



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA, INOVAÇÕES E COMUNICAÇÕES  
**INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS**

sid.inpe.br/mtc-m21b/2016/12.29.15.37-TDI

**COMPARAÇÃO DE TRANSMISSORES DE DADOS A  
ALTAS TAXAS PARA SATÉLITES DE OBSERVAÇÃO  
DA TERRA E PROPOSIÇÃO DE UMA SOLUÇÃO PARA  
SATÉLITES DE PEQUENO E MÉDIO PORTE**

Rodolfo Antonio da Silva Araujo

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelo Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, aprovada em 16 de dezembro de 2016.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3N4JME8>>

INPE  
São José dos Campos  
2017

## **PUBLICADO POR:**

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Gabinete do Diretor (GB)

Serviço de Informação e Documentação (SID)

Caixa Postal 515 - CEP 12.245-970

São José dos Campos - SP - Brasil

Tel.:(012) 3208-6923/6921

Fax: (012) 3208-6919

E-mail: pubtc@inpe.br

## **COMISSÃO DO CONSELHO DE EDITORAÇÃO E PRESERVAÇÃO DA PRODUÇÃO INTELECTUAL DO INPE (DE/DIR-544):**

### **Presidente:**

Maria do Carmo de Andrade Nono - Conselho de Pós-Graduação (CPG)

### **Membros:**

Dr. Plínio Carlos Alvalá - Centro de Ciência do Sistema Terrestre (CST)

Dr. André de Castro Milone - Coordenação de Ciências Espaciais e Atmosféricas (CEA)

Dra. Carina de Barros Melo - Coordenação de Laboratórios Associados (CTE)

Dr. Evandro Marconi Rocco - Coordenação de Engenharia e Tecnologia Espacial (ETE)

Dr. Hermann Johann Heinrich Kux - Coordenação de Observação da Terra (OBT)

Dr. Marley Cavalcante de Lima Moscati - Centro de Previsão de Tempo e Estudos Climáticos (CPT)

Silvia Castro Marcelino - Serviço de Informação e Documentação (SID)

### **BIBLIOTECA DIGITAL:**

Dr. Gerald Jean Francis Banon

Clayton Martins Pereira - Serviço de Informação e Documentação (SID)

### **REVISÃO E NORMALIZAÇÃO DOCUMENTÁRIA:**

Simone Angélica Del Duca Barbedo - Serviço de Informação e Documentação (SID)

Yolanda Ribeiro da Silva Souza - Serviço de Informação e Documentação (SID)

### **EDITORAÇÃO ELETRÔNICA:**

Marcelo de Castro Pazos - Serviço de Informação e Documentação (SID)

André Luis Dias Fernandes - Serviço de Informação e Documentação (SID)



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA, INOVAÇÕES E COMUNICAÇÕES  
**INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS**

sid.inpe.br/mtc-m21b/2016/12.29.15.37-TDI

**COMPARAÇÃO DE TRANSMISSORES DE DADOS A  
ALTAS TAXAS PARA SATÉLITES DE OBSERVAÇÃO  
DA TERRA E PROPOSIÇÃO DE UMA SOLUÇÃO PARA  
SATÉLITES DE PEQUENO E MÉDIO PORTE**

Rodolfo Antonio da Silva Araujo

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelo Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, aprovada em 16 de dezembro de 2016.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3N4JME8>>

INPE  
São José dos Campos  
2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

---

Araujo, Rodolfo Antonio da Silva.

Ar15c      Comparação de transmissores de dados a altas taxas para satélites de observação da terra e proposição de uma solução para satélites de pequeno e médio porte / Rodolfo Antonio da Silva Araujo. – São José dos Campos : INPE, 2017.  
xxviii+199 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m21b/2016/12.29.15.37-TDI)

Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2016.

Orientador : Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza.

1. DT. 2. Transmissor de dados. 3. Altas taxas. 4. Modulação OQPSK. 5. Observação da terra. I.Título.

CDU 629.7.058.54

---



Esta obra foi licenciada sob uma Licença [Creative Commons Atribuição-NãoComercial 3.0 Não Adaptada](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

This work is licensed under a [Creative Commons Attribution-NonCommercial 3.0 Unported License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

Aluno (a): **Rodolfo Antonio da Silva Araujo**

Título: " COMPARAÇÃO DE TRANSMISSORES DE DADOS A ALTAS TAXAS PARA SATÉLITES DE OBSERVAÇÃO DA TERRA E PROPOSIÇÃO DE UMA SOLUÇÃO PARA SATÉLITES DE PEQUENO E MÉDIO PORTE".

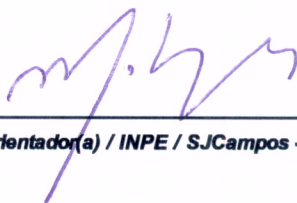
Aprovado (a) pela Banca Examinadora em cumprimento ao requisito exigido para obtenção do Título de **Mestre** em **Engenharia e Tecnologia Espaciais/Eng. Gerenc. de Sistemas Espaciais**

Dr. Walter Abraão dos Santos



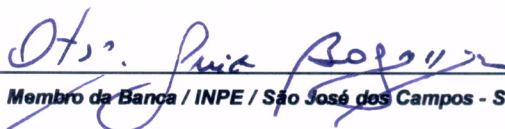
Presidente / INPE / São José dos Campos - SP

Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza



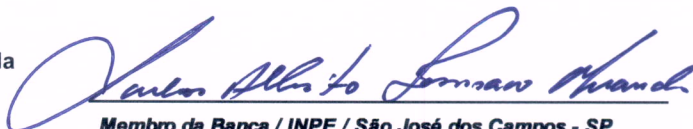
Orientador(a) / INPE / SJCampos - SP

Dr. Otávio Luiz Bogossian



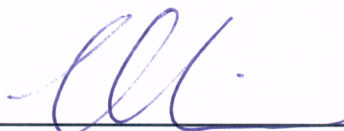
Membro da Banca / INPE / São José dos Campos - SP

Dr. Carlos Alberto Iennaco Miranda



Membro da Banca / INPE / São José dos Campos - SP

Dr. Claudemir Marcos da Silva



Convidado(a) / FATEC / Taubaté - SP

**Este trabalho foi aprovado por:**

( ) maioria simples

(x) unanimidade

**São José dos Campos, 16 de Dezembro de 2016**



*Aos colegas e parceiros do programa Satélite Sino-Brasileiro de Recursos Terrestres, o CBERS, que acreditaram no sonho de dominarmos a tecnologia de satélites de alto desempenho em órbita e com alta capacitação técnica.*





## **AGRADECIMENTOS**

Ao Professor Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, pela orientação, inspiração e dedicação.

Aos membros da banca examinadora, pelas observações que auxiliaram a aprimorar meu trabalho.

Ao colega de trabalho Eleandro Marques, pela contribuição na elaboração das figuras do Capítulo 3.

À Keysight EEsof, representada por Mauricio Kobayashi e o engenheiro de suporte de Israel, Haim Spiegel, pela ajuda na solução dos erros encontrados durante as simulações com o software SystemVue™.

À minha esposa e minhas filhas pela compreensão e consideração.



## RESUMO

Devido às crescentes necessidades por imagens de sensoriamento remoto de ultra-alta resolução e imagens de sensores SAR, dos relevos e vegetações de todo território brasileiro, elevadíssimo volume de dados de imagem são gerados para a transmissão espaço-Terra. A transmissão de ultra-alta taxa de dados requer a utilização de transmissores de dados com altas eficiências em largura de banda e em potência de RF. Diversas exigências e requisitos atuais promovem a imposição do emprego de técnicas de modulação mais eficientes para a transmissão de dados a taxas maiores que as utilizadas no momento, i.e., para alguns tipos de monitoramentos em missões futuras de observação da Terra do INPE. Além disso, há a necessidade de se focar em missões de observação da Terra que possam ser desenvolvidas dentro das capacidades atuais do INPE, utilizando plataformas de satélites de pequeno e médio porte. Este trabalho apresenta a análise e comparação dos transmissores de dados a altas taxas utilizadas nos satélites de observação da Terra do INPE, desenvolvidos e acompanhados nos últimos 28 anos, explorando suas tecnologias, topologias e esquemas de modulação, e verificando, principalmente, seus desempenhos em relação à taxa de transmissão de dados e como o tipo de modulação empregado cumpre os requisitos de sistema. O trabalho apresenta também, detalhamento de quatro topologias de transmissores de dados e as técnicas de modulação eficientes e recomendadas pela Agência Espacial Europeia. Exercitam-se, além disso, as técnicas de Engenharia de Requisitos e Engenharia de Sistemas, estabelecendo os requisitos de desempenho e propondo a solução de engenharia de um transmissor de dados a altas taxas em banda X. Os resultados de simulações com o transmissor proposto, bem como o cálculo do enlace de descida do sistema, demonstraram o cumprimento dos requisitos especificados.



**COMPARISON OF HIGH DATA RATE TRANSMITTERS AT EARTH  
OBSERVATION SATELLITES AND PROPOSAL OF A SOLUTION FOR  
SMALL AND MEDIUM SIZED SATELLITES**

**ABSTRACT**

According to the increasing needs for remote sensing images of all Brazilian territory such as reliefs and vegetation, using SAR sensor and ultra-high resolution camera, very high amount of image data is generated to be transmitted from space-to-Earth. Ultra-high data rate transmission requires the use of data transmitters with high bandwidth and RF power efficiencies. Current impositions and requirements promote the use of modulation techniques more efficient for data transmission at rates higher than currently used, i.e. for some future monitoring types at INPE's Earth observation missions. In addition, there is a need to focus on Earth observation mission that can be developed within the present INPE capabilities, using small and medium-sized satellite platforms. This work presents the analysis and comparison of high rate data transmitters, performed by INPE in the Earth observation satellites missions, developed and monitored in the last 28 years, exploring their technologies, topologies and modulation schemes, mainly verifying their performance in relation to transmission data rate and how the type of modulation scheme used meets the system requirements. The work also presents the detailing of four data transmitters topologies and efficient modulation techniques recommended by European Space Agency. The Requirements and Systems Engineering techniques are practiced as well, establishing the performance requirements and proposing the engineering solution of a high data rate X-band transmitter. The proposed transmitter simulation results, as well as the system link budget calculation, demonstrate the statement of compliance with the specified requirements.



## LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
Figura 1.1 - Distribuição de frequência no espectro em banda X dos canais de transmissão do CBERS-3&4. ....	6
Figura 3.1 - Modulação (PSK) de envelope constante. ....	24
Figura 3.2 - Constelação do sinal BPSK. ....	27
Figura 3.3 - Formas de onda BPSK (a, b). ....	28
Figura 3.4 - Modulador BPSK (a) e o demodulador BPSK coerente (b). ....	29
Figura 3.5 - $P_b$ do BPSK em comparação com a da BFSK. ....	31
Figura 3.6 - Densidade Espectral de Potência (PSD): (a) Logarítmica e (b) Potência fora da banda em dB. ....	32
Figura 3.7 - Modulador DEBPSK (a), e o demodulador DBPSK (b). ....	34
Figura 3.8 - Demodulador ótimo para DBPSK. ....	38
Figura 3.9 - $P_b$ do BPSK diferencial em comparação com o esquema BPSK coerente. ....	40
Figura 3.10 - Constelação 8PSK com alocação de bits por codificação Gray. .	43
Figura 3.11 - Modulador MPSK. ....	45
Figura 3.12 - Demodulador coerente MPSK usando dois correladores. ....	47
Figura 3.13 - PDF conjunta de $\mathbf{r}$ , dado que $s_i(t)$ é transmitida. ....	48
Figura 3.14 - $P_s$ do MPSK e DMPSK (Dif). ....	52
Figura 3.15 - Regiões de decisão para fronteiras de $P_s$ de sinais MPSK. ....	53
Figura 3.16 - PSDs de MPSK: (a) Logarítmicas e (b) Potência fora da faixa. .	58
Figura 3.17 - Demodulador coerente diferencial para sinais MPSK codificados diferencialmente. ....	62
Figura 3.18 - Demodulação coerente de sinais MPSK codificados diferencialmente. ....	63
Figura 3.19 - Constelação do sinal QPSK. ....	66
Figura 3.20 - Formas de onda QPSK. ....	70
Figura 3.21 - Modulador QPSK (a) e Demodulador QPSK (b). ....	71
Figura 3.22 - $P_b$ de QPSK e DQPSK. ....	72

Figura 3.23 - PSD de QPSK em comparação com BPSK: (a) Logarítmica e ...	75
(b) Potência fora da banda em dB.....	75
Figura 3.24 - Modulador DEQPSK. ....	75
Figura 3.25 - Demodulador DQPSK sub-ótimo (veja a Figura 3.17 para o demodulador ótimo). ....	78
Figura 3.26 - Demodulação coerente do DEQPSK. ....	79
Figura 3.27 - Modulador OQPSK (a) e Demodulador (b). ....	80
Figura 3.28 - Formas de onda OQPSK. ....	81
Figura 3.29 - Modulador $\pi/4$ -QPSK.....	82
Figura 3.30 - Constelação do sinal $\pi/4$ -QPSK. ....	86
Figura 3.31 - Demodulador diferencial em banda-base para $\pi/4$ -QPSK.....	87
Figura 3.32 - Demodulador diferencial em banda de FI para $\pi / 4$ -QPSK.....	88
Figura 3.33 - Demodulador com discriminador FM para $\pi/4$ -QPSK.....	88
Figura 3.34 - Sincronizador de elevação à potência M para a recuperação da portadora.....	94
Figura 3.35 - Malha de Costas para recuperação da portadora em BPSK. ....	96
Figura 3.36 - Malha de Costas para a recuperação da portadora em QPSK. ...	97
Figura 3.37 - Dois tipos de sincronizadores de símbolo em malha aberta, (a) e (b).....	97
Figura 3.38 - Sincronizador de relógio com portas de início/fim de curso. ....	99
Figura 3.39 - Temporização das portas de início/fim de curso - ilustração. ....	99
Figura 3.40 - Efeito de sincronização de portadora imperfeita na $P_b$ do BPSK. .....	101
Figura 3.41 - Efeito da sincronização de símbolo imperfeita na $P_b$ do BPSK. ....	102
Figura 3.42 - Formas de onda do MSK (a-i). ....	106
Figura 3.43 - Árvore da variação da fase do sinal MSK. ....	111
Figura 3.44 - Treliça da variação da fase do sinal MSK. ....	111
Figura 3.45 - MSK - Densidade Espectral de Potência. ....	114
Figura 3.46 - Fração de potência fora da banda do MSK, BPSK, QPSK e OQPSK. ....	115
Figura 3.47 - Modulador MSK (I). ....	116



Figura 3.48 - Modulador MSK (II).....	117
Figura 3.49 - Demodulador MSK.....	120
Figura 3.50 - Recuperação de Tempo de Símbolo e Portadora em MSK. ....	123
Figura 3.51 - Formato do pulso para GMSK ( $B_bT = 0.25$ ). ....	131
<i>Figura 3.52 - Espectros de potência de GMSK.</i> .....	132
Figura 3.53 - Implementação digital do circuito demodulador de malha de Costas para GMSK. ....	133
Figura 4.1 - Topologia básica de um DT. ....	135
Figura 4.2 - Topologia 1 do DT com geração e modulação direta em banda X. .....	136
Figura 4.3 - Topologia 2 do DT com gerador banda X implementado por gerador banda S e multiplicador por 4. ....	137
Figura 4.4 - Topologia 3 do DT com gerador banda X implementado por um <i>up- converter</i> . ....	138
Figura 4.5 - Topologia 4 do DT com geração e modulação em banda S. ....	138
Figura 4.6 - Modelo do sistema de comunicação de transmissão de dados de observação da Terra. ....	139
Figura 4.7 - Modelo de sistema de transmissão de dados limitado em banda. .....	145
Figura 4.8 - Transmissor de dados da câmera CCD (CCD-DT) – CBERS- 1&2/2B. ....	150
Figura 4.9 - Curva característica de uma TWTA. ....	151
Figura 4.10 - Transmissor de dados das câmeras MUX e WFI (MWT) – CBERS 3&4. ....	152
Figura 4.11 - Transmissor de dados do CBERS-4A (DTS). ....	154
Figura 4.12 - Topologia com modulação direta em banda X e 4D-8PSK TCM. .....	156
Figura 5.1: Diagrama de blocos do DT projetado.....	164
Figura 5.2: Máscara do espectro do sinal modulado.....	167
Figura 5.1 - Diagrama em Blocos do DT. ....	169
Figura 5.4 - Circuito elétrico do DT – <i>Design</i> para simulação no SystemVue. ....	170

Figura 6.1 - Sistema de comunicação completo – o DT na parte superior. ....	180
Figura 6.2 - “Curva da cachoeira” de $BER \times E_b/N_0$ teórico e do DT ideal. ....	183
Figura 6.3 - “Curva da cachoeira” $BER \times E_b/N_0$ do DT com parâmetros dos módulos associados.....	184
Figura 6.4 - Valores de EVM e os desbalanceamentos na saída do DT – Medida dinâmica. ....	185
Figura 6.5 - Largura de banda ocupada em banda X do DT e a máscara do CCSDS. (Gráfico dinâmico). ....	186
Figura 6.6 - Efeito não linear da TWTA. ....	187
Figura 6.7 - <i>Spectral Regrowth</i> para o DT integrado com a TWTA. ....	188

## LISTA DE TABELAS

	<b><u>Pág.</u></b>
Tabela 1.1 - Características dos imageadores do CBERS-3 & 4. ....	5
Tabela 3.1 - Exemplo da codificação diferencial. ....	35
Tabela 3.2 - Coordenadas do sinal QPSK. ....	64
Tabela 3.3 - Alocação de fase do sinal DEQPSK.....	73
Tabela 3.4 - Codificação diferencial para DEQPSK. ....	73
Tabela 3.5 - Decodificação diferencial para DEQPSK. ....	77
Tabela 3.6 - Alocação de fase do sinal $\pi/4$ -QPSK.....	85
Tabela 3.7 - Comparação dos esquemas PSK. ....	103
Tabela 3.8 - Casos possíveis (nota: $k$ é par).....	109
Tabela 3.9 - Porcentagem de largura de banda do GMSK. ....	132
Tabela 5.1 - Planilha de cálculo do enlace de descida de um satélite genérico. .....	160
Tabela 5.2 - Resumo dos Requisitos do DT.....	170
Tabela 5.3 - Requisitos do Gerador de Portadora na Banda S. ....	172
Tabela 5.4 - Requisitos do Modulador Vetorial Banda X.....	173
Tabela 5.5 - Requisitos do Multiplicador. ....	174
Tabela 5.6 - Requisitos do Amplificador Banda X.....	175
Tabela 5.7 - Requisitos do Filtro Passa Faixas. ....	175
Tabela 5.8 - Requisitos do SSPA. ....	176
Tabela 6.1 - Síntese dos resultados.....	191



## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ACM	<i>Adaptive Coding and Modulation</i>
A/D	<i>Analog-to-Digital</i>
APSK	<i>Amplitude And Phase Shift Keying</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
Bit	<i>Binary digit</i>
BPF	<i>Band Pass Filter</i>
bps	<i>bits per second</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BW	<i>Bandwidth</i>
CAST	<i>China Academy of Space Technology</i>
CBERS	<i>China-Brazil Earth Resources Satellite</i>
CCD	<i>Charge-Coupled Device</i>
CCSDS	<i>Consultative Committee for Space Data Systems</i>
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
COTS	<i>Commercial Off-The-Shelf</i>
CPFSK	<i>Continuous Phase FSK</i>
CPM	<i>Continuous Phase Modulation</i>
DEA	<i>Divisão de Eletrônica Aeroespacial</i>
DPCM	<i>Differential Pulse Code Modulation</i>
DSP	<i>Digital signal Processing</i>
DQPSK	<i>Differential QPSK</i>
DT	<i>Data Transmitter</i>
ECSS	<i>European Cooperation for Space Standardization</i>
EESS	<i>Earth Exploration Satellite Services</i>
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
ESA	<i>European Space Agency</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>

FI	<i>Frequência Intermediária</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
Gbps	<i>Gigabits per second</i>
GMSK	<i>Gaussian MSK</i>
G/T	<i>Gain-to-System Noise Temperature</i>
HH	<i>Horizontal-Horizontal</i>
HR	<i>High Resolution</i>
HPA	<i>High Power Amplifier</i>
INPE	<i>Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais</i>
IR	<i>Infrared</i>
IRS	<i>Infrared Scanner</i>
ITAR	<i>International Traffic in Arms Regulations</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
JAXA	<i>Japan Aerospace Exploration Agency</i>
LASER	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LEO	<i>Low Earth Orbit</i>
LPF	<i>Low Pass Filter</i>
MAPSK	<i>M-ary APSK</i>
Mbps	<i>Megabits per second</i>
MFSK	<i>M-ary FSK</i>
MMA	<i>Ministério do Meio Ambiente</i>
MPSK	<i>M-ary PSK</i>
MSK	<i>Minimum Shift Keying</i>
MUX	<i>Multispectral</i>
NRZ-L	<i>Non-Return to Zero-Level</i>
NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i>
OP	<i>Operation Point</i>
OQPSK	<i>Offset QPSK</i>
PAN	<i>Panchromatic</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>

PMM	Plataforma Multi-Missão
PSD	<i>Power Spectrum Density</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RF	<i>Radiofrequency</i>
SAR	<i>Synthetic Aperture Radar</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SSPA	<i>Solid State Power Amplifier</i>
TCM	<i>Trellis Coded Modulation</i>
4D-8PSK TCM	<i>Four-Dimensional Eight Phase Shift Keying Trellis Coded Modulation</i>
TOI	<i>Third Order Intercept</i>
TWTA	<i>Traveling Wave Tube Amplifier</i>
TX	<i>Transmitter</i>
UQPSK	<i>Unbalanced QPSK</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VH	<i>Vertical-Vertical</i>
VV	<i>Vertical-Horizontal</i>
WFI	<i>Wide Field Imager</i>





## LISTA DE SÍMBOLOS

B	Largura de banda ocupada por um bit
C	(Banda C) - Faixa de frequências do espectro eletromagnético de ~ 4 GHz a 8 GHz
$E_b/N_0$	Energia de Bit / Densidade Espectral de Potência de Ruído
$f_c$	Frequência da portadora de RF
$I/Q$	<i>In Phase / Quadrature Component</i>
Ka	(Banda Ka) - Faixa de frequências do espectro eletromagnético de ~ 26,5 GHz a 40 GHz
$M$	Número de estados (fases) do sinal MPSK
$n$	$\log_2 M$
$P_{1dB}$	Potência no ponto de compressão de 1 dB
$P_{2dB}$	Potência no ponto de compressão de 2 dB
$P_{in}$	Potência de entrada
$P_{out}$	Potência de saída
$R_b$	Taxa de bits
S	(Banda S) - Faixa de frequências do espectro eletromagnético de ~ 2 GHz a 4 GHz
$T, T_b$	Período de duração do bit
X	(Banda X) - Faixa de frequências do espectro eletromagnético de ~ 8 GHz a 12 GHz



## SUMÁRIO

	<b><u>Pág.</u></b>
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1. Motivação .....	3
1.2. Objetivo.....	6
1.3. Metodologia .....	9
1.4. Estrutura dos capítulos .....	10
2 CONCEITOS BÁSICOS.....	12
2.1. Satélite de observação da Terra .....	12
2.2. Coordenação de frequências .....	15
2.3. Largura de banda necessária / largura de banda ocupada.....	15
2.4. Taxa de dados / taxa de bits .....	16
2.5. Enlace de descida espaço-Terra .....	17
3 REVISÃO DA LITERATURA SOBRE MODULAÇÃO DIGITAL .....	22
3.1. Modulação PSK (Phase Shift Keing) .....	24
3.1.1. Modulação BPSK .....	25
3.1.2. BPSK diferencial .....	33
3.1.3. PSK M-ário .....	41
3.1.4. PSD do MPSK.....	54
3.1.5. MPSK diferencial.....	56
3.1.6. PSK em quadratura.....	64
3.1.7. QPSK Diferencial .....	72
3.1.8. Offset QPSK.....	79
3.1.9. $\pi/4$ -QPSK.....	82
3.1.10. Sincronização.....	91
3.1.11. Recuperação da portadora.....	91
3.1.12. Recuperação do relógio .....	97
3.1.13. Efeitos dos erros de fase e temporização .....	100
3.1.14. Sumário.....	102
3.2. Modulação MSK (Minimum Shift Keying).....	103

3.2.1.	MSK como um OQPSK com formatação senoidal .....	104
3.2.2.	Densidade espectral de potência do sinal MSK .....	112
3.2.3.	Largura de banda para MSK e comparação com PSK .....	113
3.2.4.	Modulador .....	116
3.2.5.	Demodulador.....	118
3.2.6.	Sincronização.....	122
3.2.7.	Probabilidade de erro .....	124
3.3.	Modulação de fase contínua (CPM).....	128
3.3.1.	Descrição do CPM .....	129
3.3.2.	MSK Gaussiano (GMSK) .....	130
4	TOPOLOGIAS DE TRANSMISSORES DE DADOS A ALTAS TAXAS .	134
4.1.	Modelo básico e problemas técnicos principais da transmissão de dados de sensoriamento remoto .....	139
4.2.	Apresentação das topologias de DTs aplicados nos programas de satélites do INPE .....	148
4.2.1.	Topologia CBERS-1&2 e 2B .....	148
4.2.2.	Topologia CBERS-3&4.....	151
4.2.3.	Topologia CBERS-4A.....	153
4.2.4.	Topologia com 4D-8PSK TCM .....	156
5	DESCRIÇÃO DA SOLUÇÃO EMPREGADA NO DESENVOLVIMENTO DO PROJETO .....	158
5.1.	Cálculo do Enlace .....	159
5.2.	Solução proposta: topologia e técnica de modulação.....	162
5.3.	Especificação dos requisitos elétricos do DT.....	163
5.4.	Descrição funcional.....	169
5.4.1.	Síntese dos requisitos do DT .....	170
5.4.2.	Descrição e especificação elétrica dos módulos do DT .....	171
5.4.2.1.	Sintetizador banda S .....	171
5.4.2.2.	Modulador vetorial banda X .....	172
5.4.2.3.	Multiplicador de frequência para banda X .....	173
5.4.2.4.	Amplificador e filtro em banda X .....	174

5.4.2.5.	SSPA.....	176
6	SIMULAÇÃO E AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO DT EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO GLOBAL.....	177
6.1.	Descrição da simulação.....	180
6.2.	Avaliação do desempenho.....	182
6.2.1.	Desempenho do DT – BER e EVM .....	183
6.2.2.	Largura de banda ocupada .....	185
6.2.3.	Efeito da TWTA.....	186
7	CONCLUSÃO .....	190
7.1.	Síntese dos resultados .....	190
7.2.	Considerações finais.....	191
7.3.	Sugestões para trabalhos futuros .....	193
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	194



## 1 INTRODUÇÃO

Interesses mais abrangentes de monitorar e detectar desmatamentos e queimadas, principalmente na floresta amazônica, mas também em todo o território nacional e de avaliar e monitorar todos os recursos naturais renováveis do solo brasileiro leva o governo federal, por meio principalmente do Ministério do Meio Ambiente (MMA) e órgãos vinculados às áreas ambientais, ciência e tecnologia e agricultura, a ter necessidade de obtenção de grande quantidade de dados de imagens de sensoriamento remoto das biodiversidades brasileiras.

Para isto, satélites de observação da Terra por sensoriamento remoto com cargas úteis ópticas (sensores passivos) de médias e altas resoluções, como as dos satélites *China-Brazil Earth Resources Satellite (CBERS)*, CBERS-1 & 2 e CBERS-3 & 4, e *Amazonia-1*, devem ser utilizados.

Além do monitoramento da floresta amazônica e demais relevos brasileiros, diferentes tipos de monitoramento são necessários através de detecções abaixo das nuvens, abaixo das copas das árvores, da mata atlântica que contém níveis de terrenos distintos de outras florestas, etc., onde sensores ativos de micro-ondas devem ser utilizados, como o *Synthetic Aperture Radar (SAR)*.

Além disso, algumas aplicações requerem ultra-alta resolução espacial, como as dos satélites americanos *GeoEye-1* e *WorldView-3* (DIGITALGLOBE, 2013/2014) com resoluções de 0,41 m e 0,31 m, respectivamente.

A consequência da utilização de sensores ópticos de ultra-alta resolução ou SARs em satélites é um aumento no volume de dados gerados por esses

sensores, se comparados com os dados gerados por uma câmera imageadora de média ou alta resolução.

Quanto maior for a taxa de dados maior será a necessidade de largura de banda (*Bandwidth* - BW) do espectro eletromagnético para a transmissão dos dados de imagem; e também será obrigatório o aumento da potência do sinal a ser transmitido. (RAO e PAL, 2009).

Em sistemas de comunicação por satélite para missões na categoria que envolve Serviços de Exploração da Terra por Satélites (*Earth Exploration Satellite Services* - EESS) definidos na norma ECSS (2011), como os satélites de observação da Terra, as faixas de frequência a serem utilizadas, bem como a largura de banda máxima para a transmissão dos dados de imagens em cada banda de frequência é regulamentada (ITU-R, 2008) pela União Internacional de Telecomunicações (ITU).

Conforme estes regulamentos, em banda X a largura de banda é de 375 MHz (8,025 GHz – 8,400 GHz) que, para um sistema de transmissão de dados como os utilizados nos CBERS-1 & 2 / CBERS-3 & 4, comporta a transmissão de  $\lesssim$  400 Mbps utilizando a técnica de modulação denominada QPSK ou  $\lesssim$  200 Mbps utilizando a modulação denominada BPSK, como serão vistas.

Na banda Ka (25,5 GHz – 27 GHz) a largura de banda é de 1500 MHz, quatro vezes maior que em banda X, mas é bom salientar que esta faixa de frequências sofre significativa atenuação devida à chuva ou a nuvens carregadas, conforme destacado por Rao e Pal (2009).

Para ilustrar esta explanação, podemos citar como exemplos o sensor SAR em banda S do satélite NovaSAR da Companhia Britânica SURREY que gera uma taxa de dados de 500 Mbps para o enlace de descida (*downlink*) – detalhes em NovaSAR (2015); e o satélite comercial da americana DigitalGlobe de ultra-alta



resolução de 0,31 m – WorldView-3, com taxa de dados de 1200 Mbps – ver em: Digitalglobe (2013/2014).

Para operar com estas taxas de dados elevadas, o subsistema de transmissão de dados do satélite deve adotar esquemas de modulação com melhores eficiências em banda e maiores eficiências em potência.

### **1.1. Motivação**

Satélites de observação da Terra foram desenvolvidos pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), destacadamente, pela Divisão de Eletrônica Aeroespacial (DEA), em parceria com os Institutos da *China Academy of Space Technology* (CAST) da China, desde 1988, inicialmente com os CBERS-1 & 2, e posteriormente o CBERS-2B. O rateio entre a China e o Brasil, previsto no acordo internacional, foi de 75% e 25% globalmente e respectivamente, incluindo o veículo lançador e lançamento. O desenvolvimento de todos os subsistemas de serviço e carga útil do satélite seguiu assim esta distribuição. O desenvolvimento das câmeras ópticas e da transmissão de dados, por exemplo, ficaram sob a responsabilidade dos chineses, mas eles subcontrataram o amplificador de potência de saída (*Solid State Power Amplifier* – SSPA) dos transmissores de dados (DTs) da engenharia do INPE.

Um grande passo foi dado no desenvolvimento da segunda geração de satélites CBERS, os satélites CBERS-3 & 4, onde a divisão de trabalho passou a ser de 50% para cada lado, pelo DOU (2008), tendo o Brasil ficado responsável, além de outros subsistemas, pelo desenvolvimento de duas câmeras ópticas e do DT para transmitir os dados de imagem destas.

Os satélites CBERS-1 & 2 contavam com três imageadores: um óptico multiespectral (Câmera CCD) com 20 m de resolução espacial, um *scanner* infravermelho (IRS) e um experimento brasileiro, o Imageador de Campo Largo

(WFI – *Wilde Field Imager*), com taxas de dados de 2 x 53 Mbps (dois canais de transmissão), 6,13 Mbps e 1,1 Mbps, respectivamente. Os transmissores de dados utilizavam moduladores com tecnologia *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) para a taxa de (6,13 + 1,1) Mbps e para as taxas de 53 Mbps, e amplificadores de potência do tipo SSPA de 8 W de potência de Radiofrequência (RF) no canal IRS/WFI e *Traveling Wave Tube Amplifier* (TWTA) de 20 W de potência na saída de cada um dos dois canais CCDs.

Já no satélite CBERS-2B, foram mantidos a Câmera CCD e o DT correspondente (foram utilizados os sobressalentes do CBERS-2) e incorporada uma câmera pancromática de alta resolução (*High Resolution Camera* – HRC) de 2,7 m no lugar do IRS, com taxa de dados de 54 Mbps (taxa bruta total de 432 Mbps comprimida em oito vezes). Um DT com modulação QPSK direta em banda X foi utilizado para transmitir 60 Mbps (54 Mbps da HRC + 1,1 Mbps da WFI + dados auxiliares).

Para o programa CBERS-3 & 4, os dois satélites foram concebidos para possuir como cargas úteis principais quatro imageadores com cinco canais de transmissão. Duas câmeras Brasileiras: a WFI com melhorias em relação às que foram experimentais no CBERS-1 & 2 e 2B e a MUX (Multispectral) com 20 m de resolução; e duas câmeras Chinesas: a *Panchromatic & Multispectral Camera* (PAN) com dois canais de imageamento: um pancromático com resolução de 5 m, a PAN2, e outro multispectral com resolução de 10 m, a PAN1, e a IRS. As taxas de dados e o espectro em banda X com os cinco canais de transmissão são mostrados na Tabela 1.1 e Figura 1.1, respectivamente.

Para o satélite Amazonia-1 (primeira missão a utilizar a plataforma PMM – Plataforma Multi-Missão desenvolvida pelo INPE) o DT proposto para transmitir os dados da carga útil câmera do satélite seguiu o projeto desenvolvido para o CBERS-3 & 4, com pequenas alterações.

Há diversas necessidades e requisitos atuais que promovem a imposição do emprego de técnicas de modulação mais eficientes para a transmissão de dados a taxas maiores que as utilizadas até o momento, i.e., para alguns tipos de monitoramentos em missões futuras de observação da Terra do INPE. Além disso, há a necessidade de se focar em missões de observação da Terra que possa ser desenvolvida dentro das capacidades atuais do INPE, utilizando como plataforma a PMM (médio porte) ou pequenos satélites, caminho este que atualmente está sendo seguido em setores com recursos escassos.

Tabela 1.1 - Características dos imageadores do CBERS-3 & 4.

<b>Características das Câmeras do CBERS-3 e 4</b>				
	MUX	PAN	IRS	WFI
Bandas Espectrais	0,45-0,52 $\mu$ m (B) 0,52-0,59 $\mu$ m (G) 0,63-0,69 $\mu$ m (R) 0,77-0,89 $\mu$ m (NIR)	0,51-0,85 $\mu$ m (Pan2) 0,52-0,59 $\mu$ m (G) 0,63-0,69 $\mu$ m (R) 0,77-0,89 $\mu$ m (NIR)	0,50-0,90 $\mu$ m (Pan) 1,55-1,75 $\mu$ m (SWIR) 2,08-2,35 $\mu$ m (SWIR) 10,40-12,50 $\mu$ m (TH)	0,45-0,52 $\mu$ m (B) 0,52-0,59 $\mu$ m (G) 0,63-0,69 $\mu$ m (R) 0,77-0,89 $\mu$ m (NIR)
Campo de Visada	8°	8,8°	8,8°	60°
Resolução	20 m	5 m / 10 m	40 m / 80 m (TIR)	64 m
Largura da Faixa Imageada	120 km	60 km	120 km	866 km
Apontamento	não	$\pm 32^\circ$	não	não
Revisita (Resolução temporal)	26 dias	52 dias 3 dias com visada (lateral)	26 dias	5 dias
Frequência da Portadora	8365 MHz	8208 MHz / 8108 MHz	8034,4 MHz	8290 MHz
Quantização	8 bits	8 bits	8 bits	10 bits
Taxa de Dados	68 Mbps	(70 / 100) Mbps	17,5 Mbps	53 Mbps
Potência do TX	47 dBm	46 dBm	40 dBm	47 dBm

Fonte: Adaptada de: <http://www.cbears.inpe.br/>.

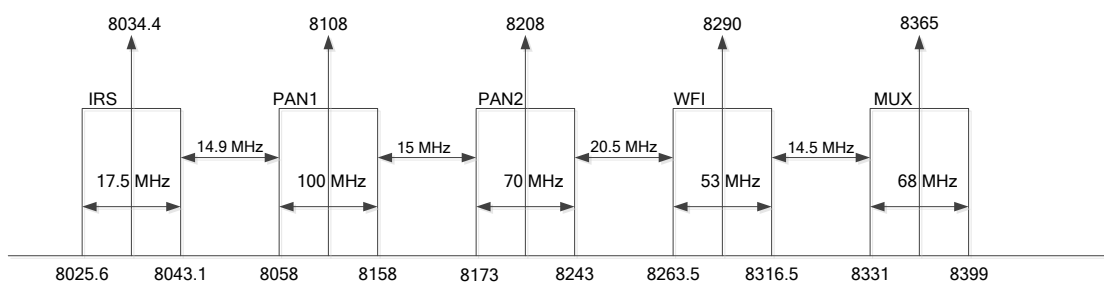


Figura 1.1 - Distribuição de frequência no espectro em banda X dos canais de transmissão do CBERS-3&4.

Fonte: do Autor.

Portanto, devido à política atual do governo federal de restrição orçamentária nesta área, as futuras missões de observação da Terra necessárias para o país devem seguir a tendência corrente de utilização de satélites de pequeno e médio porte devido à menor complexidade no desenvolvimento e custos reduzidos, principalmente no custo de lançamento do satélite e o grande número de plataformas padrões para pequenos satélites existentes no mercado internacional (evitando a adaptação ou construção de uma plataforma dedicada).

Partindo desse pressuposto, e com a experiência de desenvolvimento de transmissores de dados (DTs) nos últimos 28 anos, o autor recomenda que a tecnologia de projeto de um DT com um canal de transmissão simples utilizando toda a largura de banda disponível para determinada faixa deve ser seguida, devido à massa, ao volume e ao consumo de potência, reduzidos, pois, em satélites de pequeno porte, dimensionalmente é utilizado um sensor único que pode ser um SAR ou um imageador de alta resolução.

## 1.2. Objetivo

O escopo desse documento de dissertação de mestrado compreenderá mostrar e demonstrar todos os passos estudados e analisados, até se chegar à proposta do DT para satélites de observação da Terra de pequeno e médio

porte, bem como apresentar os resultados de simulações realizadas com o *design* do DT proposto.

Assim, o objetivo deste trabalho é analisar e comparar os transmissores de dados a altas taxas utilizadas nos satélites de observação da Terra do INPE, em conjunto com as técnicas de modulação eficientes e recomendadas pela Agência Espacial Europeia (*European Space Agency – ESA*) e, propor uma solução de engenharia, a nível de subsistema e de módulos, com a apresentação da especificação de requisitos elétricos do DT, para satélites de pequeno e médio porte, assegurando o cumprimento destes requisitos de desempenho elétrico a nível de subsistema.

Detalham-se as topologias que são empregadas em DTs, as técnicas de modulação que foram utilizadas, e as mais eficientes que são recomendadas atualmente pela ESA através dos padrões *European Cooperation for Space Standardization* (ECSS) e padrões internacionalmente acordados do *Consultative Committee for Space Data Systems* (CCSDS), utilizadas pelas agências espaciais ESA/NASA/JAXA/INPE, entre outras, em seus satélites de observação da terra.

Exercitam-se também as técnicas de Engenharia de Requisitos e Engenharia de Sistemas, Ref.: Araujo (2015), estabelecendo os requisitos de desempenho e propondo a solução de engenharia do transmissor de dados a altas taxas em banda X.

O propósito deste trabalho pode ser sintetizado então:

- 1) Analisar e comparar todos os DTs utilizados até então pelos programas de satélites de observação da Terra do INPE em conjunto com as técnicas de modulação eficientes e as recomendadas pela ESA;
- 2) E, a partir de demandas de usuários para este tipo de aplicação (resolução espacial, largura de faixa imageada, tempo de revisita, etc.), que foram

levantadas quando da realização do Curso de Engenharia de Sistemas na ETE/CSE (ARAUJO, 2015), a qual converge para uma elevada taxa de bits de dados de imagem, e buscando utilizar as tecnologias para satélites de pequeno ou médio porte;

- 3) Propor uma solução técnica funcional a nível de módulos, que servirá para a implementação do *design* no software de simulação, de um transmissor de dados a altas taxas que poderá ser empregado em futuras missões de observação da Terra do INPE.

A proposta apresentada neste trabalho inclui a escolha da topologia a ser empregada, levando em conta a redução da massa, do volume, do consumo de energia elétrica, dos custos e dos requisitos técnicos essenciais do transmissor: ruído de fase (que afeta diretamente a relação sinal-ruído – SNR no enlace de transmissão), *Error Vector Magnitude* – EVM: erro de fase, erro de amplitude e erro de frequência do modulador digital que estão ligados também diretamente à topologia. Inclui também a definição das técnicas de modulação com maiores eficiências em largura de banda e em potência de RF recomendadas pelas normas. Esta topologia e a técnica de modulação devem ser possíveis de serem implementadas para a utilização em satélites de pequeno e médio porte.

Não são discutidos neste trabalho considerações para o emprego de antenas com altos ganhos (de feixe estreito) com controle automático de apontamento e de amplificadores de potências, como as TWTAs (que possuem maior volume e massa) com objetivo de aperfeiçoar o cálculo de enlace. Serão utilizados valores típicos de ganho de antenas fixas e de feixe largo moldado e nível de potência de RF de SSPA com consumo compatível com a aplicação, ambos os equipamentos de catálogo (*off-the-shelf*).

### 1.3. Metodologia

Inicialmente, são avaliadas e comparadas as topologias e as técnicas de modulação empregadas para a especificação e desenvolvimento de transmissores de dados a altas taxas em banda X, observando as recomendações das normas ESA. Isto inclui analisar as que são apresentadas:

a) na documentação de projeto dos DTs dos satélites CBERS-1 & 2, CBERS-2B, CBERS-3 & 4 e Amazonia-1 e CBERS-4A;

b) na literatura e as mais eficientes que são recomendadas atualmente: i) pela ESA através da norma ECSS (2011); e pelos padrões internacionais CCSDS (2009) e CCSDS (2014).

Deste estudo é determinada a topologia e a técnica de modulação recomendada e apropriada para serem empregadas em transmissores de dados a altas taxas. É proposta a arquitetura da solução (topologia e técnica de modulação) para um transmissor de dados a altas taxas em banda X para satélites de pequeno e médio porte.

Depois, é esboçada a topologia e a técnica de modulação escolhidas, com a especificação do transmissor ao nível do diagrama em blocos funcional e as especificações dos equipamentos/módulos.

Por fim, será realizada a simulação da cadeia de transmissão proposta para demonstrar o desempenho do transmissor de dados a nível de sistema.

A simulação será realizada utilizando o Software de Análise de Sistemas de Comunicações SystemVue™ *Electronic System Level* (ESL) da KeySight Technologies Inc., representando a cadeia de transmissão (codificador + mapeador + filtragem do sinal banda-base + modulador + amplificador de potência) conforme o diagrama em blocos do Transmissor de Dados a Altas

Taxas proposto, utilizando os modelos precisos da biblioteca do software para cada bloco.

Portanto, neste trabalho será demonstrada uma solução da arquitetura funcional de um Transmissor de Dados a altas taxas em banda X, provendo o diagrama de blocos funcional e suas especificações de desempenho a nível do subsistema.

#### **1.4. Estrutura dos capítulos**

Capítulo 2: Apresenta os conceitos básicos necessários para a compreensão dos tópicos do trabalho, bem como conceitos técnicos necessários para o entendimento dos requisitos primários de um transmissor de dados a altas taxas.

Capítulo 3: Apresenta a revisão da literatura sobre modulação digital, com toda a teoria de sinal, cálculo de probabilidade de erro de bit, moduladores e demodulação/recuperação da informação (sinal banda base), isto é, as técnicas de modulação que são empregadas para a transmissão de altas taxas de dados do satélite para a Terra.

Capítulo 4: Detalham quatro topologias de transmissores de dados a altas taxas, as vantagens e desvantagens de cada uma, mostrando os diagramas em blocos e a descrição dos DTs utilizados nos programas de satélites de observação da Terra do INPE.

Capítulo 5: Apresenta a escolha do DT a ser empregado e detalha a solução a nível de sistema, desde os requisitos do sistema, a arquitetura da topologia e técnica de modulação, descrição funcional e especificações do subsistema e dos módulos.

Capítulo 6: Detalha a simulação do DT e apresenta os resultados obtidos com a análise dos dados e melhorias a serem realizadas.



Capítulo 7: Apresenta as conclusões do trabalho, bem como as sugestões para trabalhos futuros.

## 2 CONCEITOS BÁSICOS

Este Capítulo apresenta alguns conceitos básicos com o intuito de uniformizar a terminologia e conceitos utilizados, além de definições e conceitos técnicos contidos nas normas que serão utilizadas (ECSS, 2011; e CCSDS, 2009 e 2014).

As definições básicas são comentadas e complementadas por definições adicionais. Caracteres em **negrito** são usados quando um termo é definido, enquanto que os caracteres em *itálicos* são um convite para chamar a atenção do leitor.

### 2.1. Satélite de observação da Terra

Segundo Campbell (2002) e Schowengerdt (2006), pode-se afirmar que **satélites de observação da Terra**, ou de sensoriamento remoto da Terra, são satélites projetados especificamente para a observação do planeta Terra a partir de uma órbita relativamente baixa (altitudes entre 500-1000 km), destinados a usos não militares, tais como para o levantamento de informações sobre monitoramento ambiental, meteorologia, cartografia, etc. e militares – espionagem, etc., através de tecnologias de sensoriamento remoto com utilização de sensores passivos ópticos e termais ou ativos de micro-ondas.

Para se alcançar uma cobertura quase global com estas altitudes, os satélites *Low Earth Orbit* (LEO) de observação da Terra normalmente seguem órbitas helio-síncrona (EDUSPACE, 2016). Uma órbita heliossíncrona é uma órbita quase polar cuja altura e inclinação da órbita são tais que o satélite sempre passa sobre uma mesma localização a uma dada latitude ao mesmo horário local. Deste modo, a mesma condição aproximada de iluminação solar vista pelo satélite pode ser alcançada para as imagens dessa dada localização.

De acordo com Liew (2015), os satélites de observação da Terra fornecem imagens apropriadas para vários tipos de aplicações. Cada um dos sensores do satélite é caracterizado pelas bandas de comprimento de onda empregadas na aquisição de imagens, pela resolução espacial do sensor, pela área de cobertura (largura da faixa imageada) e pela cobertura temporal (revisita), ou seja, a frequência com que um mesmo local sobre a superfície da terra pode ser visualizado pelo sistema de imageamento.

Em termos de resolução espacial, os sistemas (sensores) imageadores dos satélites podem ser classificados em:

- Sistemas de baixa resolução (aprox. 1 km ou mais);
- Sistemas de média resolução (aprox. 100 m para 1 km);
- Sistemas de alta resolução (aprox. 5 m para 100 m);
- Sistemas de resolução muito alta (*very high resolution*) (aprox. 5 m para 1 m);
- Sistemas de ultra-alta resolução (menor que 1 m).

Em termos das bandas espectrais utilizadas na aquisição dos dados (radiações emitidas ou refletidas pela terra), os sistemas de imageamento por satélite podem ser classificados em:

- Sistemas de imageamento óptico (incluem sistemas visíveis, infravermelho próximo e infravermelho de ondas curtas e médias);
- Sistemas de imageamento termal (infravermelho);
- Sistemas de Radar de Abertura Sintética (SAR).

Sistemas de imageamento ópticos e termais podem ser classificados de acordo com o número de bandas espectrais utilizadas, como:

- Sistemas monoespectral ou pancromático (comprimento de onda de uma banda, "imagem em preto-e-branco" – escala de cinza);

- Sistemas multiespectrais (várias bandas espectrais);
- Sistemas superespectrais (dezenas de bandas espectrais);
- Sistemas hiperespectrais (centenas de bandas espectrais).

Sistemas imageadores por radar de abertura sintética (SAR) podem ser classificados de acordo com a combinação de faixas de frequências e modos de polarização utilizados na aquisição de dados, por exemplo:

- Frequência única (banda L, ou banda S, ou banda C, ou banda X);
- Múltiplas frequências (combinação de duas ou mais faixas de frequências);
- Polarização simples (VV, ou HH, ou HV);
- Múltipla polarização (combinação de dois ou mais modos de polarização).

Logo, a demanda por imagens de satélites de observação da Terra com ultra-alta resolução espacial acarreta um aumento da quantidade de dados a serem transmitidos em tempo real para a estação terrena, conforme ressalta Rao e Pal (2009). Transmissão de dados a altas taxas representa um sério problema de congestionamento espectral. Isto tem levado à busca de uma grande variedade de técnicas, tais como: nova atribuição de faixas de frequências em bandas mais altas para este tipo de transmissão (banda Ka), reutilização de frequências (dupla polarização), utilização de técnicas de modulação com maiores eficiências espectrais, e utilização de técnicas de codificação de fonte mais eficientes, para garantir um desempenho ótimo de capacidade de transmissão, e também o uso de códigos corretores de erro e codificação de canal.

## 2.2. Coordenação de frequências

O **gerenciamento do espectro de frequências** é uma atividade importante que facilita a utilização adequada do espectro de frequência eletromagnético, não somente para as comunicações por satélite, mas para todas as outras aplicações de telecomunicações sem e com fio (*wireless / wired*). Isto é feito sob a coordenação da *International Telecommunication Union* - ITU, que é uma agência especializada das Nações Unidas. A ITU tem a missão de desenvolver padrões e regras internacionais denominados regulamentos de ondas de rádio em uma série de conferências internacionais de rádio. As faixas de frequências alocadas pela *World Administrative Radio Conference 1979* (WARC-79) para transmissões do espaço para a Terra de altas taxas de dados de sistemas de observação da Terra nas bandas S, X e Ka são: em banda S a largura de banda é 90 MHz (2200-2290 MHz), em banda X a largura de banda é 375 MHz (8025-8400 MHz) e de 1500 MHz em banda Ka (25,5-27 GHz).

Atualmente, a transmissão de dados a altas taxas continua quase que exclusivamente confinada à banda X, pois os sinais em banda Ka sofrem atenuações mais significativas devidas à chuva se comparados à banda X. Mas, quando as técnicas citadas anteriormente de melhoria do desempenho espectral não forem suficientes para a transmissão dentro da largura de banda em 8 GHz, deverá ser utilizada transmissão em banda Ka.

## 2.3. Largura de banda necessária / largura de banda ocupada

De acordo com a norma ECSS (2011), a **largura de banda necessária** para um determinado sinal a ser transmitido é a largura de banda mínima para assegurar a transmissão da informação (dados) à taxa e qualidade requeridas sob as condições especificadas.

Esta largura de banda deve ser inferior à máxima permitida, de 375 MHz em banda X, por exemplo, e é obtida considerando a taxa de dados a ser transmitida (bps = bits/seg) e a eficiência de modulação (bits/seg/Hz).

Utilizando-se uma modulação digital Offset-QPSK com filtragem (OQPSK Filtrada), e o filtro com um decaimento (*roll-off*) = 0,5, por exemplo, a eficiência de modulação real fica em torno de 1,48 bits/seg/Hz (ECSS, 2011). Utilizando uma codificação para correção de erros do tipo *Reed Solomon* de 239/255, a eficiência passa para 1,39 bits/seg/Hz. Com isto, para uma taxa de dados de 450 Mbps (proposição para o satélite CBERS-4A), a largura de banda necessária para a transmissão será de aproximadamente 324,1 MHz, que é possível na banda X.

**A largura de banda ocupada** é a largura de uma faixa de frequências tal que, abaixo do limite inferior e acima do limite superior da faixa, a potência média emitida de cada lado é igual a uma porcentagem específica da potencia média total de um dado sinal, (em geral = 0,5%). Ou seja, é a largura de banda que contém 99% da potência do sinal modulado a ser transmitido.

Em sistemas de transmissão via satélite considera-se a largura de banda necessária como sendo igual à largura de banda ocupada (ECSS, 2011), passando a ser denominada como BW.

#### **2.4. Taxa de dados / taxa de bits**

A **taxa de dados** de um subsistema Transmissor de Dados a Altas Taxas de um satélite é especificada em termos da **taxa de bits** ( $R_b$ ) na sua entrada, como referenciado em Roddy (2006).

$$R_b = \frac{1 \text{ bit}}{T_b} \text{ (bps)}$$

$$T_b = \text{duração do bit (s)}$$

Um DT opera normalmente com taxas de bits entre alguns Mbps até ~ 2 Gbps. Neste trabalho são consideradas (definidas) como taxas de dados ultra-altas, as taxas maiores ou iguais a 450 Mbps.

## 2.5. Enlace de descida espaço-Terra

No cálculo do **enlace de descida** do satélite, serão determinados os parâmetros de onde sairão todos os requisitos primários para o DT a ser especificado. (GARVEY, 2013).

Utilizando as recomendações constantes em ITU (2002), o objetivo final de um cálculo de enlace (*link budget*) é a determinação dos requisitos técnicos para o projeto do sistema, incluindo o DT, necessários para o sinal a ser transmitido (tipo de modulação, potência de RF necessária do amplificador de saída do TX, codificação de correção de erro, filtragem, etc.), através dos parâmetros obtidos: G/T, EIRP, temperatura equivalente de ruído, etc.

Destes parâmetros serão determinados, então, os equipamentos e suas especificações técnicas, necessários para o sistema de comunicação (do satélite e da estação terrena): tipo e dimensão das antenas, potência dos amplificadores, codificadores, moduladores, demoduladores, etc.

Inicialmente o cálculo parte da relação sinal-ruído  $C/N_0$  (potência da portadora sobre a densidade espectral de potência de ruído, em dB) mínima necessária na entrada do receptor para uma dada probabilidade de erro de bit (= taxa de erro de bit – BER) requerida para a determinada aplicação em comunicação digital, levando-se em conta as perdas intrínsecas do *front-end* do receptor e as perdas de demodulação.

Porém para sinais digitais, partindo-se do cálculo da  $C/N_0$ , em seguida deverá ser obtido a relação Energia de Bit/Densidade Espectral de Potência de Ruído –  $E_b/N_0$ .

Como será visto no Capítulo 3 em detalhes, para cada valor de BER especificado, será calculado o  $E_b/N_0$  requerido para cada esquema de modulação. A experiência mostra que, para sistemas digitais de transmissão de dados de sensoriamento remoto, o valor ótimo do BER onde os dados de imagem não estão comprimidos é especificado como sendo menor ou igual a  $10^{-6}$ ; e  $10^{-7}$  para dados em que foram utilizadas técnicas de compressão de baixas perdas.

O nível do sinal da portadora recebido na entrada do receptor da estação terrena é dado por:

$$c_d = p_s \cdot g_{st} \cdot g_{er} / l_d \quad (W) \quad (2.1)$$

onde:

$c_d$  é a potência da portadora;

$p_s$  a potência de saída do transmissor de dados do satélite;

$g_{st}$  o ganho da antena de transmissão do satélite na direção da estação terrena;

$g_{er}$  o ganho da antena de recepção da estação terrena;

$l_d$  a perda em espaço livre no enlace de descida;

e:

$$p_s \cdot g_{st} = (eirp)_s$$

que é a potência equivalente isotropicamente radiada do satélite em direção à estação terrena de recepção. Então:



$$c_d = (eirp)_s \cdot g_{er}/l_d \text{ (W)} \quad (2.2)$$

Portanto, se dividirmos ambos os lados da equação acima por  $n_0$  (densidade espectral de potência de ruído), tem-se:

$$(c/n_0)_d = (eirp)_s \cdot g_{er}/(l_d \cdot kT_d) \text{ (W/Hz)} \quad (2.3)$$

sendo  $kT_d = n_0$

onde:

$T_d$  é a temperatura equivalente de ruído de enlace de descida na estação terrena (K);

$k$  a constante de Boltzmann =  $1,38064852 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$

Como:

$$g_{er}/T_d = (g/T)_e$$

$(g/T)_e$  definida como figura de mérito da estação terrena em  $\text{K}^{-1}$

$$\therefore (c/n_0)_d = (eirp)_s \cdot (g/T)_e/l_d \cdot k^{-1} \text{ (W/Hz)} \quad (2.4)$$

E  $l_d$  pode ser calculada utilizando a expressão abaixo (PRITCHARD ET AL., 1993):

$$l_d = \left( \frac{4\pi d}{\lambda_c} \right)^2 \quad (2.5)$$

onde:

$\lambda_c$  é o comprimento de onda na frequência de operação ( $f_c$ ):

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{f_c \text{ Hz}}$$

$d$  a distância real entre a antena de recepção da estação terrena e o satélite, dada por (para satélite de órbita LEO):

$$d = \sqrt{(R_e + h)^2 - (R_e \cos \theta)^2} - R_e \sin \theta \quad (2.6)$$

onde:

$R_e$  é o raio médio da terra  $\approx 6371$  km;

$h$  a altura do satélite no nadir ( $90^\circ$  de elevação);

$\theta$  o ângulo de elevação da antena de recepção.

