



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
CAMPUS DE FORTALEZA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

DIEGO BRAGA PIMENTEL

**PROPOSTA DE UM DEMODULADOR GMSK NÃO-COERENTE PARA
COMUNICAÇÃO DE NANOSSATÉLITES**

Fortaleza - Ceará

Março 2017

Diego Braga Pimentel

**PROPOSTA DE UM DEMODULADOR GMSK NÃO-COERENTE
PARA COMUNICAÇÃO DE NANOSSATÉLITES**

Dissertação submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Instituto Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Antônio Macilio Pereira de Lucena.

Coorientador: Prof. Dr. Francisco José Alves de Aquino.

Fortaleza
2017



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

Diego Braga Pimentel

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Telecomunicações, sendo aprovada pela Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará e pela banca examinadora:

Orientador: Prof. Dr. Antônio Macilio Pereira de Lucena
Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE)

Coorientador: Prof. Dr. Francisco José Alves de Aquino
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

Prof.ª Dra. Maria de Fátima Mattiello-Francisco
Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE)

Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

Fortaleza, 13 de março 2017.

Este trabalho é dedicado aos meus pais, Francisco Cláudio de Carvalho Pimentel e Lucimar Braga Pimentel, pela dedicação, apoio e exemplo de vida. A minha noiva, Thalita Maria Lima Lelis, por sempre me incentivar e me apoiar mesmo nos momentos mais desafiadores. Ao professor Dr. Antônio Macilio Pereira de Lucena por acreditar na realização deste trabalho.

Agradecimentos

Primeiramente a Deus;

Aos meus pais pelo apoio, motivação e exemplo de vida ;

A minha noiva Thalita Maria Lima Lelis pela paciência e apoio;

Ao meu orientador, Prof. Dr. Antônio Macilio Pereira de Lucena, pela orientação, paciência e por acreditar no meu trabalho;

À minha família que sempre me apoiou durante os estudos;

Aos professores e amigos pesquisadores do PPGET-IFCE;

A todos que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

”Se eu vi mais longe, foi por estar sobre ombros de gigantes.”

Isaac Newton

Resumo

Inicialmente desenvolvido por universidades para redução de custos, tempo de projeto e possibilitar o acesso ao espaço, o padrão *CubeSat* vem ganhando destaque por uma série de razões, dentre as quais financeiras, operacionais ou técnicas. Este trabalho propõe o desenvolvimento de uma arquitetura de demodulação GMSK não-coerente de alta velocidade completamente digital para enlaces de subida visando aplicações em nanossatélites com padrão *CubeSat* de futuras missões do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE). Nesta proposta levou-se em consideração as limitações físicas inerentes ao padrão *CubeSat* e a demanda por taxas de transmissão maiores. Inicialmente realizou-se uma revisão da literatura apresentando-se as contribuições mais relevantes para as arquiteturas de demodulador GMSK não-coerente. Quatro arquiteturas de demodulador GMSK não-coerente baseadas na detecção 2-bit diferencial foram propostas. Detalha-se em cada uma delas a formulação do sinal e do ruído e as operações de processamento digital de sinal desde a recepção em frequência intermediária até a detecção dos bits. Todos os módulos funcionais das arquiteturas do demodulador são descritos e analisados. Apresenta-se e discute-se os resultados obtidos das simulações que foram feitas visando a avaliação de desempenho do sistema. A arquitetura de melhor desempenho apresenta um ganho de aproximadamente 5,3 dB com relação ao demodulador GMSK não-coerente convencional com detecção 2-bit diferencial. Três das arquiteturas estudadas são susceptíveis ao desvio de frequência Doppler enquanto apenas uma é praticamente imune.

Palavras-chave: GMSK; Demodulação não-coerente; Modem completamente digital; Comunicação espacial;

Abstract

Initially developed by universities to reduce costs, design time and permit access to space, the CubSat standard has been gaining prominence for a number of different reasons, including financial, operational or technical reasons. We propose the development of a fully digital high rate noncoherent GMSK demodulation architecture for uplink, according to the CubSat standard, for applications in nanosatellites to future missions of the Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE). In this proposal, we consider the physical limitations, inherent to the CubSat standard, and the demand for high bit rate transmission. First of all, a literature review was presented, pointing the most relevant contributions to noncoherent GMSK demodulator architectures. Four noncoherent GMSK demodulator architectures based on 2-bit differential detection were proposed. Mathematical models to signal and noise as well as digital signal processing operations, since intermediate frequency stage up to bit detection, are described in detail. All functional modules of the demodulator are described and analyzed. Computational simulation was done to evaluate system performance. We present and discuss the simulation results. The best performing architecture has a gain of approximately 5,3 dB over the conventional noncoherent GMSK demodulator with 2-bit differential detection. Three of the four studied architectures are susceptible to Doppler frequency shift, while only one of them is practically Doppler immune.

Keywords: GMSK; Noncoherent demodulation; Fully digital modem; Space communications;

Conteúdo

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Símbolos

Lista de Abreviações

1	Introdução	17
1.1	Motivação	19
1.2	Objetivo Geral	19
1.3	Objetivos Específicos	19
1.4	Contribuições	20
1.5	Organização do Trabalho	20
2	Revisão da Literatura	21
3	Modelo do Sistema	25
4	Soluções Arquiteturais para o Demodulador Proposto	30
4.1	Arquitetura I	30
4.1.1	Filtro Passa-Faixa (FPF)	30
4.1.2	2-Bit Diferencial, FPB e Decimador	32
4.1.3	Equalizador I	33
4.2	Arquitetura II	40

4.3	Arquitetura III	41
4.4	Arquitetura IV	42
5	Resultados e Discussões	45
5.1	Diagramas de Olho	45
5.2	Taxa de Erro de Bits	48
5.3	Outros Resultados	50
6	Conclusões e Perspectivas	53
	Referências	55

Lista de Figuras

1	Modelo equivalente em banda básica do sistema de comunicação. Fonte: autor.	25
2	Modelo de receptor para comunicação espacial.	26
3	Diagrama de blocos do demodulador proposto.	29
4	Modelo do demodulador digital 2-bit diferencial não-coerente.	30
5	Diagrama de Blocos FPF utilizado nas Arquiteturas I, II, III.	31
6	Modelo ilustrativo de um demodulador digital 2-bit diferencial não-coerente com realimentação. Fonte: Adaptado de (YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER, 1988).	37
7	Equalizador I. Fonte: autor.	37
8	Comparação entre a função cosseno e o cosseno interpolado para o intervalo $[-\pi$ a $\pi]$	38
9	Detalhamento do circuito digital implementado no Equalizador I. Fonte: autor.	40
10	Diagrama de blocos do Equalizador II. Fonte: autor.	40
11	Diagrama de blocos do Equalizador DFE adaptativo.	41
12	Diagrama de blocos do DFE com coeficientes fixos, Equalizador III.	42
13	Diagrama de Bloco FPF utilizado na Arquitetura IV.	43
14	Diagramas de olho: (a) Antes da equalização com abertura igual a 0,7; (b) Arquitetura I com abertura igual a 0,84; (c) Arquitetura II com abertura igual a 0,76; (d) Arquitetura III com abertura igual a 1,24.	46
15	Diagramas de olho: (a) Sem Equalização com abertura igual a 0,5; (b) Arquitetura IV com abertura igual a 1,25.	47
16	Desempenho das arquiteturas estudadas no canal AWGN.	48

17	Desempenho da arquitetura III e IV no canal AWGN com desvio de frequência Doppler de 13 kHz, 26 kHz e 52 kHz.	49
18	Gráfico do Errol utilizado do DFE adaptativo utilizado na Arquitetura III. . . .	50
19	Gráfico do Errol utilizado do DFE adaptativo utilizado na Arquitetura IV. . . .	50

Lista de Tabelas

1	Componentes da diferença de fase para o detector 2-bit diferencial, contendo as componentes de sinal (V_0 e V_1) e ISI (V_{j-k} , $j-k \neq 0,1$) em função do $B_t T$ do filtro Gaussiano de pré-modulação no transmissor. Fonte: YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER (1988).	34
2	Valor de ΔV_k correspondente a várias sequências de entrada, para $BT = 0,25$, ignorando a contribuição de b_{k+2} e b_{k-3} . Fonte: (YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER, 1988).	36
3	Configurações das arquiteturas propostas.	43
4	Valores da variância do erro das arquiteturas estudadas.	51
5	Resumo das medições obtidas de cada arquitetura proposta.	52

Lista de Símbolos

α	atenuação de amplitude do canal espacial.
β	efeito do desvio de tempo na fase.
γ	desvio de tempo.
$\theta(t)$	fase em função do símbolo de entrada.
$\varphi[n]$	componente de fase resultante.
$\eta[n]$	componente de fase do ruído AWGN.
$\delta[\mathbf{m}]$	função impulso unitário.
$\Delta\theta[\mathbf{k}]$	diferença de fase dentro do intervalo de dois bits.
A	amplitude do sinal $r(t)$.
a_k	símbolo bipolar transmitido.
$\hat{a}_k$	estimativa do símbolo bipolar transmitido.
B	banda de ruído equivalente após o filtro GBPF.
b_k	símbolo transmitido com codificação diferencial.
c	velocidade da luz.
E_b/N_0	energia de bit por densidade de ruído.
f_d	desvio de frequência Doppler.
f_c	frequência da portadora.
f_{FI}	frequência da portado em FI.
f_s	frequência de amostragem.
$g(t)$	pulso de frequência.

H_{FI}	resposta em frequência do filtro FFI.
$ISI_{cos(\Delta\theta[\mathbf{k}])}$	componentes de ISI calculadas.
L	número inteiro positivo.
N_0	densidade espectral de potência do ruído.
N_T	número de amostras por símbolo.
P_b	probabilidade de erro de bit.
$q(t)$	pulso de fase.
$Q(x)$	função Quiescente.
R	amplitude constante.
$r(t)$	sinal após o estágio de FI.
T	período de bit.
T_s	período de símbolo.
W	largura de banda do filtro FFI.
$w(t)$	ruído AWGN em banda-passante.

