

sid.inpe.br/mtc-m21b/2015/07.01.16.25-TDI

DEMODULADOR BPSK COMPLETAMENTE DIGITAL PARA TELECOMANDO EM SATÉLITES ARTIFICIAIS

Diego Dutra Viot

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelos Drs. Ana Maria Ambrosio, e Antonio Macílio Pereira de Lucena, aprovada em 30 de abril de 2015.

URL do documento original: <http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3JPLNNS>

> INPE São José dos Campos 2015

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@sid.inpe.br

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

Presidente:

Marciana Leite Ribeiro - Serviço de Informação e Documentação (SID)

Membros:

Dr. Gerald Jean Francis Banon - Coordenação Observação da Terra (OBT)

Dr. Amauri Silva Montes - Coordenação Engenharia e Tecnologia Espaciais (ETE)

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

Dr. Joaquim José Barroso de Castro - Centro de Tecnologias Espaciais (CTE)

Dr. Manoel Alonso Gan - Centro de Previsão de Tempo e Estudos Climáticos (CPT)

Dr^a Maria do Carmo de Andrade Nono - Conselho de Pós-Graduação

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

BIBLIOTECA DIGITAL:

Dr. Gerald Jean Francis Banon - Coordenação de Observação da Terra (OBT) Clayton Martins Pereira - Serviço de Informação e Documentação (SID)

REVISÃO E NORMALIZAÇÃO DOCUMENTÁRIA:

Simone Angélica Del Ducca 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)



sid.inpe.br/mtc-m21b/2015/07.01.16.25-TDI

DEMODULADOR BPSK COMPLETAMENTE DIGITAL PARA TELECOMANDO EM SATÉLITES ARTIFICIAIS

Diego Dutra Viot

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelos Drs. Ana Maria Ambrosio, e Antonio Macílio Pereira de Lucena, aprovada em 30 de abril de 2015.

URL do documento original: <http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3JPLNNS>

> INPE São José dos Campos 2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Viot, Diego Dutra.

V814d Demodulador BPSK completamente digital para telecomando em satélites artificiais / Diego Dutra Viot. – São José dos Campos : INPE, 2015.

xxii + 75 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m21b/2015/07.01.16.25-TDI)

Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Gerenciamento de Sistemas Espaciais) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2015.

Orientador : Drs. Ana Maria Ambrosio, e Antonio Macílio Pereira de Lucena.

1. Demodulador BPSK. 2. Telecomando. 3. TT&C. I.Título.

 ${\rm CDU}\ 629.7.05{:}629.783$



Esta obra foi licenciada sob uma Licença Creative Commons Atribuição-NãoComercial 3.0 Não Adaptada.

This work is licensed under a Creative Commons Attribution-NonCommercial 3.0 Unported License.

Aprovado pela Banca Examinadora em cumprimento a requisito exigido para a obtenção do Título de Mestre em

Engenharia e Tecnologia Espaciais/Gerenciamento de Sistemas Espaciais.

Dr. José Osvaldo Rossi

Dra. Ana Maria Ambrosio

Presidente / INPE /São José dos Campos - SP

Orientador /INPE / São José dos Campos - SP

Dr. Antonio Macílio Pereira de Lucena

Dr. João César Moura Mota

Orientador /INPE / São José dos Campos - SP

P/ Atom Convidado(a) /UFC / Fortaleza - CE

Este trabalho foi aprovado por: () maioria simples. (λ) unanimidade.

"DEMODULADOR BPSK COMPLETAMENTE Título: DIGITAL PARA TELECOMANDO EM SATÉLITES ARTIFICIAIS."

Dodrat

Aluno (a): Diego Dutra Viot

São José dos Campos, 30 de Abril de 2015.

"Conhece-te a ti mesmo".

Sócrates

Em memória de meus queridos avós, Vicente e Neném,

e a meus pais, Marcia e Pedro.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a meus pais por todo amor e suporte nessa longa jornada.

Agradeço de forma especial ao meu orientador no Ceará, professor Macílio, por todas as horas de atenção, ensinamentos, paciência e confiança. Muito obrigado, professor! Agradeço também a minha orientadora em São José, professora Ana Maria, por toda ajuda, dedicação e compreensão.

Agradeço aos professores e colegas do CSE/INPE e do DETI/UFC, que de forma direta ou indireta contribuíram com minha formação e com este trabalho.

Agradeço ao professor David Fernandes, ao Wilson Yamaguchi e a toda equipe do projeto ITASAT pela oportunidade e pelo acolhimento.

Por fim, agradeço aos meus amigos e familiares pelo apoio incondicional.

RESUMO

A troca de informações entre um satélite artificial e os sistemas de solo requer um canal eficiente de comunicação. Esta dissertação propõe uma arguitetura de um demodulador Binary Phase-Shift Keying (BPSK) completamente digital para o canal de telecomando de missões espaciais, focando no contexto das missões do INPE. A proposta é baseada em um demodulador desenvolvido na década de 80 e proporciona uma melhoria no seu desempenho através da aplicação de técnicas de processamento digital de sinais para a recuperação do sincronismo tanto de portadora como de símbolo. Além dos telecomandos modulados em BPSK a serem demodulados, a portadora ascendente carrega tons de localização para realizar medidas de range e range rate do satélite. Assim, as estimativas dos parâmetros de sincronização são tomadas a partir de amostras do sinal recebido e filtrado. Discussões sobre as técnicas adotadas são apresentadas, levando-se em consideração o compromisso entre desempenho e complexidade. O modelo do sistema do demodulador proposto é detalhado em termos das equações e estatísticas dos sinais. Dentre as soluções adotadas, destacamos: (i) a estrutura não-linear dobradora de frequência em conjunto com um All-Digital Phase-Locked Loop (ADPLL), usada para a recuperação da subportadora BPSK, ou seja, do desvio de fase e de frequência; (ii) a estrutura não-linear atrasa-e-multiplica seguida de um filtro de banda estreita, para a recuperação do atraso de símbolo; e (iii) o filtro casado, para a detecção de dados. Os estimadores usados são do tipo feedfoward e operam em paralelo, minimizando o tempo de aquisição do sincronismo. Os resultados da proposta constaram da avaliação dos estimadores, feita em termos da variância de suas estimativas, e da medida do desempenho da configuração final, em termos da taxa de erro de bits (BER). Esta última alcançou um resultado muito bom, apresentando perda de aproximadamente 0,5 dB em comparação ao resultado teórico. Detalhes dos principais resultados são apresentados, bem como algumas perspectivas de estudos futuros.

ALL DIGITAL BPSK DEMODULATOR FOR TELECOMMAND OF ARTIFICIAL SATELLITES

ABSTRACT

The information exchange between a satellite and the ground systems requires an efficient channel of communication. This work presents the architecture of an all-digital Binary Phase-Shift Keying (BPSK) demodulator developed to be applied in the telecommand link of space applications, especially for INPE's satellites. The proposed demodulator is based on a demodulator developed 30 years ago and brings performance enhancement by the application of digital signal processing techniques to accomplish the carrier and clock synchronism. Besides the BPSK modulated telecommand information to be demodulated, the ascending carrier bears the tracking tones. The estimates of the synchronization parameters are then taken from samples of the received and filtered signal. Discussions on the adopted techniques are shown, where the trade-off between performance and complexity is observed. The proposed system model is detailed by means of block diagrams, and of signals equations and statistics. The adopted solutions are: (i) the frequency doubler non-linear structure used along with an All-Digital Phase-Locked Loop (ADPLL) in order to recover the BPSK subcarrier, i.e. the phase and frequency offsets; (ii) the delay-and-multiply nonlinear structure followed by a narrowband filter to recover the symbol delay; and (iii) the matched filter to perform data detection. The employed estimators are feedfoward, and they operate in parallel, diminishing the acquisition time of synchronization. The used estimators are evaluated in terms of the variance of its estimates and the performance of the final configuration is assessed in terms of bit error rate (BER). The latter has shown a very good result, with losses of 0.5 dB approximately for comparison to the theoretical result. Details of the main results are presented as well as some study perspectives for future applications.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Diagramas de espaço de sinal M-PSK.	6
Figura 2.2: Estrutura de um receptor de correlação, com N correlacionadores.	9
Figura 2.3: Estrutura de um receptor de filtro casado.	10
Figura 2.4: Probabilidade de erro de símbolo de sinais PSK.	11
Figura 2.5: Diagrama básico do PLL analógico.	18
Figura 2.6: Diagrama básico do DPLL.	21
Figura 3.1: Forma do sinal BPSK/NRZ-L.	24
Figura 3.2: Espectro do sinal que modula a portadora de telemetria.	24
Figura 3.3: O subsistema de TT&C.	26
Figura 3.4: Arquitetura macro do demodulador BPSK digital proposto.	26
Figura 3.5: Resposta em frequência do filtro de anti-aliasing.	28
Figura 3.6: Configuração do demodulador BPSK completamente digital.	31
Figura 3.7: Configuração do demodulador BPSK analógico de Lucena (1986).	32
Figura 3.8: Circuito recuperador de subportadora.	35
Figura 3.9: Configuração do ADPLL.	39
Figura 3.10: Divisor de frequência por dois.	41
Figura 3.11: Formas de onda do divisor de frequência por dois.	42
Figura 3.12: Circuito sincronizador de símbolo.	42
Figura 3.13: Ilustração do método atrasa-e-multiplica.	44
Figura 3.14: (a) Sinal com pulso retangular e (b) a saída do filtro casado excitado por esse sinal.	46
Figura 3.15: Detector de dados.	47
Figura 3.16: Resposta em frequência do filtro casado.	47

Figura 3.17: Função densidade de probabilidade de $\alpha''[iN_s]$.	51
Figura 4.1: Taxa de erro de bits do demodulador BPSK completamente digital.	57
Figura 4.2: Taxa de erro de bits para diferentes configurações.	58
Figura 4.3: Variância da estimativa de fase.	59
Figura 4.4: Variância da estimativa de atraso de tempo.	60
Figura 4.5: Tempo de aquisição da estimativa de fase.	61
Figura 4.6: Tempo de aquisição da estimativa de atraso de tempo.	62
Figura A.1: Modelo Simulink do modulador/demodulador.	71
Figura A.2: Períodos utilizados no Simulink.	72
Figura A.3: Modelo Simulink do modulador BPSK.	72
Figura A.4: Detalhamento do bloco "PCM-NRZ-L 2 kHz".	72
Figura A.5: Detalhamento do bloco "Portadora 8 kHz".	73
Figura A.6: Modelo Simulink do recuperador de subportadora.	73
Figura A.7: Modelo Simulink do ADPLL.	74
Figura A.8: Detalhamento do bloco "Divisor de Frequência".	74
Figura A.9: Modelo Simulink do sincronizador de símbolo.	74
Figura A.10: Modelo Simulink do detector de dados.	75
Figura A.11: Detalhamento do bloco "Decisor SIGN".	75

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ADC	Analog-to-Digital Converter
ADPLL	All-Digital Phase-Locked Loop
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CCSDS	Consultative Committee for Space Data Systems
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor
CRB	Cramer-Rao Bound
DCO	Digitally Controlled Oscillator
DPLL	Digital Phase-Locked Loop
ECSS	European Cooperation on Space Standardization
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FAA	Filtro de Anti-Aliasing
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
ISI	Intersymbol Interference
LOC	Tons de Localização (ou <i>Tracking Tones</i>)
LUT	Look-Up Table
MCRB	Modified Cramer-Rao Bound
NCO	Numerically Controlled Oscillator
NRZ-L	Non-Return-to-Zero Level
PCM	Pulse Code Modulation
PLL	Phase-Locked Loop
PM	Phase Modulation
PSK	Phase-Shift Keying
SCD	Satélite de Coleta de Dados
SNR	Sinal-to-Noise Ratio
тс	Telecomando (ou <i>Telecommand</i>)

- TT&C Telemetry, Tracking and Command
- VCO Voltage Controlled Oscillator
- XOR Exclusive OR

LISTA DE SÍMBOLOS

a _i	Símbolos PCM-NRZ-L.
\hat{a}_i	Símbolos PCM-NRZ-L estimados na saída do decisor.
A_m	Amplitude do sinal BPSK.
A[n]	Sinal de banda base (em tempo discreto).
A(t)	Sinal de banda base (em tempo contínuo).
B_{x}	Largura de banda do filtro x subescrito.
d[n]	Relógio recuperado (em tempo discreto).
E _b	Energia de bit.
f	Taxa de símbolos.
f_d	Desvio de frequência do sinal transmitido.
f_m	Frequência do tom menor.
f_M	Frequência do tom maior.
f_s	Taxa de amostragem.
f _{sc}	Frequência da subportadora.
g[n]	Pulso formatador (em tempo discreto).
g(t)	Pulso formatador (em tempo contínuo).
$h_{MF}[n]$	Resposta impulsiva do filtro casado (em tempo discreto).
$l_m[n]$	Tom menor (em tempo discreto).
$l_m(t)$	Tom menor (em tempo contínuo).
$l_M(t)$	Tom maior (em tempo contínuo).
n(t)	Ruído AWGN proveniente do canal.
N ₀	Densidade de ruído.
N _s	Última amostra do período digital de um símbolo.
P_b	Probabilidade de erro de bit.
$P_{x}(\cdot)$	Função de autocorrelação do sinal x subescrito.
r'(t)	Sinal na entrada do receptor (em tempo contínuo).

r[n]	Sinal na entrada do demodulador BPSK completamente digital
	(em tempo discreto).
<i>s</i> [<i>n</i>]	Sinal modulado BPSK (em tempo discreto).
s(t)	Sinal modulado BPSK (em tempo contínuo).
$S_{x}(\cdot)$	Densidade espectral de potência do sinal x subescrito.
Т	Período de símbolo.
t _s	Tempo de estabilização dos estimadores (settling time).
u[n]	Ruído na saída do filtro de entrada (em tempo discreto).
<i>w</i> [<i>n</i>]	Ruído AWGN (em tempo discreto).
x[n]	Sinal na saída do filtro de entrada (em tempo discreto).
z[n]	Subportadora recuperada (em tempo discreto).
$\alpha[n]$	Sinal na entrada do filtro casado (em tempo discreto).
Γ_s	Período digital de um símbolo em número de amostras.
$\delta(\cdot)$	Função delta de Dirac.
ε	Atraso de propagação do sinal transmitido.
θ	Desvio de fase do sinal transmitido.
σ_x^2	Variância do sinal x subescrito.
ω_d	Desvio de frequência digital.
ω_m	Frequência digital do tom menor.
ω_{sc}	Frequência digital de subportadora.

SUMÁRIO

<u>Pág</u>.