A fórmula 2.4 é frequentemente expressa em decibéis:

$$(C/N_0)_d = (EIRP)_s + (G/T)_e - L_d + 228,6 \text{ (dBm/Hz)} \quad (2.7)$$

Como, para sinais digitais, tem-se que calcular  $(E_b/N_0)_d$ , é usada a relação:

$$e_b/n_0 = c/n_0 \times 1/R_b \quad (2.8)$$

$$\text{Então, } (C/N_0)_d = (E_b/N_0)_d + 10 \log R_b \quad (2.9)$$

onde  $R_b$  é a taxa de bits de dados na transmissão, e o  $E_b/N_0$  requerido para o sistema de transmissão depende do tipo de modulação que será empregada. Normalmente, ainda, se utiliza uma margem no enlace de descida, recomendada em ECSS (2011), de no mínimo 3 dB:

$$(E_b/N_0)_d = (E_b/N_0)_{req} + MARGEM = (E_b/N_0)_{req} + 3dB \quad (2.10)$$

Assim, chega-se a equação final:

$$(E_b/N_0)_{req} = (EIRP)_s + (G/T)_e - L_d - L_o - 10 \log R_b - 3 + 228,6 \quad (2.11)$$

Pode ser verificado, na equação final acima, que foi incluído o termo  $L_0$  referente à soma de todas as outras perdas, além do espaço livre, que deve ser considerado no cálculo do enlace, a saber: perda atmosférica (gases, átomos livres e vapor d'água da atmosfera terrestre), atenuação devida à chuva, perda por polarização (descasamento entre a polarização da antena receptora e a onda recebida) e perda por desapontamento das antenas (de transmissão e recepção). Perdas entre o amplificador de potência do transmissor e a antena devem entrar no cálculo final do EIRP, bem como as perdas entre a antena receptora e o receptor (perdas ôhmicas, temperatura equivalente de ruído do receptor e temperatura de ruído da antena) devem ser consideradas no dimensionamento do G/T da estação de recepção. No final, ainda deverá ser considerada a perda de implementação na demodulação, valor este que normalmente é fornecido pelo fabricante do receptor/demodulador.

### 3 REVISÃO DA LITERATURA SOBRE MODULAÇÃO DIGITAL

Uma portadora (sinal) senoidal pode ser modulada por um sinal digital (sinal modulante) através da **modulação** (variação) de um ou mais dos seus três parâmetros fundamentais: amplitude, frequência e fase (AGILENT, 1997, XIONG, 2006, FRENZEL, 2012). Portanto, há três tipos básicos de modulação em comunicações digitais: modulação por chaveamento de amplitude (*Amplitude Shift Keying* – ASK), modulação por chaveamento de frequência (*Frequency Shift Keying* – FSK) e modulação por chaveamento de fase (*Phase Shift Keying* – PSK). Há muitas variações e combinações destas técnicas, como a *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) e a *Amplitude and Phase Shift Keying* (APSK), nas quais a modulação é realizada através da variação da fase e da amplitude do sinal simultaneamente.

Podemos classificar os tipos de modulação digital em duas grandes categorias: com envelope constante (também nominada de envoltória constante), como as FSK / PSK / CPM (*Continuous Phase Modulation*) e de envelope não constante, como as ASK / QAM / APSK. A classe com envelope constante é geralmente considerada como a mais adequada para as comunicações por satélite, porque minimiza os efeitos da amplificação não linear dos amplificadores de alta potência na saída do transmissor. Contudo, o esquema FSK genérico desta classe é normalmente considerado inadequado para aplicação em satélite, uma vez que tem uma eficiência muito baixa de largura de banda em comparação com a modulação PSK. Mas, dependendo ainda do tipo de aplicação, onde a taxa de dados requer eficiência de banda maior que as conseguidas com esquemas do tipo OQPSK Filtrada ou 8PSK, modulações QAM e MAPSK (*M-ary APSK*) devem ser consideradas.

Em um sistema de comunicação, a potência transmitida e a largura de banda do canal são os dois recursos de comunicação primários e que devem ser utilizados da forma mais eficiente possível. Portanto, a maioria dos canais de

comunicação pode ser classificada como canal limitado em potência e/ou de largura de banda limitada. (RODDY, 2006). Em canais limitados em potência, esquemas que requerem um menor  $E_b/N_0$  para certa taxa de erro de bit ou estruturas de codificação são geralmente selecionados para economizar potência em detrimento da largura de banda, enquanto que em canais com largura de banda limitada surge a necessidade do emprego de esquemas de modulação espectralmente mais eficientes para se alcançar larguras de banda menores. O objetivo principal da modulação espectralmente mais eficiente é maximizar a eficiência da largura de banda, definida como a relação da taxa de dados de canal pela largura de banda (em bits/seg/Hz). O objetivo secundário de tais esquemas é alcançar esta eficiência de largura de banda com um consumo mínimo de potência de RF.

Os sistemas de comunicação, operando em canais não lineares, com amplificadores de potência operando na saturação ou próximo dela para melhor eficiência de potência, requerem um recurso adicional, ou seja, o sinal modulado deve ser preferencialmente de envelope constante, isto é sem variação de amplitude (como o sinal modulado PSK da Figura 3.1). O emprego de modulação digital, devido à sua vantagem associada inerente de requerer menos energia de bit para alcançar a taxa de erro de bit (BER) necessária se comparada aos esquemas de modulação analógicos, são adotados para a transmissão de dados em particular nos sistemas de comunicação no espaço.

A modulação QPSK, como é um tipo de modulação com boas vantagens em termos de potência e eficiência de largura de banda, é geralmente a mais empregada para a transmissão de dados a altas taxas de bits em banda X de satélites de observação da Terra.

De modo mais geral, os esquemas de modulação de sinais  $M$ -ários podem ser utilizados. Modulação MPSK ( $M$ -ary PSK) tem melhor eficiência de largura de banda que MFSK ( $M$ -ary FSK) que, por sua vez, tem melhor eficiência de potência.

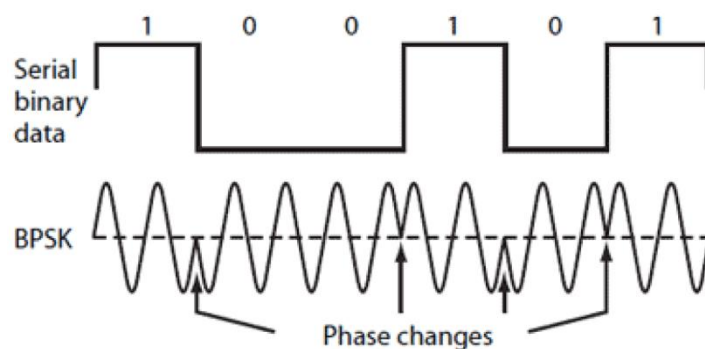


Figura 3.1 - Modulação (PSK) de envelope constante.

Na Seção 3.1 será demonstrada a teoria matemática dos tipos de modulação digital empregados em comunicações por satélite: os modelos matemáticos dos sinais modulados, moduladores e demoduladores utilizados para cada esquema de modulação, bem como o cálculo da densidade espectral de potência (*Power Spectral Density*) e a probabilidade de erro de bit ( $P_b$ ) ou taxa de erro de bit (BER) em função da relação  $E_b/N_0$ . O enfoque será dado somente para a modulação digital com envelope constante.

### 3.1. Modulação PSK (Phase Shift Keing)

Modulação por chaveamento de fase, como mencionado por Xiong (2006), é a mais importante classe de esquemas de modulação digital amplamente utilizada na comunicação por satélite.

Na Seção 3.1.1 e nas seguintes, serão apresentados todos os esquemas de modulação PSK que foram empregados nos transmissores de dados em banda X dos satélites que tiveram a participação da Divisão de Eletrônica Aeroespacial (DEA) do INPE. A modelagem matemática do sinal, sua densidade espectral de potência, diagramas em blocos e funcionamento do modulador e demodulador, cálculo da densidade espectral de potência e desempenho em função da taxa de erro de bit no receptor estão considerados.

Serão estabelecidos também os esquemas de modulação recomendados pelas normas ECSS e CCSDS para serem aplicados em novos projetos de transmissores para satélites de observação da Terra, além da apresentação da teoria destas modulações para o entendimento de todos os parâmetros necessários no dimensionamento de um transmissor de dados no que se refere à escolha do tipo de modulação a ser empregada.

Primeiramente é apresentado o BPSK coerente e sua contraparte não coerente, o BPSK Diferencial (DBPSK).

### 3.1.1. Modulação BPSK

Este esquema de modulação foi aplicado nos transmissores de dados dos satélites CBERS-1&2, no transmissor de dados da câmera IRS.

No caso binário da modulação PSK, o sinal da portadora modulada é representado por dois sinais com duas fases distintas: 0 e  $\pi$ . Os sinais são:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= A\cos 2\pi f_c t, & 0 \leq t \leq T, & \text{ para o bit 1} \\ s_2(t) &= -A\cos 2\pi f_c t, & 0 \leq t \leq T, & \text{ para o bit 0} \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde  $t$  é o tempo onde está sendo definido o bit e  $T$  o período de duração do bit e  $f_c$ , a frequência da portadora de RF.

Estes sinais são escolhidos pela razão de terem um coeficiente de correlação de  $-1$ , o que leva à probabilidade de erro mínima para um mesmo  $E_b/N_0$ , como veremos adiante. Estes dois sinais têm a mesma frequência e energia.

Todos os sinais PSK podem ser representados graficamente por uma constelação de sinais em um sistema de coordenadas cartesianas bidimensional,  $\phi_1(t)\phi_2(t)$ , onde estão representadas as fases de cada estado do sinal, com:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos 2\pi f_c t, \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.2)$$

e:

$$\phi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} \sin 2\pi f_c t, \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.3)$$

sendo seus eixos horizontal e vertical, respectivamente. Note que foi deliberadamente adicionado um sinal negativo em  $\phi_2(t)$ , de modo que a expressão do sinal PSK será uma soma em vez de uma diferença (ver eq. (3.14)). Muitos outros sinais, especialmente sinais MPSK, bem como os QAM, também podem ser representados da mesma forma.

Portanto, a constelação do sinal BPSK é apresentada na Figura 3.2, onde  $s_1(t)$  e  $s_2(t)$  são representados por dois pontos sobre o eixo horizontal, onde a energia do bit é dada por:

$$E = \frac{A^2 T}{2}$$

A forma de onda de um sinal BPSK gerado pelo modulador da Figura 3.4 para um trem de dados  $\{10110\}$  é mostrada na Figura 3.3. A forma de onda tem um envelope constante como acontece para sinais FSK, mas sua frequência permanece constante. Em geral, a fase não é contínua nas transições dos bits. Se  $f_c = m \cdot R_b = m/T$ , onde  $m$  é um número inteiro,  $R_b$  é a taxa de bits de dados, e o período  $T$  é síncrono com a portadora, então a fase inicial nas transições dos bits será 0 ou  $\pi$  (Figura 3.3 (a)), correspondendo ao bit 1 ou 0 do dado. No entanto, se  $f_c$  não for um número múltiplo inteiro de  $R_b$ , a fase inicial na transição de um bit não será nem 0 nem  $\pi$  (Figura 3.3 (b)).



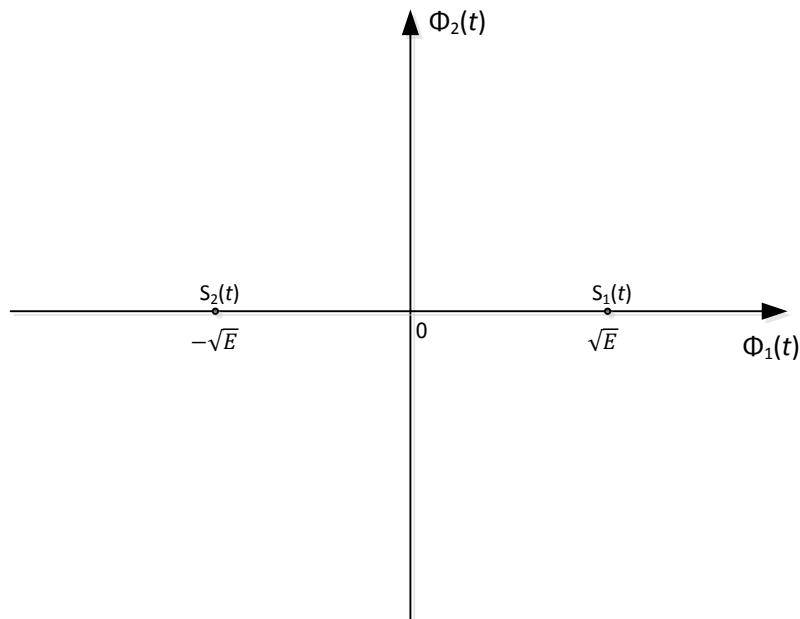


Figura 3.2 - Constelação do sinal BPSK.

Em outras palavras, os sinais modulados não são os indicados em eq. (3.1). Será demonstrado no ponto sobre demodulação que essa condição  $f_c = m \cdot R_b$  é necessária para garantir a mínima probabilidade de erro de bit. No entanto, se  $f_c \gg R_b$ , esta condição pode ser relaxada e a degradação do desempenho de BER resultante é insignificante.

O modulador, que gera o sinal BPSK é bastante simples (Figura 3.4 (a)). Primeiro, um trem de dados bipolar  $a(t)$  é formado a partir do trem de dados binários:

$$a(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kT) \quad (3.4)$$

onde  $a_k \in \{+1, -1\}$ ,  $p(t)$  é um pulso retangular com amplitude unitária definido em  $[0, T]$ . Em seguida,  $a(t)$  é multiplicado por uma portadora senoidal  $A \cos 2\pi f_c t$ . O resultado é o sinal BPSK:

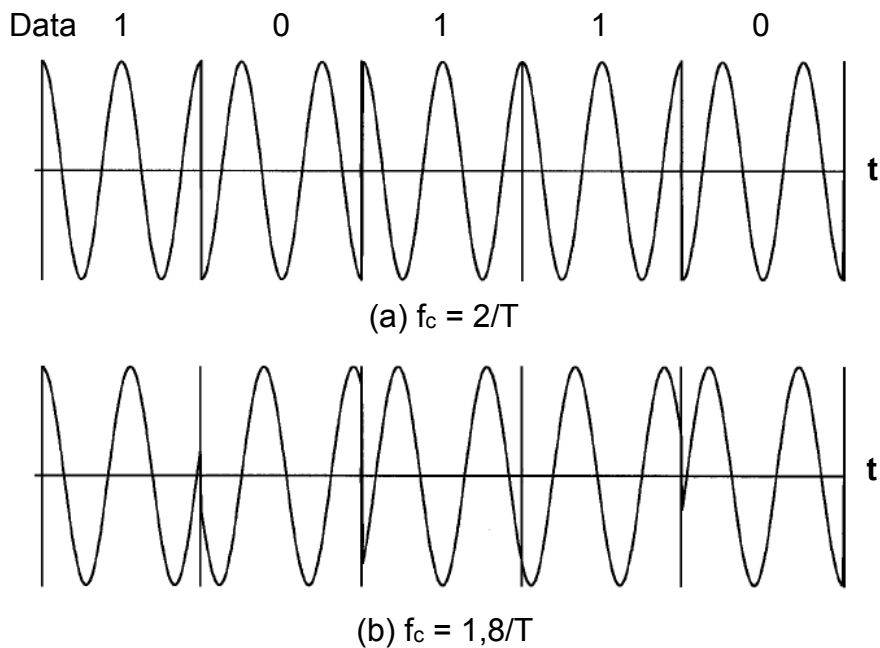


Figura 3.3 - Formas de onda BPSK (a, b).

$$s(t) = Aa(t)\cos 2\pi f_c t, \quad (3.5)$$

Note que o período do bit não é necessariamente síncrono com a portadora.

O demodulador BPSK coerente cai na classe de detectores coerentes para sinais binários. O detector coerente poderia ser da forma de um filtro de correlação ou filtro casado. O sinal de referência do correlator é o sinal de diferença ( $s_d(t) = 2A\cos 2\pi f_c t$ ). Na Figura 3.4 (b) tem-se o receptor coerente utilizando um correlator onde o sinal de referência é o sinal de diferença com redução de escala. O sinal de referência deve estar sincronizado com o sinal recebido em frequência e em fase. Isto é gerado pelo circuito de recuperação de portadora (CR). A utilização de um filtro casado, em vez de um dispositivo de correlação não é recomendada em passa-faixa uma vez que um filtro com  $h(t) = \cos 2\pi f_c (T-t)$  é difícil de ser implementado, onde  $h(t)$  é a função de transferência do filtro.

Na ausência de ruído, fazendo  $A = 1$ , tem-se na saída do dispositivo de correlação em  $t = (k+1)T$ :

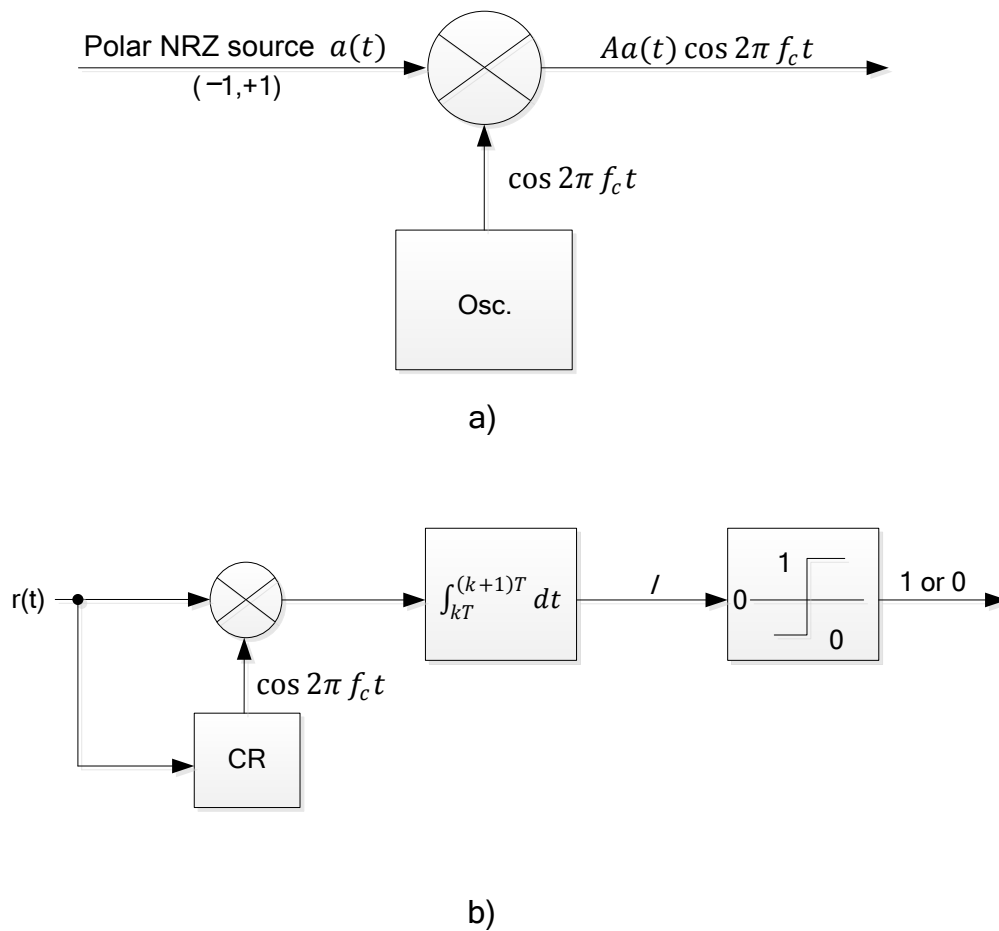


Figura 3.4 - Modulador BPSK (a) e o demodulador BPSK coerente (b).

$$\begin{aligned}
 & \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \cos 2\pi f_c t dt \\
 &= \int_{kT}^{(k+1)T} a_k \cos^2 2\pi f_c t dt \\
 &= \frac{1}{2} \int_{kT}^{(k+1)T} a_k (1 + \cos 4\pi f_c t) dt \\
 &= \frac{T}{2} a_k + \frac{a_k}{8\pi f_c} [\sin 4\pi f_c (k+1)T - \sin 4\pi f_c kT]
 \end{aligned}$$

Se  $f_c = mR_b$ , o segundo termo será zero; assim o sinal original  $a(t)$  é perfeitamente recuperado (na ausência de ruído). Se  $f_c \neq mR_b$ , o segundo termo não será zero. No entanto, uma vez que  $f_c \gg R_b$ , o segundo termo é muito menor do que o primeiro termo, de modo que o seu efeito pode ser desprezado.

A probabilidade de erro de bit,  $P_b$ , pode ser derivada a partir da fórmula para sinais binários gerais da teoria da detecção de sinais binários, exposta em Xiong (2006), e resumida no Apêndice B. Tem-se:

$$P_b = Q \left( \sqrt{\frac{E_1 + E_2 - 2\rho_{12}\sqrt{E_1E_2}}{2N_0}} \right)$$

Para BPSK  $\rho_{12} = -1$  (dois sinais antipodais) e  $E_1 = E_2 = E_b$ , assim:

$$P_b = Q \left( \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right), \quad (\text{BPSK coerente}) \quad (3.6)$$

Um exemplo típico é que, para um  $E_b/N_0 = 10,5\text{dB}$ , tem-se  $P_b = 10^{-6}$ . A Figura 3.5 mostra a curva de  $P_b$  do BPSK. As curvas para BFSK coerente e não coerente também são mostradas na figura para comparação. O cálculo de  $P_b$  para BFSK coerente leva à expressão  $P_b = Q \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$ , que é 3 dB superior ao BPSK coerente. Independentemente, BPSK coerente requer que o sinal de referência no receptor seja sincronizado em fase e em frequência com o sinal recebido. Isto será visto na Seção 3.1.10. Detecção não coerente de sinal BPSK é também possível. Isto é realizado sob a forma de BPSK diferencial que será discutido na Seção 3.1.2.

Nesse momento, será demonstrado como se deve calcular a densidade espectral de potência (PSD) do sinal BPSK. Basta que se determine a densidade espectral de potência do pulso formatado de banda-base. Da

literatura referente ao cálculo de PSD de sinais digitais, obtém-se que a PSD de uma forma de onda digital binária, bipolar, equiprovável, estacionária e não correlacionada é igual à densidade espectral de energia do pulso dividido pela duração do símbolo.

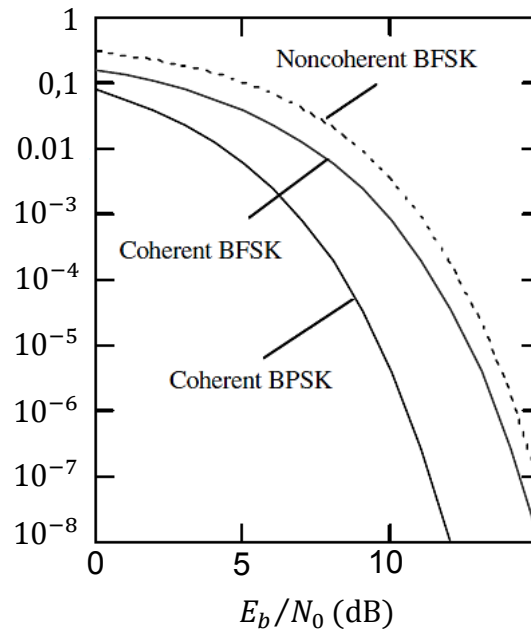


Figura 3.5 -  $P_b$  do BPSK em comparação com a da BFSK.

O pulso básico do BPSK é tão somente um pulso retangular:

$$p(t) = \begin{cases} A, & 0 < t < T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.7)$$

Sua transformada de Fourier é:

$$G(f) = AT \frac{\sin \pi fT}{\pi fT} e^{-j2\pi fT/2}$$

Assim, a PSD do sinal BPSK em banda-base será:

$$\psi_s(f) \frac{|G(f)|^2}{T} = A^2T \left( \frac{\sin \pi fT}{\pi fT} \right)^2 \quad (3.8)$$

cuja curva tem o formato de  $\frac{\sin x}{x} = \text{sinc } x$  e está representada na Figura 3.6. A partir da figura é possível ver que a largura de banda entre nulos ( $B_{null}$ ) é:

$$B_{null} = \frac{2}{T} = 2R_b$$

considerando que a PSD na frequência da portadora tem bandas laterais duplas em torno de  $f_c$ .

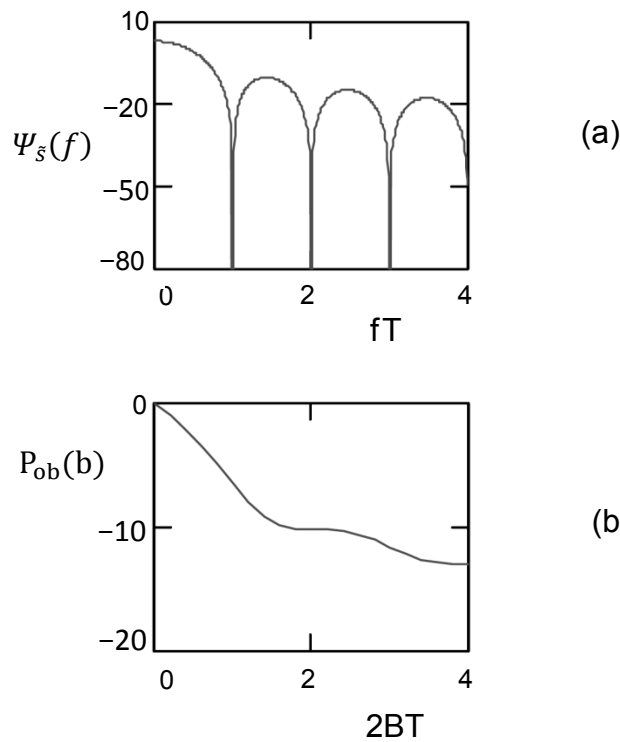


Figura 3.6 - Densidade Espectral de Potência (PSD): (a) Logarítmica e (b) Potência fora da banda em dB.

A Figura 3.6 (b) mostra a curva de potência fora da banda, e é definida pela expressão a seguir. A partir desta curva, pode-se estimar que  $B_{90\%} \approx 1,7R_b$  (correspondente a  $-10$  dB no ponto da curva). Também pode ser obtido  $B_{99\%} \approx 20R_b$ .

$$P_{ob}(B) = 1 - \frac{\int_{-B}^B \Psi_s(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_s(f) df}$$

### 3.1.2. BPSK diferencial

A técnica de codificação e decodificação diferencial de sinais pode ser utilizada diretamente nos dados binários de banda-base e nos esquemas de modulação em banda-passante, como o PSK. Denotamos BPSK codificado diferencialmente como DEBPSK. A Figura 3.7 (a) é o modulador DEBPSK. O sinal DEBPSK pode ser demodulado coerentemente ou demodulado diferencialmente. Indicamos o esquema de modulação que usa a codificação diferencial e a demodulação diferencial como DBPSK.

O DBPSK não necessita de um sinal de referência coerente. A Figura 3.7 (b) é um demodulador diferencial simples, mas sub-ótimo, o qual utiliza o símbolo anterior como a referência para demodular o próximo símbolo. O filtro passa-faixa de entrada reduz a energia de ruído, mas conserva a fase do sinal. O integrador pode ser substituído por um filtro passa baixa (LPF – *Low Pass Filter*). Na saída do integrador, tem-se o sinal  $l$ , dado por:

$$l = \int_{kT}^{(k+1)T} r(t)r(t - T)dt$$

Na ausência de ruído e outras degradações no canal:

$$l = \int_{kT}^{(k+1)T} s_k(t)s_{k-1}(t)dt = \begin{cases} E_b, & \text{se } s_k(t) = s_{k-1}(t) \\ -E_b, & \text{se } s_k(t) = -s_{k-1}(t) \end{cases}$$

onde  $r(t)$  é o sinal recebido já convertido para a FI do demodulador,  $s_k(t)$  e  $s_{k-1}(t)$  são os símbolos atual e anterior e  $k$  é inteiro e  $\in \{-\infty, +\infty, \}$ . A saída do integrador é positiva se o sinal atual é o mesmo que o anterior; de forma inversa, a saída é negativa. Isto é, dizemos que o demodulador toma decisões com base na diferença entre os dois sinais. Assim, os dados de informação

devem ser codificados como a diferença entre sinais adjacentes, que é exatamente o que a codificação diferencial faz. A Tabela 3.1 mostra um exemplo de codificação diferencial, onde um bit de referência 1, arbitrário, é escolhido.

A regra de codificação é:

$$d_k = \overline{a_k \oplus d_{k-1}}$$

Inversamente, podemos recuperar  $a_k$  partir de  $d_k$  usando:

$$a_k = \overline{d_k \oplus d_{k-1}}$$

Se  $d_k$  e  $d_{k-1}$  forem iguais, então eles irão representar um 1 de  $a_k$ . Se  $d_k$  e  $d_{k-1}$  são diferentes, eles irão representar um 0 de  $a_k$ . Isto pode ser verificado comparando as sequências  $\{d_k\}$  e  $\{a_k\}$  na Tabela 3.1. A sequência  $\{d_k\}$  é modulada...

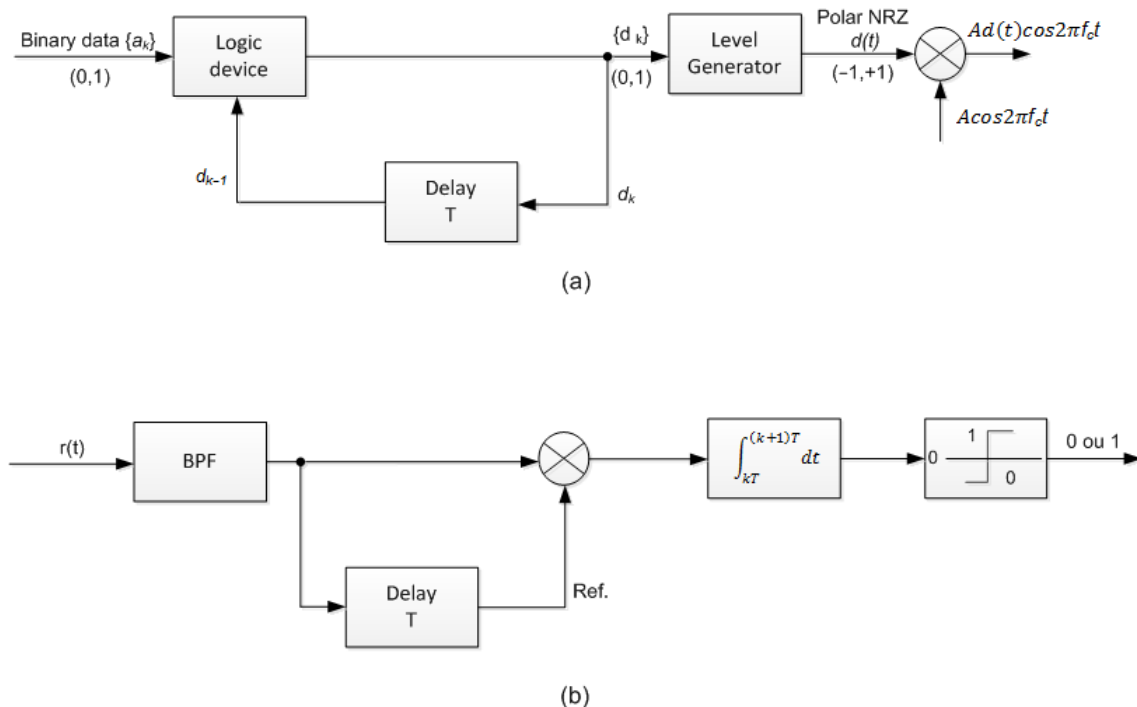


Figura 3.7 - Modulador DEBPSK (a), e o demodulador DBPSK (b).



...em uma portadora como tendo fase 0 ou  $\pi$ . Na ausência de ruído ou outra imperfeição no canal, a saída  $\hat{a}_k$  do demodulador é idêntica à sequência de mensagem.

Este receptor acima é do tipo sub-ótimo, pois o sinal de referência é o símbolo precedente que é ruidoso. A demodulação não coerente ótima, ou diferencialmente coerente do sinal DEBPSK é apresentada a seguir. Como discutido acima, o bit de mensagem é representado por dois símbolos modulados. Se o bit transmitido é 1, os dois símbolos são os mesmos. Portanto, podemos definir um sinal com uma duração de  $2T$  da seguinte forma para representar o binário 1:

$$\xi_1 = \begin{cases} A \cos 2\pi f_c t, & 0 \leq t \leq T \\ A \cos 2\pi f_c t, & T \leq t \leq 2T \end{cases} \quad \text{para binário 1}$$

Tabela 3.1 - Exemplo da codificação diferencial.

Modulation	ref.									
Message $a_k$		1	0	1	1	0	0	0	1	1
Encoding $d_k = \overline{a_k \oplus d_{k-1}}$	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1
Signal Phase $\theta$	0	0	$\pi$	$\pi$	$\pi$	0	$\pi$	0	0	0
Demodulation $\frac{1}{E_b} = \frac{1}{E_b} \int_{kT}^{(k+1)T} s_k(t)s_{k-1}(t)dt$		1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1
Demodulation output $\hat{a}_k$		1	0	1	1	0	0	0	1	1

Se o bit transmitido é 0, os dois símbolos são diferentes. Assim podemos definir:

$$\xi_2 = \begin{cases} A \cos 2\pi f_c t, & 0 \leq t \leq T \\ -A \cos 2\pi f_c t, & T \leq t \leq 2T \end{cases} \quad \text{para binário 0}$$

Notar que no trem de dados do sinal modulado, os símbolos  $2T$  estão sobrepostos por  $T$  segundos.

Se for desejada uma demodulação não-coerente ótima, o receptor DBPSK pode ser implementado por um modelo simples que é possível devido a uma propriedade especial dos sinais. Este modelo mais simples evita a necessidade de utilização de filtros FIR (*Finite Impulse Response*) quadrados ou filtros casados. Obtemos este receptor a partir da expressão abaixo para a estatística suficiente (na detecção de sinais de fases conhecidas). Assumindo que o sinal recebido é  $r(t)$ , a estatística suficiente para  $\xi_1(t)$  será:

$$\begin{aligned} l_1^2 &= \left( \int_0^{2T} r(t) \xi_1(t) dt \right)^2 + \left( \int_0^{2T} r(t) \xi_1\left(t, \frac{\pi}{2}\right) dt \right)^2 \\ &= \left( \int_0^{2T} r(t) A \cos 2\pi f_c t dt \right)^2 + \left( \int_0^{2T} r(t) A \sin 2\pi f_c t dt \right)^2 \\ &= (w_0 + w_1)^2 + (z_0 + z_1)^2 \end{aligned}$$

onde:

$$\begin{aligned} w_0 &\triangleq \int_0^T r(t) A \cos 2\pi f_c t dt \\ w_1 &\triangleq \int_T^{2T} r(t) A \cos 2\pi f_c t dt \\ z_0 &\triangleq \int_0^T r(t) A \sin 2\pi f_c t dt \\ z_1 &\triangleq \int_T^{2T} r(t) A \sin 2\pi f_c t dt \end{aligned}$$

Da mesma forma, a estatística suficiente para  $\xi_2(t)$  será:

$$l_2^2 = (w_0 - w_1)^2 + (z_0 - z_1)^2$$

A regra de decisão é:

$$l_1^2 \underset{0}{\overset{1}{\geq}} l_2^2$$

Substituindo as expressões para  $l_1^2$  e  $l_2^2$  na expressão acima e cancelando termos semelhantes, obtém-se:

$$x \triangleq w_1 w_0 + z_1 z_0 \underset{0}{\overset{1}{\geq}} 0$$

Para o k-ésimo período de símbolo, esta regra será:

$$x_k \triangleq w_k w_{k-1} + z_k z_{k-1} \underset{0}{\overset{1}{\geq}} 0 \quad (3.9)$$

Esta regra pode ser implementada pelo receptor mostrado na Figura 3.8. Os sinais de referência são gerados localmente uma vez que a sincronização de fase entre  $r(t)$  e os sinais de referência não é necessária. No entanto, a frequência dos sinais de referência deve ser a mesma que a do sinal recebido. Isto pode ser alcançado e mantido através da utilização de osciladores estáveis, tais como osciladores a cristal controlados (*Temperature Compensated Crystal Oscillator* - TCXO), no transmissor e receptor. No entanto, no caso de haver deslocamento Doppler na frequência da portadora, como ocorre em comunicações móveis, a sincronização de frequência é necessária para manter a mesma frequência. Neste caso, o oscilador local deve ser sincronizado em frequência com o sinal recebido. A amplitude  $A$  dos sinais de referência é definida como sendo 1 na Figura 3.8. De fato,  $A$  poderia ter qualquer valor desde que o seu valor não afetasse a regra de decisão em (3.9). Os correlatores produzem  $w_k$  e  $z_k$ . O  $x_k$  é calculado pelos circuitos de atraso e multiplicação ou pelos decodificadores diferenciais.

No cálculo da probabilidade de erro do demodulador ótimo, dois símbolos DBPSK serão ortogonais em  $[0, 2T]$  desde que:

$$\int_0^{2T} \xi_1(t)\xi_2(t)dt = \int_0^T (A \cos 2\pi f_c t)^2 dt - \int_T^{2T} (A \cos 2\pi f_c t)^2 dt = 0$$

Ou seja, DBPSK é um caso especial de modulação ortogonal não-coerente com  $T_s=2T$  e  $E_s=2E_b$ . Portanto, usando o resultado do Apêndice B (B.56) de XIONG (2006), temos a probabilidade de erro de bit como:

$$P_b = \frac{1}{2} e^{-E_b/N_0}, \quad (\text{DBPSK ótimo}) \quad (3.10)$$

Note que o demodulador da Figura 3.8 não requer sincronização de fase entre os sinais de referência e o sinal recebido. Mas ele demanda que a frequência de referência seja a mesma que a do sinal recebido. Portanto, o receptor sub-ótimo da Figura 3.7 (b) é mais prático, e é de fato o tipo de receptor DBPSK habitualmente utilizado. O seu desempenho referente a erros é ligeiramente inferior ao real expresso pela expressão (3.10).

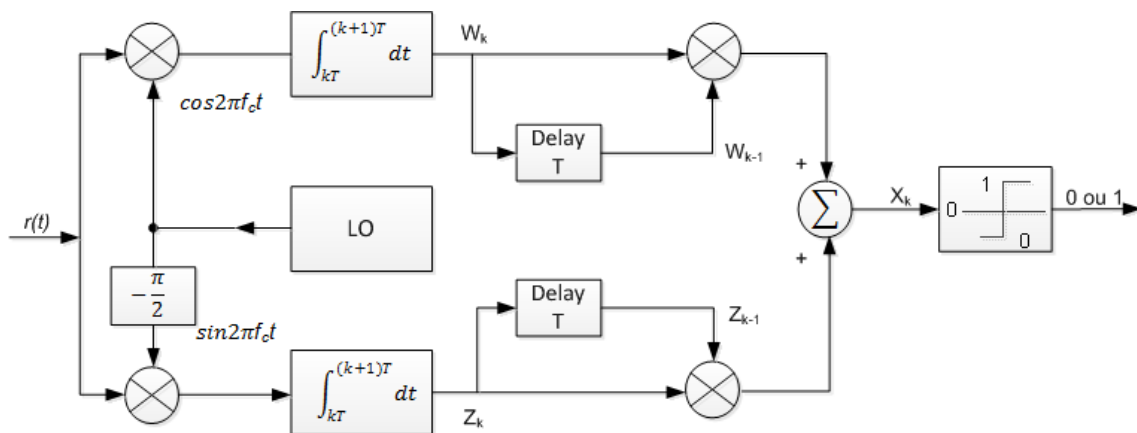


Figura 3.8 - Demodulador ótimo para DBPSK.

O desempenho do receptor sub-ótimo real é dado por Park (1978). Este mostra que, se um filtro de FI (frequência intermediária) de banda estreita  $W$  for colocado antes do correlador da Figura 3.6 (b), a probabilidade de erro de bit será:

$$P_b = \frac{1}{2} e^{-0,76E_b/N_0}, \quad \text{para } W = 0,5/T$$

OU:

$$P_b = \frac{1}{2} e^{-0,8E_b/N_0}, \quad \text{para } W = 0,57/T$$

as quais equivalem a perdas de 1,2 dB e 1 dB, respectivamente, em relação ao ótimo.

Se um filtro de FI de banda larga for usado, então:

$$P_b \approx Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right), \quad \text{para } W > 1/T$$

$$\approx \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sqrt{E_b/N_0}} e^{-E_b/N_0}, \quad \text{para } W < 1/T, \quad (\text{DBPSK sub-ótimo})$$

Valores típicos de  $W$  são da ordem de  $1,5/T$ . Se  $W$  é muito grande ou muito pequeno a expressão acima não é verdadeira. O  $P_b$  para um receptor sub-ótimo de banda larga é de cerca de 2 dB pior que o ótimo para altos SNR. A largura de banda deveria ser escolhida em  $0,57/T$  para o melhor desempenho. Curvas de  $P_b$  do DBPSK são mostradas na Figura 3.9.

Um sinal BPSK codificado diferencialmente também pode ser demodulado de forma coerente (denominado como DEBPSK). A codificação diferencial é usada com a finalidade de eliminar a ambiguidade de fase no circuito de recuperação de portadora para PSK coerente. A denominação DEBPSK não tem o mesmo significado do DBPSK. DBPSK refere-se ao esquema de codificação diferencial e demodulação diferencialmente coerente como já foi visto anteriormente.

No caso do DEBPSK, a taxa de erro de bit da sequência decodificada final  $\{\hat{a}_k\}$ ,  $P_b$ , está relacionada com a taxa de erro de bit da sequência codificada demodulada  $\{\hat{d}_k\}$ ,  $P_{b,d}$ , por:

$$P_b = 2P_{b,d}(1 - P_{b,d}) \quad (3.11)$$

Substituindo  $P_{b,d}$  como em(3.6) na expressão acima, tem-se:

$$P_b = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right], \quad (\text{DEBPSK}) \quad (3.12)$$

para um PSK codificado diferencialmente detectado coerentemente. Para...

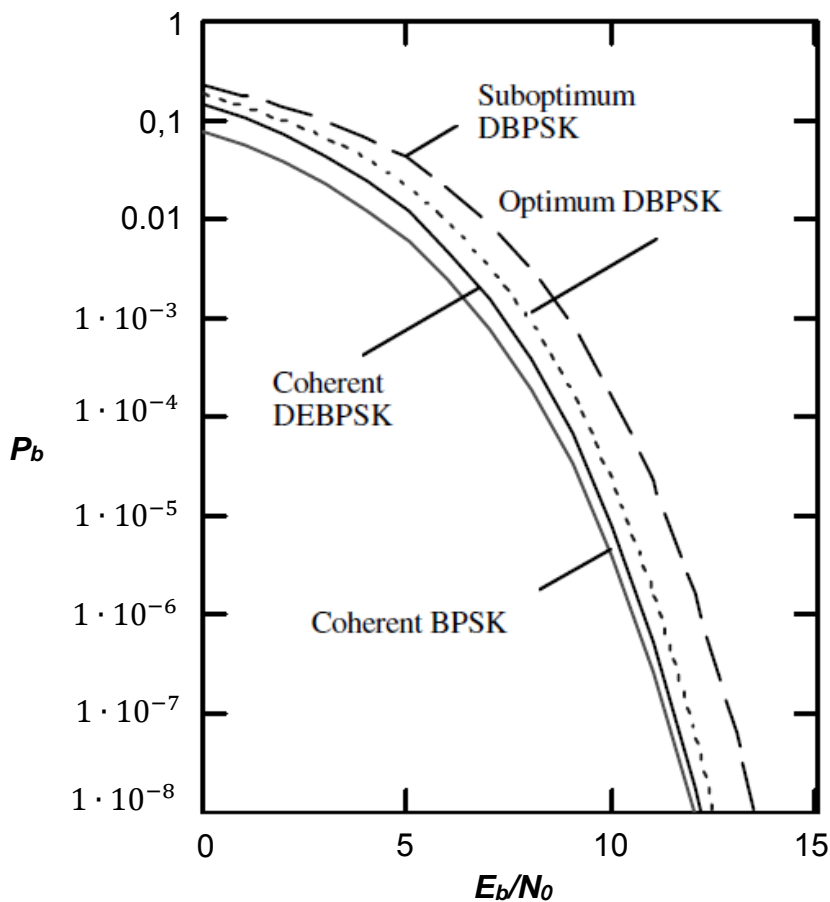


Figura 3.9 -  $P_b$  do BPSK diferencial em comparação com o esquema BPSK coerente.

...altos SNR, esta será cerca de duas vezes a do BPSK coerente sem codificação diferencial.

Em relação à densidade espectral de potência do BPSK codificado diferencialmente, como a diferença entre o BPSK codificado diferencialmente e o BPSK é a codificação diferencial, que sempre produz uma sequência de dados equiprováveis assintoticamente, a PSD de um BPSK codificado diferencialmente será a mesma que a do BPSK se este for assumido ser equiprovável. A PSD é mostrada na Figura 3.6. Contudo, deve ser salientado que, se a sequência de dados do BPSK não for equiprovável, a PSD não será aquela da Figura 3.6, mas a PSD do PSK codificado diferencialmente segue o gráfico da Figura 3.6.

### 3.1.3. PSK M-ário

O fundamento por trás do MPSK é incrementar a eficiência de largura de banda dos esquemas de modulação PSK. Em BPSK, um bit de dado é representado por um símbolo. Em MPSK,  $n = \log_2 M$  bits de dados são representados por um símbolo, onde  $M$  = número de fases. Assim, a eficiência da largura de banda é aumentada em  $n$  vezes. Entre todos os esquemas MPSK, o QPSK é o esquema mais frequentemente utilizado, uma vez que não sofre degradação de BER enquanto a eficiência de largura de banda é o dobro se comparado com o BPSK. Os outros esquemas MPSK aumentam a eficiência de largura de banda em detrimento do desempenho de BER.

O conjunto de sinais PSK  $M$ -ário é definido como:

$$s_i(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta_i) \quad , \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.13)$$

onde:

$$\theta_i = \frac{(2i - 1)\pi}{M}$$

A frequência da portadora é escolhida como um múltiplo inteiro da taxa de símbolos, por conseguinte em qualquer intervalo de símbolos a fase inicial do sinal é também uma das  $M$  fases. Normalmente,  $M$  é escolhido como potência de 2 (ou seja,  $M = 2^n, n = \log_2 M$ ). Portanto, o trem de dados binários é dividido em múltiplos de  $n$ . Cada um deles é representado por um símbolo com uma fase inicial particular.

A expressão anterior pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= A \cos \theta_i \cos(2\pi f_c t) - A \sin \theta_i \sin(2\pi f_c t) \\ &= s_{i1} \phi_1(t) + s_{i2} \phi_2(t) \end{aligned} \quad (3.14)$$

onde  $\phi_1(t)$  e  $\phi_2(t)$  são funções de bases ortonormais (ver eqs. (3.2) e (3.3)), e:

$$s_{i1} = \int_0^T s_i(t) \phi_1(t) dt = \sqrt{E} \cos \theta_i$$

$$s_{i2} = \int_0^T s_i(t) \phi_2(t) dt = \sqrt{E} \sin \theta_i$$

onde:

$$E = \frac{1}{2} A^2 T$$

é a energia do símbolo do sinal. A fase está relacionada com  $s_{i1}$  e  $s_{i2}$  através de:

$$\theta_i = \tan^{-1} \frac{s_{i2}}{s_{i1}}$$

A constelação do sinal MPSK é, portanto, bidimensional. Cada sinal  $s_i(t)$  é representado por um ponto ( $s_{i1}, s_{i2}$ ) nas coordenadas cartesianas ortogonais  $\phi_1(t)$  e  $\phi_2(t)$ . As coordenadas polares do sinal são  $(\sqrt{E}, \theta_i)$ , isto é, a sua



magnitude é  $\sqrt{E}$  e o seu ângulo em relação ao eixo horizontal é  $\theta_i$ . Os pontos do sinal são igualmente espaçados em um círculo de raio  $\sqrt{E}$  centrado na origem. O mapeamento dos bits do sinal pode ser efetuado arbitrariamente, desde que seja o mapeamento um-para-um. No entanto, um método denominado codificação Gray é normalmente empregado na alocação do sinal em MPSK. A codificação Gray faz a alocação de múltiplos de  $n$  bits somente com uma diferença de um bit para dois sinais adjacentes na constelação. Quando ocorre um erro de símbolo  $M$ -ário, é mais provável que o sinal detectado seja o sinal adjacente na constelação, portanto, apenas um dos  $n$  bits de entrada estará errado. A Figura 3.10 mostra a constelação de 8PSK, onde a codificação Gray é utilizada para a alocação de bits.

Devem ser observados que BPSK e QPSK são casos especiais de MPSK com  $M=2$  e 4, respectivamente.

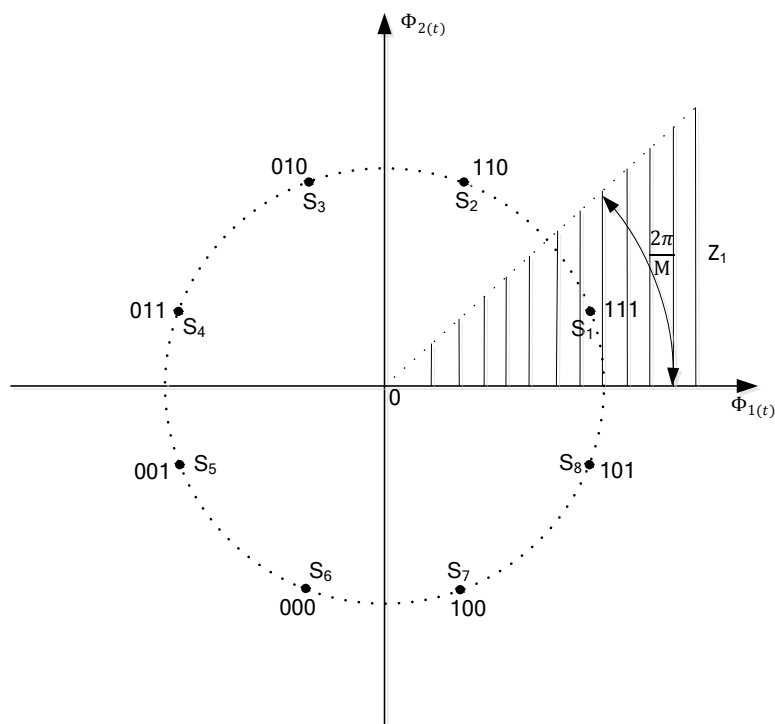


Figura 3.10 - Constelação 8PSK com alocação de bits por codificação Gray.

Em todo o eixo de tempo, podemos escrever o sinal MPSK como:

$$s(t) = s_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s_2(t) \sin(2\pi f_c t), \quad -\infty < t < \infty \quad (3.15)$$

onde

$$s_1(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} \cos(\theta_k) p(t - kT) \quad (3.16)$$

$$s_2(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sin(\theta_k) p(t - kT) \quad (3.17)$$

onde  $\theta_k$  é uma das  $M$  fases determinadas pela entrada binária múltipla de  $n$ , e  $p(t)$  é um pulso retangular com amplitude unitária definida em  $[0, T]$ . A expressão (3.15) determina que a frequência da portadora seja um número inteiro múltiplo do período do símbolo de modo que a fase inicial do sinal em qualquer período de símbolo seja  $\theta_k$ .

Uma vez que sinais MPSK são bidimensionais, para  $M \geq 4$ , o modulador pode ser implementado por um modulador em quadratura. O modulador MPSK é mostrado na Figura 3.11. A única diferença para diversos valores de  $M$  é o gerador de níveis. Cada múltiplo de  $n$  bits de entrada é usado para controlar o gerador de níveis. Este fornece os canais  $I$  e  $Q$  (*In-Phase and Quadrature Component*) com a indicação de polaridade própria e os níveis das coordenadas horizontal e vertical do sinal, respectivamente. Para QPSK, o gerador de níveis é particularmente simples: consiste num conversor série-paralelo onde, na divisão para bits ímpares e pares, são originados os canais  $I$  e  $Q$ , respectivamente.

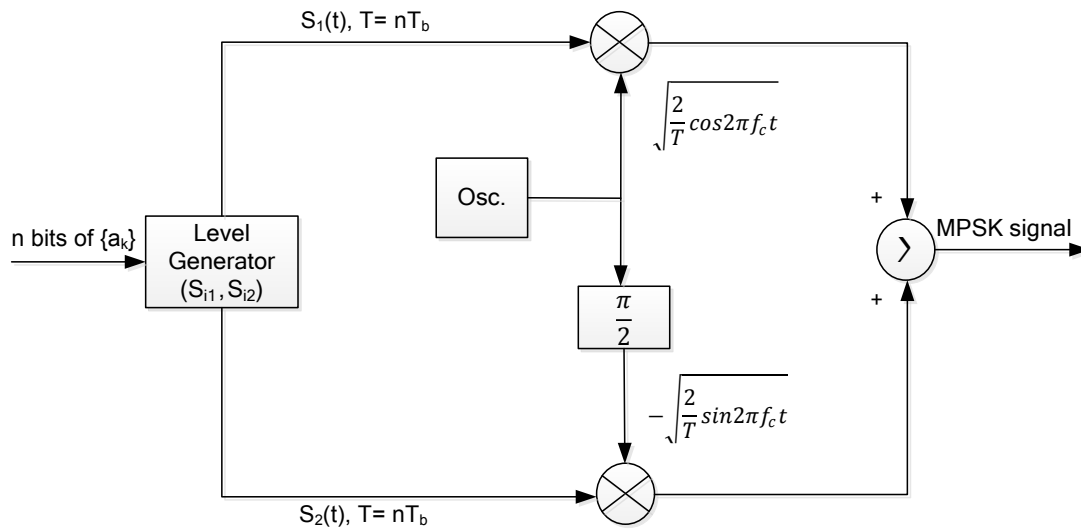


Figura 3.11 - Modulador MPSK.

A tecnologia moderna caminha com a intenção de utilização de dispositivos totalmente digitais. Em tal ambiente, sinais MPSK são sintetizados digitalmente, alimentando então um conversor Digital/Analógico, cuja saída é o sinal modulado em fase desejado.

A demodulação coerente do MPSK pode ser implementada por um dos detectores coerentes para os sinais  $M$ -ários como descrito no Apêndice B de Xiong (2006). Uma vez que o conjunto de sinais MPSK tem somente duas funções de base, o receptor mais simples é aquele que utiliza dois correladores (ver Figura B.8 do Apêndice B de XIONG, 2006). Devido à característica especial do sinal MPSK, o demodulador geral desta figura pode ser simplificado ainda mais. Para MPSK a estatística suficiente é dada por:

$$\begin{aligned}
 l_i &= \int_0^T r(t) s_i(t) dt = \int_0^T r(t) [s_{i1} \phi_1(t) + s_{i2} \phi_2(t)] dt \\
 &= \int_0^T r(t) [\sqrt{E} \cos \theta_i \phi_1(t) + \sqrt{E} \sin \theta_i \phi_2(t)] dt \\
 &= \sqrt{E} (r_1 \cos \theta_i + r_2 \sin \theta_i)
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

onde:

$$r_1 \triangleq \int_0^T r(t) \phi_1(t) dt = \int_0^T [s(t) + n(t)] \phi_1(t) dt = s_{i1} + n_1$$

$$r_2 \triangleq \int_0^T r(t) \phi_2(t) dt = \int_0^T [s(t) + n(t)] \phi_2(t) dt = s_{i2} + n_2$$

são variáveis aleatórias Gaussianas independentes com valores médios  $s_{i1}$  e  $s_{i2}$ , respectivamente. Suas variâncias são  $N_0/2$ .