Lista de Abreviações

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise.</i>
BER	<i>Bit Error Rate.</i>
BBPF	<i>Butterworth Band-Pass Filter.</i>
BT	<i>Time Bandwidth.</i>
CCSDS	<i>Consultative Committee for Space Data Systems.</i>
COTS	<i>Commercial Off the Shelf.</i>
CPM	<i>Continuous Phase Modulation.</i>
DC	<i>Direct Current.</i>
DF	<i>Decision Feedback.</i>
DFE	<i>Decision Feedback Equalizer.</i>
EKF	<i>Extended Kalman Filtering.</i>
FI	Frequência Intermediária.
FPF	Filtro Passa-Faixa.
GBPF	<i>Gaussian Band-Pass Filter.</i>
GMSK	<i>Gaussian Minimum Shift Keying.</i>
LMS	<i>Least Mean Square.</i>
LNA	<i>Low Noise Amplifier.</i>
LO	<i>Local Oscillator.</i>
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais.
ISI	<i>Intersymbol interference.</i>

MLSE	<i>Maximum-Likelihood Sequence Estimator.</i>
MSK	<i>Minimum-Shift keying.</i>
OQPSK	<i>Offset Quadrature Phase-Shift Keying.</i>
P-POD	<i>Poly Picosatellite Orbital Deployer.</i>
PRCPM	<i>Partial-Response Continuous Phase Modulation.</i>
SGN	<i>Signum Function.</i>
SOVA	<i>Soft-Output Viterbi Algorithm.</i>
SNR	<i>Signal Noise Ratio.</i>

INTRODUÇÃO

No início da Era Espacial, os satélites tendiam a ser pequenos devido às limitações de capacidade de carga dos primeiros veículos de lançamento (JAKHU; PELTON, 2013). A massa dos primeiros satélites, era limitada a algumas dezenas de quilogramas e a duração das missões eram na ordem de dias. A evolução da tecnológica dos veículos lançadores e dos sistemas de foguetes possibilitaram o aumento da massa e do volume dos satélites.

Entretanto, o custo de lançamento é diretamente proporcional à massa e ao volume do satélite. E dependendo do tipo de missão, a redução global da massa, torna-se um fator crítico. Uma maneira de reduzir o impacto desta componente de custo é a miniaturização, ou seja, a utilização de satélites mais leves e menores (LEY; WITTMANN; HALLMANN, 2009). Os satélites de pequeno porte podem ser classificados conforme a massa: microssatélites, de 10 a 100 kg, nanosatélites, de 1 a 10kg, e picosatélites, de 0,1 a 1kg.

Com objetivo de fornecer um padrão de projeto para os picosatélites, de forma a reduzir o custo, o tempo de desenvolvimento, promover o aumento da acessibilidade ao espaço e sustentar lançamentos mais frequentes. Em 1999, através de um esforço colaborativo entre a Universidade de Stanford e a Universidade Politécnica da Califórnia, iniciou-se o desenvolvimento de um padrão para os picosatelites, chamado *CubeSat*. O padrão *CubeSat* estabelece que o satélite pode ser projetado com volume múltiplo de 1 litro. O menor satélite que pode ser construído seguindo este padrão é denominado 1U (10 cm x 10 cm x 10 cm) com massa inferior a 1,33 kg (MEHRPARVA *et al.*, 2014). Também é previsto no padrão *CubeSat* um volume fracionário denominado 1,5U (15 cm x 10 cm x 10 cm) com massa inferior a 2 kg e outro modelo 3U (30 cm x 10 cm x 10 cm) com massa inferior a 4 kg. Vale ressaltar que mesmo nos modelos de maior volume o tamanho da placa dos circuitos fica limitada a uma área de aproximadamente 10cm x 10 cm. A padronização do volume e o limite de massa dos nanosatélites que seguem o padrão *CubeSat* possibilitam o uso de uma interface padronizada de lançamento denominada P-POD (*Poly Picosatellite Orbital Deployer*), que pode lançar até 3 picosatélites (1U) simultaneamente. Isto possibilita que o desenvolvimento do satélite seja independente do lançador e garante a integração após a conclusão do picosatélite ou nanosatélite.

Embora o padrão *CubeSat* ainda esteja limitado a algumas aplicações, em função da falta de disponibilidade de alguns componentes disponíveis aos satélites de maior porte (LEY; WITTMANN; HALLMANN, 2009), no decorrer dos últimos anos, o *CubeSat* destaca-se por sua versatilidade, podendo ser utilizado como plataforma educacional no treinamento de engenheiros e cientistas, como plataforma de teste de alto valor científico para novos experimentos e tecnologias, e para missões de exploração do espaço com uma ótima relação custo-benefício (CHIN *et al.*, 2008).

Uma parcela do custo de uma missão espacial está relacionada ao uso de componentes qualificados para o espaço. O processo de certificação de componentes é caro, e dependendo da missão pode levar alguns anos até sua conclusão. Esta situação cria um descompasso tecnológico entre os produtos com qualificação espacial e os produtos comerciais disponíveis. A estratégia mais comum adotada nos projetos de *CubeSats* para contornar o problema dos altos custos e do tempo de qualificação é a utilização de componentes de prateleira (do inglês, COTS, *Commercial Off the Shelf*). Estes componentes comerciais foram projetados para operar em solo e/ou adaptados ao uso espacial e, portanto, apresentam uma confiabilidade inferior aos componentes qualificados para o uso no espaço. Esta filosofia de desenvolvimento permite a utilização de novas tecnologias e experimentos a um custo acessível. Entretanto, por não ser um componente com qualificação espacial este tipo de componente aumenta o risco de falhas. Em contrapartida a redução de custo permite o lançamento de vários picossatélites de forma a garantir uma taxa de mínima de sucesso.

Em particular os modems disponíveis no mercado na modalidade COTS não operam em frequências regulamentadas e oferecem taxas no enlace de subida e decida inferiores a 10 kbit/s por operarem em bandas destinadas ao uso de rádio amadores. E, portanto, eventualmente não atendem aos requisitos de velocidade das futuras missões espaciais do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) (LUCENA *et al.*, 2016).

Uma vez que os componentes com qualificação espacial apresentam capacidade de processamento limitada e o projeto de um nanossatélite que segue o padrão *CubeSat* apresenta limitações de massa, volume e potência, é desejável que a arquitetura de demodulação a bordo do nanossatélite apresente baixa complexidade, seja capaz de operar em altas taxas e garanta um baixo consumo de energia.

Este trabalho, realiza o estudo de uma arquitetura não-coerente de um demodulador GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*) de alta velocidade e baixa complexidade para utilização em nanossatélites que seguem o padrão *CubeSat*.

1.1 Motivação

A constante evolução da indústria aeroespacial e o aumento da resolução dos sensores geram uma demanda de taxas de transmissão cada vez maiores para os sistemas baseados em nanossatélites. O desenvolvimento de um demodulador destinado a enlaces de subida de um nanossatélite, deve levar em consideração as limitações físicas, de potência e eficiência espectral considerando a demanda atual por taxas de transmissão cada vez maiores. As arquiteturas de demodulação não-coerentes GMSK atendem os requisitos de baixa complexidade, eficiência espectral, baixo consumo de energia e baixo custo (ADDAIM; KHERRAS; ZANTOU, 2007). É de grande interesse do INPE o desenvolvimento de uma arquitetura de demodulação GMSK não-coerente digital de baixa complexidade que atenda as demandas das futuras missões e aos padrões estabelecidos nas missões de categoria A (altitude menor que $2 \times 10^6 km$) pelo *Consultative Committee for Space Data Systems* (CCSDS)(STANDARD, 2009). Outro ponto interessante a se observar é que os atuais sistemas de telecomandos dos satélites do INPE operam em baixas taxas de transmissão (taxas inferiores a 4 kbit/s), sendo, portanto, interessante o desenvolvimento de uma solução de alta velocidade.

1.2 Objetivo Geral

Desenvolvimento de um demodulador GMSK completamente digital, não-coerente, de alta velocidade (taxa superior a 2 Mbit/s), para aplicação tanto em enlaces de carga útil como em enlaces de telecomando de nanossatélite que seguem o padrão *CubeSat*.

1.3 Objetivos Específicos

Concepção da arquitetura discreta de um demodulador GMSK não-coerente para nanossatélites. A implementação do protótipo lógico do demodulador GMSK das arquiteturas concebidas em *Simulink/MATLAB*®¹. Avaliação de desempenho do demodulador via análise matemática parcial e simulação computacional.

¹Versão 8.1.0.604, R2013a, número de licença: 874166.

1.4 Contribuições

Listamos abaixo as principais contribuições deste trabalho:

- Concepção de soluções arquiteturais de demodulador GMSK não-coerente de alta velocidade para aplicações em nanossatélites;
- Proposta de novas técnicas para a redução de ISI no demodulador 2-bit diferencial;
- Análise matemática parcial de componentes dos sistemas estudados;
- Avaliação de desempenho do demodulador via simulação computacional;
- Preparação de um artigo para publicação em periódico.

1.5 Organização do Trabalho

No Capítulo 2 realiza-se uma revisão da literatura destacando-se os aspectos mais relevantes. No Capítulo 3 apresenta-se o modelo do receptor de bordo do satélite visando explicitar as funções do demodulador GMSK. Também se detalha a formulação do sinal e do ruído na entrada do demodulador. O Capítulo 4 apresentará as soluções arquiteturais propostas para o demodulador e trata do detalhamento das operações de processamento digital de sinal do demodulador desde a recepção até a detecção dos bits. Neste capítulo, o projeto de cada módulo funcional é descrito e alguma análise matemática é apresentada. Os resultados e análises obtidos da simulação do sistema, visando a avaliação de desempenho, são discutidos no Capítulo 5. Por fim, as conclusões e perspectivas de pesquisas futuras são apresentadas no Capítulo 6.

