



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

sid.inpe.br/mtc-m21c/2018/08.01.12.38-TDI

## DEMODULADOR ARGOS III COMPATÍVEL COM SINAIS PTT-A2 E PTT-A3

José Antonio Rodrigues

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelos Drs. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, e José Marcelo Lima Duarte, aprovada em 30 de maio de 2018.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34R/3RHS5EE>>

INPE  
São José dos Campos  
2018

## **PUBLICADO POR:**

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Gabinete do Diretor (GBDIR)

Serviço de Informação e Documentação (SESID)

CEP 12.227-010

São José dos Campos - SP - Brasil

Tel.:(012) 3208-6923/7348

E-mail: pubtc@inpe.br

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

### **Presidente:**

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

### **Membros:**

Dra. Carina Barros Mello - Coordenação de Laboratórios Associados (COCTE)

Dr. Alisson Dal Lago - Coordenação-Geral de Ciências Espaciais e Atmosféricas (CGCEA)

Dr. Evandro Albiach Branco - Centro de Ciência do Sistema Terrestre (COCST)

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

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

Dra. Ieda Del Arco Sanches - Conselho de Pós-Graduação - (CPG)

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

### **BIBLIOTECA DIGITAL:**

Dr. Gerald Jean Francis Banon

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

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

Simone Angélica Del Ducca Barbedo - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

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

### **EDITORAÇÃO ELETRÔNICA:**

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

Murilo Luiz Silva Gino - Serviço de Informação e Documentação (SESID)



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

sid.inpe.br/mtc-m21c/2018/08.01.12.38-TDI

## DEMODULADOR ARGOS III COMPATÍVEL COM SINAIS PTT-A2 E PTT-A3

José Antonio Rodrigues

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelos Drs. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, e José Marcelo Lima Duarte, aprovada em 30 de maio de 2018.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34R/3RHS5EE>>

INPE  
São José dos Campos  
2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

---

Rodrigues, José Antonio.

R618d Demodulador argos III compatível com sinais PTT-A2 e PTT-A3 / José Antonio Rodrigues. – São José dos Campos : INPE, 2018.

xxv + 77 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m21c/2018/08.01.12.38-TDI)

Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2018.

Orientadores : Drs. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, e José Marcelo Lima Duarte.

1. Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais.  
2. Plataforma de coleta de dados. 3. Malha de sincronismo de fase. 4. Sincronismo de frequência. I.Título.

CDU 629.7.05(81)

---



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

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

Aluno (a): **José Antonio Rodrigues**

Título: "DEMODULADOR ARGOS III COMPATÍVEL COM SINAIS PTT-A2 E PTT-A3".

Aprovado (a) pela Banca Examinadora  
em cumprimento ao requisito exigido para  
obtenção do Título de **Mestre** em

**Engenharia e Tecnologia Espaciais/Eng.  
Gerenc. de Sistemas Espaciais**

Dr. Walter Abrahão dos Santos



\_\_\_\_\_  
Presidente / INPE / São José dos Campos - SP

( ) Participação por Vídeo - Conferência

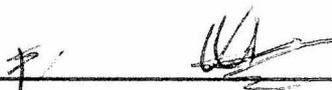
Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza



\_\_\_\_\_  
Orientador(a) / INPE / SJC Campos - SP

( ) Participação por Vídeo - Conferência

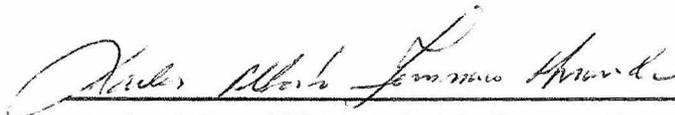
Dr. José Marcelo Lima Duarte



\_\_\_\_\_  
Orientador(a) / INPE / São José dos Campos - SP

(x) Participação por Vídeo - Conferência

Dr. Carlos Alberto Iennaco Miranda



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

( ) Participação por Vídeo - Conferência

Dr. Claudemir Marcos da Silva



\_\_\_\_\_  
Convidado(a) / FATEC / Taubaté - SP

( ) Participação por Vídeo - Conferência

Este trabalho foi aprovado por:

( ) maioria simples

(x) unanimidade



Em memória dos meus pais,  
À minha esposa Sueli e  
Aos meus filhos Carlos Eduardo, Marcos Vinicius e Andréia.



## AGRADECIMENTOS

Ao Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE pela oportunidade de realizar este mestrado.

Ao meu orientador, Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, grande pessoa, Professor e orientador experiente sem cuja persistência esta dissertação não teria sido concluída.

Ao meu coorientador, Dr. José Marcelo Lima Duarte por possibilitar realizar o meu trabalho e aproveitar todo seu conhecimento e experiência na área de processamento digital de sinais.

Ao Dr. Walter Abrahão dos Santos pelas orientações e conhecimento compartilhado que engrandeceram o trabalho e que me motivaram para a sua conclusão.

Ao Carlos Gonçalves pela ajuda na revisão, correções e sugestões no texto do trabalho.

Aos colegas da ETE e em especial do Grupo de Telecomunicações pelas constantes palavras de incentivo durante esta minha caminhada

À minha esposa Sueli, agradeço o amor, a paciência e a compreensão. Que Deus a abençoe!

A meus filhos pela compreensão e consideração.

Aos professores do Curso CSE/ETE do INPE, pelos conhecimentos compartilhados.

Aos funcionários da Biblioteca do INPE, pelo auxílio na formatação e pela revisão deste trabalho.

Agradeço a Deus, por ter me guiado em todas as fases da minha vida.



## RESUMO

Atualmente, o alerta prévio de desastres naturais e ambientais iminentes, a previsão acurada do clima e compreensão detalhada do status dos recursos hídricos globais são assuntos cotidianos extremamente importantes para a comunidade global.

Os Serviços Nacionais de Meteorologia e Hidrologia em todo o mundo são responsáveis por fornecer essas informações, que são necessárias para a proteção do meio ambiente, desenvolvimento econômico (transporte, energia, agricultura, etc.) e a segurança da vida e da propriedade.

Neste contexto, um dos serviços amplamente utilizado mundialmente é o Sistema Internacional de Coleta de Dados (International Data Collection System) que é composto por redes de satélites geoestacionários e de órbita baixa (não-geoestacionário). O INPE desenvolve e opera o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA) que é composto basicamente pelos satélites de Coleta de Dados (SCDs) 1 e 2, e Satélite Sino Brasileiro de Recursos Terrestres (CBERS) 4, e pelas cerca de 1100 Plataformas de Coleta de Dados (PCDs) distribuídas no território brasileiro, e pelas Estações Terrenas de Recepção (ETRs) em Cuiabá-MT, e Alcântara-MA, e pelo Centro de Missão (CM) no Centro Regional do Nordeste do INPE (INPE/CRN) em Natal, RN. O SBCDA opera desde 1993 utilizando uma tecnologia analógica que vem se tornando obsoleta, a qual naturalmente deverá ser substituída por sistemas digitais com decodificação e armazenamento de dados a bordo.

Neste cenário, a sincronização de frequência e fase da portadora e a estimação de tempo de símbolo é de fundamental importância para a recepção correta do sinal que chega ao receptor. Portanto, foi proposto o desenvolvimento de uma solução para estas funções utilizando processamento digital de sinais através de códigos em MatLab. Para a implementação da sincronização de frequência foi utilizado um PLL Digital de segunda ordem, levando em consideração requisitos como o efeito Doppler. Para o estimador de tempo de símbolo foi utilizado o algoritmo com alimentação direta

(feedforward), o qual utiliza uma estrutura de simples implementação, uma simplificação do proposto em [16]. Também foi adotada uma solução simples de um interpolador linear para determinação do tempo de atraso. O resultado apresentado pelo sincronizador de frequência / fase foi satisfatório para operação em parte da faixa. O estimador de tempo de símbolos também apresentou resultado satisfatório para  $E_b/N_0$  na faixa de 0 a 11 dB, com uma perda menor que 0,5 dB em relação ao valor teórico.

Palavras-chave: Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais. Plataforma de Coleta de Dados. Malha de Sincronismo de Fase. Sincronismo de Frequência.

# **ARGOS III DEMODULATOR COMPATIBLE WITH PTT-A2 E PTT-A3 SIGNALS**

## **ABSTRACT**

Nowadays previous warning of impending natural and environmental disasters, accurate climate prediction, and detailed understanding of the status of global water resources are everyday issues that are extremely important to the global community.

The National Meteorological and Hydrological Services throughout the world are responsible for providing this information, which is necessary for the protection of the environment, economic development (transportation, energy, agriculture, etc.) and the safety of life and property.

In this context, one of the services widely used worldwide is the International Data Collection System which is composed of geostationary and low-orbit (non-geostationary) satellite networks.

INPE develops and operates the Brazilian Data Collection System (BDCS), which is basically composed by the Data Collection Satellite (DCS) 1 and 2, the China-Brazilian Earth Resources Satellite (CBERS) 4, 1100+ Data Collection Platforms (DCPs) distributed in the Brazilian territory, two Receiving Ground Stations (RGS) at Cuiabá-MT, and Alcântara-MA, and one MISSION Center (MC) at the INPE Northeast Regional Center (INPE/NRC) at Natal, RN

The BDCS has been operating since 1993 using an analog technology that has become obsolete and must be replaced by digital systems with on-board data decoding and storage.

In this scenario, carrier frequency and phase synchronization and symbol time estimation have a fundamental importance for the correct reception of the signal arriving at the receiver. Therefore, it was proposed the development of a solution for these functions using digital signal processing using MatLab codes. For the implementation of frequency synchronization, the chosen solution uses

a second-order Digital PLL, taking into account requirements such as the Doppler Effect. For the symbol time estimator we used the feedforward algorithm, which uses a simple implementation structure, a simplification of the one proposed in [16]. Also a simple solution of a linear interpolator was used to determine the delay time. The result presented by the frequency / phase synchronizer was satisfactory for operation in part of the range. The symbol time estimator also presented satisfactory results for  $E_b / N_0$  in the 0 to 11 dB range, with a loss of less than 0.5 dB over the theoretical value.

Keywords: Brazilian System of Environmental Data Collection. Platform Transmitter Terminal. Phase-Locked Loop. Demodulation.

## LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
Figura 1.1 - Evolução da quantidade de plataformas instaladas.....	1
Figura 1.2 - Sistema Brasileiro de Coletas de Dados Ambientais (SBCDA). ....	3
Figura 2.1 - Constelação de satélites do SBCDA.....	8
Figura 2.2 - Plataforma de Coleta de Dados .....	9
Figura 2.3 - Faixa de recepção do SBCDA (atual e futura) .....	13
Figura 3.1 – Período de Repetição da Transmissão .....	18
Figura 3.2 – Fase da portadora - PTT-A2 .....	19
Figura 3.3 - Dados de Codificação e Modulação de fase do PTT-A2.....	21
Figura 3.4 - PSD do código de linha Manchester .....	24
Figura 3.5 - Taxa de Erro de Bit teórica para vários tipos de codificação .....	25
Figura 3.6 - Portadora pura PTT-A3.....	28
Figura 3.7 - Codificação Convolucional.....	31
Figura 3.8 - Taxa de Erro de Bits. ....	32
Figura 3.9 - Embaralhador de dados para PTT-A3 e PTT-ZE.....	33
Figura 3.10 - Dados de codificação e fases correspondente do sinal PTT-A3. 35	
Figura 3.11 – Constelação QPSK .....	36
Figura 3.12 – Modulador QPSK .....	37
Figura 3.13 - PSDs NRZ (fase) e Manchester (quadratura). ....	39
Figura 3.14 - Densidade Espectral de Potência NRZ+Manchester .....	39
Figura 4.1- Decodificador SBCDA.....	43
Figura 4.2 – Blocos Funcionais do Decodificador de PCD do PTT-A2.....	45
Figura 4.3 – Blocos Funcionais do Decodificador de PCD do PTT-A3.....	46
Figura 4.4 - Geração do sinal Banda-Base. ....	47
Figura 4.5 - Fase e Amplitude do Sinal PTT-A3 gerado.....	48
Figura 4.6 - Modelo linear de um PLL de segunda ordem .....	51
Figura 4.7 - Diagrama de Blocos do Sincronizador de Frequência do PTT-A2.54	
Figura 4.8 - Diagrama de Blocos do Sincronizador de Frequência do PTT-A3.55	
Figura 4.9 - Receptor com Alimentação Direta.....	59
Figura 4.10- Diagrama de Blocos do Algoritmo de Estimação de Tempo .....	59
Figura 5.1 - Erro de fase x tempo.....	60

Figura 5.2 - Taxa de erro de bit.....	61
Figura A.1 – Atenuação no espaço livre, max=153,26dB e min=142,34dB ..	72
Figura A.2 – Tempo de propagação, max=8,54ms e min=2,33ms.....	73

## LISTA DE TABELAS

	<b><u>Pág.</u></b>
Tabela 2.1 – Alocação em UHF para transmissão das PCDs.....	12
Tabela 2.2 - Alocação em UHF para transmissão dos DCS .....	14
Tabela 2.3 - Alocação em Banda-S para transmissão dos DCS.....	14
Tabela 3.1. - Estrutura da Mensagem para a PTT-A2.....	17
Tabela 3.2 – Formato das mensagens PTT-A2.....	20
Tabela 4.1– PTT-A2 x PTT-A3 .....	41
Tabela A.1 - Planilha de cálculo do enlace de subida PTT-A2 e PTT-A3. ....	70



## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

A/D	Analog-to-Digital
ANA	Agência Nacional de Águas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ARGOS	Advanced Research and Global Observation Satellite
BER	Taxa de Erro de Bit
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CBERS	China Brazil Earth Resources Satellite
Cbps	Taxa de Bits do Canal
CETESB	Companhia Ambiental do Estado de São Paulo
CNES	Centre Nationale de Etudes Spatiales
CPTEC	Centro de Previsão de Tempo e Estudos Climáticos
CONASAT	Constelação de NAno SATélites de Coleta de Dados Ambientais
COT	Commercial Of The Shelf
CRN	Centro Regional de Natal
DCS	Data Collection Subsystem
DFT	Discrete Fourier Transform
DHN	Diretoria de Hidrografia e Navegação
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
ETR	Estações Terrenas de Recepção
G/T	Gain-to-System Noise Temperature
IF	Intermediate Frequency
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais

INMET	Instituto Nacional de Meteorologia
ITA	Instituto Tecnológico de Aeronáutica
ITASAT	Satélite 6U Cubesat construído pelo ITA.
ITU	International Telecommunication Union
LSB	Bit menos significativo (Least Significant Bit)
MSB	Bit mais significativo (Most Significant Bit)
NASA	National Aeronautics and Space Administration
NCO	Numerically Controlled Oscillator
NRZ-L	Non Return to Zero -Level
PCD	Plataforma de Coleta de Dados
PCM	Pulse Code Modulation
PI	Proporcional Integrativo (Sistema/Lei de Controle)
PLL	Phase-Locked Loop
PSD	Power Spectral Density
PTT	Platform Transmitter Terminal (Terminal de Transmissão da Plataforma)
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RHCP	Right Hand Circular Polarization
SBCDA	Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais
SCD1	Satélite de Coleta de Dados 1
SCD2	Satélite de Coleta de Dados 2
SINDA	Sistema Integrado de Dados Ambientais
SIVAM	Sistema de Vigilância da Amazônia

## LISTA DE SÍMBOLOS

### Latinos

CW	Onda Contínua (Continuous Wave)
$d(t)$	Dados
$d(t)$	Sequência de dados Binários
dBi	dB isotrópico( em relação a uma antena isotrópica)
$E_b$	Energia por Bit
Erfc	Função Erro Complementar
$E(s)$	Transformada de Laplace de $e(t)$
$e(t)$	Erro de fase do sinal de erro
$f_c$	Frequência da Portadora
$g(t)$	Convolução de $x(nT)$ por $h_i(nT)$
$g_i(t)$	Parte imaginaria de $g(t)$
$g_r(t)$	Parte real de $g(t)$
$h_i(t)$	Forma de onda dos símbolos em fase Transmitidos
$h_q(t)$	Forma de onda dos símbolos em quadratura Transmitidos
I	Componente (Canal) em Fase
$i[n]$	Variáveis que correspondem ao símbolo transmitido no canal em Fase
m	Índice de Modulação de Fase
N	número de símbolos transmitidos
$N_0$	Densidade Espectral de potência de Ruído
Nid	Número de Identificação da PTT
$n(t)$	Ruído gaussiano após a rotação de fase
P	Potência do Sinal
$P(f)$	Densidade Espectral de Potência

$P_c$	Potência Relativa à Portadora Residual
$P_d$	Potência Relativa à Modulação
PI	Proporcional Integrativo (Sistema/Lei de Controle)
Q	Componente(Canal) em Quadratura
$q[n]$	Variáveis que correspondem ao símbolo transmitido no canal em Quadratura
$r(t)$	Sinal recebido é em banda base
$r_1(t)$	Sinal após a multiplicação complexa com o sinal do NCO
$r_i(t)$	Sinal $r_1(t)$ convolvido com o filtro casado com o sinal $h_i(t)$
$r_q(t)$	Sinal $r_1(t)$ convolvido com o filtro casado com o sinal $h_q(t)$
$R_s(\tau)$	Função de autocorrelação do sinal $s(t)$
$R_x(\tau)$	Função de autocorrelação do sinal $x(t)$
$R_y(\tau)$	Função de autocorrelação do sinal $y(t)$
T	Inverso da taxa de transmissão de símbolos
$T_b$	Tempo de Duração do Bit
TR	Período de Repetição da Transmissão do PTT
$T_{TOTAL}$	Tempo total de Transmissão do PTT
$v(t)$	Ruído gaussiano complexo
$x(t)$	Sinal Transmitido
$x_c(t)$	Parte do Sinal Relativo à Portadora Residual
XOR	Adição Módulo 2
$\omega$	Frequência Angular em rad/s
$\dot{\omega}$	Taxa de variação Doppler rad/s <sup>2</sup>
$\omega_n$	Frequência Natural da Malha
$X_d(f)$	Densidade Espectral de Potência do Sinal Manchester
$x_d(t)$	Parte do Sinal Relativo à Modulação

$X'$	Saída do Canal I do Embaralhador
$Y'$	Saída do Canal Q do Embaralhador
$X_i$	Saída do Canal I do Codificador Convolutacional
$Y_i$	Saída do Canal Q do Codificador Convolutacional

### Gregos

$\xi$	Fator de Amortecimento
$\Theta_e(s)$	Transformada do erro de fase detectado
$\theta_e(t)$	Erro de Fase do sinal de erro
$\Theta_p(s)$	Transformada de Laplace do sinal $\theta_{in}(t)$
$\hat{\Theta}_p(s)$	Transformada de Laplace do sinal $\theta_{out}(t)$
$\theta_p(t)$	Sinal da Fase da portadora de Entrada
$\hat{\theta}_p(t)$	Sinal da Fase estimado de $\theta_p(t)$
$\sigma_y^2$	Variância do sinal $x(t)$
$\sigma_x^2$	Variância do sinal $y(t)$
$\Psi_s(f)$	Densidade Espectral de Potência de $s(t)$
$\Psi_x(f)$	Densidade Espectral de Potência $x(t)$
$\Psi_y(f)$	Densidade Espectral de Potência de $x(t)$



## SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Motivação .....	5
1.2 Objetivo.....	5
1.3 Metodologia .....	5
1.4 Organização do Texto.....	6
2 REVISÃO DA LITERATURA.....	7
2.1 Características do SBCDA.....	7
2.2 Faixas de frequências para operação.....	10
2.3 Modelo Utilizado .....	14
3 DETALHAMENTO DO SINAL DOS PTTs .....	16
3.1 Requisitos do sinal PTT-A2 .....	16
3.1.1 Geração da sequência de bits.....	16
3.1.2 Período de repetição .....	17
3.1.3 Tempo de Transmissão Total.....	18
3.1.4 Portadora Pura (CW).....	18
3.1.5 Mensagem Digital.....	19
3.1.5.1 Taxas de bit, canal e símbolo.....	19
3.1.5.2 Formato da mensagem .....	19
3.1.5.3 Palavra de Sincronismo.....	20
3.1.6 Modulador e transmissor em 401 MHz.....	21
3.1.6.1 Codificação dos dados .....	21
3.1.6.2 Sinais transmitidos pelas Plataformas.....	21
3.1.6.3 Potência de Saída .....	25
3.1.7 Características das Antenas.....	25
3.2 Requisitos do sinal PTT-A3 .....	26
3.2.1 Geração da sequência de bits.....	26
3.2.2 Período de repetição .....	26
3.2.3 Tempo de Transmissão Total.....	27
3.2.4 Portadora Pura (CW).....	27

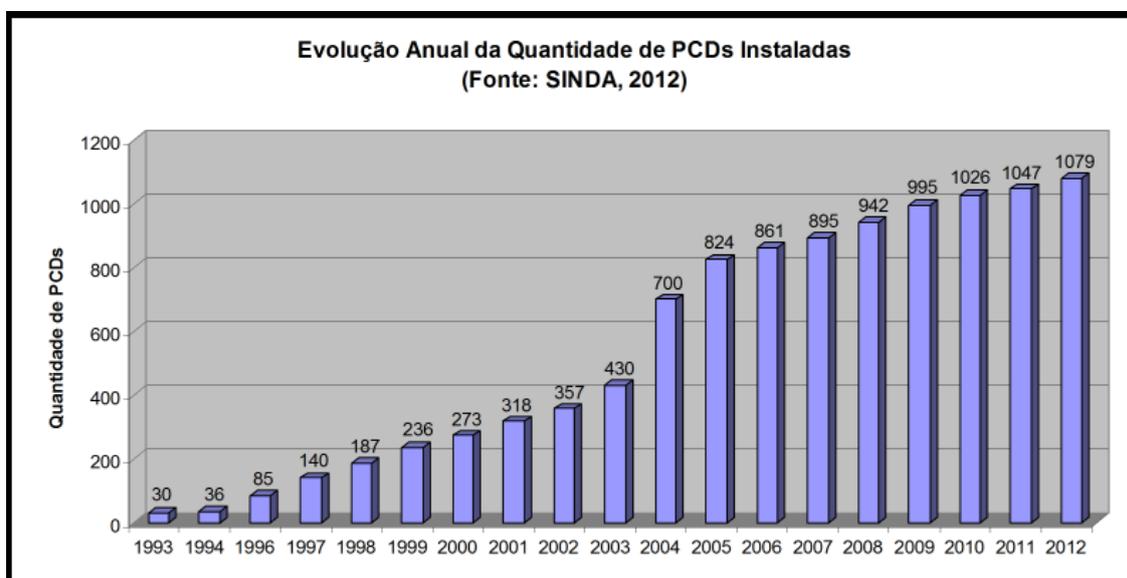
3.2.5	Mensagem Digital.....	28
3.2.5.1	Taxas de bit, canal e símbolo.....	28
3.2.5.2	Formato da mensagem .....	28
3.2.5.3	Fim da Mensagem.....	29
3.2.5.4	Codificação Convolutiva (PTT-A3 e PTT-ZE) .....	30
3.2.5.5	Embaralhador (PTT-A3 e PTT-ZE).....	32
3.2.5.6	Palavra de Sincronismo.....	33
3.2.6	Modulador e transmissor em 401 MHz.....	34
3.2.6.1	Codificação dos dados .....	34
3.2.7	Sinais transmitidos pelas Plataformas.....	36
3.2.7.1	Modulador QPSK.....	37
3.2.7.2	Densidade espectral de potência (PSD).....	38
3.2.7.3	POTÊNCIA de SAÍDA .....	40
3.2.8	Características das Antenas.....	40
3.3	Comparação PTT-A2 x PTT-A3.....	40
4	DESENVOLVIMENTO .....	43
4.1	Decodificador SBCDA.....	43
4.2	Decodificador de Sinal PTT .....	44
4.3	Descrição dos Blocos Funcionais dos PTT-A2 .....	45
4.4	Descrição dos Blocos Funcionais dos PTT-A3 .....	46
4.5	Características de desempenho do Decodificador de PTT .....	47
4.6	Modelo do sinal PTT-A3 em Banda Base .....	47
4.7	Demodulador .....	49
4.8	Projeto do PLL Digital .....	49
4.9	Projeto do PLL Analógico .....	50
4.10	Descrição do Algoritmo de Determinação do Erro de Fase do PTT-A3 .....	56
4.11	Operação do Sincronizador de Símbolos .....	58
5	RESULTADOS OBTIDOS .....	60
5.1	Sincronizador de Bits (demodulador).....	60
5.2	Sincronizador de símbolos.....	60
6	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....	62
6.1	Conclusões .....	62

6.2 Sugestões para trabalhos futuros .....	62
APÊNDICE A - ENLACE DE SUBIDA PTT- SATÉLITE .....	66
A.1 Descrição .....	66
A.2 Cálculo do Enlace .....	69
A.3 Comentários sobre o Cálculo:.....	73
APÊNDICE B - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA(PSD) DO SINAL ARGOS 3 .....	75

## 1 INTRODUÇÃO

A coleta e análise de dados ambientais é um tema importante para o desenvolvimento sustentável do nosso país. A sociedade demanda cada vez mais atenção à proteção do ambiente contra danos provocados por fenômenos naturais e pela atividade humana. Incluem-se aí também a identificação e exploração sustentável dos recursos hídricos, minerais, florestais, marinhos e outros mais. A atuação do INPE neste contexto tem sido marcante pela atividade de coleta de dados através do Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais - SBCDA, que está em operação desde 1993, com o lançamento do Satélite de Coleta de Dados Ambientais 1 (SCD1). No início, o sistema contava com 30 Plataformas de Coleta de Dados (PCDs) instaladas, quantidade que foi aumentada conforme mostra a Figura 1.1.

Figura 1.1 - Evolução da quantidade de plataformas instaladas.



Fonte: [20]

Os usuários dessa atividade são instituições tradicionais do país, que atuam em diversas áreas, tais como:

- Hidrologia (ANA, SIVAM);
- Meteorologia (CPTEC, INMET, Núcleos Estaduais de Meteorologia);
- Oceanografia (Bóias de Deriva, Bóias Ancoradas) (DHN, Petrobrás);
- Química da Atmosfera (CETESB);
- Qualidade da água (Comitês de Bacias Hidrográficas, Prefeituras, CETESB e Órgãos de Gestão e Fiscalização de Recursos Hídricos e Meio Ambiente);
- Sistemas de Alerta Hidrológico, Risco de Incêndio e Detecção de Queimadas em Florestas (Defesa Civil);
- Monitoração de Nível de Reservatórios de Usinas Hidrelétricas (ANEEL);
- Engenharia e Testes (Fornecedores de Plataformas de Coleta de Dados - PCDs);
- Pesquisa Científica, Educação e Treinamento;

O SBCDA é atualmente composto pelos satélites SCD1, SCD2 e CBERS 4, pela rede de cerca de 1100 Plataformas de Coleta de Dados (PCDs) instaladas no território brasileiro, pelo Centro de Missão (CM) no Centro Regional do Nordeste do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE/CRN) localizado em Natal-RN, pelas Estações Terrenas de Recepção (ETRs) de Cuiabá-MT e Alcântara-MA, e pelos usuários do sistema, anteriormente descritos. O padrão de comunicação usado pelo SBCDA é baseado no sistema franco-americano de coleta de dados Advanced Research and Global Observation Satellite-ARGOS. O sistema ARGOS iniciou as operações em 1978 pelo Centre Nationale de Etudes Spatiales-CNES francês, em conjunto com a National Air and Space Administration-NASA e com a National Ocean and Atmosphere Administration-NOAA dos Estados Unidos. A Figura 1.2 apresenta um diagrama do SBCDA.

Figura 1.2 - Sistema Brasileiro de Coletas de Dados Ambientais (SBCDA).



Fonte: [21]

Os satélites SCD1 e SCD2 estão operando muito além da sua vida útil especificada, já apresentando degradação no seu desempenho, e sob o risco de falha a qualquer instante. É, portanto, urgente que se desenvolvam novos satélites de coleta de dados ambientais para prover o SBCDA. Neste contexto, a opção de nanossatélite é a mais viável, por ser de rápido desenvolvimento e relativo baixo custo, permitindo uma rápida solução para o SBCDA. Por serem construídos preferencialmente com componentes comerciais de prateleira (Comercial Off The Shelf - COTs), os nanossatélites têm menor confiabilidade e vida útil. No entanto, este problema pode ser compensado com uma maior taxa de reposição dos satélites.

A recepção do sinal das PCDs nos satélites SCD-1, SCD-2 e no CBERS-4 é realizada pelo Subsistema de Coleta de Dados (DCS - Data Collection Subsystem), o qual é composto de um transponder que recebe os sinais das PCDs na frequência de 401,635 MHz e os retransmite para as estações terrenas na Banda-S (2267,5 MHz) e na banda UHF (462,5 MHz). O transponder é totalmente analógico e opera retransmitindo constantemente o sinal recebido através de uma modulação PM, deixando a decodificação do sinal por conta das ETRs. Esse modo de operação é energeticamente ineficiente e requer uma visada simultânea PCD-satélite-ETR para

transferência de dados. Isto impossibilita a captura de sinais de PCDs que estejam geograficamente afastadas das ETRs. Outra desvantagem é que o mesmo se encontra defasado em relação ao sistema ARGOS. O SBCDA é baseado no ARGOS-2, ao qual define um tipo de transmissor para as PCDs denominadas de PTT-A2. O sistema ARGOS, entretanto, se encontra em sua terceira versão, o ARGOS-3, em que se mantém o suporte ao PTT-A2, ao mesmo tempo em que se introduzem novos tipos de transmissores, entre eles o PTT-A3 e PTT-ZE. Estes últimos utilizam técnicas de transmissão mais sofisticadas que resultam em uma maior confiabilidade na transmissão dos dados e uma utilização mais eficiente do espectro e do tempo. Apesar dos satélites atuais do SBCDA serem capazes de retransmitir sinais do tipo PTT-A3 e PTT-ZE para as Estações Terrenas de Recepção (ETRs), já que operam como espelhos, os decodificadores localizados nas ETRs não são capazes de decodificá-los. Dentro desta perspectiva, fica claro que o desenvolvimento de um DCS digital para nanossatélite com capacidade de decodificação e armazenamento dos sinais a bordo para serem posteriormente transmitidos para uma ETR é um passo fundamental no sentido de dar continuidade a operação do SBCDA e aprimorar o sistema, o que expandiria a sua cobertura ao planeta todo. A utilização de PCDs com transmissores do tipo PTT-A3 e PTT-ZE permitirá uma maior densidade de PCDs em um região geográfica. Outras vantagens são a maior eficiência energética do DCS, o que é importante para nanossatélites devido ao tamanho reduzido dos painéis solares, e a possibilidade de multiplexar os dados recebidos no canal de telemetria do satélite, eliminando a necessidade de um transmissor exclusivo para o DCS.

O INPE-CRN, no âmbito de suas atribuições, tem trabalhado no desenvolvimento do modelo de engenharia de um DCS para nanossatélites. O trabalho em questão tem como objetivo contribuir com essa atividade através do desenvolvimento de um demodulador para os sinais do tipo PTT-A2, PTT-A3 e PTT-ZE.

## **1.1 Motivação**

Dar continuidade ao Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais através do desenvolvimento de um DCS que possa ser lançado a bordo de nanossatélites e, assim, incrementar e/ou repor a constelação de satélites do SBCDA.

Aprimorar o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais através do desenvolvimento de um DCS com capacidade de armazenamento e decodificação e do sinal, o que irá prover a capacidade de cobertura global ao sistema.

Gerar documentos técnicos e artigos científicos para documentar o trabalho desenvolvido.

## **1.2 Objetivo**

Este trabalho tem como objetivo contribuir no desenvolvimento de um demodulador ARGOS 3 compatível com transmissores tipo PTT-A2 e PTT-A3, assim como realizar medidas de desempenho..

Nesta dissertação de mestrado são apresentadas as etapas estudadas, uma análise sobre as características dos sinais PTT-A2, PTT-A3 e PTT-ZE, um modelo computacional do sinal recebido no satélite e uma arquitetura de um decodificador para esses sinais visando sua implementação em uma carga útil para nanossatélites.

## **1.3 Metodologia**

Para o desenvolvimento do trabalho, seguimos a metodologia abaixo.

- a) Estudo e definição de algoritmos de sincronismo de frequência, fase e de símbolo;
- b) Uso de ferramentas (toolboxes) disponíveis no software para desenvolvimento dos algoritmos;
- c) Familiarização com projetos anteriores (ARGOS 2).

- d) Modelagem e Simulação do sistema de demodulação e análise do seu desempenho.

#### **1.4 Organização do Texto**

Este documento está organizado da seguinte forma:

Capítulo 2: Apresenta uma Revisão de Literatura, discorrendo pelas características do SBCDA, as faixas de frequências de operação, além do modelo de decodificador utilizado.

Capítulo 3: Apresenta, os principais requisitos, do sinal das PTT-A2 e PTT-A3, uma descrição dos sinais modulados dos PTTs incluindo as características espectrais e de desempenho. Mostra uma tabela comparativa entre os dois tipos de transmissores (PTT-A2 e PTT-A3).

Capítulo 4: Descreve o Decodificador SBCDA desenvolvido pelo INPE CRN, apresentando o seu princípio de operação e suas principais características de desempenho e o Decodificador de PTT. Descreve o projeto do PLL digital com base no modelo linear do PLL analógico, apresenta o diagrama de blocos dos sincronizadores de frequência do PTT-A2 e PTT-A3 e o algoritmo de Determinação do erro de fase do PTT-A3. Descreve o diagrama de blocos do sincronizador de símbolo e o diagrama em blocos do Algoritmo de estimação de tempo.

Capítulo 5: Mostra o resultado obtido através de simulação computacional apresentando a variação da taxa de erro de bit para o sincronizador de símbolos e o sinal resultante demodulado.

Capítulo 6: Apresenta as conclusões deste trabalho, bem como sugestões para trabalhos futuros.

## **2 REVISÃO DA LITERATURA**

### **2.1 Características do SBCDA**

O Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais - SBCDA opera em órbita baixa através dos Satélites de Coleta de Dados (SCDs) 1 e 2 e do Satélite Sino-Brasileiro de Recursos Terrestres (CBERS) 4 que recebem informações ambientais adquiridas pelas Plataformas de Coleta de Dados (PCDs) distribuídas no território brasileiro e os retransmitem para as Estações Terrenas de Recepção (ETRs) em Cuiabá e Alcântara e o Centro de Missão (CM) em Natal.

As redes de satélites SCDs e CBERS operam em duas faixas de frequência UHF para recepção das mensagens transmitidas pelas plataformas de Coleta de Dados: em torno de 401,62 MHz e de 401,65 MHz. Os sinais recebidos a bordo dos satélites são retransmitidos para o solo na Banda S (2267,52 MHz) e, no caso do CBERS também em UHF (462,5 MHz).

Os satélites SCDs e CBERS foram colocados em órbitas em torno de 750 km de altitude, em órbitas equatorial e polar, respectivamente, permitindo uma cobertura adequada de todo o território nacional. A Figura 2.1 ilustra o segmento espacial do SBCDA e as órbitas dos satélites SCDs e CBERS.

Figura 2.1 - Constelação de satélites do SBCDA.



Fonte:[10]

As PCDs distribuídas no território brasileiro realizam a aquisição de dados coletados “in-situ” por sensores que transmitem na faixa de UHF (401 a 402 MHz) mensagens de curta duração (de até 1 s), independente da visibilidade ou não de um satélite, Quando um satélite de órbita baixa entra em visibilidade, os sinais recebidos são afetados pelo efeito Doppler que provoca deslocamento em frequência da portadora de até +/- 9,0 kHz, conforme [13]. Como a taxa de dados é relativamente baixa (400 bit/s), a faixa de frequências ocupada pelo sinal é de cerca de 1,6 kHz. Isso permite que diversas plataformas de coleta de dados transmitam simultaneamente dentro de uma banda de recepção de 60 kHz. Além disso, o acesso ao sistema é aleatório no tempo, o que permite a recepção de sinais de diferentes PCDs na mesma frequência, mas em tempos distintos Quando a densidade de plataformas cresce, a probabilidade de colisão de sinais aumenta, causando perda de mensagens.

A Figura 2.2 mostra um exemplo de PCD.

Figura 2.2 - Plataforma de Coleta de Dados



Fonte:[9]

Os dados enviados pelas PCDs podem ser processados e armazenados a bordo (caso do sistema Argos) e retransmitidas para estações terrenas. No caso do SBCDA, a versão existente do equipamento de coleta de dados retransmite em banda S as mensagens recebidas em UHF, sem realizar o armazenamento das mensagens a bordo.

Os dados das plataformas de coleta de dados ambientais, retransmitidos pelos satélites e recebidos nas estações de Cuiabá ou de Alcântara, são enviados para o Centro de Missão de Coleta de Dados (CMCD) em Natal para processamento, armazenamento e disseminação aos usuários. O envio desses dados ao usuário é feito através da Internet em no máximo 30 minutos após a recepção.

## 2.2 Faixas de frequências para operação

Atualmente, os sistemas de coleta de dados brasileiros operam nas Bandas S e UHF, sendo que as PCDs transmitem na faixa de 401 MHz e os transponders transmitem os dados na faixa de 2260 MHz e 460 MHz, conforme regulamentação da UIT (União Internacional de Telecomunicações) [12].

A UIT como entidade das Nações Unidas, é responsável em nível mundial pelo gerenciamento e a coordenação do espectro de frequências. Regulamenta o uso do espectro eletromagnético no sentido de harmonizar e permitir o compartilhamento adequado do espectro pelos diversos serviços (telefonia móvel e fixa, serviços de meteorologia por satélites, exploração da Terra por satélites, radioastronomia, enlaces entre satélites, nanosatélites, etc.).

A regulamentação do espectro eletromagnético é realizada através do desenvolvimento de recomendações, procedimentos, padrões e regras internacionais que são consolidados no documento denominado “Regulamentos de Rádio (RR)” que é elaborado e atualizado a cada quatro anos na Conferência Mundial de Radiocomunicação (CMR).

Durante quatro anos são realizadas diversas reuniões dos grupos de estudos da UIT a fim de discutir a melhor maneira de realizar o compartilhamento de frequências e compartilhamento orbital (no caso de satélites geoestacionários), sempre se baseando em estudos e análises técnicas detalhadas de cada cenário.

Qualquer administração ou instituição que queira lançar um satélite precisa levar em conta o RR e deve fazer o registro junto a UIT para o início do processo de coordenação. Somente após a conclusão deste processo que é liberado o lançamento.

A faixa de 401 MHz – 403 MHz (Terra-espço) é alocada pela UIT em nível primário, para o serviço de Auxílio à Meteorologia (MetAids), entre outros, que é aonde se enquadra o DCS. A Tabela 2.1 é um extrato da última edição (2016) dos Regulamentos de Rádio da UIT e mostra que a faixa é amplamente utilizada, necessitando de técnicas de gerenciamento e mitigação de

frequências a fim de evitar a interferência de outro sistema que opera na mesma faixa.

Tabela 2.1 – Alocação em UHF para transmissão das PCDs.