1	INTRODUÇÃO 1
1.1.	Objetivos 2
1.2.	Metodologia3
1.3.	Organização do Texto 4
2	CONCEITOS E REVISÃO DE LITERATURA
2.1.	Modulação BPSK5
2.2.	Detecção Ótima 6
2.3.	Sincronismo de Relógio e de Portadora13
2.4.	Limite de Cramer-Rao 16
2.5.	PLL
3	DEMODULADOR BPSK PROPOSTO
3.1.	Requisitos
3.2.	O Demodulador no Subsistema de TT&C 26
3.3.	Sobre a Arquitetura do Demodulador BPSK Completamente Digital 30
3.3.1.	Filtro de Entrada 32
3.4.	Recuperador de Subportadora
3.4.1.	Dobrador de Frequência
3.4.2.	ADPLL
3.4.3.	Variância da Estimativa de Fase
3.4.4.	Divisor de Frequência 41
3.5.	Sincronizador de Símbolo 42
3.5.1.	Atrasa-e-Multiplica
3.5.2.	Filtro de Relógio e Detector de Transição45
3.6.	Detector de Dados 45
3.6.1.	Filtro Casado 47

3.6.2.	Subamostrador e Decisor	50
3.6.3.	Taxa de Erro de Bits	50
4	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	55
4.1.	Taxa de Erro de Bits	56
4.2.	Resultados sobre a Variância dos Estimadores	59
4.3.	Tempo de aquisição	61
5	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	63
REFERÊNO	CIAS BIBLIOGRÁFICAS	67
APÊNDICE	A – MODELO SIMULINK	71

1 INTRODUÇÃO

O sistema de telecomunicações de serviço dos satélites é responsável por três tarefas essenciais à missão: rastreamento, telemetria e telecomando (TT&C). O enlace de comunicação utilizado entre o sistema de solo e a espaçonave para TT&C, em geral, é distinto dos sistemas de comunicação da carga útil, podendo, ainda, operar em bandas de frequência diferentes. As informações referentes ao estado do satélite e de seus subsistemas são geradas a bordo e enviadas para a Terra, em telemetrias através do enlace descendente. As informações de telecomando, função complementar à telemetria, são compostas de comandos de controle e transmitidas no enlace ascendente, do sistema de solo para o satélite. O rastreamento do satélite é feito em solo, baseado em sinais transmitidos em ambos os sentidos, dos quais se estimam: a) a componente radial de velocidade do satélite (*range rate*), pelo efeito *Doppler*, e; b) a distância do satélite (*range*), por comparações entre as fases dos tons modulantes transmitidos pelas estações terrestres e as fases dos mesmos tons retransmitidos pelos atélite de volta à estação.

Os subsistemas de TT&C desenvolvidos para os satélites da missão de Satélites de Coleta de Dados (SCD), que ainda estão em operação (MARSHALL et al., 1986) estão defasados em relação ao estado da arte. No projeto ITASAT¹ (SATO et al., 2011) e em alguns projetos do INPE, como os de *cubesats*, em que estes subsistemas são comprados prontos, os equipamentos de TT&C são considerados como caixas pretas, não sendo possível adequá-los ou adaptá-los ao projeto. Ao contrário, o projeto do satélite é que deve se adequar às soluções de subsistemas de TT&C prontos.

Para o progresso do setor espacial brasileiro é esperado que se detenha o conhecimento tecnológico e se produzam equipamentos de ponta em território

¹ Projeto de um satélite universitário liderado pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA) em parceria com o INPE e a Agência Espacial Brasileira (AEB), envolvendo várias universidades, no qual tive a oportunidade de trabalhar durante um ano do período do Mestrado.

nacional. Atendendo aos requisitos do INPE e às recomendações dos órgãos competentes, estre trabalho visa preencher uma parte desta lacuna, propondo uma modernização do subsistema de TT&C de satélites, cuja solução consta de um equipamento analógico desenvolvido com técnicas de quase trinta anos atrás.

O trabalho desenvolvido no contexto desta dissertação trata de uma modulação de bom desempenho em termos de taxa de erro de bits e leva em consideração o cumprimento dos requisitos determinados, do compromisso (*trade-off*) entre o desempenho e a complexidade do sistema, evitando trazer grande aumento na complexidade do sistema para se conseguir melhorias no desempenho. O aumento da complexidade do sistema tem consequências críticas no ambiente espacial, como menor confiabilidade e maior consumo de energia.

Ao implementar sistemas de comunicação e controle em domínio digital, o que já é amplamente estabelecido também no setor espacial, tira-se proveito da miniaturização dos equipamentos eletrônicos (graças ao desenvolvimento da microeletrônica) e da maior flexibilidade e versatilidade dos sistemas digitais. Neste trabalho tomou-se como ponto de partida o trabalho de Lucena (1986) e projetou-se um demodulador BPSK completamente digital para telecomando que mantém a compatibilidade com os sistemas atualmente em operação e segue as recomendações do CCSDS (do inglês, *Consultative Comitee for Space Data Systems*) e da ECSS (do *inglês, European Cooperation on Space Standardization*).

1.1. Objetivos

O objetivo geral desta dissertação é o estudo e a proposta de uma solução para o projeto de um demodulador BPSK completamente digital para aplicação no enlace de telecomando do subsistema de telecomunicações de serviço de um satélite artificial. Como objetivos específicos, no decorrer deste trabalho são

2

desenvolvidos os seguintes módulos que compõem o demodulador BPSK: um sistema para recuperação de portadora, um sistema para sincronismo de símbolo e um detector de dados. O projeto do demodulador BPSK como um todo e o projeto de cada módulo que o compõe, bem como análises matemáticas para a determinação do desempenho das soluções propostas serão detalhados. Um modelo Simulink do demodulador será implementado e testado. Este modelo vai servir como ponto de partida para a implementação do sistema em FPGA (LUCENA et al., 2014), que poderá ser aplicado ao subsistema de telecomunicações de serviço de futuros satélites do INPE.

1.2. Metodologia

A metodologia de trabalho para a realização desta dissertação constou de estudos em arquiteturas de demoduladores e técnicas de sincronismo. Inicialmente, foram estudados os conceitos básicos de modulação e demodulação, técnicas de sincronização de portadora e de sincronização de símbolos, bem como, técnicas de detecção de dados. O trabalho de Lucena (1986) foi tomado como ponto de partida por ser a primeira referência a subsistemas de telecomunicações de serviços adotados em sistemas espaciais desenvolvidos no INPE.

A partir dos conceitos estudados foram desenvolvidos protótipos implementados com o sistema Simulink para a avaliação dos resultados através de simulações. Os resultados das técnicas empregadas são avaliados: a) a partir da variância e b) do tempo de aquisição dos estimadores de fase e de atraso de tempo, para os sincronizadores de portadora e de símbolo, respectivamente; e c) a partir do desempenho do sistema como um todo, expresso pela taxa de erro de bits.

Os protótipos foram criados de forma a prover facilidade de iteração, isto é, possibilidade de alterações de técnicas e parâmetros para ajustar o sistema até se chegar à configuração final que atendesse os requisitos iniciais e

3

satisfizesse as premissas estabelecidas. De acordo com as avaliações dos resultados obtidos em cada iteração, foi investigada a necessidade e viabilidade de melhorias, sempre observando a relação entre o desempenho do sistema e a sua complexidade.

1.3. Organização do Texto

Este documento é organizado da seguinte forma: a Seção 2 apresenta os conceitos básicos utilizados e a revisão de literatura; a Seção 3 apresenta, discute e analisa o demodulador proposto e seus módulos; a Seção 4 mostra os resultados obtidos através de simulação computacional e, finalmente; a Seção 5 traz a conclusão deste trabalho e propõe trabalhos futuros. O Apêndice A apresenta o modelo desenvolvido com a ferramenta Simulink.

2 CONCEITOS E REVISÃO DE LITERATURA

Esta seção apresenta os principais conceitos utilizados nesta dissertação, incluindo as principais técnicas de sincronização e de detecção de símbolo utilizadas em sistemas de demodulação.

2.1. Modulação BPSK

A transmissão de dados digitais (sequências de dados binários) a um determinado destinatário, dependendo do canal de comunicação, pode sofrer efeitos como: ruído, atenuação, distorção, desvanecimento e interferência. A modulação digital é o processo que busca tornar o sinal transmitido mais resistente aos efeitos do canal. O sinal modulado deve corresponder aos dados digitais, de forma que possam ser recuperados pelo destinatário, e deve ser adequado para transmissão através de um dado canal de transmissão. A modulação em fase de sinais digitais (PSK) é a modulação indicada para a aplicação deste projeto (CCSDS, 2013).

Na modulação PSK, as *M* possíveis mensagens transmitidas são (PROAKIS; SALEHI, 2008)

$$s_{m}(t) = Re\left[g(t)e^{j\frac{2\pi(m-1)}{M}}e^{j2\pi f_{c}t}\right], \quad m = 1, 2, ... M$$

$$= g(t)cos(2\pi f_{c}t + \varphi) , \qquad (2.1)$$

em que g(t) é o pulso formatador do sinal e $\varphi = \frac{2\pi}{M}(m-1)$ é a fase de cada um das *M* possíveis formas de onda. A Figura 2.1 ilustra o espaço de sinal de sinais PSK com 2, 4 e 8 formas de onda.



Para o BPSK, modulação PSK binária antipodal (M = 2), a fase φ se reduz a 0 ou π e as duas formas de onda do sinal são simplificadas por

$$s_1(t) = g(t)cos(2\pi f_c t)$$

 $s_2(t) = g(t)cos(2\pi f_c t + \pi)$.
(2.2)

2.2. Detecção Ótima

No transmissor, o modulador realiza a função de mapeamento de cada símbolo digital de informação em formas de onda de sinal. Estas formas de onda serão transmitidas por um canal de comunicação que pode adicionar ruído aos sinais e pode distorcê-los de várias formas. A função do detector é, baseado no sinal que foi recebido, decidir qual das *M* formas de onda de sinal foi transmitida. O detector ótimo, portanto, é aquele que minimiza a probabilidade de erro nessa decisão.

Sendo $s_m(t)$ a forma de onda do símbolo m, \hat{m} é a estimativa do símbolo transmitido, resultado da decisão tomada pelo detector. Assumindo um canal AWGN, que adiciona ruído gaussiano ao sinal transmitido $s_m(t)$, a forma de onda recebida no receptor é $r(t) = s_m(t) + n(t)$, em que n(t) representa a

forma de onda do processo ruído gaussiano branco de média zero com densidade espectral de potência de $N_0/2$.

Usando *N* bases ortonormais, cada sinal $s_m(t)$ pode ser representado por um vetor $s_m \in \mathbb{R}^N$. Assim, a representação vetorial do canal AWGN é $r = s_m + n$, em que todos os vetores são vetores reais *N*-dimensionais.

Observando r o receptor decide que \hat{m} foi a mensagem transmitida e a probabilidade de a decisão ser correta é a probabilidade de a mensagem \hat{m} ter sido de fato transmitida. Sabendo que transmitir m é a mesma coisa que transmitir s_m , a regra que maximiza a probabilidade de observar r e decidir por m pode ser escrita como

$$\widehat{m} = \arg\max P_m p(\boldsymbol{r}|\boldsymbol{s}_m), \quad 1 \le m \le M \quad , \tag{2.3}$$

em que P_m é a probabilidade de cada símbolo ser transmitido. A Equação 2.3 pode ser simplificada (PROAKIS; SALEHI, 2008) para

$$\hat{m} = \arg\max\left[\eta_m + \mathbf{r} \cdot \mathbf{s}_m\right], \quad 1 \le m \le M \quad , \tag{2.4}$$

em que · representa a operação produto interno,

$$\eta_m = \frac{N_0}{2} \ln P_m - \frac{1}{2} \varepsilon_m \tag{2.5}$$

é o termo de viés e a energia da mensagem m é $\varepsilon_m = ||s_m||^2$. Para mensagens equiprováveis e de mesma energia, o viés pode ser desconsiderado, pois será constante para todo m.

A Equação 2.3 é a regra de decisão ótima conhecida como regra de máxima probabilidade a posteriori (MAP). Quando as mensagens têm a mesma probabilidade de serem enviadas pelo transmissor, a regra MAP pode ser reescrita como

$$\widehat{m} = \arg\max p(\boldsymbol{r}|\boldsymbol{s}_{\boldsymbol{m}}), \quad 1 \le m \le M \quad , \tag{2.6}$$

em que $p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_m)$ é a descrição probabilística do canal, ou seja, a probabilidade de receber \mathbf{r} dado que \mathbf{s}_m foi enviado. A regra da Equação 2.6 é conhecida como regra da máxima verossimilhança (ML) e é de mais fácil uso, uma vez que a probabilidade $p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_m)$ já é conhecida a priori.

Considerando símbolos equiprováveis, a regra ML para o sinal corrompido por ruído AWGN pode ser desenvolvida, resultando no receptor de distância mínima (PROAKIS; SALEHI, 2008)

$$\widehat{m} = \arg\min \|\boldsymbol{r} - \boldsymbol{s}_{\boldsymbol{m}}\|, \quad 1 \le m \le M \quad . \tag{2.7}$$

Assim, o receptor busca entre os sinais s_m aquele que está mais próximo de r em termos da distância euclidiana dos vetores.

A implementação de um receptor ótimo para canais AWGN é feita a partir da Equação 2.4, obtendo o vetor r através de suas componentes em cada uma de suas bases ortonormais ϕ_i

$$\boldsymbol{r}_j = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)\phi_j(t)dt \quad . \tag{2.8}$$

Correlacionadores fazem o produto interno do vetor r com os M possíveis s_m e por isso essa implementação de receptor ótimo é chamada de receptor de correlação. O viés η_m é então adicionado e o resultado que maximiza a saída é escolhido como estimativa \hat{m} . A Figura 2.2 ilustra esse receptor.



Figura 2.2: Estrutura de um receptor de correlação, com *N* correlacionadores. Fonte: adaptada de Proakis e Salehi (2008).

Um filtro casado ao sinal s(t) tem resposta ao impulso igual a

$$h(t) = \begin{cases} s(T-t), & 0 \le t \le T\\ 0, & caso \ contrário \end{cases}$$
(2.9)

e saída descrita no domínio do tempo como r(t) * h(t), em que * representa a operação de convolução. O processo de convolução inverte um dos sinais no tempo, assim como a resposta ao impulso do filtro. Assim, convolver o filtro casado com uma função já invertida no tempo resulta em uma segunda inversão no tempo, fazendo a saída no fim de um intervalo de símbolo (apenas no tempo t = T) ter o mesmo resultado de um sinal que foi correlacionado com sua réplica. O filtro casado e as funções de correlação podem, portanto, ser usados indistintamente no tempo de amostragem t = T (SKLAR, 2001). A Figura 2.3 ilustra a estrutura de um receptor de filtro casado.



Figura 2.3: Estrutura de um receptor de filtro casado. Fonte: adaptada de Proakis e Salehi (2008).