Fazendo:

$$r_1 = \rho \cos \hat{\theta}$$

$$r_2 = \rho \sin \hat{\theta}$$

então:

$$\rho = \sqrt{r_1^2 + r_2^2} \quad (3.19)$$

$$\hat{\theta} \triangleq \tan^{-1} \frac{r_2}{r_1} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} l_i &= \sqrt{E} (\rho \cos \hat{\theta} \cos \theta_i + \rho \sin \hat{\theta} \sin \theta_i) \\ &= \sqrt{E} \rho \cos(\theta_i - \hat{\theta}) \end{aligned}$$

Na ausência de ruído,  $\hat{\theta} = \tan^{-1} r_2/r_1 = \tan^{-1} s_{i2}/s_{i1} = \theta_i$ . Com ruído,  $\hat{\theta}$  vai se afastar de  $\theta_i$ . Uma vez que  $\rho$  é independente de qualquer sinal, então escolher o maior  $l_i$  equivale a escolher o menor  $|\theta_i - \hat{\theta}|$ . Esta regra é, de fato, a escolha do sinal  $s_i(t)$  quando  $\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix}$  entra na região de decisão (região com a forma de pedaço de pizza) do sinal (veja a Figura 3.10). A Figura 3.12 mostra o demodulador com base na regra de decisão acima em que o índice  $k$  indica o

$k$ -ésimo período de símbolo e CR significa recuperação de portadora. Note que a amplitude dos sinais de referência pode ter qualquer valor, e é  $\sqrt{2/T}$  na figura, uma vez que o efeito da amplitude é cancelado quando se calcula  $\hat{\theta}_k$ .

A probabilidade de erro de símbolo pode ser derivada da seguinte forma: dado que  $s_i(t)$  é transmitido (ou a hipótese  $H_i$  ser verdadeira), o vetor recebido  $\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix}$  é um ponto no plano  $\phi_1(t)-\phi_2(t)$ . Sua função densidade de probabilidade (PDF) conjunta é bidimensional.

$$p(\mathbf{r}/H_i) = \frac{1}{\pi N_0} e^{-\frac{1}{N_0}[(r_1 - \sqrt{E} \cos \theta_i)^2 + (r_2 - \sqrt{E} \sin \theta_i)^2]}$$

Geometricamente, a PDF é uma superfície em forma de sino centrada em  $s_i = \begin{bmatrix} s_{i1} \\ s_{i2} \end{bmatrix}$  (Figura 3.13).

Um erro ocorre quando  $\mathbf{r}$  sai da região de decisão  $Z_i$  (veja a Figura 3.9). Assim:

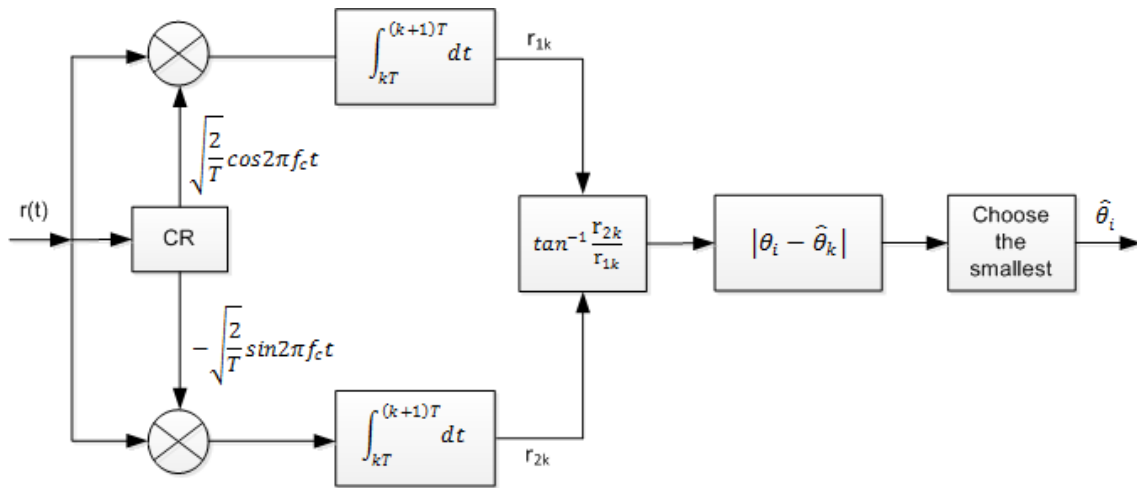


Figura 3.12 - Demodulador coerente MPSK usando dois correladores.

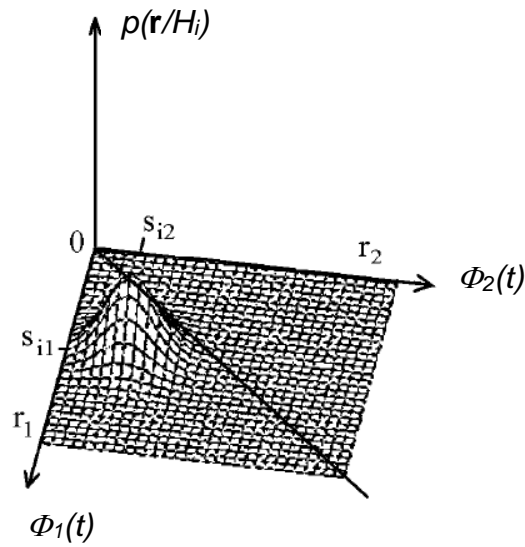


Figura 3.13 - PDF conjunta de  $\mathbf{r}$ , dado que  $s_i(t)$  é transmitida.

$$P_s = 1 - \int_{Z_i} p(r/H_i) dr$$

Usando (3.19) e (3.20), pode-se transformar o gráfico acima em coordenadas polares.

$$P_s = 1 - \int_{Z_i} \frac{1}{\pi N_0} e^{-\frac{1}{N_0}[\rho^2 + E - 2\rho\sqrt{E} \cos(\theta_i - \hat{\theta})]} \rho d\rho d\theta$$

$$P_s = 1 - \int_{Z_i} p(\rho, \hat{\theta}/H_i) d\rho d\theta$$

onde:

$$p(\rho, \hat{\theta}/H_i) = \frac{\rho}{\pi N_0} e^{-\frac{1}{N_0}[\rho^2 + E - 2\rho\sqrt{E} \cos(\theta_i - \hat{\theta})]}$$

é a densidade de probabilidade conjunta de  $\rho$  e  $\theta$ . Nós definimos  $\varphi = \hat{\theta} - \theta_i$ , que representa o desvio de fase do sinal recebido a partir do sinal transmitido. Integrando ambos os lados da expressão acima em relação a  $\rho$  obtém-se a PDF de  $\varphi \in [-\pi, \pi]$ :

$$p(\varphi, H_i) = \frac{e^{-E/N_0}}{2\pi} \left\{ 1 + \sqrt{\frac{\pi E}{N_0}} \cos \varphi e^{\frac{E}{N_0} \cos^2 \varphi} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{E}{N_0}} \cos \varphi \right) \right] \right\}$$

$$= p(\varphi)$$

onde:

$$\operatorname{erf}(x) \triangleq \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-u^2} du$$

é a função de erro. Note que a distribuição de  $\varphi$  é independente do índice  $i$ . Isto é intuitivamente correto desde que  $\varphi$  seja o desvio de fase, não a fase absoluta.

A probabilidade de erro de símbolo é a probabilidade de  $\hat{\theta}$  estar fora da região de decisão, ou se o desvio  $\varphi$  for maior do que  $\pi/M$  em valor absoluto.

$$P_s = 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p(\varphi) d\varphi \quad (3.21)$$

Quando  $M=2$  (BPSK) e  $M=4$  (QPSK), esta integração resulta nas fórmulas dadas por (3.6) e (3.37). Para  $M>4$ , esta expressão não pode ser avaliada de uma forma fechada e a probabilidade de erro de símbolo pode ser obtida por integração numérica de (3.21). Outra forma de  $P_s$  foi colocada por Simon, et al. (1995). A derivação é complexa e será omitida aqui. O resultado é:

$$P_s = \frac{M-1}{M} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right) - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\sqrt{E/N_0} \sin \frac{\pi}{M}} e^{-y^2} \operatorname{erf} \left( y \cot \frac{\pi}{M} \right) dy \quad (3.22)$$

Esta também deve ser calculada numericamente para  $M > 4$ .

A Figura 3.14 apresenta as curvas de  $P_s$  para  $M=2, 4, 8, 16$  e  $32$ , dada pela expressão exata (3.22). A partir de  $M=4$ , a duplicação do número de fases ou o aumento de um bit nos múltiplos de  $n$  fases, requer um aumento substancial da SNR. Por exemplo, para uma  $P_s=10^{-6}$ , a diferença entre a SNR para  $M=4$  e  $M=8$  é de aproximadamente 3,5 dB e a diferença entre  $M=8$  e  $M=16$  fica em aproximadamente 4,5 dB. Para valores de  $M$  mais altos, a duplicação do número de fases vai requerer um aumento de SNR de 6 dB para o mesmo desempenho de BER.

Para  $E/N_0 \gg 1$ , pode ser deduzida uma aproximação para a expressão de  $P_s$ . Em primeiro lugar, usa-se a aproximação:

$$\operatorname{erf}(x) \approx 1 - \frac{e^{-x^2}}{\sqrt{\pi}x}, \quad x \gg 1$$

para obter a aproximação da PDF do desvio de fase:

$$p(\varphi/H_i) \approx \sqrt{\frac{E}{\pi N_0}} (\cos \varphi) e^{-(E/N_0) \sin^2 \varphi} \quad (3.23)$$

Finalmente substituindo (3.23) em (3.21), obtém-se o resultado:

$$P_s \approx \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right)$$



$$= 2Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right), \quad (\text{MPSK coerente}) \quad (3.24)$$

onde:

$$\text{erfc}(x) = 1 - \text{erf}(x) = 2Q(\sqrt{2}x)$$

é a função de erro complementar. Notar que apenas a suposição de altos valores de relação sinal-ruído é necessária para a aproximação. Portanto (3.24) é boa para qualquer valor de  $M$ , apesar de não ser necessário para  $M=2$  e  $4$ , uma vez que as fórmulas precisas estão disponíveis.

A expressão (3.24) pode ser obtida geometricamente. Considere a Figura 3.15. Devido à simetria da constelação do sinal,  $P_s$  é igual à probabilidade de erro do sinal detectado  $s_1$ , que é a probabilidade do vetor do sinal recebido,  $\mathbf{r}$ , não sair da região de decisão  $Z_1$ . Isto é delimitada abaixo e acima da seguinte forma:

$$Pr(r \in A_1) \leq P_s < Pr(r \in A_1) + Pr(r \in A_2) = 2Pr(r \in A_2)$$

onde o sinal de igual na parte esquerda da desigualdade representa o caso de  $M=2$ . A distância de  $s_1$  para o sinal mais próximo é expresso por:

$$d_{12} = d_{18} = 2\sqrt{E} \sin \frac{\pi}{M}$$

Uma vez que o ruído Gaussiano branco é identicamente distribuído ao longo de qualquer conjunto de eixos ortogonais, podemos escolher temporariamente o primeiro eixo em tal conjunto como aquele que passa pelos pontos  $s_1$  e  $s_2$ , então, para altos valores de SNR:

$$\begin{aligned} Pr(r \in A_1) &= Pr(r \in A_2) \approx Pr(s_2/H_1) \\ &= \int_{-\infty}^{-d_{12}/2} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{x^2}{N_0}} dx = Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right) \end{aligned}$$

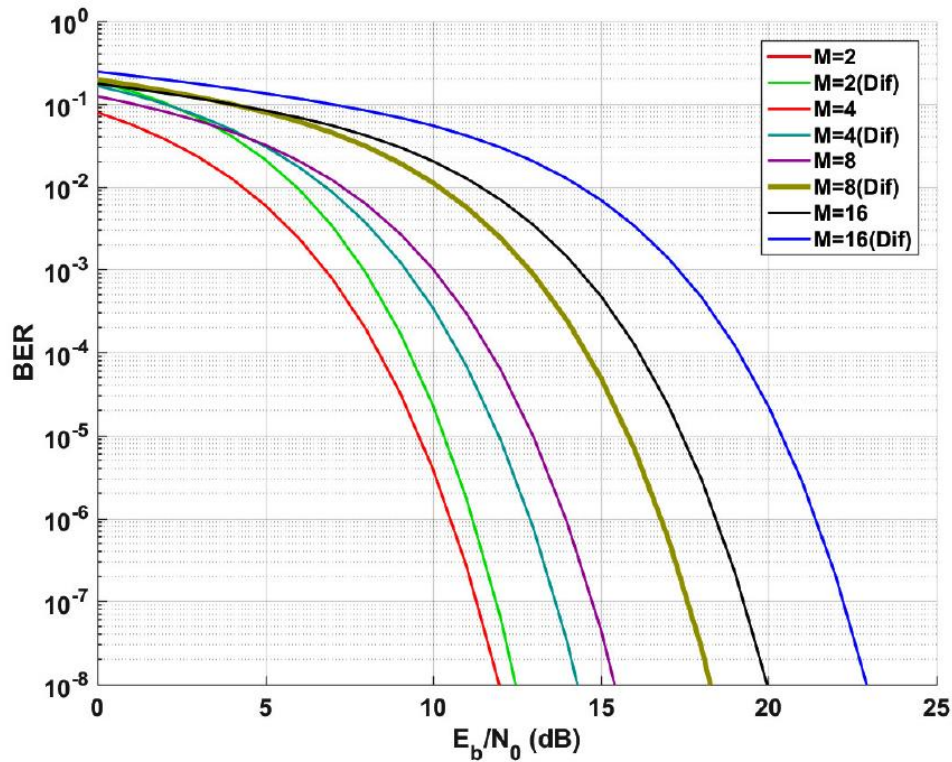


Figura 3.14 -  $P_s$  do MPSK e DMPSK (Dif).

Portanto:

$$Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right) \leq P_s \leq 2Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right)$$

Uma vez que os limites inferiores e superiores diferem apenas por um fator de dois, o que se traduz numa diferença bem pequena em termos de SNR, estes limites são muito próximos.

A taxa de erro de bit pode ser relacionada com a taxa de erro de símbolo por:

$$P_b \approx \frac{P_s}{\log_2 M} \tag{3.25}$$

para sinais MPSK com codificação Gray, uma vez que os mais prováveis símbolos errados são os dos sinais adjacentes que diferem por um bit.

A aproximação dada por (3.24) e (3.25) não é precisa para baixos valores de SNR. A expressão de BER mais precisa para sinais MPSK com codificação Gray foi derivada por Lu, et al. (1999), que é:

$$P_b \approx \frac{2}{\max(\log_2 M, 2)} \sum_{i=1}^{\max(M/4, 1)} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \sin \frac{(2i-1)\pi}{M}\right)$$

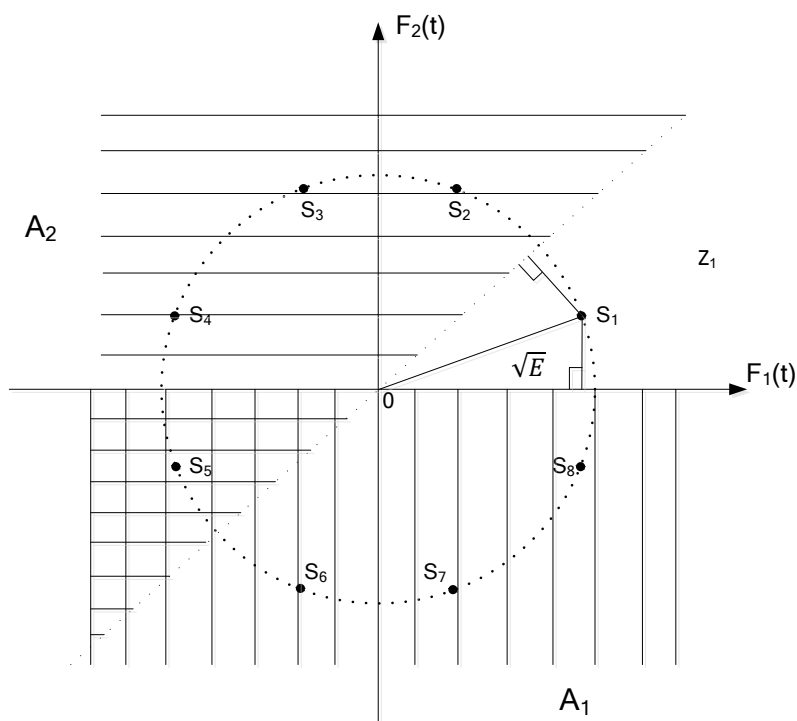


Figura 3.15 - Regiões de decisão para fronteiras de  $P_s$  de sinais MPSK.

Para  $M > 4$  a expressão acima é realmente significativa. Por exemplo, para  $M = 16, 32$ , o número dos termos na soma será de 4, 8, respectivamente. No entanto, simulações (LU ET AL., 1999) mostram que quando apenas dois termos são incluídos, os resultados calculados são praticamente idênticos com resultados da simulação. Se todos os termos são incluídos, os resultados calculados estarão nos limites superiores. A aproximação dada por (3.24) e

(3.25) é, de fato, um limite inferior. Estes limites superiores e inferiores são muito próximos para  $E_b/N_0 \geq 5$  dB para 16PSK e para  $E_b/N_0 \geq 9$  dB para 32PSK. No entanto, eles estarão afastados para valores de SNR baixos. Assim, para  $M \geq 8$ , com base no fato de que a aproximação de dois termos é a melhor, é possível obter a expressão de BER mais precisa para MPSK como segue:

$$P_b \approx \frac{2}{\log_2 M} \sum_{i=1}^2 Q \left( \sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \sin \frac{(2i-1)\pi}{M} \right)$$

### 3.1.4. PSD do MPSK

A PSD de um MPSK é semelhante ao do BPSK, exceto que o espectro é duas vezes mais estreito em uma escala de frequência normalizada para uma mesma taxa de bits. Como para todos os sinais de portadora modulada, é suficiente encontrar a PSD do envelope complexo.

Substituindo (3.16) e (3.17) em (3.15), podemos escrever o sinal MPSK como:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \left[ \sum_{k=-\infty}^{\infty} A e^{j\theta_k} p(t - kT) \right] e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

Então, o envelope complexo do MPSK será:

$$\begin{aligned} \tilde{s}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} A e^{j\theta_k} p(t - kT) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} A \cos \theta_k p(t - kT) + j \sum_{k=-\infty}^{\infty} A \sin \theta_k p(t - kT) \end{aligned}$$

onde:

$$\cos \theta_k \in \left( \cos \frac{(2i-1)\pi}{M}, i = 1, 2, \dots \right)$$

é uma variável aleatória que tem  $M/2$  valores diferentes com probabilidades iguais a  $(\frac{2}{M})$ . Vamos nos referir ao exemplo de 8PSK da Figura 3.11. Podemos ver que  $\cos \theta_k = \cos \frac{\pi}{8}$  ou  $\cos \frac{3\pi}{8}$  ou  $\cos \frac{5\pi}{8}$  ou  $\cos \frac{7\pi}{8}$ , que vale:  $\cos \theta_k = 0,924$  ou  $0,383$  ou  $-0,383$  ou  $-0,924$ . Estes valores são simétricos em torno de zero. Assim, o valor médio é igual a zero. O valor médio quadrático é:

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^{M/2} \frac{2}{M} \cos^2 \frac{(2i-1)\pi}{M} = \frac{1}{2}$$

Note que o valor médio quadrático é sempre  $1/2$  para  $M=2^n$ ,  $n > 1$ . A distribuição de  $\sin \theta_k$  é a mesma.

Portanto, o envelope complexo pode ser reescrito como:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k p(t - kT) + j \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k p(t - kT)$$

onde  $\{x_k = \cos \theta_k\}$  e  $\{y_k = \sin \theta_k\}$  são sequências independentes, aleatórias e identicamente distribuídas com média zero e um valor médio quadrático  $1/2$ .

Uma vez que  $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma^2 = 1/2$  e:

$$|P(f)| = \left| AT \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right|$$

então, a partir da expressão resultante de PSD para envelope complexo obtido por Xiong (2006) no Apêndice A, Expressão A.21, abaixo:

$$\Psi_s(f) = \frac{\sigma_x^2 |P(f)|^2}{T} + \frac{\sigma_y^2 |Q(f)|^2}{T}$$

chega-se a:

$$\begin{aligned}
\Psi_s(f) &= 2\sigma^2 A^2 T \left( \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 \\
&= A^2 T \left( \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 \\
&= A^2 n T_b \left( \frac{\sin \pi f n T_b}{\pi f n T_b} \right)^2, \quad (\text{MPSK})
\end{aligned} \tag{3.26}$$

onde  $n = \log_2 M$ . Esta é exatamente a mesma que a do BPSK em termos de taxa de símbolos. No entanto, em termos de taxa de bits, a PSD do MPSK é  $n/2$  vezes mais estreita que a do BPSK. A Figura 3.16 mostra os PSDs ( $A = \sqrt{2}$  e  $T_b = 1$  para energia de bit unitária:  $E_b = 1$ ) para diferentes valores de  $M$  onde o eixo de frequência é normalizado em relação à taxa de bits ( $f T_b$ ). Uma vez que a mínima banda-passante (de Nyquist) da largura de banda necessária para transmitir os símbolos é  $1/T$ , a máxima eficiência de largura de banda é:

$$\frac{R_b}{B_{min}} = \frac{(\log_2 M)/T}{1/T} = \log_2 M$$

### 3.1.5. MPSK diferencial

Na Seção 3.1.2 foi discutido o DBPSK, que é, na verdade, um caso especial de MPSK diferencial (DMPSK). O termo DMPSK refere-se a "MPSK codificado diferencialmente e demodulado coerentemente e diferencialmente". A demodulação coerente diferencial é, de fato, não coerente, no sentido que a fase coerente dos sinais de referência não é necessária. Esta é utilizada para superar o efeito conflitante da fase aleatória no sinal recebido.

O MPSK codificado diferencialmente pode também ser demodulado de forma coerente (indicado como DEMPSK). Neste caso, a finalidade da codificação

diferencial é de eliminar a ambiguidade de fase no processo de recuperação de portadora. Isto não é normalmente o que significa o termo DMPK.

Em ambos os casos, os processos de modulação são os mesmos. Em outras palavras, os sinais MPSK transmitidos são os mesmos. Somente as demodulações são diferentes.

No modulador, os bits de informação são primeiramente codificados diferencialmente. Em seguida, os bits codificados são utilizados para modular a portadora. Em um trem de sinal DEMPSK, a informação é transportada pela diferença de fase  $\Delta\theta_i$  entre dois símbolos consecutivos. Há  $M$  diferentes valores de  $\Delta\theta_i$  e cada um representa um múltiplo de  $n$  ( $n = \log_2 M$ ) bits de informação.

Para  $M=2$  e  $4$ , codificação, modulação e demodulação são simples, como vimos na Seção 3.1.2 para DBPSK e será visto em breve para QPSK codificado diferencialmente.

Em face da moderna tecnologia digital, sinais DEMPSK podem ser gerados por uma técnica de síntese de frequência digital. Uma mudança de fase de um símbolo para o próximo é simplesmente controlada por um múltiplo de  $n$  que é representado pela mudança de fase. Esta técnica é particularmente adequada para altos valores de  $M$ .

No esquema DMPK, o sinal DEMPSK é demodulado por um demodulador coerente diferencial (ou um não coerente ótimo), tal como mostrado na Figura 3.17.

No modulador, os bits de informação são primeiramente codificados diferencialmente. Em seguida, os bits codificados são utilizados para modular a portadora. Em um trem de sinal DEMPSK, a informação é transportada pela diferença de fase  $\Delta\theta_i$  entre dois símbolos consecutivos. Há  $M$  diferentes valores de  $\Delta\theta_i$  e cada um representa um múltiplo de  $n$  ( $n = \log_2 M$ ) bits de informação.

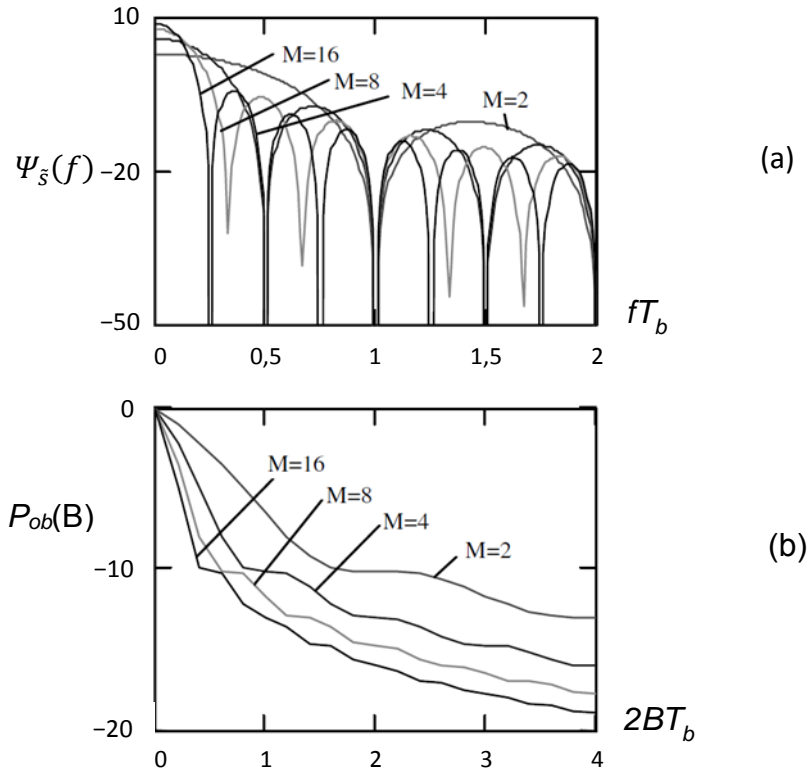


Figura 3.16 - PSDs de MPSK: (a) Logarítmicas e (b) Potência fora da faixa.

A derivação do demodulador é semelhante ao do DPSK binário. Em DEMPSK uma mensagem  $m_i$  de  $n = \log_2 M$  bits é representada pela diferença de fase de dois símbolos consecutivos. Em outras palavras,  $m_i$  é representado por um símbolo com dois períodos de símbolos definidos como:

$$\xi_i(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_c t + \Phi_0) , & 0 \leq t \leq T \\ A \cos(2\pi f_c t + \Phi_0 + \Delta\theta_i) , & T \leq t \leq 2T \end{cases}$$

onde  $\Delta\theta_i = \frac{2(i-1)\pi}{M}$ ,  $i = 1, 2, \dots, M$ . O sinal recebido  $r(t)$  tem uma fase  $\theta$  desconhecida introduzida pelo canal e é corrompida pelo Ruído Branco Aditivo Gaussiano (*Additive White Gaussian Noise - AWGN*). Considerando a duração dos primeiros dois símbolos  $[0 \leq t \leq 2T]$ , a estatística suficiente para detectar  $\xi_i(t)$  é definida como:

$$l_i^2 = \left( \int_0^{2T} r(t) \xi_i(t) dt \right)^2 + \left( \int_0^{2T} r(t) \xi_i \left( t, \frac{\pi}{2} \right) dt \right)^2 \quad (3.27)$$



a primeira integral é:

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{2T} r(t)\xi_i(t)dt \\
 &= \int_0^T r(t)A \cos(2\pi f_c t + \Phi_0) dt + \int_T^{2T} r(t)A \cos(2\pi f_c t + \Phi_0 + \Delta\theta_i) dt \\
 &= \int_0^T r(t)A[\cos 2\pi f_c t \cos \Phi_0 - \sin 2\pi f_c t \sin \Phi_0]dt \\
 &+ \int_T^{2T} r(t)A[\cos 2\pi f_c t \cos(\Phi_0 + \Delta\theta_i) - \sin 2\pi f_c t \sin(\Phi_0 + \Delta\theta_i)]dt \\
 &= w_0 \cos \Phi_0 + z_0 \sin \Phi_0 + w_1 \cos(\Phi_0 + \Delta\theta_i) + z_1 \sin(\Phi_0 + \Delta\theta_i)
 \end{aligned}$$

onde:

$$\begin{aligned}
 w_0 &\triangleq \int_0^T r(t)A \cos 2\pi f_c t dt \\
 z_0 &\triangleq - \int_0^T r(t)A \sin 2\pi f_c t dt \\
 w_1 &\triangleq \int_T^{2T} r(t)A \cos 2\pi f_c t dt \\
 z_1 &\triangleq - \int_T^{2T} r(t)A \sin 2\pi f_c t dt
 \end{aligned}$$

e a segunda integral é:

$$\int_0^{2T} r(t)\xi_i\left(t, \frac{\pi}{2}\right) dt$$

$$\begin{aligned}
&= \int_0^T r(t)A \sin(2\pi f_c t + \Phi_0) dt + \int_T^{2T} r(t)A \sin(2\pi f_c t + \Phi_0 + \Delta\theta_i) dt \\
&= -z_0 \cos \Phi_0 + w_0 \sin \Phi_0 - z_1 \cos(\Phi_0 + \Delta\theta_i) + w_1 \sin(\Phi_0 + \Delta\theta_i)
\end{aligned}$$

Em seguida, substituem-se estas duas integrais em (3.27), expandindo a elevação ao quadrado, descartando os termos quadráticos, uma vez que são independentes dos sinais transmitidos e diminuindo de um fator de dois, a seguinte nova estatística suficiente é dada por:

$$L_i = (w_1 w_0 + z_1 z_0) \cos \Delta\theta_i + (z_1 w_0 - w_1 z_0) \sin \Delta\theta_i$$

Para a duração do  $k$ -ésimo símbolo, esta fica:

$$\begin{aligned}
L_i &= (w_k w_{k-1} + z_k z_{k-1}) \cos \Delta\theta_i + (z_k w_{k-1} - w_k z_{k-1}) \sin \Delta\theta_i \\
&= x_k \cos \Delta\theta_i + y_k \sin \Delta\theta_i
\end{aligned} \tag{3.28}$$

A regra de decisão será escolher a maior. Ou podemos escrever (3.28) como:

$$L_i = A \cos \Delta\hat{\theta}_k \cos \Delta\theta_i + A \sin \Delta\hat{\theta}_k \sin \Delta\theta_i = A \cos(\Delta\theta_i - \Delta\hat{\theta}_k)$$

onde:

$$\Delta\hat{\theta}_k = \tan^{-1} \frac{y_k}{x_k}$$

Então, a regra de decisão será escolher o menor  $|\Delta\theta_i - \Delta\hat{\theta}_k|$ . A Figura 3.17 implementa esta regra. Como estabelecido no caso DPSK binário, a saída do oscilador local deve ter a mesma frequência, mas não necessariamente na mesma fase, do sinal recebido. A amplitude dos sinais de referência pode estar qualquer valor, o qual foi feito unitário no circuito da figura, uma vez que o efeito da amplitude é cancelado quando no cálculo de  $\Delta\hat{\theta}_k$ .

A probabilidade de erro de símbolo é dada em como:

$$P_s = \frac{\sin \frac{\pi}{M}}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{e^{-\frac{E}{N_0}(1-\cos \frac{\pi}{M} \cos x)}}{1 - \cos \frac{\pi}{M} \cos x} dx \quad (3.29)$$

que podem ser computado de uma forma fechada para  $M=2$  (ver (3.10)). Para outros valores de  $M$ ,  $P_s$  somente pode ser calculada numericamente. Muitas expressões aproximadas podem ser encontradas [2,5]. Uma forma simples é:

$$P_s \approx 2Q \left( \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{\sqrt{2}M} \right), \quad (\text{DMPSK ótimo}) \quad (3.30)$$

para altos valores de SNR. As curvas exatas obtidas a partir de (3.29) são mostradas na Figura 3.14 juntamente com as do MPSK coerente. Comparando-se com MPSK coerente, assintoticamente o DMPSK requer 3 dB a mais de SNR para atingir o mesmo desempenho de erro. Isso também pode ser facilmente visto pela comparação dos argumentos da função Q em (3.30) e (3.24), usando  $\sin(x) \approx x$  para pequenos valores de  $x$ .

Para a finalidade de eliminação de ambiguidade de fase, o sinal DEMPSK é demodulado de forma coerente. O demodulador ótimo é mostrado na Figura 3.18, que é similar ao da Figura 3.11 (demodulador para MPSK coerente), exceto que um decodificador diferencial é anexado no estágio final. Isto é intuitivamente aceitável uma vez que a frequência da portadora do sinal DEMPSK é a mesma que o do sinal MPSK. Assim, a parte do correlator é a mesma que a do MPSK coerente. O decodificador diferencial adicional recupera a fase diferencial  $\Delta\theta_i$  das fases de dois símbolos consecutivos.  $\Delta\theta_i$  então é mapeada de volta para o múltiplo de  $n$  bits correspondentes. A probabilidade de erro de símbolo do sinal DEMPSK demodulado coerentemente é dado por:

$$P_s = P_{s\_MPSK} \left[ 1 - \frac{1}{2} P_{s\_MPSK} - \frac{1}{2} \frac{\sum_{i=1}^{M-1} P_i(C)}{P_{s\_MPSK}} \right], \quad (\text{DEMPSK}) \quad (3.31)$$

onde  $P_{s\_MPSK}$  é a probabilidade de erro de símbolo para o MPSK sem a codificação diferencial e é dada por (3.21), e:

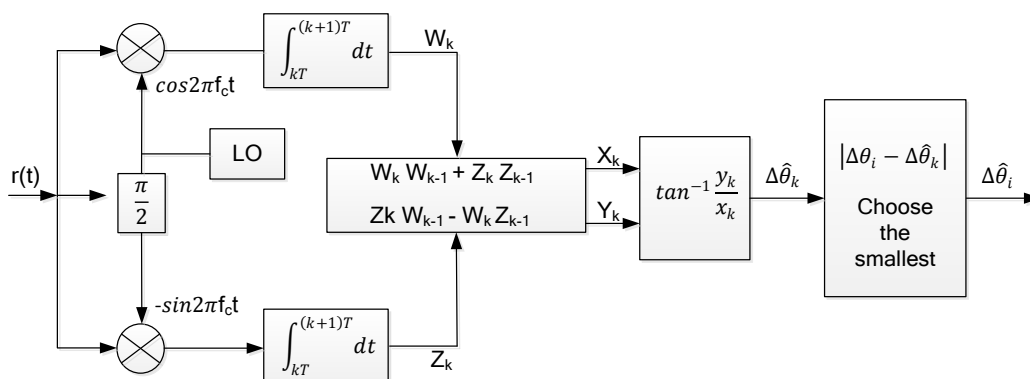


Figura 3.17 - Demodulador coerente diferencial para sinais MPSK codificados diferencialmente.

$$P_i(C) = \left[ \int_{(2i-1)\frac{\pi}{M}}^{(2i+1)\frac{\pi}{M}} \int_0^\infty \frac{r}{\pi} e^{-\left(r^2 - 2r\sqrt{\frac{E}{N_0}} \cos \theta + \frac{E}{N_0}\right)} dr d\theta \right]^2$$

Para  $M=2$ , temos a detecção coerente do BPSK codificado diferencialmente em que (3.31) se reduz a (3.12). Para  $M=4$ ,  $P_s$  se reduz a:

$$P_s = 4Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) - 8 \left[ Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) \right]^2 + 8 \left[ Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) \right]^3 - 4 \left[ Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) \right]^4 \quad (3.32)$$

Para altos valores de SNR, o segundo, terceiro e quarto termos podem ser ignorados. Assim, a expressão acima é justamente cerca de duas vezes maior do que a do QPSK coerente sem a codificação diferencial. De fato, para qualquer valor de  $M$  quando se têm altos SNR, os termos em colchete de (3.32)

estarão próximos de um, assim a  $P_s$  do DEMPSK demodulado coerentemente é de cerca de duas vezes maior que a do MPSK coerente sem codificação diferencial. Isto significa aproximadamente 0,5 dB na degradação no SNR, preço pago para remover a ambiguidade de fase.

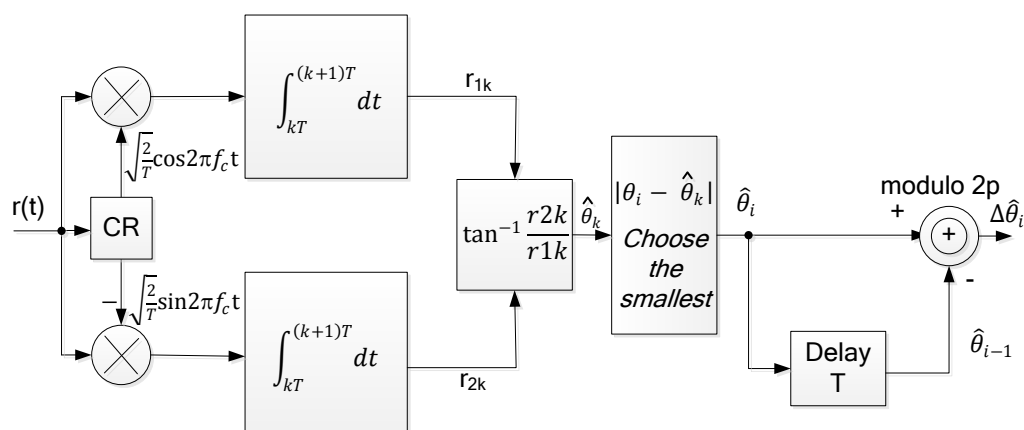


Figura 3.18 - Demodulação coerente de sinais MPSK codificados diferencialmente.

A PSD do sinal DEMPSK seria a mesma que a da sua contraparte não codificada se o processo de codificação não mudasse a característica estatística dos dados de banda-base, desde que o sinal na saída do modulador fosse somente um sinal MPSK. Assumindo-se que o dado original tem sempre uma distribuição equiprovável, o resultado da distribuição de  $\Delta\theta_i$  também será equiprovável. Por sua vez as fases absolutas dos sinais DEMPSK também são equiprováveis. Isso satisfaz a condição para obter a derivação de (3.26). Então, a PSD do DEMPSK é a mesma que a do MPSK dada pela expressão (3.26) para uma sequência de dados original equiprovável.

Conforme mencionado na Seção 3.1.2, a codificação diferencial em DEBPSK sempre produz uma sequência de dados equiprováveis assintoticamente independentes da distribuição dos dados originais. Isso leva a uma PSD dada por (3.8) para DEBPSK mesmo se os dados originais não forem distribuídos uniformemente.

### 3.1.6. PSK em quadratura

Entre todos os esquemas MPSK, o QPSK é o esquema mais frequentemente utilizado uma vez que não sofre degradação de BER em relação ao BPSK, enquanto que a eficiência em largura de banda é maior. Outros esquemas MPSK aumentam a eficiência em largura de banda à custa de desempenho de BER.

Este esquema de Modulação PSK foi o mais amplamente utilizado nos satélites do programa CBERS devido ao fato mencionado acima. Os transmissores de dados do CBERS-2B, CBERS 3 & 4 (com os seus cinco canais de transmissão) utilizaram moduladores QPSK.

Uma vez que o QPSK é um caso especial de MPSK, seus sinais vão ser definidos como:

$$s_i(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta_i) , \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1,2,3,4 \quad (3.33)$$

onde:

$$\theta_i = \frac{(2i - 1)\pi}{4}$$

Tabela 3.2 - Coordenadas do sinal QPSK.

Dibit	Fase $\theta_i$	$s_{i1} = \sqrt{E} \cos \theta_i$	$s_{i2} = \sqrt{E} \sin \theta_i$
11	$\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$
01	$3\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$
00	$-3\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$
10	$-\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$

As fases iniciais do sinal são  $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}$ . A frequência da portadora é escolhida como sendo um múltiplo inteiro da taxa de símbolo, por conseguinte, em

qualquer intervalo de símbolo  $[kT, (k+1)T]$ , a fase inicial do sinal será também uma das quatro fases.

A expressão anterior pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= A \cos \theta_i \cos 2\pi f_c t - A \sin \theta_i \sin 2\pi f_c t \\ &= s_{i1} \phi_1(t) + s_{i2} \phi_2(t) \end{aligned} \quad (3.34)$$

onde  $\phi_1(t)$  e  $\phi_2(t)$  são definidos em (3.2) e (3.3), e:

$$s_{i1} = \sqrt{E} \cos \theta_i$$

$$s_{i2} = \sqrt{E} \sin \theta_i$$

e:

$$\theta_i = \tan^{-1} \frac{s_{i2}}{s_{i1}}$$

onde  $E = A^2 T / 2$  é a energia do símbolo. Deve ser observado que este sinal é uma combinação linear de duas funções base ortonormais:  $\phi_1(t)$  e  $\phi_2(t)$ . Em um sistema de coordenadas de  $\phi_1(t)$  e  $\phi_2(t)$  podemos representar os quatro sinais por quatro pontos ou vetores:  $s_i = \begin{bmatrix} s_{i1} \\ s_{i2} \end{bmatrix}$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$ . O ângulo do vetor  $s_i$  com relação ao eixo horizontal é a fase inicial do sinal,  $\theta_i$  e o comprimento dos vetores é  $\sqrt{E}$ .

A constelação do sinal é mostrada na Figura 3.19. Em um sistema QPSK, os bits de dados são divididos em grupos de dois bits, denominados dibits. Existem quatro possíveis dibits: 00, 01, 10, 11. Cada um dos quatro sinais QPSK é utilizado para representar um deles. O mapeamento dos dibits para os sinais poderia ser arbitrário, desde que o mapeamento seja um-para-um. A constelação do sinal na Figura 3.19 utiliza a codificação Gray. Os pontos das coordenadas do sinal estão indicados na Tabela 3.2.

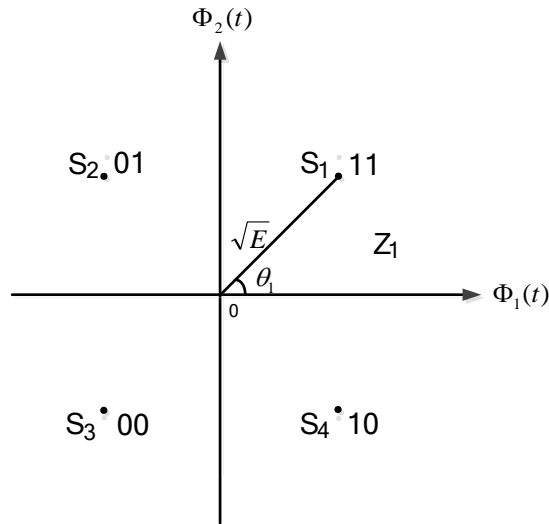


Figura 3.19 - Constelação do sinal QPSK

Na tabela, por conveniência da estrutura do modulador, é mapeado a lógica 1 para  $\sqrt{E/2}$  e 0 para  $-\sqrt{E/2}$ . Também são mapeados os bits ímpares para  $s_{i1}$  e os bits pares para  $s_{i2}$ . Assim, a partir da (3.34) o sinal QPSK em todo o eixo de tempo pode ser escrito como:

$$s(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} I(t) \cos(2\pi f_c t) - \frac{A}{\sqrt{2}} Q(t) \sin(2\pi f_c t), \quad -\infty < t < \infty \quad (3.35)$$

onde  $I(t)$  e  $Q(t)$  são os trens de pulsos determinados pelos bits ímpares e bits pares, respectivamente:

$$I(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k p(t - kT)$$

$$Q(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} Q_k p(t - kT)$$

onde  $I_k = \pm 1$  e  $Q_k = \pm 1$  é o mapeamento entre os dados lógicos e  $I_k$  ou  $Q_k$  valem:  $1 \rightarrow 1$  e  $0 \rightarrow -1$ .  $p(t)$  é uma função de pulso retangular definida em  $[0, T]$ .



A forma de onda QPSK utilizando a alocação de sinal da Figura 3.19 é mostrada na Figura 3.20. Como em BPSK, a forma de onda tem envelope constante e descontinuidade de fases nas transições dos símbolos. Mas ao contrário do BPSK, o intervalo de símbolo é de  $2T_b$  em vez de  $T_b$ . Se a taxa de transmissão de símbolos é a mesma em QPSK e BPSK, é evidente que QPSK transmite dados duas vezes mais rápido que o BPSK. Além disso, observa-se que a distância entre pontos adjacentes da constelação QPSK é menor do que a do BPSK. Seria lógico prever que a demodulação fosse mais difícil em comparação com BPSK, na distinção dos símbolos, degradando o desempenho de erro de símbolo e, conseqüentemente, a taxa de erro de bit também seria degradada. Acontece que embora a probabilidade de erro de símbolo seja aumentada, a probabilidade de erro de bit permanece inalterada, como pode ser visto a seguir.

O modulador QPSK é baseado na expressão (3.35), levando ao modulador na Figura 3.21 (a). O canal com referência cosseno é chamado canal em fase, ( $I$ ), e a do canal com referência seno é chamado de canal em quadratura, ( $Q$ ). A seqüência de dados é separada pelo conversor série-paralelo (S/P) para formar a seqüência de bits ímpares para o canal  $I$  e a seqüência de bits pares para o canal  $Q$ . Em seguida, a lógica 1 é convertida a um pulso positivo e a lógica 0 é convertida a um pulso negativo, ambos com a mesma amplitude e duração de  $T$  segundos. Em seguida, o trem de pulsos dos bits ímpares é multiplicado por  $\cos 2\pi f_c t$  e o trem de pulsos dos bits pares é multiplicado por  $\sin 2\pi f_c t$ . Fica claro que os sinais dos canais  $I$  e  $Q$  são sinais BPSK com uma duração de símbolo de  $2T_b$ . Finalmente, um somador soma estas duas formas de onda para produzir o sinal QPSK final. (Veja Figura 3.20 para formas de onda em diferentes fases).

Uma vez que QPSK é um caso especial de MPSK, o demodulador para MPSK (Figura 3.11) é aplicável para QPSK. No entanto, devido à propriedade especial da constelação QPSK, um demodulador mais simples é possível de ser implementado. Este é mostrado na Figura 3.21 (b), que é equivalente ao da

Figura 3.11. Os sinais dos canais  $I$  e  $Q$  são demodulados separadamente como dois sinais BPSK individuais. Um conversor paralelo-série (P/S) é utilizado para combinar as duas sequências numa sequência única. Isto é possível por causa da correspondência um-para-um entre os bits de dados e sinais dos canais  $I$  e  $Q$  e as suas ortogonalidades. Para  $M > 4$ , o receptor ótimo só pode ser o da configuração da Figura 3.11, uma vez que os sinais nos canais  $I$  ou  $Q$  não correspondem a um único bit, como foi visto na Seção 3.1.3.

A probabilidade de erro de bit de demoduladores com ótimo desempenho pode ser determinada com o uso do demodulador da Figura 3.21. Uma vez que  $E\{r_j\}$ ,  $j=1, 2$ , ou é  $\sqrt{E/2}$  ou  $-\sqrt{E/2}$ , o que corresponde a um bit  $1$  ou  $0$  (Tabela 3.2). A detecção é uma detecção típica binária com um limiar em  $0$ . A probabilidade de erro de bits média para cada canal é:

$$\begin{aligned}
 P_b &= Pr(e | 1 \text{ for enviado}) = Pr(e | 0 \text{ for enviado}) \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_j + \sqrt{E/2})^2}{N_0}} dr_j \\
 &= \int_{\frac{\sqrt{E}}{\sqrt{N_0}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \\
 &= Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \quad (\text{QPSK coerente}) \quad (3.36)
 \end{aligned}$$

A saída final do demodulador será apenas a multiplexação das saídas dos canais  $I$  e  $Q$ . Então, a taxa de erro de bit da saída final é a mesma que a de cada canal. Um símbolo representa dois bits dos canais  $I$  e  $Q$ ,

respectivamente. Um erro de símbolo ocorrerá se qualquer um dos bits estiver errado. Portanto, a probabilidade de erro de símbolo será:

$$\begin{aligned}
 P_s &= 1 - Pr(\text{ambos os bits corretos}) \\
 &= 1 - (1 - P_b)^2 \\
 &= 2P_b - P_b^2 \\
 &= 2Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) - \left[Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right]^2
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

A expressão de probabilidade de erro de símbolo acima também pode ser obtida a partir da fórmula geral da Seção 3.1.3 para MPSK (3.21). Em seguida, a expressão para probabilidade de erro de bit pode ser obtida da maneira como segue. Em primeiro lugar, para altos valores de SNR, o segundo termo da (3.37) pode ser ignorado. Em segundo lugar, para codificação Gray e altos SNRs, um erro de símbolo provavelmente fará que o símbolo detectado seja o símbolo adjacente que se diferencia somente de um bit ao invés de dois bits. Assim:

$$P_b \approx \frac{1}{2}P_s \approx Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

Esta expressão foi derivada por aproximações, mas é a mesma que a obtida por derivações mais precisas. Fizemos duas aproximações. A primeira foi ignorar o segundo termo de (3.37). Isto aumenta a estimativa de  $P_b$  ligeiramente. A segunda foi ignorar os erros de símbolos causados pela escolha de símbolos não adjacentes que podem causar dois erros de bits para um erro de símbolo. Isto diminui a estimativa de  $P_b$  ligeiramente. O fato de que a estimativa final é exatamente igual à estimativa precisa mostra que estas duas aproximações acabaram se cancelando.

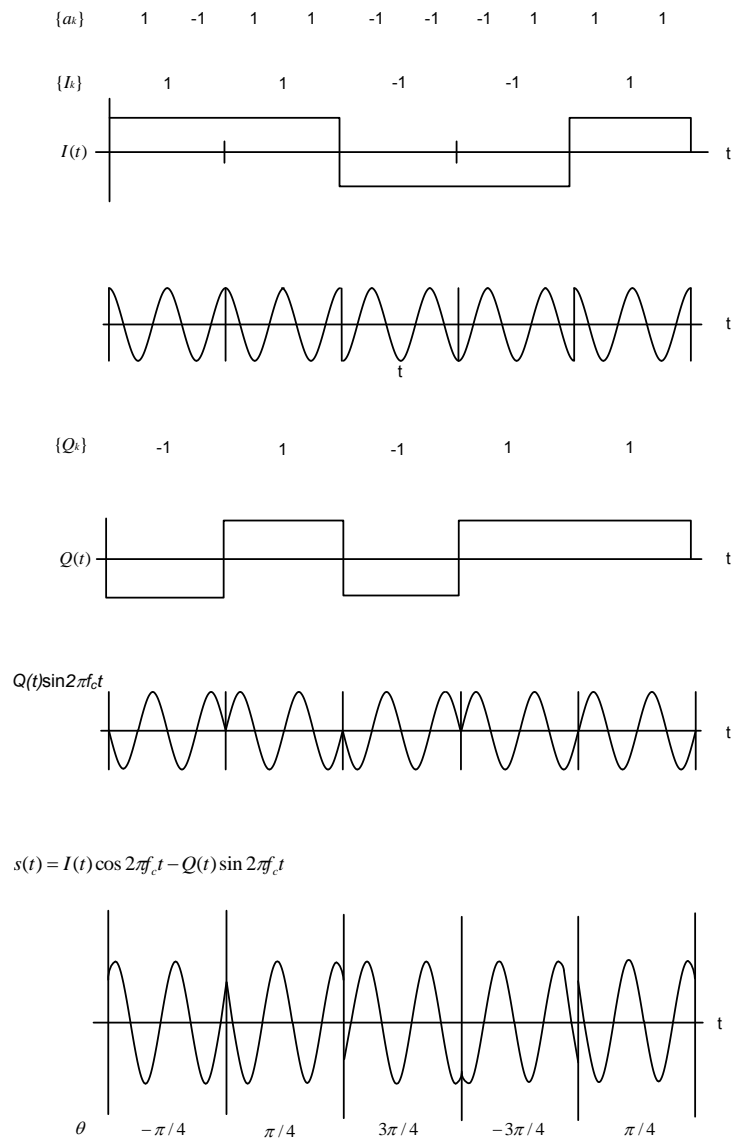


Figura 3.20 - Formas de onda QPSK.

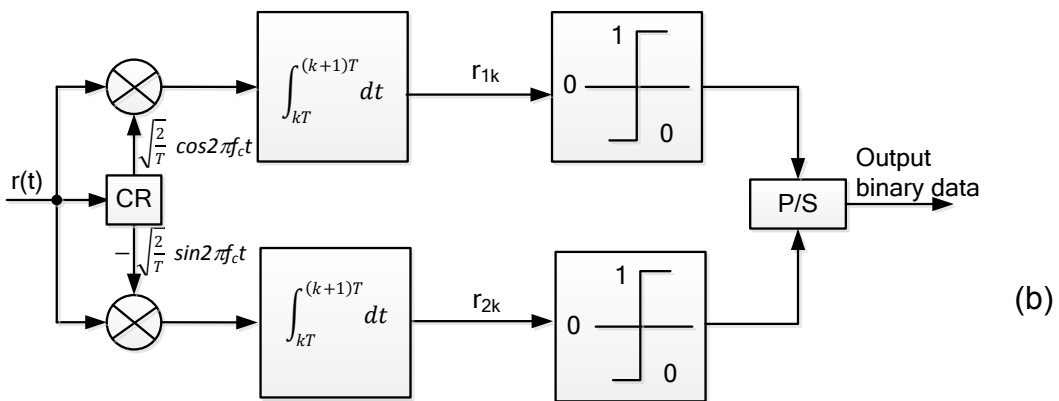
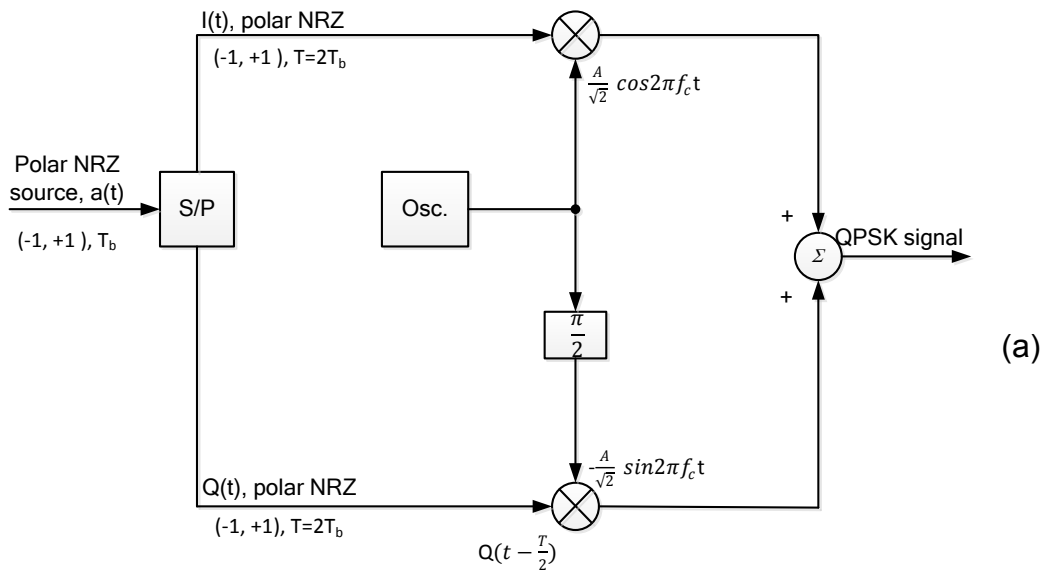


Figura 3.21 - Modulador QPSK (a) e Demodulador QPSK (b).

A curva de  $P_b$  de QPSK é mostrada na Figura 3.22, e é a mesma que a de BPSK, e também pode ser vista na Figura 3.14 juntamente com outros esquemas de MPSK.

A PSD do QPSK é semelhante à do BPSK, exceto que o espectro de frequência é mais estreito na escala de frequência normalizada para a taxa de bits. A partir de (3.26), temos:

$$\psi_s(f) = 2A^2T_b \left( \frac{\sin 2\pi f T_b}{2\pi f T_b} \right)^2, \quad (\text{QPSK}) \quad (3.38)$$

A Figura 3.23 (a) mostra as curvas de PSD de QPSK em comparação com a do BPSK. A largura de banda de nulo-para-nulo é  $B_{null} = 1/T_b = R_b$ . Na Figura 3.23 (b) tem-se a curva de potência fora da banda a partir da qual podemos estimar que  $B_{90\%} \approx 0,85R_b$ . Também pode ser calculado que  $B_{99\%} \approx 10R_b$ .

### 3.1.7. QPSK Diferencial

Abaixo será apresentado um caso especial importante de DEMPSK, o DEQPSK. Em DEQPSK os díbits de informação são representados pelas...