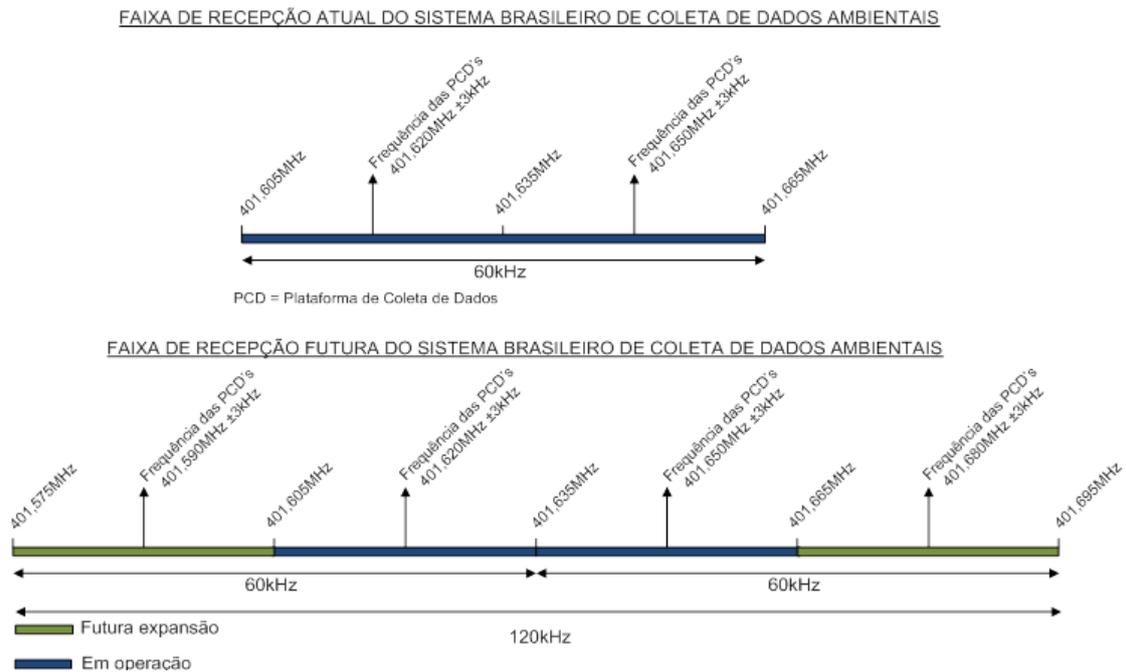
335.4-410 MHz		
Allocation to services		
Region 1	Region 2	Region 3
335.4-387	FIXED MOBILE 5.254	
387-390	FIXED MOBILE Mobile-satellite (space-to-Earth) 5.208A 5.208B 5.254 5.255	
390-399.9	FIXED MOBILE 5.254	
399.9-400.05	MOBILE-SATELLITE (Earth-to-space) 5.209 5.220	
400.05-400.15	STANDARD FREQUENCY AND TIME SIGNAL-SATELLITE (400.1 MHz) 5.261 5.262	
400.15-401	METEOROLOGICAL AIDS METEOROLOGICAL-SATELLITE (space-to-Earth) MOBILE-SATELLITE (space-to-Earth) 5.208A 5.208B 5.209 SPACE RESEARCH (space-to-Earth) 5.263 Space operation (space-to-Earth) 5.262 5.264	
401-402	<b>METEOROLOGICAL AIDS</b> SPACE OPERATION (space-to-Earth) EARTH EXPLORATION-SATELLITE (Earth-to-space) METEOROLOGICAL-SATELLITE (Earth-to-space) Fixed Mobile except aeronautical mobile	

Fonte: [12]

Por isso, estudos para melhora do desempenho dos equipamentos são realizados incessantemente para garantir a operação eficaz dos sistemas. Este estudo leva em conta esta premissa, sendo baseado nos regulamentos e recomendações da UIT.

A Figura 2.3 apresenta um quadro do uso desta faixa pelo SBCDA atual e a previsão de uso futuro.

Figura 2.3 - Faixa de recepção do SBCDA (atual e futura)



Fonte: [12]

Um Transponder de Coleta de Dados do SBCDA pode transmitir (espaço-Terra) os dados das PCDs na faixa de UHF e Banda-S. A Tabela 2.2, extraída dos Regulamentos de Rádio, mostra que a alocação de frequências em UHF é secundária, ou seja, não tem prioridade sobre os outros serviços. Esta faixa é um Item de Agenda (IA 1.3) da Conferencia Mundial de Radiocomunicação que ocorrerá no próximo ano (CMR-19), que considera o “upgrade” desta alocação para primário em nível mundial.

Tabela 2.2 - Alocação em UHF para transmissão dos DCS

460-890 MHz		
Allocation to services		
Region 1	Region 2	Region 3
460-470	FIXED MOBILE 5.286AA Meteorological-satellite (space-to-Earth) 5.287 5.288 5.289 5.290	

Fonte: [12]

A Tabela 2.3 apresenta a alocação em nível primário para a transmissão do sistema DCS (espaço-Terra) em Banda-S.

Tabela 2.3 - Alocação em Banda-S para transmissão dos DCS.

2 170-2 520 MHz		
Allocation to services		
Region 1	Region 2	Region 3
2 170-2 200	FIXED MOBILE MOBILE-SATELLITE (space-to-Earth) 5.351A 5.388 5.389A 5.389F	
2 200-2 290	SPACE OPERATION (space-to-Earth) (space-to-space) EARTH EXPLORATION-SATELLITE (space-to-Earth) (space-to-space) FIXED MOBILE 5.391 SPACE RESEARCH (space-to-Earth) (space-to-space) 5.392	

Fonte:[12]

### 2.3 Modelo Utilizado

Este trabalho tem como referência um modelo de decodificador SBCDA/ARGOS-2 em MATLAB desenvolvido pelo INPE CRN (Natal). O seu simulador gera automaticamente os estímulos de entrada com sinais PTT-A2 e os resultados estatísticos sobre desempenho do sistema.

Levando-se em conta os projetos para o SBCDA em andamento no INPE CRN, usamos como referência para este trabalho os seguintes itens:

- a) Gerador de estímulos de entrada para o decodificador com capacidade de mistura de sinais PTT-A2 e PTT-A3.

- b) Detector de sinais no espectro utilizando Transformada Discreta de Fourier (DFT);
- c) PLL de segunda ordem utilizado no modelo atual para estimação precisa da frequência e fase da portadora. Ele foi adaptado, para o ARGOS-3, onde foi incluído o sincronizador de fase e novos filtros casados e rotador de fases.
- d) Algoritmos de sincronismo de tempo de símbolo foram modificados para o ARGOS-3.

Utilizando as premissas destacadas acima, houve a necessidade de desenvolver os seguintes itens:

- i. Integração dos novos blocos de forma a gerar um Decodificador de PTT ARGOS-3;
- ii. Simulação do decodificador de único PTT;

Este trabalho pode ser adaptado em relação aos requisitos para o Sistema ARGOS-3, como inclusão do decodificador convolucional, desembaralhador e a demodulação QPSK, e também a compatibilidade da formatação da mensagem entre as versões PTT-A2 e PTT-A3. Trabalhos anteriores já desenvolvidos no INPE serviram também de referência para comparação e melhorias. Entre esses trabalhos temos [1] e [11].

### **3 DETALHAMENTO DO SINAL DOS PTTs**

Neste capítulo estão definidos os requisitos principais a serem utilizados no desenvolvimento e fabricação do transmissor dos PTTs, do simulador de PTTs e do sistema de decodificação de bordo do nanossatélite. O sinal dos PTTs deve atender aos requisitos especificados nos documentos [2], [3] para transmissores do tipo PTT-A2, PTT-A3 e PTT-ZE, respectivamente. Este último tipo de transmissor é uma PTT-A3 que contém apenas a informação de identificação do usuário.

#### **3.1 Requisitos do sinal PTT-A2**

##### **3.1.1 Geração da sequência de bits**

A estrutura do sinal PTT-A2 é definido na Tabela 3.1

Tabela 3.1. - Estrutura da Mensagem para a PTT-A2

Portadora Pura	Portadora Modulada		
	A	Mensagem do Usuário	
		B	C

A descrição e os tamanhos dos blocos de A a D estão descritos abaixo:

Identificação	Descrição	Número de Bits
A	Palavra de Sincronismo	24
B	Número de blocos de 32 bits (N)	3 bits ( $1 \leq N \leq 8$ ) + 1bit de paridade.
C	Número de Identificação da PCD ( $N_{id}$ )	$N_{id} = 20$ ou 28 bits
D	Dados dos sensores do usuário	$24 + N \times 32$ ( $N_{id} = 28$ )* $32 + N \times 32$ ( $N_{id} = 20$ )

\* Quando a palavra de identificação é de 28 bits, os dados de usuário ficam com 8 bits a menos que os de 20 bits.

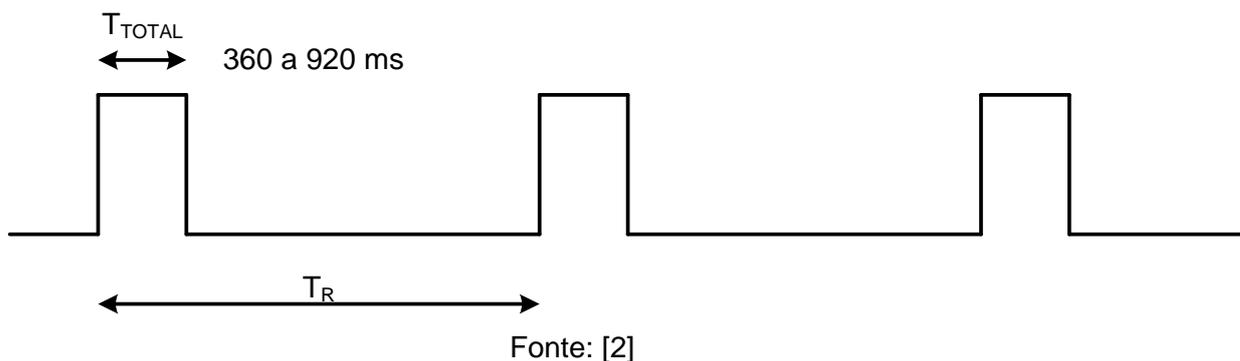
Fonte: Produção do Autor

### 3.1.2 Período de repetição

A transmissão das mensagens é periódica, conforme mostrado na Figura 3.1, com período de repetição mínimo  $T_R$  de 60 segundos. Os períodos de repetição são atribuídos de acordo com a aplicação e posição geográfica.

Para reduzir o risco de sincronização das transmissões de diferentes plataformas no tempo, os períodos de repetição devem ser aleatórios com distribuição de densidade de probabilidade uniforme numa faixa de +/- 10% em torno de  $T_R$ .

Figura 3.1 – Período de Repetição da Transmissão



### 3.1.3 Tempo de Transmissão Total

O tempo de transmissão total  $T_{TOTAL}$  depende do tamanho da mensagem, obedecendo ao intervalo:

$$360 \pm 5 \text{ ms} < T_{TOTAL} < 920 \pm 12 \text{ ms}$$

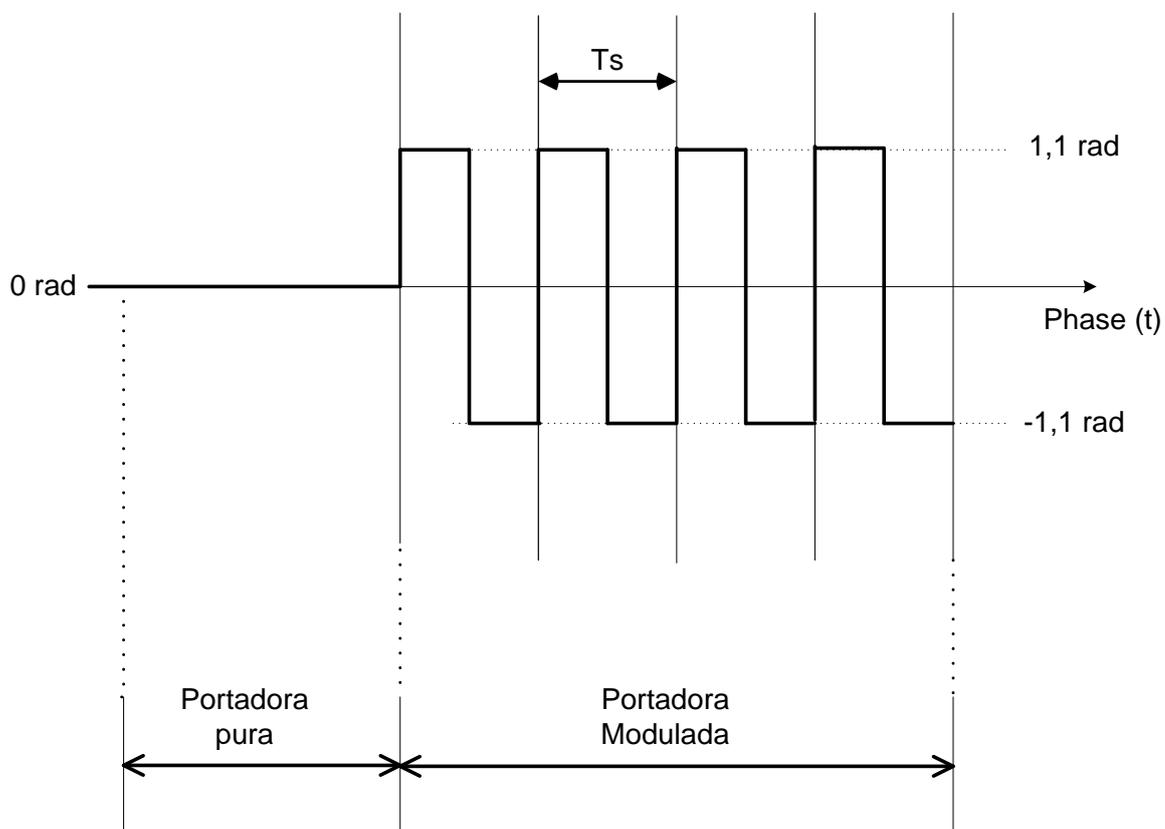
### 3.1.4 Portadora Pura (CW)

O tempo de transmissão da Portadora Pura para o PTT-A2 deve ser:

$$t = 160 \pm 2,5 \text{ ms}$$

A fase da portadora deve estar centrada em relação à modulação de acordo com a Figura 3.2:

Figura 3.2 – Fase da portadora - PTT-A2



Portadora pura seguida dos 4 primeiros símbolos do palavra de sincronismo

Fonte: [2]

### 3.1.5 Mensagem Digital

#### 3.1.5.1 Taxas de bit, canal e símbolo

A taxa de bits da mensagem do tipo PTT-A2 deverá ser de 400 bps  $\pm$  1%.

#### 3.1.5.2 Formato da mensagem

A Mensagem do Usuário é constituída de três campos:

Tamanho da Mensagem (número de bits)

Número de Identificação do Usuário

## Dados do Usuário

A Tabela 3.3 mostra o número de bits para todas as mensagens de usuários possíveis referentes ao sinal PTT-A2.

Tabela 3.2 – Formato das mensagens PTT-A2

Tamanho da Mensagem	Número de bits para Dados do Usuário (ID com 20 bits)	Número de bits para Dados do Usuário (ID com 28 bits)	Número de bits para a Mensagem do Usuário
0000	32	24	56
0011	64	56	88
0101	96	88	120
0110	128	120	152
1001	160	152	184
1010	192	184	216
1100	224	216	248
1111	256	248	280

Fonte: [2]

### 3.1.5.3 Palavra de Sincronismo

No PTT-A2 , Uma palavra de sincronismo de 24 bits é adicionada à frente da sequência de bits, à taxa de 400 bps. A palavra de sincronismo de bits é constituída pela sequência abaixo:

MSB

LSB

1111 1111 1111 1110 0010 1111 em binário

ou

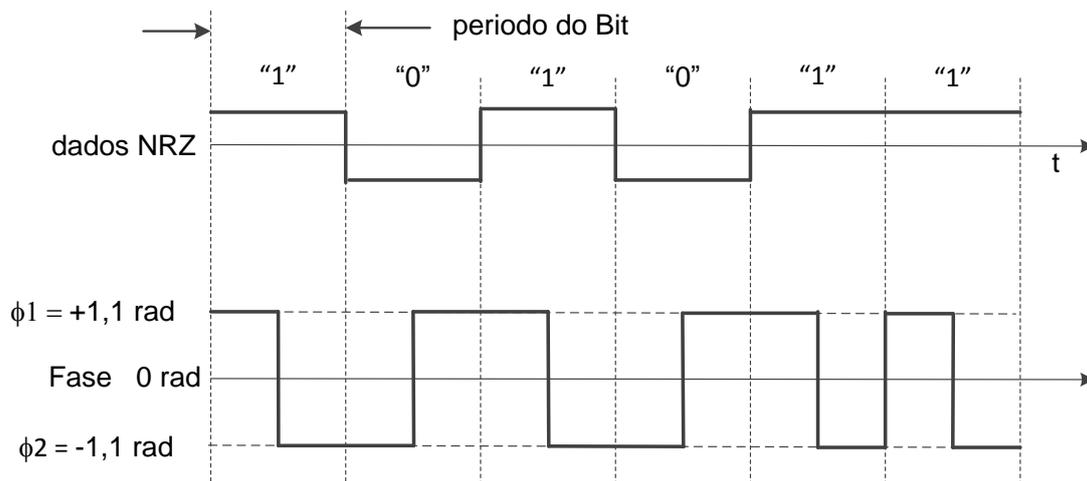
FFFE2F em hexadecimal

### 3.1.6 Modulador e transmissor em 401 MHz

#### 3.1.6.1 Codificação dos dados

No PTT-A2 os dados são codificados em biphase – L ou Manchester, conforme mostrado na Figura 3.3:

Figura 3.3 - Dados de Codificação e Modulação de fase do PTT-A2.



Fonte: [2]

#### 3.1.6.2 Sinais transmitidos pelas Plataformas

Sinal PCM/PSK PM

A equação referente ao sinal PCM/PSK PM, transmitido pelo PTT-A2 é apresentado abaixo:

$$x(t) = A \cos[2\pi f_c t + md(t) + \theta_0] \begin{cases} d(t) = 1, & \text{se } -\frac{T_b}{2} < t < 0 \\ d(t) = -1, & \text{se } 0 < t < \frac{T_b}{2} \end{cases} \quad (3.1)$$

onde:

$f_c$  = frequência da portadora

A = amplitude do sinal

m = índice de modulação :  $1,0 \leq m \leq 1,2$  rad ( m nominal = 1,1 rad)

d(t) = Binários que assumem os valores ( $\pm 1$ ) correspondentes à codificação Manchester. Nesta codificação, o bit "1" é representado por um sinal com nível +1 durante meio período de bit, seguido por um sinal com nível -1 durante meio período de bit. Para o bit "0", os valores são invertidos.

$\theta_0$  = fase inicial da portadora

Tb = Tempo da duração do bit

A equação acima pode ser expandida para:

$$x(t) = A \cos[m d(t)] \cos[2\pi f_c t + \theta_0] - A \sin[m d(t)] \sin[2\pi f_c t + \theta_0] \quad (3.2)$$

A equação acima pode ser simplificada considerando que d(t) assume os valores +1 ou -1 e a assimetria par da função cosseno e ímpar da função seno:

$$x(t) = A \cos(m) \cos[2\pi f_c t + \theta_0] - A d(t) \sin(m) \sin[2\pi f_c t + \theta_0] \quad (3.3)$$

Dessa forma, o sinal x(t) do sistema PPT-A2 pode ser decomposto em dois termos:

$$x_c(t) = A \cos(m) \cos[2\pi f_c t + \theta_0] \quad (3.4)$$

que corresponde à portadora residual; e

$$x_d(t) = A d(t) \sin(m) \sin[2\pi f_c t + \theta_0] \quad (3.5)$$

que corresponde ao sinal modulado pela sequência de dados d(t).