Para a detecção de um sinal modulado em fase (Equação 2.1) transmitido em canal AWGN é usada uma das implementações de detector ótimo. Considerando o detector de distância mínima, assumindo que as mensagens são equiprováveis e de mesma energia, a probabilidade de erro do sistema é igual às probabilidades de erro de cada forma de onda s_m . No caso da modulação BPSK, mostrada na Figura 2.1, por exemplo, as possíveis mensagens são $s_1 = (\sqrt{\varepsilon_s}, 0)$ e $s_2 = (-\sqrt{\varepsilon_s}, 0)$. Para s_1 , o vetor recebido é $r = (r_1, r_2) = (\sqrt{\varepsilon_s} + n_1, n_2)$, em que r_1 e r_2 são variáveis aleatórias de variância $\sigma^2 = \frac{1}{2}N_0$ e médias $\sqrt{\varepsilon_s}$ e 0, respectivamente. Proakis e Salehi (2008) derivam as probabilidades de erro da modulação PSK a partir da função densidade de probabilidade conjunta de r_1 e r_2 . A probabilidade de erro de bit do sinal BPSK é

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{N_0}}\right) . \tag{2.10}$$

A Figura 2.4 mostra as curvas de taxa de erro de bit (BER) para os sinais M-PSK.



Figura 2.4: Probabilidade de erro de símbolo de sinais PSK. Fonte: adaptada de Proakis e Salehi (2008).

Quando o canal é limitado em banda a uma determinada largura de banda WHz, este pode ser modelado como um filtro linear que tem característica equivalente passa-baixas da resposta em frequência C(f), cuja resposta é zero para |f| > W. O equivalente passa-baixas da sua resposta ao impulso é c(t). Se um sinal da forma

$$s(t) = \operatorname{Re}[v(t)e^{j2\pi f_{c}t}]$$
(2.11)

é transmitido por esse canal, o equivalente passa-baixas do sinal recebido será

$$r_l(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v(\tau)c(t-\tau)d\tau + z(t) , \qquad (2.12)$$

em que a integral representa a convolução de c(t) com v(t), e z(t) representa o ruído aditivo.

O canal limitado em banda tem C(f) = 0 para |f| > W. Essa resposta em frequência pode ser expressa por $C(f) = |C(f)|e^{j\theta(f)}$. O canal é ideal se a amplitude |C(f)| for constante e a fase $\theta(f)$ for uma função linear da frequência. No canal não-ideal, se |C(f)| não for constante o canal distorce o sinal transmitido V(f) em amplitude e, se $\theta(f)$ não for linear o canal distorce o sinal transmitido V(f) com atraso (PROAKIS; SALEHI, 2008).

O resultado das distorções de amplitude e atraso causados pelo canal nãoideal é um espalhamento dos pulsos transmitidos, causando uma sobreposição de símbolos subsequentes, e então tem-se a interferência intersimbólica (ISI). Algumas estratégias para lidar com a ISI são:

- a) Modelar o pulso de acordo com as características do canal para evitar a ISI em transmissões por canais limitados em banda. Esta solução não pode ser aplicada a este projeto, pois as características do sinal transmitido devem ser mantidas.
- b) Projetar um receptor ótimo para esse sinal distorcido. O método mais conhecido é o algoritmo de Viterbi, mostrado em detalhes por Proakis e Salehi (2008).
- c) Incluir equalizadores no receptor com o objetivo de compensar a ISI.
 Essa é uma solução sub-ótima.

Mesmo a filtragem linear do sinal recebido, pode causar outra distorção ao sinal contaminado com ruído AWGN: autocorrelacionar o ruído. Ruído autocorrelacionado, ou ruído colorido, é aquele no qual não há uniformidade na distribuição de potência em todas as faixas de frequência, ou seja, há autocorrelação entre elas. Quando o ruído aditivo na entrada do demodulador é colorido, o filtro casado ao sinal não maximiza a SNR de saída e outra técnica de detecção ótima deve ser utilizada. Kay (1998) mostra que, para sinais determinísticos com ruído gaussiano correlacionado, é possível encontrar o detector ótimo a partir da matriz de covariância do ruído. Outra possível
solução para o ruído correlacionado é a filtragem adaptativa, detalhada por Sayed (2008) e por Proakis e Salehi (2008).

2.3. Sincronismo de Relógio e de Portadora

A sincronização é uma função crítica em comunicações digitais e falhas de sincronismo podem levar a efeitos catastróficos no desempenho do sistema de transmissão. Além disso, a sincronização compreende grande parte do *hardware* de um receptor, fazendo com que sua implementação tenha impacto substancial nos custos desses sistemas.

Em transmissões síncronas o sinal recebido é completamente conhecido, exceto pelos símbolos de dados e por um grupo de variáveis referidas por *parâmetros de referência*. Apesar da tarefa final do receptor ser reproduzir uma réplica precisa da sequência de símbolos sem interesse nos parâmetros de referência, apenas explorando o conhecimento desses parâmetros o processo de detecção pode ser realizado de forma apropriada.

O atraso de tempo é um problema inerente às transmissões de longa distância, em especial às transmissões espaciais, em que o sinal demora um tempo considerável para se propagar entre as antenas de transmissão e recepção da estação terrestre e do satélite. Para minimizar a probabilidade de erro do detector, a detecção dos símbolos deve feita sobre o sinal no instante de pico dos pulsos do sinal, maximizando a relação sinal-ruído (MEYR et al., 1998). O instante ótimo depende do período de símbolo e do atraso de tempo de transmissão.

O sincronizador de símbolo, ou de relógio, é um circuito que estima o instante ótimo de detecção do sinal, melhorando a confiabilidade dos dados. A estimativa do atraso de tempo é usada para colocar o instante de amostragem do receptor em sincronia com o sinal recebido. O atraso é considerado limitado

13

a mais ou menos meio período de símbolo, pois o atraso múltiplo inteiro do período de símbolo não causa degradação.

Os detectores coerentes de sinais são aqueles que necessitam de informação de fase e frequência da portadora para recuperar os dados transmitidos. Porém, durante a transmissão, desvios de fase e de frequência da portadora podem acontecer, seja por causa efeito *Doppler* na transmissão, pela falta de sincronismo entre os osciladores do transmissor e do receptor ou por flutuações na frequência desses osciladores.

O sincronizador de portadora faz medidas precisas de fase e frequência do sinal recebido e os aplica a uma referência local. Erros de fase podem causar uma rotação na constelação do sinal, que tem como consequências a perda de potência e a ocorrência do fenômeno de interferência intersimbólica (PROAKIS; SALEHI, 2008). A partir do sinal recebido o sincronizador de portadora realiza três funções básicas (MEYR et al., 1998): estimação da fase, rotação de fase e sincronização de frequência. A sincronização de frequência, porém, só tem necessidade de ser feita explicitamente no caso de um grande desvio de frequência. Isso acontece, pois a rotação de fase é capaz de compensar um pequeno erro de frequência residual.

O sinal na entrada do receptor é um sinal analógico de radiofrequência que pode ser expresso como

$$r(t) = Re\{ [s_l(t-\varepsilon)e^{j\theta} + n(t)]e^{j2\pi(f_c+f_d)t} \} , \qquad (2.13)$$

em que $s_l(t)$ é o sinal equivalente passa-baixas, n(t) é o ruído AWGN equivalente passa-baixas, ε é o atraso de propagação, θ é o desvio de fase e f_d é o desvio de frequência. O sinal s(t) carrega a informação digital e o ruído n(t) é um sinal aleatório de estatísticas conhecidas. Devem, portanto, ser feitas estimativas $\hat{\varepsilon}$, $\hat{\theta}$ e \hat{f}_d dos parâmetros de referência ε , θ e f_d para que se possa realizar demodulação e detecção coerente do sinal recebido. Na literatura, duas classificações recorrentes dos sincronizadores de símbolo são os sincronizadores *error-tracking* e os sincronizadores *feedfoward*. Os sincronizadores *error-tracking* possuem um detector que compara o sinal recebido ruidoso com um sinal de referência local e dá como saída uma indicação da magnitude e da orientação do erro de temporização $e = \varepsilon - \hat{\varepsilon}$. A estimativa é ajustada para minimizar o erro de temporização e é usada para realizar a amostragem do resultado nos instantes apropriados. Já nos sincronizadores *feedfoward*, um detector faz a medida do valor instantâneo de ε a partir do sinal ruidoso de entrada. É, então, feita uma média das medidas ruidosas para se encontrar a estimativa $\hat{\varepsilon}$ e realizar a amostragem.

Uma importante subcategoria dos sincronizadores de símbolo é a dos geradores de raia espectral, útil para sinais que não contêm qualquer componente periódico. Faz-se o uso de operações não-lineares no sinal de entrada para gerar raias espectrais na taxa de símbolo e em múltiplos dela. A componente periódica pode ser extraída por meio de um PLL, caracterizando um sincronizador *error-tracking*, ou por meio de um filtro passa-faixa de banda estreita, caracterizando um sincronizador um sincronizador *um* sincronizador *error-tracking*, ou por meio de um filtro passa-faixa de banda

Se o espectro do sinal recebido tiver uma forte componente na frequência da portadora, a recuperação da portadora pode ser feita com um PLL ou um filtro passa-faixa de banda estreita. Caso contrário, dois sincronizadores são os exemplos mais recorrentes: o sincronizador *Squaring Loop* e o sincronizador *Costas loop* (PROAKIS; SALEHI, 2008).

Sincronizadores tradicionais bastante conhecidos, como os sincronizadores *Early-Late, Mueller-and-Müller, Squaring Loop* e o *Costas loop*, por exemplo, são apresentados em detalhes por Proakis e Salehi (2008), Sklar (2001) e Meyr et al. (1998). Tanto para a recuperação de símbolo como para a recuperação de portadora, porém, além dos métodos encontrados na literatura mais tradicional, ainda há diversas implementações de métodos *ad-hoc*, para

15

aplicações específicas, derivados de diferentes abordagens e suas combinações.

A maior parte das referências encontradas trata o problema do sincronismo em tempo contínuo. Porém, com o advento da tecnologia digital VLSI (*Very Large Scale Integration*) em circuitos integrados, as regras de projeto dos *modems* (dispositivos de modulação/demodulação) foram bastante afetadas, tornando obsoletas muitas técnicas analógicas de sincronismo (MENGALI; D'ANDREA, 1997).

Por outro lado, as técnicas digitais de sincronismo já estão bem estabelecidas, mas são documentadas, em geral, em artigos científicos, concentrando nos seus desempenhos e problemas de implementação. Mengali e D'Andrea (1997) derivam através da teoria da estimação várias técnicas digitais para recuperação de relógio, fase e frequência para uma grande variedade de sistemas. As implementações digitais utilizadas neste trabalho, porém, foram desenvolvidas a partir das técnicas analógicas usadas por Lucena (1986), mas também foram encontradas implementações parecidas em Yuce et al. (2006), por exemplo.

2.4. Limite de Cramer-Rao

A precisão que se pode atingir nas estimativas dos parâmetros de sincronização é um critério que deve ser avaliado. A avaliação das técnicas de sincronização necessita de referências com as quais sejam feitas comparações. O limite de Cramer-Rao (CRB) é a principal referência usada na avaliação dos estimadores.

Para estimar apenas um dos parâmetros desconhecidos (ε , θ ou f_d), denotado por λ , que se assume ser constante, todos os outros parâmetros são arranjados em um vetor u com função densidade de probabilidade p(u)conhecida e independente de λ . Usando as técnicas de estimação desses

16

parâmetros, a estimativa $\hat{\lambda}(r)$ é uma variável aleatória que depende da observação do sinal recebido r(t). Mesmo que tenha média zero, essa estimativa pode ser insatisfatória se a variância do erro de estimação for alta. O limite de Cramer-Rao é o limite mínimo da variância de qualquer estimador de média zero, e pode ser definido como

$$CRB(\lambda) = \frac{1}{E_r \left\{ \left[\frac{\partial \ln p(r|\lambda)}{\partial r} \right]^2 \right\}} , \qquad (2.14)$$

Em que E_r é a esperança matemática em relação à variável subscrita e $p(r|\lambda)$ é a função densidade de probabilidade de r(t) para um dado λ

$$p(r|\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} p(r|\lambda, u) p(u) du . \qquad (2.15)$$

Na prática, o cálculo de $p(r|\lambda)$ é raramente viável (MENGALI; D'ANDREA, 1997) e, por isso, é utilizado o limite de Cramer-Rao modificado (MCRB)

$$MCRB(\lambda) = \frac{N_0}{E_u \left\{ \int_0^{T_0} \left| \frac{\partial s(t, \lambda, u)}{\partial \lambda} \right|^2 dt \right\}} .$$
(2.16)

O limite modificado é mais fácil de calcular, mas tem a desvantagem de ser uma referência pessimista, pois $CRB(\lambda) \ge MCRB(\lambda)$. A igualdade só acontece para os casos em que o vetor *u* é perfeitamente conhecido ou é vazio.

Para a modulação BPSK, Mengali e D'Andrea (1997) derivam a MCRB da estimativa de fase e de atraso de símbolo, respectivamente

$$MCRB(\theta) = \frac{1}{2L_0} \frac{1}{E_b/N_0}$$
(2.17)
$$MCRB(\varepsilon) = \frac{1}{8\pi^2 \xi L_0} \frac{T^2}{E_b/N_0} .$$

Na Equação 2.17, L_0 é número de períodos de símbolo em que o receptor se baseia para fazer a estimativa a partir do sinal recebido r(t), E_b/N_0 é a SNR por bit e ξ é um coeficiente adimensional que depende do pulso formatador do sinal transmitido g(t):

$$\xi = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} T^2 f^2 |G(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df} .$$
(2.18)

2.5. PLL

O *Phase-Locked Loop* (PLL) é um componente essencial de muitos circuitos de sincronização, como os circuitos de recuperação de portadora, de sincronização de relógio, de modulação e demodulação em frequência e fase, de sintetizadores de frequência, entre outros.

O PPL é uma malha de controle na qual o parâmetro controlado é a fase de uma réplica, gerada localmente, da portadora do sinal recebido (SKLAR, 2001). A malha do PLL analógico consiste, basicamente, de um detector de fase, um filtro de malha e um oscilador controlado por tensão (VCO). Um diagrama esquemático básico de um PLL analógico é ilustrado na Figura 2.5.



Figura 2.5: Diagrama básico do PLL analógico. Fonte: Adaptada de Gardner (2005).

O oscilador produz a réplica estimada do sinal de entrada a partir da saída do filtro de malha. O detector de fase é um dispositivo que produz a medida da

diferença da fase entre o sinal de entrada e a replica local. Como esses sinais mudam um em relação ao outro, o erro de fase na entrada no filtro de malha se torna um sinal variante no tempo. Esse filtro controla a resposta do PLL às variações do erro de fase e, por isso, deve ser capaz de acompanhar mudanças no sinal de entrada, mas sem ser muito sensível a possíveis ruídos.

Diversas variações deste componente são possíveis. Considerando o PLL elementar da Figura 2.5 com detector de fase linear, sendo $\theta_i(t)$ a fase do sinal de referência e $\theta_o(t)$ a fase do sinal de saída do VCO, a saída do detector de fase é

$$v_d = K_d(\theta_i - \theta_o) \quad , \tag{2.19}$$

em que o erro de fase é definido como $\theta_e = \theta_i - \theta_o$ e K_d é chamado de fator de ganho do detector de fase, medido em *Volts* ou *Ampères* por radiano.