REVISÃO DA LITERATURA

Modems são dispositivos eletrônicos capazes de transmitir e receber sinais, através do processo de modulação e demodulação, respectivamente. Os sinais provenientes das fontes de informação são sinais em banda-base, ou seja, sinais cujo espectro está em torno do nível DC. O espectro disponível nos canais de comunicação para transmissão da informação é de natureza passa-faixa. Modular um sinal, significa transladar o sinal em banda-base para um sinal passa-faixa, adequado para transmissão da informação no canal passa-faixa. Ao ser transmitido pelo canal o sinal sofre distorções. Demodular um sinal consiste na recuperação do sinal em banda-base (PROAKIS; SALEHI, 2008). A busca por técnicas de modulação/demodulação que façam o melhor uso do espectro do canal, e que possibilite a recuperação da informação de forma mais confiável é um constante esforço na área de pesquisa das telecomunicações.

Em função da saturação do espectro nas faixas de frequências destinadas a pesquisa científica e exploração do espaço, o CCSDS recomenda para missões de categoria A utilização da modulação *GMSK* com BT (produto entre largura de banda do filtro por período de bit) igual a 0,25, em que B é a largura de banda do filtro Gaussiano e T é a duração do bit, ou da modulação *OQPSK* (*Offset Quadrature Phase-Shift Keying*) com formatação do pulso de banda-básica (STANDARD, 2009). Embora a modulação *OQPSK* apresente alta eficiência espectral, o processo de demodulação deste sinal deve ser coerente. Nas arquiteturas coerentes, o oscilador do demodulador precisa estar sincronizado em fase e frequência com o oscilador do transmissor, para que o desempenho do sistema em termos de taxa de erro de bits (BER) seja razoável. Este requisito impõe a utilização de uma arquitetura de demodulação razoavelmente complexa, principalmente considerando o efeito Doppler nos sistemas espaciais (IPPOLITO, 2008), que não é adequada a sistemas com limitação de potência, massa, e volume como os nanossatélites.

Murota e Hirade (1981) propuseram o uso de um filtro Gaussiano passa-baixa para moldar o espectro do sinal *Minimum-Shift keying* (MSK). Este filtro remove as transições repentinas nos pulsos de modulação de frequência do sinal MSK, fazendo com que na modulação *GMSK* o espectro seja mais estreito com lóbulos laterais atenuados. As principais vantagens da modulação *GMSK* são a sua eficiência espectral, seu envelope constante, que

permite a utilização de amplificadores não-lineares e bom desempenho em termos de taxa de erro de bits. A modulação *GMSK* pertence a categoria de modulação de fase contínua (do inglês, CPM, *Continuous Phase Modulation*), esses sinais podem ser demodulados por uma variedade de técnicas de demodulação coerentes e não-coerentes. Prameela e Pravin (2015) realizam um estudo de revisão de diversas técnicas de demodulação *GMSK* ($BT=0,3$) coerente e não-coerentes, apresentando diversas técnicas de sincronização para os demoduladores coerentes. Também se realiza uma discussão a respeito das características de cada configuração.

Na arquitetura de demodulação não-coerente, o sinal que chega ao receptor não necessita de sincronismo de fase ou frequência, eliminando a necessidade do uso de circuitos de recuperação de portadora. Quando comparada a detecção coerente, a técnica não-coerente apresenta menor complexidade, mas em contrapartida tem desempenho inferior em termos de taxa de erro de bits. Quase a totalidade das arquiteturas não-coerentes fazem o uso de uma das seguintes técnicas: detector diferencial com atraso de n -bits (ANDERSON; AULIN; SUNDBERG, 1986; SIMON; WANG, 1984; YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER, 1988) ou detector com limitador e discriminador (LI; BI; YIN, 2006; ANDERSON; AULIN; SUNDBERG, 1986).

Simon e Wang (1984) compararam o desempenho entre a demodulação 1-bit e 2-bit diferencial para a modulação *GMSK*. Enfatizaram a relação entre o desempenho e os vários parâmetros de projeto em cada sistema. Apresentam a modelagem, e análise matemática e de desempenho dos demoduladores através de gráficos de probabilidade de erro de bits, BER, no canal com ruído AWGN e para o canal com desvanecimento de Rice. A demodulação 2-bits diferencial oferece desempenho superior em relação à demodulação 1-bit diferencial tanto em canais com ruído AWGN quanto nos canais com desvanecimento de Rice. O desempenho dos demoduladores pode ser otimizado através da escolha do par $B_t T$ e $B_r T$, em que B_t e B_r são respectivamente a largura de banda dos filtros Gaussianos de transmissão e recepção, e T é a duração do bit. O artigo também mostrou que para um modulador com $B_t T$ igual a 0,25, o melhor valor de $B_r T$ é 0,9.

Yongacoglu, Makrakis e Feher (1988) investigaram o desempenho de várias configurações de demoduladores *GMSK* para diversos valores de BT usando a realimentação da decisão (DF, do inglês, *Decision Feedback*) para equalização do sinal. Os autores apresentam a formulação matemática, diagramas de blocos, diagramas de olho e fase e tabelas dos demoduladores n -bit diferenciais sem realimentação, em que $n \in \{1,2,3\}$, e combinações destas configurações com realimentação. Uma contribuição relevante destes autores está no desenvolvimento teórico que permite a comparação entre a quantidade de componentes de interferência intersimbólica (ISI, do inglês, *Intersymbolic Interference*) para cada relação BT no sinal de saída do demodulador diferencial. Os resultados indicam que a arquitetura 2+3DF apresenta o melhor desempenho por

conta da melhor remoção parcial da ISI. Esta arquitetura pode apresentar uma melhoria de até 4 dB em relação ao demodulador GMSK não-coerente convencional.

Korn (1990) estudou a probabilidade de erro de bits (P_b) em função da relação sinal-ruído (SNR, do inglês, *Signal to Noise Ratio*) dos sinais de fase contínua de resposta parcial (PRCPM, do inglês, *Partial-Response Continuous Phase Modulation*) para os demoduladores 1 e 2 bit-diferencial, com e sem DF, nos canais de satélite móvel. Neste artigo, o autor conclui que o DF é mais eficiente para modulações cujo o $B_f T < 0,5$ e que o demodulador 2-bit diferencial apresenta desempenho superior ao demodulador 1-bit diferencial quando o canal é afetado pelo desvio Doppler. Elnoubi (1992) corrige a conclusão de Korn, afirmando que o DF melhora o desempenho dos demoduladores 2-bit diferenciais para qualquer relação $B_f T$ e qualquer SNR.

Qureshi (1985) realiza o estudo de várias técnicas de equalização adaptativas para redução da ISI. Na primeira parte do artigo o autor caracteriza a ISI, apresenta vários conceitos básicos do equalizador transversal, versões simplificadas dos equalizadores adaptativos e suas propriedades. Na segunda parte o autor descreve estruturas de recepção lineares e não-lineares e seu desempenho. Conclui que os esquemas de equalização espaçados de forma fracionária sempre apresentam um desempenho superior quando comparado as equalizações com espaçamento igual a duração do símbolo. Também apresenta vários esquemas de equalização adaptativa não-lineares tais como equalizador realimentado pela decisão (do inglês, DFE, *Decision Feedback Equalizer*), equalizador com cancelamento da ISI ajudado pela decisão e equalizador MLSE (*Maximum-Likelihood Sequence Estimator*). O DFE apresenta uma boa relação entre simplicidade e tempo de convergência. Portanto, algumas configurações propostas nesta dissertação, como veremos nos capítulos seguintes, adotam a técnica DFE para redução da ISI.

Existem inúmeras outras técnicas para melhorar o desempenho dos demoduladores não-coerentes. Mathis (1998) propõe o uso de um demodulador GMSK diferencial combinado com um detector de máxima verossimilhança (do inglês, MLSE, *Maximum-Likelihood Sequence Estimator*) que utilize o algoritmo de SOVA (*Soft-Output Viterbi Algorithm*) para cancelar uma parcela maior da ISI, quando comparada com a proposta de (YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER, 1988). Também se apresenta um desenvolvimento teórico, simulações e comparações em termos de BER. Os resultados obtidos nas simulações demonstraram que este receptor é eficiente tanto no canal AWGN quanto nos canais com desvanecimento Rayleigh plano para $BT = 0,25$. O autor também afirma que esta técnica pode ser utilizada em qualquer sinal de fase contínua.

Gál, Câmpeanu e Naforniță (2010) destacam as propriedades das modulações CPM, tais como envelope constante, eficiência espectral, fácil implementação dos moduladores. Também

propõem um demodulador não-coerente que utiliza um EKF (*Extended Kalman Filtering*) para a melhoria de desempenho tanto em sinais GMSK quanto em sinais MSK. Os resultados apresentados indicam que existe uma relação entre E_b/N_0 e número de amostras para que haja uma melhoria de desempenho expressiva em termos de BER.

É interessante destacar a escassez de referências mais recentes na literatura sobre demodulação GMSK não-coerente e especificamente sobre sua implementação discreta.

MODELO DO SISTEMA

Ao se propagar na atmosfera terrestre o sinal transmitido pode sofrer variações indesejáveis na amplitude, na fase e na polarização. As intensidades desses fenômenos são dependentes da frequência da portadora, do clima, da geografia local, do tipo de transmissão e do ângulo de elevação do satélite (IPPOLITO, 2008). Todos esses efeitos não têm impacto no desenvolvimento do demodulador deste trabalho. A frequência de operação do sistema será na banda S (em torno de 2GHz) e, portanto, considera-se que todas as distorções provocadas pela troposfera e ionosfera são corrigidas por estágios anteriores ou não tem relevância para a aplicação (SILVA; LUCENA; MOTA, 2014).