Para calcular as potências dos dois sinais associados ao sinal transmitido x(t) usa-se:

$$P = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} |x(t)|^2 dt \quad (3.6)$$

Calculando e simplificando resulta em:

$$P = P_c + P_d = \frac{A^2 \cos^2 m}{2} + \frac{A^2 \sin^2 m}{2} \quad (3.7)$$

O primeiro termo corresponde à potência  $P_c$  associada à portadora residual; e o segundo termo corresponde à potência  $P_d$  associada à modulação pelos dados da mensagem.

A portadora residual  $x_c(t)$  permite a detecção pelo receptor da raia na qual a mensagem está modulada.

Densidade espectral de potência da codificação Manchester.

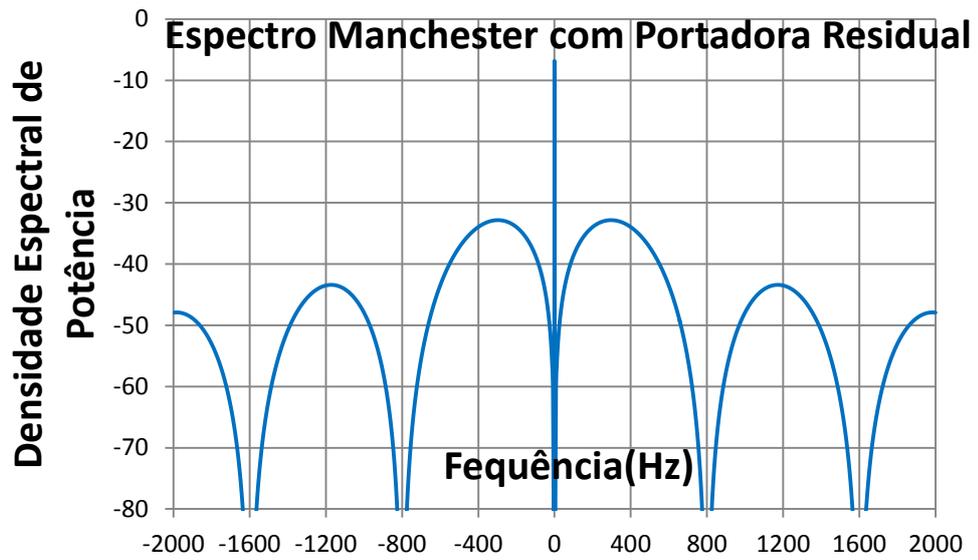
A densidade espectral de potência mostra como a potência média do sinal está distribuída em função da frequência para o sinal com código de linha Manchester, temos:

$$P(f) = \frac{A^2}{2} [\cos^2(m) \delta(f - f_c) - \sin^2(m) X_d(f - f_c)] \quad (3.8)$$

$$X_d(f) = A^2 T_b \sin^4\left(\frac{\pi f T_b}{2}\right) / \left(\frac{\pi f T_b}{2}\right)^2 \quad [14] \quad (3.9)$$

O gráfico da densidade espectral  $X_d(f)$  junto com a portadora residual para modulação de 1,1 rad é mostrada na Figura 3.4:

Figura 3.4 - PSD do código de linha Manchester



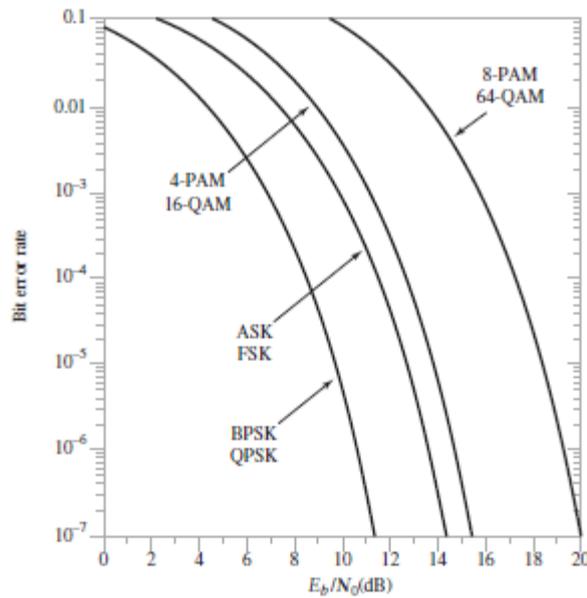
Fonte: Produção do Autor

A Taxa de Erro de Bits (BER) para o sinal BPSK é dada por:

$$BER_{PSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (3.10)$$

O gráfico da equação é mostrado na Figura 3.5 abaixo:

Figura 3.5 - Taxa de Erro de Bit teórica para vários tipos de codificação



Fonte: [6].

### 3.1.6.3 Potência de Saída

A potência do sinal na entrada da antena deve ser menor que 3W com variação  $\leq 1$  dB durante o período de Portadora Pura.

### 3.1.7 Características das Antenas

As seguintes Características da antena são definidas para ângulos de elevação maior que 5° e menor que 60°:

- Padrão : Hemisférico
- Polarização: Linear ou Circular(RHCP com razão axial máxima de 5dB)
- Ganho máximo: 4dBi linear ou 1 dBi RHCP em 90% da região acima, para a potência típica definida no paragrafo 3.1.6.3
- Variação do ganho (em azimute): menos que 3 dB.
- VSWR da antena: não maior que 1.5:1 (2:1. PTT-A3)

Nota: Valor mínimo válido na maioria dos casos é -3dBi linear ou -6dBi RHCP

## 3.2 Requisitos do sinal PTT-A3

### 3.2.1 Geração da sequência de bits

A estrutura do sinal PTT-A3 é definido na Tabela 3.2

Tabela 3.3 - Estrutura da Mensagem para o PTT-A3.

Portadora Pura	Portadora Modulada				
	Palavra de Sincronismo	Parte Codificada			
		Mensagem do Usuário			Bits de Fim de Mensagem
	A	B	C	D	E

A descrição e os tamanhos dos blocos de A a E estão descritos abaixo:

Identificação	Descrição	Número de Bits
A	Palavra de Sincronismo	30 bits (15 símbolos)
B	Número de blocos da mensagem (N)	3 bits ( $1 \leq N \leq 8$ ) + 1bit de paridade.
C	Número de Identificação da PCD	28
D	Dados dos sensores do usuário	24 + N x 32
E	Bits de fim da mensagem	7 a 9 zeros*

\*depende do número de blocos da mensagem do usuário

Fonte: Produção do Autor

### 3.2.2 Período de repetição

Nos PTTs, a transmissão das mensagens é periódica, com um período nominal de repetição TR mínimo de 60 segundos, conforme mostrado na Figura 3.1. Os períodos de repetição são atribuídos de acordo com a aplicação e posição geográfica.

Para reduzir o risco de sincronização das transmissões no tempo de diferentes plataformas, os períodos de repetição devem ser aleatórios com distribuição de densidade de probabilidade uniforme numa faixa de +- 10% em torno de TR.

### **3.2.3 Tempo de Transmissão Total**

O tempo de transmissão total  $T_{TOTAL}$  depende do tamanho da mensagem, obedecendo ao intervalo:

$$209,5 \pm 2,35 \text{ ms} < T_{TOTAL} < 839,5 \pm 4 \text{ ms}$$

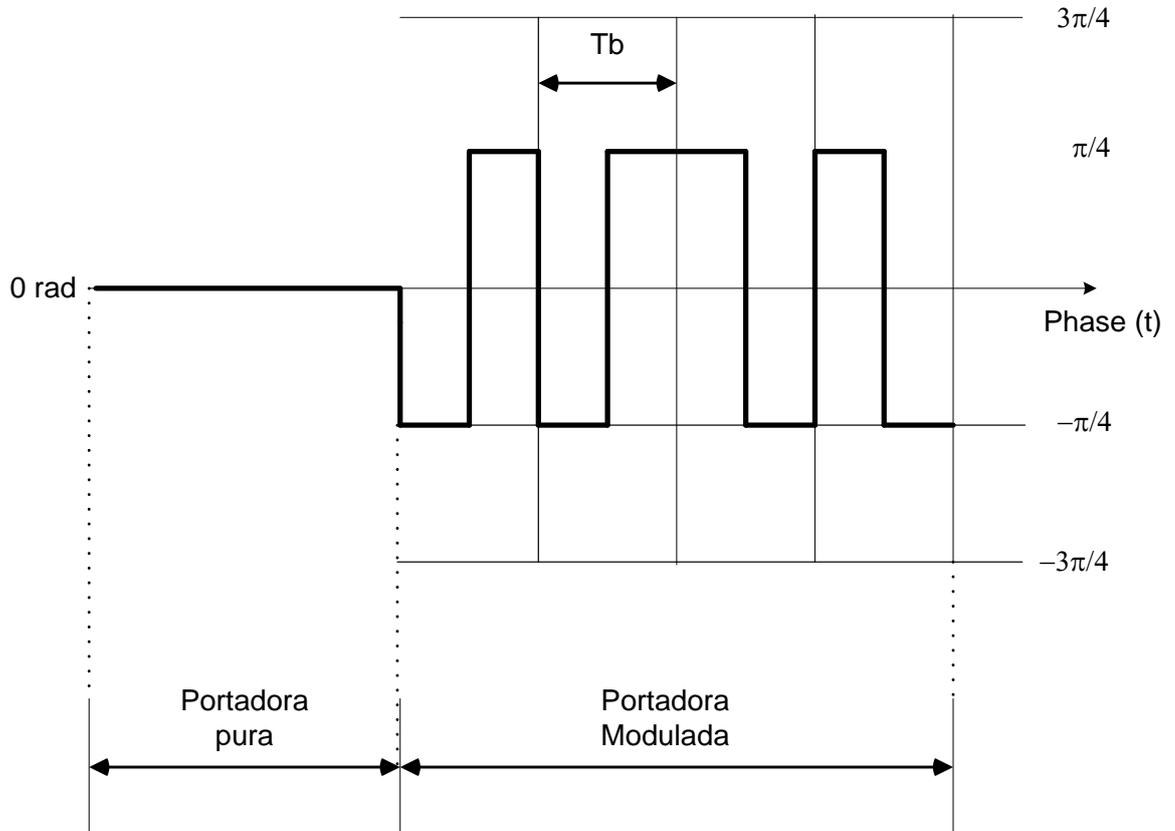
### **3.2.4 Portadora Pura (CW)**

O tempo de transmissão da Portadora Pura para o PTT-A3 deve ser:

$$t = 82 \pm 2 \text{ ms}$$

A fase da portadora deve estar centrada em relação a modulação de acordo com a da Figura 3.6:

Figura 3.6 - Portadora pura PTT-A3



Portadora pura seguida dos 4 primeiros símbolos do palavra de sincronismo

Fonte: [2]

### 3.2.5 Mensagem Digital

#### 3.2.5.1 Taxas de bit, canal e símbolo

A taxa de bits da mensagem deverá ser 400 bps antes do codificador convolucional. Isto corresponde a 800 cbps (taxa de bits por segundo do canal) na saída do codificador convolucional de razão  $\frac{1}{2}$  que tem duas saídas com 400 bps cada, o que significa que a taxa de símbolos para a modulação QPSK é 400 sps +- 1 sps ( 2 bits de canal = 1 símbolo).

#### 3.2.5.2 Formato da mensagem

A Mensagem do Usuário é constituída de três campos:

Tamanho da Mensagem (número de bits)

Número de Identificação do Usuário

Dados do Usuário

A Tabela 3.4 mostra o número de bits da Mensagem do Usuário para qualquer Tamanho da Mensagem possível referente ao sinal PTT-A3/ZE.

Tabela 3.4 – Formato das mensagens PTT-A3/ZE

Tamanho da mensagem	Número de bits para dados do usuário	Número de bits para a Mensagem do Usuário
N/A*	0*	28*
0000	24	56
0011	56	88
0101	88	120
0110	120	152
1001	152	184
1010	184	216
1100	216	248
1111	248	280

(\*) No caso de uma mensagem da plataforma PTT-ZE, o número total da mensagem do usuário é 28 bits, o que corresponde apenas ao número de identificação.

Fonte: [3]

### 3.2.5.3 Fim da Mensagem

Para o PTT-A3/ZE, um padrão de bits de fim da mensagem de 7, 8 ou 9 bits “0” deve ser adicionado ao fim da mensagem para limpar o codificador convolucional e fechar o diagrama de treliça apropriadamente para decodificação. O tamanho do padrão de bits de fim de mensagem depende do número de bits da mensagem do usuário como mostrado na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Formato das mensagens PTT-A3

Fim da mensagem PTT-A3	
Número total de bits possíveis para a mensagem do usuário	Número de bits “0” que devem ser adicionados ao fim da mensagem do usuário antes do codificador
28*	8
56	7
88	8
120	9
152	7
184	8
216	9
248	7
280	8

(\*) no caso de uma mensagem PTT-ZE

Fonte: [3]

#### 3.2.5.4 Codificação Convolutacional (PTT-A3 e PTT-ZE)

A regra de codificação especificada para o PTT-A3 e PTT-ZE é a mesma do padrão CCSDS 131.1-G-2 [4] , que permite a geração de um código não sistemático:

Nomenclatura:	Código Convolutacional
Taxa do Código	$\frac{1}{2}$
Restrição de Comprimento:	7
Vetores de Conexão :	G1 = 1111001 (171 em octal) G2 = 1011011 (133 em octal)

Relação de Fase: G1 é associado com o primeiro símbolo

Esta regra de codificação é definida pelas seguintes equações:

Para o Canal I temos:

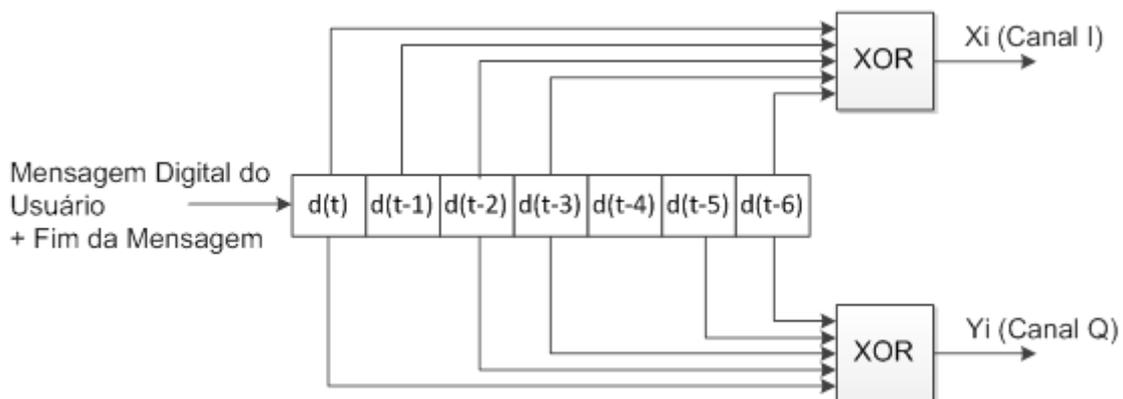
$$s_1(t) = d(t) + d(t-1) + d(t-2) + d(t-3) + d(t-6) \quad (3.11)$$

Para o Canal Q temos:

$$s_2(t) = d(t) + d(t-2) + d(t-3) + d(t-5) + d(t-6) \quad (3.12)$$

Onde  $s_1(t)$  é o trem de bits de saída do primeiro canal,  $s_2(t)$  é o trem de bits de saída do segundo canal e  $d(t)$  é a informação de entrada no instante  $t$ . O operador 'XOR' representa a adição módulo 2. Uma implementação possível do codificador é mostrado na Figura 3.7:

Figura 3.7 - Codificação Convolutacional.



Nota: os blocos com  $d(\cdot)$  representam o atraso de 1 bit.

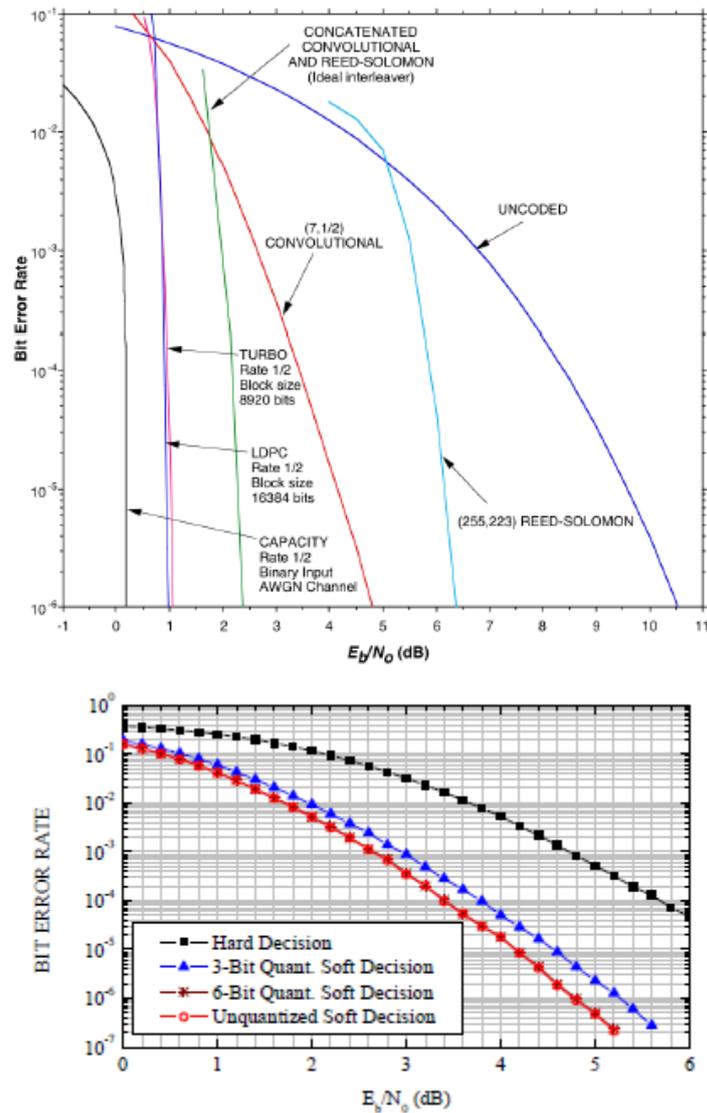
XOR = somador módulo 2.

Fonte: Adaptada de [3]

A utilização do codificador convolutacional apresenta um ganho substancial no desempenho em relação ao PTT-A2 que não é codificada; para uma taxa de bit

de  $10^{-5}$ , por exemplo, o ganho pode chegar a 5 dB utilizando decisão suave de 3 bits, conforme mostra a Figura 3.8:

Figura 3.8 - Taxa de Erro de Bits.



Fonte: [4]

### 3.2.5.5 Embaralhador (PTT-A3 e PTT-ZE)

A sequência de bits  $X_i$  e  $Y_i$ , enviadas pelo codificador, do canal anterior é embaralhada de acordo com o esquema apresentado na Figura 3.9 para prover as saídas  $X'$  e  $Y'$  ao modulador.

