



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

DECODIFICADOR PARA SINAIS PTT-A3 DO ARGOS-3

Levy Gabriel da Silva Galvão

Relatório de Iniciação Científica do
programa PIBIC, orientada pelo
Dr. José Marcelo Lima Duarte.

URL do documento original:

[<http://urlib.net/>](http://urlib.net/)

INPE
São José dos Campos
2021

PUBLICADO POR:

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Gabinete do Diretor (GB)

Serviço de Informação e Documentação (SID)

Caixa Postal 515 - CEP 12.245-970

São José dos Campos - SP - Brasil

Tel.:(012) 3945-6923/6921

Fax: (012) 3945-6919

E-mail: pubtc@sid.inpe.br

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

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

Membros:

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

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

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

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

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

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

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

BIBLIOTECA DIGITAL:

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

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

REVISÃO E NORMALIZAÇÃO DOCUMENTÁRIA:

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

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

EDITORAÇÃO ELETRÔNICA:

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

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



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

DECODIFICADOR PARA SINAIS PTT-A3 DO ARGOS-3

Levy Gabriel da Silva Galvão

Relatório de Iniciação Científica do
programa PIBIC, orientada pelo
Dr. José Marcelo Lima Duarte.

URL do documento original:

[<http://urlib.net/>](http://urlib.net/)

INPE
São José dos Campos
2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Sobrenome, Nomes.

Cutter Decodificador para sinais PTT-A3 do ARGOS-3 / Levy Gabriel da Silva Galvão; Nome Completo do Autor2. – São José dos Campos : INPE, 2021.

ix + 18 p. ; ()

Relatório final (Iniciação Científica do programa PIBIC) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, AAAA.

Orientador : José Marcelo Lima Duarte.

1. Decodificador. 2. GMSK 3. Matlab. 4. Sincronismo. 5. Estimacão I. Título.

CDU 000.000



Esta obra foi licenciada sob uma Licença [Creative Commons Atribuição-NãoComercial 3.0 Não Adaptada](#).

This work is licensed under a [Creative Commons Attribution-NonCommercial 3.0 Unported License](#).

Informar aqui sobre marca registrada (a modificação desta linha deve ser feita no arquivo publicacao.tex).

**ATENÇÃO! A FOLHA DE
APROVAÇÃO SERÁ IN-
CLUIDA POSTERIORMENTE.**

Iniciação Científica do programa
PIBIC

RESUMO

Neste trabalho é desenvolvido um decodificador GMSK para integrar futuras versões de cargas úteis para o sistema GOLDS. Apesar de inicialmente o plano de trabalho se propor a desenvolver um decodificador QPSK para o sinal PTT-A3 do Argos-3, este fora substituído pela modulação GMSK que se apresenta mais eficiente do ponto de vista espectral. O algoritmo de decodificação é implementado na linguagem Matlab que possui alto nível de abstração e utiliza funções dos *toolboxes* para simplificar o desenvolvimento do *script*. O decodificador conta com módulos de estimação e sincronismo de tempo de símbolo e de frequência considerando o atraso inerente proporcionado pela cadeia de transmissão e recepção no sinal recebido e a diferença nos *clocks* do transmissor e receptor.

Palavras-chave: Decodificação. GMSK. Matlab. Sincronismo. Estimação.

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
2.1 Espectros de sinais GMSK com diferentes BTs e sinal MSK. Fonte: Johnson et al. (2008)	5
2.2 Arquitetura geral do decodificador GMSK.	8
2.3 Arquitetura dos módulos de estimação de frequência e de tempo de amostragem.	9
2.4 Efeito do erro no tempo de amostragem sobre a BER.	11
2.5 Variação do erro quadrático médio da estimação do erro de tempo de amostragem.	11
2.6 Relação entre o valor real e estimado do desvio de frequência com coeficiente de correlação de 0.9882.	12
2.7 Curva do efeito do erro no tempo de amostragem na BER para uma demodulação GMSK não coerente (BT=0.5) para uma sincronização ideal. Fonte: Huang et al. (2000).	13

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Objetivos	1
1.2 Objetivos específicos	2
2 DESENVOLVIMENTO	3
2.1 Revisão de literatura	3
2.1.1 Modulações de portadora com fase contínua	3
2.1.2 Técnicas de sincronização para receptores GMSK não coerente	5
2.2 Materiais e métodos	7
2.2.1 Detalhes da recepção	7
2.2.2 Arquitetura do decodificador GMSK	8
2.2.3 Implementação dos módulos estimadores	9
2.3 Resultados	10
2.4 Discussão dos resultados	12
3 CONCLUSÕES	15
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	17

1 INTRODUÇÃO

O Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA) está em operação no país desde fevereiro de 1993. Este possui a função de distribuir, automaticamente, informações climáticas, ambientais, hidrológicas e de geolocalização para diversos usuário, como órgãos governamentais (RAE, 2005).