O modelo do sistema de comunicação adotado, considera que o receptor esta embarcado em um veículo espacial (nanossatélite) de órbita baixa (altitude entre 160 a 2500 km) (IPPOLITO, 2008), o transmissor é uma estação terrestre e o canal de comunicação, além de ruído AWGN (do inglês, *Additive White Gaussian Noise*), é acrescido dos desvios de frequência, fase e tempo, conforme ilustrado na Figura 1. O desvio de frequência f_d é provocado pelo efeito Doppler e ψ representa a diferença de fase entre os osciladores do transmissor e do receptor. O desvio de tempo denotado por γ representa o atraso que sofre o sinal durante a propagação desde o transmissor até o receptor.

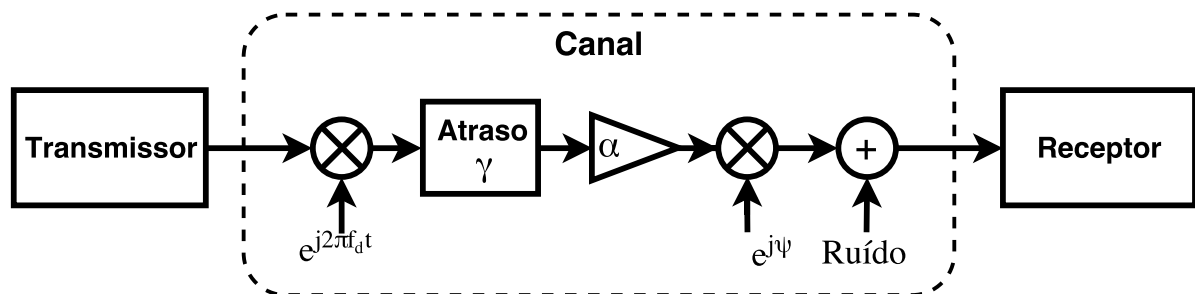


Figura 1: Modelo equivalente em banda básica do sistema de comunicação. Fonte: autor.

As características do canal mais significativas consideradas neste estudo sobre comunicação

espacial são o atraso de propagação e desvio de frequência Doppler. Embora γ seja variante no tempo, pode-se considera-lo constante, uma vez que a variação na distância é muito pequena quando comparada ao intervalo de *bit*. A dispersão da faixa de frequência do sinal provocada pelo efeito Doppler, é função da diferença entre a velocidade do transmissor e o receptor e pode ser calculado pela expressão

$$f_d = \frac{v \cos(\phi)}{c} f_c \quad (3.1)$$

em que, v é a velocidade relativa entre o satélite e o solo, ϕ é o ângulo entre a reta de visada direta e o vetor velocidade, f_c é a frequência da portadora e c é a velocidade da luz. Em satélites de órbita baixa, as velocidades podem chegar a 28.000 km/h, utilizando a equação (3.1), encontra-se que o desvio Doppler é inferior a 52kHz.

O sinal de telecomando é uma portadora na Banda-S com modulação GMSK ($B_i T = 0,25$) a uma taxa de 10 Mbit/s. O diagrama de blocos do receptor a bordo do satélite está representado na Figura 2. O sinal recebido é amplificado no LNA (do inglês, *Low Noise Amplifier*), e depois convertido para frequência intermediária f_{FI} , após o produto entre o sinal amplificado e a saída do oscilador local (LO, do inglês, *Local Oscillator*). Depois da conversão, o sinal é filtrado pelo filtro FFI cuja resposta em frequência pode ser modelada por

$$H_{FI}(f) = \begin{cases} 1, & \text{para } |f - f_{FI}| \leq W \\ 0, & \text{para } |f - f_{FI}| > W \end{cases} \quad (3.2)$$

em que $2W = 10\text{MHz}$ e $f_{FI} = 70\text{MHz}$. A largura de banda do filtro, $2W = 10\text{MHz}$ é suficiente para que o sinal passe sem sofrer distorção significativa. O sinal de frequência intermediária,

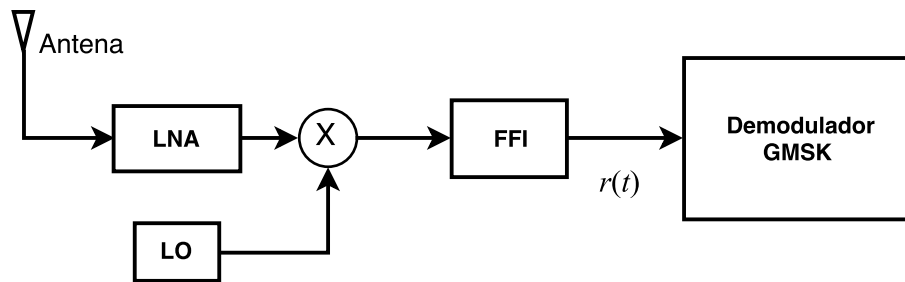


Figura 2: Modelo de receptor para comunicação espacial.

denotado por $r(t)$ é entregue ao demodulador GMSK, que recupera as informações transmitidas a partir do processamento deste sinal. A Equação (3.3), expressa o modelo adotado para o sinal

$r(t)$:

$$r(t) = \alpha A \cos[2\pi(f_{IF} + f_d)t + \theta(t - \gamma) + \beta] + w(t) \quad (3.3)$$

em que, A , α , f_{IF} , f_d , γ , $w(t)$, $\theta(t - \gamma)$ e β , são respectivamente, amplitude do sinal, atenuação do canal, frequência da portadora em FI, desvio de frequência Doppler, desvio de tempo, ruído AWGN em banda-passante, fase modulante e desvio de fase entre o transmissor e o receptor. O desvio de fase β leva em conta o tempo de propagação do sinal e o desvio de fase entre os osciladores no transmissor e receptor:

$$\beta = \psi + 2\pi(f_d + f_{FI})\gamma. \quad (3.4)$$

A fase modulante $\theta(t - \gamma)$ é expressa por

$$\theta(t - \gamma) = \pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{t-\gamma} b_k q(u - kT) du, \quad (3.5)$$

em que, h é o índice de modulação e $q(t)$ é o pulso de fase GMSK definido por

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(v) dv, \quad (3.6)$$

sendo $g(t)$ o pulso de frequência GMSK definido em (YONGACOGU; MAKRAKIS; FEHER, 1988) e dado por

$$g(t) = \frac{1}{2T} \left\{ Q \left[\frac{2\pi BT}{\sqrt{\ln 2}} \left(-\frac{t}{T} \right) \right] - Q \left[\frac{2\pi BT}{\sqrt{\ln 2}} \left(1 - \frac{t}{T} \right) \right] \right\}. \quad (3.7)$$

A variável b_k na expressão (3.5) representa o símbolo transmitido com codificação diferencial, definida da seguinte forma:

$$b_k = -a_k b_{k-1}, \quad (3.8)$$

em que $a_k \in \{+1, -1\}$ e representa a informação transmitida no instante k . Esta codificação diferencial é necessária para a arquitetura de demodulador *GMSK* não-coerente adotada. Na expressão 3.7, $Q(x)$ é definido como

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt, \quad (3.9)$$

BT é a largura de banda de -3 dB do filtro Gaussiano de pré-modulação normalizada pelo

período de bit do modulador, LT é a duração do pulso de frequência, sendo L um número inteiro positivo. Neste trabalho adotou-se $BT=0,25$ e $L=4$. Quando $L = 1$ tem-se um pulso de reposta completa, se $L > 1$ então $g(t)$ apresenta resposta parcial (MENGALI, 1997) e, neste caso, o pulso de frequência introduz uma memória adicional ao sinal GMSK de forma que cada símbolo estará contaminado por ISI proveniente dos L símbolos vizinhos. O pulso em frequência está limitado ao intervalo $[0, LT]$, portanto tem-se o seguinte resultado:

$$\int_0^{LT} g(t)dt = \frac{1}{2}. \quad (3.10)$$

Além disso, $g(t)$ é simétrico em torno do instante $LT/2$ (MENGALI, 1997) e

$$g(t) = g(LT - t). \quad (3.11)$$

A densidade espectral de potência do ruído AWGN, representado por $w(t)$ na Equação (3.3), é expressa por

$$S_w(f) = \begin{cases} N_0/2, & \text{para } W \geq |f - f_{FI}| \\ 0, & \text{para } W < |f - f_{FI}| \end{cases} \quad (3.12)$$

em que N_0 é uma constante. Por sua vez, a função de autocorreção correspondente é dada por (SILVA; LUCENA; MOTA, 2014):

$$R_w(\tau) = 2N_0W \frac{\sin(2\tau W)}{2\tau W} \cos(2\pi f_{FI}\tau). \quad (3.13)$$

A Figura 3, representa o diagrama de blocos do demodulador GMSK. No conversor A/D, adotou-se a frequência de amostragem, $f_s=4f_{FI}$, satisfazendo com folga o critério de Nyquist e também, como veremos em seguida, fazendo com que as amostras de ruído sejam independentes. Portanto, o sinal discreto correspondente a $r(t)$, e denotado $r[n] = r(nT_s)$, $T_s = 1/f_s$, é dado por

$$r[n] = \alpha A \cos[(w_{IF} + w_d)n + \theta[n - \gamma] + \beta] + w[n], \quad (3.14)$$

em que,

$$w_{IF} = 2\pi \frac{f_{IF}}{f_s}, \quad (3.15)$$

$$w_d = 2\pi \frac{f_d}{f_s}, \quad (3.16)$$

$\theta[n - \gamma] = \theta(nT_s - \gamma)$ e $w[n] = w(nT_s)$ corresponde ao ruído AWGN discretizado. A função de autocorreção do ruído discretizado pode ser obtida a partir da Equação (3.13), fazendo-se $\tau = mT_s$ que resulta em

$$\begin{aligned} R_w[m] &= 2N_0W \frac{\text{sen}(2mT_sW)}{2mT_sW} \cos\left(\frac{\pi}{2}m\right) \\ &= 2N_0W \delta[m], \end{aligned} \quad (3.17)$$

em que $\delta[m]$ representa a função impulso unitário. Fica evidente da Equação (3.17) que o ruído discreto $w[n]$ é Gaussiano e branco.