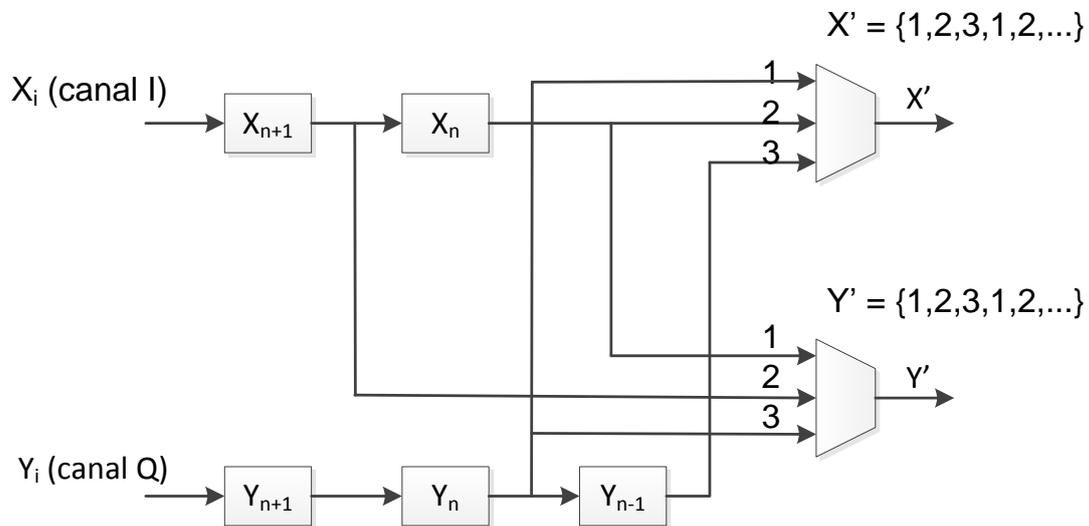
Os bits que vêm do codificador (7,1/2) para o embaralhador (scrambling) são os apresentados abaixo:

$$\dots\dots \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline X1 & X2 & X3 & X4 & X5 & X6 \\ \hline Y1 & Y2 & Y3 & Y4 & Y5 & Y6 \\ \hline \end{array} \dots\dots$$

Os bits saem do embaralhador como se segue:

$$\dots\dots \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline Y1 & X2 & Y2 & Y4 & X5 & Y5 \\ \hline X1 & X3 & Y3 & X4 & X6 & Y6 \\ \hline \end{array} \dots\dots$$

Figura 3.9 - Embaralhador de dados para PTT-A3 e PTT-ZE.



Fonte: Adaptada de [3]

O desembaralhador desempenha a função reversa do embaralhador. Para isso, as entradas do embaralhador acima devem ser colocadas nas saídas das seqüências de bits em fase e em quadratura do decodificador.

### 3.2.5.6 Palavra de Sincronismo

No PTT-A3, a palavra de sincronismo de 30 bits ou 15 símbolos é enviada antes da parte codificada.

Importante: os bits da palavra de sincronismo não passam pelo codificador convolucional.

Bits do canal I: 1111 1111 1111 111

Bits do canal Q: 0011 0101 0100 111

Os bits da palavra de sincronismo são constituídos por um bit do canal I e um bit do canal Q, dando o seguinte resultado:

MSB

LSB

1010 1111 1011 1011 1011 1010 1111 11 em binário

ou

2BEEEEBF em hexadecimal.

O PTT-ZE, utiliza palavra de sincronismo diferente:

Bits do canal I: 1111 1111 1111 100

Bits do canal Q: 0011 0101 0100 000

Os bits da palavra de sincronismo são constituídos por um bit do canal I e um bit do canal Q, apresentando o seguinte resultado:

MSB

LSB

1010 1111 1011 1011 1011 1010 1000 00 em binário

ou

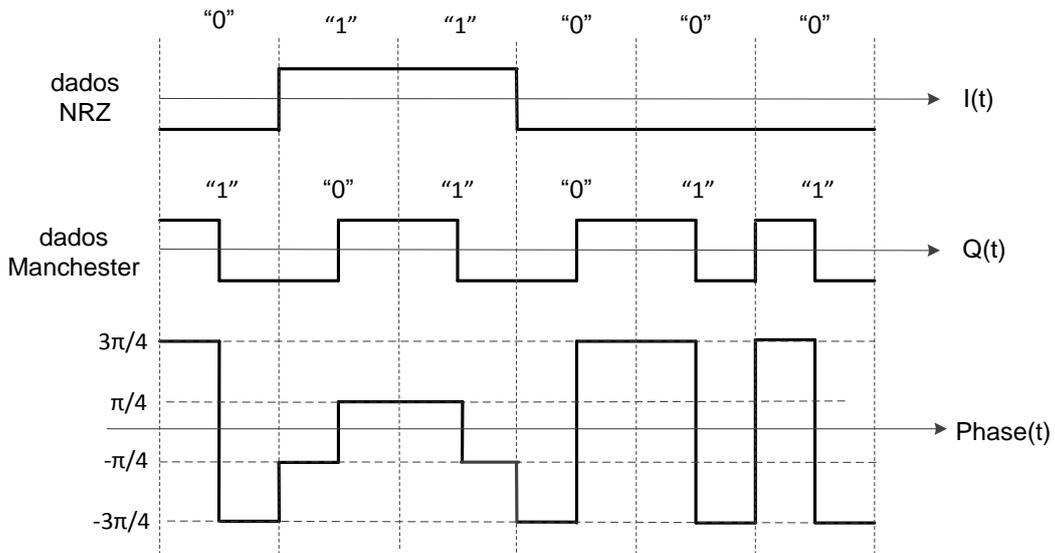
2beeeea0 em hexadecimal.

### **3.2.6 Modulador e transmissor em 401 MHz**

#### **3.2.6.1 Codificação dos dados**

No PTT-A3, o canal “I” usa o formato dos dados NRZ-L e o canal “Q” utiliza o código Manchester ou Biphase-L. A Figura 3.10 mostra um exemplo de codificação de dados:

Figura 3.10 - Dados de codificação e fases correspondente do sinal PTT-A3.



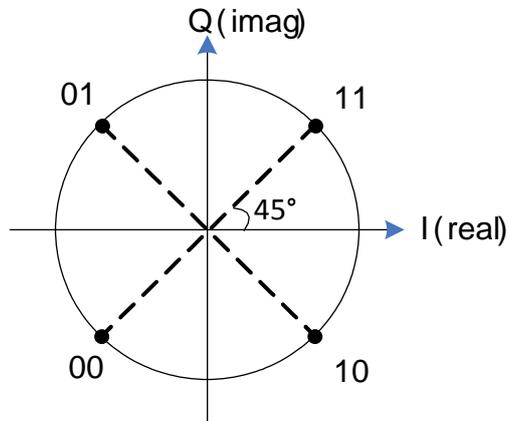
Fonte: [3]

De acordo com a figura 3.10, o mapeamento correspondente aos pares (I,Q) representando os 4 símbolos QPSK são:

00	$-3 \pi/4$
01	$3 \pi/4$
10	$-\pi/4$
11	$\pi/4$

A constelação corresponde que utiliza a codificação Gray é mostrada na Figura 3.11. Essa codificação faz com os símbolos adjacentes tenham diferença de 1 bit, o que reduz a probabilidade de erro do sistema.

Figura 3.11 – Constelação QPSK



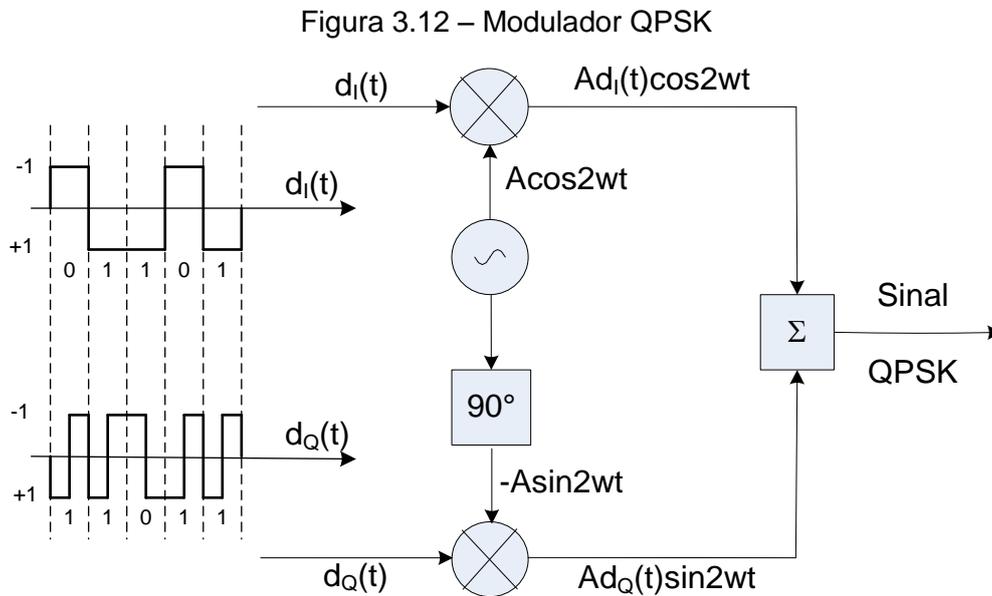
Fonte: Produção do Autor

### 3.2.7 Sinais transmitidos pelas Plataformas

O sinal do PTT-A3 é modulado em QPSK, que utiliza quatro pontos equidistantes de um círculo na qual a fase da portadora muda de fase de acordo com as duas sequências de bits. Estas modulam uma portadora em fase (cosseno) e outra portadora em quadratura (seno) que, posteriormente, são somadas como se fosse a soma de duas modulações BPSK. Neste esquema, a portadora pode assumir quatro fases diferentes:  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  e  $315^\circ$ , sendo que cada fase está associada a um par de bits (um de cada sequência) que corresponde a um símbolo. A modulação QPSK utiliza a propriedade da ortogonalidade para transmitir dois sinais BPSK na mesma banda de frequências. Com esta modulação, é possível transmitir o dobro da taxa de bits na mesma largura da banda ocupada pelo sinal BPSK ou transmitir a mesma taxa de bits ocupando metade da faixa do BPSK.

### 3.2.7.1 Modulador QPSK

Para os padrões PTT-A3 e PTT-ZE, as duas seqüências de dados que modulam o sinal utilizam codificação de linha Manchester ( $d_Q(t)$ ) e NRZ-L ( $d_I(t)$ ), como mostrado na Figura 3.12 :



Fonte: Adaptada de [3]

A equação do sinal modulado QPSK é dada por:

$$x(t) = Ad_I(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_0) - Ad_Q(t) \sin(2\pi f_c t + \theta_0) \quad (3.13)$$

$$d_I(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } |t| < \frac{T_b}{2} \\ 0 & \text{senão} \end{cases}$$

$$d_Q(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } -\frac{T_b}{2} < t < 0 \\ -1, & \text{se } 0 < t < \frac{T_b}{2} \end{cases}$$

onde:

A = Amplitude da portadora.

$f_c$  = frequência da portadora.

$d_I(t)$  = sequência de dados que modula a portadora em fase.

$d_Q(t)$  = sequência de dados que modula a portadora em quadratura.

$\theta_0$  = fase inicial da portadora.

$T_s$  = tempo de duração do símbolo.

### 3.2.7.2 Densidade espectral de potência (PSD)

A PSD para o código Manchester, dada em (3.9), é:

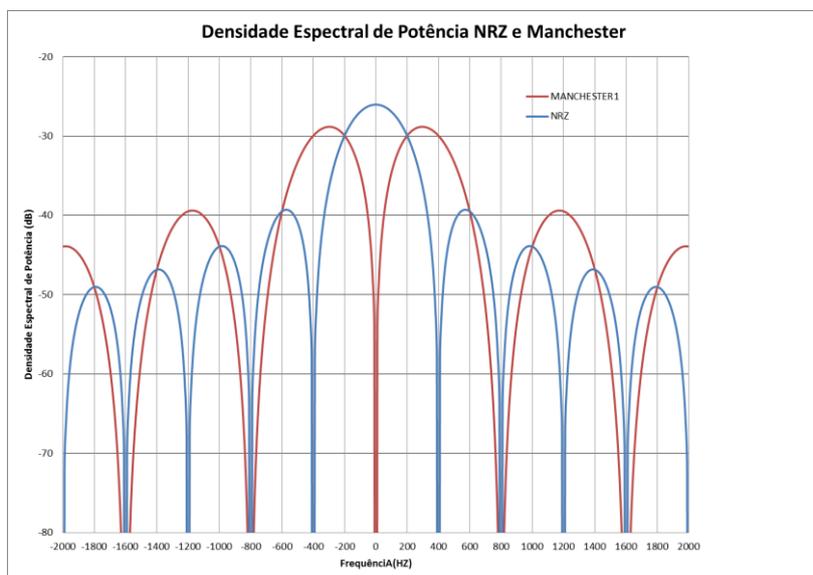
$$P(f) = A^2 T_b \text{sen}^4\left(\frac{\pi f T_b}{2}\right) / \left(\frac{\pi f T_b}{2}\right)^2 \quad (3.9)$$

A PSD para o código NRZ é dada por [14]:

$$P(f) = A^2 T_b \text{sen}^2(\pi f T_b) / (\pi f T_b)^2 \quad (3.14)$$

A Figura 3.13 apresenta os gráficos da Densidade Espectral de Potência (Power Spectral Density – PSD) - NRZ (canal em fase) e Manchester (canal em quadratura) em figuras separadas:

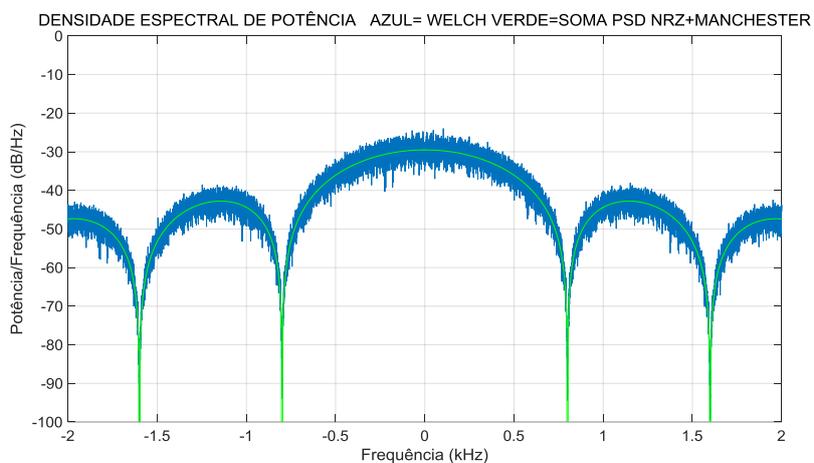
Figura 3.13 - PSDs NRZ (fase) e Manchester (quadratura).



Fonte: Produção do Autor

A Figura 3.14 apresenta os gráficos da Densidade Espectral de Potência conjunta - NRZ e Manchester utilizando o método Welch e a soma das PSDs dadas pelas fórmulas:

Figura 3.14 - Densidade Espectral de Potência NRZ+Manchester



Fonte: Produção do Autor

A probabilidade de erro de bit (BER) para o sinal BPSK é dada por:

$$BER_{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (3.15)$$

A taxa de erro de bits para a modulação QPSK é igual à do BPSK conforme apresentado anteriormente na Figura 3.5.

### **3.2.7.3 POTÊNCIA de SAÍDA**

A potência do sinal na entrada da antena deve ser menor que 3W com variação  $\leq 1$  dB durante o período de Portadora Pura

### **3.2.8 Características das Antenas**

As características das antenas são as mesmas apresentada em 3.1.7, exceto para o requisito de VSWR:

- VSWR da antena: não maior que 2.1:1

## **3.3 Comparação PTT-A2 x PTT-A3**

Tabela 4.1– PTT-A2 x PTT-A3

Descrição	PTT- A2	PTT-A3 / PTT-ZE
Taxa de Transmissão final	400bps $\pm$ 4bps	800cbps $\pm$ 2bps 400sps $\pm$ 1sps
Período mínimo de repetição	60s $\pm$ 10%	60s $\pm$ 10%
Nº de Bits padrão de sincronismo	24 bits	15 símbolos
Nº de bits Identificação do usuário (N <sub>id</sub> )	20 ou 28	28
Nº de Bits do Numero de mensagens(N)	4	4
Nº de Bits dos dados do usuário	24 +Nx32 (N <sub>id</sub> = 28) 32+Nx2 (N <sub>id</sub> = 20)	24 + Nx32
Nº de Bits da mensagem do usuário	24 + (N+1)x32	24 +(N+1)x32
Nº de Bits de Fim da mensagem	não tem	7 a 9 bits **
Tempo de duração da Portadora pura	160 $\pm$ 2,5ms	82 $\pm$ 2ms
Tempo mínimo de transmissão total	360 $\pm$ 5ms	209,5 $\pm$ 2,35 ms
Tempo máximo de transmissão total	920 $\pm$ 12ms	839,5 $\pm$ 4ms
Codificação de canal	Não tem	Convolutacional (7,1/2)
Embaralhador	Não tem	tem
Codificação de dados	Biphase ( manchester)	Biphase(Q) + NRZ-L (I)
Modulação	PCM/PSK/PM $\pm$ 60°	QPSK
Portadora residual	sim	Não
Desbalanceamento de fase	$\pm$ 6°	$\pm$ 4°
Desbalanceamento de Amplitude	Não Especificado	0,6 dBpp
Potência RF de Saída (Max)	3 W	2W

continua

Tabela 4.1 - Conclusão

Antena de UHF ( 5° < elevação < 60°)		
Ganho máximo Antena Linear	4 dBi	4 dBi
Ganho mínimo Antena Linear	-3 dBi	-3 dBi
Ganho máximo Antena RHCP	1 dBi	1 dBi
Ganho mínimo Antena RHCP	-6dBi	-6dBi
Razão Axial	< 5 dB	< 5 dB
VSWR	1.5:1	2:1
*PTT-ZE – Número total de bits transmitido: 15 símbolos de sincronismo +28 bits palavra de identificação + 8 bits de fim da mensagem		
** Quando a palavra de identificação tem 28 bits, é transmitido um dado de usuário a menos		
Características do canal ( altitude do satélite =778 km)		
Desvio de frequência devida ao Efeito Doppler ( depende da órbita do satélite) Referência:Tabela 2.3 [13]	±9,0 kHz	
Taxa de variação da frequência devido ao efeito Doppler( depende da órbita do satélite) Referência:Tabela 2.4 [13]	± 120 Hz/s	
Atenuação no espaço livre(dB)	142,3( 90° elevação) a 153,3 (5° elevação)	
Tempo de propagação (ms)	2,6( 90° elevação) a 9,1 (5° elevação)	

Fonte: Produção Autor

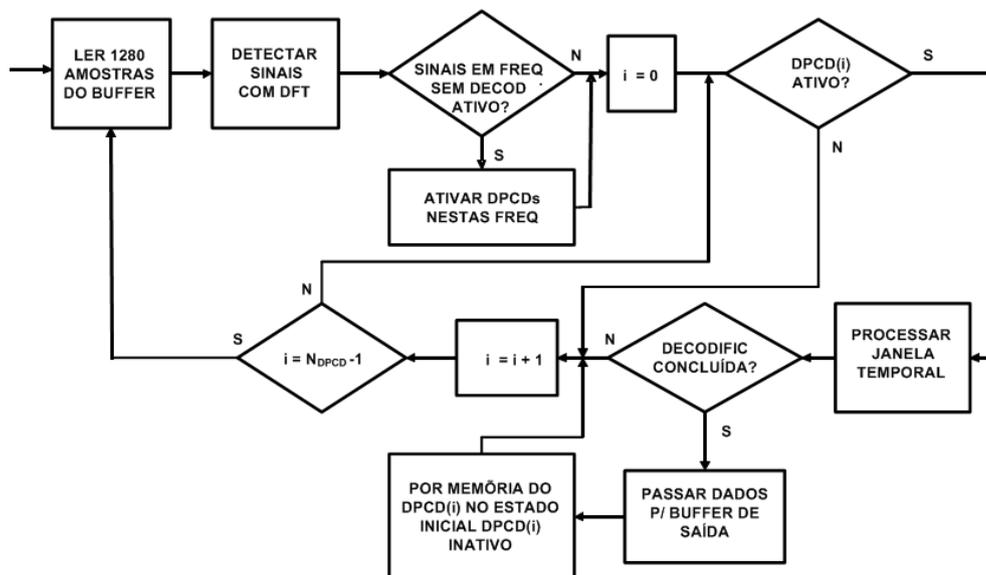
## 4 DESENVOLVIMENTO

### 4.1 Decodificador SBCDA

Nesta Seção será descrito o Decodificador SBCDA/ARGOS-2 desenvolvido pelo INPE CRN, o qual se pretende futuramente integrar um decodificador PTT-A3/ZE para que se torne um decodificador para ARGOS-3.