O sinal da Equação 2.19 é então processado pelo filtro de malha, cujo propósito é estabelecer o desempenho dinâmico da malha. Além disso, frequentemente o filtro de malha também tem a função secundária de supressão de ruídos e de componentes em altas frequências. Assim, o filtro de malha é um filtro passa-baixa que responde apenas às baixas frequências da componente relativa ao erro de fase e remove componentes de mais alta frequência (PROAKIS; SALEHI, 2008), sendo responsável pelo controle do VCO. A função de transferência do filtro de malha no domínio da transformada de Laplace é denotada por F(s), resultando, em sua saída, na tensão de controle

$$V_c(s) = F(s)V_d(s)$$
 , (2.20)

em que $V(s) = L\{v(t)\}$, onde $L\{\cdot\}$ indica a transformada de Laplace.

O desvio do VCO em relação à sua frequência central é $\Delta \omega = K_o v_c$ em radianos por segundo, em que K_o é o fator de ganho do VCO, em *rad/seg.V*.

Sendo a frequência igual à derivada da fase, a fase de saída do VCO é definida como

$$\theta_o = \frac{K_o V_c(s)}{s} \tag{2.21}$$

e, portanto, a saída do VCO tem fase proporcional à integral da tensão de controle.

Independentemente dos detalhes do filtro de malha, aplicadas em geral para todos os PLLs com configuração mostrada na Figura 2.5, as funções de transferência de um PLL combinam as funções dos elementos que compõem esse dispositivo. As funções de transferência do *open-loop*, do sistema e do erro são escritas respectivamente como:

$$G(s) = \frac{\theta_o}{\theta_e} = \frac{K_d K_o F(s)}{s}$$

$$H(s) = \frac{\theta_o}{\theta_i} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{K_d K_o F(s)}{s + K_d K_o F(s)}$$

$$E(s) = \frac{\theta_e}{\theta_i} = \frac{1}{1 + G(s)} = 1 - H(s) = \frac{s}{s + K_d K_o F(s)} \quad .$$
(2.22)

A definição dos parâmetros do PLL, em especial do seu filtro de malha, determinam a complexidade e o desempenho de um PLL. Na prática, a maioria dos PLLs é de segunda ordem ou é projetado como de segunda ordem ao se negligenciar os efeitos de ordem maior (GARDNER, 2005). Porém, uma grande variedade de PLLs, combinando seus tipos e ordens, pode ser implementada, desde os mais simples (sem filtro de malha), até tipos mais complexos que raramente são projetados de fato.

Com o crescimento de desempenho, velocidade, confiabilidade e a diminuição simultânea de custo e tamanho dos circuitos integrados, cresceu também o interesse nos PLLs digitais (DPLLs). Os DPLLs também diminuíram problemas

recorrentes nos projetos dos PLLs analógicos: a sensibilidade a flutuações de corrente e saturação dos componentes, dificuldades encontradas no projeto de PLLs de ordem alta, e a necessidade de calibração inicial e de ajustes periódicos (LINDSEY; CHIE, 1981). A substituição de componentes analógicos por componentes digitais, em especial o detector de fase, caracteriza um DPLL, que pode chegar ao extremo oposto de um PLL analógico, o *All-Digital* PLL (ADPLL), em que todos os componentes são digitais e operam sobre sinais discretos no tempo.



Figura 2.6: Diagrama básico do DPLL. Fonte: Adaptada de Miao (2006).

A estrutura do DPLL, como mostrada na Figura 2.6, é similar à estrutura de um PLL analógico. Os componentes, agora digitais, têm as mesmas funções de seus equivalentes analógicos e a saída do oscilador digital é dada por

$$\theta_o^{k+1}[n] = \theta_o^k[n] + K_{VCO}f[n] * \theta_e^k[n]$$
(2.23)

em que θ^k é fase do k-ésimo sinal subscrito, $\theta_o[n]$ é a fase do sinal de saída do VCO digital, $\theta_e[n]$ é o erro de fase (saída do detector de fase), K_{VCO} é o ganho do VCO e f[n] é a resposta impulsional do filtro digital de malha.

O VCO digital também é conhecido como DCO e NCO (osciladores controlados digital e numericamente, respectivamente), podendo ser implementado com o uso de LUTs (*Look-up Tables*), por exemplo. Exemplos comuns da implementação do detector digital de fase são com portas lógicas ou-exclusivo (XOR) ou *flip-flops*. É grande a variedade de técnicas para a implementação

dos componentes digitais do DPLL e sua escolha depende da adequação ao projeto. Diversos exemplos dessas técnicas são mostrados em Lata e Kumar (2013), Lindsey e Chie (1981).

Sendo $\Phi(z)$ a transformada-Z da fase $\theta[n]$, a função de transferência do PLL digital é definida no domínio da transformada-Z como (MIAO, 2006)

$$H(z) = \frac{\Phi_o(z)}{\Phi_i(z)} = \frac{K_{VCO}F(z)z}{1 - [1 - K_{VCO}F(z)]z}$$
(2.24)

Dessa forma, o projeto do filtro digital de malha, assim como no PLL analógico, determinará a ordem do DPLL, tendo mais destaque os PLLs digitais de primeira e segunda ordem.

3 DEMODULADOR BPSK PROPOSTO

3.1. Requisitos

A fim de explorar soluções para o demodulador BPSK para telecomando, parte dos subsistemas de telecomunicações para a plataforma de serviços de satélites, e ainda propor uma solução que pudesse ser útil a futuros projetos de satélites do INPE, estabelecemos um conjunto de requisitos que conduziram a exploração de soluções.

O conjunto de requisitos adotados pelo subsistema de telemetria, rastreamento e telecomando (TT&C) foi definido de acordo com as especificações utilizadas pelo INPE (MARSHALL et al., 1986; CARLEIAL, 1985) no desenvolvimento do Satélite de Coleta de Dados 1 (SCD-1), que ainda opera atualmente. Este conjunto de requisitos, apesar de datar de 1986, continua em conformidade com as mais recentes recomendações do CCSDS (CCSDS, 2013) e da ECSS (ECSS, 2009) para o enlace de telecomando de satélites com órbita de até dois milhões de quilômetros (Categoria A).

As mensagens devem ser padrões digitais na forma PCM-NRZ-L independentes e equiprováveis com frequência de símbolo f = 1/T = 2 kbits/s. Essa informação modula uma subportadora senoidal BPSK em $f_{sc} = 8 \text{ kHz}$, como ilustrado na Figura 3.1. A portadora ascendente tem frequência 2033,2 MHz no sentido Terra-espaço é modulada em fase (PM). Esta portadora é modulada pela subportadora BPSK e por dois tons de localização: o tom maior e o tom menor.



Os dois tons de localização devem ser senoidais e não-modulados. O tom maior é usado no rastreamento para efetuar a medida de distância e opera em $f_M = 100 \ kHz$. O tom menor é usado no rastreamento para eliminar a ambiguidade na medida da distância do satélite, assumindo frequências f_m iguais a 16 kHz, 16,032 kHz, 16,16 kHz, 16,8 kHz e 20 kHz. O subsistema de telecomunicações de serviço admite vários modos de operação que combinam o telecomando (TC) e os tons de localização (tom maior e tom menor) e são usados dependendo das necessidades de momento. A Figura 3.2 mostra o espectro do sinal que modula a portadora de telemetria. Neste trabalho é considerado o pior caso, em que o sinal BPSK está sendo transmitido de forma simultânea aos dois tons de localização.



Figura 3.2: Espectro do sinal que modula a portadora de telemetria.

Fonte: Adaptada de Maral e Bousquet (2009).

De acordo com as recomendações citadas, a relação entre as frequências ascendente e descendente (*turnaround frequency ratio*) é de 221/240, de forma que o enlace satélite-Terra se faz em 2208 MHz. Para a retransmissão dos tons de localização de volta para a estação, os tons recebidos modulam a fase da portadora descendente. À portadora descendente o subsistema de telecomunicações de serviço acrescenta, também, a subportadora de telemetria com as informações de *housekeeping*.

Na modulação em fase, o índice de modulação representa o valor de pico do desvio de fase da portadora. Se tratando de um sinal composto por uma subportadora de telecomando modulada e dois tons de localização não-modulados, seus índices de modulação refletem na distribuição espectral de potência entre a componente residual da portadora e uma infinidade de componentes nas faixas laterais.

O cálculo dos índices de modulação apropriados é imprescindível para atender às diversas funções que o subsistema de telecomunicações de serviço deve realizar concomitantemente de forma balanceada e com economia de energia. Para garantir o dimensionamento para todos os modos, a análise em Carleial (1985) é feita para o modo mais complexo, no qual estão presentes todos os sinais. Assim, considerando apenas as faixas laterais de primeira ordem, os resultados para os cálculos dos índices de modulação de telecomando, de tom menor e de tom maior são, respectivamente, $\theta_{tc} = 1,175$, $\theta_r = 0,272$ e $\theta_R = 0,708$.

É considerado, também, que na entrada do demodulador de telecomando a relação energia de símbolo por densidade de ruído (E_b/N_0) seja maior ou igual a 16 dB e que a probabilidade de erro de bits seja menor ou igual a 10⁻⁵ para o sinal NRZ-L. Além disso, outras restrições são impostas: baixo tempo de aquisição (≤64 ms), baixo consumo de potência (o menor possível) e alta confiabilidade (que se traduz em simplicidade e qualidade).

25

3.2. O Demodulador no Subsistema de TT&C

O demodulador proposto está inserido no subsistema de TT&C. A Figura 3.3 ilustra a posição do demodulador neste subsistema.



Figura 3.3: O subsistema de TT&C.

Como mostrado na Figura 3.3, o sinal capturado pela antena do satélite é o sinal de banda S, com frequência de portadora 2033,2 MHz, modulado em fase (PM) e contaminado pelo ruído AWGN proveniente do canal espacial. Este sinal modulado em fase é composto pelo sinal NRZ-L modulado em BPSK e pelos tons de localização. O sinal é, então, recebido pelo *transponder* de banda S, que é responsável pela demodulação PM. A saída do *transponder* é o sinal representado por BPSK/NRZ-L+LOC+RUÍDO, ou seja, o sinal NRZ-L modulado em BPSK, somado aos tons de localização não-modulados e ao ruído AWGN. Este é o sinal de entrada do demodulador proposto neste trabalho.

A arquitetura macro do demodulador está apresentada na Figura 3.4.



Figura 3.4: Arquitetura macro do demodulador BPSK digital proposto.

Nesta arquitetura, o processador digital de sinais é o foco principal. Nele foram aplicadas as técnicas de processamento digital de sinais para realizar demodulação BPSK, ou seja, a sincronização de portadora, a sincronização de símbolo e a detecção e decisão sobre os dados. No restante do trabalho esse processador digital de sinais será chamado de demodulador BPSK completamente digital.

Os sinais que passam pelo demodulador estão representados na figura 3.4. O sinal r'(t) é a representação matemática do sinal representado na Figura 3.3 por BPSK/NRZ-L+LOC+RUÍDO, e pode ser expresso por

$$r'(t) = s(t) + l_m(t) + l_M(t) + n(t) .$$
(3.1)

Na Equação 3.1, s(t) é o sinal BPSK/NRZ-L na frequência de subportadora f_{sc} , n(t) é o ruído AWGN de densidade espectral de potência $N_0/2$ e $l_m(t)$ e $l_M(t)$ representam o tom menor e o tom maior, respectivamente, nas frequências f_m e f_M .

O sinal s(t) é definido como

$$s(t) = A(t) \cos[2\pi (f_{sc} + f_d)t + \theta]$$
, (3.2)

em que o sinal de banda base A(t) é modelado por

$$A(t) = \sum_{i} a_{i}g(t - iT - \varepsilon) \quad , \tag{3.3}$$

 a_i é o dado NRZ-L aplicado ao i-ésimo pulso, T é o período de símbolo, g(t) é o pulso formatador definido por uma janela retangular de duração T segundos e amplitude unitária. O desvio de frequência, o desvio de fase da portadora e o atraso de tempo de transmissão são denotados por f_d , θ e ε , respectivamente.

A energia de bit E_b do sinal, em termos de sua amplitude A_m e seu período T, e sua relação energia de bit por densidade de ruído E_b/N_0 são dadas por

$$E_b = \frac{A_m^2 T}{2} = \frac{T}{2}$$
(3.4)

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{T}{2N_0}$$
 (3.5)

Os sinais $l_m(t)$ e $l_M(t)$ podem ser expressos por

$$l_m(t) = \cos(2\pi f_m t)$$

$$l_M(t) = \cos(2\pi f_M t) .$$
(3.6)

De acordo com CCSDS (2013), considera-se que o desvio máximo da frequência da subportadora é $\pm (2 \times 10^{-4}) f_{sc}$, ou seja, $|f_d| \le 1.6 Hz$.

O sinal n(t) é caracterizado por sua densidade espectral de potência e sua função de autocorrelação, respectivamente,

$$S_n(f) = N_0/2$$

$$R_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) ,$$
(3.7)

em que $\delta(\cdot)$ é a função delta de Dirac.

Para converter o sinal r'(t) para o domínio digital é necessário, além do próprio conversor analógico-digital, um filtro de *anti-aliasing* (HAYKIN, 2007). A amostragem no conversor cria réplicas do espectro do sinal original em torno da frequência zero e de múltiplos positivos e negativos da frequência de amostragem. O filtro de *anti-aliasing* (FAA) é usado antes da amostragem do sinal para restringir a largura de banda do sinal e favorecer o uso do teorema da amostragem na banda de interesse, evitando a sobreposição dos espectros replicados (*aliasing*). O filtro de *anti-aliasing* é um filtro passa-baixas modelado como um filtro ideal de banda B_{AA} , como mostrado na Figura 3.5.



Figura 3.5: Resposta em frequência do filtro de anti-aliasing.

À saída do FAA, o sinal r(t) é expresso por

$$r(t) = s(t) + l_m(t) + l_M(t) + w(t) , \qquad (3.8)$$

estando a presença dos sinais $l_m(t)$ e $l_M(t)$ condicionada à largura de banda B_{AA} . A estatística do ruído w(t) é calculada

$$S_{w}(f) = \begin{cases} \frac{N_{0}}{2}, & |f| \le B_{AA} \\ 0, & |f| > B_{AA} \end{cases}$$
(3.9)
$$R_{w}(\tau) = N_{0}B_{AA} sinc(2B_{AA}\tau) .$$

A conversão analógico-digital é feita pelo conversor analógico-digital (ADC) mostrado na Figura 3.4. As amostras são tomadas a uma taxa de amostragem f_s , em $\tau = nT_s$, em que o período de amostragem é $T_s = 1/f_s$, resultando em $\Gamma_s = T/T_s$ amostras por símbolo. O sinal discreto r[n] na saída do ADC é

$$r[nT_s] = s[nT_s] + l_m[nT_s] + l_M[nT_s] + w[nT_s] , \qquad (3.10)$$

em que s[n], $l_m[n]$ e $l_M[n]$ são as versões discretas dos sinais s(t), $l_m(t)$ e $l_M(t)$, respectivamente.

