation Properties of Sequences*, TRW I.C. 7353. 1-01, July 1969.
- 13 – STAMPFL, R. A. and JONES, A. E. *Tracking and Data Relay Satellites*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-6, pp. 276-289, May 1970.
- 14 – STIGLITZ, I. G. *Multiple-Access Considerations – A Satellite example*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-21, pp. 577- 582, May 1973.
- 15 – AEIN, J. M. *Multiple Access to a Hard-limiting Communication-Satellite Repeater*, IEEE Transactions on Space Electronics and Telemetry, Vol. SET-10, pp. 159 – 167, December 1964.

- 16 – AEIN, J. M. and SCHWARTZ, J. W. (editors). *Multiple Access to a Communication Satellite with a Hard-limiting Repeater – Volume II: Proceedings of the IDA Multiple Access Summer Study*, Institute for Defense Analysis, Report R-108, 1965.
- 17 – BLASBALG, H. *A Comparison of Pseudo-Noise and Conventional Modulation for Multiple-Access Satellite Communications*, IBM Journal, Vol. 9, pp. 241 – 255, July 1965.
- 18 – KAISER, J., SCHWARTZ, J. W. and AEIN, J. M. *Multiple Access to a Communication Satellite with a Hard-limiting Repeater – Volume I: Modulation Techniques and Their Applications*, Institute for Defense Analysis, Report R-108, 1965.
- 19 – SCHWARTZ, J. W., AEIN, J. M. and KAISER, J. *Modulation Techniques for Multiple Access to a Hard-limiting Satellite Repeater*, Proceedings of the IEEE, Vol. 54, pp. 763 – 777, May 1966.
- 20 – YAO, K. *Error Probability of Asynchronous Spread Spectrum Multiple Access Communication System*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-25, No. 08, pp. 803 – 809, August 1977.
- 21 – PURSLEY, M. B. and SARWATE, D. V. *Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication – Part II: Code Sequence Analysis*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-25, No. 08, pp. 800 – 803, August 1977.
- 22 – SARWATE, D. V. *Mean-Square Correlation of Shift-Register Sequences*, IEE Proceedings, Part F, Vol. 131, No. 2, April 1984.

- 23 – PURSLEY, M. B. and SARWATE, D. V. *Crosscorrelation Properties of Pseudo-random and Related Sequences*, Proceedings of the IEEE, Vol. 68, no. 5, pp. 593 – 619, May 1980.
- 24 – PURSLEY, M. B. and ROEFES, H. F. A. *Numerical Evaluation of Correlation Parameters for Optimal Phases of Binary Shift Register Sequences*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-27, pp. 1597 – 1604, October 1979.
- 25 – SARWATE, D. V. *Mean-Square Correlation of Shift-Register Sequences*, Proceedings of the IEE, Part F, Vol. 131, no. 2, pp. 101 – 106, April 1984.
- 26 – PURSLEY, M. B. and SARWATE, D. V. *Evaluation of Correlation Parameters for Periodic Sequences*, IEEE Transactions on Information Theory , Vol. IT-23, no. 4, pp. 508 – 513, July 1977.
- 27 – HENRIQUE, C. M. *Realização de um Sistema de Comunicação de Espalhamento Espectral Usando Técnicas de Rádio Digital*, Tese de Mestrado, Universidade do Porto, pp. 120, Julho 1998.