Atualmente o sistema funciona utilizando informações coletadas e transmitidas por Plataformas de Coleta de Dados (PCD) e retransmitidas via satélite para um centro de recepção de dados. Os satélites recebem os sinais de rádio frequência (RF) transmitidos pelas PCDs de forma aleatória em tempo e frequência, e operam apenas como repetidores analógicos desses sinais, com processamento mínimo a bordo (RAE, 2005).

Porém há uma proposta de evolução do SBCDA para o sistema Global Open Collecting Data System (GOLDS). Este sistema busca implementar o encaminhamento de mensagem por satélite em um nível de cobertura global para aplicações de monitoramento ambiental e proteção da vida humana. O sistema GOLDS também permite que satélites e estações de recepção de outras instituições se integrem ao sistema e que possuem acesso à carga útil do sistema para desenvolvimento colaborativo (INPE,).

A carga útil do sistema GOLDS é o Environmental Data Collector (EDC), desenvolvido para CubeSat de tamanho 1U ou superior e com função de recepção de sinais de plataformas do sistema GOLDS. (INPE, ; DUARTE et al., 2021).

A atual versão do EDC é baseada na segunda versão do sistema Argos (Argos-2). O modelo de sinal recebido segue a especificação Platform Transmitter Terminal (PTT-A2). Pretende-se que em futuras versões do EDC o sistema se baseie na terceira versão do sistema Argos (Argos-3) com sinais do tipo PTT-A3 ou um formato de sinal de especificação própria do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) a ser desenvolvida.

1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho, inicialmente, era desenvolver um algoritmo para decodificação do sinal PTT-A3 do Argos-3 para servir de modelo de referência para uma subsequente implementação do EDC.

Porém o foco do trabalho foi alterado para a decodificação de um sinal baseado na

modulação GMSK. Uma das razões é o fato do sistema Argos-3 já ser datado de 2006 e estar sendo substituído pelo Argos-4. Outra razão, que será discutida em profundidade em próximas seções, são as vantagens espectrais da modulação GMSK em contraste com a modulação QPSK utilizada no Argos-3.

Dessa forma o decodificador GMSK será implementado em uma linguagem com alto nível de abstração, i.e o Matlab da Mathworks.

O decodificador vai ser implementado sequencialmente, um módulo de processamento por vez e, após cada módulo ser devidamente validado de forma independente em simulação, estes serão integrados para compor um decodificador completo. Assim a última etapa será simular o decodificador completo.

Inicialmente, neste trabalho, será considerada uma detecção GMSK não coerente, portanto serão tratados apenas o sincronismo de frequência e o sincronismo de tempo de símbolo, deixando de lado o sincronismo de fase. Em futuras otimizações do decodificador será aplicada uma detecção GMSK coerente.

1.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos dizem respeito à funcionalidade de cada módulo que será independentemente desenvolvido, estes são:

- Módulo de compensação de *Doppler shift* e *Doppler rate*;
- Módulo de aquisição e sincronismo de tempo de símbolo
- O módulo de sincronismo de fase, que inicialmente seria usado concomitantemente com a modulação em fase QPSK, foi substituído pelo módulo de sincronismo de frequência para a modulação em frequência GMSK;
- Módulo de detecção suave, desembaralhamento e decodificação Viterbi.

Ao decorrer do projeto as especificações dos sinais PTT-A2 e PTT-A3 também seriam estudados para entender o algoritmo de decodificação, que no caso do PTT-A2, serviu de base para implementação do EDC. Por fim, uma pesquisa bibliográfica por algoritmos para demodulação de sinais BPSK (no caso do PTT-A2), QPSK (no caso do PTT-A3) e GMSK também foi feita.

2 DESENVOLVIMENTO

2.1 Revisão de literatura

2.1.1 Modulações de portadora com fase contínua

Cada vez com mais aplicações de comunicações sem fio a banda ocupada por canais de comunicação se torna um recurso mais escasso. A Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) é o órgão regulador das Telecomunicações no Brasil e uma das suas competências é regular a ocupação de banda por cada tipo de aplicação. Por exemplo, a Anatel alocou a faixa de frequência de 1900 MHz até 2100 MHz, em sua maior parte, para o 3G no Brasil [ANATEL](#) ().