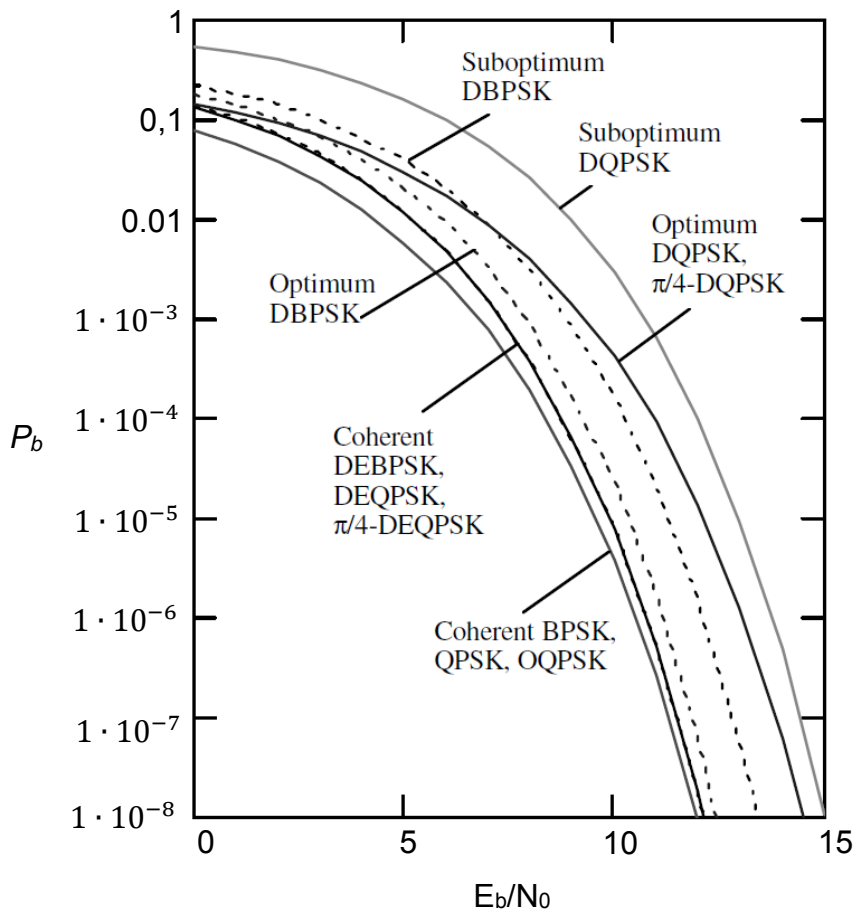


Figura 3.22 -  $P_b$  de QPSK e DQPSK.

...diferenças de fase  $\Delta\theta_i$  de símbolo para símbolo. Existem diferentes alocações de fase entre  $\Delta\theta_i$  e os díbits lógicos. Uma alocação de fase possível é a

apresentada na Tabela 3.3. Mostra-se nesta seção a escolha de alocação de fase (depois, na descrição do  $\pi/4$ -QPSK, a alocação de fase será diferente). Um exemplo para esta escolha é mostrada na Tabela 3.4.

Tabela 3.3 - Alocação de fase do sinal DEQPSK.

Dibit	$\Delta\theta_i$	$\cos \Delta\theta_i$	$\sin \Delta\theta_i$
00	0	1	0
01	$\pi/2$	0	1
10	$-\pi/2$	0	-1
11	$\pi$	-1	0

Tabela 3.4 - Codificação diferencial para DEQPSK.

Modulation	ref.									
Information sequence	$I_k$		1	0	1	0	1	1	0	1
	$Q_k$		0	1	0	1	1	0	0	1
Encoded sequence	$u_k$	1	1	1	1	1	0	0	0	1
	$v_k$	1	0	1	0	1	0	1	1	0
Transmitted absolute phases		$\frac{\pi}{4}$	$\frac{7\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{7\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{5\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{7\pi}{4}$

As regras de codificação, seguindo a padronização EESS (2011), são como se segue:

$$\begin{aligned} u_k &= \overline{(I_k \oplus Q_k)}(I_k \oplus u_{k-1}) + (I_k \oplus Q_k)(Q_k \oplus v_{k-1}) \\ v_k &= \overline{(I_k \oplus Q_k)}(Q_k \oplus v_{k-1}) + (I_k \oplus Q_k)(Q_k \oplus u_{k-1}) \end{aligned} \quad (3.39)$$

onde  $\oplus$  refere-se à operação ou-exclusivo.  $I_k \in (0,1)$  e  $Q_k \in (0,1)$  são os bits de informação originais pares e ímpares, respectivamente;  $u_k \in (0,1)$  e  $v_k \in (0,1)$  são os bits dos canais I e Q codificados, respectivamente. Os pares  $(I_k, Q_k)$  e  $(u_{k-1}, v_{k-1})$  são utilizados para produzir o par  $(u_k, v_k)$  que é usado para controlar a fase absoluta da portadora. O sinal resultante é um sinal QPSK como mostrado na Figura 3.19 para  $(u_k, v_k)$ , mas este é um sinal DEQPSK para  $(I_k, Q_k)$ .

Portanto, o modulador é basicamente o mesmo modulador QPSK (Figura 3.21), exceto que dois codificadores diferenciais devem ser incluídos em cada canal antes do multiplicador da portadora. O modulador é mostrado na Figura 3.24.

Quando DEQPSK é demodulado diferencialmente e de forma coerente, o esquema é DQPSK. O demodulador DQPSK ótimo pode ser derivado da Figura 3.17 como um caso especial de  $M=4$ . A probabilidade de erro de símbolo é dada por (3.29) ou (3.30). A probabilidade de erro de bit pode ser aproximadamente calculada utilizando (3.25). Então:

$$P_b \approx Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{N_0}} \sin \frac{\pi}{4\sqrt{2}}\right), \quad (\text{DQPSK ótimo}) \quad (3.40)$$

que está traçada na Figura 3.22. Esta  $P_b$  é cerca de 2 a 3 dB inferior ao QPSK coerente. Alternativamente, a probabilidade de erro de bit de DQPSK pode ser calculada usando a expressão 3.41 abaixo:

$$P_b = e^{-2\gamma_b} \sum_{k=0}^{\infty} (\sqrt{2} - 1)^k I_k(\sqrt{2}\gamma_b) - \frac{1}{2} I_0(\sqrt{2}\gamma_b) e^{-2\gamma_b} \quad (3.41)$$

Onde  $\gamma_b = E_b/N_0$  e  $I_\alpha(x)$  é a  $\alpha$ -ésima ordem da função de Bessel modificada de primeiro tipo que pode ser representada pela série:

$$I_\alpha(x) \triangleq \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{\alpha+2k}}{k! \Gamma(\alpha + k + 1)}, \quad x \geq 0$$

e a função gama é definida como:

$$\Gamma(p) \triangleq \int_0^{\infty} t^{p-1} e^{-t} dt, \quad p > 0$$



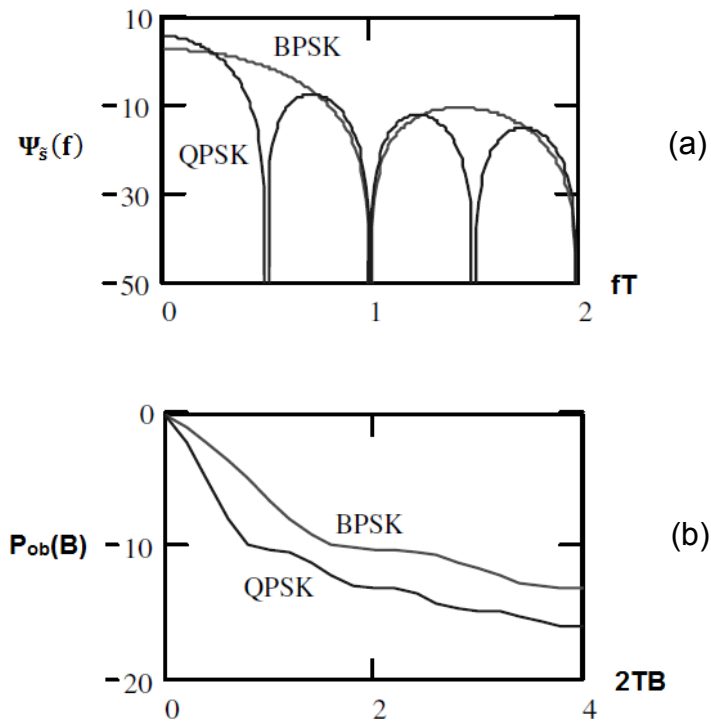


Figura 3.23 - PSD de QPSK em comparação com BPSK: (a) Logarítmica e (b) Potência fora da banda em dB.

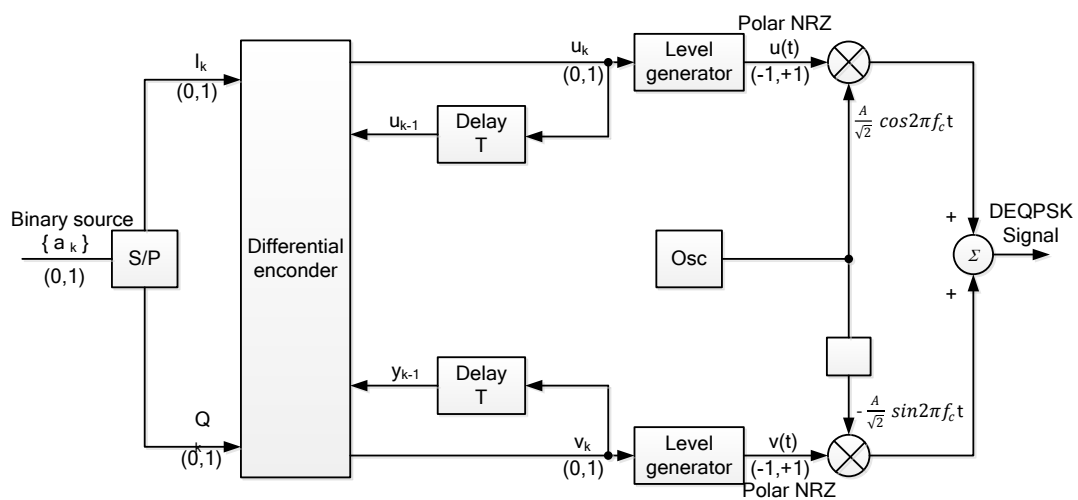


Figura 3.24 - Modulador DEQPSK.

Tal como no caso DPSK binário, um demodulador sub-ótimo usando símbolos anteriores como referência é mostrado na Figura 3.25 onde o integrador pode ser substituído por um filtro passa-baixas. O filtro passa-faixa de entrada reduz

a potência de ruído, mas preserva a fase do sinal. Na ausência de ruído, a saída do integrador do canal  $I$  será:

$$\begin{aligned} & \int_{kT}^{(k+1)T} A^2 \cos(2\pi f_c t + \theta_k) \cos(2\pi f_c t + \theta_{k-1}) dt \\ &= \frac{1}{2} \int_{kT}^{(k+1)T} A^2 [\cos(4\pi f_c t + \theta_k + \theta_{k-1}) + \cos(\theta_k - \theta_{k-1})] dt \\ &= \frac{1}{2} A^2 T \cos \Delta\theta_k \end{aligned}$$

De modo semelhante, a saída do integrador do canal  $Q$  é  $\frac{1}{2}A^2T \sin \Delta\theta_k$ . Uma operação arco-tangente extrai  $\hat{\Delta\theta}_k$  (estimativa de  $\Delta\theta_k$  com a presença de ruído) e um comparador o compara com os quatro  $\Delta\theta_i$  e escolhe o mais próximo. O dabit é então recuperado do  $\Delta\theta_i$  detectado. Para especial alocação dibits- $\Delta\theta_i$ , tal como a para o  $\pi/4$ -QPSK, o detector de ângulo pode ser substituído por dois detectores de limiares. A probabilidade de erro de bit do demodulador sub-ótimo da Figura 3.25 pode ser aproximado por:

$$P_b \approx e^{-(A^2/2\sigma^2)(1-1/\sqrt{2})} \quad (3.42)$$

onde  $A^2/2\sigma^2$  é o nível de potência na relação sinal-ruído. A fim de comparar esta com outras probabilidades de erro, precisamos relacionar  $A^2/2\sigma^2$  com  $E_b/N_0$ . Para se obter esta expressão, o ruído de banda estreita tem uma variância de  $\sigma^2$  para as componentes em fase e quadratura na saída do filtro passa-faixa de entrada. A variância do ruído total também é igual a  $\sigma^2$ . O sinal de banda-base é limitado em banda (dado por  $B$ ). A largura de banda do filtro passa-faixa tem o mesmo valor  $B$ . Assim, não há interferência intersimbólica e a amplitude do sinal nos instantes de amostragem é  $A$ . Até esta seção, o formato do pulso de banda-base foi sempre assumido como retangular. Para este formato de pulso, o filtro livre de interferência intersimbólica é o filtro de Nyquist, que tem uma largura de banda de  $B=1/T$  na frequência da portadora.

Então, a potência de ruído é  $\sigma^2 = N_0/T$ . A energia de símbolo do sinal de será:  $E_s = 1/2A^2T$ . Assim:

$$A^2/2\sigma^2 = \frac{2E_s/T}{2N_0/T} = \frac{E_s}{N_0} = \frac{2E_b}{N_0}$$

Assim, (3.42) pode ser reescrita como:

$$P_b \approx e^{-\frac{2E_b}{N_0}(1-1/\sqrt{2})} = e^{-0,59\frac{E_b}{N_0}}, \quad (\text{DQPSK sub-ótimo}) \quad (3.43)$$

Essa é traçada na Figura 3.22. Pode-se ver, a partir desta figura, que a degradação do DQPSK ótimo é 1 dB inferior para SNR elevadas (>12 dB). Mas para SNR mais baixas, a degradação é muito maior. Isto se torna claro uma vez que o sinal de referência é o sinal anterior, o qual tem ruído. Comparando com o DBPSK sub-ótimo, a degradação é de cerca de 1,75 dB para qualquer SNR.

Para a finalidade de eliminação de ambiguidade de fase, os sinais DEQPSK são demodulados coerentemente. O demodulador é basicamente o mesmo que o demodulador QPSK exceto que um decodificador diferencial deve ser inserido após a demodulação. O demodulador pode ser o da configuração da Figura 3.18 onde a decodificação diferencial é executada nas fases do sinal. No entanto, uma vez que há somente dois níveis nos canais  $I$  e  $Q$ , o demodulador pode ter uma configuração mais simples como o mostrado na Figura 3.26, onde a decodificação diferencial é realizada a nível dos sinais digitais. As regras de decodificação são:

$$\begin{aligned} \hat{I}_k &= \overline{(\hat{u}_k \oplus \hat{v}_k)}(\hat{u}_k \oplus \hat{u}_{k-1}) + (\hat{u}_k \oplus \hat{v}_k)(\hat{v}_k \oplus \hat{v}_{k-1}) \\ \hat{Q}_k &= \overline{(\hat{u}_k \oplus \hat{v}_k)}(\hat{v}_k \oplus \hat{v}_{k-1}) + (\hat{u}_k \oplus \hat{v}_k)(\hat{u}_k \oplus \hat{u}_{k-1}) \end{aligned} \quad (3.44)$$

A Tabela 3.5 mostra o processo de decodificação assumindo uma ambiguidade de fase de  $\pi/2$ .

Tabela 3.5 - Decodificação diferencial para DEQPSK.

Transmitted absolute phases	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{7\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{7\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{5\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{7\pi}{4}$	
Demodulation										
	Estimated absolute phases	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{7\pi}{4}$	$\frac{5\pi}{4}$	$\frac{5\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$
Encoded sequence	$\hat{u}_k$	0	1	0	1	0	1	0	0	1
	$\hat{v}_k$	1	1	1	1	1	0	0	0	1
Detected information digits	$\hat{I}_k$		1	0	1	0	1	1	0	1
	$\hat{Q}_k$		0	1	0	1	1	0	0	1

A probabilidade de erro de símbolo foi dada em (3.32). Para a constelação com código Gray e altos valores de SNR, uma probabilidade de erro de bits é expressa por:

$$P_b \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \quad (\text{DEQPSK}) \quad (3.45)$$

Ela está traçada na Figura 3.22. Da figura pode-se ver que o DEQPSK é 0,5 dB inferior ao QPSK coerente.

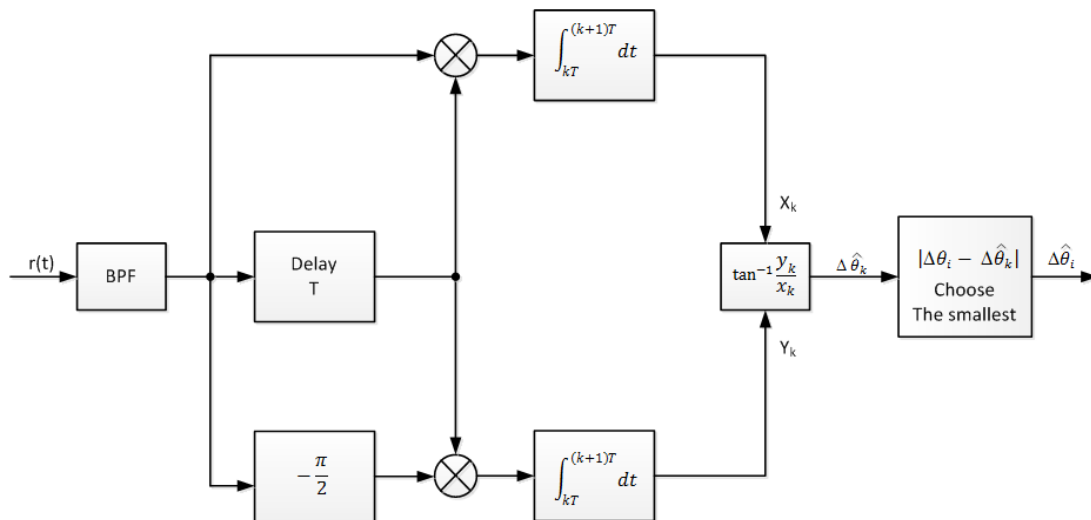


Figura 3.25 - Demodulador DQPSK sub-ótimo (veja a Figura 3.17 para o demodulador ótimo).

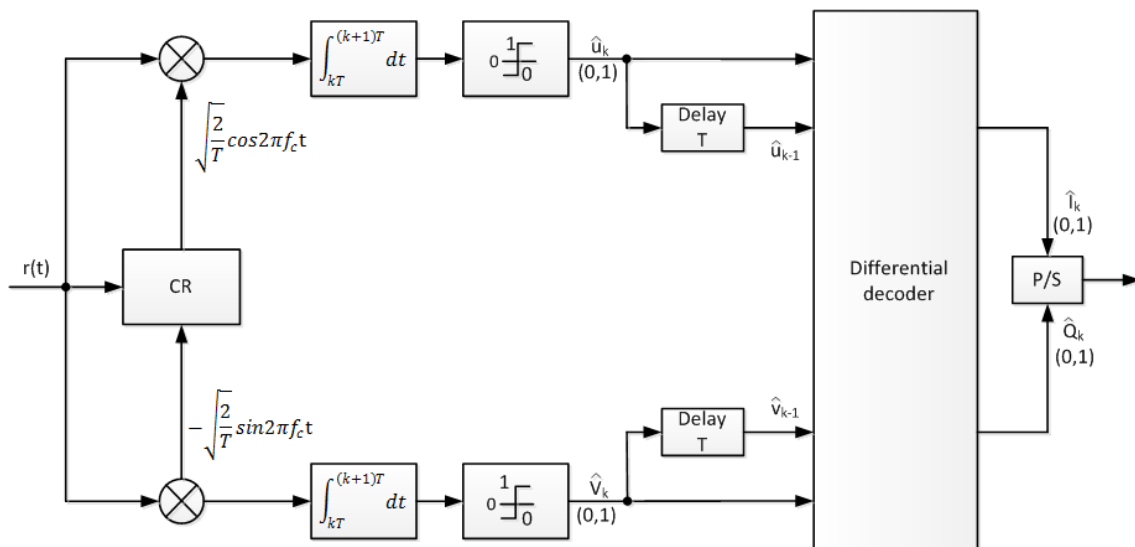


Figura 3.26 - Demodulação coerente do DEQPSK.

### 3.1.8. Offset QPSK

Offset QPSK é essencialmente como o QPSK, exceto que os trens de pulsos dos canais  $I$  e  $Q$  estão deslocados. O modulador e demodulador do OQPSK são mostrados na Figura 3.27, que diferem dos QPSK apenas por um atraso adicional de  $T/2$  segundos no canal  $Q$ . Com base no modulador, o sinal OQPSK pode ser escrito como:

$$s(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} I(t) \cos(2\pi f_c t) - \frac{A}{\sqrt{2}} Q(t - \frac{T}{2}) \sin(2\pi f_c t), \quad -\infty < t < \infty$$

Uma vez que o sinal OQPSK difere do QPSK somente pelo atraso no sinal do canal  $Q$ , a sua densidade espectral potência é a mesma que a do QPSK, e o seu desempenho em erro também é o mesmo que a de QPSK.

As formas de onda OQPSK são mostradas na Figura 3.28. Pode-se observar que devido ao deslocamento entre os canais  $I$  e  $Q$ , o sinal OQPSK tem um período de símbolo de  $T/2$ . Em qualquer transição de símbolo, apenas um dos dois bits no par  $(I_k, Q_k)$  pode alterar a polaridade. Assim, as mudanças de fase

nas transições de símbolo podem somente ser  $0^\circ$  e  $\pm 90^\circ$ . Pode ser verificado que o sinal QPSK tem um período de símbolo  $T$ , todos os dois bits no par  $(I_k, Q_k)$  podem alterar a polaridade, e as mudanças de fases nas transições dos símbolos podem ser  $180^\circ$  além  $0^\circ$  e  $\pm 90^\circ$  (veja a Figura 3.20).

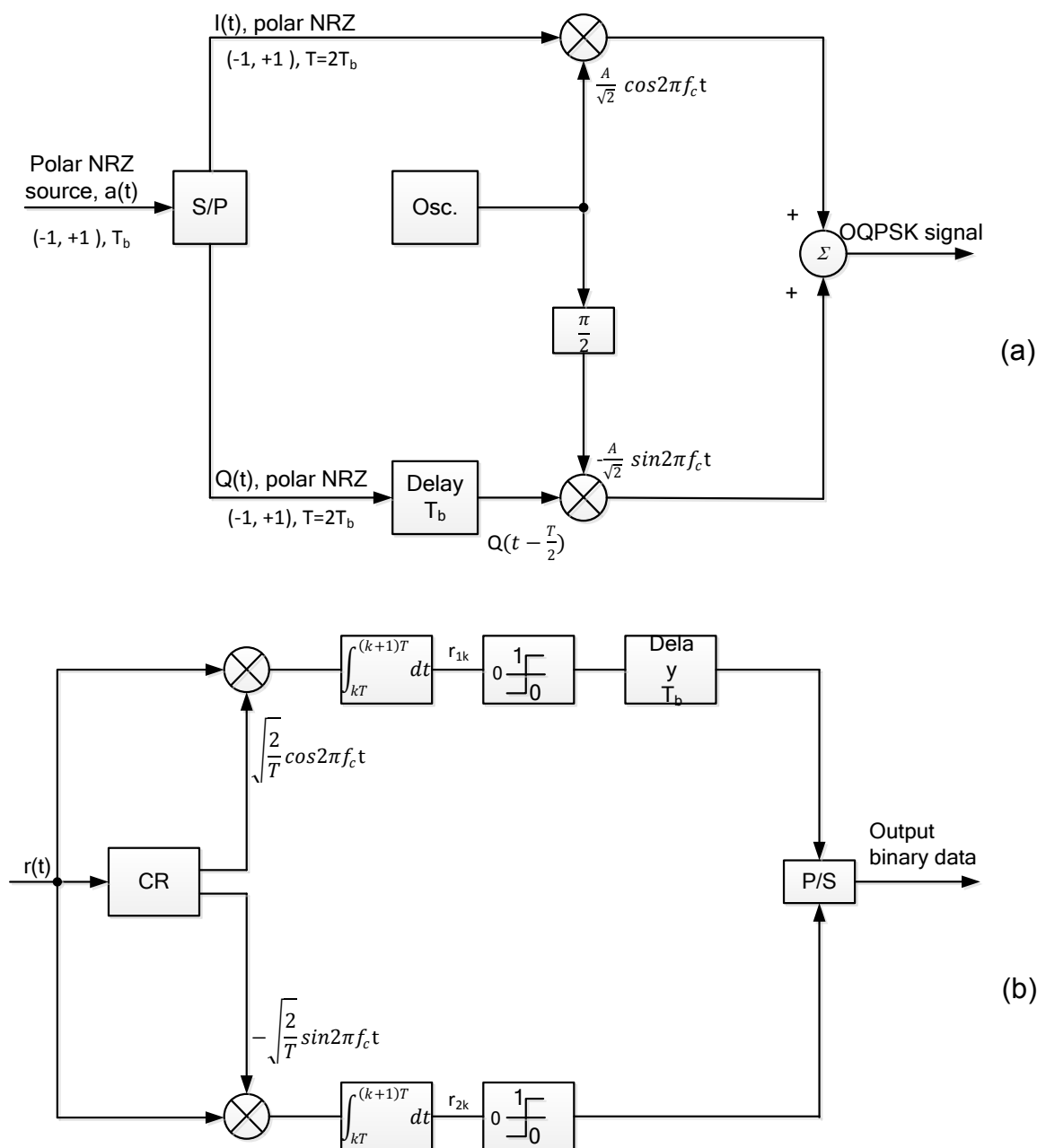


Figura 3.27 - Modulador OQPSK (a) e Demodulador (b).

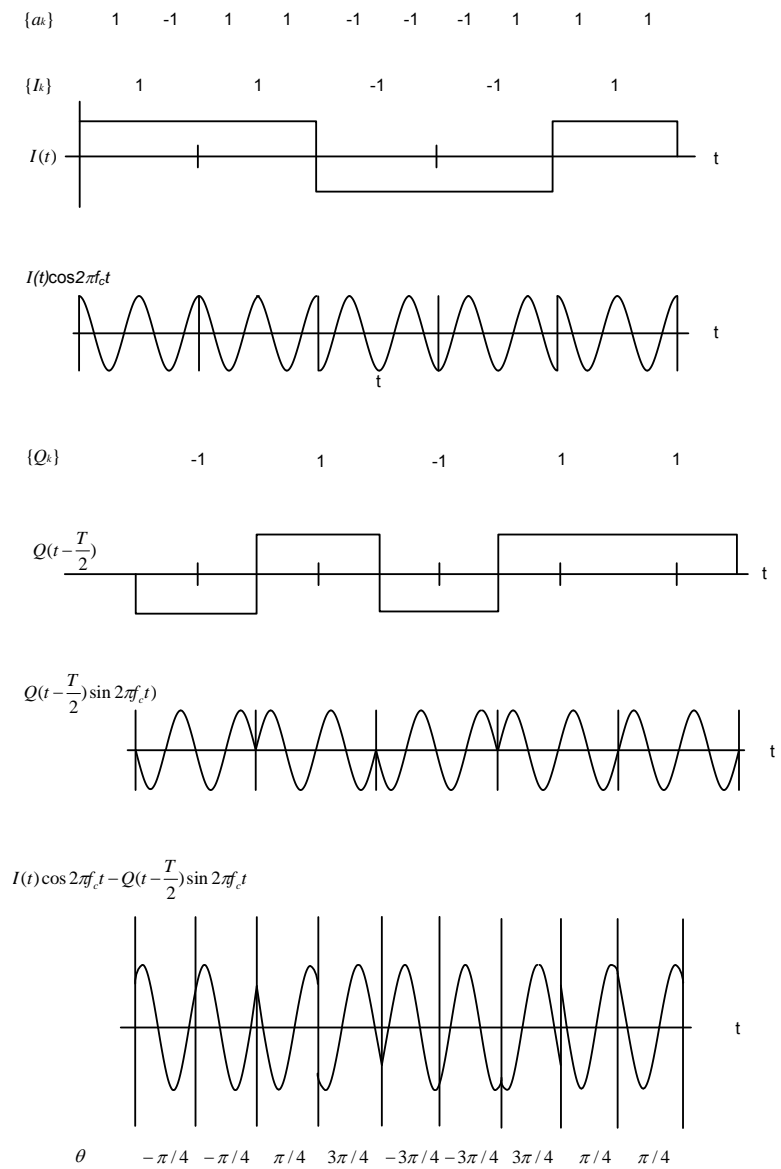


Figura 3.28 - Formas de onda OQPSK.

Em comparação com QPSK, sinais OQPSK são menos susceptíveis a restauração espectral dos lóbulos laterais (*spectral regrowth*) em transmissores de satélite. Nesses transmissores, sinais modulados devem ter limitação em banda por um filtro passa-faixa mecânico de alto Q, a fim de ficar em conformidade com as normas de emissões fora da banda. A filtragem degrada a propriedade de envelope constante do QPSK, e os desvios de fase de 180° irão fazer com que o envelope caia para zero momentaneamente. Quando este

o sinal é amplificado no estágio final, geralmente com um amplificador de potência altamente não linear, a envolvente constante será restaurada. Mas, ao mesmo tempo, os lóbulos laterais também serão restaurados. Em OQPSK, uma vez que os desvios de fase de  $180^\circ$  não ocorrem, a restauração dos lóbulos laterais é menos acentuada.

### 3.1.9. $\pi/4$ -QPSK

Embora o OQPSK possa reduzir a restauração espectral causada por não linearidades do amplificador de potência, este não pode ser codificado e decodificado diferentemente.  $\pi/4$ -QPSK é um esquema que não tem os desvios de fase de  $180^\circ$  como o OQPSK, mas também podem ser demodulado diferencialmente.

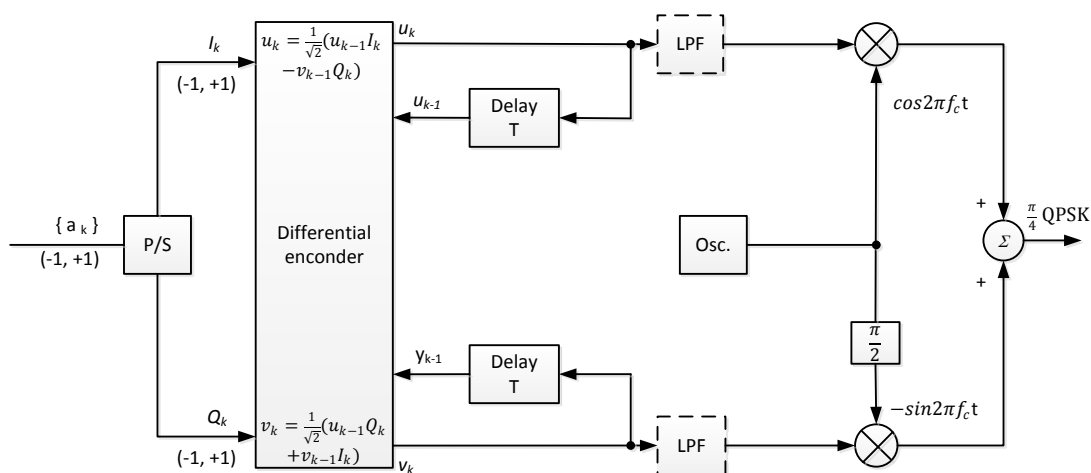


Figura 3.29 - Modulador  $\pi/4$ -QPSK.

Essas propriedades o tornam particularmente adequado para comunicações móveis, onde a demodulação diferencial pode reduzir o efeito de desvanecimento do canal.



$\pi/4$ -QPSK tem sido adotada como o padrão para o sistema de telefonia celular digital nos Estados Unidos e no Japão.

O  $\pi/4$ -QPSK é uma forma de QPSK codificado diferencialmente. Mas se difere do DEQPSK descrito na seção anterior pelas regras de codificação diferencial. A Figura 2.28 mostra um modulador  $\pi/4$ -QPSK.  $(I(t), Q(t))$  e  $(u(t), v(t))$  são os bits não codificados e codificados dos canais  $I$  e  $Q$ . O codificador diferencial do modulador  $\pi/4$ -QPSK codifica  $I(t)$  e  $Q(t)$  em sinais  $u(t)$  e  $v(t)$  de acordo com as seguintes fórmulas:

$$\begin{aligned} u_k &= \frac{1}{\sqrt{2}}(u_{k-1}I_k - v_{k-1}Q_k) \\ v_k &= \frac{1}{\sqrt{2}}(u_{k-1}Q_k + v_{k-1}I_k) \end{aligned} \quad (3.46)$$

onde  $u_k$  é a amplitude de  $u(t)$  na duração do  $k$ -ésimo símbolo e assim por diante. Assumiremos que  $I_k, Q_k$  tomam valores de  $(-1,1)$ . Se for especificado inicialmente que  $u_0 = 1$  e  $v_0 = 0$ , portanto  $u_k$  e  $v_k$  podem ter as amplitudes de  $\pm 1, 0, \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$ . O sinal de saída do modulador será:

$$\begin{aligned} s(t) &= u_k \cos 2\pi f_c - v_k \sin 2\pi f_c \\ &= A \cos(2\pi f_c + \Phi_k), \quad kT \leq t \leq (k+1)T \end{aligned}$$

onde:

$$\Phi_k = \tan^{-1} \frac{v_k}{u_k}$$

que depende dos dados codificados, e:

$$A = \sqrt{u_k^2 + v_k^2}$$

é independente do tempo índice  $k$ , isto é, o sinal tem uma envelope constante. Isto pode ser facilmente verificado pela substituição de (3.46) na expressão de

A e pode ser verificado que  $A_k=A_{k-1}$ . De fato,  $A=1$  para os valores iniciais  $u_0=1$  e  $v_0=0$ . Pode ser provado que a relação de fase entre dois símbolos consecutivos é:

$$\begin{aligned}\Phi_k &= \Phi_{k-1} + \Delta\theta_k \\ \Delta\theta_k &= \tan^{-1} \frac{Q_k}{I_k}\end{aligned}\tag{3.47}$$

onde  $\Delta\theta_k$  é a variação de fase determinada pelos dados de entrada.

Prova: Por definição,

$$\begin{aligned}\tan \Phi_k &= \frac{v_k}{u_k} \\ &= \frac{u_{k-1}Q_k + v_{k-1} - I_k}{u_{k-1}I_k - v_{k-1} - Q_k} = \frac{Q_k + \frac{v_{k-1}}{u_{k-1}}I_k}{I_k - \frac{v_{k-1}}{u_{k-1}}Q_k} \\ &= \frac{Q_k + \tan^{-1} \Phi_{k-1} I_k}{I_k - \tan^{-1} \Phi_{k-1} Q_k} = \frac{Q_k \cos \Phi_{k-1} + I_k \sin \Phi_{k-1}}{I_k \cos \Phi_{k-1} - Q_k \sin \Phi_{k-1}}\end{aligned}$$

agora fazendo:

$$\begin{aligned}I_k &= \sqrt{2} \cos \Delta\theta_k \\ Q_k &= \sqrt{2} \sin \Delta\theta_k\end{aligned}\tag{3.48}$$

com:

$$\Delta\theta_k = \tan^{-1} \frac{Q_k}{I_k}$$

então, tem-se:

$$\begin{aligned}\tan \Phi_k &= \frac{\sin \Delta\theta_k \cos \Phi_{k-1} + \cos \Delta\theta_k \sin \Phi_{k-1}}{\cos \Delta\theta_k \cos \Phi_{k-1} - \sin \Delta\theta_k \sin \Phi_{k-1}} \\ &= \frac{\sin(\Phi_{k-1} + \Delta\theta_k)}{\cos(\Phi_{k-1} + \Delta\theta_k)} = \tan(\Phi_{k-1} + \Delta\theta_k)\end{aligned}$$

assim provamos (3.47). Usando (3.48) podemos reescrever (3.46) como:

$$\begin{aligned} u_k &= u_{k-1} \cos \Delta\theta_k - v_{k-1} \sin \Delta\theta_k \\ v_k &= u_{k-1} \sin \Delta\theta_k + v_{k-1} \cos \Delta\theta_k \end{aligned} \quad (3.49)$$

Tabela 3.6 - Alocação de fase do sinal  $\pi/4$ -QPSK.

$I_k \ Q_k$	$\Delta\theta_k$	$\cos \Delta\theta_k$	$\sin \Delta\theta_k$
1 1	$\pi/4$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
-1 1	$3\pi/4$	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
-1 -1	$-3\pi/4$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$
1 -1	$-\pi/4$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

A Tabela 3.6 mostra como  $\Delta\theta_k$  é determinado pelos dados de entrada.

Referindo-se aos valores de  $\Delta\theta_k$  na Tabela 3.6, pode-se ver claramente, a partir de (3.47), que as mudanças de fase estão confinadas a múltiplos ímpares de  $\pi/4$  ( $45^\circ$ ). Não há mudanças de fase de  $90^\circ$  ou  $180^\circ$ . Além disso, a informação é transmitida pelas mudanças de fase  $\Delta\theta_k$ , não pela fase absoluta  $\Phi_k$ . A constelação do sinal é mostrada na Figura 3.30. O ângulo do vetor (ou símbolo) em relação à direção positiva do eixo  $u$  (eixo  $I$  codificado) é a fase de símbolo  $\Phi_k$ . Os símbolos representados por "●" somente podem se tornar símbolos representados por "×", e vice-versa. Transições entre eles (● para ● ou × para ×) não são possíveis. A mudança de fase de um símbolo para o outro é  $\Delta\theta_k$ .

Uma vez que a informação está carregada nas mudanças de fase  $\Delta\theta_k$ , uma demodulação diferencialmente coerente pode ser usada. No entanto, a demodulação coerente é desejável quando uma maior eficiência em potência é requerida. Há quatro maneiras para demodular um sinal  $\pi/4$ -QPSK:

1. Detecção diferencial em banda-base;
2. Detecção diferencial em banda na frequência intermediária: FI;

3. Detecção com discriminador FM;

4. Detecção coerente.

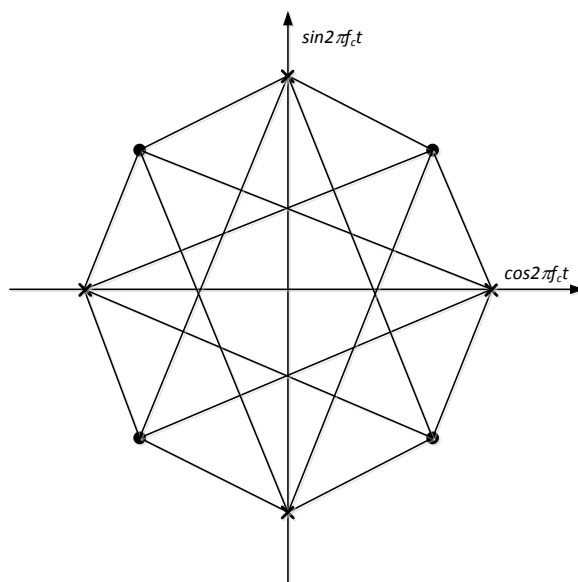


Figura 3.30 - Constelação do sinal  $\pi/4$ -QPSK.

Os três primeiros demoduladores são descritos como sendo equivalentes em desempenho de erro. O demodulador coerente é de 2 a 3 dB melhor.

A Figura 3.31 mostra um demodulador diferencial em banda-base que é apenas um caso especial do demodulador DMPSK da Figura 3.17. O LPF na Figura 3.31 é equivalente ao integrador da Figura 3.17. Os estágios de cálculo do ângulo e comparação das fases da Figura 3.17 são equivalentemente substituídos por dois detectores de limiar. O filtro passa-faixa (BPF) na entrada é utilizado para minimizar a potência de ruído. No entanto, a fase da portadora deve ser preservada para uma detecção diferencial adequada. Um BPF tipo raiz quadrada de cosseno levantado com *roll-off* pode atingir esse objetivo. O oscilador local possui a mesma frequência que a portadora não modulada, mas a sua fase não está sincronizada com a do sinal recebido. Assume-se que a diferença de fase  $\theta$  no sinal recebido permanece essencialmente a mesma da

duração do símbolo anterior até a duração de símbolo posterior. Esta diferença de fase será cancelada no decodificador diferencial em banda-base.

Na ausência de ruído, na saída do BPF na  $k$ -ésima duração do símbolo, tem-se:

$$r(t) = A_k \cos(2\pi f_c t + \Phi_k + \theta) , \quad kT \leq t \leq (k + 1)T \quad (3.50)$$

onde  $\theta$  é a fase aleatória introduzida pelo canal. Vamos assumir que  $\theta$  se altera muito lentamente em comparação com a taxa de símbolos de modo que pode ser considerada constante entre dois símbolos consecutivos. A amplitude variante no tempo  $A_k$  substitui a amplitude constante no sinal transmitido. A variação em amplitude pode ocorrer devido a desvanecimento ou interferência no canal de transmissão. Na duração do  $k$ -ésimo símbolo, a saída do multiplicador do canal  $I$  será:

$$A_k \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t + \Phi_k + \theta) = \frac{1}{2} A_k [\cos(4\pi f_c t) + \cos(\Phi_k + \theta)]$$

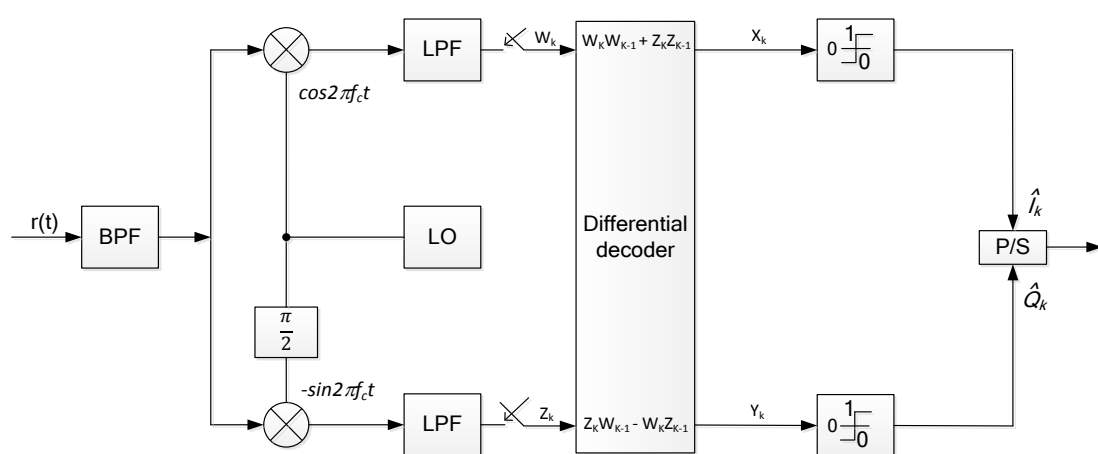


Figura 3.31 - Demodulador diferencial em banda-base para  $\pi/4$ -QPSK.

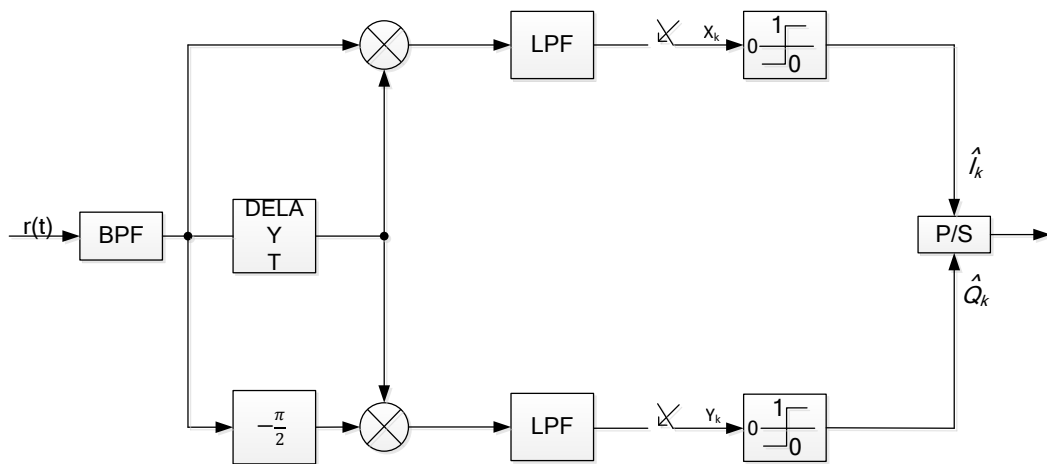


Figura 3.32 - Demodulador diferencial em banda de FI para  $\pi / 4$ -QPSK.

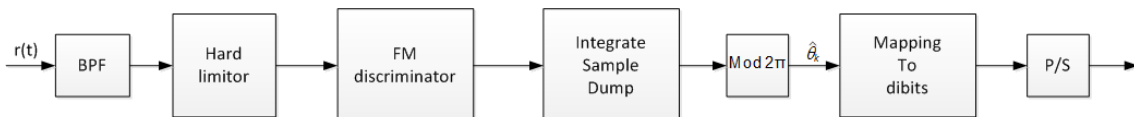


Figura 3.33 - Demodulador com discriminador FM para  $\pi/4$ -QPSK.

A saída do filtro passa-baixas (LPF) do canal  $I$ ,  $w_k$ , é portanto (ignorando o fator  $1/2$  e a perda do LPF):

$$w_k = A_k \cos(\Phi_k + \theta)$$

Semelhantemente a saída do LPF do canal  $Q$ ,  $z_k$ , é:

$$z_k = A_k \sin(\Phi_k + \theta)$$

Uma vez que  $\theta$  não está sendo alterado pela duração do símbolo anterior, então:

$$w_{k-1} = A_{k-1} \cos(\Phi_{k-1} + \theta)$$

$$z_{k-1} = A_{k-1} \sin(\Phi_{k-1} + \theta)$$

Da regra na decodificação,  $x_k$  e  $y_k$  (ver Figura 3.32), fica:

$$x_k = w_k w_{k-1} + z_k z_{k-1}$$

$$y_k = z_k w_{k-1} + w_k z_{k-1}$$

Substituindo:

$$x_k = A_k A_{k-1} [\cos(\Phi_k + \theta) \cos(\Phi_{k-1} + \theta) + \sin(\Phi_k + \theta) \sin(\Phi_{k-1} + \theta)]$$

$$= A_k A_{k-1} \cos(\Phi_k - \Phi_{k-1}) = A_k A_{k-1} \cos \Delta\theta_k$$

$$y_k = A_k A_{k-1} [\sin(\Phi_k + \theta) \cos(\Phi_{k-1} + \theta) - \cos(\Phi_k + \theta) \sin(\Phi_{k-1} + \theta)]$$

$$= A_k A_{k-1} \sin(\Phi_k - \Phi_{k-1}) = A_k A_{k-1} \sin \Delta\theta_k$$

Da Tabela 3.6, os dispositivos de decisão determinam:

$$\hat{I}_k = 1, \text{ se } x_k > 0 \quad \text{ou} \quad \hat{I}_k = -1, \text{ se } x_k < 0$$

$$\hat{Q}_k = 1, \text{ se } y_k > 0 \quad \text{ou} \quad \hat{Q}_k = -1, \text{ se } y_k < 0$$

A probabilidade de erro de símbolo é dada em (3.29) ou (3.30), e  $P_b$  é dada em (3.40).

O demodulador diferencial em banda de FI (Figura 3.32) cancela a diferença de fase  $\theta$  na banda de IF. Na saída do multiplicador do canal  $I$  tem-se:

$$A^2 \cos(2\pi f_c t + \Phi_k + \theta) \cos(2\pi f_c t + \Phi_{k-1} + \theta)$$

$$= \frac{1}{2} A^2 [\cos(4\pi f_c t + \Phi_k + \Phi_{k-1} + 2\theta) + \cos(\Phi_k - \Phi_{k-1})]$$

Novamente ignorando o fator  $A^2/2$  e a perda do LPF, a saída do LPF no canal  $I$  é  $\cos(\Phi_k - \Phi_{k-1}) = x_k$ . Da mesma forma a saída do LPF no canal  $Q$  é encontrada:  $\sin(\Phi_k - \Phi_{k-1}) = y_k$ . O restante é o mesmo que na detecção

diferencial em banda-base. A vantagem deste demodulador é a não necessidade do oscilador local.

O demodulador discriminador é mostrado na Figura 3.33. O rígido limitador passa-faixa ideal mantém o envelope do sinal recebido constante sem alterar sua fase. A saída do discriminador de frequência ideal,  $v(t)$ , é proporcional ao desvio de frequência instantânea do sinal de entrada. Isto é:

$$v(t) = \frac{d}{dt} (\Phi(t) + \theta)$$

A saída do circuito “*Integrate Sample Dump*” é:

$$\begin{aligned} \int_{(k-1)T}^{kT} v(t) dt &= \Phi_k - \Phi_{k-1} \\ &= \Delta\theta_k + 2n\pi \\ &= \Delta\theta_k \pmod{2\pi} \end{aligned}$$

onde  $2n\pi$  é causada por ruído denominado *click noise* (RODEN, 1991). A operação módulo- $2\pi$  remove o termo  $2n\pi$  e a saída é  $\Delta\theta_k$  que, por sua vez, será mapeada para um dicit correspondente.

As probabilidades de erro dos três demoduladores acima são relatadas na literatura como sendo iguais. Como o DQPSK na última seção, a probabilidade de erro de símbolo para os três demoduladores equivalentes acima é dada por (3.29) ou (3.30). A probabilidade de erro de bit pode ser aproximadamente calculada utilizando (3.25). Alternativamente, a probabilidade de erro de bit pode ser avaliada utilizando (3.40).

O demodulador  $\pi/4$ -QPSK coerente pode ser o do formato da Figura 3.18 onde a decodificação diferencial é realizada nas fases do sinal. O demodulador coerente de DEQPSK na Figura 3.26 não é adequado para  $\pi/4$ -QPSK uma vez que sua alocação dicit- $\Delta\theta_i$  é diferente.



Em termos de probabilidade de erro do canal AWGN, o  $\pi/4$ -QPSK é o mesmo que o DEQPSK comum ou DQPSK. Isto é, a forma coerente do demodulador  $\pi/4$ -QPSK tem o mesmo BER que o do DEQPSK e o demodulador  $\pi/4$ -QPSK não-coerente tem o mesmo BER que o do DQPSK (ver Figura 3.22).

### **3.1.10. Sincronização**

A demodulação coerente requer que o sinal de referência no receptor seja sincronizado em fase e em frequência com o sinal recebido. Ambas as demodulações coerente e não-coerente requerem que a sincronização de símbolos no receptor seja feita em fase e em frequência com o sinal recebido.

A sincronização da portadora pode ser alcançada através do envio de um tom piloto, antes dos sinais de mensagens. Por este tom piloto ter uma raia espectral intensa na frequência da portadora, o receptor pode facilmente sincronizar-se nele e gerar uma portadora local coerente. Contudo, isso requer uma largura de banda de transmissão extra.

Em receptores atuais, a sincronização da portadora pode ser conseguida com um circuito de recuperação de portadora, que extrai a informação de fase e frequência do sinal ruidoso de recepção e o utiliza para gerar um sinal de referência senoidal limpo.

A sincronização de símbolos geralmente é conseguida por um circuito de recuperação do relógio (sincronismo de símbolos), que utiliza o sinal recebido para controlar um oscilador local.

### **3.1.11. Recuperação da portadora**

Os sinais PSK não têm raia espectral na frequência da portadora - a portadora é suprimida. Portanto, um dispositivo não linear é necessário no circuito de recuperação da portadora para gerar a raia espectral. Existem dois tipos

principais de recuperação da portadora, o circuito em malha que eleva à  $M$ -ésima potência ( $M^{\text{th}}$  power loop) e o circuito em malha de Costas (*Costas loop*).

Figura 3.34 apresenta o circuito em malha que eleva à  $M$ -ésima potência para a recuperação da portadora para um PSK  $M$ -ário. Para BPSK (ou DEBPSK), como  $M=2$ , utiliza-se uma malha em quadratura. Para QPSK (ou OQPSK, DEQPSK),  $M=4$ , o circuito é uma malha em quadruplicação, e assim por diante. No circuito, o dispositivo que eleva a  $M$ -ésima potência produz a raia espectral em  $Mf_c$ . O PLL (*Phase Locked Loop* - Malha de Sincronismo de Fase) que consiste em um detector de fase, um LPF e um VCO, busca e sincroniza a saída do VCO na frequência e na fase da componente  $Mf_c$ . O dispositivo divisor por  $M$  divide a frequência desta componente para produzir a portadora desejada na frequência  $f_c$  e com quase a mesma fase do sinal recebido. Antes da sincronização, há uma diferença de fase no sinal recebido em relação ao sinal de saída do VCO. Indicaremos a fase do sinal recebido como  $\theta$  e a fase da saída do VCO como  $M\hat{\theta}$ .

Para BPSK, usando (3.5), fazendo  $A = 1$ , e observando que  $a^2(t) = 1$ , tem-se:

$$\begin{aligned} z(t) &= [s(t) + n(t)]^2 = a^2(t)\cos^2(2\pi f_c t + \theta) + \text{termos de ruído} \\ &= \frac{1}{2}[1 + \cos(4\pi f_c t + 2\theta)] + \text{termos de ruído} \end{aligned}$$

que contém uma raia espectral em  $2f_c$  que pode ser sincronizada por um PLL. A frequência de saída do VCO é dividida por dois para prover a portadora desejada. É certo que a malha produzirá uma portadora com a mesma fase quando a fase  $\theta$  for 0 ou  $\pi$ . Então, a saída do demodulador pode ser  $+a(t)$  ou  $-a(t)$ . Pode-se declarar que o circuito tem uma ambiguidade de fase de  $\pi$ . Codificação diferencial pode eliminar esta ambiguidade de fase, como descrito nas seções anteriores.

Para QPSK, utilizando (3.35), estabelecendo  $A = \sqrt{2}$ , e considerando que  $P(t) = Q^2(t) = 1$ , tem-se:

$$\begin{aligned}
 z(t) &= [s(t) + n(t)]^4 \\
 &= \{[I(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) - Q(t) \sin(2\pi f_c t + \theta) + n(t)]^2\}^2 \\
 &= [1 - I(t)Q(t) \sin(4\pi f_c t + 2\theta)]^2 + \text{termos de ruído} \\
 &= 1 - 2I(t)Q(t) \sin(4\pi f_c t + 2\theta) + \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(8\pi f_c t + 4\theta) \\
 &\quad + \text{termos de ruído}
 \end{aligned}$$

O último termo do sinal contém uma raia espectral em  $4f_c$  na qual é sincronizado no PLL. Um dispositivo divisor por quatro é utilizado para derivar a frequência da portadora. Note que o termo  $I(t)Q(t)\sin(4\pi f_c t + 2\theta)$  resultante da operação quadrática não pode produzir uma raia no espectro uma vez que  $I(t)Q(t)$  tem um valor médio zero. Portanto, a operação em quarta potência é necessária para QPSK (e OQPSK). O último termo terá uma fase inicial 0 para  $\theta = 0$ , ou  $\pm\pi/2$ . A saída do demodulador poderia ser  $\pm I(t)$  ou  $\pm Q(t)$ . Isto demonstra que há uma ambiguidade de fase de  $\pi/2$  na recuperação da portadora, que pode ser eliminada por codificação diferencial.

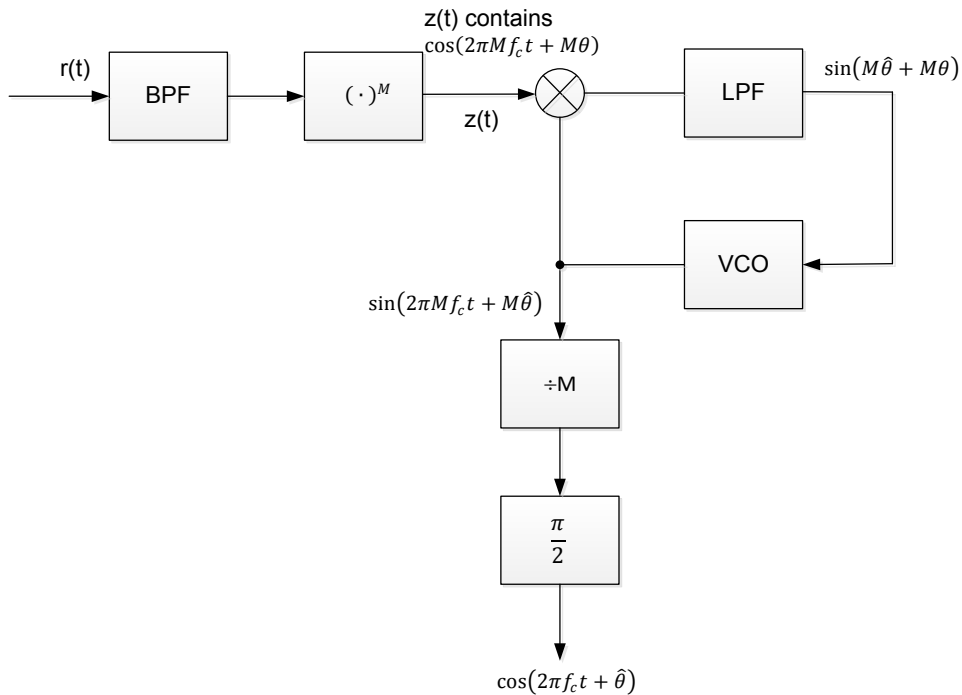


Figura 3.34 - Sincronizador de elevação à potência  $M$  para a recuperação da portadora.

A codificação diferencial também elimina as quatro ambiguidades geradas no canal AWGN: troca entre o  $I(t)$  e o  $Q(t)$ , denominado *swap*, isto é, na saída do demodulador poderia ser  $\pm Q(t) / \pm I(t)$  (em vez da ordem correta  $\pm I(t) / \pm Q(t)$ ).

Para MPSK em geral, onde  $M = 2^n$ , a operação de elevação à potência  $M$  irá produzir uma raia espectral em  $Mf_c$  e a ambiguidade de fase é  $2\pi/M$ .