O sinal $r[n]$ passa por um estágio de filtragem em banda-passante para reduzir a parcela de ruído e corrigir as flutuações de amplitude. A detecção da fase é realizada no bloco 2-bit diferencial que gera componentes de sinal em banda-base e componentes interferentes de banda passante. Na saída do filtro passa-baixas, o sinal resultante é composto do sinal de interesse, ISI, e parcelas de ruído. O equalizador reduz a ISI e entrega uma estimativa do símbolo transmitido para que o dispositivo de decisão gere o símbolo decidido, $\hat{a}_k$, a cada instante k .

No próximo capítulo será feito o detalhamento do projeto de cada bloco funcional da Figura 3. São propostas quatro arquiteturas, modificando-se os blocos FPF e equalizador.

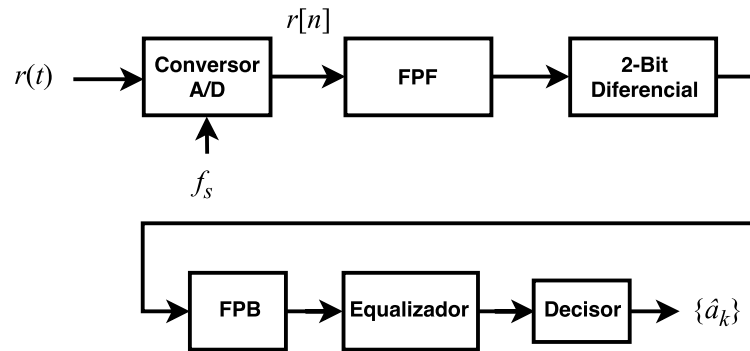


Figura 3: Diagrama de blocos do demodulador proposto.

SOLUÇÕES ARQUITETURAIS PARA O DEMODULADOR PROPOSTO

Este capítulo destina-se a apresentação detalhada das estruturas de demodulação propostas. A Figura 4 exibe o diagrama de blocos das operações de processamento discreto feitas no sinal recebido do estágio de FI, após a discretização. Soluções arquiteturais são estudadas a partir da estrutura apresentada na Figura 4, havendo variações apenas na implementação dos blocos FPF e equalizador. Com a finalidade de simplificar as análises, sem grande perda para generalização, considera-se $w_d = 0$ e $\gamma = 0$.

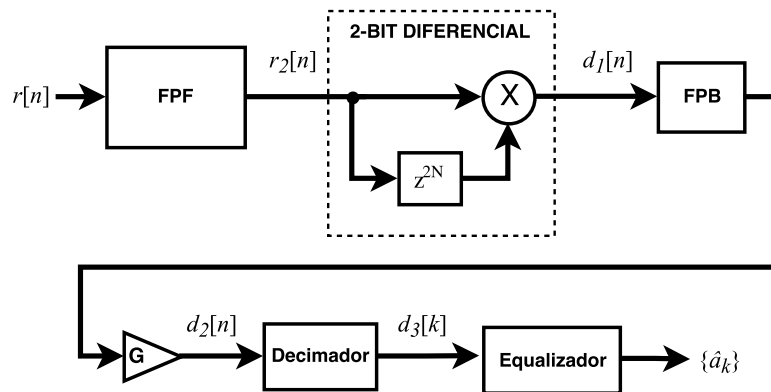


Figura 4: Modelo do demodulador digital 2-bit diferencial não-coerente.

4.1 Arquitetura I

4.1.1 Filtro Passa-Faixa (FPF)

Nesta arquitetura o estágio de filtragem é composto por um filtro de pré-deteção Gaussiano passa-faixa (GBPF, do inglês, *Gaussian Band-Pass Filter*) de BT igual a 0,9, seguido de um

limitador e um filtro passa-faixa de *Butterworth* com BT igual a 0,9 e indicado na Figura 5 por BBPF (do inglês, *Butterworth Band-Pass Filter*). Esta estratégia é uma versão discreta das operações de filtragem e limitação propostas em Simon e Wang (1984).

Na literatura citada utiliza-se um filtro analógico de *Butterworth* de 4° ordem, entretanto, neste trabalho, utilizou-se um filtro IIR digital de *Butterworth* 18° ordem que apresentou o melhor desempenho depois de um exaustivo processo de otimização via simulação computacional.

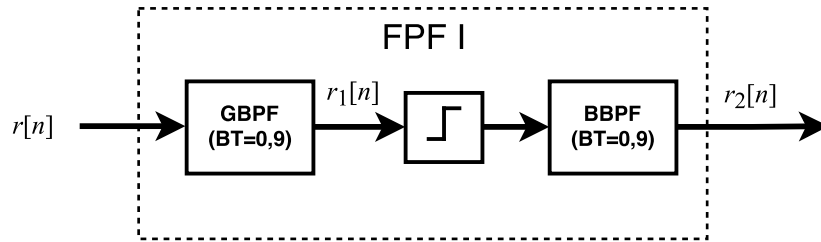


Figura 5: Diagrama de Blocos FPF utilizado nas Arquiteturas I, II, III.

O BT do filtro GBPF é maior do que B_tT do filtro transmissor, desta forma considera-se que a ISI introduzida ao sinal $r[n]$ por este filtro é desprezível. O sinal na saída do filtro GBPF pode ser expresso por

$$r_1[n] = \alpha A \cos[w_{IF}n + \theta[n] + \beta] + w[n]. \quad (4.1)$$

O ruído de banda estreita estacionário, $w[n]$, pode ser decomposto em função de $n_c[n]$ e $n_s[n]$ através da seguinte expressão

$$w[n] = n_c[n] \cos(w_{IF}n + \theta[n] + \beta) - n_s[n] \sin(w_{IF}n + \theta[n] + \beta), \quad (4.2)$$

em que $n_c[n]$ e $n_s[n]$, são processos aleatórios Gaussianos, independentes, de média nula e variância

$$\sigma^2 = N_0B, \quad (4.3)$$

sendo B é a banda equivalente do ruído do filtro GBPF (SIMON; WANG, 1984). Reescrevendo a Equação (4.1) na forma polar, incluindo as componentes de ruído em fase e em quadratura $r_1[n]$ pode ser expresso por

$$\begin{aligned}
r_1[n] &= (\alpha A + n_c[n]) \cos(w_{IF}n + \theta[n] + \beta) - n_s[n] \sin(w_{IF}n + \theta[n] + \beta) \\
&= |r_1[n]| \cos(w_{IF}n + \theta[n] + \beta + \eta[n])
\end{aligned} \tag{4.4}$$

em que,

$$|r_1[n]| = R[n] = \sqrt{(\alpha A + n_c[n])^2 + (n_s[n])^2}, \tag{4.5}$$

e

$$\eta[n] = \angle r_1[n] = -\tan^{-1} \left(\frac{n_s[n]}{\alpha A + n_c[n]} \right). \tag{4.6}$$

Das expressões (4.5) e (4.6), pode-se concluir que o ruído de banda estreita afeta a amplitude e a fase do sinal $r_1[n]$. O conjunto limitador e filtro BBPF tem a função de corrigir as distorções de amplitude do sinal GMSK. O sinal $r_2[n]$ após o estágio BBPF será aproximado por

$$r_2[n] = R \cos(w_{IF}n + \theta[n] + \beta + \eta[n]), \tag{4.7}$$

em que R corresponde a uma dada amplitude constante.

Podemos ainda representar a Equação (4.7) na seguinte forma,

$$r_2[n] = R \cos(w_{IF}n + \varphi[n]), \tag{4.8}$$

em que

$$\varphi[n] = \theta[n] + \beta + \eta[n]. \tag{4.9}$$

4.1.2 2-Bit Diferencial, FPB e Decimador

No estágio de demodulação 2-bit diferencial realiza-se o produto do sinal de entrada por uma versão atrasada em dois períodos, esta operação resulta em

$$\begin{aligned}
d_1[n] &= r_2[n] r_2[n - 2N_T] \\
&= R^2 \cos(w_{IF}n + \varphi[n]) \cos(w_{IF}(n - 2N_T) + \varphi[n - 2N_T]) \\
&= \frac{R^2}{2} \cos(2w_{IF}n + \varphi[n] + \varphi[n - 2N_T]) + \frac{R^2}{2} \cos(\varphi[n] - \varphi[n - 2N_T] + 2N_T w_{IF}) \\
&= \frac{R^2}{2} \cos(2w_{IF}n + \varphi[n] + \varphi[n - 2N_T]) + \frac{R^2}{2} \cos(\varphi[n] - \varphi[n - 2N_T]),
\end{aligned} \tag{4.10}$$

em que $N_T = T/T_s = 28$ e $2N_T w_{IF} = 28\pi$.

Na Equação (4.10), observa-se que $d_1[n]$ é composto por uma componente de alta frequência e uma componente de banda-base que carrega a informação desejada. Após o filtro FPB, a componente de alta frequência é eliminada e o sinal passa por um amplificador de $G = 2/R^2$, resultando no seguinte sinal

$$\begin{aligned} d_2[n] &= \cos(\varphi[n] - \varphi[n - 2N_T]), \\ &= \cos(\theta[n] - \theta[n - 2N_T] + \eta[n] - \eta[n - 2N_T]), \end{aligned} \quad (4.11)$$

No bloco Decimador escolhe-se uma amostra para cada símbolo de 28 amostras, de forma que a taxa de amostragem passa de 280MHz para 10MHz. O sinal na saída do decimador pode ser expresso por

$$d_3[k] = \cos(\theta[k] - \theta[k - 2] + \eta[k] - \eta[k - 2]). \quad (4.12)$$

4.1.3 Equalizador I

O equalizador proposto foi projetado para mitigar o efeito da ISI. Para simplificar a análise considera-se a situação de grande SNR, de forma que, $\eta[k] \ll \Delta\theta[k]$, e $d_3[k]$ torna-se

$$\begin{aligned} d_3[k] &= \cos(\theta[k] - \theta[k - 2]), \\ &= \cos(\Delta\theta[k]). \end{aligned} \quad (4.13)$$

seguindo o mesmo desenvolvimento feito em (YONGACOGU; MAKRAKIS; FEHER, 1988) a diferença de fase $\Delta\theta[k]$ pode ser expressa por

$$\Delta\theta[k] = \pi h \sum_{j=-\infty}^{\infty} \int_{kT-2T}^{kT} b_j q(u - jT) du. \quad (4.14)$$

A expressão (4.14) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
 \Delta\theta[k] &= \pi h \sum_{j=-\infty}^{\infty} \int_{kT-2T}^{kT} b_j q(u-jT) du \\
 &= \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j \left(\pi h \int_{kT-2T}^{kT} q(u-jT) du \right) \\
 &= \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j V_{k-j},
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

em que,

$$V_{k-j} = \pi h \int_{kT-2T}^{kT} q(u-jT) du. \tag{4.16}$$

Em (YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER, 1988), determina-se os valores de V_{k-j} para diversos valores de BT conforme mostrado na Tabela 1. $\Delta\theta[k]_{MIN}$ indica o grau de distorção provocada pela ISI. Quanto maior for esse valor, menor será o efeito da ISI sobre o sinal desejado.