A partir da Equação 3.9, calcula-se B_{AA} em função da taxa de amostragem desejada para o sistema, com o objetivo de manter branco o ruído. É usado o critério de Nyquist ($2B_{AA} = 1/T_s$), de forma que não há interferência intersimbólica (PROAKIS; SALEHI, 2008). Assim, para usar a taxa de amostragem desejada, de $f_s = 64 \ kHz$, foi definida a largura de banda do filtro *anti-aliasing* $B_{AA} = 32 \ kHz$, e a estatística do ruído resulta em

$$R_w[m] = N_0 B_{AA} \delta[m]$$

$$S_w(e^{j\omega}) = N_0 B_{AA} , \qquad (3.11)$$

indicando que o ruído é AWGN.

Conhecida a banda $B_{AA} = 32 kHz$ do filtro passa-baixas, e considerando que este filtro pode ser modelado como ideal, em sua saída os sinais s(t) e o tom

menor $l_m(t)$ não sofrem distorção, enquanto o tom maior $l_M(t)$ é eliminado. Assim, o sinal r(t) pode ser definido como

$$r(t) = s'(t) + l'_{m}(t) + w(t) .$$
(3.12)

Ao passar pelo conversor analógico-digital, considerando a frequência digital $\omega = 2\pi f/f_s$, na entrada do demodulador BPSK completamente digital o sinal r[n] é expresso por

$$r[n] = s[n] + l_m[n] + w[n] , \qquad (3.13)$$

em que o ruído w[n] tem estatística dada nas Equações 3.9, o tom menor é

$$l_m[n] = \cos[\omega_m n] \tag{3.14}$$

e o sinal útil é

$$s[n] = A[n] \cos(\omega_{sc}n + \omega_d n + \theta)$$

$$A[n] = \sum_{i=0}^{\infty} a_i g[n - \Gamma_s i + \varepsilon] \quad .$$
(3.15)

Nas Equações 3.15 $\omega_{sc} = 2\pi f_{sc}/f_s$, $\omega_d = 2\pi f_d/f_s$, $\omega_m = 2\pi f_m/f_s$, a_i são os símbolos NRL-Z, $\Gamma_s = \frac{T}{T_s}$ e g[n] é o pulso formatador retangular, equivalente ao pulso analógico g(t), onde, para $N_s = \Gamma_s - 1$,

$$g[n] = \begin{cases} 1, & 0 \le n \le N_s \\ 0, & caso \ contrário \end{cases}$$
(3.16)

3.3. Sobre a Arquitetura do Demodulador BPSK Completamente Digital

Para um sistema com as características expostas nas Seções 3.1 e 3.2, é definida a arquitetura do demodulador BPSK completamente digital, mostrada na Figura 3.6. Esta é a configuração interna do bloco processador digital de

sinais mostrado na Figura 3.4 e implementa as principais funções da demodulação de telecomando.



Figura 3.6: Configuração do demodulador BPSK completamente digital.

Para realizar a recepção coerente dos dados, o sistema de demodulação necessita de circuitos de recuperação de subportadora e sincronização de símbolo. Na literatura, diversas configurações de demoduladores (MARAL; BOUSQUET, 2009; MEYR et al., 1998) realizam a recuperação de subportadora e a recuperação do relógio de forma sequencial e dependente uma da outra. Porém, os tempos de aquisição da subportadora e do relógio compõem o tempo de aquisição do total do sistema. Dessa forma, para se obter melhores resultados, a sincronização de símbolo e de subportadora acontecem de forma paralela e independente, cooperando para a diminuição do tempo de aquisição do sistema.

Em comparação com a configuração do demodulador implementado no trabalho de Lucena (1986), mostrado na Figura 3.7, a Figura 3.6 aponta a primeira diferença: a ausência do circuito limitador, necessário na implementação analógica para a utilização de portas lógicas CMOS. A porta lógica XOR CMOS foi usada naquele trabalho para realizar multiplicações, pois apresentava menor consumo de potência do que um multiplicador. Neste trabalho, porém, o limitador é uma não-linearidade desnecessária no sistema,

de forma que as multiplicações são feitas através de processamento digital de sinais.



Figura 3.7: Configuração do demodulador BPSK analógico de Lucena (1986). Fonte: adaptado de Lucena (1986).

Na comparação entre as Figuras 3.7 e 3.6, também se identifica que o sinal usado para a detecção é diferente. No trabalho de Lucena (1986) a subportadora recuperada é misturada (através da operação ou-exclusivo) com o sinal recebido pelo demodulador BPSK, que foi filtrado pelo filtro de entrada e depois foi limitado. Neste trabalho, porém, ao invés de se utilizar o sinal filtrado x[n], optou-se por operar a subportadora recuperada com o próprio sinal r[n], recebido pelo demodulador BPSK completamente digital. Essa decisão levou em consideração as características do sinal na saída do filtro de entrada.

3.3.1. Filtro de Entrada

O sinal r[n] que chega ao demodulador BPSK completamente digital foi definido Seção 3.2. Um dos componentes de r[n] é o tom menor $l_m[n]$, que é indesejado no sistema de demodulação de telecomando e acarreta em degradação das estimações feitas pelo módulo de recuperação de subportadora e pelo módulo de sincronização de símbolo. O filtro de entrada

cumpre um papel importante no sistema, limitando o ruído e eliminando o tom menor do sinal r[n].

O filtro de entrada foi projetado como um filtro *Butterworth* passa-faixa com largura de banda de $B_1 = 4 \ kHz$, apresentando ganho unitário na frequência da subportadora f_{sc} e rejeição fora da banda passante, especialmente a partir de 16 KHz, a menor frequência de tom menor.

Para fins de simplificação matemática, considerou-se o filtro de entrada como o passa-faixa ideal

$$|G(e^{j\omega})| = \begin{cases} 1 , & \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{16} \le \omega \le \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{16} \\ 0 , & caso \ contrário \end{cases}$$
(3.17)

e se usou $|G(e^{j\omega})| = |G_{PB}(e^{j\omega-\frac{\pi}{4}}) + G_{PB}(e^{j\omega+\frac{\pi}{4}})|$, em que

$$\left|G_{PB}\left(e^{j\omega}\right)\right| = \begin{cases} 1, & \omega \leq \frac{\pi}{16} \\ 0, & caso \ contrário \end{cases}$$
(3.18)

À saída do filtro de entrada o tom menor não está presente no sinal x[n],

$$x[n] = s_x[n] + u[n]$$
, (3.19)

em que $s_x[n]$ é o sinal s[n] (Equação 3.15) distorcido pelo filtro de entrada e a densidade espectral do ruído u[n] é

$$S_u(e^{j\omega}) = S_w(e^{j\omega}) \left| G_{PB}\left(e^{j\omega-\frac{\pi}{4}}\right) + G_{PB}\left(e^{j\omega+\frac{\pi}{4}}\right) \right|^2 , \qquad (3.20)$$

cuja transformada de Fourier inversa resulta na função de autocorrelação é igual a

$$R_u[n] = \frac{N_0 B_{AA}}{8} \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi}{16}n\right) \cos\left(\frac{\pi}{4}n\right)$$
(3.21)

$$R_u[n] = N_0 B_1 \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi}{16}n\right) \cos\left(\frac{\pi}{4}n\right)$$

O ruído na saída do filtro de entrada, portanto, é colorido (autocorrelacionado).

Além de colorir o ruído, a filtragem de banda limitada causa a mudança no formato do pulso e também causa interferência intersimbólica. Esses três efeitos provocam degradação da sincronização de portadora, da sincronização de símbolo e da detecção do dado binário.

Os sincronizadores, porém, extraem seus resultados de raias espectrais, que sofrem pouca influência da distorção do pulso e da ISI, pois o filtro de entrada permite a passagem completa do primeiro lóbulo do espectro do sinal, onde se concentra a maior parte da energia do sinal. Os sincronizadores ainda utilizam filtros de banda estreita para a extração das raias, o que possibilita considerar a densidade de ruído uniforme na banda desses filtros. Assim, para os módulos de sincronização, consideram-se os três efeitos desprezíveis e, portanto, $s_x[n] = s[n]$. Para a detecção dos dados binários, porém, os três efeitos causam grande degradação de desempenho e a consideração anterior não pode ser feita.

Nas Seções 3.4, 3.5 e 3.6, respectivamente, as implementações dos sincronizadores de subportadora, de símbolo e do detector de dados são discutidas.

3.4. Recuperador de Subportadora

O circuito recuperador de subportadora é do tipo gerador de raia espectral, pois utiliza a não-linearidade valor absoluto para gerar uma raia espectral no dobro da frequência da subportadora. Orbest e Schilling (1971) mostram que, para altos valores de E_b/N_0 , esse tipo de não-linearidade tem um ganho de aproximadamente 2 dB em relação à não-linearidade elevado ao quadrado. A Figura 3.8 ilustra o circuito do recuperador de subportadora.



Figura 3.8: Circuito recuperador de subportadora.

Em seguida à não-linearidade, usou-se um filtro passa-faixa para limitar o ruído e isolar a raia criada. O circuito composto pela não-linearidade e o filtro passafaixa é conhecido por dobrador de frequência. Após o circuito dobrador de frequência, o ADPLL atua como um filtro passa-faixa mais estreito. A nãolinearidade remove a modulação e o ADPLL, através da raia espectral gerada pelo dobrador de frequência, sincroniza uma senóide local na fase e frequência (duplicada) da subportadora. A subportadora com a fase estimada é, então, reconstruída por um divisor de frequência.

3.4.1. Dobrador de Frequência

Observando os valores dos parâmetros de requisitos (Seção 3.1) e considerando que não há desvios ou atraso, o sinal x[n] (Equação 3.19) na entrada do circuito dobrador de frequência pode ser reescrito como

$$x[n] = s[n] + u[n]$$

$$s[n] = A[n] \cos(\omega_{sc}n + \omega_d n + \theta) \quad .$$
(3.22)

A modulação de fase é representada por A[n], que a cada período Γ_s assume os valores 1 ou -1, representando os símbolos equiprováveis "1" e "0", respectivamente.

Para calcular a relação sinal-ruído SNR_i na entrada da não-linearidade valor absoluto, calculou-se a potência P_s de s[n] a partir de seu período Γ_s e de sua energia E_s

$$E_{s} = \sum_{n=0}^{N_{s}} A^{2}[n] \cos^{2}(\omega_{sc}n + \omega_{sc}n + \theta)$$

$$= \sum_{n=0}^{N_{s}} \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega_{sc}n + 2\omega_{sc}n + 2\theta)] = \frac{\Gamma_{s}}{2}$$

$$P_{s} = E_{s}/\Gamma_{s} = 1/2 \quad . \tag{3.24}$$

E calculou-se a potência P_u do ruído u[n] assumindo que, como a largura de banda $B_1 = 4 kHz$ do filtro de entrada $G(e^{j\omega})$ é muito maior que a largura de banda $B_2 = 400 Hz$ do filtro $H(e^{j\omega})$, o espectro de potência das componentes de ruído de y[n] é aproximadamente constante na banda de $H(e^{j\omega})$:

$$P_u = R_u[0] = N_0 B_1 \quad . \tag{3.25}$$

Assim, SNR_i resulta em

$$SNR_i = \frac{P_s}{P_u} = \frac{1}{2N_0B_1}$$
 (3.26)

Logo, chega-se a SNR_i do sinal x[n] em função de E_b/N_0 (Equação 3.5)

$$SNR_i = \frac{E_b/N_0}{T B_1} = \frac{f E_b/N_0}{B_1} = \frac{E_b/N_0}{2}$$
 (3.27)

Em Orbest e Schilling (1971) é dada a relação sinal-ruído SNR_o na saída de um circuito dobrador de frequência. Apesar de a referência fazer a análise para um circuito analógico, sabe-se que, se o resultado é válido para qualquer t, também será válido para $t = nT_s$, ou seja, o resultado será válido para o domínio discreto. Portanto, para grandes valores de SNR_i , tem-se que a relação sinal-ruído de y[n] é

$$SNR_o = \frac{(B_1/B_2) SNR_i}{2[1+(\vartheta/2)^2]}$$
 (3.28)

Na Equação 3.28, ϑ é uma constante que, no caso da não-linearidade valor absoluto, vale 1:

$$SNR_o = 4 SNR_i = 2 E_b / N_0$$
 (3.29)

Sabe-se que, além de dobrar a frequência do sinal s[n], esse tipo de nãolinearidade remove a modulação. A saída y[n] do dobrador de frequência, após o filtro passa-faixa $H(e^{j\omega})$ de banda B_2 , é dada por

$$y[n] = \sqrt{2P_y} \cos[2\omega_{sc}n + \theta] + w_y[n]$$
, (3.30)

em que P_y é a potência de raia em $2\omega_{sc}$ e $w_y[n]$ é o ruído em y[n].

3.4.2. ADPLL

Muito utilizado em serviços de telecomunicações, foi tomado como base o PLL analógico de segunda ordem com a função de transferência (GARDNER, 2005)

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} ,$$
 (3.31)

em que os parâmetros ξ e ω_n são o fator de amortecimento e a frequência natural do PLL, respectivamente. Para se encontrar a função de transferência do ADPLL equivalente ao PLL da Equação 3.31 foi feito o mapeamento dos polos através de uma transformação de tempo discreto, como mostram Li e Meiners (2005).

Para o PLL da Equação 3.31, Gardner (2005) estabelece as seguintes relações:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_{PLL}}} \quad , \tag{3.32}$$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{K\tau_{PLL}}} \quad e$$
$$B_L = K/4 \quad ,$$

em que o coeficiente *K* está relacionado ao ganho da malha, o coeficiente τ_{PLL} está relacionado ao atraso entre o sinal recebido e o sinal de referência local, e B_L é a largura de banda unilateral de ruído, considerada como a largura de banda do PLL. As relações da Equação 3.32 definem as características do PLL e estas características podem ser estendidas ao ADPLL equivalente. Para esse ADPLL, Li e Meiners (2005) também definem a relação entre os parâmetros ξ e ω_n e o tempo t_s (conhecido como *settling time*) no qual a saída do sistema se estabiliza

$$t_s = \frac{4}{\xi \omega_n} \quad . \tag{3.33}$$

A definição dos parâmetros $\xi \in \omega_n$ utilizados na caracterização do PLL envolve, portanto, um *trade-off* entre o tempo de resposta (representado pelo *settling time*) e a seletividade do sistema (representado pela largura de banda de ruído), que têm relação inversamente proporcional entre si. Para obter o melhor desempenho possível, os parâmetros do ADPLL foram calculados a partir do requisito de sistema no qual o tempo de aquisição deve ser menor ou igual a 64 ms. Porém, depois se verificou a necessidade de diminuição do tempo de *settling time*, pois, no pior caso, o tempo de aquisição não estava sendo cumprido.

Assim, ajustando para $t_s = 54 ms$ e sabendo que o valor usualmente adotado para o fator de amortecimento é $\xi = 0,707$, encontrou-se a frequência natural $\omega_n = 104,77 rad/s$ e a largura de banda $B_L = 15,63 Hz$ do PLL. A partir desses parâmetros os ganhos G_1 e G_2 da malha do ADPLL foram calculados como em Li e Meiners (2005). A configuração final desse sistema é ilustrada na Figura 3.9.