A partir dessa problemática surge a necessidade de que a estratégia de modulação implementada ocupe a menor largura de banda possível (espectralmente eficiente), assim mais assinantes podem ser acomodados naquela faixa de frequência.

No caso de modulações digitais do tipo Frequency Shifting Keying (FSK) e Phase Shift Keying (PSK), estas podem ter o espectro de seus sinais estreitados se a mudança de fase da portadora do sinal transmitido se mantiver contínua de um símbolo para outro. Em sistemas convencionais a fase da portadora pode ser alterada instantaneamente de um símbolo para outro, isso acaba causando uma descontinuidade que resulta em um alargamento da ocupação espectral daquele sinal ([PROAKIS et al., 1994](#)).

Este trabalho se interessará apenas no caso do FSK de fase contínua, a.k.a. Continuous-Phase FSK (CPFSK), que é um grupo mais extenso que aborda a modulação Minimum Shifting Keying (MSK) e o Gaussian Minimum Shifting Keying (GMSK), derivado do MSK e que será o foco principal desta seção.

Enquanto que uma modulação do tipo M-FSK pode conter M osciladores que podem ser chaveados entre si para produzir M diferentes frequências de acordo com a necessidade imposta pelos dados de entrada, a modulação CPFSK, pelo contrário, implementa apenas uma portadora cuja fase é alterada de forma contínua de acordo com a informação que a modula. Comparado ao chaveamento entre portadoras, a estratégia do CPFSK possui lóbulos espectrais secundários menores, logo se torna espectralmente eficiente ([PROAKIS et al., 1994](#)).

O sinal CPFSK é formado por um sinal PAM $v(t)$ definido pela Equação 2.1 que representa a informação e vai modular a portadora em frequência.

$$v(t) = \sum_N a_n g_{T_b}(t - nT_b) \quad (2.1)$$

Onde $a_n = \{a_1, a_2, \dots, a_N\}$ representa a sequência de símbolos da informação e $g_{T_b}(t)$ é a função que define a forma de pulso do sinal $v(t)$.

Assim a portadora modulada em frequência pode ser representada pela Equação 2.2 de acordo com Proakis et al. (1994).

$$s_{CPFSK}(t) = cis(2\pi f_c t + 4\pi f_d T_b \int_{-\infty}^t v(\tau) d\tau + \phi_0) \quad (2.2)$$

Com f_c sendo a frequência da portadora e f_d o pico do desvio de frequência, ϕ_0 uma fase inicial e T_b a duração do pulso PAM. Assim, mesmo se $v(t)$ possuir descontinuidades, o sinal de fase resultante da integral na Equação 2.2 é contínuo. A partir deste sinal de fase Proakis et al. (1994) define o índice de modulação $h = 2f_d T_b$.

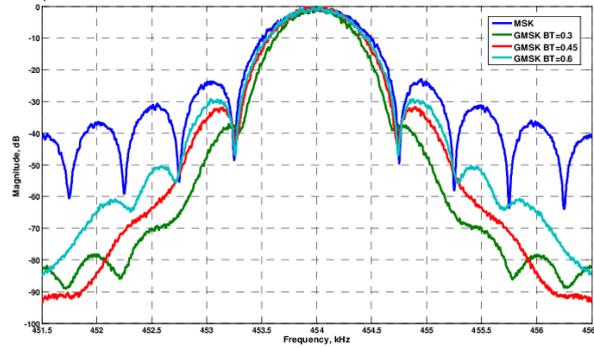
Nesse contexto a modulação MSK é definida como uma CPFSK com a particularidade de possuir um índice de modulação $h = 0.5$. Isso implica dizer que o desvio de frequência f_d será $f_d = \pm 1/(4T_b)$. No caso binário este desvio encontra seu valor positivo e negativo entre símbolos com uma separação de $1/(2T_b)$, sendo este o espaçamento mínimo para garantir a ortogonalidade de senoides, resultando assim no MSK.

A diferença do MSK para o GMSK reside apenas no fato de que o último utiliza uma forma de pulso do tipo Gaussiana, na tentativa de suavizar as transições do sinal de frequência $v(t)$.

O formato do pulso Gaussiano é, geralmente, caracterizado por sua constante BT, referente ao produto entre a banda de -3dB com a duração do pulso. De acordo com que o BT diminui, a duração do pulso aumenta, deixando o sinal mais sujeito a interferência inter simbólica, porém com um espectro mais compacto.