Tabela 1: Componentes da diferença de fase para o detector 2-bit diferencial, contendo as componentes de sinal (V_0 e V_1) e ISI (V_{j-k} , $j-k \neq 0,1$) em função do B_tT do filtro Gaussiano de pré-modulação no transmissor. Fonte: YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER (1988).

B_tT	V_{-3}	V_{-2}	V_{-1}	V_0	V_1	V_2	V_3	V_4	$\Delta\theta[k]_{MIN}$
0,15	0,3°	4,85°	26,4°	58,45°	58,45°	26,4°	4,85°	0,3°	-
0,18	-	2,7°	23,9°	63,4°	63,4°	23,9°	2,7°	-	20,4°
0,2	-	1,7°	22,3°	66°	66°	22,3°	1,7°	-	36°
0,25	-	0,6°	18,3°	70,6°	70,6°	18,8°	0,6°	-	63,6°
0,3	-	0,2°	16,2°	73,6°	73,6°	16,2°	0,2°	-	81,6°
0,4	-	-	12,5°	77,5°	77,5°	12,5°	-	-	105°
0,5	-	-	10,3°	79,7°	79,7°	10,3°	-	-	118,2°
1	-	-	5,9°	84,1°	84,1°	5,9°	-	-	144,6°
∞	-	-	-	90°	90°	-	-	-	180°

Seguindo a formulação de (YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER, 1988) e observando

a Tabela 1, para BT igual a 0,25, no instante de amostragem kT , $\Delta\theta[k]$ é dado por

$$\begin{aligned}\Delta\theta[k] &= \sum_{j=k+2}^{k-3} b_j V_{k-j}, \\ &= b_{k+2}V_{-2} + b_{k+1}V_{-1} + b_kV_0 + b_{k-1}V_1 + b_{k-2}V_2 + b_{k-3}V_3.\end{aligned}\quad (4.17)$$

Substituindo a Equação (4.17) em (4.13), obtém-se a seguinte expressão para o sinal na saída do decimador

$$d_3[k] = \cos(b_{k+2}V_{-2} + b_{k+1}V_{-1} + b_kV_0 + b_{k-1}V_1 + b_{k-2}V_2 + b_{k-3}V_3). \quad (4.18)$$

Da equação (3.8), pode-se obter o símbolo transmitido a_k através do seguinte desenvolvimento

$$\begin{aligned}b_k b_{k-1} &= (-a_k b_{k-1}) b_{k-1} \\ &= -a_k (b_{k-1})^2 \\ &= -a_k.\end{aligned}\quad (4.19)$$

Da expressão anterior pode-se concluir

$$a_k = -b_k b_{k-1}. \quad (4.20)$$

A Tabela 2 exibe todos os possíveis valores que a diferença da fase no intervalo de 2 símbolos, $\Delta\theta_k$, pode assumir em função dos símbolos codificados no transmissor e a correspondência com o símbolo de informação a_k transmitido. Fica evidente que a_k pode ser obtido através da seguinte operação

$$\hat{a}_k = \text{sgn}[\cos(\Delta\theta[k])], \quad (4.21)$$

em que $\text{sgn}[x] = +1$ se $x \geq 0$ e -1 caso contrário. Nota-se da expressão de $\Delta\theta[k]$ que além dos símbolos b_k e b_{k-1} que contém a informação desejada, tem-se as parcelas associadas aos símbolos b_{k+2} , b_{k-1} , b_{k-2} , b_{k-3} que representam a ISI. Na arquitetura de demodular GMSK não-coerente que usa a técnica 2-bit diferencial clássica a decisão é feita como definido na Equação (4.21) sem nenhum processamento adicional.

Tabela 2: Valor de ΔV_k correspondente a várias sequências de entrada, para $BT = 0,25$, ignorando a contribuição de b_{k+2} e b_{k-3} . Fonte: (YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER, 1988).

b_{k-2}	b_{k-1}	b_k	b_{k+1}	$\Delta\theta[k]$	$\hat{a}_k$
1	1	-1	1	$37,6^\circ$	+1
1	-1	1	1	$37,6^\circ$	+1
1	1	-1	-1	0°	+1
1	-1	1	-1	0°	+1
-1	1	-1	1	0°	+1
-1	-1	1	1	0°	+1
-1	1	-1	-1	$-37,6^\circ$	+1
-1	-1	1	-1	$-37,6^\circ$	+1
1	-1	-1	1	$-103,6^\circ$	-1
1	-1	-1	-1	$-141,2^\circ$	-1
-1	-1	-1	1	$-141,2^\circ$	-1
-1	-1	-1	-1	$-178,8^\circ$	-1
1	1	1	1	$178,8^\circ$	-1
1	1	1	-1	$141,2^\circ$	-1
-1	1	1	1	$141,2^\circ$	-1
-1	1	1	-1	$103,6^\circ$	-1

A técnica de detecção com realimentação proposto em (YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER, 1988), realiza a correção da fase diretamente na linha de atraso do circuito 2-bit diferencial, conforme ilustra a Figura 6. A lógica implementada leva em consideração os símbolos decididos, para estimar o estado da fase e adicionar desvios de fase, realizando desta forma o cancelamento parcial da ISI contida na diferença da fase.

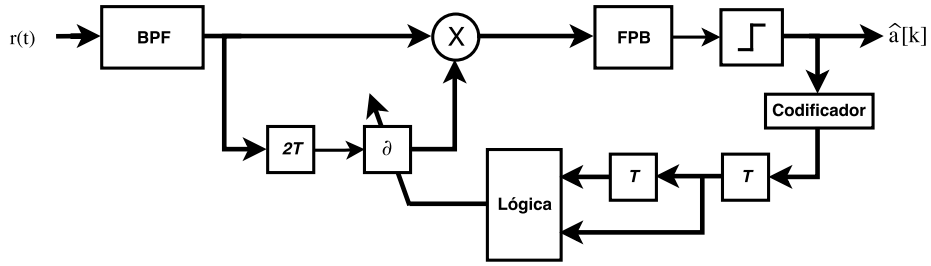


Figura 6: Modelo ilustrativo de um demodulador digital 2-bit diferencial não-coerente com realimentação. Fonte: Adaptado de (YONGACOGLU; MAKRAKIS; FEHER, 1988).

A primeira equalização proposta neste trabalho, diferente do que é feito na literatura, faz o cancelamento da ISI, através de operações na amplitude do sinal, e não na parcela de atraso do circuito 2-bit diferencial. A Figura 7 ilustra o diagrama de blocos simplificado do equalizador adotado na Arquitetura I. Note que a correção da ISI é feita pela subtração da ISI estimada do sinal original.

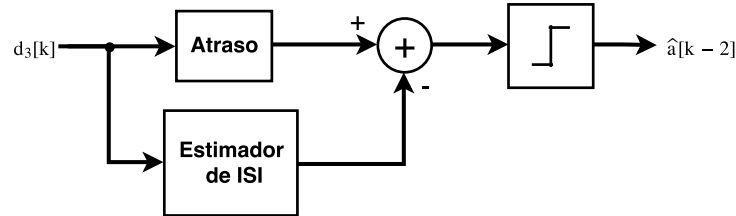


Figura 7: Equalizador I. Fonte: autor.

A estratégia adotada para estimar a contribuição das componentes de ISI em amplitude foi a aproximação da função cosseno em uma função polinomial. Para garantir o menor erro entre a função cosseno e a função cosseno interpolada, utilizou-se um polinômio de 4º ordem, obtido do através do método dos mínimos quadráticos (CHAPRA; CANALE, 2010). A aproximação do cosseno pode ser expressa pela Equação (4.22) e foi obtida através da função *polyfit* do MATLAB.

$$\cos(\Delta\theta[k]) = 0,981 - 0,4454(\Delta\theta[k])^2 + 0,0249(\Delta\theta[k])^4. \quad (4.22)$$

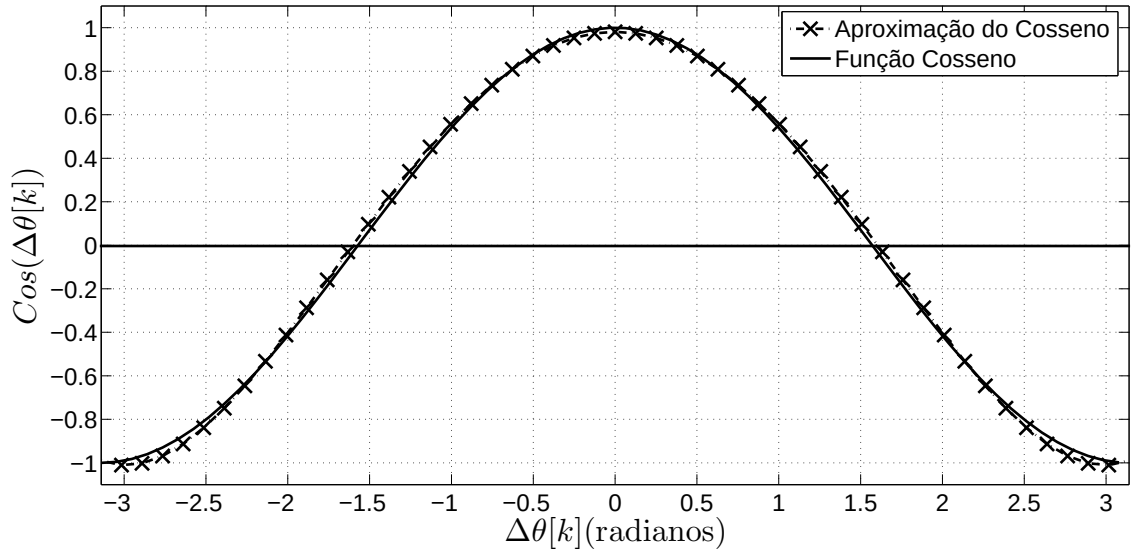


Figura 8: Comparação entre a função cosseno e o cosseno interpolado para o intervalo $[-\pi, \pi]$.