38



Figura 3.9: Configuração do ADPLL.

Para o cálculo do erro de fase pelo detector de fase, foi feita a multiplicação do sinal de entrada do PLL y[n] (Equação 3.30) pelo cosseno $y'[n] = cos[2\omega_{sc}n + \theta_o]$, na mesma frequência com a fase estimada da subportadora θ_o . Considerou-se que o erro de fase $\theta - \theta_o$ é suficientemente pequeno para permitir a aproximação $sen(\theta - \theta_o) \approx \theta - \theta_o$. O resultado é uma identidade trigonométrica, de onde surge o seno do erro de fase, $sen(\theta - \theta_o)$, e também um seno no quádruplo da frequência. Essa componente em $4\omega_{sc}$ será eliminada pelo filtro de malha, pois o PLL é sintonizado em $2\omega_{sc}$. O ganho *G* é usado para tornar unitária a amplitude do erro de fase. A saída do ADPLL será o sinal y'[n], cosseno com a fase estimada θ_o .

3.4.3. Variância da Estimativa de Fase

Seguindo a análise de Lucena (1986), sabe-se que a variância da estimativa da fase na saída do ADPLL é igual a

$$\sigma_{\theta_0}^2 = N_d B_L \quad , \tag{3.34}$$

em que N_d é a densidade espectral de potência do ruído à entrada do detector de fase do PLL e B_L é a sua largura de banda, calculada na Seção 3.4.2.

Considerando que o detector de fase senoidal usado no ADPLL da Figura 3.9 tem característica semelhante ao detector triangular usado por Lucena (1986), usou-se a relação

$$\frac{N_d}{2} = \frac{N_i}{A_i^2} \quad , \tag{3.35}$$

em que $N_i/2$ é a densidade espectral de potência de ruído à entrada do PLL e A_i é a amplitude do sinal à entrada do PLL (Equação 3.30). N_i é dado pela potência de ruído N_{wy} do ruído $w_y[n]$ que passa pela banda B_2 do filtro passafaixa $H(e^{j\omega})$

$$N_i = \frac{N_{wy}}{B_2}$$
 (3.36)

Portanto,

$$\frac{N_d}{2} = \frac{N_{wy}/B_2}{2P_y} = \frac{1}{2B_2 SNR_o} = \frac{1}{4B_2(E_b/N_0)} \quad . \tag{3.37}$$

E a variância teórica $\sigma_{\theta_o}^2$ da fase do sistema de recuperação de subportadora pode ser calculada (Equação 3.34)

$$\sigma_{\theta_o}^2 = \frac{B_L}{2B_2(E_b/N_0)} \quad . \tag{3.38}$$

Para um sistema BPSK onde há apenas erro de sincronização da fase, Meyr et al. (1998) mostra que a degradação *D*, em decibéis, da taxa de erro de bits causada por esse erro de sincronização é igual a

$$D = \frac{10}{\ln(10)} \sigma_{\theta_0}^2 \quad . \tag{3.39}$$

Em um cenário com $\frac{E_b}{N_0} = 16 \, dB$, portanto, o erro de sincronização da Equação 3.38 acarreta em uma degradação de 0,0025 dB, considerada desprezível.

3.4.4. Divisor de Frequência

A Figura 3.10 ilustra o divisor de frequência por dois.



Figura 3.10: Divisor de frequência por dois.

O sinal na saída do ADPLL é expresso por $y'[n] = cos[2\omega_{sc} + \theta_o]$, como mostrado na Seção 3.4.2. Para representar a subportadora recuperada, o sinal y'[n] tem sua frequência dividida por dois. Essa divisão é feita através de um *flip-flop* tipo-JK usando y'[n] na entrada de *clock* e as entradas J e K em nível lógico alto. A saída do JK é uma onda quadrada sincronizada com a subportadora. A subportadora é de fato recuperada após o uso de um filtro passa-baixas, resultando em

$$z[n] = \cos[\omega_{sc}n + \theta_o] , \qquad (3.40)$$

cuja amplitude normalizada é unitária.

As formas de onda do divisor de frequência para n = 32 (um período de símbolo) são mostradas na Figura 3.11.



Figura 3.11: Formas de onda do divisor de frequência por dois.

3.5. Sincronizador de Símbolo

O sincronizador de símbolos utilizado é do tipo *feedfoward* gerador de raia espectral, conhecido como atrasa-e-multiplica. Os sincronizadores de relógio desse tipo não fazem a estimativa de atraso de símbolo explicitamente, mas, invés disso, o cascateamento de uma não-linearidade e um filtro passa-faixa de banda estreita resulta diretamente do sinal de referência c[n]. Como em Jeruchim et al. (2000), foi usado o atraso de meio período de símbolo, pois maximiza a potência do sinal à entrada do filtro de relógio. Do sinal de referência, através de um detector de transição, se deriva o pulso que será usado para disparar o processamento no módulo de detecção de dados. A Figura 3.12 ilustra o módulo sincronizador de símbolo.



Figura 3.12: Circuito sincronizador de símbolo.

3.5.1. Atrasa-e-Multiplica

A não-linearidade atrasa-e-multiplica tem como entrada o sinal x[n] proveniente do filtro de entrada (Equação 3.19), que pode ser igualmente representada por

$$x[n] = A m[n] \cos[\omega_{sc}n + \theta] + u[n]$$
(3.41)

ou por

$$x[n] = A\cos(\omega_{sc}n + \varphi[n] + \theta) + u[n] \quad , \tag{3.42}$$

em que *A* é a amplitude do sinal e $m[n] = cos(\varphi[n])$ com valores +1 ou -1, representando a modulação BPSK para os símbolos "1" e "0", respectivamente. Decompondo o ruído u[n] em fase $u_I[n]$ e quadratura $u_Q[n]$,

$$u[n] = u_l[n] \cos(\omega_{sc}n + \varphi[n] + \theta) - u_\varrho[n] \sin(\omega_{sc}n + \varphi[n] + \theta) \quad , \tag{3.43}$$

pode-se representar a Equação 3.42 da forma polar

$$x[n] = \rho[n] \cos(\gamma[n] + \omega_{sc}n + \varphi[n] + \theta) \quad , \tag{3.44}$$

em que

$$\rho[n] = \sqrt{(A + u_{l}[n])^{2} + (u_{Q}[n])^{2}}$$

$$\gamma[n] = tg^{-1} \left(\frac{u_{Q}[n]}{A + u_{l}[n]}\right) .$$
(3.45)

O segundo termo de x[n] pode ser escrito como

 $cos(\varphi[n])cos(\gamma[n] + \omega_{sc}n + \theta) - sen(\varphi[n])sen(\gamma[n] + \omega_{sc}n + \theta) \quad . \tag{3.46}$

Sabendo que no sinal BPSK a fase $\varphi[n]$ é 0 ou π , a Equação 3.44 resulta em

$$x[n] = \rho[n] \cos(\varphi[n]) \cos(\gamma[n] + \omega_{sc}n + \theta) \quad . \tag{3.47}$$

Usando a relação das Equações 3.41 e 3.42 na Equação 3.47 e substituindo $\lambda[n] = \gamma[n] + \omega_{sc}n + \theta$, tem-se

$$x[n] = \rho[n] m[n] \cos(\lambda[n]) \quad . \tag{3.48}$$

O resultado da multiplicação de x[n] por $x[n - \Gamma_s/2]$ é

$$b[n] = \rho[n]\rho[n - \Gamma_s/2] m[n]m[n - \Gamma_s/2] \cos(\lambda[n])\cos(\lambda[n - \Gamma_s/2]) \quad . \tag{3.49}$$

Pela análise da Equação 3.49, conclui-se que apenas o produto $m[n]m[n - \Gamma_s/2]$ é útil, enquanto os outros termos são considerados ruído. A análise desse produto é feita a partir da Figura 3.13.



Figura 3.13: Ilustração do método atrasa-e-multiplica.

Assim, o produto $m[n]m[n - \Gamma_s/2]$ pode ser decomposto por

$$m[n]m[n - \Gamma_s/2] = B[n] + B'[n] , \qquad (3.50)$$

em que B[n] é uma componente periódica com harmônicas em múltiplos da frequência de portadora e B'[n] é uma componente aleatória em que os pulsos têm $\frac{1}{2}$ de chance de acontecer, assim como a probabilidade dos símbolos BPSK. A frequência do relógio, então, é filtrada de B[n] para prover o sinal de referência c[n].

3.5.2. Filtro de Relógio e Detector de Transição

O filtro de relógio é projetado como um filtro *Butterworth* passa-faixa de banda estreita na frequência de símbolo e fator de qualidade Q = 100. Sua saída c[n] senoidal na frequência de símbolo é o sinal de referência utilizado pelo detector de dados. O detector de dados, apresentado na Seção 3.6, usa o sinal proveniente do módulo de sincronização de símbolo para realizar duas funções: o *dump* do integrador e a amostragem em sua saída. As duas operações precisam ser feitas quase simultaneamente, mas a amostragem deve ser feito um instante antes do *dump* do integrador. O detector de transição, portanto, é usado para criar um pulso na transição de zero do sinal de referência, ou seja, na última amostra do símbolo. A saída do módulo de sincronismo de símbolo pode ser representada por

$$d[n] = \begin{cases} 1 , & n = i\Gamma_s + \hat{\varepsilon} \\ 0 , & caso \ contrário \end{cases}$$
(3.51)

em que cada borda de d[n] dispara uma operação no detector de dados.

3.6. Detector de Dados

De posse da estatística do ruído após a passagem pelo filtro de entrada, algumas abordagens de detecção foram levadas em consideração. A solução adotada foi a utilização do detector ótimo, um filtro casado, em que, como mostrado na Figura 3.6, a mixagem da portadora recuperada é feita com o sinal de entrada do demodulador r[n], sem passar pelo filtro de entrada e, portanto, contaminado por ruído AWGN. A escolha da solução adotada se justifica baseando-se nos critérios adotados pelo projeto: o filtro tem baixa complexidade e, como relatado na Seção 4, mostrou ter um bom desempenho.

Outra solução investigada foi, assim como faz Lucena (1986), detectar os dados a partir do sinal x[n], pois este, apesar de ser perturbado pelos efeitos discutidos na Seção 3.3.1 (ruído autocorrelacionado, ISI e distorção do pulso),

45

tem menor potência de ruído. O filtro casado não é um receptor ótimo para este sinal, mas demonstra relativamente pouca degradação no desempenho, como pode ser observado na Seção 4. Para este tipo de sinal, Kay (1998) mostra como encontrar o receptor ótimo a partir da matriz de covariância do ruído. Porém, para o ruído u[n] com autocorrelação dada pela Equação 3.21, a matriz de covariância é singular, tornando a solução muito complexa.

O detector de dados usado, portanto, utiliza um filtro casado. O filtro casado é discreto, casado ao sinal s[n], cujo pulso formatador g[n] é o equivalente discreto de g(t). A resposta impulsional $h_{MF}[n]$ do filtro casado é dada por

$$h_{MF}[n] = g[N_s - n] \quad . \tag{3.52}$$

A saída do filtro casado é $\alpha[n] * h_{MF}[n]$, em que o símbolo * representa a operação de convolução. Dessa forma, a saída esperada em resposta ao sinal de interesse s[n] é mostrada na Figura 3.14.



Figura 3.14: (a) Sinal com pulso retangular e (b) a saída do filtro casado excitado por esse sinal.

A cada período de Γ_s amostras a saída do filtro casado atinge máximos que correspondem ao instante ótimo de amostragem. A Figura 3.15 ilustra o detector de dados.



Figura 3.15: Detector de dados.

3.6.1. Filtro Casado

O filtro casado tem resposta em frequência mostrada na Figura 3.16, funcionando como um filtro passa-baixas. O primeiro lóbulo compreende os sinais de informação, em baixa frequência. Sinais em lóbulos posteriores serão atenuados. Já as raias espectrais em frequências múltiplas inteiras da frequência f = 1/T, estas serão eliminadas pelo filtro.



Figura 3.16: Resposta em frequência do filtro casado.

O sinal $\alpha[n]$ na entrada do filtro casado é resultado da mistura do sinal recebido r[n] (Equação 3.13) com a subportadora recuperada z[n] (Equação 3.40)

$$\alpha[n] = r[n]z[n] \quad . \tag{3.53}$$

Desconsiderando erros de sincronização, s[n] pode ser reescrito como

$$s[n] = A[n] \cos[\omega_{sc}n]$$

$$A[n] = \sum_{k=0}^{\infty} a_k p[n - N_s k]$$
(3.54)

e z[n] como

$$z[n] = cos[\omega_{sc}n] \quad . \tag{3.55}$$

Substituindo as Equações 3.54 e 3.55 na Equação 3.53,

$$\alpha[n] = A[n]\cos^2[\omega_{sc}n] + \cos[\omega_m n]\cos[\omega_{sc}n] + w[n]\cos[\omega_{sc}n] .$$
(3.56)

E a função de autocorrelação do ruído $w'[n] = w[n] cos[\omega_{sc}n]$ na entrada do filtro casado é dada por

$$R_{w'}[m] = E\{w'[m+n]w'[n]\}$$

$$= \frac{R_w[m]}{2} cos[\omega_{sc}(m+2n)] + \frac{R_w[m]}{2} cos[\omega_{sc}m)]$$

$$= \begin{cases} 0, & m \neq 0 \\ \frac{R_w[m]}{2} (cos[2\omega_{sc}n]+1), & m = 0 \end{cases}$$
(3.57)

No lugar de usar as Equações 3.57, é prática comum (PROAKIS; SALEHI, 2008) se trabalhar usando a função de autocorreção média, definida como a média da função de autocorrelação sobre um período

$$\overline{R_{w'}}[n,m] = \frac{R_w[m]}{2} = \frac{N_0 B_{AA}}{2} \delta[m] \quad . \tag{3.58}$$

A saída do filtro casado $h_{MF}[n]$ é expressa por

$$\alpha'[n] = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \alpha[j]p[N_s - n + j] = \alpha'_1[n] + \alpha'_2[n] + \alpha'_3[n] \quad . \tag{3.59}$$
O primeiro termo de $\alpha'[n]$ é

$$\begin{aligned} \alpha_{1}'[n] &= \sum_{j=-\infty}^{\infty} A[j] cos^{2}[\omega_{sc}j] p[N_{s} - n + j] \\ &= \sum_{j=-\infty}^{\infty} \left(\frac{A[j]}{2} + \frac{A[j]}{2} cos[2\omega_{sc}j] \right) p[N_{s} - n + j] , \end{aligned}$$
(3.60)

em que o termo de alta frequência estará no quarto lóbulo de $|H_{MF}(f)|$ e pode ser desprezado, resultando em

$$\alpha_1'[n] = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \frac{A[j]}{2} p[N_s - n + j] \quad . \tag{3.61}$$

O segundo termo de $\alpha'[n]$ é

$$\alpha_{2}'[n] = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \cos[\omega_{m}j] \cos[\omega_{sc}j] p[N_{s} - n + j]$$

$$= \sum_{j=-\infty}^{\infty} \left(\frac{\cos[(\omega_{m} - \omega_{m})j]}{2} + \frac{\cos[(\omega_{m} + \omega_{m})j]}{2} \right) p[N_{s} - n + j] , \qquad (3.62)$$

em que as raias serão eliminadas ou, nos piores casos ($f_m \neq [16 \ kHz, 20 \ kHz]$), muito atenuadas. O termo $\alpha'_2[n]$ é, portanto, considerado desprezível.