A figura 2.1 extraída de Johnson et al. (2008) apresenta a comparação do espectro do MSG com sinais GMSK de diferentes BTs. A figura permite observar que o espectro do GMSK em comparação ao MSK é bem compacto e que, entre os sinais GMSK, aqueles com maior duração de pulso, ou menor BT, possuem um espectro cuja amplitude cai rapidamente com o aumento da frequência.

Figura 2.1 - Espectros de sinais GMSK com diferentes BTs e sinal MSK. Fonte: Johnson et al. (2008)



2.1.2 Técnicas de sincronização para receptores GMSK não coerente

As técnicas de sincronização utilizadas neste trabalho baseiam-se nos estudos de Huang et al. (2000) para receptores GMSK não coerente.

Este considera um sinal CPFSK genérico recebido como:

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \text{cis}(2\pi\Delta f_c t + \phi_s(t - \epsilon T_s) + \phi_0) + n(t) \quad (2.3)$$

Assim, $n(t)$ é um processo estocástico que representa o ruído Gaussiano branco aditivo de densidade espectral N_0 ; E_b e T_b são a energia e período de bit (como está sendo levado em conta o caso binário, este também é o período de símbolo), respectivamente; ϕ_0 é uma fase inicial arbitrária e $\phi_s(t)$ é fase da portadora modulada em frequência; sendo T_s o período de amostragem, ϵT_s representa um atraso temporal causado pela filtragem do canal e representa um atraso no qual o sinal deve ser amostrado, sendo assim a motivação do algoritmo de sincronização de tempo de símbolo estimar e corrigir esse atraso.

O erro ϵ é uma porcentagem do tempo de amostragem e que pode ser escolhido para variar de duas maneiras, como $\epsilon \in [-1/2, 1/2]$ ou $\epsilon \in [0, 1]$. Devido ao seu comportamento fracionário, este atraso não necessariamente ocorrerá em períodos inteiros de amostra.

O oscilador local do receptor tentará reproduzir a frequência da portadora, porém devido às diferenças no *clock* do transmissor e receptor, o oscilador produzirá apenas uma estimativa dessa frequência f'_c , conseqüentemente o sinal em banda base ainda

conterá um desvio de frequência $\Delta_f = f_c - f'_c$ da portadora e será a motivação do algoritmo de sincronização de frequência estimar e remover este desvio de frequência.

Uma vez que no sinal CPFSK o conteúdo de interesse se encontra na frequência do sinal, faz-se necessário aplicar uma técnica para a extração desta por meio de um discriminador de frequência. Apesar de haver a técnica utilizada por [Huang et al. \(2000\)](#), este trabalho optou pela aplicação simples da derivada da fase do sinal $r(t)$ adaptada para o domínio digital, assim resultando em:

$$\psi(t) = \frac{d \arg(r(t))}{dt} = 2\pi\Delta_f + \dot{\phi}_s(t - \epsilon T_s) \quad (2.4)$$

Essa representação da frequência mostra sua composição por uma componente DC que depende do desvio de frequência e outra parcela variável, que no caso de uma sequência que alterna entre 1's e 0's, se torna periódica de período $2T_b$.

Assim a técnica de estimação proposta por [Huang et al. \(2000\)](#) se baseia em observar a contribuição dessas duas parcelas de frequência por meio da DFT avaliada ao nível DC e na frequência de $1/(2T_b)$, para estimação do desvio de frequência a partir da amplitude da primeira, e para estimação do atraso no tempo de amostragem ϵT_s , a partir da fase da segunda.

Porém ao invés de calcular toda a DFT por meio de uma implementação da FFT, este trabalho optou por calcular individualmente as duas componentes, assim estimando o desvio de frequência por meio da Equação 2.5 e o atraso no tempo de amostragem por meio da Equação 2.6.

$$\Delta'_f = \frac{1}{2\pi N} \sum_{n=0}^{N-1} \psi[n] \quad (2.5)$$

$$\epsilon' = -\frac{T_b/T_s}{\pi} \arg \left(\sum_{n=0}^{N-1} \psi[n] e^{-j2\pi \frac{n}{2T_b}} \right) \quad (2.6)$$

Onde N é o tamanho do preâmbulo da mensagem composto por uma sequência que alterna entre 1's e 0's.

2.2 Materiais e métodos

A primeira parte do trabalho partiu de uma pesquisa bibliográfica de algoritmos de decodificação de sinais GMSK. Em seguida, com base nas referências obtidas na literatura, foi proposta uma arquitetura de decodificador GMSK com capacidade de aquisição do sincronismo de tempo de amostragem e sincronismo de frequência da portadora.