A Figura 8, exibe a comparação entre a função cosseno e a aproximação do cosseno obtida da expressão (4.22) no intervalo $[-\pi, \pi]$. É possível observar que o erro de representação é muito pequeno.

O primeiro passo para encontrar as contribuições de amplitude de cada símbolo transmitido é substituir (4.17) em (4.22). A expressão obtida após algumas simplificações pode ser observada na equação 4.23:

$$\begin{aligned}
 \cos(\Delta\theta[k]) = & -0,0028 b_{k+2} b_k - 0,0028 b_{k+2} b_{k-1} - 0,0983 b_{k+1} b_k \\
 & - 0,0983 b_{k+1} b_{k-1} + 0,0041 b_{k+1} b_{k-2} - 0,7961 b_k b_{k-1} \\
 & - 0,0983 b_k b_{k-2} - 0,0028 b_k b_{k-3} - 0,0983 b_{k-1} b_{k-2} \\
 & - 0,0028 b_{k-1} b_{k-3} + 0,0031 b_{k+2} b_{k+1} b_k b_{k-1} + 0,0031 b_{k+2} b_k b_{k-1} b_{k-2} \\
 & + 0,0977 b_{k+1} b_k b_{k-1} b_{k-2} + 0,0031 b_{k+1} b_k b_{k-1} b_{k-3} + 0,0031 b_k b_{k-1} b_{k-2} b_{k-3} \\
 & + 0,09169.
 \end{aligned} \tag{4.23}$$

Para tornar as operações de cancelamento de ISI causais é necessário um atraso de dois símbolos no sinal $d_3[k]$. Portanto, o sinal em que é feito o cancelamento da ISI é dado por

$$\begin{aligned}
\cos(\Delta\theta[k-2]) = & -0,0028 b_k b_{k-2} - 0,0028 b_k b_{k-3} - 0,0983 b_{k-1} b_{k-2} \\
& - 0,0983 b_{k-1} b_{k-3} + 0,0041 b_{k-1} b_{k-4} - 0,7961 b_{k-2} b_{k-3} \\
& - 0,0983 b_{k-2} b_{k-4} - 0,0028 b_{k-2} b_{k-5} - 0,0983 b_{k-3} b_{k-4} \\
& - 0,0028 b_{k-3} b_{k-5} + 0,0031 b_k b_{k-1} b_{k-2} b_{k-3} + 0,0031 b_k b_{k-2} b_{k-3} b_{k-4} \\
& + 0,0977 b_{k-1} b_{k-2} b_{k-3} b_{k-4} + 0,0031 b_{k-1} b_{k-2} b_{k-3} b_{k-5} \\
& + 0,0031 b_{k-2} b_{k-3} b_{k-4} b_{k-5} + 0,09169.
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Substituindo $b_{k-n} = -a_{k-n}b_{k-n-1}$, na Equação (4.24), a expressão torna-se

$$\begin{aligned}
\cos(\Delta\theta[k-2]) = & 0,0982 a_{k-1} + 0,795514 a_{k-2} + 0,0982 a_{k-3} \\
& - 0,0982 a_{k-1} a_{k-2} + 0,0977 a_{k-1} a_{k-3} - 0,0982 a_{k-2} a_{k-3} \\
& - 0,0041 a_{k-1} a_{k-2} a_{k-3} + 0,0918.
\end{aligned} \tag{4.25}$$

A Equação (4.25) representa a composição de amplitude dos símbolos a_{k-1} , a_{k-2} , a_{k-3} , sendo que, a_{k-2} é a informação de interesse e as demais componentes representam a ISI em amplitude. Separando apenas as componentes da ISI da Equação (4.25) obtém-se a seguinte expressão

$$\begin{aligned}
ISI_{\cos(\Delta\theta[k-2])} = & 0,0982 a_{k-1} + 0,0982 a_{k-3} - 0,0982 a_{k-1} a_{k-2} \\
& + 0,0977 a_{k-1} a_{k-3} - 0,0982 a_{k-2} a_{k-3} \\
& - 0,0041 a_{k-1} a_{k-2} a_{k-3} + 0,0918.
\end{aligned} \tag{4.26}$$

A componente de ISI do sinal é formada da combinação de elementos lineares e não lineares dos símbolos anteriores aqui definidos como elementos precursores, e posteriores ao símbolo de interesse, denominados de elementos pós-cursores. É interessante observar que a estimativa da ISI depende da decisão correta de $\hat{a}[k]$. Se $\hat{a}[k]$ não for igual ao símbolo transmitido, provavelmente tem-se um erro na estimativa da ISI.

A Figura 9 detalha o diagrama de blocos do primeiro equalizador proposto, definido como Equalizador I. Neste equalizador realiza-se o cancelamento de todos os elementos de ISI contidos na expressão (4.26), em que, $G_1 = 0,0982$, $G_2 = 0,0977$, $G_3 = 0,0041$. Após a remoção da ISI, o símbolo passa por um decisor resultando na estimativa do símbolo transmitido, $\hat{a}[k-2]$.

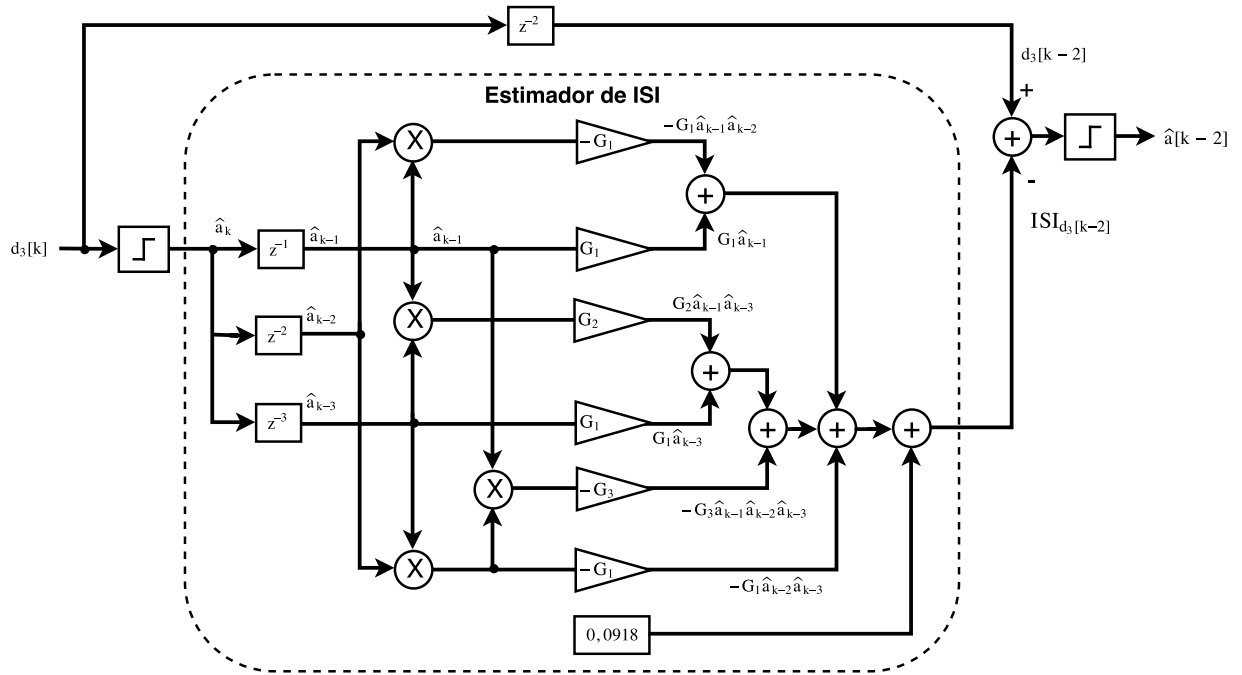


Figura 9: Detalhamento do circuito digital implementado no Equalizador I. Fonte: autor.

4.2 Arquitetura II

Na arquitetura II utilizou-se as mesmas operações realizadas na Arquitetura I substituindo o Equalizador I pelo Equalizador II representado na Figura 10. Neste esquema, cancela-se a ISI proveniente da parcela linear de ISI posterior ao símbolo de interesse e a componente DC, conforme a expressão:

$$ISI_{POS} = 0,0982 a_{k-3} + 0,0918. \quad (4.27)$$

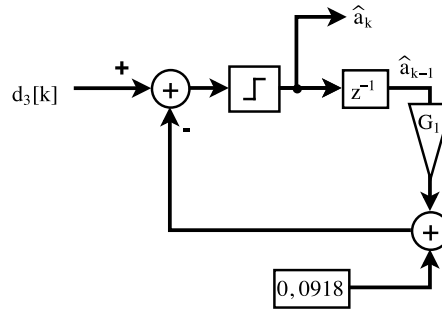


Figura 10: Diagrama de blocos do Equalizador II. Fonte: autor.

Note que a correção da ISI é realizada antes da decisão, diferente do que é feito na

Arquitetura I.