E o terceiro termo de $\alpha'[n]$ é

$$\alpha'_{3}[n] = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w'[j]p[N_{s} - n + j] , \qquad (3.63)$$

resultando em

$$\alpha'[n] = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \frac{A[j]}{2} p[N_s - n + j] + \sum_{j=-\infty}^{\infty} w'[j] p[N_s - n + j] \quad . \tag{3.64}$$

Essa mesma saída pode ser obtida se usado um filtro *integrate-and-dump*, que faz apenas a integral discreta (somatório) das amostras.

3.6.2. Subamostrador e Decisor

A detecção de símbolos é feita sobre as amostras de cada pulso. Dessa forma, o subamostrador vai tomar uma a cada Γ_s amostras de $\alpha'[n]$, em n múltiplo inteiro de N_s . A decisão é feita em cima de $\alpha''[iN_s]$ através do limiar zero, ou seja, se $\alpha''[iN_s] \ge 0$, a decisão é feita a favor do símbolo "1" ($\hat{a}_i = 1$), senão a decisão é feita a favor do símbolo "0" ($\hat{a}_i = -1$).

Para simplificação matemática, tomando o somatório da Equação 3.64 sobre o primeiro pulso (i = 0) recebido e amostrando apenas em $n = N_s = \Gamma_s - 1$, a expressão é reduzida para

$$\alpha''[0] = \alpha'[N_s] = \sum_{j=0}^{N_s} \frac{A[j]}{2} p[j] + \sum_{j=0}^{N_s} w'[j] p[j] \quad . \tag{3.65}$$

E a decisão do primeiro símbolo é

$$\hat{a}_0 = \begin{cases} 1 , & \alpha''[0] \ge 0 \\ -1 , & caso \ contrário \end{cases}$$
(3.66)

3.6.3. Taxa de Erro de Bits

Para a determinação da taxa de erro de bits (BER) do demodulador, é analisada a estatística do sinal na entrada do decisor, dado pela Equação 3.65. Usou-se a substituição

$$\alpha''[0] = \alpha'[N_s] = \sum_{j=0}^{N_s} \frac{A[j]}{2} p[j] + \sum_{j=0}^{N_s} w'[j] p[j] = M + N \quad , \tag{3.67}$$

em que *M* está relacionado ao primeiro somatório, sobre o sinal determinístico A[k], e *N* está relacionado ao segundo somatório, sobre o ruído AWGN. A variável aleatória gaussiana $\alpha''[0]$ tem, portanto, média *M* e variância $VAR[N] = \sigma_N^2$, como ilustrado na Figura 3.17.



Figura 3.17: Função densidade de probabilidade de $\alpha''[iN_s]$.

A BER de um demodulador BPSK é representada pela região sombreada da Figura 3.17, definida pela soma das probabilidades dos dois erros possíveis: o de se detectar o símbolo "0" uma vez que foi transmitido o símbolo "1" e o de se detectar o símbolo "1" quando o símbolo "0" foi transmitido. Assim, a BER é igual a

$$BER = \frac{1}{2}P_r[\alpha'' < 0 \mid 1] + \frac{1}{2}P_r[\alpha'' < 1 \mid 0]$$
(3.68)

e pode ser reescrita em função da função de erro complementar

$$BER = Q\left(\frac{M}{\sigma_N}\right) \quad . \tag{3.69}$$

Considerando que o primeiro símbolo transmitido é $a_0 = 1$, M é dado por

$$M = \sum_{j=0}^{N_s} \frac{A[j]}{2} p[j] = \frac{1}{2} \sum_{j=0}^{N_s} \left(\sum_{i=0}^{\infty} a_i p[j - N_s i] \right) p[j] \quad .$$
(3.70)

Para o primeiro símbolo, i = 0, o valor de M é

$$M = \frac{1}{2} \sum_{j=0}^{N_s} p[j] p[j]$$

$$= \frac{1}{2} \Gamma_s = \frac{T}{2T_s} \quad .$$
(3.71)

A variância de N é dada por

$$\sigma_{N}^{2} = E[N^{2}] - (E[N])^{2} = E[N^{2}]$$

$$= E\left[\sum_{j=0}^{N_{s}} w'[j]p[j] \sum_{k=0}^{N_{s}} w'[k]p[k]\right] = \sum_{j=0}^{N_{s}} \sum_{k=0}^{N_{s}} \overline{R_{w'}}[j-k]p[j]p[k]$$

$$= \sum_{j=0}^{N_{s}} \sum_{k=0}^{N_{s}} \frac{N_{0}B_{AA}}{2} \delta[j-k]p[j]p[k] , \qquad \delta[j-k] = \begin{cases} 1, \ j=k\\ 0, \ j\neq k \end{cases}$$

$$= \frac{N_{0}B_{AA}}{2} \sum_{k=0}^{N_{s}} p^{2}[j] .$$
(3.72)

Sendo $B_{AA} = \frac{1}{2T_s}$, tem-se que

$$\sigma_N^2 = \frac{N_0}{4T_s} \Gamma_s^2 = \frac{TN_0}{4T_s^2} \quad . \tag{3.73}$$

Substituindo as Equações 3.71 e 3.73 na Equação 3.69, a BER resulta em

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{M^2}{\sigma_N^2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{T^2 4T_s^2}{4T_s^2 TN_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{T}{N_0}}\right) . \tag{3.74}$$

Tendo que a energia de bit de um sinal BPSK com pulso formatador definido por uma janela retangular de duração *T* segundos e amplitude unitária é $E_b = T/2$, a Equação 3.74 é reescrita como

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) . \tag{3.75}$$

O resultado da Equação 3.75 é o resultado clássico para um sinal BPSK operando em um canal AWGN. Isso demonstra que esse é o receptor ótimo para o sistema.

4 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Implementou-se em Simulink o protótipo lógico do demodulador BPSK completamente digital proposto neste trabalho e descrito na seção anterior. Através de simulação computacional foi avaliado o desempenho do sistema em termos da taxa de erro de bits, da variância dos estimadores e do tempo de aquisição.

No modelo implementado, foram utilizados os seguintes valores para os seguintes parâmetros do sistema:

- A taxa de símbolos é 1/T = 2 kbits/s;
- A frequência da subportadora BPSK é $f_{sc} = 8 kHz$;
- A taxa de amostragem é $f_s = 64 kHz$;
- O tom menor tem frequência $f_m = 16.8 \ kHz$;
- O pulso formatador p(n) é retangular de largura $\Gamma_s = 32$ e amplitude unitária;
- A energia de bit por densidade de ruído E_b/N_0 varia:
 - Para medidas de taxa de erro de bits, de 0 a 11 dB;
 - Para medidas da variância dos estimadores, de 0 a 20 dB;
- O atraso de símbolo é $\varepsilon = T/2$;
- O desvio da fase do sinal recebido é $\theta = \pi/2$;
- O desvio de frequência é $f_d = 10 Hz$.

Nas simulações realizadas considerou-se que o desvio de fase e o atraso de símbolo não se alteram durante uma transmissão, pois as transmissões de comunicação de serviço são breves. Nessa condição, a diferença de distância entre a antena de transmissão e o satélite, principal fator para a mudança desses parâmetros, é praticamente zero. Destaca-se que o sistema não possui um sistema dedicado a sincronização de frequência, mas o desvio de

frequência utilizado na análise de desempenho é igual ao máximo estipulado pelo CCSDS. O conjunto de valores usados para o desvio de fase, o desvio de frequência e o atraso de símbolo compõe o cenário de pior caso.

O protótipo implementado é equivalente ao processador digital de sinais da Figura 3.4, chamado de demodulador BPSK completamente digital. Seu sinal de entrada é modelado pela Equação 3.13. Dentre as frequências de tom menor, foi escolhida $f_m = 16,8 kHz$. Para a detecção com um filtro casado de resposta em frequência ilustrada na Figura 3.16, esta é a frequência mais distante de um nulo (múltiplo da taxa de símbolos), caracterizando o pior caso de detecção. Para fins de simulação, foi implementado também um modulador BPSK, cuja saída é expressa pela mesma equação.

Nas próximas seções são apresentados os resultados das simulações realizadas para avaliar o desempenho do sistema.

4.1. Taxa de Erro de Bits

O processo de simulação estocástica é usado para estimar a BER, contando a quantidade de bits errados no receptor e dividindo pela quantidade total de bits que passam pelo sistema. Considera-se que a quantidade mínima de bits examinados a uma determinada relação energia de bit por densidade de ruído do sinal de entrada é dez vezes maior que o inverso da taxa de erro esperada. Ou seja, para testar uma BER teórica de 10⁻⁴, é necessário examinar, pelo menos, 10⁵ bits. Em todas as simulações conduzidas neste trabalho foram examinados pelo menos dez vezes mais símbolos do que o necessário.

A taxa de erro de bits do demodulador BPSK completamente digital foi medida após a aquisição de sincronismo, variando-se a relação energia de bit por densidade de ruído do sinal de entrada. As medidas foram feitas após o tempo de aquisição de cada estimador, mostrados na Seção 4.3. A Figura 4.1 mostra as curvas de desempenho do sistema implementado.



Figura 4.1: Taxa de erro de bits do demodulador BPSK completamente digital.

A Figura 4.1 analisa a configuração proposta com e sem desvios em comparação com a curva teórica. O resultado da simulação mostra que o sistema opera a uma BER 10⁻⁵ já a partir de aproximadamente 10 dB, apresentando um ganho de quase 6 dB em relação ao requisito do sistema. O desempenho do sistema, portanto, se mostra satisfatório.

Em relação à implementação de Lucena (1986), tomada como referência inicial deste trabalho, obteve-se ganho de quase 1 dB utilizando uma implementação tanto ou menos complexa e que traz os benefícios do sistema em domínio digital. Em comparação com demodulador digital de Gevargiz (1993), guardadas as devidas diferenças do sistema (opera em uma taxa maior, mas não traz restrições como a necessidade de filtragem dos tons de localização), o demodulador proposto teve uma perda pequena, de aproximadamente 0,2 dB, mas utiliza técnicas bem menos complexas que o *Costas Loop* usado na referência.

Em relação à taxa de erro de bits teórica, a curva do desempenho simulado apresenta uma perda entre 0,3 dB, no caso sem desvios, e 0,5 dB, no pior caso, para toda a faixa de valores de E_b/N_0 observada. Várias considerações

foram feitas até se chegar ao resultado final, de forma que são muitas as possíveis causas dessa perda de implementação. Uma vez que as variâncias dos estimadores causam perdas bem menores que a perda encontrada, a perda mais significativa do sistema pode estar relacionada às considerações feitas para o módulo de detecção de dados.

Para fins de comparação, foram traçados os resultados de algumas das configurações implementadas. A Figura 4.2 mostra as curvas de desempenho das simulações conduzidas.



Figura 4.2: Taxa de erro de bits para diferentes configurações.

Além das curvas do resultado teórico e da configuração proposta, já mostradas na Figura 4.1, estão explícitas na Figura 4.2 a BER da configuração que utiliza o sinal filtrado para fazer a detecção e a BER da configuração que não utiliza o filtro de entrada (*bypass*) na entrada dos módulos de sincronização.

Para os menores valores de E_b/N_0 o sistema sem filtro de entrada sequer chega a fazer a detecção do sinal. À medida que a relação aumenta, o sinal passa a ser detectado, mas a uma taxa muito abaixo das demais configurações. Esse resultado corrobora com a ideia de necessidade de utilização do filtro de entrada à entrada dos módulos de sincronização de símbolo e de recuperação de portadora.

Usando, então, o sinal filtrado pelo filtro de entrada para se realizar a detecção, como é feito por Lucena (1986), o resultado é melhor que o anterior. O sinal na saída do filtro de entrada foi analisado na Seção 3.3.1 Para os módulos de sincronização esse sinal é aceitável, pois os módulos possuem filtros de banda bem estreita, em que o ruído é considerado uniforme. Para a mixagem com a subportadora recuperada e posterior detecção de dados, porém, esse sinal compromete os resultados.

4.2. Resultados sobre a Variância dos Estimadores

Através de simulação mediu-se a variância do erro dos estimadores propostos para a estimação dos desvios de fase e de atraso. As medidas foram feitas após o tempo de aquisição de cada estimador, mostrados na Seção 4.3. Os valores medidos da variância do erro do estimador são comparados aos limites teóricos de Cramer-Rao. O MCRB foi calculado para cada módulo de sincronização proposto de acordo com a Seção 2.4. As Figuras 4.3 e 4.4 apresentam o os resultados das medidas das variâncias das estimativas θ_o e $\hat{\epsilon}$ em função da relação E_b/N_0 e os limites teóricos para cada estimador, respectivamente.





Os gráficos da variância da estimativa de fase e de atraso simulados mostram um moderado afastamento das curvas em relação ao limite teórico de Cramer-Rao. Este fato pode ser explicado pela escolha dos estimadores e, também, porque o limite modificado de Cramer-Rao é um limite inferior pessimista, menor que limite inferior real. No entanto, devem ser ressaltadas características como a) o bom desempenho do sistema, em termos da taxa de erros de bits; b) sua baixa complexidade; c) a independência entre os estimadores de fase e de atraso; e também d) a capacidade de recuperar a portadora mesmo com desvio de frequência.



Figura 4.4: Variância da estimativa de atraso de tempo.

Na Figura 4.3 foi traçada também a curva da variância teórica do estimador de fase proposto. Percebe-se que a variância medida em simulação é muito próxima da teórica, indicando que praticamente não há perdas de implementação. Na faixa analisada, apenas para E_b/N_0 menor que 3 dB notase uma diferença mais significativa entre as curvas, o que é justificado, pois o desenvolvimento da curva teórica (Seção 3.4.3) não é válido para valores pequenos da relação sinal-ruído na entrada do módulo de sincronização de portadora.

O impacto da variância dos estimadores sobre o desempenho do sistema, porém, se mostra muito pequeno. Com a relação $E_b/N_0 = 16 dB$, a variância de

fase medida em simulação implica degradação de 0,0024 dB, como visto na Seção 3.4.3. Para o cálculo do impacto da variância do estimador de símbolo sobre a BER, foi utilizada a curva dada por Lindsey e Simon (1973), que resulta em degradação de aproximadamente 0,1 dB.