Os módulos de sincronismo foram incorporados ao modulador GMSK em script de alto nível de abstração na linguagem MATLAB. Em seguida diversos testes por meio de simulações do tipo Monte Carlo e variando aleatoriamente o atraso no tempo de amostragem e a frequência da portadora para avaliar o desempenho dos módulos de sincronismo e como isso afetaria o desempenho geral do sistema. Para resultados mais rápidos, o atraso foi fixado em valores de $\{-0.5, -0.25, 0, 0.25, 0.5\}$ do tempo de amostragem. Já o desvio de frequência fora mantido aleatório.

Os sinais GMSK testes foram gerados no próprio ambiente do Matlab com o auxílio da *toolbox* de comunicações do Matlab. O formato da mensagem se baseou no protocolo EnduroSat's Telemetry and Telecommand (ESTTC) para transceptores UHF do tipo 2 ([ENDUROSAT](#),).

2.2.1 Detalhes da recepção

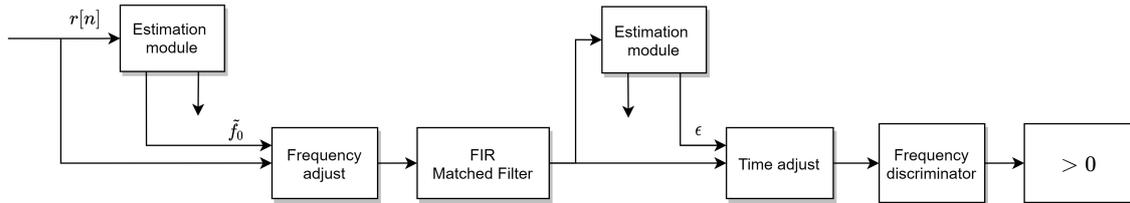
Foi considerado que o decodificador recebe um sinal GMSK com as seguintes características de um sinal em frequência intermediária:

- Frequência original da portadora de 435 MHz e uma estabilidade de frequência de $\pm 10ppm$ no oscilador de RF, resultando em um desvio máximo de frequência de 4350 Hz a ser estimado e corrigido;
- Taxa de dados de 9600 bps;
- Frequência de amostragem de 38.4 kSPS;
- 4 amostras por símbolo;
- GMSK com $BT = 0.5$;
- A mensagem possui um preâmbulo de 40 bits: 0xAAAAAAAAAAAA;
- Após o preâmbulo a mensagem possui uma palavra de sincronismo 0x7E;
- Mensagem com carga útil de 128 bytes.

2.2.2 Arquitetura do decodificador GSMK

Uma visão geral da arquitetura proposta para o decodificador GSMK pode ser observada na figura 2.2.

Figura 2.2 - Arquitetura geral do decodificador GSMK.



O decodificador recebe o sinal $r(nT_s)$ de acordo com as especificações descritas na seção anterior. Durante o preâmbulo da mensagem o erro de frequência é estimado pelo módulo de estimação e em seguida esta é utilizada em conjunto com o bloco de ajuste de frequência que consta com um oscilador local para remover o desvio de frequência, assim transladando o espectro do sinal completamente para banda base. O módulo de estimação também estima o atraso do tempo de amostragem, porém no primeiro momento esta segunda estimação não é utilizada.

Após removido o desvio de frequência, o sinal é filtrado por um filtro FIR gaussiano que atende os critérios da forma de onda do GSMK com $BT = 0.5$ e janela de 6 períodos.

Após a saída do filtro casado, espera-se que o instante ideal para amostragem do símbolo seja ao final do tempo de amostragem. Porém o atraso no tempo de amostragem impossibilita aproveitar totalmente os benefícios do filtro casado.

Dessa forma o módulo de estimação é utilizado mais uma vez no sinal de saída do filtro casado para estimar o atraso no tempo de amostragem. Essa segunda estimação é feita considerando que a precisão no algoritmo será aumentada devido o sinal ter sido convolvido com o filtro casado e, conseqüentemente, maximizando a relação sinal ruído, como também pelo fato do desvio de frequência já ter sido resolvido. O resultado da estimação é utilizado no bloco de ajuste de tempo que é constituído por um filtro de atraso fracionário, permitindo corrigir o tempo de amostragem do símbolo com nível de liberdade em valores fracionários do tempo de amostra.