A principal função do sistema de detecção consiste em identificar a presença de novos sinais de PTTs no espectro do sinal recebido e retornar a frequência dos mesmos. A Figura 4.1 Mostra o Diagrama de operação do Decodificador.

Figura 4.1- Decodificador SBCDA



Fonte: [18]

Princípio de Operação, conforme [17]:

O Decodificador SBCDA recebe o sinal de entrada a uma taxa de 128 ksps;

- Cada ciclo de processamento do decodificador SBCDA consome uma Janela Temporal (JT) de 1280 amostras (10ms) do buffer de entrada;

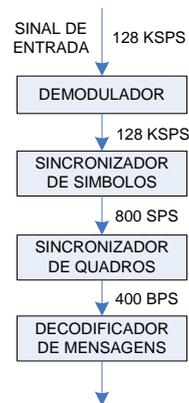
- Uma análise espectral é feita para cada JT, a fim de detectar sinais no espectro.
- Decodificadores de PTTs (DPCD) são atribuídos para as frequências em que se detecte um sinal.
- Sinais detectados em frequências já ocupadas por um DPCD ativo são ignorados.
- Todos os DPCD ativos processam a JT atual.
- Um DPCD permanece ativo até que conclua a decodificação do sinal ou detecte uma falha (falha no sincronismo, erro de paridade na mensagem, etc.). Isto normalmente leva múltiplas JT para ocorrer.
- Ao concluir uma decodificação, o DPCD gera uma mensagem de saída com os dados do sinal decodificado.

## **4.2 Decodificador de Sinal PTT**

O decodificador de PTT faz interface com o sistema de detecção de PTTs e recebe informações tal como a frequência do sinal do PTT e os dados que são entregues em blocos de 1280 amostras de cada vez, até o término dos dados relativo àquele PTT. Na saída do decodificador de PTT temos a mensagem do usuário.

As Figuras 4.2 e 4.3 mostram as sequências de processamento dos blocos principais para o PTT-A2 e PTT-A3, respectivamente, em seguida é feita uma descrição breve das funções de cada bloco.

Figura 4.2 – Blocos Funcionais do Decodificador de Sinal PTT-A2



Fonte: Produção do Autor

### 4.3 Descrição dos Blocos Funcionais dos PTT-A2

- **Demodulador:**

Faz o sincronismo de frequência/fase e retorna o sinal demodulado em banda base do PTT processada, somada ao ruído e às interferências de outros PTTs. O Demodulador é o principal objeto deste trabalho.

- **Sincronizador de Símbolos**

Faz a amostragem ótima dos dados demodulados, retornando à sua saída a(s) sequência(s) binária(s) do sinal Manchester( caso do PTT-A2) e os dados em fase (I) e em quadratura (Q) no caso do PTT-A3. O algoritmo inclui o detector de erro de tempo (TED – Time Error Detector) e o Detector de bit que faz a conversão dos códigos de linha para binário.

O algoritmo para esta função foi implementado neste trabalho.

- **Sincronizador de Quadros**

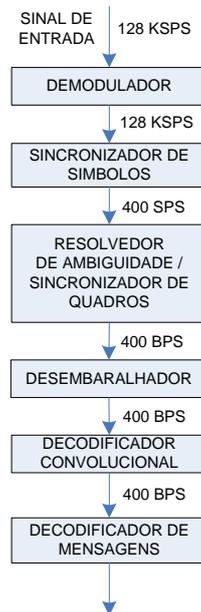
Sincroniza a sequência de dados e retorna a mensagem do usuário. Ele utiliza a palavra de sincronismo para fazer a comparação.

A Figura 4.3 mostra a sequência de processamento dos blocos principais do Decodificador de Sinal PTT-A3.

- **Decodificador de Mensagens**

Identifica o tamanho da mensagem e o fim da transmissão

Figura 4.3 – Blocos Funcionais do Decodificador de Sinal PTT-A3



Fonte: Produção do Autor

#### 4.4 Descrição dos Blocos Funcionais dos PTT-A3

No diagrama foram incluídos mais três blocos funcionais em relação ao PTT-A2:

- **Resolveador de Ambiguidade/Sincronizador de Quadros:**

Resolve a ambiguidade dos dados utilizando a palavra de sincronismo como referência devido ao fato dela não passar pelo embaralhador e pelo decodificador convolucional.

- **Desembaralhador**

Descrito na Seção 3.2.5.5, faz a operação reversa do embaralhador. Retorna a sequência dados na ordem original.

- **Decodificador Convolucional:**

Descrito na Seção 3.2.5.4, faz a correção de erros de bits utilizando o algoritmo de Viterbi.

#### 4.5 Características de desempenho do Decodificador de PTT

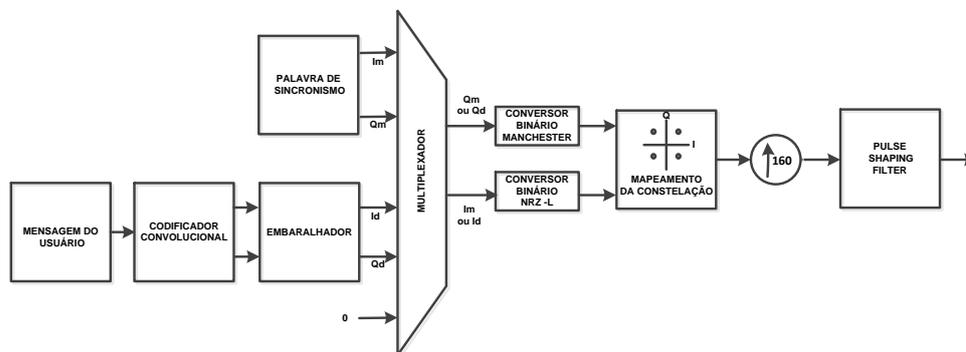
Os requisitos preliminares obtidos a partir de resultados deste trabalho e tabelas 2.3 e 2.4 de [13] são.

- a) Relação sinal / densidade de ruído  $\geq 40$  dBHz
- b) Faixa dinâmica dos sinais dos PTTs  $\leq 20$  dB
- c) Taxa de erro de bits (BER)  $\leq 10^{-4}$
- d) Desvio de frequência de portadora  $\leq 120$  Hz/s

#### 4.6 Modelo do sinal PTT-A3 em Banda Base

A Figura 4.4 mostra o diagrama simplificado da geração do sinal PTT-A3 de banda base de acordo com as características descritas no Capítulo 3.

Figura 4.4 - Geração do sinal Banda-Base.



Fonte: Adaptada de [18]

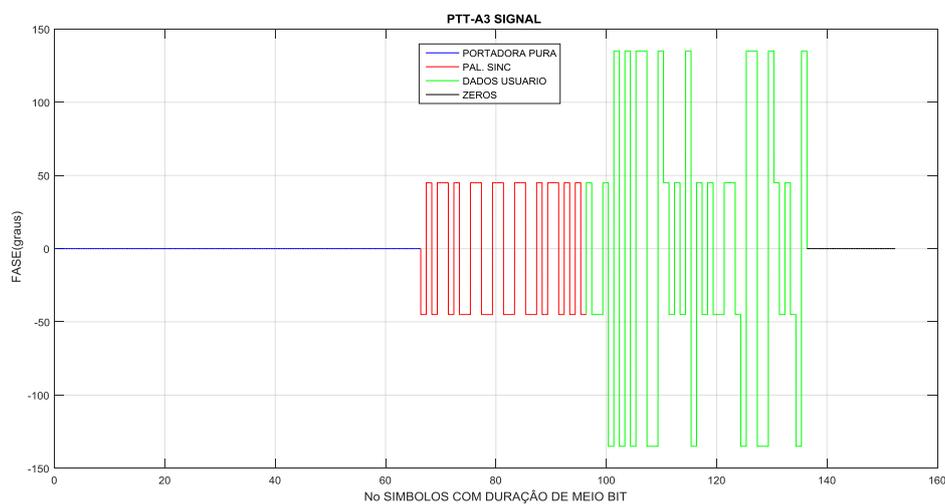
O sinal que entra no modulador é formado pela portadora pura com duração de  $82 \pm 2,5$ ms seguida da mensagem digital.

A palavra de sincronismo de 30 bits ou 15 símbolos I/Q “0” e “1” entra no multiplexador após o envio da portadora pura, sem passar pelo Codificador Convolutacional e o Embaralhador. Após isso, os bits do canal em quadratura Q passam a ser Manchester e os bits do canal em fase I passam a ser NRZ-L.

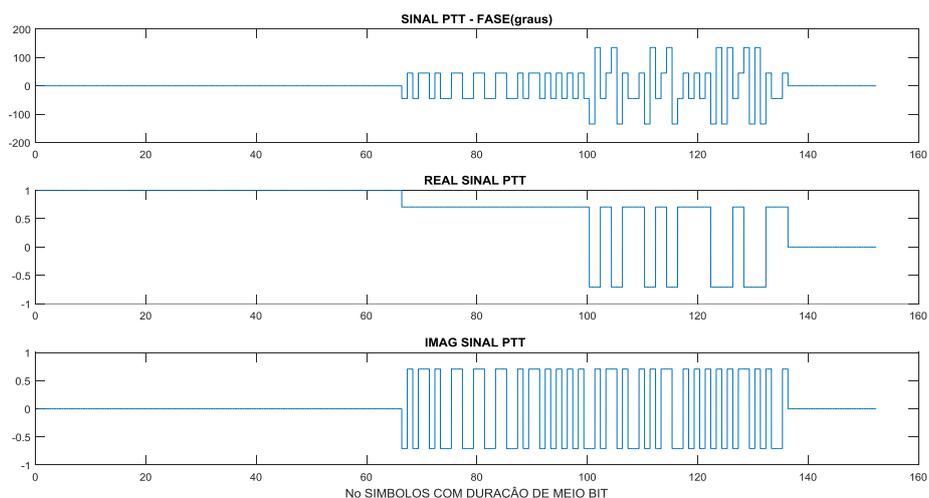
Os bits da mensagem do usuário de comprimento variável entre 28 a 280 bits seguidas de 7 a 9 “0” entram após o término do envio da palavra sincronismo no codificador convolucional, embaralhador e multiplexador e seguem o mesmo processo anterior. A taxa de símbolos I/Q é de 400 sps (símbolos por segundo) na saída do multiplexador e 800 sps na saída dos conversores, isto ocorre porque o canal Q tem codificação Manchester que muda de nível duas vezes durante o período de um bit, passam pelo mapeamento de símbolos, e a taxa de amostragem é elevada por um fator de 160, passando para 128ksps, e por fim pelo filtro retangular de saída.

A Figura 4.5 a) Apresenta uma amostra do sinal de estímulo gerado. Podemos ver na figura a sequência Portadora pura (fase 0°), a Palavra de Sincronismo (fase  $\pm 45^\circ$ ), Dados da Mensagem (fases  $\pm 45^\circ$  e  $\pm 135^\circ$ ) e Zeros do Fim de Mensagem. A Figura 4.5 b) Apresenta uma amostra de sinal, sua fase, a parte real e parte imaginária.

Figura 4.5 - Fase e Amplitude do Sinal PTT-A3 gerado.



a) Fase



## b) Fase e amplitudes(real e imag)

Fonte: Produção do Autor

### 4.7 Demodulador

O sinal é demodulado usando um PLL (Malha de Sincronismo de Fase) [8]. Ele foi projetado usando o modelo linear de tempo contínuo de um PLL de segunda ordem com Filtro de Malha Proporcional e Integral (PI). Este modelo é mostrado na Figura 4.6, onde  $\Theta_p(s)$  e  $\widehat{\Theta}_p(s)$  são as transformadas de Laplace do sinal de fase da portadora de entrada  $\theta_p(t)$  e do sinal de fase estimado da fase da portadora  $\widehat{\theta}_p(t)$  respectivamente; e  $\Theta_e(s)$  é a transformada do erro de fase detectado  $\theta_e(t)$ .

### 4.8 Projeto do PLL Digital

Um PLL (Phase-locked loop) é um sistema que recebe um sinal de entrada e gera um sinal senoidal com frequência e fase relacionada à da entrada. Em sistemas de comunicação, PLLs são utilizados para demodulação de sinais.

As especificações para o PLL Digital deste projeto são:

- Tempo de estabilização  $\leq 80$  ms;
- Desvio de fase  $\leq 20$  graus na condição de Doppler máximo;

- Fator de Amortecimento: Criticamente amortecido ( $\xi = 1$ );
- Máxima aceleração doppler do sinal de entrada = 120 Hz/s;
- Máximo desvio de frequência inicial = 50 Hz;

A metodologia escolhida para o projeto foi definir um PLL no domínio do tempo contínuo e, em seguida converter este modelo para o domínio do tempo discreto.

O sinal de entrada neste problema é dado por:

$$s(t) = A \exp(i\theta_p(t)) + n(t) \quad (4.1)$$

em que,  $\theta_p(t)$  é o sinal da fase de entrada e  $n(t)$  é o ruído gaussiano.

Para um sinal de fase:

$$\theta_p(t) = \frac{1}{2} \dot{\omega} t^2 u(t) \quad (4.2)$$

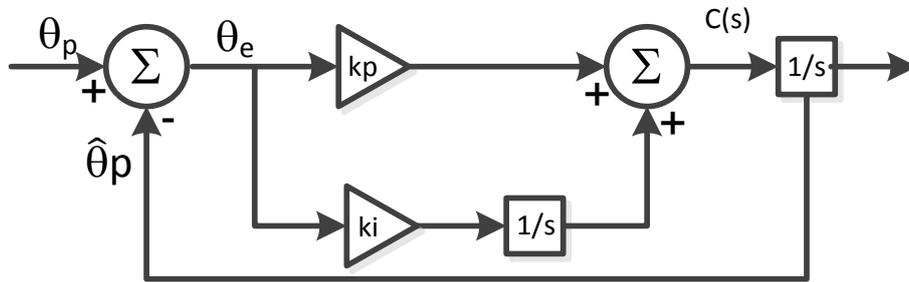
em que  $\dot{\omega}$  é a aceleração do sinal de fase em  $\text{rad/s}^2$  e  $u(t)$  é a função degrau.

Devido à aceleração de fase não nula, é preciso que o PLL seja de ordem 2, ou superior, para que atinja sincronismo de frequência com o sinal de entrada. Em favor da simplificação, decidiu-se por um de segunda ordem.

#### 4.9 Projeto do PLL Analógico

O modelo linear do PLL analógico de segunda ordem com filtro de malha do tipo Proporcional e Integrativo (PI) é dado pela Figura 4.6.

Figura 4.6 - Modelo linear de um PLL de segunda ordem



Fonte: Adaptada de[18]

A função de transferência do modelo linear do PLL é dada por :

$$H_a(s) = \frac{\hat{\Theta}_p(s)}{\Theta_p(s)} = \frac{sk_p + k_i}{s^2 + sk_p + k_i} \quad (4.3)$$

Em que,  $\Theta_p(s)$  e  $\hat{\Theta}_p(s)$  são os sinais de fase de entrada e saída no domínio de Laplace, e  $k_p$  e  $k_i$  são as constantes de ganho proporcional e integrativo, respectivamente.

O sinal de erro é dado por:

$$\Theta_e(s) = \Theta_p(s) (1 - H_a(s)) \quad (4.4)$$

$$\Theta_e(s) = \Theta_p(s) \frac{s^2}{s^2 + sk_p + k_i} \quad (4.5)$$

Sabendo que

$$\mathcal{L}(t^n) = \frac{n!}{s^{n+1}}, \quad (4.6)$$

tem-se:

$$\Theta_p(s) = \mathcal{L}(\theta_p(t)) = \frac{\dot{\omega}}{s^3}. \quad (4.7)$$

Fazendo a substituição:

$$\Theta_e(s) = \frac{\dot{\omega}}{(s^2 + sk_n + k_i)s} \quad (4.8)$$

Utilizando o teorema do valor final, obtem-se o erro em regime:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Theta_e(s) = \dot{\omega}/k_i \quad (4.9)$$

Portanto o erro em regime é constante e depende apenas de  $k_i$  e  $\dot{\omega}$ .

Escrevendo a função do sistema em função de sua frequência natural  $\omega_n$  e fator do amortecimento  $\xi$ , tem-se:

$$H_a(s) = \frac{N(s)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.10)$$

$$2\xi\omega_n = k_p \quad (4.11)$$

$$\omega_n^2 = k_i \quad (4.12)$$

Para que o sistema seja criticamente amortecido  $\xi = 1$ , ou seja,

$$k_p = 2\sqrt{k_i} \quad (4.13)$$

O tempo de estabilização é de aproximadamente  $\frac{4}{\xi\omega_n}$ . (4.14)

Para se obter um tempo de estabilização de 80 ms, o que resulta na menor banda para o PLL sem desrespeitar os limites da especificação, deve ser:

$$\frac{4}{\xi\omega_n} = \frac{4}{\sqrt{k_i}} = 80 \cdot 10^{-3}$$

$$k_i = 2,5 \cdot 10^3$$

$$k_p = 100$$

Finalmente, deve-se verificar se esse parâmetro para  $k_i$  atende à especificação de erro máximo em regime na condição de doppler máxima,  $\dot{\omega} = \pi 240$  aplicando esses valores em (4.9), tem-se:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \theta_e(t) = \frac{\pi 240}{2,5 \cdot 10^3} = 0,3016 \text{rad} = 17,28^\circ$$

Portanto, os parâmetros  $k_i = 2,5 \cdot 10^3$  e  $k_p = 100$ , atendem às especificações do projeto do erro em regime  $\leq 20^\circ$ .

#### Conversão para o Modelo em Tempo Discreto

O modelo no domínio do tempo contínuo pode ser transformado para o domínio do tempo discreto utilizando a transformação bilinear,  $\frac{1}{s} \rightarrow \frac{T}{1-z^{-1}}$ , em que T é o período de amostragem.

A arquitetura adotada para o PLL digital é apresentado na Figura 4.7. Um filtro CIC decimador filtra as interferências fora de banda e reduz a taxa de amostragem para 800 SPS, decimação de 160. A taxa de amostragem é elevada novamente para 128 KSPS com um filtro interpolador do tipo Zero-Order Hold. O sinal de saída deste sistema corresponde ao sinal demodulado.