O desempenho da malha que eleva à  $M$ -ésima potência é geralmente medido pelo erro no sincronismo de fase. Sob a aproximação usual para ângulos pequenos (isto é, o erro de fase é pequeno de modo que  $M\hat{\theta} - M\theta \approx \sin(M\hat{\theta} - M\theta)$ ), a variância de tal erro é dada por:

$$\sigma_{\hat{\theta}}^2 = 2N_0 B_L S_L \quad (3.52)$$

onde  $B_L$  é a largura de banda da malha definida em termos da função de transferência da malha,  $H(f)$ , como segue:

$$B_L = \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df, \text{ (Hz)}$$

O parâmetro  $S_L$  é o limite superior da perda quadrática no caso BPSK e quádrupla no caso QPSK.  $S_L$  é um número sem unidade que reflete o aumento da variância do erro de fase devido às operações de quadratura ou quadruplicação na malha de sincronização de fase. Estes são dados por:

$$S_L = 1 + \frac{1}{2\rho_i}, \text{ para } M = 2$$

e:

$$S_L = 1 + \frac{9}{\rho_i} + \frac{6}{\rho_i^2} + \frac{3}{2\rho_i^3}, \text{ para } M = 4$$

onde  $\rho_i$  é a relação sinal-ruído de entrada do circuito de recuperação de portadora. Observando (3.52), a unidade de  $\sigma^2_\theta$  é, aparentemente, Watt em vez de radiano. Isto ocorre devido à aproximação para pequenos ângulos na derivação da variância do erro de fase onde Volt foi substituído por radiano. Por esta razão, a unidade de  $\sigma^2_\theta$  deve ser radiano.

A dificuldade na implementação do circuito de malha que eleva à  $M$ -ésima potência é o dispositivo a ser utilizado para elevar à  $M$ -ésima potência, especialmente em altas frequências. O *design* da malha de Costas evita esse dispositivo.

A Figura 3.35 apresenta a malha de Costas para a recuperação da portadora para BPSK. Inicialmente, o VCO gera uma senóide com uma frequência próxima à frequência da portadora  $f_c$  e com uma fase inicial. As diferenças de frequência e fase inicial estão contabilizadas na fase  $\hat{\theta}$ . Os multiplicadores nos canais  $I$  e  $Q$  produzem termos em  $2f_c$  e termos em frequência zero. Os LPFs atenuam os termos  $2f_c$  e suas saídas são proporcionais a  $a(t)\cos(\hat{\theta}-\theta)$  ou  $a(t)\sin(\hat{\theta}-\theta)$ . Em seguida, esses dois termos são multiplicados novamente para

se obter o termo  $a^2(t)\sin^2(\hat{\theta}-\theta)$ , que é filtrado pelo filtro passa-baixas (LPF) mais uma vez para se retirar qualquer flutuação em amplitude em  $a^2(t)$ . Assim, o sinal de controle do VCO é proporcional a  $\sin^2(\hat{\theta}-\theta)$ , que conduz o VCO a entrar num modo síncrono que faz com que a diferença  $\hat{\theta}-\theta$  seja cada vez menor. Para  $\hat{\theta}-\theta$  suficientemente pequeno, a saída do canal  $I$  se torna o sinal demodulado.

A malha de Costas para QPSK é mostrada na Figura 3.36. A figura é autoexplicativa e o seu princípio de funcionamento é semelhante ao BPSK. Os limitadores são bipolares, os quais são usados para controlar a amplitude do sinal dos dois canais para manter o balanceamento.

Quando a diferença de fase  $\phi = \hat{\theta}-\theta$  é suficientemente pequena, as saídas dos canais  $I$  e  $Q$  são os sinais demodulados.

A dificuldade na implementação da malha de Costas é manter o equilíbrio entre os canais  $I$  e  $Q$ . Os dois multiplicadores e os filtros passa-baixas nestes dois canais devem ser perfeitamente correspondentes, a fim de obter o desempenho teórico.

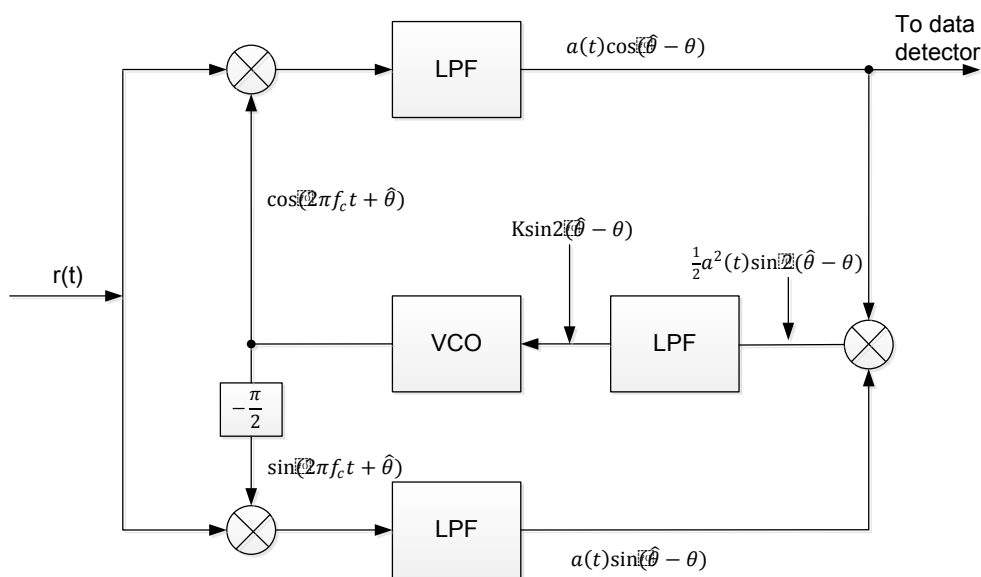


Figura 3.35 - Malha de Costas para recuperação da portadora em BPSK.

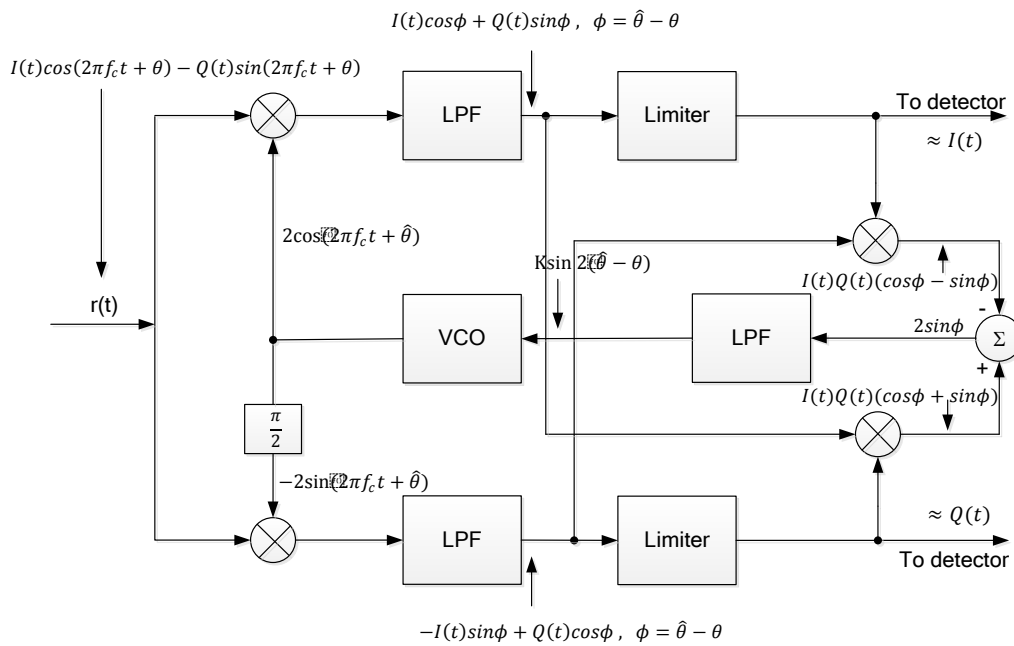


Figura 3.36 - Malha de Costas para a recuperação da portadora em QPSK.

Embora o circuito da malha que eleva à  $M$ -ésima potência seja diferente do circuito da malha de Costas, seus desempenhos demonstrados são iguais. Portanto (3.52) é igualmente aplicável à malha de Costas.

### 3.1.12. Recuperação do relógio

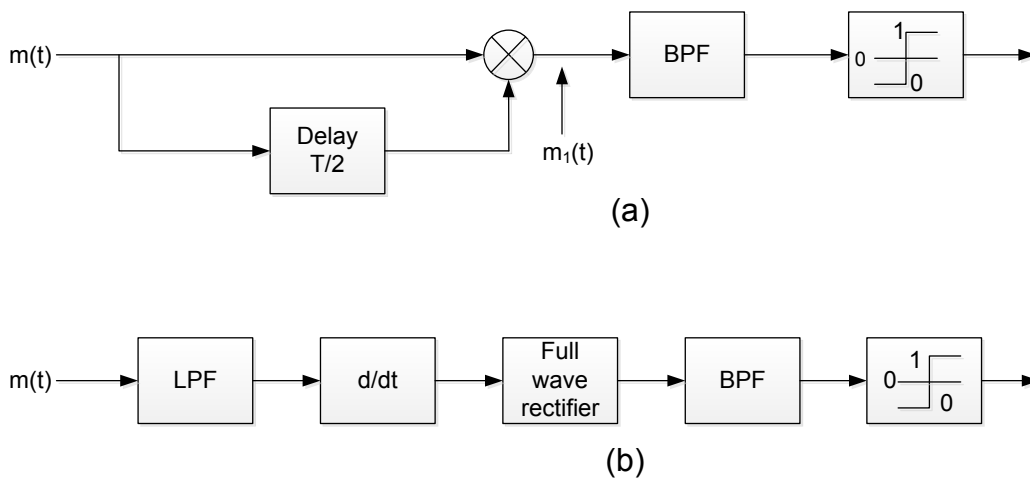


Figura 3.37 - Dois tipos de sincronizadores de símbolo em malha aberta, (a) e (b).

A recuperação do relógio ou temporização de símbolo pode ser classificada em dois grupos fundamentais. Um dos grupos consiste no sincronizador em malha aberta que utiliza dispositivos não lineares. Este circuito recuperará o sinal de relógio diretamente a partir do trem de dados por meio de operações não lineares no trem de dados recebido. No outro grupo, estão os sincronizadores em malha fechada, que procuram sincronizar um sinal de relógio local com o trem de dados recebido através da utilização de medições comparativas entre os sinais recebidos e o relógio local.

Dois exemplos do sincronizador em malha aberta são mostrados na Figura 3.37. O trem de dados utilizado na modulação PSK deve ter codificação de fonte NRZ-L (*Non Return to Zero-Level*). A primeira atribuição do sincronizador em malha aberta da Figure 3.38 é a geração de energia espectral na frequência do relógio. No primeiro exemplo, uma componente de Fourier para a frequência do relógio dos dados é gerada pela operação de atraso e multiplicação no sinal demodulado  $m(t)$ . Esta componente em frequência é então extraída pelo BPF. O último estágio retifica e recupera o sinal na forma de uma onda quadrada. O segundo exemplo gera a componente de frequência do relógio utilizando o arranjo diferenciador-retificador. O diferenciador é muito sensível ao ruído de banda larga; por conseguinte, um filtro passa-baixas deve ser colocado na entrada do sincronizador.

Um circuito de janelas de início/fim de curso (*early/late-gate*) mostrado na Figura 3.38 é um exemplo de sincronizador da classe de malha fechada. O princípio de funcionamento é facilmente compreendido fazendo referência a Figura 3.39. A referência de tempo igual a zero é definido pelo relógio da onda quadrada gerada localmente pelo VCO. Se o relógio do VCO está perfeitamente sincronizado com o sinal demodulado  $m(t)$ , a integração da janela de início de curso e a integração da janela de fim de curso irão acumular a mesma quantidade de energia do sinal, de modo que o sinal de erro é  $e=0$ . Se a frequência do VCO estiver maior do que a de  $m(t)$ , então  $m(t)$  é atrasado por  $\Delta < d$ , em relação ao relógio do VCO.



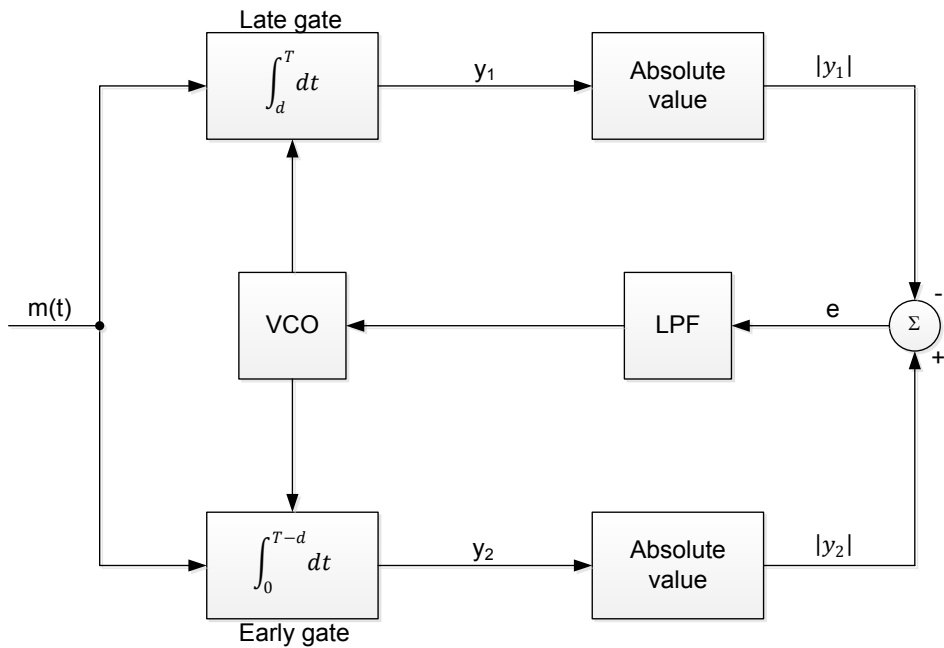


Figura 3.38 - Sincronizador de relógio com portas de início/fim de curso.

Assim, o tempo de integração do integrador da janela de início de curso será  $T-d-\Delta$ , enquanto o tempo de integração do integrador da janela de fim de curso será então  $T-d$  total. O sinal de erro será proporcional a  $-\Delta$ . Este sinal de erro irá reduzir a frequência do VCO diminuindo o tempo de relógio do VCO para trazê-lo de volta para o tempo de  $m(t)$ . Se a frequência do VCO estiver menor, o sinal de erro será proporcional a  $+\Delta$  e o processo inverso acontece,

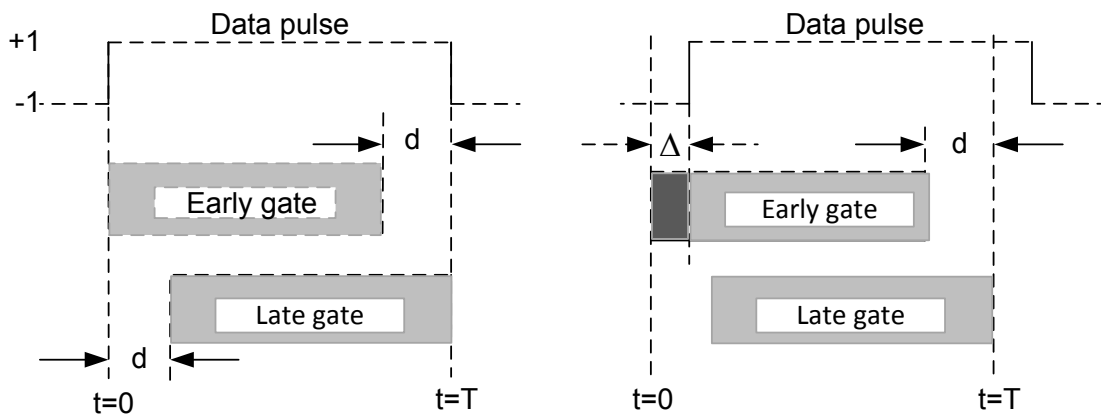


Figura 3.39 - Temporização das portas de início/fim de curso - ilustração.

isto é, a frequência do VCO será aumentada e o tempo será avançado para o sinal de entrada designado.

### 3.1.13. Efeitos dos erros de fase e temporização

Vamos verificar os efeitos dos erros de fase e temporização sobre a probabilidade de erro de bit de um BPSK coerente em um canal AWGN.

Se a portadora local estiver com um erro de  $\phi$  radianos, a amplitude de saída do correlator será reduzida por um fator de  $\cos\phi$ . Assim, a probabilidade de erro de bit condicional do sinal BPSK será:

$$P_b(\phi) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \cos\phi\right) \quad (3.53)$$

Se  $\phi$  é Gaussianamente distribuído com variância  $\sigma_\phi^2$ , a probabilidade de erro de bit é dada por:

$$\begin{aligned} P_b &= \int_{-\infty}^{\infty} p(\phi) P_b(\phi) d\phi \\ &= \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi} \int_0^{\infty} e^{-\frac{\phi^2}{2\sigma_\phi^2}} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \cos\phi\right) d\phi \end{aligned} \quad (3.54)$$

$P_b$  de (3.54) está traçado na Figura 3.40, onde diferentes curvas estão classificadas de acordo com os valores do desvio padrão do erro fase  $\sigma_\phi$  em radianos. Pode ser visto que quando  $\sigma_\phi < 0.2$ , a degradação não é significativa.

O efeito do erro de sincronização de símbolos na probabilidade de erro de bit do BPSK depende da presença ou ausência de uma transição de símbolos. Se dois símbolos consecutivos são idênticos, um símbolo de referência incorreto

não terá qualquer efeito sobre a probabilidade de erro. Se dois símbolos consecutivos diferem, a magnitude na saída do correlator será reduzida por um fator de  $1-(2|\Delta|/T)$  onde  $\Delta$  é o erro de temporização. Assim, dado um erro de temporização, o  $P_b$  condicional será:

$$P_b(\Delta) = \Pr(\text{error}|\text{transição}, \Delta)\Pr(\text{transição}|\Delta) \\ + \Pr(\text{error}|\text{sem transição}, \Delta)\Pr(\text{sem transição}|\Delta)$$

Se os símbolos consecutivos são independentes e igualmente prováveis de serem qualquer um dos dois símbolos binários, a probabilidade de transição é metade, e se o erro de temporização normalizado  $\tau = \Delta/T$  é Gaussianamente distribuído, então temos:

$$P_b = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\tau} \int_{-0,5}^{0,5} e^{-\frac{\tau^2}{2\sigma_\tau^2}} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \cos(1 - 2|\tau|)\right) d\tau + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (3.55)$$

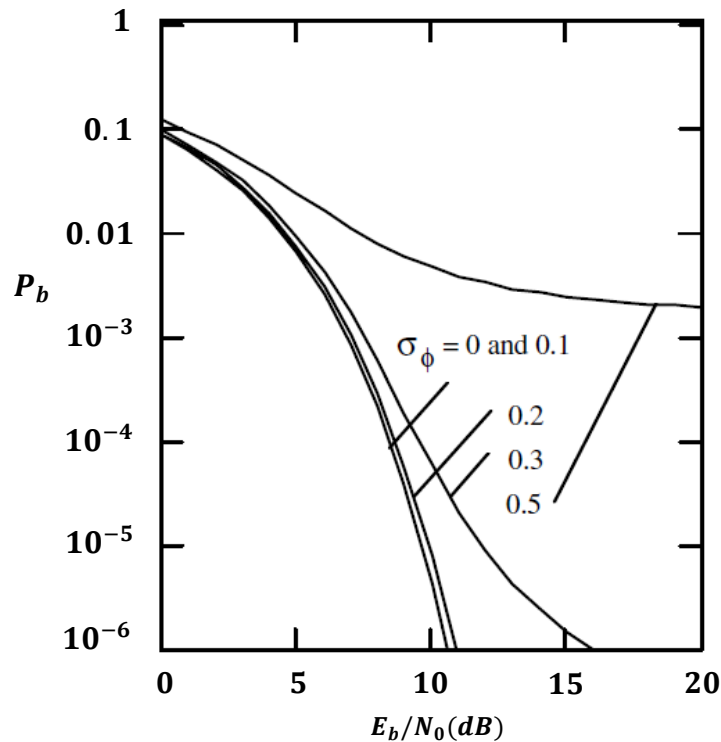


Figura 3.40 - Efeito de sincronização de portadora imperfeita na  $P_b$  do BPSK.

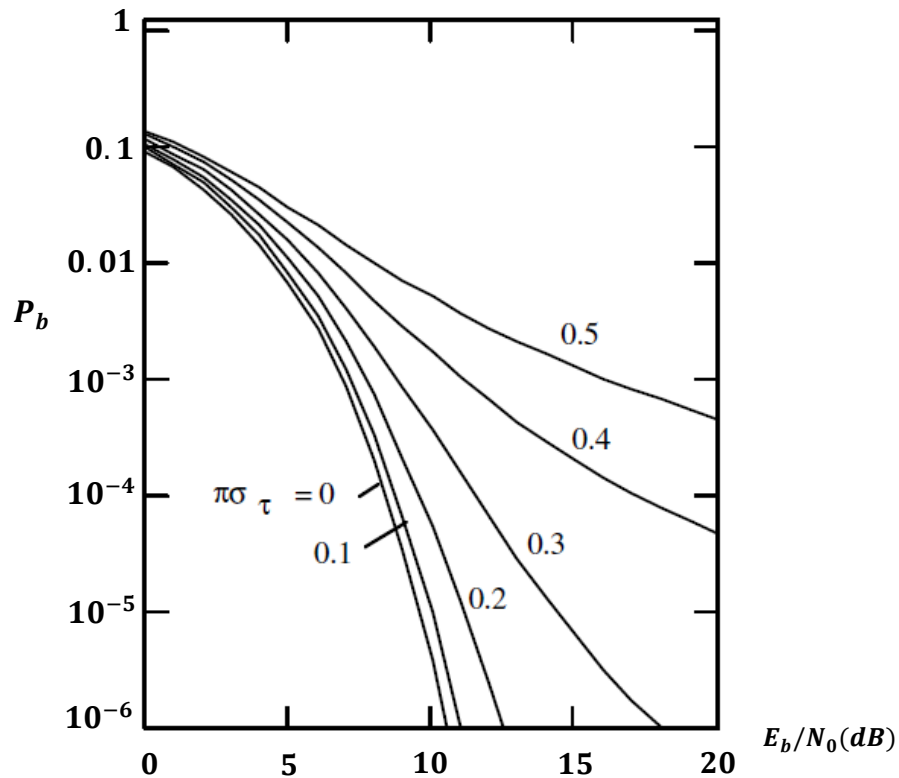


Figura 3.41 - Efeito da sincronização de símbolo imperfeita na  $P_b$  do BPSK.

onde os limites de integração são de 0,5 a  $-0,5$  que é a faixa dos erros de temporização (LINDSAY e SIMON, 1973).

Esta  $P_b$  está traçada na Figura 3.41, onde diferentes curvas estão classificadas de acordo com um valor de  $\pi\sigma_\tau$ , onde  $\sigma_\tau$  é o desvio padrão do erro de temporização  $\tau$ . Quando  $\pi\sigma_\tau$  é menor que 0.2 a degradação não é significativa.

### 3.1.14. Sumário

A Tabela 3.7 resume e compara os vários aspectos dos esquemas de modulação PSK descritos neste capítulo até aqui. A degradação do desempenho de erro é medida pelo aumento necessário de  $E_b/N_0$  para se alcançar a mesma probabilidade de erro, referenciada para a demodulação

coerente. O QPSK é o esquema PSK mais utilizado. Isto ocorre devido à sua simplicidade sistêmica e muito boa eficiência de potência e largura de banda. O MPSK de ordem superior pode ser utilizado se uma eficiência de largura de banda mais elevada for desejada e a relação sinal ruído estiver disponível.

Tabela 3.7 - Comparação dos esquemas PSK.

Modulação	$P_b$	Degradação	PSD & $B_{null}$
BPSK	$Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$	0 dB (ref.)	$A^2 T_b \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b}\right)^2$ $B_{null} = 2/T_b$
DEBPSK	$\approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$	< 0,5 dB	
DBPSK Ótimo	$\frac{1}{2}e^{-E_b/N_0}$	0,5 - 1 dB	
DBPSK Sub-ótimo	$\frac{1}{2}e^{-0,8E_b/N_0}$	1,5 - 2 dB	
QPSK	$Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$	0 dB (ref.)	$A^2 T_b \left(\frac{\sin 2\pi f T_b}{2\pi f T_b}\right)^2$ $B_{null} = 2/T_b$
DEQPSK / $\pi/4$ DQPSK	$\approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$	< 0,5 dB	
DQPSK Ótimo / $\pi/4$ DQPSK	$\approx 2Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{N_0}} \sin \frac{\pi}{4\sqrt{2}}\right)$	2 - 3 dB	
DQPSK Sub-ótimo	$\approx e^{-0,59E_b/N_0}$	3 - 5 dB	
MPSK (M>4)	$\approx \frac{2}{n}Q\left(\sqrt{\frac{2nE_b}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right)$ $n = \log_2 M$	0 dB (ref.)	$nA^2 T_b \left(\frac{\sin n\pi f T_b}{2n\pi f T_b}\right)^2$ $B_{null} = 2/nT_b$
DEMPSK ( $P_s$ )	$P_{s\_MPSK} \left[ 1 - \frac{1}{2} P_{s\_MPSK} - \frac{1}{2} \frac{\sum_{i=1}^{M-1} P_i(C)}{P_{s\_MPSK}} \right]$	< 0,5 dB	
DMPSK Ótimo	$\approx \frac{2}{n}Q\left(\sqrt{\frac{2nE_b}{N_0}} \sin \frac{\pi}{\sqrt{2M}}\right)$	3 dB	

### 3.2. Modulação MSK (Minimum Shift Keying)

A Modulação por mínimo chaveamento (MSK) é um esquema de modulação de fase contínua (CPM) e pode ser derivado do OQPSK formatando-se o pulso por uma onda meio-senoidal; ou pode ser derivado como um caso especial da

modulação por chaveamento de frequência de fase contínua (CPFSK). Na seção seguinte iremos mostrar o primeiro caso.

Na Seção 3.3 será introduzido o *Continuous Phase Modulation* (CPM) onde será exposto também o Gaussian MSK (GMSK), recomendado pela ESA.

### 3.2.1. MSK como um OQPSK com formatação senoidal

Na modulação OQPSK, os trens de dados dos canais  $I$  e  $Q$  deslocados entre si  $I(t)$  e  $Q(t)$  são diretamente modulados em duas portadoras ortogonais. No caso do MSK, haverá uma formatação de cada bit  $I(t)$  e  $Q(t)$  por uma função cosseno de meio ciclo ou uma função seno de meio ciclo, isto é, de período  $4T$ ,  $A\cos(\pi/2T)$  ou  $A\sin(\pi/2T)$ , respectivamente. Depois, estes serão modulados por duas portadoras ortogonais,  $\cos 2\pi f_c t$  ou  $\sin 2\pi f_c t$ . Realizando estes passos criamos um sinal MSK:

$$s(t) = AI(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_c t + AI(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_c t \quad (3.56)$$

onde  $T$  é o período dos bits de dados.

A Figura 3.42 mostra as formas de onda do MSK em cada fase de modulação. A Figura 3.42 (a) representa a forma de onda  $I(t)$  para o trem de dados  $\{1, -1, 1, 1, -1\}$ . Note que cada símbolo de  $I(t)$  ocupa um intervalo de  $2T$  a partir de  $(2n-1)T$  a  $(2n+1)T$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$  (iniciando-se em  $-T$ ). A Figura 3.42 (b) representa a forma de onda de formatação cosseno de período de  $4T$ , onde meio período coincide com um símbolo de  $I(t)$ . A Figura 3.42 (c) mostra o trem de dados com formatação cossenoidal. Na Figura 3.42 (d) está a portadora do canal  $I$  modulada que é obtida multiplicando a forma de onda na Figura 3.42 (c) pela portadora  $\cos 2\pi f_c t$ . Este sinal é o primeiro termo de (3.56).

Figura 3.42 (e-h) mostra o processo de modulação semelhante no canal Q para o trem de dados  $Q(t) \{1, 1, -1, 1, -1\}$ . Note que  $Q(t)$  é atrasado em  $T$  em relação a  $I(t)$ . Cada símbolo começa em  $2nT$  e termina em  $(2n+2)T$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$  (início em 0). O sinal de formatação é um seno. Assim cada semi-período coincide com um símbolo de  $Q(t)$ . Figura 3.42 (h) é o segundo termo (3.56).

Na Figura 3.42 (i) é mostrado o sinal MSK composto  $s(t)$ , que é a soma das formas de onda das figuras 3.43 (d) e 3.43 (h).

Da Figura 3.42 (i) podem-se observar as seguintes propriedades do MSK. Em primeiro lugar, o seu envelope é constante. Em segundo lugar, a fase da portadora é contínua nas transições de bits. Não há mudanças bruscas de fase nas transições de bits como no QPSK ou OQPSK. Em terceiro lugar, o sinal é um sinal FSK com duas frequências diferentes e com uma duração de símbolo de  $T$ .

Para entender melhor estas propriedades descritas acima, (3.56) é reescrita de uma forma diferente. No  $k$ -ésimo período dos bits em  $T$  segundos,  $I(t)$  e  $Q(t)$  é 1 ou  $-1$ , designado como  $I_k$  e  $Q_k$ . Então:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \pm A \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_c t \pm A \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_c t \\
 &= \pm A \cos \left( 2\pi f_c t + d_k \frac{\pi t}{2T} \right) \\
 &= A \cos \left( 2\pi f_c t + d_k \frac{\pi t}{2T} + \Phi_k \right) \\
 &= A \cos \left[ 2\pi \left( f_c + d_k \frac{1}{4T} \right) t + \Phi_k \right], \quad kT \leq t \leq (k+1)T \quad (3.57)
 \end{aligned}$$

onde  $d_k = 1$  quando  $I_k$  e  $Q_k$  têm sinais opostos (isto é, os bits sucessivos do trem de dados serial são diferentes), e  $d_k = -1$  quando  $I_k$  e  $Q_k$  têm os mesmos sinais (isto é, bits sucessivos no trem de dados serial são iguais).

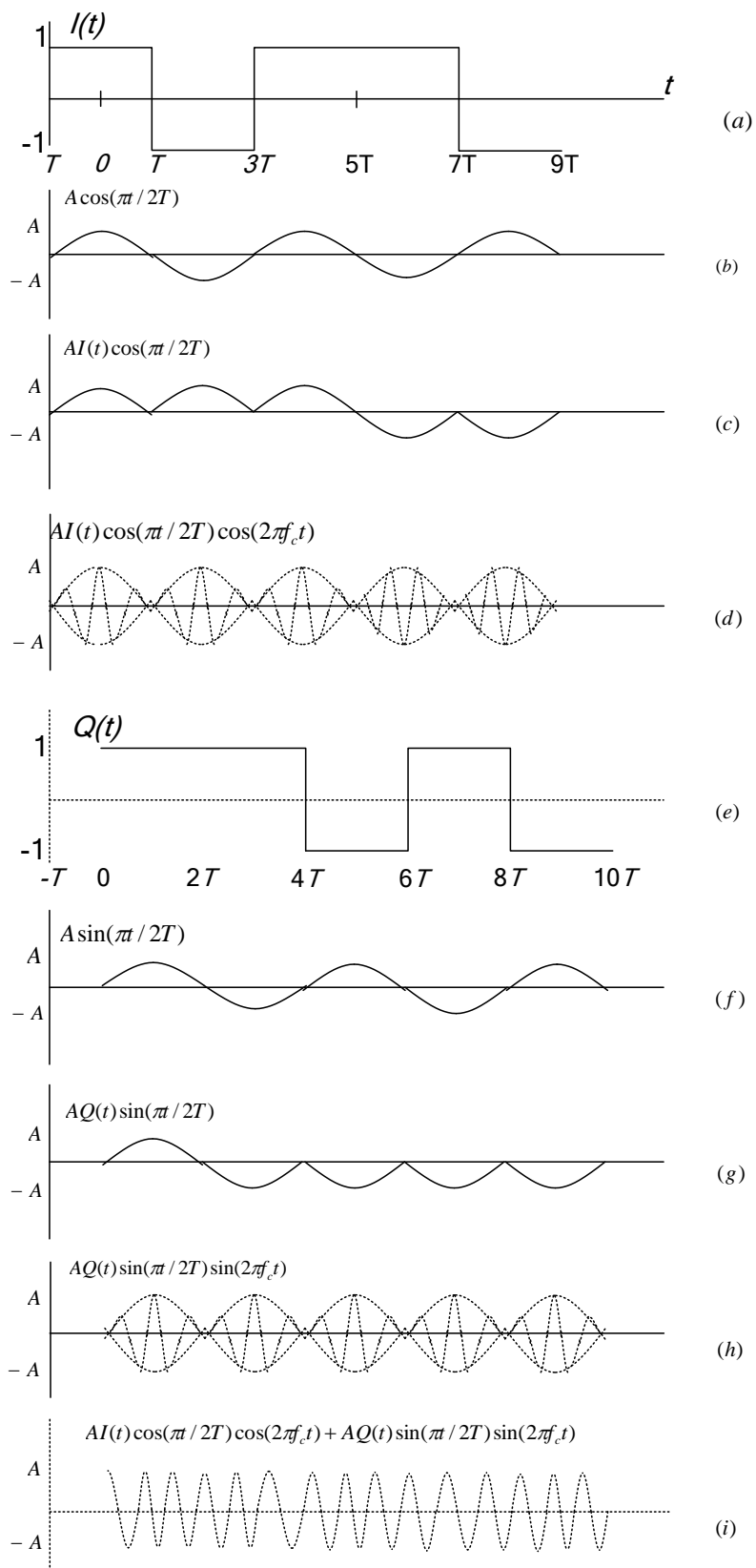


Figura 3.42 - Formas de onda do MSK (a-i).



Ou de modo equivalente:

$$d_k = -I_k Q_k \quad (3.58)$$

E  $\Phi_k = 0$  ou  $\pi$  correspondendo a  $I_k = 1$  ou  $-1$ . Ou de modo equivalente:

$$\Phi_k = \frac{\pi}{2}(1 - I_k) \quad (3.59)$$

Tanto  $d_k$  como  $\Phi_k$  são constantes no período de bit de  $T$  segundos uma vez que  $I_k$  e  $Q_k$  são constantes em  $T$ .

Fica evidente a partir de (3.57) que o sinal MSK é um sinal FSK especial com duas frequências  $f_+ = f_c + 1/4T$  ou  $f_- = f_c - 1/4T$ , onde  $f_+$  é denominada de frequência "space",  $f_-$  de frequência "mark" e  $f_c$  de frequência aparente da portadora. A separação de frequência é  $\Delta f = 1/2T$ . Esta é a mínima separação que os dois sinais FSK devem ter para que sejam ortogonais, daí o nome: 'modulação por mínimo chaveamento'.

A fase da portadora MSK é sempre contínua nas transições dos bits. Para constatar isso, vamos verificar a variação da fase do sinal MSK com referencia à fase da portadora, que é dada por:

$$\theta(t) = d_k \frac{\pi t}{2T} + \Phi_k = \pm \frac{\pi t}{2T} + \Phi_k, \quad kT \leq t \leq (k+1)T \quad (3.60)$$

Como  $\Phi_k$  é constante no intervalo  $[kT, (k+1)T]$ ,  $\theta(t)$  é linear e contínua no intervalo  $[kT, (k+1)T]$ . No entanto, para assegurar a continuidade de fase durante as transições de bits, no final do período do  $k$ -ésimo bit, deve-se requerer que:

$$d_k \frac{\pi(k+1)T}{2T} + \Phi_k = d_{k+1} \frac{\pi(k+1)T}{2T} + \Phi_{k+1} \pmod{2\pi} \quad (3.61)$$

Este requisito é sempre satisfeito para o sinal MSK de (3.56), note que uma vez que  $d_k = -I_k Q_k$  e  $\Phi_k = (1 - I_k)\pi/2$ , o lado esquerdo (LE) e do lado direito (LD) de (3.61) transforma-se em:

$$\text{LE} = -I_k Q_k (k + 1) \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (1 - I_k) \quad (3.62)$$

$$\text{LD} = -I_{k+1} Q_{k+1} (k + 1) \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (1 - I_{k+1}) \quad (3.63)$$

Dada a condição que cada  $I_k$  e  $Q_k$  ocupa  $2T$  e estão deslocados, pode-se assumir  $I_k = I_{k+1}$  para  $k$  ímpares e  $Q_k = Q_{k+1}$  para  $k$  pares (ou vice-versa). Assim, se  $k$  é ímpar:  $I_k = I_{k+1}$ , então:

$$\text{LD} = -I_k Q_{k+1} (k + 1) \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (1 - I_k) \quad (3.64)$$

Comparando (3.64) com (3.62), pode-se ver que para torná-los iguais é necessário satisfazer o requisito:

$$-I_k Q_k (k + 1) \frac{\pi}{2} = -I_k Q_{k+1} (k + 1) \frac{\pi}{2}$$

Isto é obviamente verdadeiro quando  $Q_k = Q_{k+1}$ . Quando  $Q_k \neq Q_{k+1}$ , então  $Q_k = -Q_{k+1}$ , o requisito acima fica:

$$-I_k Q_k (k + 1) \frac{\pi}{2} = I_k Q_{k+1} (k + 1) \frac{\pi}{2} \quad (\text{mod } 2\pi)$$

Uma vez que  $k$  é ímpar,  $(k+1)$  é par e como  $I_k = \pm 1$  e  $Q_k = \pm 1$ , o requisito acima fica:

$$-m\pi = m\pi \pmod{2\pi}$$

Se  $m$  for ímpar,  $\pm m\pi = \pi \pmod{2\pi}$ . Se  $m$  for par,  $\pm m\pi = 0 \pmod{2\pi}$ . Assim, em qualquer caso, o requisito é satisfeito.

Se  $k$  for par,  $Q_k = Q_{k+1}$ , tem-se novamente dois casos. No primeiro caso,  $I_k = I_{k+1}$ , é fácil de ver que (3.62) é igual a (3.63). No segundo caso,  $I_k \neq I_{k+1}$  (ou seja,  $I_k = -I_{k+1}$ ), então:

$$LE = -I_k Q_k (k+1) \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (1 - I_k)$$

$$LD = I_k Q_k (k+1) \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (1 + I_k)$$

A Tabela 3.8 mostra todos os possíveis casos das duas expressões acima. Como pode ser visto na Tabela 3.8, em todos os casos  $LE = LD \pmod{2\pi}$ .

Tabela 3.8 - Casos possíveis (nota:  $k$  é par).

$I_k$	$Q_k$	LHS	RHS
1	1	$-(k+1)\frac{\pi}{2}$	$(k+3)\frac{\pi}{2} + (k+2)\pi + \text{LHS} = \text{LHS} \pmod{2\pi}$
1	-1	$(k+1)\frac{\pi}{2}$	$(-k+1)\frac{\pi}{2} = -k\pi + \text{LHS} = \text{LHS} \pmod{2\pi}$
-1	1	$(k+1)\frac{\pi}{2}$	$(-k+1)\frac{\pi}{2} = -k\pi + \text{LHS} = \text{LHS} \pmod{2\pi}$
-1	-1	$-(k+1)\frac{\pi}{2}$	$(-k+1)\frac{\pi}{2} = -k\pi + \text{LHS} = \text{LHS} \pmod{2\pi}$

A prova acima mostra que a variação da fase  $\Theta(t)$  é sempre contínua. A fase da portadora aparente é  $2\pi f_c t$  que também é contínua em qualquer período de tempo. Portanto, a fase total ( $2\pi f_c t + \Theta(t)$ ) é sempre contínua em qualquer período de tempo. Note que na discussão acima não foi especificada qualquer relação entre  $f_c$  e a taxa de símbolos  $1/T$ . Em outras palavras, para a fase do sinal MSK ser contínua, não é necessário qualquer relação específica entre  $f_c$  e  $1/T$ . No entanto,  $f_c$  deve ser escolhida de preferência como um múltiplo de  $1/4T$  para a obtenção de ortogonalidade das componentes do sinal, canais  $I$  e  $Q$ , e não para fins de continuidade de fase.

A partir da discussão acima, também pode ser visto que  $\Theta(kT)$  é um múltiplo de  $\pi/2$ . No entanto, a fase total nas transições de bits (ou a fase inicial do bit),  $2\pi f_c kT + \Theta(kT)$ , não é necessariamente um múltiplo de  $\pi/2$ . Pode ser qualquer

valor dependendo do valor de  $f_c$  em relação ao período de bit  $T$ . Se  $f_c$  é um múltiplo de  $1/4T$  (isto é,  $f_c = m/4T$ ) para um número inteiro positivo  $m$ , então  $2\pi f_c kT = mk\pi/2$ , será um múltiplo de  $\pi/2$ . Assim, a fase total nas transições de bits será também múltiplo de  $\pi/2$ . Se  $f_c$  não for um múltiplo de  $1/4T$ , então, a fase total nas transições de bits geralmente não será um múltiplo de  $\pi/2$ .

A variação da fase  $\Theta(t)$  cresce ou diminui linearmente com o tempo durante cada período de bit de  $T$  segundos (ver (3.60)). Se  $d_k = 1$ , no período do bit, a fase da portadora é acrescida por  $\pi/2$  até o final do período do bit. Isto corresponde ao sinal FSK na frequência superior  $f_+$ . Se  $d_k = -1$  a fase da portadora é reduzida por  $\pi/2$  até o final do período. Isto corresponde a um sinal FSK na frequência inferior  $f_-$ . A Figura 3.43 mostra a árvore de fases da variação da fase  $\Theta(t)$  do sinal MSK. O caminho em negrito representa a sequência de dados  $d_k = -I_k Q_k$  para  $I_k$  e  $Q_k$  da Figura 3.42. Os valores da variação da fase nas transições de bits são sempre múltiplos de  $\pi/2$ . Se  $f_c$  passa a ser um múltiplo de  $1/T$ , então os valores da variação da fase nas transições de bits na árvore de fases são também os valores de fase total da portadora nas transições de bits. De (5.5) podemos inferir que  $\Phi_k$  não é a fase inicial do  $k$ -ésimo período de bit, uma vez que  $t \neq 0$  no ponto de partida do bit. Em vez disso, representa a ordenada na interceptação da variação da fase em  $\Phi_k = \Theta(0)$ . Na Figura 3.43 mostra-se que  $\Phi_1 = -\pi$  como um exemplo, que é a ordenada na origem da variação da fase no tempo  $t = T$  para o caminho em negrito.

Na Figura 3.44 é mostrada a treliça de fases de  $\Theta(t)$ . A treliça é uma estrutura em árvore com ramos combinados. Na Figura 3.44 os nós com as mesmas fases, com representação módulo  $2\pi$ , estão combinados. As únicas fases possíveis nas transições de bit são  $\pm\pi/2$  e  $\pm\pi$ . A mesma sequência de dados da Figura 3.42 é mostrada aqui com o caminho em negrito.

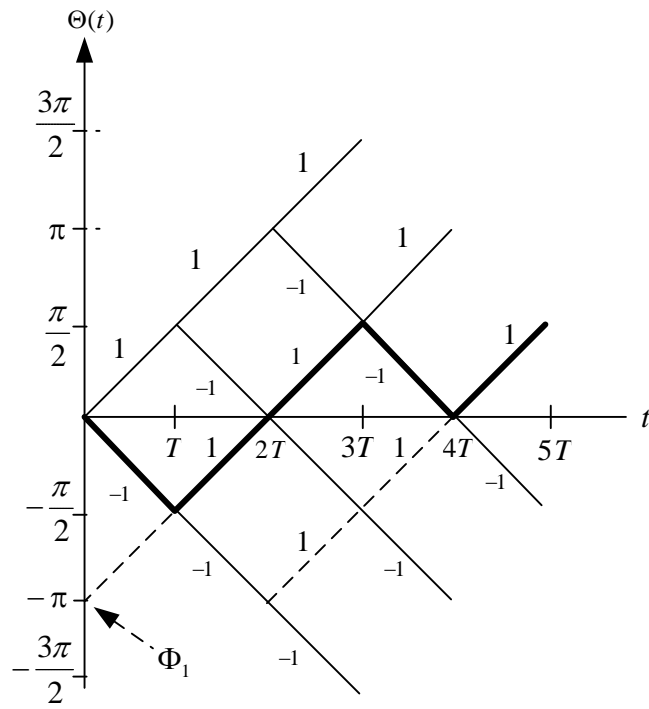


Figura 3.43 - Árvore da variação da fase do sinal MSK.

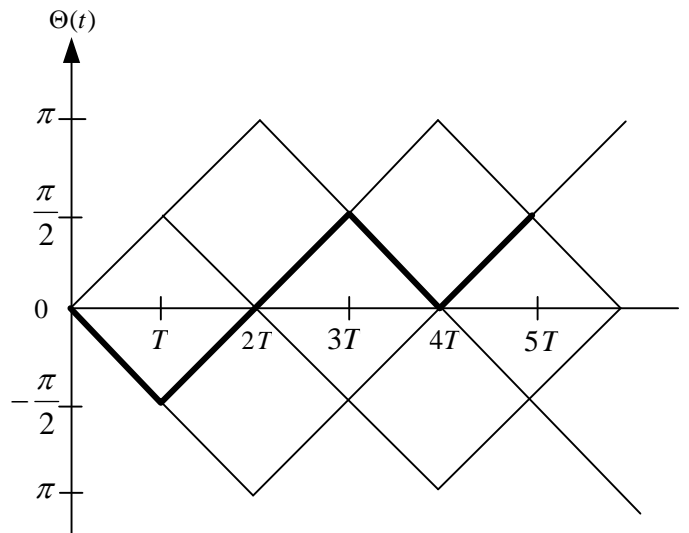


Figura 3.44 - Treliza da variação da fase do sinal MSK.

### 3.2.2. Densidade espectral de potência do sinal MSK

Vale lembrar que a densidade espectral de potência (PSD) de um sinal passa-faixa é a versão deslocada da PSD do sinal em banda-base equivalente - PSD do envelope complexo. Para tanto, basta determinar a PSD do sinal em banda-base equivalente  $\tilde{s}(t)$ . O sinal MSK expresso em (3.2.1) consiste de uma componente em fase e uma componente em quadratura, que são independentes uma da outra. A PSD do envelope complexo é a soma das PSDs destas duas componentes:

$$\Psi_{\tilde{s}}(f) = \Psi_I(f) + \Psi_Q(f)$$

Para encontrar  $\Psi_I(f)$  e  $\Psi_Q(f)$ , consulte o Apêndice A, A.19, de Xiong (2006). Neste mostra-se que a PSD de uma forma de onda digital binária, bipolar ( $\pm 1$ ), equiprovável, estacionária, e não correlacionada é igual à densidade espectral de energia do símbolo com pulso formatado dividido pela duração do símbolo. Em MSK, os pulsos formatados dos símbolos são:

$$p(t) = \begin{cases} A \cos \frac{\pi t}{2T}, & -T \leq t \leq T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.68. a)$$

para o canal  $I$  e:

$$q(t) = p(t - T) = \begin{cases} A \sin \frac{\pi t}{2T}, & 0 \leq t \leq 2T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.68. b)$$

para o canal  $Q$ . Note que os intervalos dos símbolos são  $2T$ , não  $T$ . Como há apenas um fator de fase entre suas transformadas de Fourier, suas densidades espectrais de potência são iguais. Tomando a transformada de Fourier de qualquer uma das duas funções, como exemplo a  $p(t)$ , quadrando sua magnitude e dividindo por  $2T$ , tem-se:

$$\Psi_I(f) = \Psi_Q(f) = \frac{1}{2T} \left[ \frac{4AT(\cos 2\pi T f)}{\pi[1 - (4Tf)^2]} \right]^2$$

Portanto:

$$\Psi_s(f) = 2\Psi_I(f) = \frac{16A^2T}{\pi^2} \left[ \frac{\cos 2\pi T f}{1 - (4Tf)^2} \right]^2 \quad (3.69)$$

A Figura 3.45 mostra a  $\Psi_s(f)$  do MSK juntamente com as do BPSK, QPSK, e OQPSK para comparação. Estão representados em função de  $f$ , normalizada para a taxa de dados  $R_b = 1/T$ . O espectro do sinal MSK decai a uma taxa proporcional a  $(f/R_b)^{-4}$  para grandes valores de  $f/R_b$ . Em contraste, os espectros dos sinais QPSK ou OQPSK decaem a uma taxa proporcional a somente  $(f/R_b)^{-2}$ . O espectro do BPSK também decai a uma taxa proporcional a  $(f/R_b)^{-2}$ , apesar das larguras espectrais dos lóbulos serem o dobro do QPSK ou OQPSK. O lóbulo principal do espectro MSK é mais estreito que o espectro do BPSK e mais amplo que o espectro de modulação QPSK ou OQPSK. O primeiro nulo de BPSK, MSK e QPSK ou OQPSK no espectro tem queda em  $f/R_b = 1, 0, 0,75$  e  $0,5$ , respectivamente. Portanto, a largura de banda entre nulos é  $2,0R_b$  para BPSK,  $1,5R_b$  para MSK e  $1,0R_b$  para QPSK ou OQPSK.

### 3.2.3. Largura de banda para MSK e comparação com PSK

Outra medida útil da compacidade do espectro de um sinal modulado é a potência fracional fora-da-banda,  $P_{ob}$ , definida por:

$$P_{ob}(B) = 1 - \frac{\int_{-B}^B \Psi_s(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_s(f) df}$$

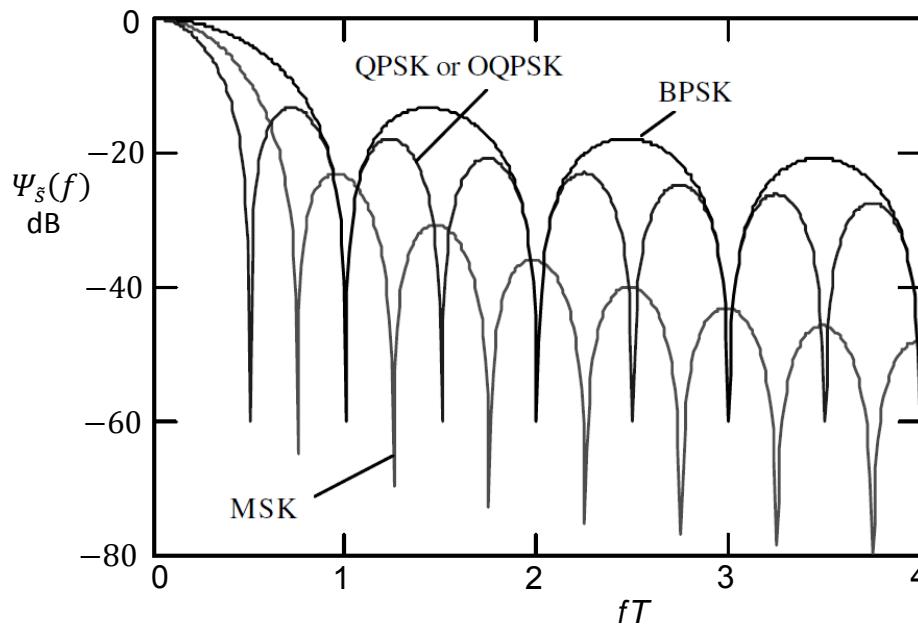


Figura 3.45 - MSK - Densidade Espectral de Potência.

A Figura 3.46 mostra a  $P_{ob}(B)$  para BPSK, QPSK ou OQPSK e MSK como uma função de largura de banda bilateral,  $2B$ , normalizada para a taxa de bits. A partir desta figura podemos ver que MSK tem um pouco mais de potência fora-da-banda que a do QPSK ou OQPSK para  $2B < 0,75R_b$ , e menor potência fora da banda em  $2B > 0,75R_b$ . As larguras de banda contendo 90% da potência para estes esquemas de modulação podem ser obtidas através de cálculos numéricos. Os resultados aproximados são como se segue:

$$B_{90\%} \approx 0,76R_b \text{ (MSK)}$$

$$B_{90\%} \approx 0,8R_b \text{ (QPSK, OQPSK)}$$

$$B_{90\%} \approx 1,7R_b \text{ (BPSK)}$$

Estas também podem ser aproximadamente obtidas observando as larguras de banda sobre as curvas correspondentes para  $P_{ob} = -10dB$ . Por causa do espectro do MSK decair muito mais rápido, uma especificação mais rigorosa de



potência em banda, como 99%, resulta em uma largura de banda muito menor para o MSK do que para o BPSK, QPSK ou OQPSK. Os resultados numéricos são:

$$B_{99\%} \approx 1,2R_b \text{ (MSK)}$$

$$B_{90\%} \approx 10R_b \text{ (QPSK, OQPSK)}$$

$$B_{90\%} \approx 20R_b \text{ (BPSK)}$$

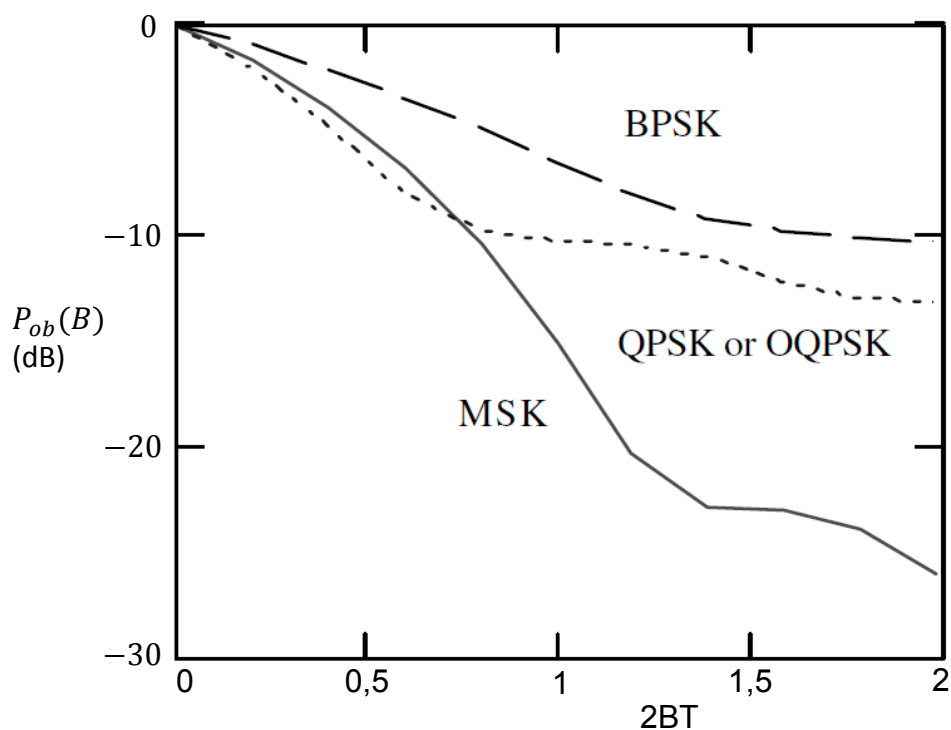


Figura 3.46 - Fração de potência fora da banda do MSK, BPSK, QPSK e OQPSK.

Essas comparações sugerem que para sistemas com largura de banda pouco superior a cerca de  $1,2R_b$ , o MSK deveria proporcionar um desempenho de BER inferior ao QPSK ou OQPSK. No entanto, para sistemas em que se pode diminuir a largura de banda para  $0,75R_b$ , seu desempenho de BER deve ser muito próximo uma vez que todos eles têm 90% de potência em banda. Com a diminuição da largura de banda de um sistema para abaixo de  $0,75R_b$ , o

desempenho de BER do QPSK ou OQPSK deve ser melhor. Com o aumento da largura de banda do sistema para além de  $10R_b$ , o seu desempenho de BER converge para o caso de largura de banda quase infinita, isto é, eles têm o mesmo desempenho de BER. As fronteiras exatas das regiões de desempenho superior para cada esquema de modulação são difíceis de determinar em situações práticas, uma vez que as características detalhadas do canal devem ser consideradas.

### 3.2.4. Modulador

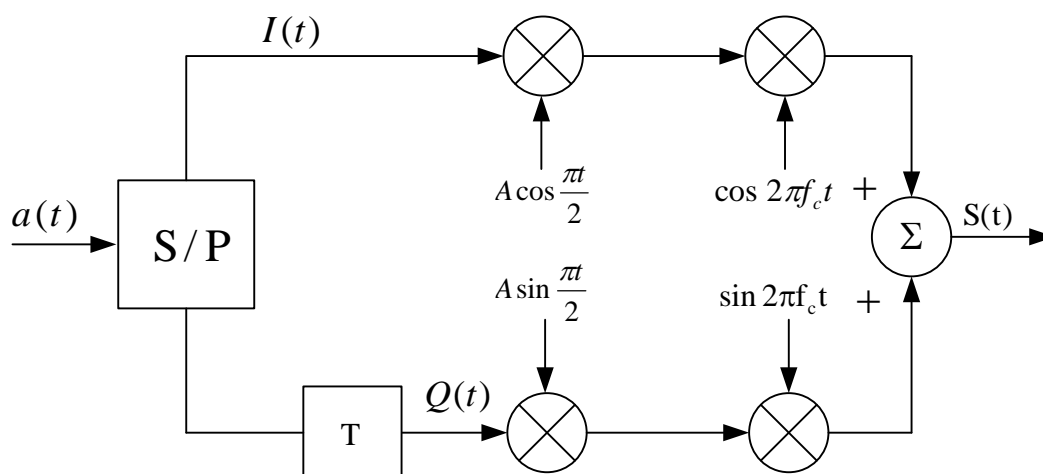


Figura 3.47 - Modulador MSK (I).