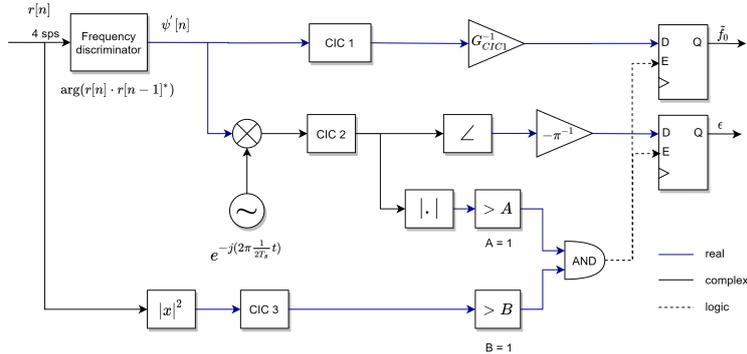
Por fim, o sinal de saída do filtro de atraso fracionário passa por um dispositivo de decisão, que atribui o bit 1 para valores positivos e o bit 0, caso contrário. Assim, encerrando o decodificador.

2.2.3 Implementação dos módulos estimadores

Os ramos de estimação deste módulo implementam as equações 2.5 e 2.6 discutidas na revisão de literatura deste trabalho. A figura 2.3 ilustra uma visão geral do módulo de estimação.

Vale destacar que todos os filtros CIC utilizados neste módulo possuem os mesmos parâmetros, ou seja, com uma decimação de 4, atraso diferencial de 32 amostras e estágio único. Assim o filtro corresponde a uma soma móvel de largura de 32 períodos de amostra e uma decimação de 4.

Figura 2.3 - Arquitetura dos módulos de estimação de frequência e de tempo de amostragem.



Como ambas as estimações (estimação de desvio de frequência e de atraso no tempo de amostragem) são feitas sobre a frequência instantânea do sinal GMSK, o primeiro módulo que antecede os ramos de estimação é o discriminador de frequência.

O ramo de estimação do desvio de frequência aplica apenas um filtro de média móvel (filtro CIC para implementação eficiente) para executar a equação 2.5. Fatores de escalonamento podem ser aplicados para ajustar a grandeza do valor estimado, bem como a remoção do ganho proporcionado pelo filtro CIC.

O segundo ramo é o de estimação do atraso no tempo de amostragem. Este aplica a translação da componente de frequência de interesse $1/(2T_b)$ para o nível DC e realiza uma média sobre para executar a equação 2.6. Após isso o ângulo é obtido e

este passa por um ganho de $-1/\pi$, pois como o sinal na saída do filtro CIC está a uma amostra por símbolo, tem-se que $T_b = T_s$.

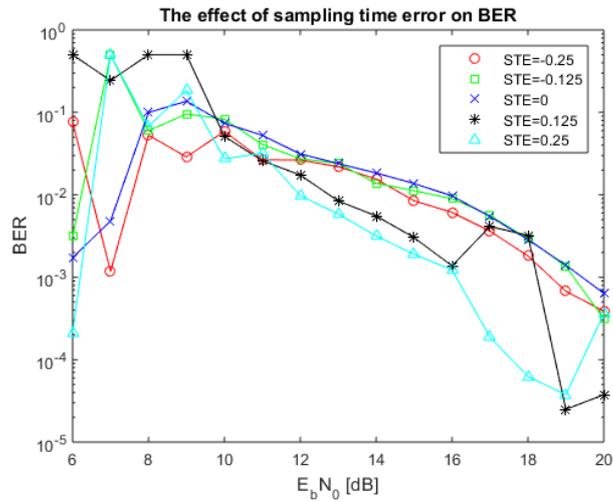
Notam-se ramos adicionais que alimentam a função "habilitar" dos flip-flops que armazenam os valores de estimação. Estes ramos servem como uma métrica para estabelecer o instante ideal que a estimação de fato é relevante. Uma das primeiras que justifica seu uso é a existência do atraso diferencial dos filtros CIC, que uma vez que só após 32 amostras representam um valor de estimação relevante.

As outras razões para a aplicação dessa lógica se traduzem pelos ramos adicionais. O último ramo obtém a potência média do sinal de entrada e que, se este supera um determinado nível B, definido heurísticamente, significa que na entrada do decodificador de fato há uma carga útil e não apenas ruído. O outro ramo que gera um sinal de comparação se pauta no valor absoluto da componente de frequência de $1/(2T_b)$ da frequência instantânea do sinal, isto pois apenas quando ela possui um nível aceitável maior que A, a estimação possui um valor relevante. Por fim comparando ambas as condições com a lógica AND, o sinal de "habilitar" dos flip-flops está pronto.