Substituindo as funções de transferências dos integradores da Figura 4.6 pela função de transferência em z:  $T/(1-z^{-1})$  e substituindo T por  $T_1 = \frac{1}{128 \cdot 10^3}$  para o integrador de C(s) e  $T_2 = 160 T_1$  para o agrupando dos ganhos dos

integradores com os do filtro de malha PI chega-se aos seguinte valores para as constantes  $K_p$  e  $K_i$  do PLL Digital.

$$K_p = k_p \cdot T_1 = 7,813 \cdot 10^{-4}$$

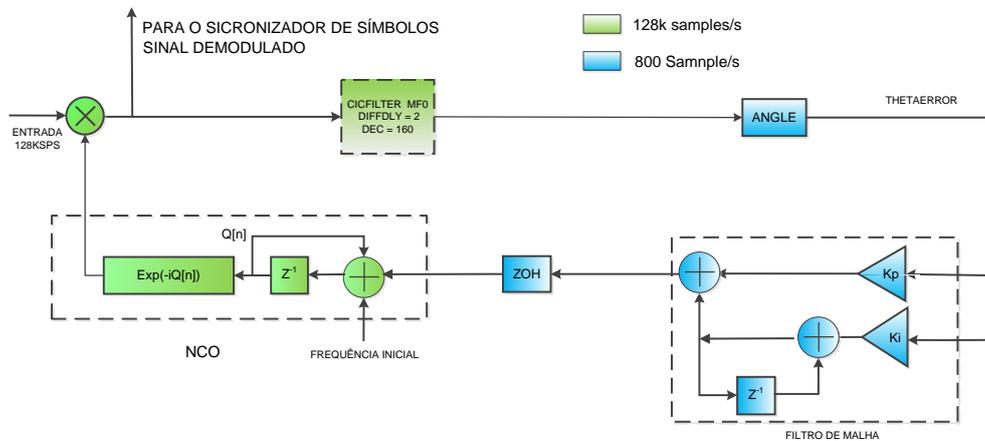
$$K_i = k_i \cdot 160 \cdot T_1^2 = 2,44 \cdot 10^{-5}$$

Para o PTT-A3, Figura 4.8, a decimação é 320 e o valor de  $K_i$  fica:

$$K_i = k_i \cdot 320 \cdot T_1^2 = 4,88 \cdot 10^{-5}$$

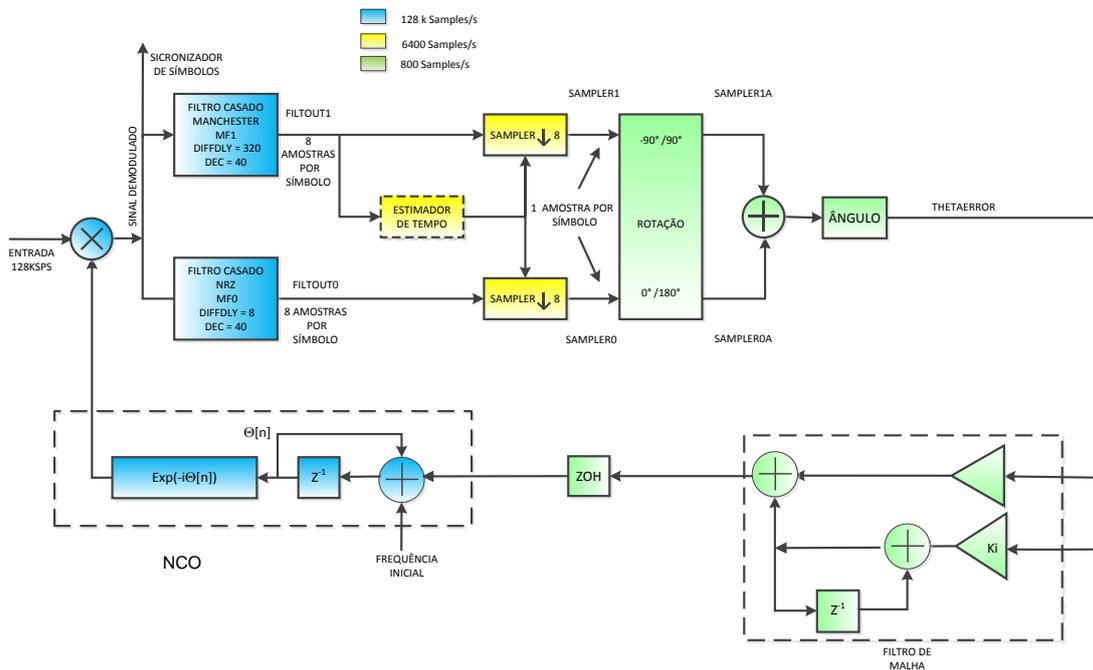
A Figura 4.7 mostra o diagrama de blocos dos Sincronizadores de Frequência do PTT-A2 A Figura 4.8 mostra o Sincronizador de Frequência do PTT-A3 desenvolvido neste trabalho.

Figura 4.7 - Diagrama de Blocos do Sincronizador de Frequência do PTT-A2.



Fonte: [18]

Figura 4.8 - Diagrama de Blocos do Sincronizador de Frequência do PTT-A3.



Fonte: Adaptada de [18]

O sistema opera da seguinte forma:

- 1280 amostras do sinal são enviadas para o bloco de sincronismo, junto com a frequência da PCD, detectada pelo sistema de detecção. Essa frequência recebida é utilizada como a frequência inicial do NCO, que gera um sinal utilizado para demodular essas 1280 amostras recebidas.
- O sinal demodulado, agora com frequência próxima de zero, é filtrado e decimado em 40 vezes por filtros casados com os sinais NRZ e Manchester, e também eliminam possíveis sinais de PTTs vizinhas. A decimação tem a vantagem de reduzir a carga computacional nos estágios seguintes. Em seguida, os sinais passam pelo estimador de tempo e amostragem que tem o objetivo de amostrar o sinal no instante do símbolo correto, aqui os sinais são decimados por 8, chegando a 1 amostra por símbolo, também há o circuito que faz a rotação do sinal

para corrigir os sinais para as posições corretas da constelação, então é calculado o erro da fase.

- c) O controlador utiliza o erro de fase recebido para gerar uma “frequência de ajuste” que será somada a frequência utilizada anteriormente para demodular o sinal.
- d) A taxa de amostragem precisa então ser elevada para voltar à taxa do sinal de entrada. Isto é feito pelo ZOH (Zero Order Holder).
- e) O sinal então é demodulado novamente com a entrada de 1280 novas amostras e o processo se repete até o fim dos dados relativos aos PTTs.

#### 4.10 Descrição do Algoritmo de Determinação do Erro de Fase do PTT-A3

O sinal do PTT-A3 em banda base no período de modulação pode ser modelado por

$$x(t) = \sum_{n=0}^N i[n]h_i(t - nT) + jq[n]h_q(t - nT) \quad (4.15)$$

Em que  $i[n]$  e  $q[n] \in \{1, -1\}$  são variáveis que correspondem ao símbolo transmitido no canal em Fase e em Quadratura, respectivamente.  $N$  é o número de símbolos transmitidos,  $\frac{1}{T}$  é a taxa de transmissão de símbolos, e  $h_i(t)$  e  $h_q(t)$  são as forma de onda dos símbolos transmitidos no canal em Fase e em Quadratura, dados por

$$h_i(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} & \text{se } |t| < \frac{T}{2} \\ 0 & \text{senão} \end{cases}$$

$$h_q(t) = \begin{cases} -\frac{1}{T} & \text{se } -\frac{T}{2} < t < 0 \\ \frac{1}{T} & \text{se } 0 < t < \frac{T}{2} \\ 0 & \text{senão} \end{cases}$$

O sinal recebido é em banda base é modelado por

$$r(t) = A x(t)e^{j\theta_p(t)} + v(t) \quad (4.16)$$

Em que,  $A$  é o ganho do canal,  $v(t)$  é o ruído gaussiano complexo,  $\theta_p(t)$  é o sinal de fase da portadora.

Após a multiplicação complexa com o sinal do NCO tem-se:

$$r_1(t) = r(t) \cdot e^{-j\hat{\theta}_p(t)} \quad (4.17)$$

$$r_1(t) = Ae^{j\theta_e(t)} \cdot x(t) + n(t) \quad (4.18)$$

Em que  $\hat{\theta}_p(t)$  é a fase da portadora estimada pelo PLL, fase do NCO,  $\theta_e(t) = \theta_p(t) - \hat{\theta}_p(t)$  é o erro de estimação da fase da portadora, e  $n(t) = v(t)e^{-j\hat{\theta}_p(t)}$  é o ruído gaussiano após a rotação de fase.

Esse sinal é então convolvido com o filtro casado com o sinal  $h_i(t)$  e com o filtro casado com o sinal  $h_q(t)$ , gerando dois sinais.

$$r_i(t) = Ae^{j\theta_e(t)} \cdot x(t) * h_i(-t) + \hat{n}_i(t) \quad (4.19)$$

$$r_q(t) = Ae^{j\theta_e(t)} \cdot x(t) * h_q(-t) + \hat{n}_q(t) \quad (4.20)$$

Lembrando que a resposta ao impulso do filtro casado corresponde a forma de onda do símbolo conjugada e invertida no tempo.

Expandindo a convolução de  $x(nT)$  por  $h_i(nT)$  obtem-se

$$g(t) = \int \sum_{n=0}^N (i[n]h_i(\tau - nT) + jq[n]h_q(\tau - nT)) h_i(\tau - t) d\tau \quad (4.21)$$

$$g_r(t) = \Re\{g(t)\} = \sum_{n=0}^N i[n] \int h_i(\tau - nT) h_i(\tau - t) d\tau \quad (4.22)$$

$$g_i(t) = \Im\{g(t)\} = \sum_{n=0}^N i[n] \int h_q(\tau - nT) h_i(\tau - t) d\tau \quad (4.23)$$

Amostrando o sinal no instante do símbolo  $k$ , isto é para  $g_r[k] = g_r(kT)$

$$g_r[k] = \sum_{n=0}^N i[n] \int h_i(\tau - nT) h_i(\tau - kT) d\tau \quad (4.24)$$

$$g_i[k] = \sum_{n=0}^N i[n] \int h_q(\tau - nT) h_i(\tau - kT) d\tau \quad (4.25)$$

Como

$$\int h_i(\tau - nT) h_i(\tau - kT) d\tau = \begin{cases} 1 & \text{para } k = n \\ 0 & \text{para } k \neq n \end{cases} \quad (4.26)$$

E

$$\int h_q(\tau - nT) h_i(\tau - kT) d\tau = 0, \text{ para } k \in \mathbb{Z} \quad (4.27)$$

Então

$$r_i[k] = A e^{j\theta_e(t)} i[k] + \hat{n}_i[k] \quad (4.28)$$

Aplicando o mesmo desenvolvimento para  $r_q(t)$  chega-se a

$$r_q[k] = j A e^{j\theta_e(t)} q[k] + \hat{n}_q[k] \quad (4.29)$$

Desprezando-se o ruído e considerando que os valores de  $i[k]$  e  $q[k]$  foram corretamente estimados por  $\hat{i}[k]$  e  $\hat{q}[k]$ , é possível estimar o erro de fase calculando.

$$\hat{\theta}_e(t) = \arg(r_i[k] \cdot \hat{i}[k] - j r_q[k] \cdot \hat{q}[k]) \quad (4.30)$$

Onde:

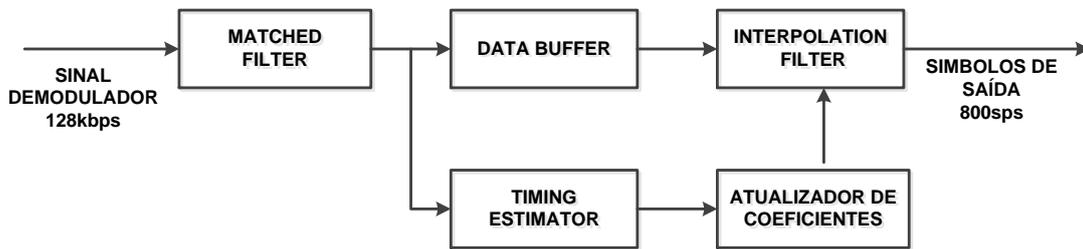
$$\hat{i}[k] = 1 \text{ se } \Re(r_i[k]) > 0 \text{ e } -1, \text{ caso contrário}$$

$$\hat{q}[k] = 1 \text{ se } \Im(r_q[k]) > 0 \text{ e } -1, \text{ caso contrário}$$

#### 4.11 Operação do Sincronizador de Símbolos

O sinal de entrada passa por um filtro casado com taxa de decimação de 40, resultando em uma taxa de amostragem de 8 amostras por símbolo. Em seguida, uma técnica de recuperação de temporização de símbolo *feedforward* e um interpolador com Atraso Fracionário são usados para gerar as amostras de símbolos. Figura 4.9 mostra a arquitetura do sistema.

Figura 4.9 - Receptor com Alimentação Direta

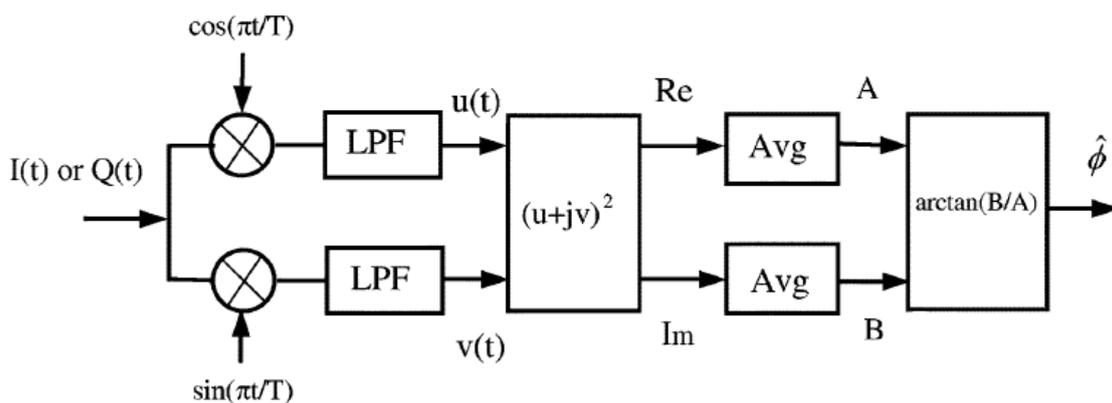


Fonte: Adaptada de [17]

O Estimador de tempo utilizado é uma versão simplificada do algoritmo reportado em [16], e seu diagrama de blocos é mostrada na Figura 4.10. O estimador desenvolvido opera bem sem o filtro passa baixa por utilizar 8 amostras por símbolo.

O Estimador de tempo básico recebe o sinal de entrada, eleva ao quadrado, desloca na frequência para trazer a componente de frequência que corresponde ao tempo do símbolo para zero Hz e sai com a fase do sinal que dá a informação sobre o período de amostragem.

Figura 4.10- Diagrama de Blocos do Algoritmo de Estimação de Tempo



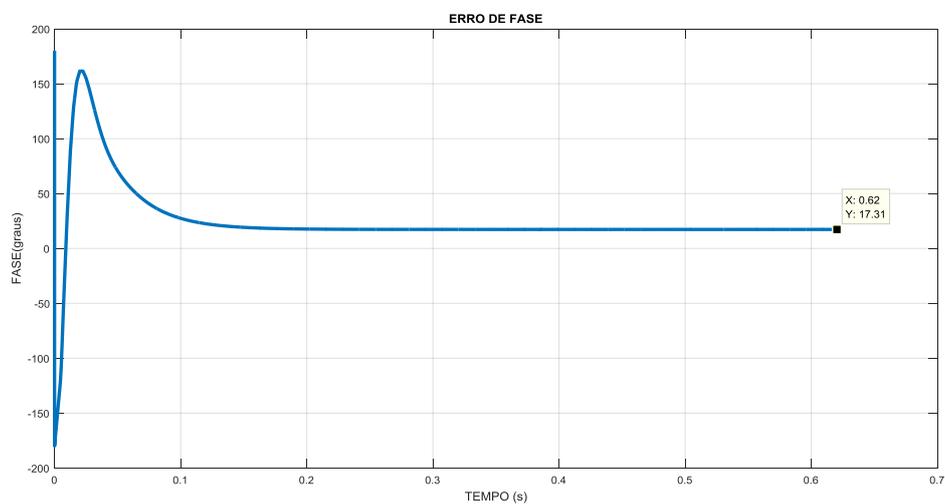
Fonte: [16].

## 5 RESULTADOS OBTIDOS

### 5.1 Sincronizador de Bits (demodulador)

Os resultados apresentados pelo sincronizador de frequência foram satisfatórios para relações sinal/ruído médias e altas, mas precisa ainda de ajustes para operar na faixa de ruído. A figura 5.1 mostra a resposta de fase em função do tempo dos sincronizadores para o PTT-A2 e PTT-A3 sem a inclusão do corretor de fase.

Figura 5.1 - Erro de fase x tempo

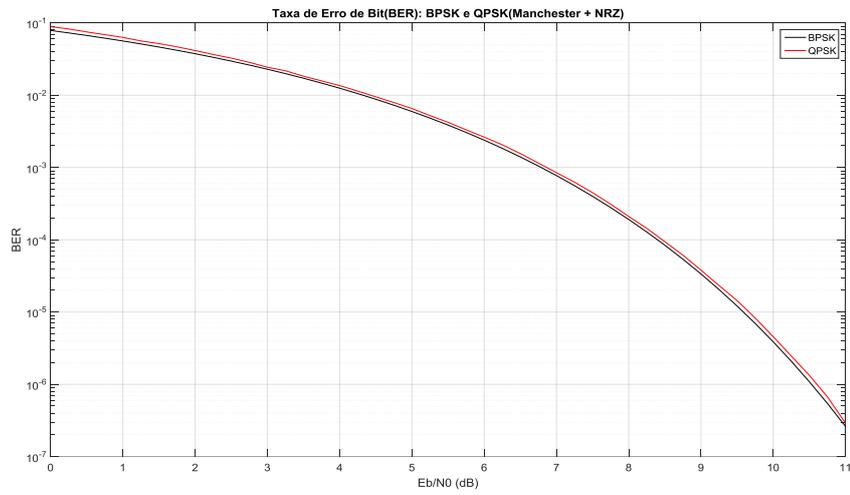


Fonte: Produção do Autor

### 5.2 Sincronizador de símbolos

O sincronizador de símbolos apresentou desempenho satisfatório considerando a taxa de erro de bit (BER). A Figura 5.2 mostra a curva da taxa de erro de bit obtida em função de  $E_b/N_0$ .

Figura 5.2 - Taxa de erro de bit.



Fonte: Produção do Autor

## **6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS**

### **6.1 Conclusões**

Foram desenvolvidos algoritmos em Matlab do decodificador de PCDs, mais especificamente o sincronizador de frequência e sincronizador de tempo. Foi realizada a simulação de desempenho utilizando um modelo computacional do sinal PTT-A3. Os desvios dos resultados obtidos da taxa de erro de bit foram menores que 0,5 dB em comparação ao valor teórico. Alguns ajustes e melhorias ainda precisam ser feitos e estão citados na sugestão para trabalhos futuros.

Também foi apresentada uma descrição atual do SBCDA, uma análise comparativa dos sinais dos PTTs para o ARGOS 2 e 3.

### **6.2 Sugestões para trabalhos futuros**

Melhorar o desempenho do Sincronizador de Frequências utilizando algoritmos para correção de fase que evitem a degradação para sinais com relação sinal-ruído baixas.

Fazer a cadeia completa do demodulador incluindo o Codificador convolucional e embaralhador até a obtenção dos dados finais.