A Figura 3.47 mostra o modulador MSK implementado através de um OQPSK com formatação senoidal. Está diretamente baseado em (3.56). O trem de dados de um sinal  $a(t)$  é demultiplexado em  $I(t)$  e  $Q(t)$  pelo conversor série-paralelo (S/P). O sinal do canal em fase  $I(t)$  é composto pelos bits pares, e o sinal do canal em quadratura  $Q(t)$  pelos bits ímpares. Cada bit em  $I(t)$  e  $Q(t)$  tem uma duração de  $2T$ .  $Q(t)$  é atrasado de  $T$  em relação a  $I(t)$ .  $I(t)$  é multiplicado por  $A \cos \pi t / 2T$  e  $\cos 2\pi f_c t$  nos dois multiplicadores subsequentes do canal  $I$ .  $Q(t)$  é multiplicado por  $A \sin \pi t / 2T$  e  $\sin 2\pi f_c t$  nos dois multiplicadores subsequentes no canal  $Q$ .  $A \sin \pi t / 2T$  e  $\sin 2\pi f_c t$  são obtidos através de

defasadores de  $\pi/2$  a partir de  $A\cos\pi t/2T$  e  $\cos 2\pi f_c t$ , respectivamente. No somador, os sinais modulados dos canais I e Q são somados para se obter o sinal MSK. Como mostrado anteriormente,  $A\cos\pi t/2T$  e  $\cos 2\pi f_c t$  não precisam estar sincronizados. Portanto,  $A\cos\pi t/2T$  e  $\cos 2\pi f_c t$  podem ser gerados por dois osciladores independentes.

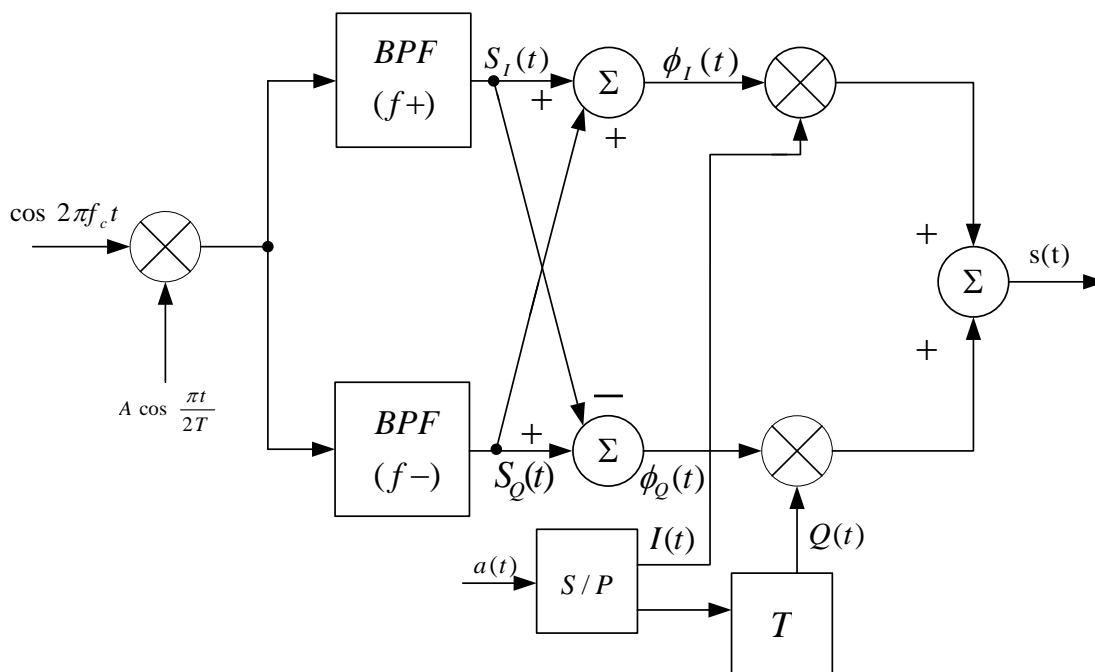


Figura 3.48 - Modulador MSK (II).

Na Figura 3.48 tem-se uma implementação alternativa. A vantagem desta é que a coerência da portadora e o coeficiente de desvio de frequência são pouco afetados por variações na taxa de dados. O primeiro estágio é um multiplicador em alta frequência, que produz duas componentes de frequência coerente em fase:

$$s_I(t) = \frac{1}{2} A \cos 2\pi f_+ t \quad (3.70)$$

e:

$$s_Q(t) = \frac{1}{2} A \cos 2\pi f_- t \quad (3.71)$$

onde  $f_+ = f_c + 1/4T$  e  $f_- = f_c - 1/4T$ . Estas duas ondas senoidais estão separadas uma da outra por dois filtros de banda estreita centrados em  $f_+$  e  $f_-$ , respectivamente. Nas saídas dos dois somadores, os sinais são:

$$\begin{aligned} \phi_I(t) &= s_I(t) + s_Q(t) \\ &= \frac{1}{2} A \cos 2\pi f_+ t + \frac{1}{2} A \cos 2\pi f_- t \\ &= A \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (3.72)$$

para o canal  $I$  e:

$$\begin{aligned} \phi_Q(t) &= s_I(t) - s_Q(t) \\ &= -\frac{1}{2} A \cos 2\pi f_+ t + \frac{1}{2} A \cos 2\pi f_- t \\ &= A \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (3.73)$$

para o canal  $Q$ . Estes dois sinais são as portadoras com formatação senoidal. São então multiplicadas por  $I(t)$  e  $Q(t)$ , respectivamente, e depois somadas para formar o sinal MSK final.

### 3.2.5. Demodulador

Utilizando as duas funções básicas definidas na Seção 3.2.3, o sinal MSK no  $k$ -ésimo intervalo de bit pode ser escrito como:

$$s(t) = I_k \phi_I(t) + Q_k \phi_Q(t), \quad kT \leq t \leq (k+1)T$$

E pode ser mostrado que  $\phi_I(t)$  e  $\phi_Q(t)$  são ortogonais para  $f_c = n/4T$ ,  $n$  inteiro ( $n \neq 1$ ), ao longo de um período de  $T$ .

Prova:

$$\begin{aligned}
 & \int_{kT}^{(k+1)T} \phi_I(t)\phi_Q(t)dt \\
 &= \int_{kT}^{(k+1)T} A^2 \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_c t \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_c t dt \\
 &= \frac{1}{4} A^2 \int_{kT}^{(k+1)T} \sin \frac{\pi t}{T} \sin 4\pi f_c t dt \\
 &= \frac{1}{8} A^2 \int_{kT}^{(k+1)T} \left[ \cos \left( 4\pi f_c t - \frac{\pi t}{T} \right) - \cos \left( 4\pi f_c t + \frac{\pi t}{T} \right) \right] dt
 \end{aligned}$$

Integrando o primeiro termo:

$$\frac{A^2}{8} \frac{1}{4\pi f_c \frac{\pi}{T}} \sin \left( 4\pi f_c t - \frac{\pi t}{T} \right) \Bigg|_{kT}^{(k+1)T} \quad (3.74)$$

Que será zero quando:

$$4\pi f_c - \frac{\pi}{T} = \frac{m\pi}{T}, \quad m \text{ inteiro e } \neq 0$$

Isto é

$$f_c = \frac{(m+1)}{4T} = \frac{n}{4T}, \quad n \text{ inteiro e } \neq 1$$

Isto obviamente também é válido para o segundo termo, o que conclui a prova.

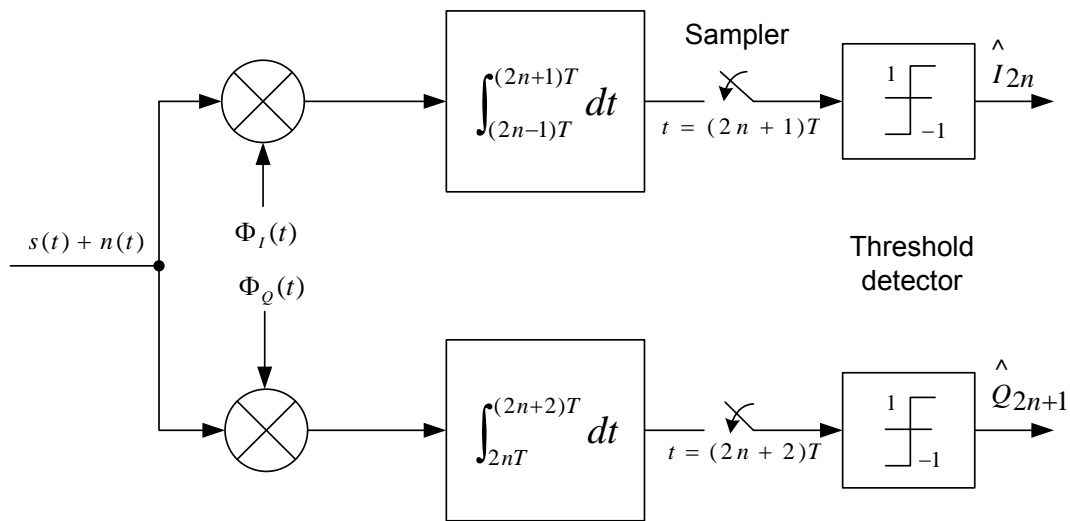


Figura 3.49 - Demodulador MSK.

Quando  $n$  não é um número inteiro,  $\phi_I(t)$  e  $\phi_Q(t)$  são essencialmente ortogonais para  $f_c \gg 1/T$ , o que ocorre normalmente. Isto acontece porque o coeficiente na frente da função seno em (3.74) é muito pequeno, quando o  $f_c \gg 1/T$ . Vamos considerar então, para todos os efeitos práticos, que  $\phi_I(t)$  e  $\phi_Q(t)$  são ortogonais em um período  $T$ . Segue-se então que eles são ortogonais para um período de  $2T$ .

Uma vez que  $\phi_I(t)$  e  $\phi_Q(t)$  são ortogonais, a demodulação coerente ótima do sinal MSK é muito semelhante ao do QPSK. A Figura 3.49 mostra o demodulador coerente ótimo para MSK (o método de obtenção dos sinais de referência e tempo do bit será discutido na próxima seção). Uma vez que cada símbolo dos dados em  $I(t)$  ou  $Q(t)$  ocupa um período de  $2T$ , o demodulador opera numa base  $2T$ . Os símbolos são designados como  $\{I_k, k=0, 2, 4, \dots\}$  e  $\{Q_k, k=1, 3, 5, \dots\}$ . Para o  $k$ -ésimo intervalo de símbolo, o intervalo de integração no canal  $I$  é de  $(2n-1)T$  a  $(2n+1)T$  e no canal  $Q$  é de  $2nT$  a  $(2n+2)T$ , onde  $n=0, 1, 2, \dots$ . Estes intervalos correspondem aos respectivos períodos de símbolo dos dados (ver Figura 3.42). Para o canal  $I$  a saída do integrador será:

$$\begin{aligned}
& \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} s(t)\phi_I(t)dt \\
&= \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} [I_k\phi_I(t) + Q_k\phi_Q(t)]\phi_I(t)dt \\
&= \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} I_k\phi_I^2(t)dt, \quad (\text{o segundo termo desaparece devido à ortogonalidade}) \\
&= \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} A^2I_k \cos^2 \frac{\pi t}{2T} \cos^2 2\pi f_c t dt \\
&= \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} A^2I_k \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi t}{T}\right) \frac{1}{2} (1 + \cos 4\pi f_c t) dt \\
&= \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} \frac{1}{4} A^2I_k (1 + \cos \frac{\pi t}{T} + \cos 4\pi f_c t + \cos \frac{\pi t}{T} \cos 4\pi f_c t) dt \\
&= \frac{1}{2} A^2 T I_k
\end{aligned}$$

Somente o primeiro termo da integração acima produz um resultado diferente de zero. A integração do segundo termo é exatamente zero. As integrações do terceiro e quarto termos são exatamente zero apenas quando  $f_c$  é um múltiplo de  $1/4T$ , isto é, quando as portadoras dos dois canais são ortogonais. Por isso, geralmente escolhemos  $f_c$  como um múltiplo de  $1/4T$ . No entanto, mesmo que  $f_c$  não seja um múltiplo de  $1/4T$ , as integrações dos terceiro e quarto termos serão muito pequenas em comparação com o primeiro termo para  $f_c \gg 1/T$ , que é geralmente o caso. Portanto, podemos concluir que na saída do amostrador do canal  $I$  tem-se essencialmente  $A^2 T I_k / 2$ , independentemente da ortogonalidade da portadora. Similarmente, podemos mostrar que a saída do amostrador do canal  $Q$  será  $A^2 T Q_k / 2$ . Estes dois sinais são detectados pelos

detectores de limiares para a obtenção dos sinais  $I_k$  e  $Q_k$ . Os limiares dos detectores são estabelecidos em zero.

Como o MSK é um tipo de CPM, podemos também realizar a demodulação com um esquema de demodulação para CPM em treliça usando o algoritmo de *Viterbi* (BHARGAVA, 1981).

### 3.2.6. Sincronização

Para o demodulador da Figura 3.49, as portadoras de referência  $\phi_I(t)$ ,  $\phi_Q(t)$  e o sinal de relógio a  $1/2$  taxa de bits, necessárias para a amostragem, são recuperadas a partir do sinal recebido pelos circuitos de sincronização da Figura 3.50. O sinal MSK  $s(t)$  não tem componentes discretas que poderiam ser utilizadas para sincronização (Figura 3.45).

No entanto, ele produz componentes espectrais discretas fortes em  $2f_+$  e  $2f_-$  quando passado por um quadrador:

$$\begin{aligned} s^2(t) &= A^2 \cos^2 \left( 2\pi f_c t \pm \frac{\pi t}{2T} + \Phi_k \right) \\ &= \frac{1}{2} A^2 \left[ 1 + \cos \left( 4\pi f_c t \pm \frac{\pi t}{T} + 2\Phi_k \right) \right] \\ &= \frac{1}{2} A^2 \left[ 1 + \cos \left( 4\pi f_c t \pm \frac{\pi t}{T} \right) \right] \end{aligned}$$

onde  $2\Phi_k = 0 \pmod{2\pi}$ . O segundo termo da expressão acima consiste no chamado sinal FSK de Sunde com  $h = 1$  e as duas frequências são  $2f_+$  e  $2f_-$ . Este sinal tem duas componentes espectrais discretas fortes em  $2f_+$  e  $2f_-$ , que contêm a metade da potência total do sinal FSK.



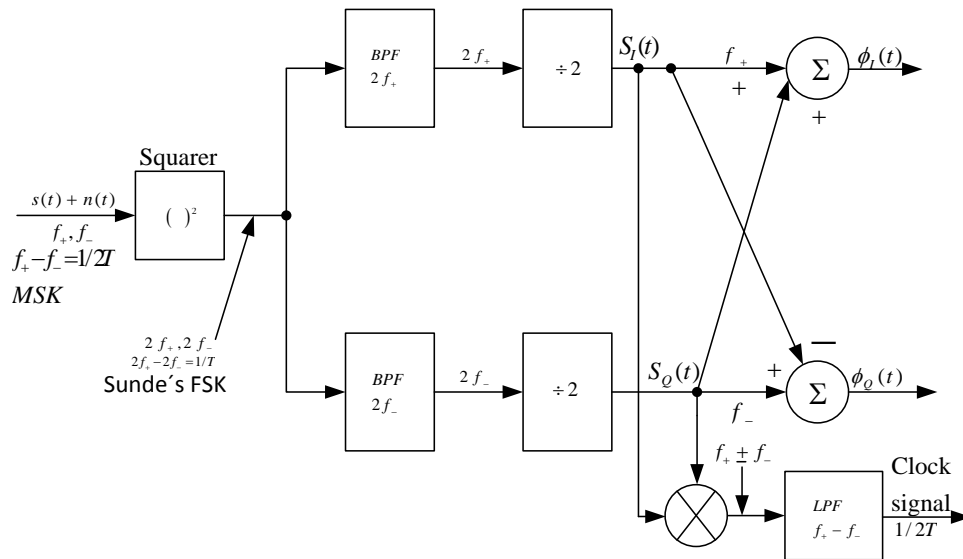


Figura 3.50 - Recuperação de Tempo de Símbolo e Portadora em MSK.

Estas componentes são extraídas pelos filtros passa-faixa (na prática, por malhas de sincronismo de fase) e, em seguida, divididas por dois em frequência para se obter  $s_I(t) = \cos 2\pi f_+ t$  e  $s_Q(t) = \cos 2\pi f_- t$  (suas amplitudes são normalizadas para 1). A soma  $s_I(t) + s_Q(t)$  e a diferença  $s_I(t) - s_Q(t)$  produzirá as portadoras de referência  $\phi_I(t)$  e  $\phi_Q(t)$ , exceto por um fator A, respectivamente - ver (3.72) e (3.73).

Multiplicando  $s_I(t)$  por  $s_Q(t)$ , tem-se:

$$\begin{aligned}
 s_I(t)s_Q(t) &= \cos 2\pi f_+ t \cos 2\pi f_- t \\
 &= \frac{1}{2} \left( \cos \frac{\pi t}{T} + \cos 4\pi f_c t \right) \quad (3.75)
 \end{aligned}$$

Ao passar este sinal por um filtro passa-baixas, tem-se na sua saída a componente  $\frac{1}{2} \cos \pi t / T$ , um sinal senoidal com  $1/2$  taxa de bits, que pode ser facilmente convertido numa onda quadrada no tempo do relógio para os integradores e os amostradores do demodulador.

Ao passar o sinal do produto por um filtro passa-altas, a saída será  $\frac{1}{2} \cos 4\pi f_c t$ . Dividindo esta frequência por 2 e amplificando sua amplitude, podemos obter  $\cos 2\pi f_c t$  que é a portadora necessária no demodulador da Figura 3.49. O sinal de banda-base com formatação senoidal  $\cos \pi t/2T$  necessário na Figura 3.49 pode também ser extraído a partir do sinal em (3.75) por um filtro passa-baixas e um divisor de frequências por dois. Assim, o circuito de recuperação de portadora e do tempo de bit na Figura 3.50 pode ser utilizado para o demodulador da Figura 3.49.

Há uma ambiguidade de fase de  $180^\circ$  na recuperação da portadora, devido à operação de quadramento. Uma vez que  $[\pm s(t)]^2 = s^2(t)$ , tanto para  $s(t)$  como  $-s(t)$  geram as mesmas referências  $\phi_I(t)$  e  $\phi_Q(t)$ , portanto, as saídas dos canais  $I$  e  $Q$  do demodulador poderão ser  $-I(t)$  e  $-Q(t)$ , respectivamente, se o sinal recebido é  $-s(t)$ . Um método para resolver este problema consiste em codificar diferencialmente o trem de dados antes da modulação, tal como descrito na Seção 3.1.2 para o DBPSK.

Para o MSK implementado como um OQPSK com formatação senoidal, devido à ambiguidade de fase de  $180^\circ$  na operação de recuperação da portadora, a codificação e decodificação diferencial é necessária.

### 3.2.7. Probabilidade de erro

A derivação da taxa de erro de bit para MSK é muito semelhante ao do QPSK mostrado anteriormente.

Vamos assumir que o canal é AWGN; o sinal recebido é então dado por:

$$r(t) = s(t) + n(t)$$

onde  $n(t)$  é o ruído branco aditivo Gaussiano. No caso de se utilizar o demodulador da Figura 3.49, o sinal MSK é demodulado para cada canal  $I$  e  $Q$

e devido à ortogonalidade dos componentes  $I$  e  $Q$  do sinal MSK, eles não interferem um no outro no processo de demodulação. No entanto, o ruído fará com que os detectores exibam bits errados. Neste caso, a probabilidade de erro de bit ( $P_b$ ) ou a taxa de erro de bit (BER) são de interesse. Por causa da simetria, os canais  $I$  e  $Q$  têm a mesma probabilidade de erro de bit (ou seja,  $P_{bI} = P_{bQ}$ ). Além disso, os erros no canal  $I$  e no canal  $Q$  são estatisticamente independentes e os bits detectados para ambos os canais são diretamente multiplexados para formar a sequência de dados final. Portanto, basta considerar apenas  $P_{bI}$  (ou  $P_{bQ}$ ) e este será a  $P_b$  para todo o demodulador.

Vamos retomar a Figura 3.49: na entrada do detector de limiar, o sinal do canal  $I$  será:

$$y_{Ik} = \frac{1}{2} AT I_k + n_{Ik}$$

onde  $k = 2n$  e o ruído é:

$$n_{Ik} = \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} n(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_c t dt$$

que é um ruído Gaussiano com média zero. Sua variância equivale-se a:

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= E\{n_{Ik}^2\} = E\left\{\left(\int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} n(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_c t dt\right)^2\right\} \\ &= \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} E\{n(t)n(\tau)\} \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_c t \cos \frac{\pi \tau}{2T} \cos 2\pi f_c \tau dt d\tau \\ &= \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} \frac{N_0}{2} \delta(t - \tau) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_c t \cos \frac{\pi \tau}{2T} \cos 2\pi f_c \tau dt d\tau \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} \cos^2 \frac{\pi t}{2T} \cos^2 2\pi f_c t dt \end{aligned}$$

$$= \frac{N_0 T}{4}$$

O detector tem um limiar em zero. A probabilidade de erro de bit no canal  $I$  será:

$$\begin{aligned}
P_{bl} &= \Pr \left[ \frac{1}{2} AT + n_{Ik} < 0 | I_k = +1 \right] \\
&= \Pr \left[ -\frac{1}{2} AT + n_{Ik} > 0 | I_k = -1 \right] \\
&= \Pr \left[ n_{Ik} > \frac{1}{2} AT \right] \\
&= \int_{\frac{1}{2} AT}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du = \int_{\frac{AT}{\sigma^2}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \\
&= Q \left( \frac{AT}{2\sigma} \right) = Q \left( \frac{AT}{2\sqrt{N_0 T/4}} \right) = Q \left( \sqrt{\frac{A^2 T}{N_0}} \right)
\end{aligned} \tag{3.76}$$

A energia de bit  $E_b$  do sinal MSK transmitido é:

$$\begin{aligned}
E_b &= \int_{(k-1)T}^{kT} A^2 \cos^2 \left[ 2\pi \left( f_c + d_k \frac{1}{4T} \right) t + 2\Phi_k \right] dt \\
&= \frac{1}{2} A^2 \int_{(k-1)T}^{kT} \left\{ 1 + \cos \left[ 4\pi \left( f_c + d_k \frac{1}{4T} \right) t + 2\Phi_k \right] \right\} dt \\
&= \frac{1}{2} A^2 T
\end{aligned} \tag{3.77}$$

uma vez que a integração do segundo termo é zero. Assim, a expressão para  $P_{bl}$  pode ser escrita como:

$$P_{bI} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \quad (3.78)$$

Da mesma forma, podemos derivar a expressão de  $P_{bQ}$ . O resultado será idêntico ao  $P_{bI}$ . Como os erros nos canais  $I$  e  $Q$  são estatisticamente independentes, a probabilidade de erro de bit global é  $P_b = (P_{bI} + P_{bQ})/2 = P_{bI} = P_{bQ}$ . Isto implica que o ruído  $n_{Ik}$  e  $n_{Qk}$  são não-correlacionados, pois variáveis Gaussianas e Gaussianamente aleatórias não correlacionadas são estatisticamente independentes. A componente de ruído na entrada do detector de limiar no canal  $Q$  é definido de forma semelhante ao  $n_{Ik}$ :

$$n_{Qk} = \int_{2nT}^{(2n+2)T} n(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_c t dt$$

A correlação de  $n_{Ik}$  com  $n_{Qk}$  é dada por:

$$\begin{aligned} E\{n_{Ik}n_{Qk}\} &= \\ E\left\{\int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} n(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_c t dt \int_{2nT}^{(2n+2)T} n(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_c t dt\right\} \\ &= \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} \int_{2nT}^{(2n+2)T} E\{n(t)n(\tau)\} \cos \frac{\pi t}{2T} \sin \frac{\pi \tau}{2T} \cos 2\pi f_c t \sin 2\pi f_c \tau dt d\tau \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} \int_{2nT}^{(2n+2)T} \delta(t-\tau) \cos \frac{\pi t}{2T} \sin \frac{\pi \tau}{2T} \cos 2\pi f_c t \sin 2\pi f_c \tau dt d\tau \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{2nT}^{(2n+1)T} \cos \frac{\pi t}{2T} \sin \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_c t \sin 2\pi f_c t dt \\ &= 0 \end{aligned}$$

onde os limites da última integração seguiram o fato de que  $\delta(t-\tau) = 0$  para  $t \neq \tau$ . Assim  $n_{Ik}$  e  $n_{Qk}$  são não-correlacionados e, portanto, independentes uma vez que são Gaussianas.

Como resultado, a probabilidade de erro de bit de todo o demodulador,  $P_b = P_{bl}$  é dada por:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_0}{N_0}}\right), \quad (3.79)$$

que é exatamente a mesma dos BPSK, QPSK e OQPSK – as curvas de  $P_b$  podem ser encontradas na Figura 3.22.

### 3.3. Modulação de fase contínua (CPM)

Na seção anterior foi mostrado que o sinal MSK tem fase contínua. Na verdade MSK é apenas um caso especial de uma grande classe de esquemas de modulação de amplitude constante definida com modulação de fase contínua (*Continuous Phase Modulation* - CPM). Esta classe de modulação tem conjuntamente eficiência em potência e largura de banda. Com a escolha apropriada da formatação dos pulsos e outros parâmetros, esquemas CPM podem alcançar maiores eficiências em largura de banda que QPSK e esquemas MPSK de ordem maiores. Mesmo que o QAM de alta ordem supere o MPSK em termos de eficiência de potência ou de largura de banda, o envelope não-constante do QAM pode impedir a sua utilização em canais com amplificadores de potência não lineares. Portanto, o CPM vem recebendo muita atenção em canais por satélite. Alguns dos esquemas CPM têm sido usados em sistemas de comunicação práticos. Por exemplo, o GMSK vem sendo utilizado no sistema da NASA – *Advanced Communication Technology Satellite* (ACTS).

Como o GMSK é um dos esquemas recomendado pela ESA (ECSS, 2011) faremos uma sintética apresentação deste tipo de modulação; análises detalhadas são encontrados em Xiong (2006).

### 3.3.1. Descrição do CPM

O sinal CPM é definido como:

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \Phi(t, \mathbf{a})) , \quad -\infty \leq t \leq \infty \quad (3.80)$$

A amplitude do sinal é constante. Ao contrário dos sinais de esquemas de modulação definidos anteriormente, como os do MPSK e MSK, onde os sinais são geralmente definidos num intervalo de símbolo, este sinal é definido em todo o eixo do tempo. Isto ocorre porque a fase,  $\Phi(t, \mathbf{a})$ , é contínua e variável no tempo e geralmente é influenciada por mais de um símbolo. A sequência  $M$ -ária de símbolo transmitida  $\mathbf{a}=\{a_k\}$  está incorporada na *variação de fase*:

$$\Phi(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kT) \quad (3.81)$$

com:

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (3.82)$$

O dado  $M$ -ário  $a_k$  pode assumir qualquer dos valores:  $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$ , onde  $M$  geralmente é uma potência de 2. A fase é proporcional ao parâmetro  $h$ , que é denominado de índice de modulação. A função de fase  $q(t)$  em conjunto com o índice de modulação  $h$  e os símbolos de entrada  $a_k$ , determinam como serão as mudanças de fase com o tempo. A derivada de  $q(t)$  é a função  $g(t)$ , que é o pulso formatado em frequência. A função  $g(t)$  tem geralmente um formato de pulso suave ao longo de um intervalo de tempo finito  $0 \leq t \leq LT$ , e é zero fora. Quando  $L \leq 1$ , temos um formato de pulso de resposta completa uma vez que

todo o pulso está no tempo do símbolo  $T$ . Quando  $L > 1$ , temos um formato de pulso de resposta parcial, já que apenas uma parte do pulso está no tempo do símbolo  $T$ .

O índice de modulação  $h$  pode ser qualquer número real, em princípio. No entanto, para o desenvolvimento de detectores CPM práticos de máxima verossimilhança,  $h$  deve ser escolhido como um número racional. Escolher  $h$  racional faz com que o número de estados de fase seja finito, assim detectores de máxima verossimilhança, utilizando o algoritmo de *Viterbi*, por exemplo, podem ser usados. Ao escolher diferentes pulsos  $g(t)$  e variando o índice de modulação  $h$  e tamanho do símbolo  $M$ , uma grande variedade de esquemas CPM pode ser obtida. Os pulsos formatados seguem a forma abaixo:

$$\int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau = \frac{1}{2}$$

Isso faz que a variação máxima de fase do sinal seja  $(M-1)h\pi$  para o período de  $g(t)$ .

### 3.3.2. MSK Gaussiano (GMSK)

GMSK é o mínimo chaveamento Gaussiano. O  $g(t)$  do GMSK é definido por:

$$g(t) = \frac{1}{2T} \left[ Q \left( 2\pi B_b \frac{t - \frac{T}{2}}{\sqrt{\ln 2}} \right) - Q \left( 2\pi B_b \frac{t + \frac{T}{2}}{\sqrt{\ln 2}} \right) \right], \quad 0 \leq B_b T \leq 1 \quad (3.85)$$

$$Q(t) = \int_t^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\tau^2}{2}} d\tau$$

A Figura 3.51 mostra o  $g(t)$  e  $q(t)$  para o formato do pulso em GMSK. O eixo do tempo é normalizado para  $T$ . Um pulso retangular conhecido é definido em  $[0, LT]$  e a sua função de fase é linear, atingindo o valor máximo  $(0,5)$  no final do período. O  $g(t)$  do GMSK é definido em  $[-\infty, \infty]$ , mas a energia principal está em  $[-T, +T]$  (para  $B_b T = 0.25$ , por exemplo). A função de fase muda suavemente no



mesmo intervalo, atingindo o seu máximo em  $T$ . Uma vez que a resposta em frequência do pulso GMSK é infinita, ele deve ser truncado quando for implementado no domínio do tempo.

$g(t)$  e  $h$  podem ser escolhidos para permitir que esquemas alternativos de CPM superem o MSK em termos de eficiência de potência e de eficiência de largura de banda. A razão para isto acontecer é uma memória que é introduzida no sinal CPM por meio da fase contínua.

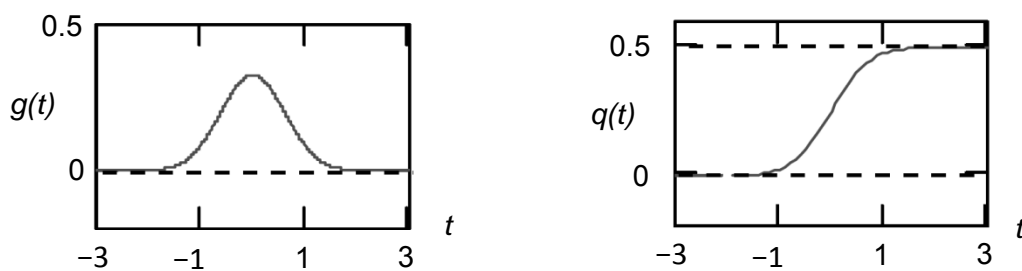


Figura 3.51 - Formato do pulso para GMSK ( $B_bT = 0.25$ ).

O GMSK, como descrito, é baseado em MSK e foi desenvolvido para melhorar a propriedade espectral do MSK usando um filtro Gaussiano de pré-modulação. A função de transferência do filtro é:

$$H(f) = e^{-\left(\frac{f}{B_b}\right)^2 \frac{\ln 2}{2}} \quad (3.86)$$

onde  $B_b$  é a largura de faixa de 3 dB. O pulso de frequência  $g(t)$  do GMSK foi definido acima (3.85). Este  $g(t)$  pode ser gerado passando um pulso retangular por este filtro.

A densidade espectral de potência GMSK é mostrada na Figura 3.52, onde  $B_bT$  é um parâmetro. O espectro do MSK ( $B_bT = \infty$ ) é também mostrada para comparação. É obvio observar que quanto menor for  $B_bT$ , mais estreito é o espectro. No entanto, quanto menor for  $B_bT$ , mais distante o GMSK fica do MSK e a degradação no desempenho de erro utilizando um demodulador MSK será maior. Isto será visto mais à frente. A Tabela 3.9 mostra as larguras de

banda (normalizados para a taxa de símbolos) para quatro percentuais de potência total dentro da largura de banda e para quatro valores de  $B_bT$ .

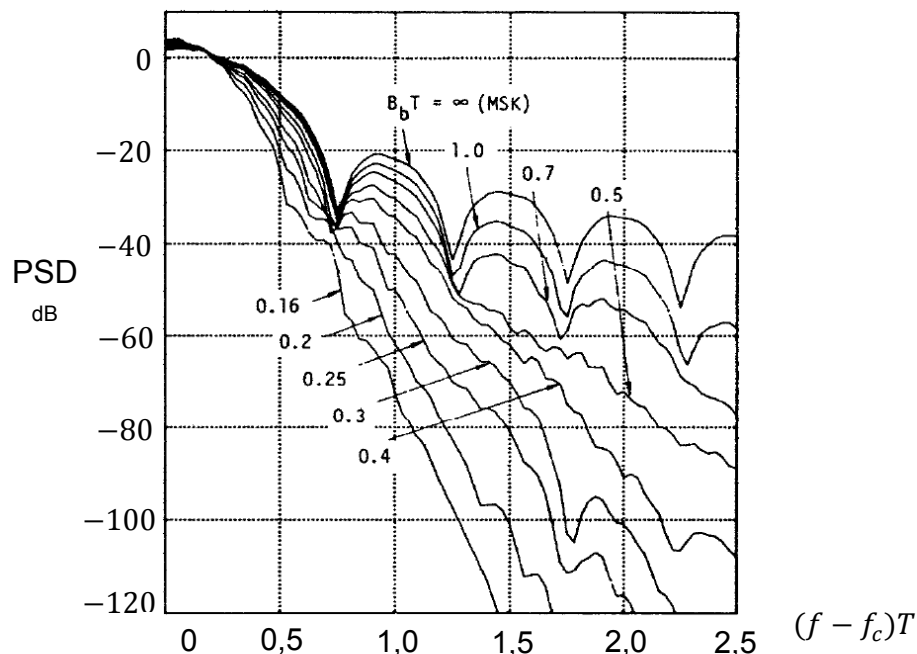


Figura 3.52 - Espectros de potência de GMSK.

Um exemplo de modulador GMSK normalmente utilizado é o do tipo da Figura 3.53, onde o filtro deve ser um filtro Gaussiano e o modulador FM deve ser um modulador MSK (isto é, um modulador com  $h=0,5$ ).

Tabela 3.9 - Porcentagem de largura de banda do GMSK.

$B_bT$	90%	99%	99,9%	99,99%
0,2	0,52	0,79	0,99	1,22
0,25	0,57	0,86	1,09	1,37
0,5	0,69	1,04	1,33	2,08
MSK	0,78	1,20	2,76	6,00

A demodulação pode ser realizada utilizando um demodulador do tipo malha de Costas, onde a demodulação e a recuperação de portadora estão combinadas e a recuperação de relógio separada. A Figura 3.53 mostra a implementação

digital deste demodulador. Dois *flip-flops* tipo D atuam como demoduladores em quadratura de produtos e os dois circuitos lógicos ou-exclusivos são usados para os multiplicadores de banda-base. As portadoras de referência mutuamente ortogonais são geradas utilizando-se dois *flip-flops* tipo D. A frequência central do VCO é então definida como sendo igual a quatro vezes a frequência central portadora.

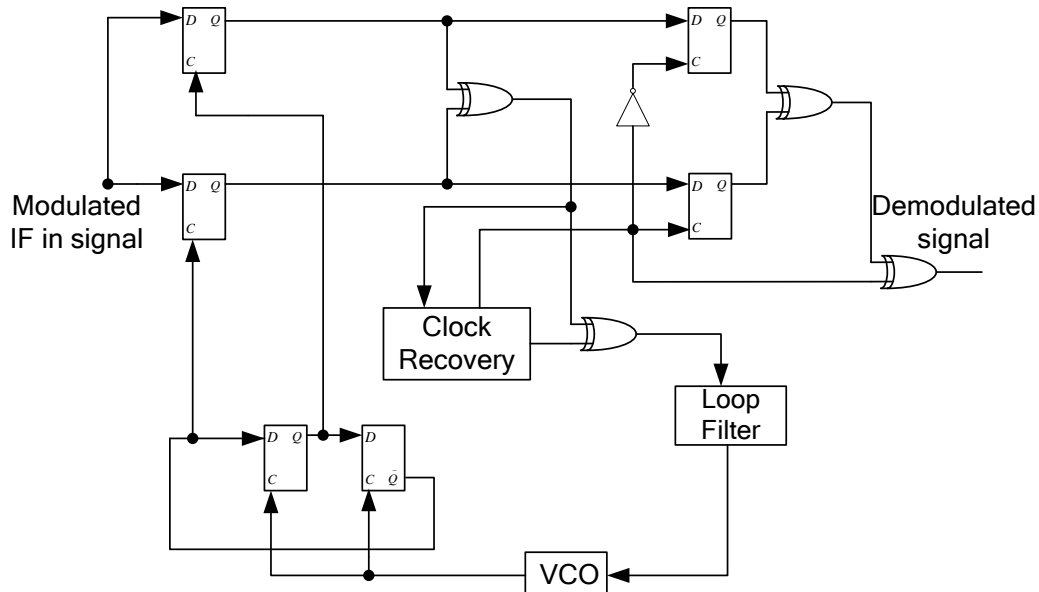


Figura 3.53 - Implementação digital do circuito demodulador de malha de Costas para GMSK.

Valores práticos de taxa de erro de bit podem ser vistos em Xiong (2006). Aqui vale a pena colocar que a degradação do GMSK em relação ao MSK é de cerca de 1 dB para  $B_bT=0.25$  e pode-se calcular aproximadamente o BER pela seguinte equação:

$$P_b \approx Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha E_b}{N_0}}\right) \quad (3.87)$$

onde:  $\alpha = \begin{cases} 0,68, & \text{para GMSK com } B_bT = 0,25 \\ 0,85, & \text{para MSK simples com } B_bT \rightarrow \infty \end{cases}$

#### 4 TOPOLOGIAS DE TRANSMISSORES DE DADOS A ALTAS TAXAS

Como mencionado no Capítulo 1, a observação da Terra em ultra-alta resolução é um dos pontos proeminentes no desenvolvimento de sensoriamento remoto. A transmissão de ultra-alta taxa de dados (centenas de Mbps / Gbps) é definitivamente o curso do desenvolvimento devido ao emprego de sensores com cada vez maiores resoluções espaciais, e a consolidação da exploração da banda Ka será a próxima direção deste desenvolvimento.

Os principais fatores que devem ser considerados na transmissão de altas taxas de dados, destacados por Liu (2013), são:

- 1) Requisito primário de taxa de bits de transmissão no enlace de descida;
- 2) Requisito de BER para o processamento de imagem;
- 3) Minimizar a relação 'energia de bit requerida/densidade espectral de potência de ruído', ( $E_b/N_0$ ), para um dado BER;
- 4) Minimizar/otimizar a largura de banda necessária do sistema;
- 5) Implementar um desempenho anti-interferência ótimo;
- 6) Reduzir a complexidade do sistema e os custos para aplicação em satélites de pequeno porte.

A topologia de um sistema consiste na forma como são interligados os elementos que o constituem, representando a arquitetura funcional básica do sistema, de acordo com De Ranter e Steyaert (2006).

Na Figura 4.1 tem-se o Diagrama de Blocos da topologia básica de um transmissor de dados digital a altas taxas para satélite, composto pelo gerador sintetizado do sinal da portadora de RF, pelo Modulador  $I/Q$  que modula a

portadora por meio dos dados digitais (sinal modulante) e pelo amplificador de alta potência (HPA) que elevará o nível do sinal modulado para o valor requerido para a transmissão.

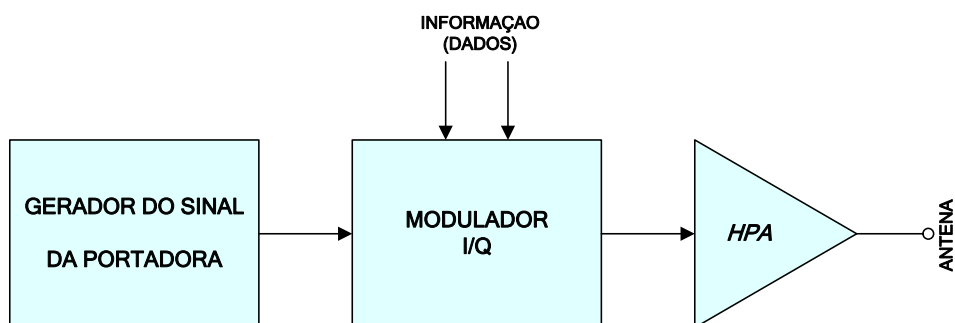


Figura 4.1 - Topologia básica de um DT.

Logo, as arquiteturas funcionais básicas de um DT podem ser ordenadas em quatro classes principais:

- 1) Topologia 1: sintetização de frequência e modulação diretas em banda X onde é obtida a compactação máxima possível para o sistema.

Atualmente, com o avanço das tecnologias de componentes para aplicação espacial e a crescente utilização de componentes *Commercial-Off-The-Shelf* – (COTS), para aplicações em satélites de pequeno porte e missões com duração até 5 anos, a disponibilidade de componentes para emprego direto em banda X está caminhando para um estágio de consolidação (COLE, 2015). Ainda podem ocorrer alguns problemas referentes ao controle de exportação de certos dispositivos específicos de RF devido às restrições das *International Traffic in Arms Regulations* (ITAR), do U.S. Department of State (2016), que deverão ser consideradas na fase inicial do projeto elétrico no *procurement* de componentes.

A Figura 4.2 mostra a topologia descrita acima, onde são destacados os blocos principais do DT.

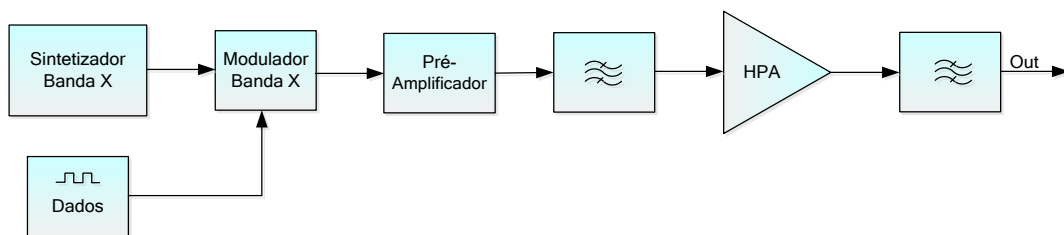


Figura 4.2 - Topologia 1 do DT com geração e modulação direta em banda X.

O Sintetizador Banda X, o Modulador Banda X, o Pré-Amplificador e o primeiro Filtro Passa Faixa (BPF) formam a célula básica de um transmissor de dados que será denominado como MDLD-TX (que pode ser QPSK-TX ou BPSK-TX ou 8PSK-TX ou GMSK-TX ou etc., dependendo da modulação empregada). O sinal de saída do TX é então amplificado pelo HPA e o sinal passa por outro BPF de alto Q (mecânico) para a conformação do sinal a ser transmitido, atenuando os lóbulos secundários do sinal modulado e espúrios/harmônicos.

- 2) Topologia 2: sintetização de frequência em uma frequência intermediária FI, normalmente em banda S devido à grande disponibilidade de componentes *off-the-shelf* com qualificação espacial e alta confiabilidade, multiplicação de frequência por 4 para banda X e modulação direta na banda X: compactação reduzida um pouco em relação a anterior.

Este esquema (Figura 4.3) é uma pequena variação do primeiro, onde o Sintetizador Banda X é desenvolvido através de um sintetizador em banda S (2 GHz) e um multiplicador por 4 para gerar o sinal em 8 GHz.

Isto poderá ser necessário se o componente VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) para geração direta em banda X sofrer restrição para seu fornecimento ou sua especificação de ruído de fase não cumprir com o requisito de projeto, além da especificação de *pushing* (sensibilidade do...

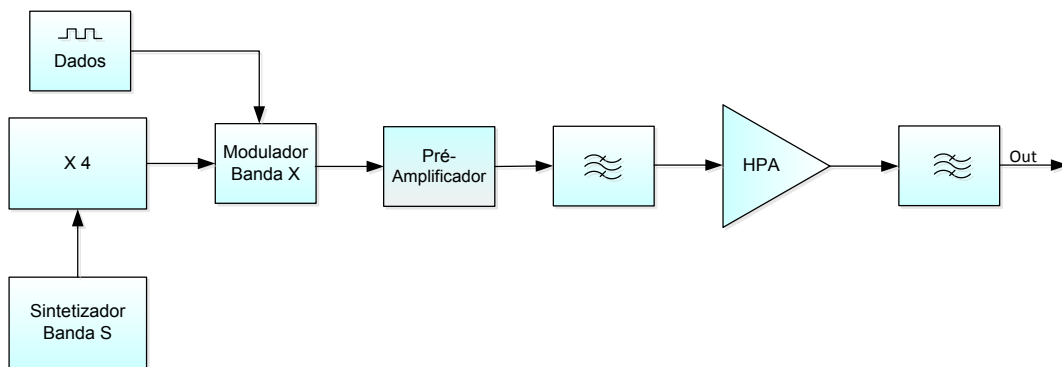


Figura 4.3 - Topologia 2 do DT com gerador banda X implementado por gerador banda S e multiplicador por 4.

...oscilador a flutuações da tensão da fonte de alimentação) que, devido a ruídos e interferências externas, causam flutuação da tensão de alimentação, que pode provocar um aumento do ruído de fase final do sintetizador.

VCOs em banda S têm maiores opções de fornecedores e possuem especificações de ruído melhores que em banda X, mesmo considerando, evidentemente, a multiplicação por quatro. Valores típicos de *pushing* para componentes *off-the-shelf* com qualificação espacial: 5 MHz/V para VCO em banda S, 20 MHz/V multiplicando-se por quatro, e 78 MHz/V em banda X. (Dados dos *datasheets* dos componentes).

- 3) Topologia 3: sintetização de frequência na FI banda S, como no esquema anterior, um *Up-Converter* (conversor para cima) para banda X, com utilização de um oscilador local OL em banda C, e modulação direta em banda X: compactação média.

O *Up-Converter* e o Sintetizador Banda C são adicionados nesta topologia para a geração em banda X, o que difere da primeira topologia como pode ser observado na Figura 4.4.

- 4) Topologia 4: sintetização de frequência na FI banda S, como nos dois esquemas anteriores, modulação em banda S e depois o *up-converter* para

banda X, com utilização de um OL em banda C: compactação é a mesma da anterior. O diagrama em blocos é apresentado na Figura 4.5.

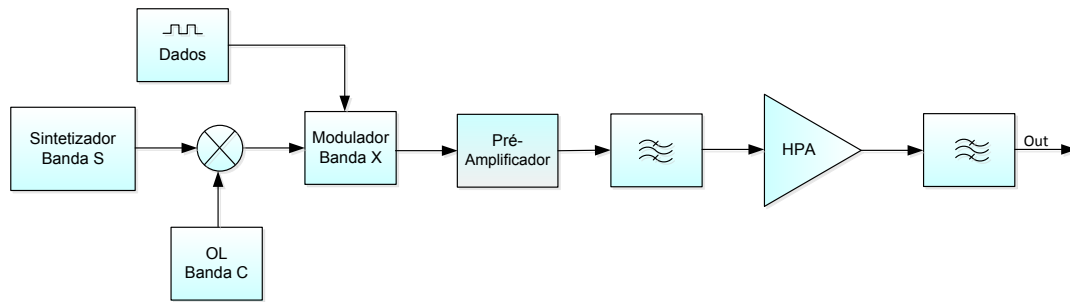


Figura 4.4 - Topologia 3 do DT com gerador banda X implementado por um *up-convertor*.

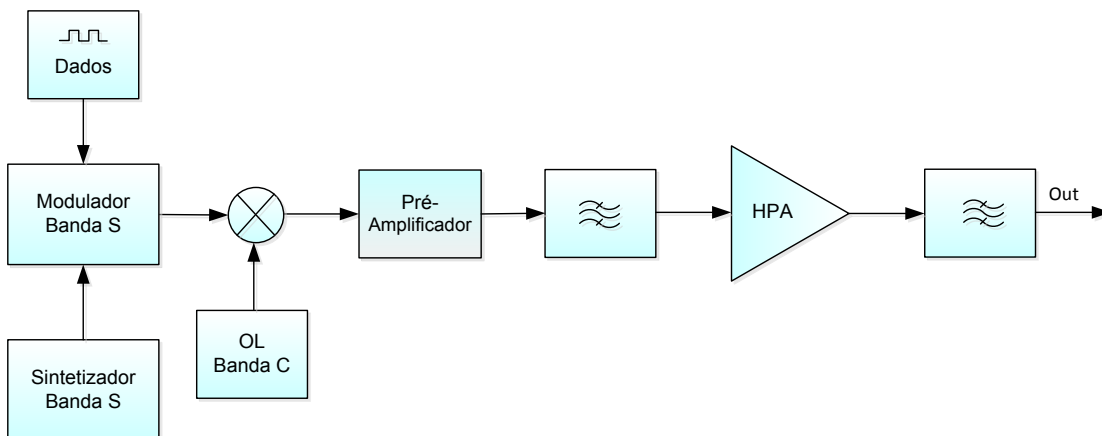


Figura 4.5 - Topologia 4 do DT com geração e modulação em banda S.

Destas quatro topologias ainda podemos ter outros vários diagramas funcionais específicos de transmissores, dependendo do tipo de modulação a ser utilizada, como: BPSK (DBPSK); QPSK (DQPSK), OQPSK,  $\pi/4$ -QPSK e UQPSK; 8PSK, 4D-8PSK TCM (*4-Dimensional Eight Phase Shift Keying Trellis Coded Modulation* – Modulação Codificada em Treliza 4-Dimensional com Chaveamento de 8 Fases); ou GMSK; etc.



Além da disponibilidade de componentes para aplicação espacial, da compactação necessária do DT para o porte do satélite, e do consumo de energia, outros problemas técnicos devem ser considerados para a escolha do tipo de topologia a ser empregado como será visto abaixo na Seção 4.1.

#### 4.1. Modelo básico e problemas técnicos principais da transmissão de dados de sensoriamento remoto

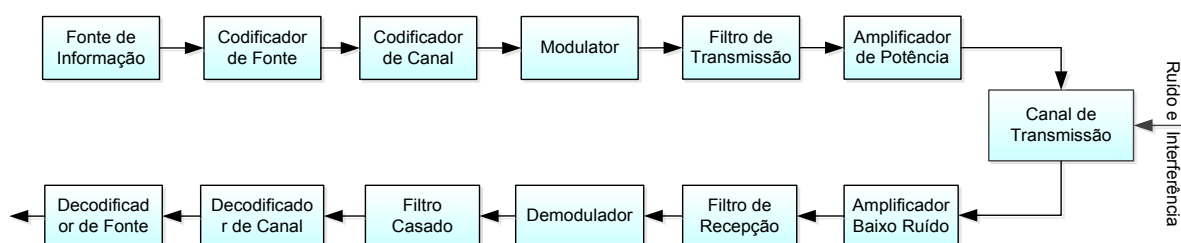


Figura 4.6 - Modelo do sistema de comunicação de transmissão de dados de observação da Terra.

Fonte: Adaptado de Liu (2013).

O modelo de sistema de comunicação de transmissão de dados de um satélite de observação da terra, segundo Liu (2013), é ilustrado na Figura 4.6. A seguir são destacados aspectos típicos de alguns dos blocos do modelo acima.

##### 1) Fonte de informação:

As informações de sensoriamento remoto são principalmente informações de imagem mais dados auxiliares; e, geralmente, as imagens são sinais analógicos digitalizados (amostrados e quantizados) provenientes de câmera óptica com sensor CCD ou CMOS, sensor infravermelho e de sensores ativos como o SAR e o LASER, etc.

##### 2) Codificação da fonte:

A codificação da fonte de informação é a conversão da informação de

entrada numa sequência digital apropriada para o próximo bloco do transmissor, como o NRZ-L mencionado no Capítulo 3.

A fim de reduzir a taxa de bits a serem transmitidos com os propósitos de reduzir a largura de banda, economizar potência e otimizar a capacidade de armazenamento, uma das técnicas importantes usada na codificação da fonte de informação é a compressão de dados. (FARIA ET AL., 2013).

Para certas missões de sensoriamento remoto como monitoramento com precisão e reconhecimento, entre outras, é necessário obter imagens 2D ou 3D de ultra-alta resolução. Com o rápido desenvolvimento da tecnologia dos sensores de imagem, a resolução da imagem está continuamente sendo aperfeiçoada. O volume de dados cresce e a taxa de dados a ser transmitida é cada vez mais alta, exercendo grande pressão sobre o subsistema de transmissão de dados. Por isso, pode ser necessário obter taxas de compressão compatíveis e com mínima perda. Na prática, é difícil realizar a compressão sem perdas quando se tem elevado volume de dados. Neste caso a compressão com pequena perda e com baixa distorção é usualmente admitida.

De acordo com Faria et al. (2013), existem muitos métodos de compressão de imagem, a saber: transformação de cosseno discreta, quantização dinâmica, *Differential Pulse Code Modulation (DPCM)* e codificação *run-length*, codificação *Huffman*, predição *inter-frame*, compensação de movimento, transformação *wavelet*, etc.

### 3) Técnicas de codificação/decodificação de canal

Como enfatizado várias vezes, a potência em RF em sistemas de transmissão de dados sempre será limitada, e a taxa de erro de bit requerida é extremamente baixa para os serviços de observação da Terra se comparado com outros serviços de comunicação terrestre. Portanto, pode ser necessário selecionar um método de controle de erros com grande

capacidade de correção de erros e, ao mesmo tempo, deve ser considerada a complexidade da implementação desta codificação de correção de erros selecionada, tanto na transmissão como na recepção, devido às altas velocidades em que operam os circuitos.

Para um satélite de observação da terra com um subsistema de transmissão de dados a altas taxas, mas com uma largura de banda limitada, o método combinando modulações multifases e codificação de média complexidade pode ser usado para realizar o controle de erro sob potência e banda limitada (por exemplo, o 4D-8PSK TCM).

#### 4) Esquemas de Modulação/Demodulação

Baseando-se em certas características do sistema de transmissão de dados, o modulador deve ter alta eficiência em largura de banda e em potência, o sistema deve ter tolerância a não linearidades, baixo consumo de energia elétrica e volume reduzido.

Como a potência de RF de um satélite de observação da terra é limitada, mas a banda de frequência é contínua numa certa faixa, moduladores com envelope constante são utilizados. Retomando o que já foi visto no Capítulo 3, métodos de modulação eficientes em que se pode operar o amplificador de potência do transmissor do satélite em condições de saturação são, principalmente: BPSK, QPSK, OQPSK, MSK, GMSK, 8PSK e 4D-8PSK TCM, sendo o QPSK o mais utilizado na modulação e demodulação. Sistema com multi-modulação, utilizando vários esquemas de modulação num mesmo circuito, e selecionáveis, pode ser visto em Fong (2003).

Há também o aperfeiçoamento de tecnologias para moduladores multifases e receptores capazes de realizar a demodulação multifase com perda aceitável. MPSK, com  $M = 8, 16$  principalmente, pode ser largamente utilizada devido à sua alta eficiência de largura de banda.

Quando a taxa de símbolos do canal é a mesma, a largura de banda de um sistema multifase (com  $M$  fases) é a mesma que a do sistema de duas fases, mas a taxa de bits do sistema de múltiplas fases é  $\log_2 M$  vezes maior que a do sistema de duas fases. Exemplo: um sistema 8PSK pode transmitir uma taxa de bits 3 vezes maior ( $\log_2 8$ ) que um sistema BPSK.

Além disso, sistemas utilizando modulação como a TCM (*Trellis Coded Modulation*) pode integrar a vantagem de redução de potência e é um esquema de modulação adequada na transmissão de dados a altas taxas de sensores de satélite, mas com complexidade de implementação devido à necessidade de componentes como FPGAs e DSPs que operem na taxa de bits selecionada. (FPGA = *Field Programmable Gate Array*; DSP = *Digital Signal Processor*). A tecnologia de correção de erro que combina modulação com codificação adaptativa (ACM) está em crescente direção de desenvolvimento.