2.3 Resultados

A simulação para obter a taxa de erros em função da relação sinal ruído foi determinada para uma situação hipotética considerando que a carga útil da mensagem contém 10^4 bytes. Esse valor foi utilizado para que a resolução da taxa de erros fosse mais precisa, pois uma vez que utilizando o valor máximo de 128 bytes a curva apresentaria maiores descontinuidades. Desta forma a figura 2.4 mostra a taxa de erro de bits (BER) em função da relação sinal ruído normalizada (E_b/N_0) com cinco diferentes curvas cada uma considerando uma situação diferente de atraso no tempo de amostragem (sampling time error, a.k.a STE).

Figura 2.4 - Efeito do erro no tempo de amostragem sobre a BER.



Dois outros gráficos foram gerados a partir dos resultados das estimações. O primeiro mostrado na figura 2.5 diz respeito à variação do erro quadrático médio da estimação do erro de tempo de amostragem em função da $E_b N_0$. O segundo é mostrado na figura 2.7 e representa a relação entre o valor real e estimado do desvio de frequência.

Figura 2.5 - Variação do erro quadrático médio da estimação do erro de tempo de amostragem.

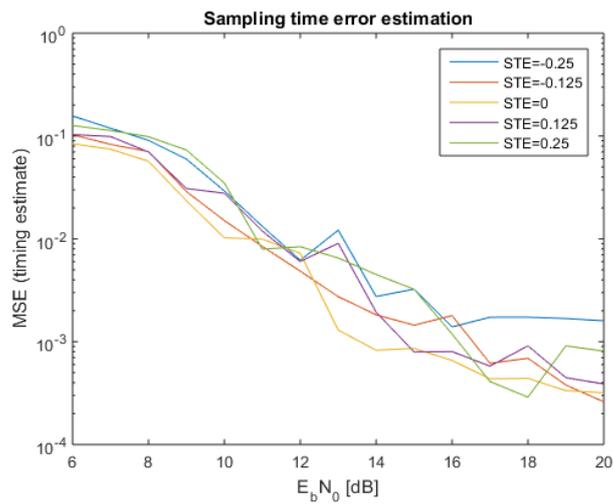
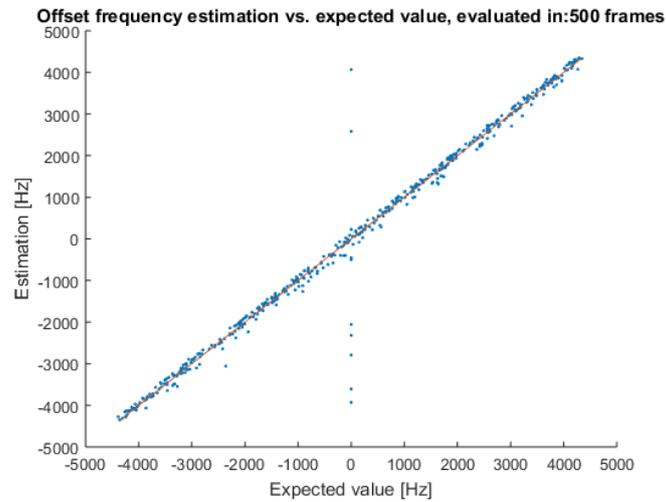


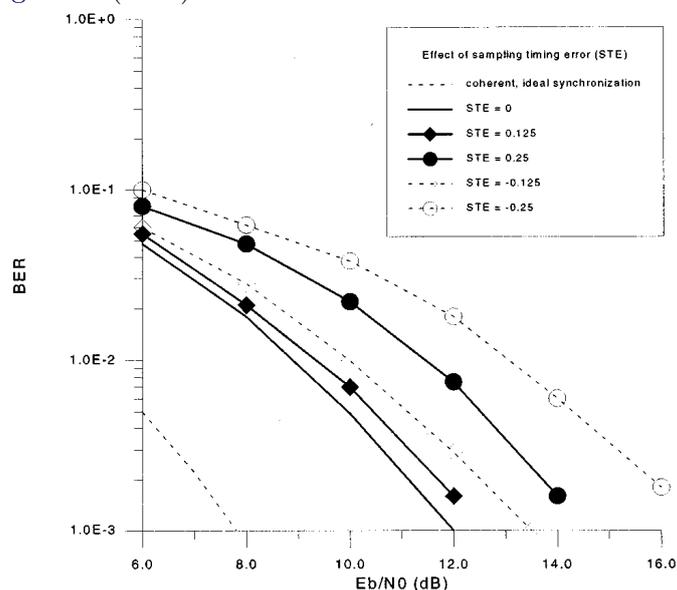
Figura 2.6 - Relação entre o valor real e estimado do desvio de frequência com coeficiente de correlação de 0.9882.