Adaptar os códigos para implementação em hardware, para aplicação espacial

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CISOTTO, M. V. **Proposta de um sistema de avaliação e testes para processadores do Sistema Brasileiro de Coleta de Dados**. 175p. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espacial) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2012.
- [2] CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES SPATIALES. **AS3-SP-516-2098-CNES**: Platform Transmitter Terminal (PTT-A2), Platform Message Transceiver (PMT-A2): physical layer system requirements. Paris, 2006a.
- [3] CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES SPATIALES. **AS3-SP-516-274-CNES**: Platform Transmitter Terminal (PTT-A3), Platform Message Transceiver (PMT-A3): physical layer system requirements. Paris, 2006b.
- [4] CONSULTATIVE COMMITTEE FOR SPACE DATA SYSTEM. **CCSDS 130.1-G-2**: TM synchronization and channel coding: - summary of concept and rationale: green book. Washington, DC, USA: CCSDS, 2012.
- [5] EUROPEAN COOPERATION FOR SPACE STANDARDIZATION (ECSS). **ECSS-E-ST-50-05C Rev. 2**: space engineering – radio frequency and modulation. Noordwijk, The Netherlands: ECSS, Oct. 2011
- [6] HAYKIN, S.; MOHER, M. **Introduction to analog and digital communications**. 2.ed. New York: John Wiley & Sons, 2007. 515p.
- [7] PRITCHARD, W. L.; SUYDERHOUD, H. G.; NELSON, R. A. **Satellite communication systems engineering**. New Jersey: Prentice Hall, 1993.
- [8] SKLAR, B. **Digital communications**: fundamentals and applications. 2 ed. New Jersey: Prentice Hall, 2017. ISBN-13: 9780134724058.
- [9] MAGINA, F. C. **Aquisição automática e tratamento de dados meteorológicos aplicáveis ao projeto e operação de linhas aéreas de transmissão de energia elétrica**. 137p. 2007. Dissertação (Mestrado em Automação e Sistemas de Controle) - Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2007

- [10] YAMAGUTI, W.; ORLANDO, V.; PEREIRA, S. P. Sistema brasileiro de coleta de dados ambientais: status e planos futuros. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SENSORIAMENTO REMOTO (SBSR), 14., 2009, Natal. **Anais...** São José dos Campos: INPE, 2009. p. 1633-1640. ISBN 85-17-00044-7. Disponível em: <<http://marte.dpi.inpe.br/col/dpi.inpe.br/sbsr@80/2008/11.17.21.20.46/doc/1633-1640.pdf>>. Acesso em: 22 jul. 2018.
- [11] TAVEIROS, F. E. V. ; CARVALHO, M. J. M. **Simulador de sinais de plataformas de coleta de dados**. São José dos Campos: INPE, 2012. 12p. (Manual e documentação técnica).
- [12] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION. **Radio regulations**. Geneva, Switzerland: ITU, 2016.
- [13] RAE, J.C.P. **Detector de sinais para os satélites do sistema brasileiro de coleta de dados usando análise espectral**. 121p. 2005. Dissertação (Mestrado em Telecomunicações) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos, 2005.
- [14] COUCH, L. W. **Digital and analog communication systems**. 8.ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 2013. p.171-174.
- [15] ARAUJO, R.A.S. **Comparação de transmissores de dados a altas taxas para satélites de observação da terra e proposição de uma solução para satélites de pequeno porte**. 200p. 2016. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espacial) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2016
- [16] WEI-PING ZHU, W. P. et al. Feedforward symbol timing recovery technique using two samples per symbol. **IEEE Transaction on Circuits and System**, v.52, n.11, p.2490-2500, 2005.
- [17] DUARTE, J. M. L. **An ARGOS-2: decoder algorithm with low computational complexity**. - não publicado.
- [18] DUARTE, J. M. L.; MACEDO, E. M. S. **Decodificador para o sinal do SBCDA**. - não publicado.
- [19] XIONG, F. **Digital modulation techniques**. 2.ed. New York: Artech House, 2006.

[20] SANTOS, M. A. F.; FRANCISO, M. F. M.; YAMAGUTI, W. O sistema nacional de dados ambientais e a coleta de dados por satélite. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SENSORIAMENTO REMOTO, 16., 2013, Foz do Iguaçu, PR. **Anais...** São José dos Campos: INPE, 2013. p. 1309. Disponível em <<http://marte2.sid.inpe.br/col/dpi.inpe.br/marte2/2013/05.29.00.40.45/doc/p1309.pdf>>. Acesso em: 22 jul. 2018.

## APÊNDICE A - ENLACE DE SUBIDA PTT- SATÉLITE

Adaptado de [15]

### A.1 Descrição

O objetivo de um cálculo de enlace (*link budget*) de subida é a determinação dos requisitos técnicos para o projeto do sistema, necessários para o sinal a ser transmitido (tipo de modulação, potência de RF na saída do TX, codificação para correção de erro, filtragem, etc.), através dos parâmetros obtidos: G/T, EIRP, temperatura equivalente de ruído, etc.

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

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

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

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

$$P_R = P_T \cdot G_T \cdot G_R / L_S \quad (W) \quad (A.1)$$

onde:

$P_R$  é a potência da portadora recebida;

$P_T$  a potência de saída do transmissor do PTT;

$G_T$  o ganho da antena de transmissão na direção do satélite;

$G_R$  o ganho da antena de recepção do satélite;

$L_S$  a perda no espaço livre no enlace de subida;

e:  $EIRP = P_T \cdot G_T$

que é a potência equivalente isotropicamente radiada do PTT em direção ao satélite. Então:

$$P_R = EIRP \cdot G_R / L_S \quad (W) \quad (A.2)$$

Portanto, se dividirmos ambos os lados da equação acima por  $N_0$  (densidade espectral de potência de ruído), tem-se:

$$C/N_0 = EIRP \cdot G_R / (L_S \cdot kT_e) \quad (W/Hz) \quad (A.3)$$

sendo  $kT_e = N_0$

onde:

$T_e(^{\circ}K)$  é a temperatura equivalente de ruído de enlace de subida, no satélite.

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

definindo

$G_R/T_e$  como figura de mérito do satélite em  $K^{-1}$

$$\therefore C/N_0 = EIRP \cdot G_R/T_e \cdot 1/L_S \cdot k^{-1} \quad (W/Hz) \quad (A.4)$$

E  $L_S$  pode ser calculada utilizando a expressão abaixo [7]

$$L_S = \left( \frac{4\pi d}{\lambda_c} \right)^2 \quad (A.5)$$

onde:

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

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

$d$  a distância real entre a antena do PTT e o satélite, dada por (para satélite de órbita LEO):

$$d = \sqrt{(R_e + h)^2 - (R_e \cos \alpha)^2} - R_e \sin \alpha \quad (A.6)$$

onde:

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

$h$  a altitude do satélite.

$\alpha$  o ângulo de elevação da antena de transmissão.

A fórmula A.4 é frequentemente expressa em decibéis:

$$\left( C/N_0 \right) = EIRP + G_R - T_e - L_S + 228,6 \text{ (dBm/Hz)} \quad (A.7)$$

Como, para sinais digitais, tem-se que calcular  $E_b/n_0$ , é usada a relação:

$$E_b/N_0 = C/N_0 \times 1/R_b \quad (A.8)$$

Então

$$(C/N_0) = (E_b/N_0)_{dB} + 10 \log R_b, \quad (A.9)$$

onde  $R_b$  é a taxa de bits de dados na transmissão, e o  $E_b/N_0$  requerido para o sistema de transmissão depende do tipo de modulação e codificação que será empregada. Normalmente, ainda, se utiliza uma margem no enlace de descida, recomendada em [5], de no mínimo 3 dB:

$$(E_b/N_0) = (E_b/N_0)_{req} + MARGEM = (E_b/N_0)_{req} + 3dB \quad (A10)$$

Assim, chega-se a equação final:

$$(E_b/N_0)_{req} = EIRP + G_R - T_e - L_d - L_o - 10 \log R_b - 228,6 \quad (A.11)$$

Pode ser verificado, na equação final acima, que foi incluído o termo  $L_o$  referente à soma de todas as outras perdas, além do espaço livre, que devem ser consideradas no cálculo do enlace, a saber: a perda de polarização das antenas, as perdas entre o amplificador de potência do transmissor e a antena devem entrar no cálculo final do EIRP, as perdas entre a antena receptora e o receptor (perdas ôhmicas, temperatura equivalente de ruído do receptor e

temperatura de ruído da antena) devem ser consideradas no dimensionamento do G/T do satélite. No final, ainda deverá ser considerada a perda de implementação na demodulação.

## **A.2 Cálculo do Enlace**

No extrato da planilha a seguir é mostrado(Tabela A1) o cálculo do enlace de subida, utilizando-se dados reais, tanto para os parâmetros elétricos do PTT-A3, quanto para os parâmetros da órbita do satélite. Os valores da planilha e as curvas foram obtidas a partir das equações descritas, utilizando o excel.

Tabela A.1 - Planilha de cálculo do enlace de subida PTT-A2 e PTT-A3.

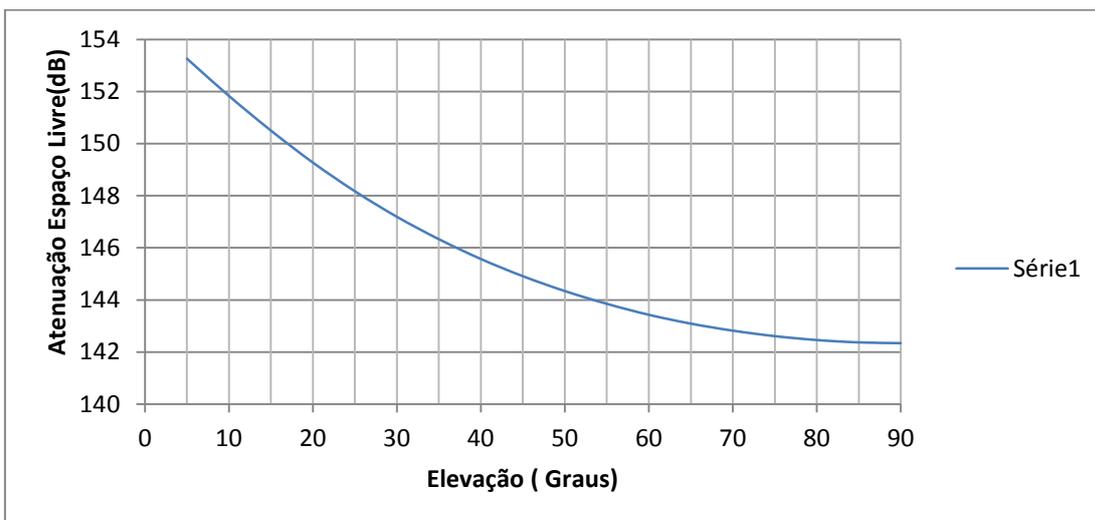
SATELLITE HEIGHT	Km	778.00	
<b>CONSTANTS</b>			
EARTH RADIUS	Km	6378.00	
LIGHT SPEED	Km/s	300000.00	
BOLTZMANN'S CONSTANT	dBJ/K	-228.60	
DEG/ RAD CONVERSION FACTOR		0.02	
<b>INTERMEDIATE VALUES</b>			
SLANT RANGE= $R_e+H$	Km	7156.00	
<b>UHF-UPLINK</b>			
<b>PLATFORM TRANSMITTER TERMINAL (PPT)</b>			
PTT ANTENNA ELEV. ANGLE	deg	5.00	
PTT-SATELLITE DISTANCE	Km	2736.30	
BANDWIDTH	MHz	0.0016	
PTT OUTPUT POWER	W	2.00	
PTT OUTPUT POWER	dBW	3.01	
PERDA CABOS + CONEXÕES	dB	0.00	
PTT ANTENNA GAIN	dB <sub>i</sub>	-6.00	
PTT EIRP	dBW	-2.99	
<b>PROPAGATION AND LOSSES</b>			
UPLINK FREQUENCY	MHz	401.635	
FREE SPACE LOSS	dB	153.26	
ATMOSPHERIC LOSS	dB	0.05	
POLARISATION LOSS	dB	1.00	
<b>SATELLITE RECEPTION</b>			
UHF S/C ANTENNA GAIN	dB <sub>i</sub>	1.00	
MIN. SIGNAL AT TRANSPONDER INPUT	dBW	-156.30	
AMPLIFIER NOISE FIGURE	dB		1.50
INPUT FILTER LOSS	dB		1.00
TRANSPONDER NOISE FIGURE	dB	1.78	2.50
CABLE LOSSES	dB		1.00
TOTAL LOSSES	dB	1.26	1.00
S/C UHF Antenna Noise Temperature	K		254.00
SUBSYSTEM NOISE TEMPERATURE	K	613.23	
UHF S/C G/T	dB/K	-26.88	
<b>UHF UP-LINK S/No</b>	<b>dBHz</b>	<b>44.42</b>	

Continua....

Continuação da Tabela A.1

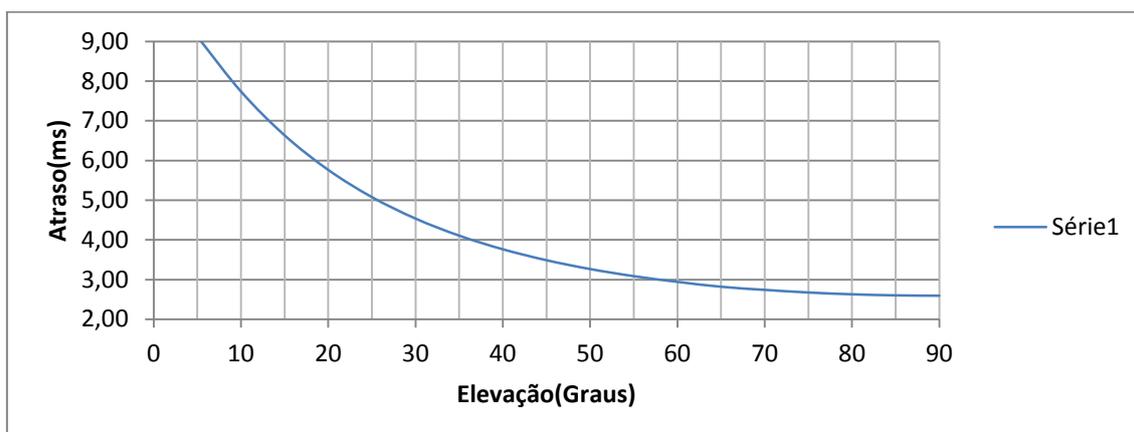
PTTA2 Modulation Index(MIN)			1.00
PTTA2 modulation loss			1.50
PTTA2 Carrier Mod Loss			5.35
<b>PTTA2 MODULATION C/N0</b>			<b>42.92</b>
Required Eb/N0 (BER=1e-5)	dB		9.6
DEMODULATION LOSSES	dB		2
Connection & Cable Losses	dB		1.00
PTTA2 bit rate	bps		400
PTTA2 bit rate(dB)	dB		26.02
<b>PTTA2 REQUERIDO S/N0</b>			<b>38.62</b>
<b>MARGEM PTTA2</b>			<b>4.30</b>
<b>PTTA3 LINK BUDGET</b>			
C/N0	dBHz		44.42
DATA RATE (800 bps)	dB		29.03
DEMODULATION LOSSES	dB		2.00
Connection & Cable Losses	dB		1.00
DESIRED Eb/N0 (BER= 1e-5)	dB		4.80
<b>REQUIRED S/N0</b>	<b>dBHz</b>		<b>36.83</b>
<b>UPLINK MARGIN</b>	<b>dB</b>		<b>7.59</b>

Figura A.1 – Atenuação no espaço livre, max=153,26dB e min=142,34dB



Fonte: Produção do Autor

Figura A.2 – Tempo de propagação, max=8,54ms e min=2,33ms



Fonte: Produção do Autor

### A.3 Comentários sobre o Cálculo:

A altitude utilizada do satélite CBERS foi de 778 km

A antena de transmissão dos PTTs tem a especificação abaixo (baseada em 3.1.7)

As seguintes Características da antena são definidas para ângulos de elevação maior que 5° e menor que 60°:

Padrão : Hemisférico

Polarização: Linear ou circular (RHCP com razão axial máxima de 5 dB)

Ganho máximo: 4dBi linear ou 1 dBi RHCP em 90% da região acima, para a potência típica definida no paragrafo 3.1.6.3

Variação do ganho (em azimute): menos que 3 dB.

VSWR da antena: não maior que 2:1.

Nota: O valor mínimo válido na maioria dos casos é -3 dBi linear ou -6 dBi RHCP

Potência do Transmissor  $P_{out} = 2 W$ .

Ganho mínimo da antena de Transmissão: -6 dBi.

Perda de Elementos de conexões até a antena = 1 dB.

$R_b = 800$  bps(PTT-A3) e 400 bps (PTT-A2).

A Frequência central da portadora = 401,635 MHz.

Ganho mínimo da antena do satélite(RHCP) = 1dBi (-62,5° a 62,5°).

O  $G/T$  do satélite = -26,9 dB/K (estimado).

Banda Ocupada pelo sinal = 1,6 KHz.

Perdas na demodulação: 2 dB (estimado).

Codificação Convolutiva Razão =  $\frac{1}{2}$  com  $E_b/N_0$  de 4.8 dB, de acordo com a Figura 3.5, para uma Taxa de erro de bits de  $10^{-5}$ .

## APÊNDICE B - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA(PSD) DO SINAL ARGOS 3

Com base no Apendice A de [19], e considerando o sinal de banda base na forma

$$s(t) = x(t) + jy(t) \quad \text{B.1}$$

Onde:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k p(t - nT) \quad \text{B.2}$$

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k p(t - nT) \quad \text{B.3}$$

Sendo  $x_k$  e  $y_k$  as componentes em fase e em quadratura determinados pelas sequências  $\{x_k\}$  e  $\{y_k\}$ , respectivamente.

$x_k$  e  $y_k$  são identicamente distribuídos, média zero e valor quadrático médio  $1/2$ .  $x_k$  e  $x_j$ ,  $k$  diferente de  $j$ , são descorrelacionados.

identicamente distribuídas com média zero e um valor médio quadrático  $1/2$ .

Os sinais  $p(t - nT)$  e  $q(t - nT)$  tem as formas de onda dos pulsos NRZ e

Machester, respectivamente, com duração definida em  $[0 \quad Tb]$ .

Para calcular a PSD( Densidade Espectral de Potência) de  $s(t)$ , calculamos primeiro sua função de autocorrelação:

$$R_s(\tau) = E[s(t)s(t)^*] = E\{[x(t) + ju(t)][x(t - \tau) - jy(t - \tau)]\} \quad \text{B.4}$$

$$R_s(\tau) = R_x(\tau) + R_y(\tau) \quad \text{B.5}$$

Onde

$$R_x(\tau) = E[x(t)x(t - \tau)] \quad \text{B.6}$$

$$R_y(\tau) = E[y(t)y(t - \tau)] \quad \text{B.7}$$

Os termos da correlação cruzada desaparecem desde que eles são nulos. A partir do teorema de Wiener –Khintchine , temos

$$\Psi_s(f) = F[R_s(\tau)] = F[R_x(\tau) + R_y(\tau)] = \Psi_x(f) + \Psi_y(f) \quad \text{B.8}$$

One  $F[\ ]$  é a transformada de Fourier

onde  $\Psi_x(f)$  e  $\Psi_y(f)$  são as PSDs das componentes em fase e em quadratura , respectivamente e de acordo com [19], chegamos a

$$\Psi_x(f) = \frac{\sigma_x^2 |P(f)|^2}{T_b} \quad \text{B.9}$$

$$\Psi_y(f) = \frac{\sigma_y^2 |Q(f)|^2}{T_b} \quad \text{B.10}$$

$$\Psi_s(f) = \frac{\sigma_x^2 |P(f)|^2}{T_b} + \frac{\sigma_y^2 |Q(f)|^2}{T_b} \quad \text{B.11}$$

e  $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = 0,5$

temos então a PSD que é a soma das PSDs usando [14]

$$\Psi_x(f) = 0,5 T_b \text{sen}^4\left(\frac{\pi f T_b}{2}\right) / \left(\frac{\pi f T_b}{2}\right)^2 \quad \text{B.12}$$

$$\Psi_y(f) = 0,5 T_b \text{sen}^2(\pi f T_b) / (\pi f T_b)^2 \quad \text{B.13}$$

$$\Psi_s(f) = 0,5T_b \text{sen}^4\left(\frac{\pi f T_b}{2}\right) / \left(\frac{\pi f T_b}{2}\right)^2 + 0,5 T_b \text{sen}^2(\pi f T_b) / (\pi f T_b)^2 \quad \text{B.14}$$