Outros esquemas, como o MSK, que modula por chaveamento contínuo de fase de frequência binária com razão de modulação de 0,5, tem um envelope constante, a mudança de frequência do sinal é estritamente igual a  $\pm 1/4T_b$  e o índice de modulação correspondente é 0,5. Um período de símbolo do sinal deve ser múltiplo inteiro de 1/4 do ciclo da portadora, e a fase do sinal deve ter mudanças lineares precisas de  $\pm\pi/2$  em relação à fase de portadora. No momento da conversão do símbolo, a fase do sinal é sucessiva e a forma de onda do sinal é livre de saltos de fase. O sinal MSK tem melhor desempenho antirruído e menor potência fora da banda espectral do que o QPSK.

Existem também outros métodos específicos de modulação de envelope não-constante, como o QAM, modulação por chaveamento de fase e amplitude da portadora em quadratura, que é uma modulação digital de duplo controle, de amplitude e fase; o QAM de quatro níveis – 4QAM é basicamente o QPSK. Se combinada com multifases (16QAM / 16APSK,

etc.), a utilização da banda de frequências pode ser melhorada ainda mais. O inconveniente destes esquemas de modulação é que o envelope não é constante para  $M > 4$ .

De acordo ainda com Liu (2013), a base do diagrama de blocos do circuito modulador/demodulador a altas taxas de dados é a mesma que o modulador/demodulador a baixas taxas. A diferença está em como alcançar altas velocidades em um circuito específico; as medidas geralmente utilizadas são os seguintes:

- a) Processamento paralelo de dados em alta velocidade no domínio da frequência: mesmo tomando como base os avanços nos níveis tecnológicos dos dispositivos atuais, ainda haverá grande dificuldade no *design* de circuitos quando a taxa de processamento for próxima ou maior que 1 Gbps para circuitos embarcados. Um método comum é a utilização de processamento paralelo multicanal para reduzir a taxa de processamento de cada canal;
- b) Seleção da solução de algoritmos mais rápidos para o processamento digital de sinais;
- c) Amostragem A/D de alta velocidade: a amostragem A/D é o primeiro obstáculo para quaisquer algoritmos a serem implementados no demodulador. A qualidade da amostragem A/D, especialmente na precisão da amostragem e a SNR de saída do A/D, afeta diretamente a qualidade da demodulação. Entretanto, é também importante ter a certeza que não haverá transferência cruzada (*crosstalk*) entre os dados de saída. Canais duais quantizados em 8 bits e dispositivos de amostragem A/D com taxas de dados extremamente elevadas (operando com clock de 1 GHz) são atualmente utilizados em terra.
- d) Rigoroso projeto da PCBs: uso de softwares avançados para o projeto de PCBs para operação a altas taxas com atenções especiais

no *design* referentes a casamento de impedância, *delay*, *crosstalk*, EMI, etc.

- e) *Design* modular, equipando cada módulo com uma caixa de blindagem e outras medidas que podem ser utilizadas para melhorar o desempenho dos circuitos em alta frequência e reduzir a influência dos parâmetros distribuídos e interferência.

Outras dificuldades no *design* do sistema de transmissão de dados a altas taxas estão em resolver os desafios técnicos sob um ambiente onde os sinais recebidos têm um efeito Doppler considerável (até 2400 kHz), tais como a técnica de rastreamento e sincronização do receptor/demodulador, o algoritmo de demodulação paralelo, bem como o algoritmo de correção de erros com taxa continuamente variável.

Há, portanto, grande dificuldade no desenvolvimento do demodulador devido justamente às altas taxas de dados na demodulação e a conseqüente alta frequência intermediária no receptor. Primeiramente, o problema de operação com estabilidade em baixos SNR deve ser resolvido, isto é, o limiar de sincronismo do demodulador deve ser diminuído para um  $E_b/N_0$  em torno de 5 dB. Em segundo lugar, a perda na relação portadora-ruído (C/N), causada pela imperfeição do demodulador em si, deve ser reduzida. A forma fundamental de melhorar o desempenho do demodulador é diminuir ainda mais a deterioração de C/N devida a cada unidade ou componente do demodulador. Estão incluídas as seguintes medidas: o canal de transmissão de FI, o filtro de FI e o filtro de recepção em banda-base deverão ter características de resposta em frequência e amplitude e de atraso de grupo planas e lineares; o nível de saturação de entrada deve ter valor otimizado no *design*; a fonte de referência local e o sintetizador de frequência devem ter baixos ruídos de fase e dispersão, tanto para o circuito de recuperação da portadora quanto para o do relógio.

- 5) Filtro de formatação, filtro casado e filtro de equalização

A transmissão de dados pode teoricamente ocorrer em um canal com e sem limitação em banda. O modelo do canal de transmissão de banda limitada na qual somente o filtro limitado em banda está incluído é mostrado na Figura 4.7.

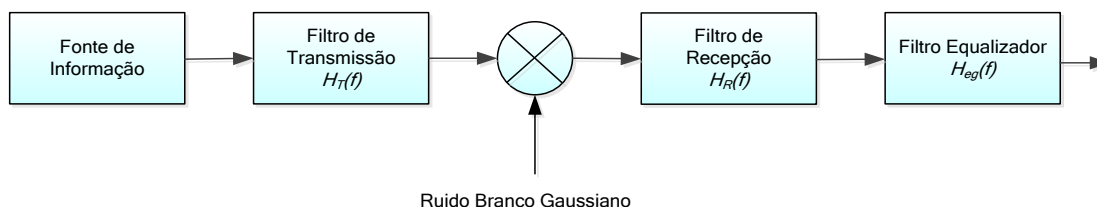


Figura 4.7 - Modelo de sistema de transmissão de dados limitado em banda.

Filtros de transmissão e recepção constituem juntos, o filtro de formação de decaimento cosseno levantado. Quando  $|H_R(f)| = |H_T(f)|$ , eles completam a filtragem casada e será chamado filtro de decaimento raiz de cosseno levantado.  $H_R(f)$  e  $H_T(f)$  combinados formam, no sistema completo de transmissão de informação digital, uma filtragem casada e de Nyquist. O filtro de equalização  $H_{eg}(f)$  tem a função de equalizar e calibrar as distorções de amplitude/fase introduzidas por outros fatores do canal, de modo a torná-los com característica amplitude-frequência plana e característica de atraso de grupo linear. Não será detalhada a operacionalidade deste filtro, deixando as suas características principais como sendo internas e de competência de receptores/demoduladores comerciais utilizados na recepção do sinal.

## 6) Seleção da banda de operação

Atualmente, a maioria dos sistemas de transmissão de dados de satélites de observação da terra no mundo ainda opera em banda X, devido às tecnologias e componentes consagrados. Além disto, muitas estações terrenas de recepção no mundo operaram apenas em banda X. No entanto,

de acordo com os regulamentos sobre a utilização e distribuição de frequência da ITU, a largura de banda disponível na banda X é de 375 MHz.

Para QPSK, em sistemas de transmissão/recepção convencionais, o valor na largura de banda de 1 dB é da ordem da taxa de dados do canal de transmissão, isto é, normalizar-se-á a eficiência de modulação para 1bit/sec/Hz para este esquema de modulação. O sinal transmitido está compreendido no espectro do sinal modulado entre os primeiros nulos (lóculo principal =  $B_{null}$ ). Para um canal dual, deve ser reservado um intervalo de guarda entre os dois sinais modulados devido à interferência intersimbólica.

Podemos aperfeiçoar a utilização da largura de banda de frequência com a utilização, por exemplo, de um canal dual mais o uso do esquema 8PSK ou um canal dual mais o esquema OQPSK mais a multiplexação por polarização da antena (normalmente uma circular à direita e uma circular à esquerda); no entanto essa melhoria acaba sendo limitada. No esquema OQPSK, há uma redução da potência fora da banda de transmissão.

Uma das maneiras de operar a taxas de dados muito elevadas é transferir a operação para uma frequência de operação com maior largura de banda. Em banda Ka, a largura de banda disponível é de 1,5 GHz. Taxas de até 3 Gbps (2 X 1,5 Gbps) podem ser alcançadas mediante a adoção de modulação QPSK, de dois canais, e de dupla polarização.

A finalidade de se colocar dois canais de transmissão pode parecer contraditório devido ao fato de serem necessários dois conjuntos de circuitos no DT; mas, como cada canal vai operar à metade da taxa de bits, conseqüentemente na metade da frequência, a potência necessária do amplificador de potência de saída cai pela metade, trazendo a possibilidade de utilização de amplificadores *off-the-shelf*, além da diminuição da complexidade dos circuitos.



Para antenas parabólicas de recepção com mesma abertura física, com o aumento da frequência de operação da banda X para Ka, o ganho da antena aumentará, mas como a eficiência em banda Ka tende a diminuir e as perdas também são maiores, estes fatores tendem a se compensar, não sendo obtido um maior G/T em banda Ka do que em banda X. No entanto, se uma antena com refletor com um mesmo diâmetro  $d$  for utilizada no satélite, o ganho da antena será maior com o aumento da frequência, e o sinal será reforçado.

Apesar disso, como já mencionado, a faixa de frequências em banda Ka sofre significativa atenuação devida à chuva ou com nuvens carregadas e é muito maior que em banda X.

- 7) Transmissão em quase-tempo-real (transmissão com gravação e reprodução com um atraso)

Quando a taxa de dados é excessivamente elevada para realizar a transmissão em tempo real, outro método (utilizando gravação com alta velocidade - taxa de dados de gravação mais alta - com reprodução com velocidade mais baixa através da utilização do gravador de dados do satélite) pode ser usado para transmitir dados gravados a taxas maiores; por exemplo: seis minutos de dados gravados a uma taxa de 900 Mbps pode ser reproduzido quase que instantaneamente no mesmo tempo à taxa de 450 Mbps em doze minutos. Este modo de operação do satélite auxilia determinadas aplicações, como a substituição do modo de imageamento de faixas intermitentes tradicional para o modo de imageamento de faixa contínua para realizar um levantamento detalhado de uma região de interesse. Este modo de operação é previsto para o satélite CBERS-4A nas taxas e tempos indicados acima.

Em resumo, as principais questões técnicas de transmissão de dados de satélites de observação da terra são:

- 1) Tecnologia de compressão de dados de sensoriamento remoto por satélite, incluindo a banda espectral visível, multiespectral, hiperespectral, termal, SAR, etc.;
- 2) Novos estudos técnicos sobre codificação de canal em moduladores a altas taxas de bits empregando as técnicas de modulação e.g., 4D-8PSK TCM / 16QAM / 16APSK / etc., incluindo o *upgrade* na banda de operação (e.g., banda Ka);
- 3) Tecnologia anti-interferência no sistema de transmissão;
- 4) Tecnologia de modulação e codificação adaptativa (ACM) e tecnologia de codificação *Low Density Parity Check* (LDPC).
- 5) Tecnologia de equalização no domínio da frequência de portadora única e transmissão de altas taxas de dados com multiportadoras – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM);
- 6) Existe ainda a possibilidade de utilização de tecnologias de antenas de alto ganho *phased array* com apontamento eletronicamente controlável ou antenas com *gimbals* controlados pelo subsistema de controle de atitude e órbita do satélite.

#### **4.2. Apresentação das topologias de DTs aplicados nos programas de satélites do INPE**

As topologias de DTs apresentadas nesta seção seguirão a cronologia de desenvolvimento dos satélites de observação da Terra do INPE.

##### **4.2.1. Topologia CBERS-1&2 e 2B**

Dos trabalhos executados na época do desenvolvimento e acompanhamento

do segmento espacial dos satélites CBERS-1 & 2 e CBERS-2B pode ser apresentado o diagrama em blocos do transmissor de dados (Figura 4.8) dos dois canais da Câmera CCD embarcada nos três satélites: CBERS-1, CBERS-2 e CBERS-2B.

Pode ser verificado que a metade do lado esquerdo do esquema (canal CCD-2) é idêntica ao lado direito do DT (canal CCD-1), a menos da frequência de OL de referência (26,500 MHz e 24,825 MHz, respectivamente), onde são derivadas todas as frequências dos circuitos do transmissor. Cada canal é duplicado como também pode ser observado. Os circuitos duplicados são circuitos sobressalentes que trabalham em redundância fria para aumentar a confiabilidade do sistema espacial, chaveados se necessários através de telecomandos pela estação de controle do satélite.

Não será necessário, para a compreensão do transmissor, destacar aqui o processamento digital inicial dos dados que saem da câmera e as especificações e funcionamento da antena. O equipamento “DIGITAL SIGNAL SWITCH” distribui os dados para os diversos moduladores.

A área destacada em vermelho consiste na célula básica da topologia deste transmissor (canal 2 da CCD em destaque), onde se tem a sintetização da frequência do oscilador do modulador que opera em 159 MHz e que gera a entrada de RF do circuito *mixer* (conversor de frequência). O modulador é do tipo QPSK. O *mixer* opera com batimento por cima e a entrada de OL dele é gerada através das multiplicações  $\times 40$  e  $\times 8$  do sinal de 26,5 MHz resultando no OL = 8,48 GHz. O sinal da portadora modulada a ser transmitida tem frequência OL–RF = 8,48–0,159 = 8,321 GHz, que, então, é filtrado pelo “FILTER” para a rejeição dos espúrios e harmônicos. O sinal é posteriormente amplificado pela TWTA 2 para ser enviado à antena de transmissão. O canal 1 da CCD trabalha de forma semelhante com frequência de referência em 24,825 MHz, mas o modulador utiliza a mesma frequência do outro canal (159 MHz); a frequência final do sinal da portadora do canal 1 é 8,103 GHz

(7,944 GHz + 0,159 GHz) onde o *mixer*, neste caso, opera com batimento por baixo.

A TWTA utilizada possui especificação de potência de saída de 20 W na saturação e o ponto de operação (OP) é ajustado na parte central da...

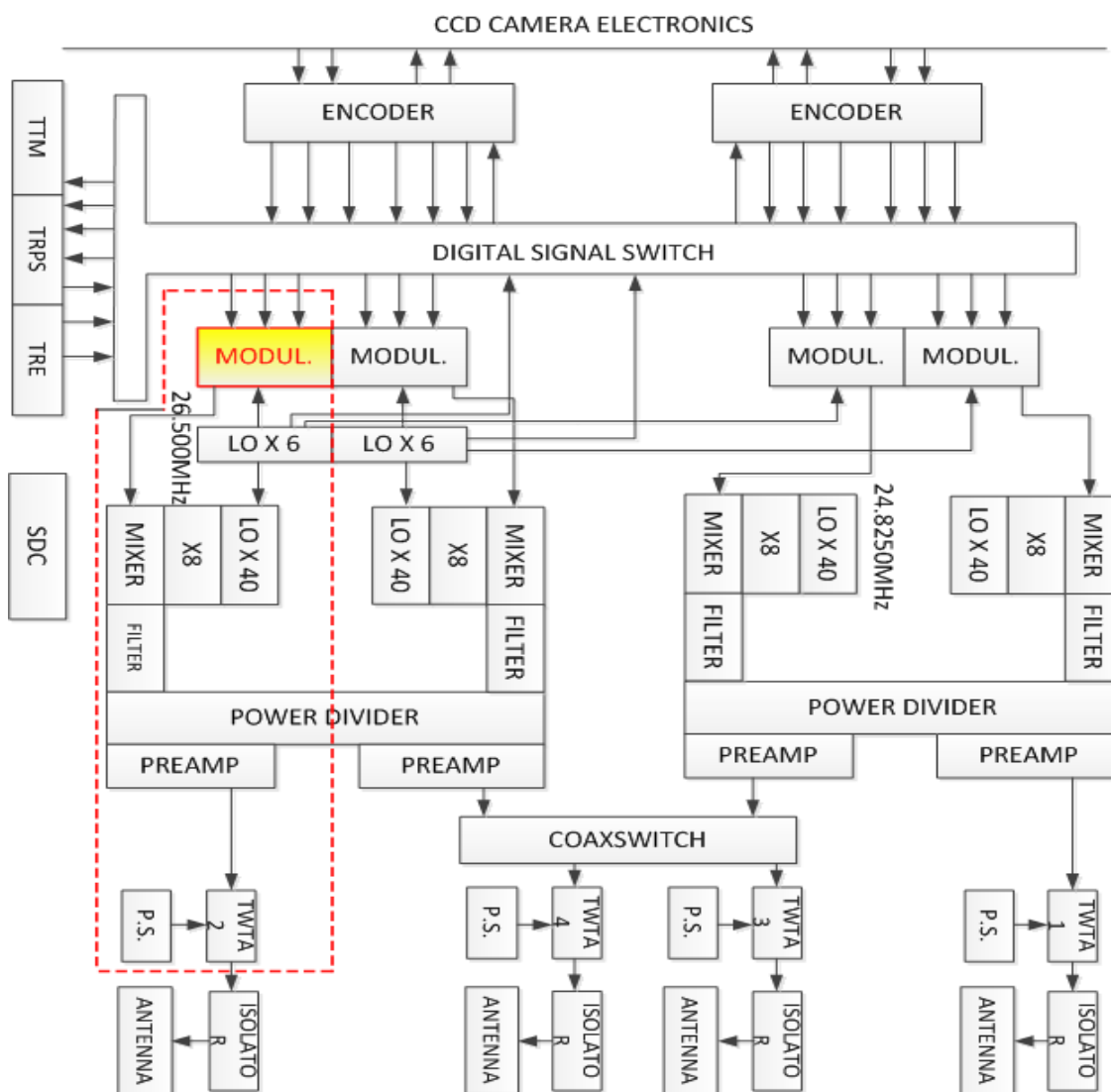


Figura 4.8 - Transmissor de dados da câmera CCD (CCD-DT) – CBERS-1&2/2B.  
Fonte: CBERS-1&2.

...saturação, onde possíveis pequenas variações da potência na entrada não implicam em variação da potência na saída, como pode ser verificado na curva característica  $P_{out} \times P_{in}$  da TWTA na Figura 4.9.

Nesta topologia foi utilizada a técnica de modulação QPSK sem filtragem nos dados binários, Seção 3.1.6, onde a eficiência de modulação aplicada é de 1bit/sec/Hz (transmissão do sinal modulado contido no lóbulo principal do espectro do sinal).

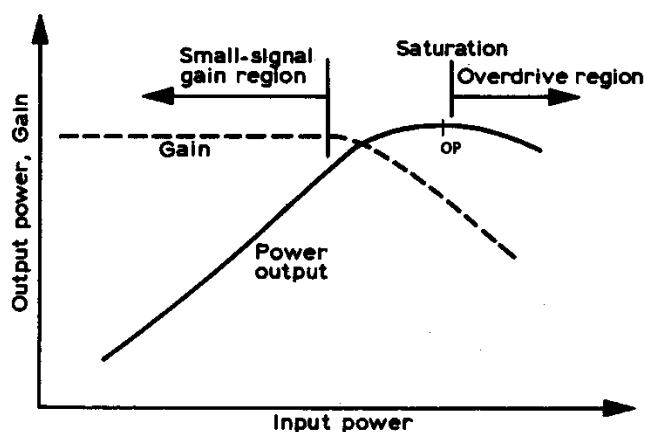


Figura 4.9 - Curva característica de uma TWTA.  
Fonte: do Autor.

#### 4.2.2. Topologia CBERS-3&4

Seguindo o que foi apresentado na seção anterior a topologia seguinte vem dos trabalhos realizados no CBERS-3 & 4. A Figura 4.10 mostra o DT MWT (*MUXCAM & WFICAM Transmitter*) projetado pelo INPE e pelo consórcio de empresas contratada para o desenvolvimento do projeto, Consórcio Omnisys-Neuron.

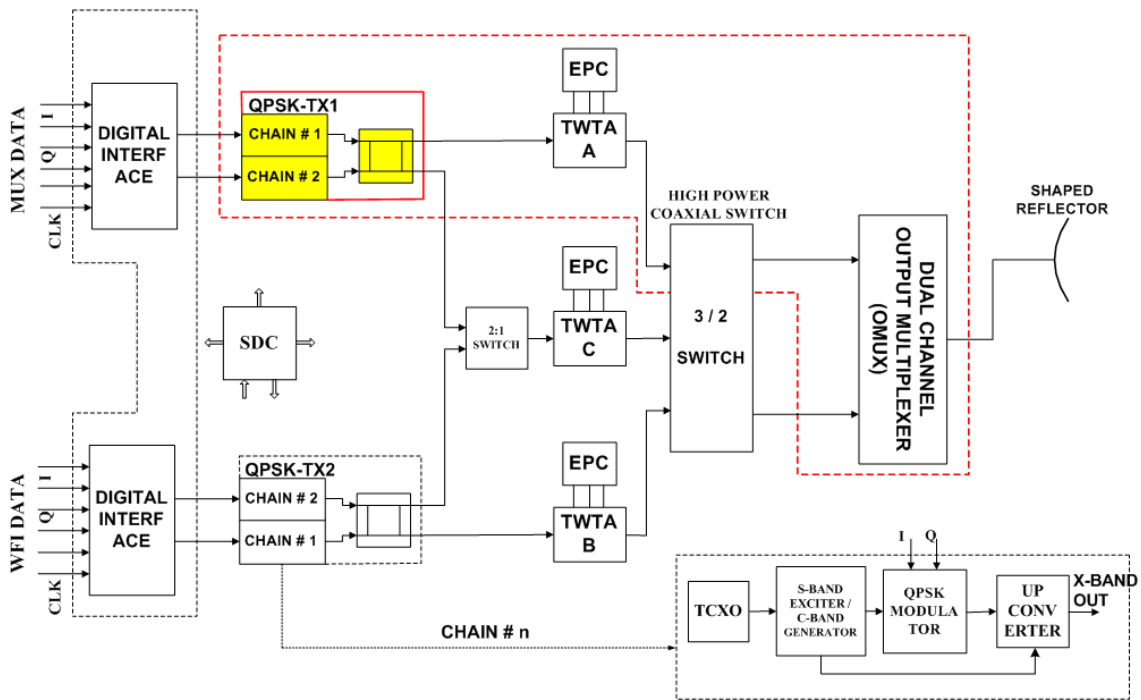


Figura 4.10 - Transmissor de dados das câmeras MUX e WFI (MWT) – CBERS 3&4.  
 Fonte: CBERS-3&4.

Este transmissor foi concebido baseando-se na topologia 4 apresentada no Caput do Capítulo 4 (modulação em banda S com conversão utilizando *mixer* para banda X). As interfaces digitais e os detalhes de operação da antena não são relevantes para o contexto deste trabalho e para o entendimento da operação do DT.

Os moduladores QPSK operam em banda S (2245 MHz no QPSK-TX1 – transmissor 1 e 2170 MHz no transmissor 2 – QPSK-TX2). Esta faixa de frequência foi escolhida por apresentar inúmeros componentes e dispositivos de RF consagrados e com qualificação espacial. As taxas de dados de cada canal são: 68 Mbps para a MUX e 50 Mbps para a WFI.

Deve ser observado que a metade de cima do diagrama é semelhante à de baixo, representando cada canal do transmissor, canal MUX e canal WFI, respectivamente. Também são utilizadas redundâncias frias para cada

transmissor, cadeia 1 e cadeia 2 chaveados por telecomando, aumentando a confiabilidade do sistema. Internamente em cada QPSK-TX1 ou QPSK-TX2 é realizada uma conversão para cima com um *mixer* cuja entrada OL é fixa em 6120 MHz (Gerador Banda C) resultando nas frequências das duas portadoras em:  $2245 \text{ MHz} + 6120 \text{ MHz} = 8,35 \text{ GHz}$  do canal 1 (MUX) e  $2170 \text{ MHz} + 6120 \text{ MHz} = 8,29 \text{ GHz}$  do canal 2 (WFI).

Tanto os Excitadores Banda S como os Geradores Banda C são concebidos essencialmente por sintetizadores de frequência a PLL com frequências fixas.

Os sinais em banda X são pré-amplificados para a potência requerida nas entradas das TWTAs que operam na saturação em 50 W (como explicado anteriormente, no ponto central). O equipamento "DUAL CHANNEL OMUX" é um equipamento com dois filtros mecânicos de alto Q com faixa de passagem do lóbulo principal do sinal modulado (conformação do sinal a ser transmitido) para cada canal e efetua na saída a combinação (soma) com baixíssima perda dos dois sinais num único sinal de saída; o sinal então é enviado à antena de transmissão.

Não será detalhado, mas o DT empregado no Satélite Amazonia-1, que tem previsão de lançamento para 2019 é basicamente o mesmo do CBERS-3&4.

#### **4.2.3. Topologia CBERS-4A**

O DT da Figura 4.11 é a topologia com tecnologia mais moderna empregada para a transmissão de dados a altas taxas nos satélites do programa CBERS e está sendo desenvolvido por uma empresa Chinesa e com acompanhamento do INPE para utilização no CBERS-4A. Estudo do seu projeto e verificação de desempenho de um modelo de engenharia do transmissor mostrou a grande evolução em relação aos desenvolvimentos anteriores.

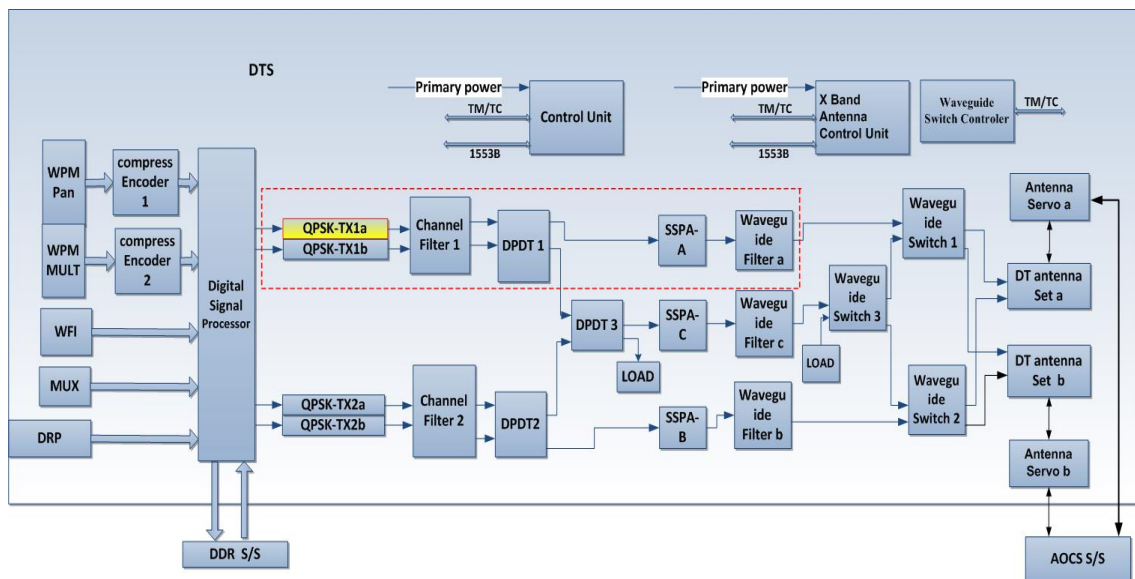


Figura 4.11 - Transmissor de dados do CBERS-4A (DTS).  
Fonte: CBERS-4A.

Conceitos referentes aos compressores de dados e ao processador de sinal digital não serão abordados nesta seção por não serem relevantes.

Há duas tecnologias referentes ao conjunto de antenas que serão discutidas mais abaixo por afetarem diretamente a melhoria significativa da eficiência de transmissão de dados (ganho no cálculo do enlace), como destacado na Seção 4.1.

Primeiramente, vamos destacar a célula básica do DT, destacada em vermelho: nos dois canais, os dados digitais processados são entregues para os dois QPSK-TXs idênticos em paralelo (redundância fria), operando diretamente em banda X: o sintetizador PLL opera na frequência de 8,212 GHz; o sinal é diretamente modulado em 8,212 GHz utilizando-se modulação OQPSK Filtrada (recomendado por ECSS, 2011) e esta filtragem de canal na saída do QPSK-TX utiliza-se como resposta característica do filtro a raiz quadrada de cosseno levantado com  $roll-off = 0,5$  para, com a filtragem casada na recepção, obter um ganho no processamento do sinal na recepção. Na realidade, se não for utilizado um filtro casado na recepção, tem-se uma perda



de aproximadamente 1,4 dB no enlace (CCSDS, 2009). Isto também pode ser verificado em simulação do sistema de comunicação.

Devido à utilização de uma antena complexa e de alto ganho, o amplificador de potência pode ser do tipo SSPA (com menor volume e massa) com potência saturada de 10 W. Isto foi possível devido à antena utilizar um refletor para maior ganho e feixe estreito com um sistema de apontamento com *Gimbals* para operar sempre em apontamento rastreado entre a antena do satélite e a antena de recepção da estação terrena, na passagem; a unidade de controle com o servomecanismo da antena é controlado pelo *Attitude and Orbit Control Subsystem* (AOCS) do satélite.

Outro ponto importante sobre as duas antenas de transmissão (uma é sobressalente) é que a antena opera simultaneamente com dupla polarização através de um alimentador de duas entradas que ilumina a parábola refletora com os dois sinais na mesma frequência de 8,122 GHz com polarizações ortogonais – uma com polarização circular direita e outra com polarização circular esquerda. Desta forma é possível transmitir o dobro da taxa de dados, que neste caso é 900 Mbps, 450 Mbps em cada polarização mantendo a mesma largura de banda.

Para a transmissão de 450 Mbps em 375 MHz de banda a eficiência de modulação deve ser no mínimo de 1,2 bits/seg/Hz que é facilmente conseguida com a modulação OQPSK Filtrada, utilizando um filtro com resposta característica *Square-Root Raised Cosine* (SRRC) com  $roll-off = 0,5$ . Pode-se empregar ainda a codificação de erro *Reed Solomon* (RS), discutida em CCSDS (2009). Este filtro raiz quadrada de cosseno levantado em operação combinada com um SRRC no receptor perfaz uma filtragem casada sem perdas no enlace, com resposta característica resultante em cosseno levantado; a filtragem casada minimiza a interferência intersimbólica. Ver no Capítulo 6, o valor de largura de banda obtida em simulação e,

consequentemente, a eficiência final, pois o DT proposto simulado tem características semelhantes.

O filtro mecânico de alto Q em guia de ondas na saída, antes da antena, tem a função de rejeitar os harmônicos e atenuar o espectro do sinal modulado fora da banda de passagem de 375 MHz que ocorre devido ao ressurgimento dos lóbulos laterais no espectro de potência, que tinham sido conformados pelo filtro SRR. Este efeito é provocado por não linearidades do amplificador de potência (conversão AM/AM), caracterizado como *spectral regrowth*.

#### 4.2.4. Topologia com 4D-8PSK TCM

A topologia apresentada a seguir baseia-se na configuração 1, apresentada anteriormente, e utiliza a técnica de modulação mais eficiente recomendada atualmente para ser utilizada em banda X, a 4D-8PSK TCM onde transmissores comerciais espaciais das empresas SURREY e TESAT podem operar com uma taxa de dados máxima de 500 Mbps por canal, como pode ser verificado em SST-US (2014) e Tesat (2015). Definições de implementação desta técnica podem ser encontrados em Cartier (2001), Cartier (2005) e Silva (2012). O diagrama em blocos da topologia é mostrado na Figura 4.12.

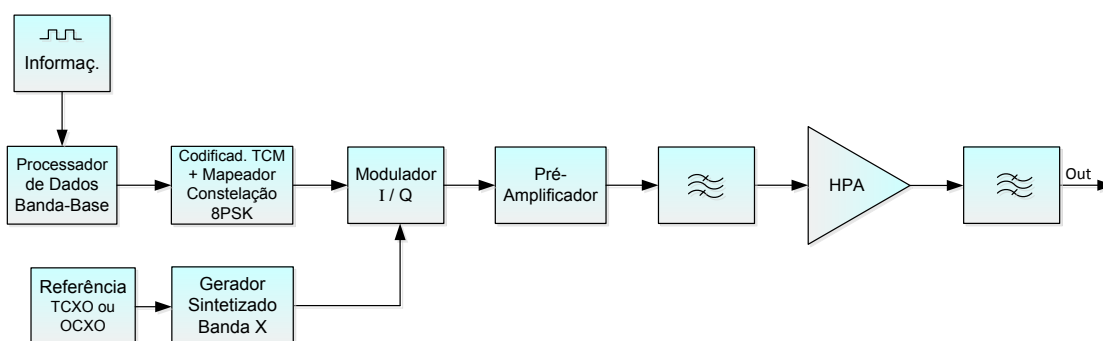


Figura 4.12 - Topologia com modulação direta em banda X e 4D-8PSK TCM.  
Fonte: do Autor.

O principal destaque deste DT é a modulação codificada em treliça multidimensional 4D-8PSK TCM, recomendada pelo comitê de padronização da ESA como já foi mencionado. De acordo com Silva (2012), a principal vantagem desta técnica é o resultado de, através da codificação em treliça aplicada a um conjunto de sinal expandido (em relação ao QPSK não codificado), ambas as eficiências em potência e banda serem atingidas, considerando um canal linear e AWGN, aumentando a margem do enlace em torno de 2,9 dB em relação às modulações QPSK, para a variante 2,0, onde este valor deve ser considerado teórico.

Mas também como já destacado, sua implementação tem grande complexidade tecnológica principalmente na obtenção de FPGAs capazes de operar em frequências muito altas.

## 5 DESCRIÇÃO DA SOLUÇÃO EMPREGADA NO DESENVOLVIMENTO DO PROJETO

Em sistemas de comunicações digitais, a largura de banda mínima necessária, também denominada condição suficiente para a transmissão da informação digital em um canal de comunicação ideal, sem perdas, linear e sem a presença de ruído, deve ser, segundo o teorema da amostragem de Nyquist,  $2B$ , onde  $B$  é definido no Capítulo 3 como sendo  $1/T$  (e  $T = 1/R_b$ );  $2B = BW$  que é denominado como a largura de banda do sinal modulado, *null-to-null bandwidth* ( $B_{null}$ ) - lóbulo principal do espectro do sinal modulado. Para um canal de transmissão AWGN e um subsistema de transmissão de dados real, emprega-se, portanto, a transmissão de todo o sinal modulado contido no  $BW$  para a demodulação ótima.

Para modulação MPSK,  $BW = 2R_b/n$ , onde  $n = \log_2 M$ . Deduz-se, portanto, que, se utilizarmos um esquema de modulação QPSK (4PSK,  $M = 4$ ), por exemplo, o  $BW$  será igual a  $R_b$ , em Hz.

Partindo-se da delimitação de ultra-alta taxa de dados introduzida neste trabalho, ou seja,  $R_b = 450$  Mbps, teremos então um  $BW = 450$  MHz para QPSK, e para o esquema 8PSK básico um  $BW = 300$  MHz ( $2/3$  do valor do QPSK).

Se utilizarmos o esquema OQPSK Filtrado com *roll-off* = 0,5, teremos  $BW = 352,4$  MHz (valor retirado e confirmado da simulação), cumprindo o requisito de  $BW$  máximo de 375 MHz.

Foram realizadas diversas simulações com o mesmo OQPSK Filtrado e, obteve-se para o limite máximo de  $BW = 375$  MHz o valor de  $R_b = 475$  Mbps.

Em outro exemplo de simulação obteve-se, para um  $R_b = 569,5$  Mbps e mesmo esquema de modulação, um  $BW = 450$  MHz. A redução do  $BW$  do sinal

modulado a ser transmitido para 375 MHz pode ser realizado com um filtro mecânico de alto Q, porém, acarretará numa perda adicional no enlace de descida de 0,7 dB; que, no fim das contas, é bem menor que os 3,45 dB necessários se for utilizado um 8PSK básico.

Os valores das larguras de bandas e da perda mencionadas acima, como o cálculo do enlace, foram obtidos utilizando-se uma planilha em Excel (planilha de cálculo de enlace utilizada para o satélite CBERS-4A; Ref.: GONÇALVES ET AL., 2016), bem como a confirmação dos valores de  $BW = 352,4$  MHz,  $BW = 375$  MHz e  $BW = 375$  MHz, que foram retirados diretamente do espectro do sinal do *design* simulado no Capítulo 6. Ver o cálculo do enlace na Seção 5.1 seguinte.

Devido a esta razão, e sendo suficiente para a transmissão de taxas até 569,5 Mbps, o esquema de modulação OQPSK Filtrado foi o escolhido para ser implementado no DT que será analisado e simulado neste trabalho.

O esquema 4D-8PSK TCM já foi tratado em estudos anteriores como o já citado em Silva (2012), mas não sua implementação, para variantes (eficiências em largura de banda) de 2,0, 2,25, 2,5 e 2,75, e, por este motivo, não será analisado neste trabalho. Notar que estas eficiências são relativas à Condição de Nyquist.

Ainda vale salientar que, os inúmeros artigos estudados minuciosamente, onde é importante citar os: Jeannin (2016), Fukami (2015), King (2012), Xianfeng (2007), Lee (2005) e Timothy (2004), sendo os três primeiros de maior destaque, nos auxiliaram na tomada de decisão da escolha da topologia e técnica de modulação empregada no DT proposto neste trabalho.

### **5.1. Cálculo do Enlace**

No extrato da planilha mostrada a seguir é mostrado o cálculo do enlace de

descida para um satélite genérico, utilizando-se dados reais, tanto para os parâmetros elétricos do DT, quanto para os parâmetros da estação terrena e de órbita do satélite.

Tabela 5.1 - Planilha de cálculo do enlace de descida de um satélite genérico.

**DT DESIGN**

Link budget

$\theta = 62,5^\circ$

Plane  $\Phi = 0^\circ$  Freq = 8212 MHz.

LINK BUDGET – DT			
		Satellite	Receive Site
<b>DT ANTENNA</b>			
<b>E/S LOCATION</b>			<b>Cuiabá</b>
LONGITUDE (+)W (-)E	deg		<b>56,0</b>
LATITUDE (+)N (-)S	deg		<b>-17,7</b>
ELEVATION MASK	deg		18,29
theta satellite			<b>62,5</b>
<b>SATELLITE LOCATION</b>			
HEIGHT	Km	<b>450</b>	
<b>SATELLITE - EARTH STATION</b>			
DISTANCE	Km	<b>1152,4</b>	
<b>TRANSPONDER</b>			
TX EIRP	dBW	14,5	
ANTENNA GAIN	dBi	<b>5,00</b>	HELIX ISOFLUX
TX OUTPUT POWER	dBW	<b>10,0</b>	SSPA
CABLE LOSSES	dB	<b>0,5</b>	WAVEGUIDE
BANDWIDTH	MHz	<b>375,00</b>	
<b>MODULATION</b>			
MODULATION		<b>OQPSK</b>	
INFORMATION RATE	Mbps	<b>450,00</b>	
CODE EFFICIENCY	bps/Hz	<b>1,3</b>	
SIGNAL BANDWIDTH	MHz	352,39	
<b>PROPAGATION</b>			
DOWNLINK FREQUENCY	MHz	<b>8212,00</b>	
CLEAR SKY DOWNLINK LOSS	dB	171,96	
<b>LOSSES</b>			
ATMOSPHERIC LOSS	dB	<b>0,80</b>	

como o SkySat-2

(Continua)

Tabela 5.1 - Continuação

RAIN ATTENUATION	dB	<b>1,0</b>
<b>EARTH STATION:(E/S)</b>		
RECEIVER G/T	dB/K	<b>35,5</b>
POLARIZATION LOSS	dB	<b>0,5</b>
ANTENNA POINTING LOSS	dB	<b>0,5</b>
<b>DOWNLINK BUDGET:</b>		
EIRP	dBW	14,5
LOSSES	dB	-174,76
G/T EARTH STATION	dB/K	35,5
BOLTZMANN'S CONSTANT	dB/J/K	228,6
Received C/No (DOWN)	dBHz	103,84
<b>OVERALL LINK BUDGET:</b>		
Received C/No (DOWN)	dBHz	103,8
Received Eb/No	dB	18,4
DEMODULATION LOSSES (CORTEX)	dB	<b>2,5</b>
OTHER LOSSES & DT LOSS	dB	<b>1,75</b>
DESIRED Eb/No (BER= 1e-6)	dB	<b>10,5</b>
MARGIN	dB	<b>3,62</b>
POWER FLUX DENSITY	dBW/m <sup>2</sup> /4kHz	-167,4
<b>CONSTANTS</b>		
EARTH RADIUS	Km	<b>6371</b>
LIGHT SPEED	Km/s	<b>300000</b>
<b>DEG/ RAD CONVERSION FACTOR</b>		
		<b>0,0175</b>
<b>INTERMEDIATE VALUES</b>		
SLANT RANGE= Re+H	Km	6821,00

Comentários sobre o cálculo:

- A altitude utilizada do satélite genérico de 450 km foi definida semelhante à do SkySat-2, devido a este ter ultra-alta resolução espacial (0,9 m) e por ser um satélite de pequeno porte (200 kg);
- O ganho da antena de transmissão,  $G = 5,0$  dBi, é dado de *datasheet* e refere-se a uma antena de tecnologia *Helix Isoflux*, com ganho máximo em  $\pm 62,5^\circ$ ;

- O HPA é de tecnologia SSPA, semelhante ao que será utilizado no CBERS-4A com  $P_{out} = 10 \text{ W}$ ;
- A Perda no Guia de Ondas até a antena = 0,5 dB;
- $R_b = 450 \text{ Mbps}$ ;
- A Eficiência da modulação de 1,28 bits/seg/Hz - valor do *design* simulado;
- A Frequência central da portadora = 8212 MHz, no centro da faixa da banda X;
- O  $G/T$  da estação terrena de recepção de imagens: valor especificado pela estação de Cuiabá, MT:  $G/T = 35,5 \text{ dB}$ ;
- As Perdas na demodulação: dados do fabricante (= 2,5 dB);
- Todas as demais perdas e atenuações estão com valores usualmente utilizados nos cálculos de enlace deste tipo de aplicação, como o do CBERS-4A;
- Por fim, a perda de implementação do DT, de 1,75 dB, foi resultado da simulação.

O resultado do cálculo do enlace de descida então fornece uma margem no enlace de 3,62 dB quando o requisito mínimo recomendado deve ser de 3 dB e a largura de banda ocupada de 352,39 MHz cumpre com o especificado.

## **5.2. Solução proposta: topologia e técnica de modulação**

Como destacado no Caput do Capítulo 5, a técnica de modulação que será



empregada no DT proposto é a modulação OQPSK Filtrada com  $roll-off = 0,5$ . Para uma necessidade de redução um pouco maior da banda do espectro a ser transmitido, pode-se usar  $roll-off = 0,35$ .

A arquitetura da topologia aplicada foi escolhida de tal forma a apresentar a melhor compactação possível para a utilização em satélites de pequeno e médio porte, mas que seja factível quando precisar ser implementada.

Portanto, das topologias vistas no Capítulo 4, a topologia 2 se distinguiu por apresentar o compromisso de boa compactação mesmo que um pouco aumentada em relação à topologia 1; mas devido à grande disponibilidade de componentes *off-the-shelf* com qualificação espacial e altas confiabilidades em banda S, sua implementação se torna favorável. O multiplicador de frequências por 4 pode ser adquirido com certa facilidade e será descrito funcionalmente na Seção 5.4.2.3.

A topologia 4, que foi empregada nos satélites CBERS-3&4 no MWT é a mais conservadora em relação ao *design*; entretanto, em relação ao compromisso de redução máxima de massa, de volume, e de consumo de energia, perde para a topologia 2.

O *trade-off* entre as topologias 1 e 2, com desfecho apontando vantagem da topologia 2, foi discutido no Capítulo 4.

A frequência da portadora de transmissão em banda X é definida na frequência central da banda, 8212 MHz e o espectro do sinal modulado de saída do DT pode ser visualizado no documento de especificação da próxima seção (Seção 5.3), requisito 2.1.5.

### **5.3. Especificação dos requisitos elétricos do DT**

No extrato do documento a seguir, são apresentados os requisitos elétricos

principais para o transmissor de dados (subsistema DT), baseado nos documentos de especificação de DTs desenvolvidos no INPE.

“

## REQUISITOS

### 1 - DEFINIÇÃO DO SUBSISTEMA

O Subsistema Transmissor de Dados (DTS) do Satélite Genérico deverá receber e pré-processar os dados de imagem provenientes do sensor de imageamento CÂMERA e dados auxiliares do computador de bordo e transmitir os dados em tempo real para a estação terrena de recepção de imagem.

No DTS está incluída a parte de processamento dos dados, a parte do canal de RF de transmissão, a parte de interface com outros subsistemas do satélite e a antena de transmissão.

#### 1.1 - Função

O DT tem a função de gerar uma portadora na banda X modulada (em OQPSK Filtrada) com os dados (sinal digital modulante) provenientes da CÂMERA. O diagrama em blocos é o apresentado na Figura 5.1 abaixo.

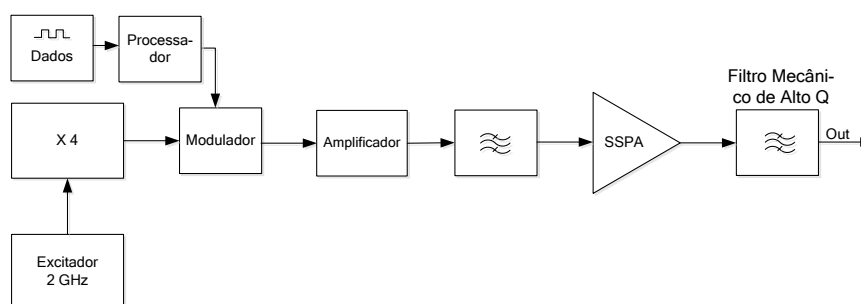


Figura 5.1: Diagrama de blocos do DT projetado.

#### 1.2 - Modos de Operação

- **Modo *Stand-by***

Este modo é o denominado modo de longo prazo em órbita. Neste modo, a alimentação de energia de longo prazo do DTS está em *ON*. Osciladores de referência permanecem em *ON* neste modo.

- **Modo de Transmissão em Tempo Real**

O DTS será colocado no modo de transmissão em tempo real através de telecomandos quando o satélite estiver visível para as estações de recepção de imagem e de missão. Neste modo, os dados de imagem são pré-processados (codificação de fonte), dispostos com formatação pré-definida, embaralhados (*scrambling*) e modulados antes de serem enviados em tempo real para o canal de RF. Os dados de imagem são transmitidos para a estação de recepção de imagem através da antena.

- **Modo *OFF***

Todos os equipamentos do DTS são comandados para *OFF* neste modo. Este modo é ativado em caso de colocação do satélite em modo de emergência e em lançamento.

## **2 - REQUISITOS DE DESEMPENHO ELÉTRICO**

O subsistema DT deverá satisfazer os seguintes requisitos de desempenho em função da órbita nominal do satélite, range ambiental e tempo de vida da missão, especificados em documentos da missão.

### **2.1 - Desempenho do Subsistema**

#### **2.1.1 - Processador do Sinal Digital**

O processador recebe os dados de imagem da câmera e aplica a codificação de fonte, *scrambling* e codificação de canal.

#### **2.1.2 - Modulação do Canal**

Os sinais *I/Q* vindos do processador deverão ser modulados em OQPSK – lembrando que o sinal *Q* deverá ter um atraso de 0,5 símbolos

em relação ao  $I$ . Antes da modulação os sinais deverão ser codificados diferencialmente.

### ● **Modulador**

Desbalanceamento de fase do modulador: melhor que  $\pm 4^\circ$ ;

Desbalanceamento de amplitude do modulador: melhor que 1 dB.

#### **2.1.3 - Bit rate**

A taxa de bits do canal deverá ser de 450 Mbps.

#### **2.1.4 - Frequência de Transmissão**

Frequência Central: 8212 MHz (com estabilidade melhor que  $2 \times 10^{-5}$ );

RF Bandwidth: 1 dB Bandwidth:  $\leq 375$  MHz ;

3 dB Bandwidth:  $\leq 400$  MHz.

#### **2.1.5 - Máscara do Espectro**

O espectro do sinal modulado deverá cumprir a máscara da Figura 5.2 (de acordo com CCSDS, 2009).

#### **2.1.6 - Taxa de Erro de Bit**

A taxa de erro de bit (BER) do sistema de comunicação, que inclui o DTS e o sistema do segmento de recepção de imagem deverá ser inferior a  $10^{-6}$  ( $C/N_0 = 103,8$  dBHz).

#### **2.1.7 - Estabilidade em Frequência do Oscilador Local**

De curto prazo:  $1 \times 10^{-9}/0,1$ s (*Allan variance*);

Total:  $\pm 2 \times 10^{-5}$  sobre todas as condições e todo intervalo de tempo da missão.

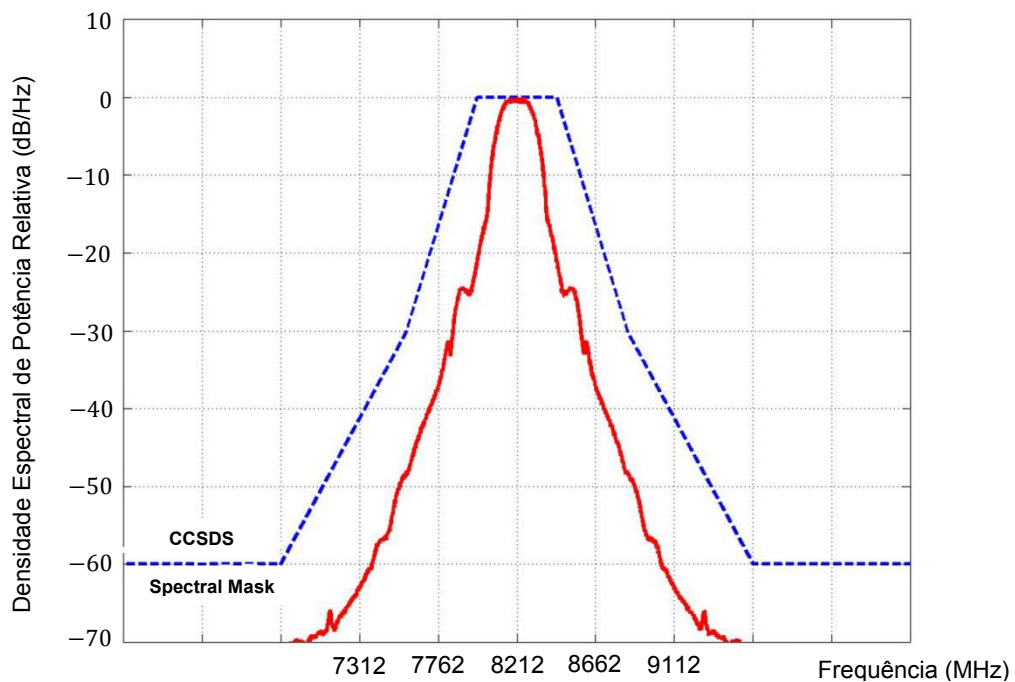


Figura 5.2: Máscara do espectro do sinal modulado.  
 Fonte: CCSDS (2009).

### 2.1.8 - Ruído de Fase

O ruído de fase da portadora residual não deverá exceder  $6^\circ$  rms, medida na banda de 100 Hz a 1 MHz para a portadora não-modulada.

### 2.1.9 - Variação de Atraso de Grupo

A variação total de atraso de grupo em 100% das frequências na largura de banda de operação deverá ser de 8 ns pp no máximo.

### 2.1.10 - Coeficiente AM/PM

A conversão AM na Modulação PM não deverá exceder  $3,0^\circ/\text{dB}$  para todos os níveis de potência até o valor nominal e para qualquer frequência de modulação até 10 KHz.

### 2.1.11 - AM Residual

O AM residual no sinal modulado de saída em banda X deverá ser menor que 4%.

#### **2.1.12 - EVM**

O EVM do sinal modulado de saída em banda X deverá ser menor que 10 % rms.

#### **2.1.13 - Harmônicos e Espúrios**

Em larguras de banda de 1 MHz a 450 MHz em torno da frequência central, todas as harmônicas de saída não deverão exceder -30 dBc. Todos os espúrios de saída não deverão exceder -60 dBc.

#### **2.1.14 - RF Power**

A potência de RF de saída do SSPA deverá ser de, pelo menos, 10W (10dBW) no P<sub>2dB</sub>.

#### **2.1.15 - EIRP**

O EIRP deverá ser maior ou igual a 14,5 dBW.

#### **2.1.16 - Requisitos de Desempenho Elétricos da Antena**

A antena do DTS deverá cumprir os seguintes requisitos elétricos:

Tipo: *Helix Isoflux* com feixe largo (feixe moldado com máximo em  $\pm 62,5^\circ$ );

Ganho:  $\geq + 5$  dBi em  $\pm 62,5^\circ$ ;

>  $-4,4$  dBi nos eixos;

Polarização: RHCP;

A antena de transmissão em banda X não deverá apresentar campo irradiado com razão axial maior que 6 dB, para ângulos polares entre  $0^\circ$  e  $62,5^\circ$  e todos os ângulos de azimute;

VSWR:  $< 1,4$ ;

Capacidade de potência: 40 W.

”

#### 5.4. Descrição funcional

O DT tem a função de gerar uma portadora na banda X modulada (em OQPSK Filtrada) com os dados provenientes dos sensores de sensoriamento remoto da Terra. O diagrama em blocos é o apresentado na Figura 5.3 e o *design* / esquema elétrico é mostrado na Figura 5.4, que é uma adaptação da Figura 4.3.

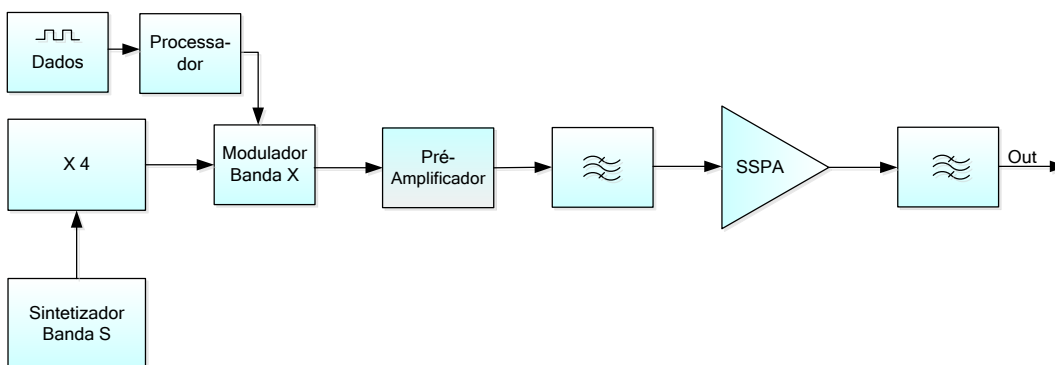


Figura 5.1 - Diagrama em Blocos do DT.

A portadora em banda X (8,212 GHz) é gerada, como evidenciado anteriormente, através de uma multiplicação por quatro de uma portadora sintetizada em banda S. O sinal em 8 GHz é então modulado com o sinal digital já dividido em *I* e *Q* com filtragem em ambos os sinais. Esta filtragem é realizada por filtros LC discretos ou filtro digital com resposta SRRC e roll-off = 0,5. Posteriormente, a portadora é filtrada e pré-amplificada e então conectada ao amplificador de potência SSPA.

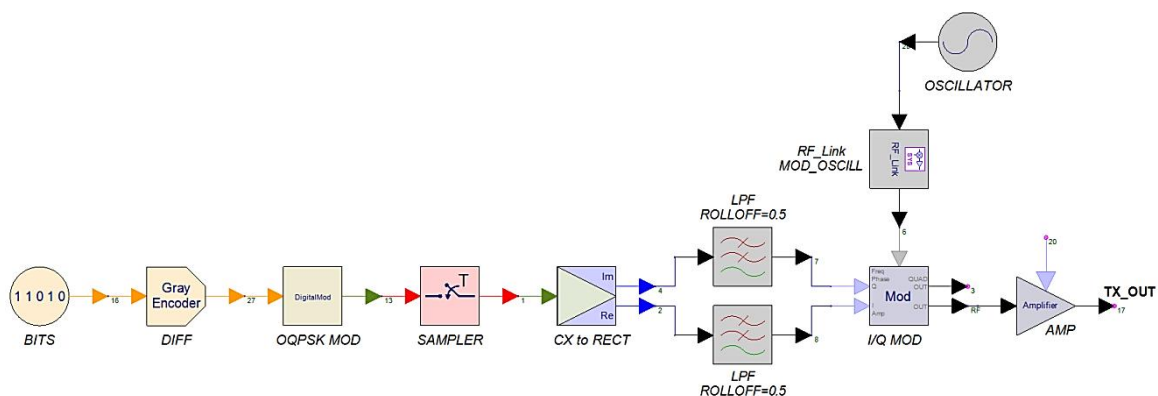


Figura 5.4 - Circuito elétrico do DT – *Design* para simulação no SystemVue.

O filtro BPF de saída é normalmente mecânico de alto Q devido aos requisitos apertados de rejeições e conformação da largura banda de transmissão, mas, principalmente, devido a ter baixíssima perda.