2.4 Discussão dos resultados

Os resultados do gráfico da figura 2.4 se tornam até um pouco difícil de comparar com os resultados apresentados por Huang et al. (2000), uma vez que este ao considerar uma curva no mesmo formato que a apresentada neste trabalho leva em conta o efeito do erro no tempo de amostragem sob uma sincronização perfeita. Apesar disso os resultados de Huang et al. (2000) estão apresentados na figura ?? para fins de comparação.

Figura 2.7 - Curva do efeito do erro no tempo de amostragem na BER para uma demodulação GMSK não coerente ($BT=0.5$) para uma sincronização ideal. Fonte: Huang et al. (2000).



Um fato curioso sobre os resultados obtidos e que difere do obtido por Huang et al. (2000) é que a curva de BER para o caso $STE = 0$ no decodificador proposto possui um desempenho pior do que quando há erro. Essa divergência denota uma dificuldade do módulo de estimação em realizar uma boa estimação para valores próximos de 0. Enquanto que para Huang et al. (2000) esta é a curva de melhor desempenho, pois sua sincronização é ideal.

Assim, quando comparados, apesar dos resultados obtidos neste trabalho se mostrarem inferiores, estes possuem uma tendência clara de melhoria com o aumento da E_b/N_0 . Dessa forma, basta encontrar um valor adequado de potência de transmissão do sinal que permita baixas taxas de erro.

Em relação aos resultados nos gráficos de estimação, a figura 2.5 mostra bons resultados, uma vez que o erro na estimação do erro de tempo de amostragem cai com o aumento da E_b/N_0 . Já o gráfico da figura 2.7 apresenta um coeficiente de correlação de 0.9882, que apesar de possuir alguns *outliers* próximo à frequência 0, possui bons resultados de estimação.

3 CONCLUSÕES

Como a arquitetura do decodificador ainda se encontra em fase de validação e se encaminha a fase de testes em situações práticas, o modelo ainda pode apresentar menor desempenho que o obtido nas simulações. Assim posteriores ajustes e versões melhoradas do decodificador ficam como sugestões para trabalhos futuros.

Apesar de um módulo de correção do efeito Doppler estar proposto nos objetivos deste trabalho, este ainda não foi adequado à situação atual do decodificador e necessita de futuras simulações para traçar um perfil eficiência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ANATEL. **Plano de Atribuição, Distribuição e Destinação de Radiofrequências**. <https://www.gov.br/anatel/pt-br/regulado/radiofrequencia/atribuicao-destinacao-e-distribuicao-de-faixas>. Acessado: 2021-05-05. 3
- DUARTE, J. M. L.; LIMA, R. S. de; RAMOS, V. S.; CARVALHO, M. J. de. A multiuser decoder based on spectrum analysis for the brazilian environmental data collecting system. **International Journal of Satellite Communications and Networking**, Wiley Online Library, v. 39, n. 2, p. 205–220, 2021. 1
- ENDUROSAT. **User Manual - UHF Transceiver Type II**. [S.l.]. 7
- HUANG, Y.-L.; FAN, K.-D.; HUANG, C.-C. A fully digital noncoherent and coherent gmsk receiver architecture with joint symbol timing error and frequency offset estimation. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 49, n. 3, p. 863–874, 2000. vii, 5, 6, 12, 13
- INPE. **Environmental Data Collector (EDC)**. <http://www.inpe.br/crn/projetos/edc.php>. Acessado: 2021-05-05. 1
- JOHNSON, G. W.; DYKSTRA, K.; SHALAEV, R.; SWASZEK, P. F. Software defined radio for ha-ndgps performance improvements. In: **Proceedings of the 2008 National Technical Meeting of The Institute of Navigation**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 571–584. vii, 4, 5
- PROAKIS, J. G.; SALEHI, M.; ZHOU, N.; LI, X. **Communication systems engineering**. [S.l.]: Prentice Hall New Jersey, 1994. 3, 4
- RAE, J. Detector de sinais para os satélites do sistema brasileiro de coleta de dados usando análise espectral digital. **Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos**, 2005. 1