4.3. Tempo de aquisição

Para o demodulador proposto foram obtidos os tempos de aquisição dos estimadores através da medida do número de símbolos necessários para que ocorra a aquisição dos parâmetros estimados. Para o estimador de fase, considera-se que a aquisição está completa quando a curva de aprendizado se estabiliza. Como o recuperador de relógio não gera explicitamente uma estimativa do atraso de tempo, foram feitas repetidas execuções da simulação, buscando o tempo máximo até o sistema estabilizar. O pior caso foi considerado para essas simulações, exceto para o tempo de aquisição da estimativa de fase, em que não foi incluído o desvio de frequência, pois este é compensado com a própria fase, impossibilitando a visualização do tempo de aquisição do recuperador de subportadora e do sincronizador de símbolo, respectivamente.



Figura 4.5: Tempo de aquisição da estimativa de fase.



Figura 4.6: Tempo de aquisição da estimativa de atraso de tempo.

Usando $E_b/N_0 = 10 \, dB$, o resultado do tempo de aquisição da estimativa de fase é, assim como projetado (Seção 3.4.2), de 64 ms (128 amostras). Para o sincronismo de relógio, o tempo de aquisição de fica em torno de 6 amostras, não chegando a 10 ms (20 amostras) nas piores medidas.

Mesmo na condição de pior caso dos desvios, sabe-se que o demodulador pode começar a considerar válidos os símbolos detectados antes de concluir o tempo de aquisição, pois o sistema trabalha com uma larga folga em relação ao requisito de taxa de erros. Em dez execuções da simulação com $E_b/N_0 = 16 dB$ e todos os desvios, por exemplo, o detector erra em média apenas os 4 primeiros símbolos.

5 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho propôs o estudo e desenvolvimento de um modelo completamente digital para um demodulador BPSK adequado para o subsistema de TT&C de satélites artificiais do INPE. Foram usadas as especificações utilizadas para o SCD, que estão de acordo com as recomendações do CSSDS e da ECSS e são usadas atualmente na pelo sistema de solo do INPE em suas operações. O desenvolvimento deste sistema foi feito baseado nas análises matemáticas dos seus diversos elementos e nos diversos protótipos Simulink que foram criados de modo iterativo.

A abordagem adotada estende aquela feita por Lucena (1986) para o domínio analógico e busca empregar técnicas de sincronismo similares às desta referência. O desenvolvimento, porém, foi todo feito para o domínio digital, operando sobre sinais discretos no tempo e se utilizando de técnicas de processamento digital de sinais. As arquiteturas utilizadas foram reavaliadas e modificadas, quando necessário. As análises matemáticas em tempo discreto foram feitas para cada elemento individualmente. O sistema como um todo, da forma como foi implementado, é considerado novo, pois não foram encontradas na literatura referências que implementassem esse conjunto de técnicas simultaneamente e em domínio digital.

A arquitetura global do demodulador foi implementada de forma diferente do que se encontrou na literatura. O sinal recebido é filtrado apenas na entrada dos sincronizadores, enquanto para a detecção é utilizado o sinal não filtrado. O filtro de entrada do demodulador é necessário para limitar o ruído e eliminar os tons de localização. Para realizar esta tarefa, porém, o filtro também acaba por colorir o ruído do sinal, introduzir ISI e distorcer o sinal. Estas imperfeições trazem uma das consequências indesejáveis ao sistema: ou um detector ótimo mais complexo ou uma queda no desempenho. Aumentar complexidade do detector ótimo para o sinal filtrado se mostrou inviável, pois o ruído

autocorrelacionado do sinal filtrado resultou em uma matriz de autocorrelação singular, impossibilitando o uso das técnicas mais simples. O sistema com detector que desconsidera as imperfeições do sinal filtrado foi simulado e a queda de desempenho se mostrou maior do que se for utilizado o sinal nãofiltrado, como mostrado na Figura 4.2. O sinal não-filtrado, portanto, apesar de ter o ruído limitado apenas pelo filtro de *anti-aliasing* e carregar o tom menor, mostrou ter melhor desempenho que o sinal filtrado, quando empregados para a detecção. Desse resultado se conclui que o tom de localização causa pouco impacto na taxa de erro de bit.

Para o sincronizador de subportadora, foi usada a técnica em que se cria uma raia espectral no dobro da frequência da subportadora, a qual foi extraída a partir de um ADPLL e possibilita a criação de uma réplica local da subportadora. Como contribuições científicas, a análise do sincronizador feita para o domínio digital e a implementação do ADPLL podem ser exaltadas. O ADPLL implementado é uma versão do que implementado por Li e Meiners (2005), mas que detecta a diferença de fase a partir do sinal senoidal e tem como saída a referência local sintonizada ao sinal de entrada.

Para o sincronizador de relógio, foi usada a técnica em que se cria uma raia espectral na frequência de relógio e se extrai por meio de um filtro passa-faixa bem estreito. Apesar de ser uma técnica bem consolidada e bem documentada no domínio analógico, a análise para sinais discretos não foi encontrada na literatura. Esta análise precisa ser concluída e é o primeiro e mais importante trabalho futuro.

O detector de dados empregado é o *integrate-and-dump*. Este detector opera sobre o sinal BPSK não-filtrado (ruído AWGN) de pulso formatador retangular e, portanto, é o filtro ótimo para este sistema, como também foi mostrado pela análise matemática no tempo discreto.

O desempenho do sistema como um todo, com perdas de no máximo 0,5 dB em relação à BER teórica, dá pouca margem para melhorias, principalmente

tendo em vista a baixa complexidade do sistema. Para a aplicação para a qual foi desenvolvido, o protótipo final tem excelente custo-benefício, e julga-se que dificilmente se atingirão resultados melhores usando técnicas tão simples.

Como resultado final, demonstrou-se o funcionamento do sistema de demodulação de telecomando dentro das especificações utilizadas pelo INPE. Para isso, a arquitetura desenvolvida para o demodulador teve sua funcionalidade comprovada nos testes. As simulações computacionais feitas foram consistentes com o que se obteve por meio das análises matemáticas e, finalmente, os resultados obtidos foram satisfatórios e estão em acordo com os requisitos impostos pelo INPE e pelas recomendações adotadas.

Como contribuição tecnológica, este trabalho entrega ao INPE o projeto de um demodulador BPSK completamente digital para telecomando de desempenho próximo ao ideal e baixa complexidade. Esse produto pode integrar o subsistema de telecomunicações de serviço dos futuros satélites do INPE sem requerer adaptações nos equipamentos utilizados atualmente. Como principal contribuição científica, as análises matemáticas em tempo discreto do estimador de fase e do detector de dados.

É esperado que a implementação em FPGA obtenha resultados tão bons quanto os encontrados em simulação. Isso deve ser explorado em trabalhos futuros, possibilitando que o protótipo seja validado com sinais reais. Além do desempenho, a implementação em *hardware* também deverá mostrar as melhorias relacionados à implementação em domínio digital, como o consumo de energia e as possibilidades de utilização do sistema em redundância, para aumentar a confiabilidade. Além disso, uma nova versão com um aumento da taxa de bits também é um trabalho importante. Apesar de a taxa utilizada estar na faixa recomendada atualmente, o CCSDS (2013) prevê que transmissões de dados de telecomando avancem para taxas de até 256 kbits/s num futuro próximo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CARLEIAL, A. B. Caracterização e dimensionamento do sistema de modulação das comunicações de serviço do primeiro satélite brasileiro. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES, 3., 1985, São José dos Campos. **Anais...** Rio de Janeiro: SBrT, 1985, p 16-19. (INPE-3616).

CONSULTATIVE COMMITTEE FOR SPACE DATA SYSTEMS (CCSDS). **401.0-B-23**: radio frequency and modulation systems-part 1: earth stations and spacecraft. Washington, USA, jan. 2013. 243p.

EUROPEAN COOPERATION ON SPACE STANDARDIZATION (ECSS). ECSS-E-ST-50-05C: space engineering: radio frequency and modulation. Noordwijk, Netherlands, mar. 2009. 81p.

GARDNER, F. M. **Phaselock techniques**. 3. ed. New Jersey, USA: John Wiley & Sons Inc., 2005. 450p. ISBN(978-0471430636).

GEVARGIZ, J. M. Performance Analysis of an All-Digital BPSK Demodulator. In: IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE, 1993, Houston, TX, USA. **Proceedings...** Houston: IEEE, 1993. v. 3, p. 1670-1676.

HAYKIN, S. **Sistemas de comunicação analógicos e digitais**. 4. ed. Porto Alegre: Bookman, 2007. 837p. ISBN(0-471-17869-1).

JERUCHIM, M. C.; BALADAN, P.; SHANMUGAN, K. S. **Simulation of communication systems**: modeling, methodology, and techniques (information technology: transmission, processing and storage). 2. ed. New York, USA: Kluwer Academic Publishers / Plenum Plubishers, 2000. 907p. ISBN(978-0306462672). KAY, S. M. Fundamentals of statistical signal processing, volume II: detection theory. 1. ed. New Jersey, USA: Prentice Hall, 1998. 672p. ISBN(007-6092032243).

LATA, K.; KUMAR, M. All Digital Phase-Locked Loop (ADPLL): a survey. International Journal of Future Computer and Communication, v. 2, n. 6, Singapura, 2013.

LI, W.; MEINERS, J. Introduction to phase-locked loop system modeling. Dallas, USA: 2005. Texas Instruments.

LINDSEY, W.C.; CHIE, C. M. A survey of digital phase-locked loops. **IEEE Proceedings**, v. 69, n.4, p. 410-431, abr. 1981.

LINDSEY, W. C.; SIMON, M. K. **Telecommunication engineering**. New Jersey, USA: Prentice Hall, 1973. 578p. ISBN(978-0139024290).

LUCENA, A. M. P. **Demodulador e decodificador de telecomando para satélite**. 1986. 111p. INPE-4029-TDL/244. Dissertação (Mestrado em Eletrônica e Telecomunicações) – INPE, São José dos Campos, 1986.

LUCENA, A. M. P.; OLIVEIRA, P. D. L.; RIOS, C. S. N.; ALMEIDA FILHO, M. P.; SILVA, F. A. T. F. Flexible FPGA-based BPSK signal generator for space applications. **International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing**, v. 8, p. 160-165, 2014.

MARAL, G.; BOUSQUET, M. **Satellite communications systems**: system, techniques and technologies. 5. ed. West Sussex, UK: John Wiley & Sons Inc., 2009. 742p. ISBN(ISBN 978-0470714584).

MARSHALL, P. M.; RODRIGUES, J. A.; LUCENA, A. M. P. Subsistema de telecomunicações de serviço para um satélite de coleta de dados. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES, 4., 1986, Rio de Janeiro. **Anais...** Rio de Janeiro: SBrT, 1986.

MENGALI, U.; D'Andrea, A. N. **Synchronization techniques for digital receivers:** applications of lcommunications theory. 1. ed. New York, USA: Plenum Press, 1997. 520p. ISBN(0-306-45725-3).

MEYR, H.; MOENECLAEY, M.; FECHTEL, S. A. **Digital communication receivers**: synchronization, channel estimation, and signal processing. 1. ed. New York, USA: John Wiley & Sons Inc., 1998. 864p. ISBN(0-471-20057-3).

MIAO, G. J. **Signal processing in digital communications**. 1. ed. Massachusetts, USA: Artech House Inc., 2006. 515p. ISBN(978-1580536677).

ORBEST, J. F.; SCHILLING, D. L. The SNR of a frequency doubler. **IEEE Transaction on Communication Technology**, v. 19, n. 1, p. 97-99, Feb. 1971.

PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. **Digital communications**. 5. ed. New York, USA: McGraw-Hill, 2008. 1150p. ISBN(978–0072957167).

SATO, L. S.; SAOTOME, O.; TIMM, C.; FERNANDES, D.; YAMAGUTI, W. Itasat-1: Brazilian university microsatellite for payload test and validation in low earth orbit. In: SYMPOSIUM ON SMALL SATELLITES FOR EARTH OBSERVATION, 8., 2011, Berlin, Germany. **Proceedings...** Berlin, 2011.

SAYED, A. H. Adaptative filters. 1. ed. New Jersey, USA: John Wiley & Sons Inc., 2008. 824p. ISBN(978-0470253885).

SKLAR, B. **Digital communications**: fundamentals and applications. 2. ed. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2001. 1079p. ISBN(0-13-084788-7).

YUCE, M. R.; TEKIN, A.; LIU, W. Discrete-time analysis of an all-digital and multirate symbol timing recovery scheme for sampling receivers. In: Communications, 2006. ICC'06. IEEE International Conference on. IEEE, 2006, Istanbul. **Proceedings...** Istanbul: IEEE, 2006. v. 7, p. 3235-3240.

APÊNDICE A – MODELO SIMULINK

O Simulink é uma ferramenta de diagramação gráfica por blocos e bibliotecas customizáveis de blocos para modelagem, simulação e análise de sistemas dinâmicos. As figuras apresentadas na Seção 3, em formato de diagrama de blocos, foram implementadas em Simulink, ambiente em que também foram executadas as simulações apresentadas na Seção 4.

O modelo desenvolvido é referente ao demodulador BPSK completamente digital, que é equivalente ao bloco "Processador Digital de Sinais" da Figura 3.4. De forma similar à Figura 3.6, a Figura A.1 ilustra a configuração do demodulador. Para gerar o sinal de entrada r[n], foi implementado um modulador BPSK digital. O modelo criado utiliza os parâmetros listados no início da Seção 4.



Figura A.1: Modelo Simulink do modulador/demodulador.

O período de amostragem utilizado em cada bloco e conexão é identificado pela sua cor. A Figura A.2 mostra os valores dos períodos de tempo em segundos utilizados pelo modelo implementado.

Color	Description	Value
	Discrete 1	1.5625e-005
	Discrete 2	0.0005
	Hybrid	Not Applicable

Figura A.2: Períodos utilizados no Simulink.

A Figura A.3 detalha o modelo criado do bloco "Modulador BPSK", cuja saída é expressa pela Equação 3.13.



Figura A.3: Modelo Simulink do modulador BPSK.

As Figuras A.4 e A.5, respectivamente, ilustram o conteúdo dos blocos "PCM-NRZ-L 2 kHz" e "Portadora 8 kHz".



Figura A.4: Detalhamento do bloco "PCM-NRZ-L 2 kHz".



Figura A.5: Detalhamento do bloco "Portadora 8 kHz".

Para manter a sincronia entre os sinais do demodulador foi usado um atraso igual ao atraso causado pelo filtro de entrada, como ilustrado na Figura A.1.

O recuperador de subportadora é detalhado na Figura A.6.



Figura A.6: Modelo Simulink do recuperador de subportadora.

Os blocos "ADPLL" e "Divisor de Frequência" são mostrados nas Figuras A.7 e A.8, respectivamente.



Figura A.7: Modelo Simulink do ADPLL.



Figura A.8: Detalhamento do bloco "Divisor de Frequência".

O modelo do sincronizador de símbolo é mostrado na Figura A.9.



Figura A.9: Modelo Simulink do sincronizador de símbolo.

O modelo Simulink do detector de dados é ilustrado na Figura A.10.



Figura A.10: Modelo Simulink do detector de dados.

Finalmente, o bloco "SIGN" é detalhado na Figura A.11.



Figura A.11: Detalhamento do bloco "Decisor SIGN".