#### 5.4.1. Síntese dos requisitos do DT

Os requisitos elétricos do DT estão sintetizados na Tabela 5.2 abaixo:

Tabela 5.2 - Resumo dos Requisitos do DT.

<b>Frequência da portadora banda S</b>	2053 MHz
<b>Frequência da portadora banda X</b>	8212 MHz
<b>Potência de Saída</b>	40±0,5 dBm
<b>VSWR de saída @ 50 ohms</b>	≤ 1,4:1
<b>Banda do sinal modulado</b>	375 MHz máx.
<b>Modulação</b>	OQPSK
<b>Constelação</b>	**
<b>Distorção na Modulação</b> <b>Desbalanceamento de Amplitude</b> <b>Balanco de Fase</b>	1 dB máx. ± 4° max
<b>AM residual</b>	≤ 4%
<b>Ruído de fase integrado (100Hz a 1MHz)</b>	≤ 6° rms
<b>Coefficiente AM/PM</b>	≤ 3°/dB
<b>Ruído de fase integrado (100Hz a 1MHz)</b>	≤ 6° rms

(Continua)



Tabela 5.2 - Continuação

Varição do Atraso de Grupo	$\leq 8$ ns pp
Estabilidade de curto prazo (0,1 to 10 segundos)	$\leq 1 \times 10^{-9}$
Estabilidade em Temperatura	$\pm 2 \times 10^{-5}$
Rejeição de harmônicos	$\leq -30$ dBc
Nível de sinais espúrios	$\leq -60$ dBc

\*\* Constelação:

<i>I</i>	Q	Fase
0	0	0°.
1	0	90°
1	1	180°
0	1	270°

#### 5.4.2. Descrição e especificação elétrica dos módulos do DT.

Nesta seção são apresentados todos os módulos do DT conforme a Figura 5.3.

##### 5.4.2.1. Sintetizador banda S

O sintetizador banda S é responsável pela geração da portadora *Continuous Wave* (CW) em 2053 MHz de baixo ruído de fase utilizando a tecnologia de oscilador sincronizado em fase – PLL.

A especificação deste módulo é apresentada a seguir:

Tabela 5.3 - Requisitos do Gerador de Portadora na Banda S.

	<b>Sintetizador Banda S</b>
<b>Frequência de operação (MHz)</b>	2053
<b>Potência de Saída (dBm)</b>	$5 \pm 0,5$
<b>Estabilidade de curto prazo (0,1 a 10 seg.)</b>	$\leq 1 \times 10^{-9}$
<b>Ruído de Fase integrado (100 Hz a 1 MHz da portadora)</b>	$\leq 1,2^\circ$ rms
<b>Nível de sinais espúrios</b>	$\leq -50$ dBc
<b>Nível de harmônicos</b>	$\leq -40$ dBc

#### 5.4.2.2. Modulador vetorial banda X

O Modulador Vetorial realiza a modulação OQPSK na portadora em banda X a partir dos sinais digitais *I* e *Q*, combinados inicialmente e vindos da câmera imageadora do satélite. Estes sinais estão pré-processados com codificação de fonte e *scrambling*, e com filtragem SRRC. Estas últimas funções são realizadas pelo módulo **Processador** de dados. A taxa de símbolos é 225 Mega símbolos por segundo – Msps (QPSK = 2 bits por símbolo), assim, a taxa de bits para cada *I* e *Q* é de 225 Mbps.

A especificação deste módulo é apresentada a seguir:

Tabela 5.4 - Requisitos do Modulador Vetorial Banda X.

	<b>Modulador Banda X</b>
<b>Frequência de operação (MHz)</b>	8212
<b>Potência nominal da portadora banda X (dBm)</b>	$10 \pm 0,5$
<b>Potencia nas entradas I e Q (dBm)</b>	$0 \pm 1$
<b>Faixa de Modulação de cada entrada I e Q (banda-base)</b>	DC a 500 MHz
<b>Potência nominal do Sinal Modulado (dBm)</b>	$2,5 \pm 0,5$
<b>Distorção na Modulação</b>	
<b>Desbalanceamento de Amplitude</b>	1 dB Max
<b>Desbalanceamento de Fase</b>	$\pm 4^\circ$ max
<b>Rejeição da Portadora na Saída</b>	-25 dBc mín.
<b>Impedância de referência</b>	50 ohms
<b>VSWR de entrada</b>	$\leq 1,5:1$
<b>VSWR de saída</b>	$\leq 2,5:1$

#### 5.4.2.3. Multiplicador de frequência para banda X

Um método alternativo para gerar um sinal em banda X com baixo ruído de fase é gerar um sinal de frequência em banda S de alta qualidade e, posteriormente, empregar um multiplicador (quadruplicador) de frequência para fornecer a frequência desejada à portadora. O multiplicador introduz pouquíssimo ruído de fase próprio, mas o processo de multiplicação de frequência por si só, aumenta inevitavelmente o ruído de fase, mesmo considerando o multiplicador ideal. Mas, no final do processo, será obtido um sinal em banda X com ruído de fase menor do que seria obtido com a geração direta.

Os multiplicadores de frequência **X** 4 utilizam as características não lineares de transistores MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) com a tecnologia InGaP/GaAs HBT (*Indium Gallium Phosphide/ Gallium Arsenide Heterojunction Bipolar Transistor*) que operam em altas frequências. A supressão da

frequência fundamental e sub-harmônicos indesejados é obtida pela arquitetura interna do circuito e *design* específico para uma determinada faixa de frequências.

Este módulo translada a portadora intermediária de 2053 MHz para a frequência de portadora em 8212 MHz.

Tabela 5.5 - Requisitos do Multiplicador.

	<b>Multiplicador</b>
<b>Frequência de entrada (MHz)</b>	2053
<b>Frequência de saída (MHz)</b>	8212
<b>Potencia na entrada (dBm)</b>	5 máx.
<b>Potencia na saída (dBm)</b>	10 ± 0,5
<b>Supressão de sub-harmônicos (dB)</b>	25 mín.
<b>SSB Phase Noise (100 kHz de Offset) (dBc/Hz)</b>	-140 máx.
<b>VSWR de entrada</b>	≤ 1,5:1
<b>VSWR de saída</b>	≤ 2,5:1

#### 5.4.2.4. Amplificador e filtro em banda X

O módulo Amplificador em Banda X amplifica o sinal da portadora de 8 GHz da saída do modulador para a potência nominal de entrada do SSPA para a operação deste último na saturação onde se consegue a maior eficiência em potência. A perda do módulo Filtro em Banda X deverá ser somada no requisito de potência de saída. Nesta frequência o *design* é realizado utilizando-se Transistores de Efeito de Campo-Metal-Semicondutor de Arseneto de Gálio (MESFETs de GaAs) (GREBENNIKOV, 2011). Para a construção do amplificador, análises e otimização são feitas com software específico para circuitos ativos e passivos de micro-ondas e RF, como o ADS 2016 da Keysight Technologies.

A especificação deste módulo é:

Tabela 5.6 - Requisitos do Amplificador Banda X

Especificação	Amplificador Banda X
Frequência de operação (MHz)	8190 a 8440 MHz
Potência de Entrada (dBm)	$2,5 \pm 0,5$
Potência de Saída (dBm)	$15 \pm 0,5$
Ganho Total (G)* (dB)	$\geq 12,5$
$P_{1dB}$ na saída (dBm)	$\geq 13$
Impedância de referência	50 ohms
VSWR de entrada	$\leq 1,5:1$
VSWR de saída	$\leq 1,5:1$

\*  $G = P_{req} - P_{in} + \text{Atenuador} + \text{Perda Filtro} + \text{Perda Cabo} + \text{Margem Regulação} = 3 - 2,5 + 3 + 3 + 1 + 5 = 12,5$  dB; onde  $P_{req}$  é a potencia requerida de entrada do circuito subsequente.

O Filtro em Banda X (do tipo passa faixas) pode ser construído em *microstriplines*. Para seu *design* utiliza-se o mesmo software ADS de análise e otimização de circuitos de RF. O filtro garante a rejeição das harmônicas e dos espúrios da saída do amplificador.

A especificação deste módulo é:

Tabela 5.7 - Requisitos do Filtro Passa Faixas.

Especificação	Filtro Passa Faixas
Frequência central de operação (MHz)	8212
Perda por Inserção	$\leq 3$ dB
Faixa de Passagem de 1 dB	475 MHz
Rejeição - Atenuação	60 dBc @ 16424 MHz
Impedância de referência	50 ohms
VSWR de entrada e saída	$\leq 1,4:1$

#### 5.4.2.5. SSPA

Segue abaixo a especificação do *X-Band Solid State Power Amplifier* da NEC Space Technologies, Ltd.

Tabela 5.8 - Requisitos do SSPA.

Item	Parâmetro	Desempenho	Comentário
1	<b>Frequência de Operação</b>	7690 a 8460 MHz	
2	<b>Ganho</b>	49 dB mín.	
3	<b>Potência de Saída</b>	40 dBm mín.	
4	<b>Overdrive</b>	10 dB acima do RIP*	por 24h
5	<b>Distorção de Intermodulação</b>	15 dB mín.	0 dB OBO @ 2 portadoras à potência nominal
6	<b>Desvio de Fase</b>	15° máx.	
7	<b>Conversão AM/PM</b>	2,5°/dB máx.	
8	<b>Figura de Ruído</b>	10 dB máx.	
9	<b>VSWR</b>	1,25:1	entrada e saída
10	<b>Potência DC</b>	57 W 45 W	@ RF ON @ sem RF
11	<b>Tamanho</b>	280 x 144 x 71 mm	
12	<b>Massa</b>	1,78 kg	

\* Rated Input Power

## 6 SIMULAÇÃO E AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO DT EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO GLOBAL

Neste Capítulo é apresentada a simulação da cadeia completa do sistema de comunicação, composta por: i) a parte de geração do sinal digital (fonte de informação) e a codificação / processamento de fonte, ii) o canal de RF do DT, incluindo o processo de mapeamento  $I/Q$  e filtragem de cada canal  $I$  e  $Q$ ; iii) o canal de comunicação considerando ter um *Additive White Gaussian Noise*-AWGN; e iv) a parte de recepção/demodulação considerada ideal.

O software de análise e otimização de sistemas de comunicação SystemVue é empregado na execução das simulações.

O SystemVue é um software desenvolvido pela Keysight Technologies, Inc. Possui um ambiente com ênfase em automação de projeto eletrônico (EDA) para *design* em nível de sistema eletrônico (ESL) de comunicação. Ele permite aos arquitetos e engenheiros de sistemas, e desenvolvedores de algoritmos, inovar na camada física (PHY) de sistemas de comunicação sem fio na área aeroespacial e de defesa. Para os projetistas de RF, de DSP e de FPGA / ASIC, proporciona um valor agregado único. O SystemVue substitui ambientes digitais, analógicos e matemáticos de usos gerais como, plataforma dedicada para o *design* em ESL e realizando o processamento de sinais. Ele simula diretamente na camada de RF, reduz pela metade o tempo de desenvolvimento, realiza a verificação na camada física e se conecta na análise de fluxo de dados em EDA.

Ele é executado em uma estação computacional de trabalho dedicada, a Workstation HP Z820, cujas especificações principais são:

- dois processadores Intel<sup>®</sup> Xeon<sup>®</sup> em 3,4 GHz, com capacidade para até 24 núcleos de processamento;

- placa de vídeo NVIDIA Quadro 4000;
- 6 TB de capacidade de armazenamento.

O arquivo de *design* (denominado de workspace - extensão wsv) chega a possuir, após o processamento, um tamanho de 60GB, com um tempo total de processamento de até 8 dias.

Neste ponto, podemos enfatizar que o objetivo principal deste trabalho foi voltado para o canal de RF, apesar de a parte de codificação / processamento do sinal digital até a entrada do mapeador e o próprio mapeador também serem funções internas do transmissor de dados.

Assim sendo, o objetivo desse Capítulo 6 é avaliar o desempenho do DT proposto com modulação OQPSK Filtrada e os impactos da inclusão dos parâmetros elétricos dos módulos do transmissor considerados na simulação. Estes dados são resultados de circuitos reais montados e testados e, na falta destes, valores especificados fornecidos pelos fabricantes.

Para tanto, através da simulação da cadeia completa do sistema de comunicação, serão obtidos os valores de BER, EVM e largura de banda do DT.

A seguir, são apresentadas as partes utilizadas na simulação.

Em primeiro lugar, os detalhes da simulação são mostrados por elemento do *design* (Figura 5.2), incluindo a geração dos bits, que simula os dados provenientes do sensor imageador.

A codificação de fonte, o *scrambling* e a divisão em dois sinais *I/Q*, mais todas as funções até a entrada do canal de comunicação são realizadas pelo DT. Depois de divididos, ambos os sinais *I* e *Q* são então filtrados através de filtros com resposta SRRC com *roll-off* = 0,5 resultando nos sinais de entrada do mapeador *I/Q*.



O elemento mapeador  $I/Q$  gera então um par  $I(t)$  e  $Q(t)$  que são as entradas, sinais modulantes, do modulador  $I/Q$  linear em banda  $X$ . O modulador fará o mapeamento final em pontos pré-definidos da constelação de sinais  $I(t) \times Q(t)$ .

O modulador em banda  $X$  tem, como sinal de RF de entrada, o OL em 8,212 GHz que é gerado por um oscilador em 2053 MHz e um módulo *RF\_Link MOD\_OSCILL* que quadruplica o sinal em banda  $S$ , amplifica para a potência nominal requerida e realiza a filtragem para a eliminação de harmônicos, sub-harmônicos e espúrios.

O sinal é posteriormente amplificado por um HPA, cujo modelamento não linear foi discutido por Silva (2012) e os resultados serão aqui utilizados. Sabe-se que os efeitos da não linearidade variam de acordo com o modelo utilizado e, naturalmente, com o dispositivo a ser modelado. Os dois tipos de HPA mais frequentemente utilizados em satélites, como já mencionados, são a TWTA e SSPA sendo que, nesse trabalho, foi decidido utilizar os resultados de uma TWTA, como referenciado, devido à sua maior perturbação na fase do sinal e também pelo fato de ter sido usado um modelo mais preciso. Lembrar que, na proposta do Capítulo 5, as especificações apresentadas são de um SSPA, mas a contribuição nas perdas do enlace de um TWTA teoricamente deve ser mais significativa. O modelo não linear da TWTA da referência é o modelo de Saleh, (1981).

Por fim, o desempenho do sinal é avaliado de acordo com os critérios de eficiência em banda, através do cumprimento da máscara espectral do CCSDS (2009), e de potência, através da curva de BER do sistema. Como não é colocado nenhum atraso ou imperfeição na geração do sinal e o receptor é considerado ideal, o resultado final reflete o valor de BER do sistema mais o que é introduzido pelo DT. O Valor de EVM do DT também é avaliado.

## 6.1. Descrição da simulação

A Figura 6.1 mostra o diagrama do circuito contendo todos os elementos utilizados na simulação do sistema de comunicação equivalente passa-faixas. As simulações foram feitas utilizando o software SystemVue™ 2016.08 da Keysight Technologies, Inc.

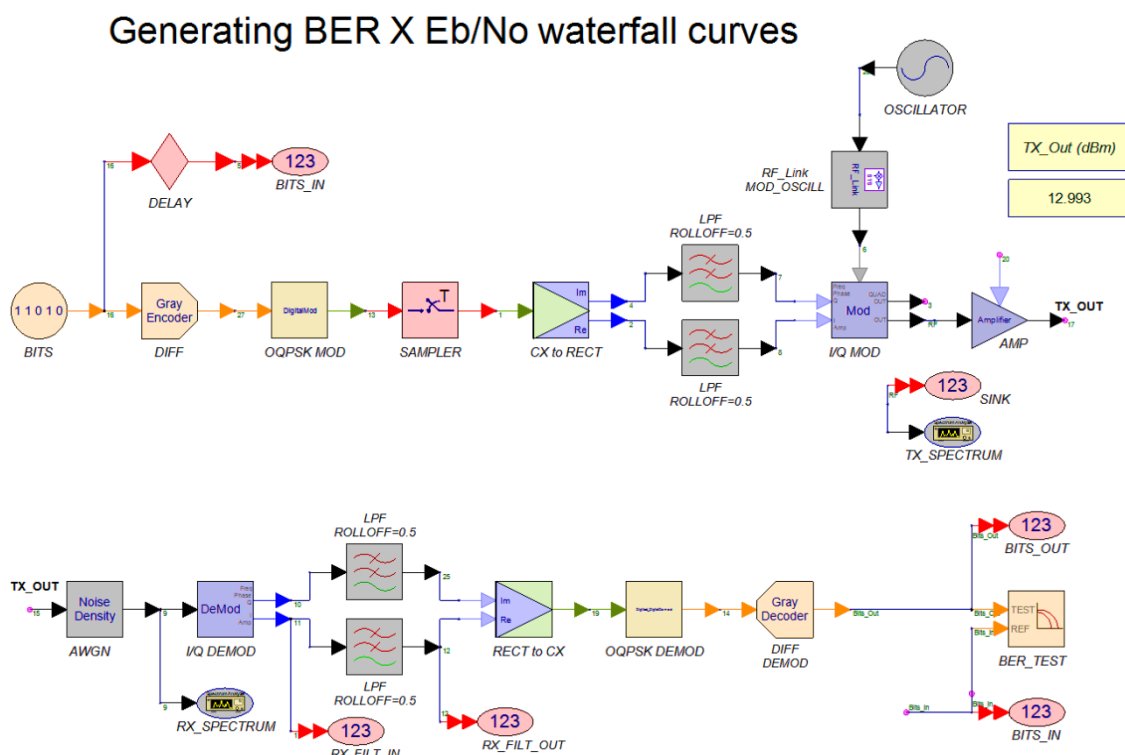


Figura 6.1 - Sistema de comunicação completo – o DT na parte superior.

O diagrama inicia (na parte superior da Figura 6.1) com uma fonte de dados aleatória *BITS*, que consiste num gerador de dados digital com taxa de bits de 450 Mbps com codificação NRZ-L e *scrambling* para geração final de uma sequencia binária aleatória PRBS 15 (*PseudoRandom Binary Sequence*  $15 = x^{15} + x^{14} + 1$ , por definição).

Em seguida o trem de bits passa por um codificador diferencial *DIFF*, cuja função é, combinada com a decodificação no receptor, eliminar as ambiguidades do sinal OQPSK que ocorrem na transmissão (ver Seção 3.1.7). Agora o sinal entra no Modulador OQPSK propriamente dito; o *OQPSK MOD*, em conjunto com o *I/Q MOD*, realizará a modulação OQPSK. O bloco *SAMPLER*, que está na sequência, tem a função de aumentar a amostragem do sinal e é apenas uma necessidade para o simulador.

O próximo passo é dividir o sinal em *I* e *Q*, e em cada um dos ramos será realizada a filtragem pelos LPFs com resposta SRRC de *roll-off* = 0,5 para conformação do sinal modulado.

As duas sequências de bits, *I* e *Q*, já se encontram com as amplitudes e fases adequadas e serão mapeadas pelo modulador *I/Q*, gerando o sinal modulado *OQPSK Filtrado*.

A portadora de RF de entrada do modulador é sintetizada por um oscilador em banda S - *OSCILLATOR* - ligado ao quadruplicador (*RF\_Link MOD\_OSCILL*), gerando o sinal em 8212 MHz, que é a frequência central do sinal CW do DT.

O sinal modulado em banda X é então amplificado para uma potência pré-estabelecida,  $P_{out}$ , de aproximadamente 13 dBm (no diagrama: *TX\_Out*). Este valor é utilizado na equação de cálculo de  $E_b/N_0$  no *design* de simulação. O DT está concluído neste ponto.

Na parte inferior da figura, o sinal *TX\_Out* é transmitido em um canal AWGN e chega ao receptor/demodulador no primeiro elemento – *I/Q DEMOD*, que realiza a demodulação OQPSK. Na demodulação o caminho agora do sinal atravessa módulos que farão as operações inversas realizadas na modulação. Os filtros de recepção são os mesmos LPFs com resposta SRRC perfazendo, combinados com os filtros de transmissão, a filtragem casada como explanado na Seção 4.2.3.

Na saída do sistema é obtido o trem de bits *BITS\_OUT* que é comparado com os *BITS\_IN*, bits de informação inicial com um *delay* apropriado, através do módulo *BER\_TEST* do software.

É gerada, portanto, a curva com o formato de cachoeira de BER versus a variação de  $E_b/N_0$ . São obtidos também valores de EVM do transmissor.

Em um segundo passo, é simulada a influência da característica não linear da TWTA, modelada no SystemVue através de um módulo MATLAB, cujas equações e coeficientes utilizados para o modelamento são os apresentados em Silva (2012).

## **6.2. Avaliação do desempenho**

Anunciado o sistema de comunicação completo operando em 8,212 GHz com taxa de bits de 450 Mbps para a simulação, nesta seção são mostrados os resultados de desempenho do DT com modulação OQPSK Filtrada, bem como são avaliados os efeitos dos parâmetros reais/especificados incorporados na simulação.

Primeiramente, o *design* foi simulado atribuindo-se valores ideais aos parâmetros elétricos dos módulos.

No segundo passo, empregaram-se valores reais para alguns parâmetros elétricos dos circuitos, como: o ruído de fase nas frequências, conforme requisito 2.1.8 da Seção 5.3, e a estabilidade em frequência (requisito 2.1.7), para a portadora sintetizada na frequência de 8,300 GHz (circuito *OSCILLATOR + RF\_Link MOD\_OSCILL*). Valores estes, medidos em laboratório de um protótipo de oscilador sintetizado em banda S com multiplicação por 4.

Para o *AMP*, os valores das não linearidades de amplitude foram: os pontos  $P_{1dB}$  e *Third Order Intercept* (TOI); e a figura de ruído. (Resultados medidos do X-BAND AMPLIFIER + DETECTOR do MWT – CBERS-3 & 4).

E adotaram-se as imperfeições dos desbalanceamentos de fase, amplitude e frequência do modulador em banda X montado no laboratório do INPE (ARAUJO, 2007).

### 6.2.1. Desempenho do DT – BER e EVM

Nesta seção são expostos os resultados simulados do trabalho em função da execução do *design* da Figura 6.1.

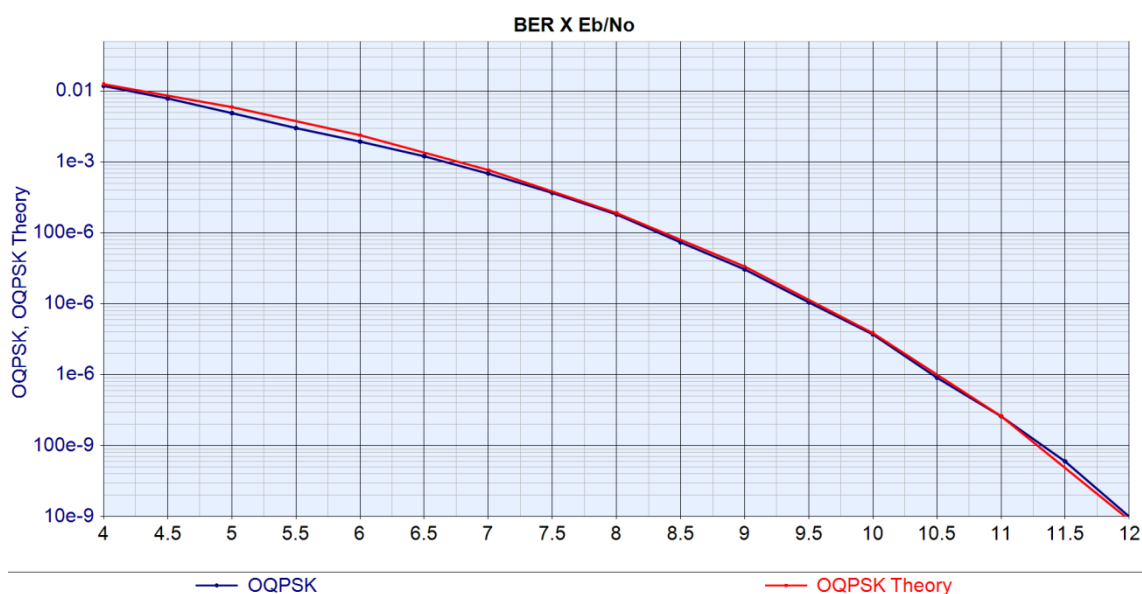


Figura 6.2 - "Curva da cachoeira" de  $BER \times E_b/N_0$  teórico e do DT ideal.

No início da apresentação dos resultados, tem-se a curva da Figura 6.2 que representa a resposta do sistema para valores ideais dos parâmetros elétricos dos módulos do DT.

Portanto, esta “curva da cachoeira” da Figura 6.2 mostra a probabilidade de erro de bit do DT ideal, em azul, e pode ser comparada com o valor teórico para OQPSK em vermelho dos mesmos  $BER \times E_b/N_0$ , concluindo que há uma correta similaridade entre eles. Deste gráfico, por exemplo, para um BER de  $1 \cdot 10^{-6}$  obtém-se o valor de  $E_b/N_0 = 10,5\text{dB}$ .

A seguir, é simulado novamente o mesmo sistema com valores reais dos parâmetros elétricos dos circuitos, denominados imperfeições.

Na Figura 6.3 é apresentado o resultado desta simulação.

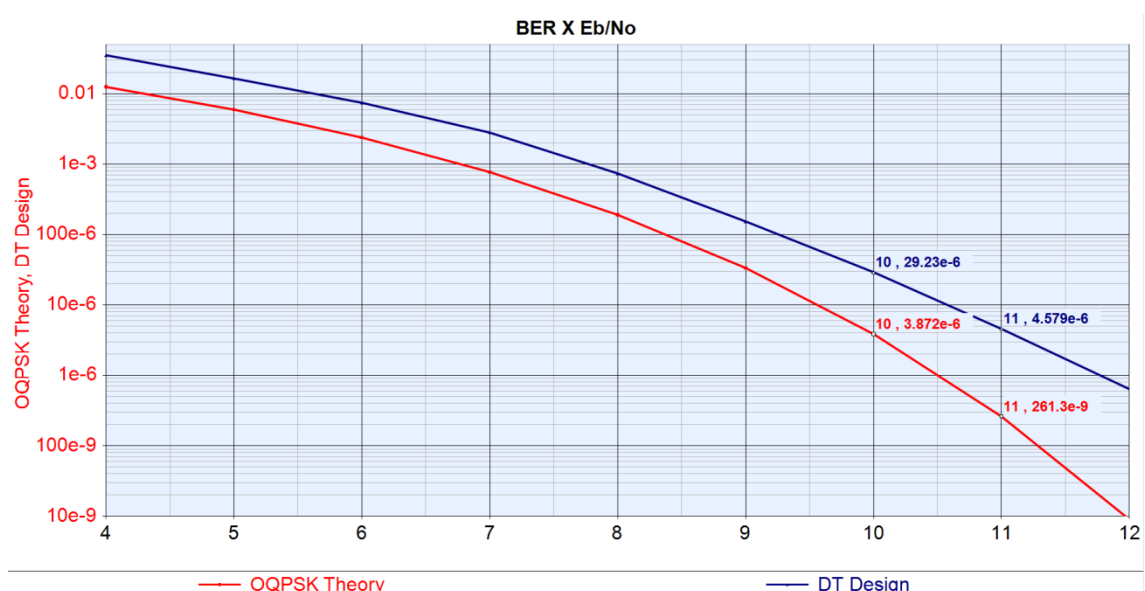


Figura 6.3 - “Curva da cachoeira”  $BER \times E_b/N_0$  do DT com parâmetros dos módulos associados.

Da Figura 6.3 podem ser obtidos os valores de BER para o transmissor real, onde podemos notar o efeito dos resultados práticos no *design* de simulação. O valor agora de  $E_b/N_0$  para o mesmo BER é de 11,75 dB, um acréscimo necessário (perda) de 1,25 dB, sendo 0,5 dB a contribuição da codificação diferencial (Seção 3.1.5) e 0,75 dB de perda do DT.

O EVM do transmissor é obtido usando um *Sink* (Medidor) do SystemVue, *EVM\_Sink*. O resultado é um  $EVM = 5,6\% \text{ rms}$  (especificação = 10%); o resultado dinâmico pode ser visto na Figura 6.4.

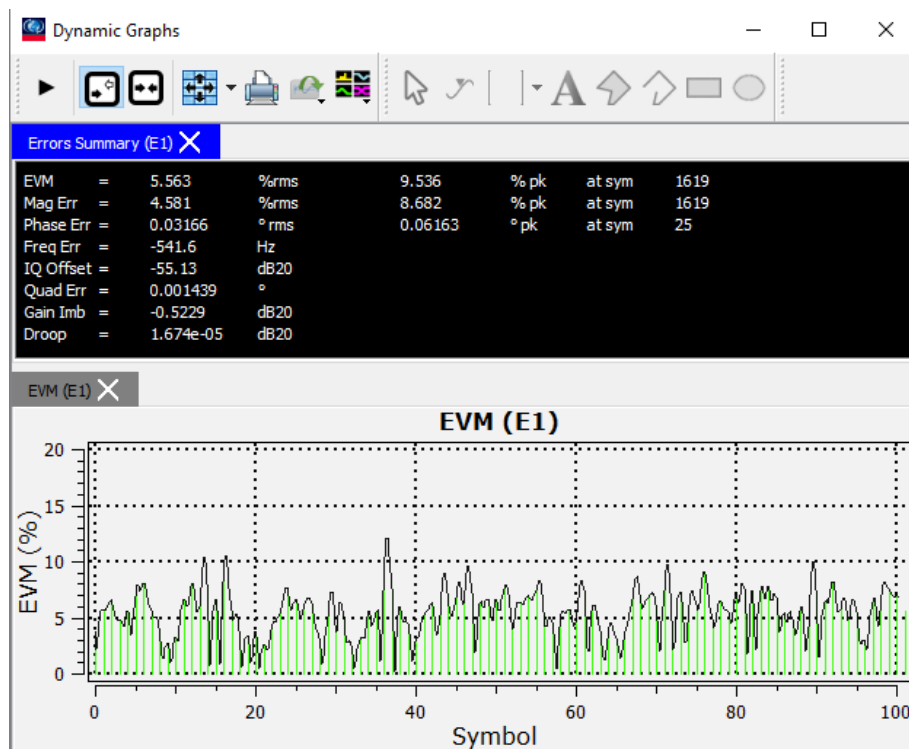


Figura 6.4 - Valores de EVM e os desbalanceamentos na saída do DT – Medida dinâmica.

### 6.2.2. Largura de banda ocupada

Na saída do DT, após o amplificador de saída do modulador, é medido o espectro do sinal modulado, como mostrado na Figura 6.5.

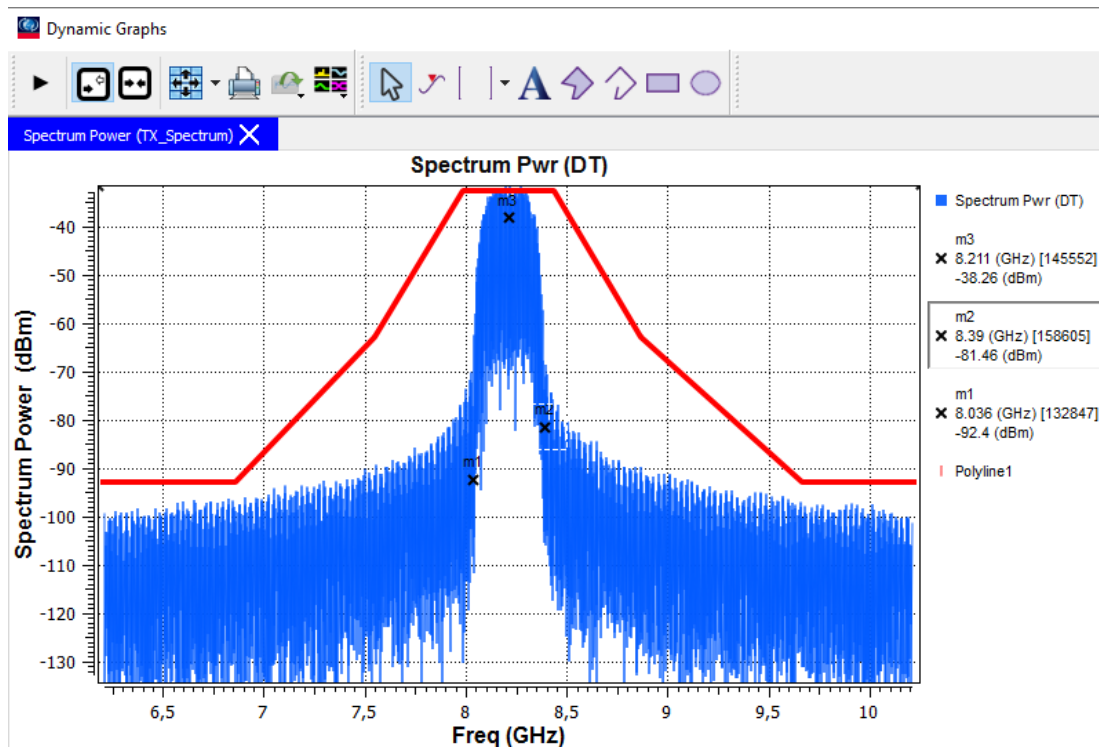


Figura 6.5 - Largura de banda ocupada em banda X do DT e a máscara do CCSDS. (Gráfico dinâmico).

É traçada em vermelho neste gráfico a máscara da norma CCSDS (2009), onde se pode comprovar que a largura de banda  $B_{null}$  do sinal modulado, de 354 MHz, centrada em 8212 MHz e com taxa de bits de 450 Mbps, cumpre com folga este requisito. O valor exato de  $B_{null}$ , expandindo-se o espectro, está no cálculo do enlace.

Do espectro acima se pode observar também a redução dos lóbulos laterais devido à filtragem SRRC.

### 6.2.3. Efeito da TWTA

Como enunciado na Seção 6.1, utilizou-se como “*equations*” do módulo Matlab do SystemVue, o modelamento matemático das não linearidades na região de saturação de uma TWTA, para verificação do efeito da passagem do sinal pelo elemento não linear. Foram utilizados os coeficientes do modelo de Saleh



(1981) desenvolvidos por Silva (2012), como já mencionamos. Este modelo reflete um equipamento real e refere-se à TWTA utilizada no CBERS-3 & 4.

O objetivo deste ponto é avaliar o efeito não linear para o nosso transmissor específico, que compreende o *design* do DT com modulação OQPSK Filtrada em 8212 MHz operando com taxas de 450 Mbps, que não foi analisado anteriormente.

A Figura 6.6, portanto, mostra a contribuição adicional nas perdas que devemos considerar no enlace devido à utilização da TWTA operando na saturação.

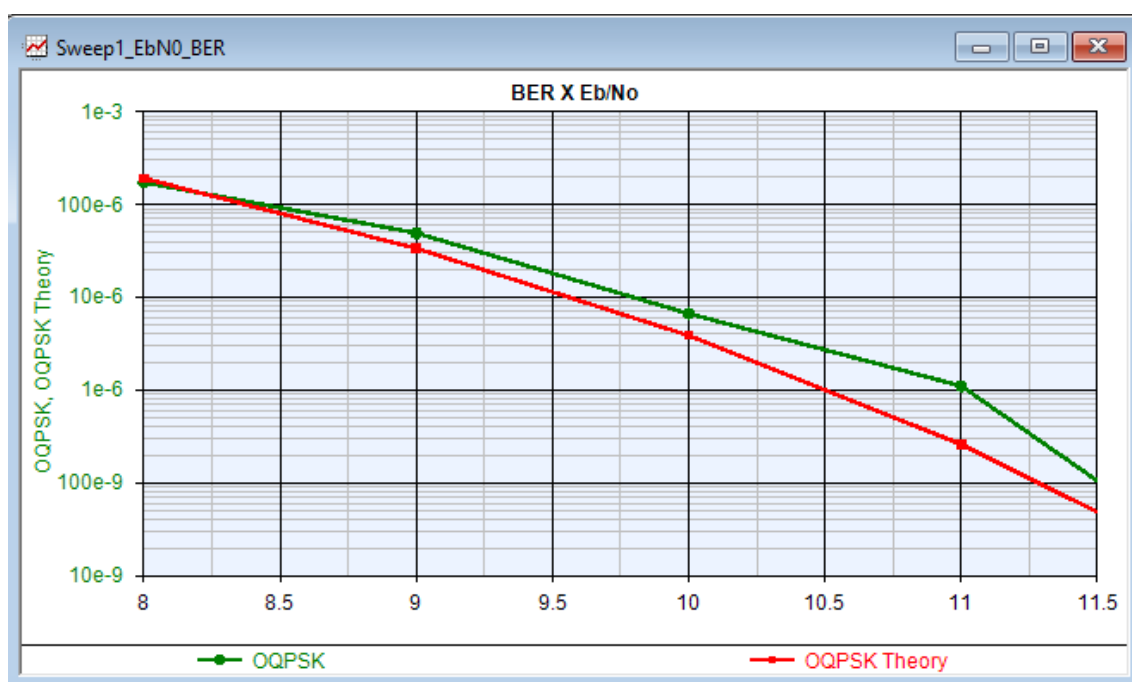


Figura 6.6 - Efeito não linear da TWTA.

Para analisar o resultado acima, devemos voltar à atenção e observar novamente a parte do *design* nos dois ramos de sinais,  $I(t)$  e  $Q(t)$ , anteriores à modulação, onde a filtragem executada nestes dois canais resultou na

diminuição sensível dos lóbulos laterais, conformando o espectro, como comprovado no espectro da Figura 6.5.

O efeito não linear da TWTA resultou no *spectral regrowth*, fazendo ressurgir os lóbulos laterais filtrados, que contribui para um aumento na perda no enlace do sistema em 0,5 dB. A Figura 6.7 mostra o efeito de *spectral regrowth*.

Verifica-se, entretanto, que mesmo com o *spectral regrowth*, a máscara espectral continua sendo cumprida.

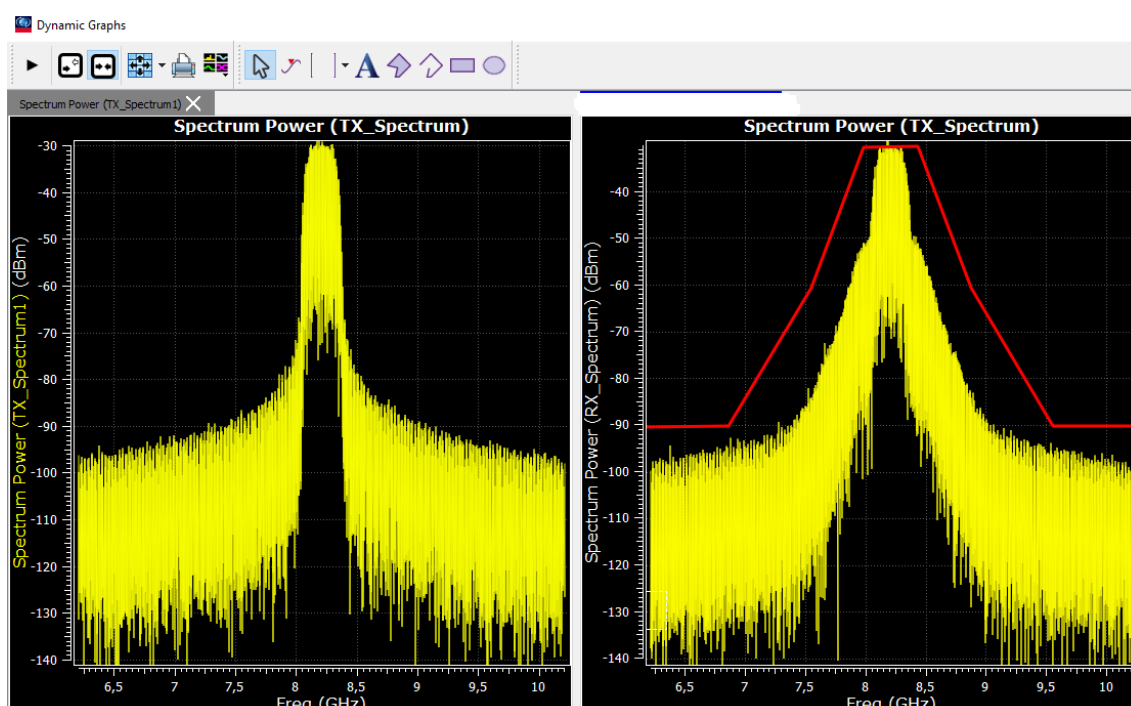


Figura 6.7 - *Spectral Regrowth* para o DT integrado com a TWTA.

Comparação: simulando um transmissor com modulação QPSK com filtragem, o efeito não linear da TWTA resulta uma degradação de 0,65 dB, um pouco maior que a da OQPSK Filtrada, como esperado. Isto comprova que, para este efeito, a OQPSK tem comportamento um pouco melhor que a QPSK.

Neste momento, cabe também mencionar um resultado prático anterior importante para a comprovação da teoria apresentada e resultados de

simulações: no caso do transmissor MWT do CBERS-3&4, os valores medidos de BER sem a TWTA e com ela integrada e operando na saturação, são exatamente os mesmos; lembrando que a modulação é DQPSK sem filtragem nos bits e a taxa de bits é 68 Mbps.

## 7 CONCLUSÃO

Neste capítulo são apresentadas as recomendações, as sugestões para trabalhos futuros e considerações finais, que podem ser verificadas a partir da proposta e dos resultados exercitados neste trabalho.

### 7.1. Síntese dos resultados

O primeiro resultado simulado importante apresentou uma perda, devido à inclusão de algumas imperfeições em parâmetros do DT proposto, de 0,75 dB, que também está incluído no cálculo do enlace, bem como -0,5 dB inerente da codificação diferencial.

A métrica de EVM do transmissor resultou um valor de 5,6 % rms, sendo o especificado de 10 % rms máximo.

Seguindo, a máscara da largura de banda ocupada foi cumprida com folga, como observado na Figura 6.5.

Na Tabela 6.1 é apresentado o extrato dos resultados.

E, finalmente, tem-se também o resultado do *spectral regrowth*, devido a filtragem dos sinais  $I(t)$  e  $Q(t)$  e posterior passagem do sinal modulado pela não linearidade da TWTA, que acabou em uma perda adicional ao enlace de 0,5 dB.

Concluindo, obteve-se o resultado final, considerando uma perda total para o DT com TWTA + a codificação diferencial de 1,75 dB, de uma margem no enlace de 3,62 dB, cumprindo este requisito de sistema.

Tabela 6.1 - Síntese dos resultados.

Parâmetro	Valor Especificado	Valor Simulado
EVM	10%	5.6%
Perda por Imperfeições:		
DT	(dB)	0.75
Cod. Dif.	(dB)	0.5
TWTA	(dB)	0.4
Total	(dB)	1.65
Margem no Enlace	3	3.72
Máscara Espectral	CCSDS	cumpre

## 7.2. Considerações finais

O monitoramento diversificado, constante e abrangente de todo o território Brasileiro, devido aos diferentes tipos de relevos, vegetação, mares e rios, áreas de agricultura, entre outras necessidades, acarretam fundamentais demandas por produtos de imagem obtidos por sensores embarcados em satélites de observação da Terra.

SARs e imageadores de ultra-alta resolução em satélites, que geram grande volume de dados digitais, provocam a necessidade constante de estudos para o aperfeiçoamento e desenvolvimento de transmissores de dados (DTs) a altas taxas mais eficientes em largura de banda do espectro eletromagnético, normatizado por CCSDS, e em potência de RF.

O trabalho teve, como primeiro objetivo, comparar os diversos transmissores de dados a altas taxas desenvolvidos no INPE nos últimos anos nos programas de satélites do instituto.

Seguindo, o estudo de utilização das diversas topologias e as técnicas de modulação empregadas em transmissores de dados a altas taxas se fez necessário para uma melhor utilização da largura de banda destinada à aplicação em transmissão de imagens, bem como considerar a otimização do uso da potência do sinal de RF, necessário para fechar o enlace de transmissão, uma vez que o aumento da potência implica um acréscimo do consumo de energia elétrica e com o conseqüente aumento da massa e do volume do subsistema.

Este trabalho apresentou uma visão geral de quatro topologias e de quatro esquemas de modulação a serem empregados em DTs a altas taxas e que são recomendadas pela ESA. A apresentação da formulação para o cálculo do enlace de transmissão se fez mandatória uma vez que parâmetros de dimensionamento do DT são obtidos dos resultados deste cálculo.

Conseqüentemente, de todos os estudos expostos e do conhecimento adquirido na comparação de desempenho dos DTs utilizados nos programas CBERS e Amazonia do INPE, obteve-se uma proposta de solução de um DT para ser empregado em futuras necessidades do INPE.

Apresentou-se nesta solução de engenharia, que foi baseada na topologia 2, a simulação de um *design* completo de toda a cadeia de transmissão (geração dos dados digitais, o DT, o canal de transmissão e a recepção/demodulação), mostrando o cumprimento dos requisitos principais de sistema e o fechamento do enlace com margem maior que a mínima especificada. A topologia 2 foi avaliada como sendo a mais indicada para ser utilizada em DTs para satélites de pequeno e médio porte, considerando-se também o compromisso entre consumo de energia, volume e massa.

O trabalho também visou avaliar a potencialidade de se utilizar a técnica de modulação OQPSK Filtrada com o filtro com *roll-off* = 0,5, onde a simulação mostrou a eficácia da seleção desta técnica, para a alta taxa de bits

selecionada e cumprimento dos requisitos de enlace, largura de banda do espectro, EVM, BER e potência de RF especificados.

Por fim, o cálculo do enlace de transmissão com o DT proposto inserido no sistema de comunicação completo e todos os resultados das simulações, demonstram a exequibilidade da proposta.

### **7.3. Sugestões para trabalhos futuros**

Para o doutorado, o aluno pretende aprofundar as técnicas de Radio Cognitivo, que já são parcialmente empregadas em satélites de comunicação, para a aplicação em serviços de exploração da Terra por satélites.

Alguns aspectos ainda devem ser abordados relacionados ao transmissor proposto, com modulação OQPSK Filtrada. Dentre esses, destaca-se a seguir uma sugestão a ser considerada para um trabalho futuro.

A análise e simulação das imperfeições proveniente dos diversos elementos do sistema de comunicação têm uma importância muito grande. A estimativa de cada imperfeição presente no cálculo do enlace do sistema, tem como objetivo final, ajudar na especificação dos requisitos dos diversos módulos que compõem o sistema. Para isto, propõe-se a análise do impacto de outras imperfeições no DT, que não foram abordadas, em especial as distorções por filtragem com filtros reais que são muito relevantes em esquemas de modulação em fase, a inclusão de parâmetros de ruído para todos os módulos digitais e de RF e o modelamento não linear de um SSPA real.

Sugere-se também para um trabalho futuro a simulação deste mesmo DT, mas modelando a técnica de modulação 4D-8PSK TCM, principalmente para as variantes 2,25, 2,5 e 2,75, utilizando para a construção do codificador TCM e mapeador 8PSK uma FPGA real. Dentro do SystemVue™ tem um toolbox específico sobre implementação de circuitos em FPGA.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGILENT. **Digital modulation in communications systems**: an introduction. [S.l.]: Hewlett-Packard Company, 1997. (NOTE 1298, Agilent Application).

ARAUJO, R. A. S. et al. Application of the systems engineering method in the design of earth observation satellite. In: INCOSE INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 25. (IS2015), July 13-16, 2015, Seattle, WA,. **Proceedings...**

ARAUJO, R. et al. Transmissor QPSK em banda X para aplicação espacial. XXV In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES, 25., 2007, Recife, PE. **Anais...** Recife: SBrT, 2007. Disponível em: <  
<http://www.eletrica.ufpr.br/anais/sbrt/SBrT25/Artigos%20T%C3%A9cnicos/31277.pdf>>. Acesso em: 10 mar. 2015.

BHARGAVA, V. K. et al. **Digital communications by satellite**. New York: John Wiley and Sons, 1981.

CAMPBELL, J. B. **Introduction to remote sensing**. New York: CRC Press, 2002.

CARTIER, N. et al. X-Band high data rate trellis coded 8PSK transmitter for Earth observation satellite data transmission. In: EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 31. (EuMW2001), 2001. **Proceedings...** IEEE, 2001, p. 1-4.

CARTIER, N.; OSTER, J.; LESTHIEVENT, G. High data rate 8PSK transmitter for X-band payload telemetry. In: EUROPEAN RADAR CONFERENCE, Oct 06-07, 2005, Paris, France. (EURAD2005). **Proceedings...** IEEE, 2005. p. 93-96.

COLE, S. **Small satellites increasingly tapping COTS components**. Military Embedded Systems, Jun 8, 2015. Disponível em: <<http://mil-embedded.com/articles/small-tapping-cots-components/>>. Acesso em: 10 set. 2016.



CONSULTATIVE COMMITTEE FOR SPACE DATA SYSTEMS (CCSDS). **CCSDS 413.0-G-2**: bandwidth-efficient modulation: summary of definition, implementation, and performance. Washington: Green Book, 2009.

CONSULTATIVE COMMITTEE FOR SPACE DATA SYSTEMS (CCSDS). **CCSDS 401.0-B**: radio frequency and modulation systems: part 1 – Earth stations and spacecraft. Washington: Blue Book, 2014.

DE RANTER, C. J.; STEYAERT, M. **High data rate transmitter circuits**: RF CMOS design and techniques for design automation. USA: Springer Science & Business Media, 2006.

DIGITALGLOBE. **Digitalglobe / satellite-information**. 2013/2014. Disponível em: <<https://www.digitalglobe.com/resources/satellite-information>>. Acesso em: 08 out. 2015.

Brasil. **Decreto nº 6.560**, de 08 de setembro de 2008. Promulga o protocolo complementar ao acordo quadro entre o Governo da República Federativa do Brasil e o Governo da República Popular da China sobre Cooperação em Aplicações Pacíficas de Ciência e Tecnologia do Espaço Exterior para a continuidade de desenvolvimento conjunto de satélites de recursos terrestres, celebrado em Brasília, em 27 de novembro de 2002. Disponível em: <[http://www.planalto.gov.br/ccivil\\_03/\\_Ato2007-2010/2008/Decreto/D6560.htm](http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2007-2010/2008/Decreto/D6560.htm)>. Acesso em: 08 out. 2015.

EUROPEAN COOPERATION FOR SPACE STANDARDIZATION (ECSS). **ECSS-E-ST-50-05C Rev. 2**: space engineering – radio frequency and modulation. Noordwijk, The Netherlands: ECSS, Oct 4, 2011.

EDUSPACE. **Remote sensing principles**: satellite orbits – Earth observation satellites. ESA: 2016. Disponível em: <[http://www.esa.int/SPECIALS/Eduspace\\_EN/SEM70Y3Z2OF\\_0.html](http://www.esa.int/SPECIALS/Eduspace_EN/SEM70Y3Z2OF_0.html)>. Acesso em: 10 set. 2016.

FARIA, L. N.; FONSECA, L. M. G.; COSTA, M. H. M. Métodos para compressão de imagens em satélites de sensoriamento remoto. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SENSORIAMENTO REMOTO, 16., 2013. Foz de Iguaçu, PR. **Anais...** Foz do Iguaçu: SBSR, 2013. p. 8192-8199.

FONG, W.; GRAY, A.; YEH, P. **Bandwidth efficient baseband multi-modulator**. Washington: NASA Earth Science Technology Conference (ESTC), 2003.

FRENZEL, L. E. Understanding modern digital modulation techniques. **Electronic Design Magazine**, Jan 23, 2012. Disponível em: <<http://electronicdesign.com/communications/understanding-modern-digital-modulation-techniques>>. Acesso em: 08 maio 2015.

FUKAMI, T. Experiment of 348 Mbps downlink from 50-kg class satellite. In: IAA SYMPOSIUM ON SMALL SATELLITES FOR EARTH OBSERVATION, 10., 2015, Berlin, Germany. **Proceedings...** Berlin: International Academy of Astronautics (IAA), 2015, IAA-B10-1302.

GARVEY, B., **Link budget analysis: getting started**. Presentation, Atlanta RF, July 2013. Disponível em: <<http://www.atlantarf.com/Downloads.php>> Acesso em: 08 maio 2015.

GONÇALVES, C. A. B. et al. **CBERS 04A Link Budget**. China Brazil Earth Resources Satellite CBERS 04A, Aug 24, 2015, São José dos Campos: INPE, 2015. (Acesso controlado).

GREBENNIKOV, A. **RF and microwave transmitter design**. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, 2011.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION (ITU). **Handbook on satellite communications**. 3. ed. New York: Wiley, 2002.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION, RADIO (ITU-R). **ITU-R recommendations**: regulations. Geneva: ITU-R, 2012.

JEANNIN, N.; DAHMAN, I. Sizing and optimization of high throughput radio-frequency data down link of Earth observation satellites. **International Journal of Satellite Communications and Networking**. v. 34, n. 2, p. 231-250, 2016. Disponível em:  
<<http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/sat.1115/epdf>> Acesso em: 08 out. 2015.

KING, J. et al. NanoSat Ka-band communications-a paradigm shift in small satellite data throughput. In: ANNUAL CONFERENCE ON SMALL SATELLITE, 26., 2012. **Proceedings...** AIAA/USU, 2012.

LEE, D. et al. A gigabit-per-second Ka-band demonstration using a reconfigurable FPGA modulator. In: IEEE AEROSPACE CONFERENCE, Mar 5-12, 2005, Big Sky, MT, USA. **Proceedings...** IEEE: 2005, p. 1370-1378.

LIEW, S. C. **Principles of remote sensing**. Centre for Remote Imaging, Sensing and Processing, National University of Singapore. Disponível em:  
<<http://www.crisp.nus.edu.sg/~research/tutorial/rsmain.htm>> Acesso em: 02 mar. 2015.

LINDSAY, W. C.; SIMON, M. K. **Telecommunication systems engineering**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1973.

LIU, J. **Spacecraft TT&C and information transmission theory and technologies**. Beijing: National Defense Industry Press; Springer, Aug 2013.

LU, J., et al. M-PSK and M-QAM BER computation using signal-space concepts. **IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS**, v. 47, n. 2, p. 181-184, Feb. 1999.

NOVASAR. **NovaSAR brochure**. 2015. Disponível em: <  
<http://www.sstl.co.uk/Downloads/Brochures/115184-SSTL-NovaSAR-Brochure-high-res-no-trims>>. Acesso em: 10 out. 2015.

PARK JR, J. H. On binary DPSK detection. **IEEE Transactions on Communications**, v. 26, n. 4, p. 484-486, Apr 1978.

PRITCHARD, W. L.; SUYDERHOUD, H. G.; NELSON, R. A. **Satellite communication systems engineering**. New Jersey: Prentice Hall, 1993.

RAO, V. S.; PAL, S. High bit rate data transmitting system for remote sensing satellites. **High Frequency Electronics**. [S.l.]: Summit Technical Media, LLC, 2009. p. 18-26.

RODDY, D. **Satellite communications**. 4. ed. New York: McGraw-Hill, 2006.

RODEN, M. **Analog and digital communications**. 3. ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991.

SALEH, A. A. M. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers. **IEEE Transactions on Communications**, v.22, n. 11, p. 1715-1720, 1981.

SCHOWENGERDT, R. A. **Remote sensing: models and methods for image processing**. New York: Academic Press, 2006.

SILVA, L. B. **Avaliação da modulação 4D-8PSK TCM em canal não linear**. 2012. 91 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação – Área de Telecomunicações) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos, 2012.

SIMON, M. K.; HINEDI, S. M.; LINDSEY, W. C. **Digital communication techniques: signal design and detection**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall PTR, 1995, p. 209.

SURREY SATELLITE TECHNOLOGY (SST-US). **XTx-400 X-band transmitter**. 2014. Disponível em: <<http://www.sst-us.com/shop/satellite-subsystems/ttc/x-band-downlink-transmitter>>. Acesso em: 03 maio 2014.

TESAT SPACECOM. **Communication payloads brochure**. 2015. Disponível em: <[http://www.tesat.de/images/stories/PDF/CP\\_Brochure\\_2014.pdf](http://www.tesat.de/images/stories/PDF/CP_Brochure_2014.pdf)>. Acesso em: 24 nov. 2015.

TIMOTHY, K. I.; HIE, T. S. High data rate x-band transmitter for small satellites: Design considerations. In: VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 2004. (VTC2004-Fall), 2004. **Proceedings...** IEEE, 2004. p. 4660-4662.

U.S. DEPARTMENT OF STATE . **Directorate of Defense Trade Controls (DDTC)**. Disponível em: <<http://pmdt.c.state.gov/index.html>>. Acesso em: 5 ago. 2016.

XIANFENG, L. ET AL. An X-band transmitter for small satellites. In: MICROWAVE AND MILLIMETER WAVE TECHNOLOGY INTERNATIONAL CONFERENCE (ICMMT'07), 2007. **Proceedins...** IEEE, 2007. p. 1-3.

XIONG, F. **Digital modulation techniques**. 2.ed. New York: Artech House, 2006.