4.3 Arquitetura III

Na arquitetura III utilizou-se as mesmas operações realizadas na Arquitetura I substituindo o Equalizador I pelo Equalizador III.

A arquitetura do Equalizador III é idêntica ao equalizador DFE clássico (QURESHI, 1985) onde tem-se um filtro direto (*Foward*) que cancela os termos de interferência precursores e um filtro de realimentação (*Feedback*) que cancela os termos de interferência pós-cursores. Os coeficientes dos filtros deste equalizador foram obtidos de um DFE adaptativo após um treinamento de 2000 símbolos utilizando-se o sinal de saída do demodulador 2-bit diferencial sem ruído ou qualquer desvio.

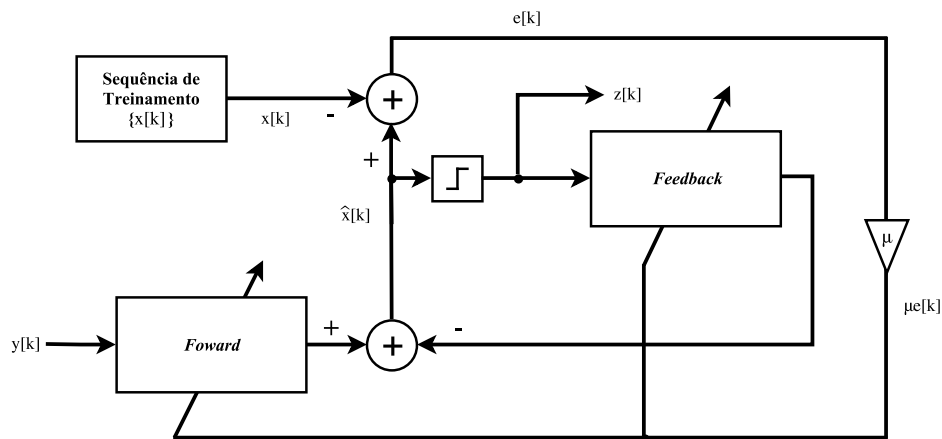


Figura 11: Diagrama de blocos do Equalizador DFE adaptativo.

A Figura 11 exibe o diagrama de blocos do DFE adaptativo, utilizado para a determinação dos coeficientes dos filtros *Foward* e *Feedback* fixos do Equalizador III. A entrada do filtro direto recebe a sequência de símbolos detectados. Enquanto o filtro de realimentação recebe os símbolos após a decisão. O filtro de realimentação é utilizado para remover parte da ISI dos símbolos estimados no instante presente, utilizando a informação dos símbolos detectados anteriormente. Durante o treinamento, cada símbolo equalizado gera um sinal de erro que é multiplicado por um passo constante, $\mu = 0.01$, que atualiza os coeficientes do filtro direto (*Foward*) e do filtro de realimentação (*Feedback*) seguindo um dado critério. Neste trabalho utilizou-se o algoritmo LMS (*Least Mean Squares*) para a atualização dos coeficientes. A regra

de atualização do m -ésimo coeficiente do filtro direto no instante k , é definido como

$$f_m[k+1] = f_m[k] - \mu e[k]y[k-m], \text{ para } m = 0, \dots, M-1, \quad (4.28)$$

em que, o erro é dado por

$$e[k] = \hat{x}[k] - x[k], \quad (4.29)$$

$\hat{x}[k]$ é o símbolo equalizado, $x[k]$ é o símbolo correto e $y[k]$ é o sinal de entrada do filtro *Forward* e $z[k]$ é o símbolo equalizado após o decisor. Considera-se que o filtro *Forward* tem M coeficientes enquanto que o filtro *Feedback* tem N coeficientes.

A equação de atualização do n -ésimo coeficiente do filtro *feedback* no instante k , é dado por

$$h_n[k+1] = h_n[k] + \mu e[k]\hat{x}[k-n], \text{ para } n = 1, \dots, N. \quad (4.30)$$

Considerando-se a natureza da ISI expressa em (4.26) a estrutura do Equalizador III terá a seguinte configuração $M=5$ e $N=2$.

A Figura 12 mostra o detalhamento do Equalizador III, em que $h_1 = 0,281$, $h_2 = -0,042$; $f_1 = -0,154$, $f_2 = 1,33$, $f_3 = 0,193$, $f_4 = -0,107$, $f_5 = 0,024$.

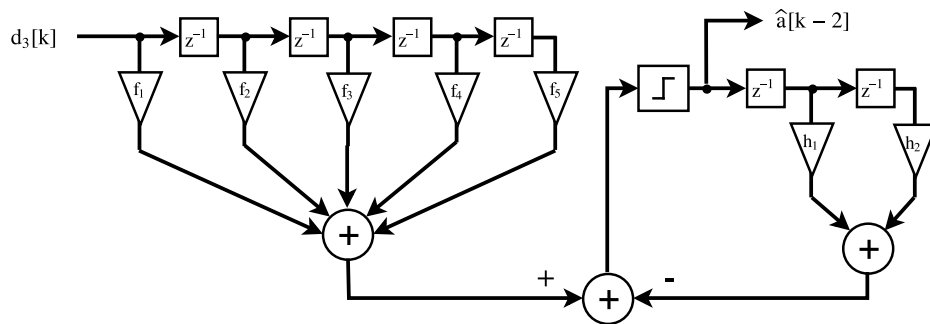


Figura 12: Diagrama de blocos do DFE com coeficientes fixos, Equalizador III.

4.4 Arquitetura IV

Após o teste de avaliação de desempenho verificou-se que as Arquiteturas I, II e III, são sensíveis ao desvio de frequência Doppler. A explicação para a grande suscetibilidade ao

desvio Doppler das arquiteturas I, II, III está associada a utilização do limitador no estágio de entrada, conforme indicado na Figura 5, operando sobre uma versão discreta do sinal. Portanto, a utilização destas arquiteturas estaria limitada aquelas situações em que o efeito Doppler é cancelado antes do estágio de FI.

A arquitetura IV foi desenvolvida considerando a situação em que o sinal de FI ainda contém desvio de frequência Doppler. Nesta arquitetura, o estágio FPF é composto apenas de um GBPF com $BT = 0,9$, conforme ilustrado na Figura 13. Como veremos no próximo capítulo o Equalizador III apresentou o melhor desempenho no cancelamento da ISI, portanto, utilizou-se este equalizador na Arquitetura IV. Após simulações verificou-se que a estrutura utilizada no equalizador III pode ser utilizada na Arquitetura IV sem necessidade de modificação no número de coeficientes. Em função da mudança no bloco FPF foi necessário estimar os novos coeficientes do equalizador. Para diferenciar do equalizador utilizado na Arquitetura III, o equalizador utilizado na Arquitetura IV será renomeado como Equalizador IV. Os coeficientes utilizados no Equalizador IV para o filtro *Feedback* e *Foward* são, $h_1 = -0,00042$, $h_2 = -0,0281$, $f_1 = -0,0176$, $f_2 = -0,00127$, $f_3 = -0,2678$, $f_4 = 1,4101$, $f_5 = -0,237$, respectivamente.

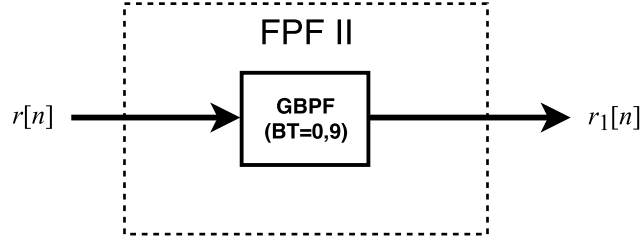


Figura 13: Diagrama de Bloco FPF utilizado na Arquitetura IV.

A Tabela 3, resume todas as configurações dos blocos FPF e equalizador das arquiteturas propostas e estudadas.

Tabela 3: Configurações das arquiteturas propostas.

Arquitetura	FPF	Equalizador
ARQ I	FPF I	EQ I
ARQ II		EQ II
ARQ III		EQ III
ARQ IV	FPF II	EQ IV

No próximo capítulo, apresentam-se vários resultados de testes para todas as arquiteturas estudadas considerando-se o desvio Doppler e o canal AWGN.

RESULTADOS E DISCUSSÕES

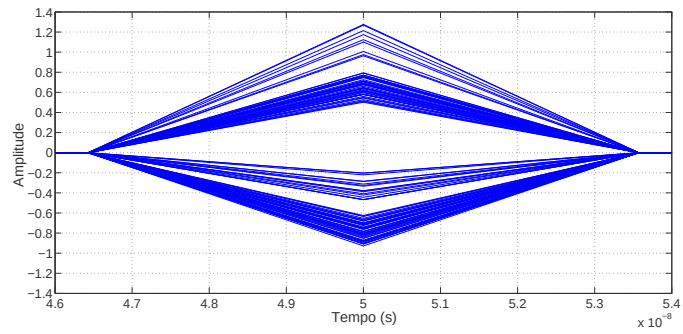
Implementou-se no *Simulink/Matlab*[®] (versão 8.1.0.604, R2013a, número de licença: 874166) o protótipo lógico do demodulador GMSK proposto neste trabalho e descrito nos Capítulos 3, 4 para cada arquitetura proposta. Através de simulação computacional foi avaliado o desempenho do sistema em termos da taxa de erros de bits e diagramas de olho. Nos modelos implementados, utilizou-se os seguintes valores para os diversos parâmetros do sistema:

- A frequência da portadora no estágio de FI é $f_{FI} = 70$ MHz;
- A largura de faixa do Filtro em FI é $W = 10$ MHz;
- A taxa de símbolos é $\frac{1}{T} = 10$ Mbit/s;
- Largura de banda normalizada do pulso formatador $B_r T = 0,25$;
- A taxa de amostragem é $f_s = 280$ MHz;
- A energia de bit por densidade de ruído E_b/N_0 de 6 dB a 15 dB;
- O desvio de frequência Doppler varia de -52 kHz a 52 kHz.

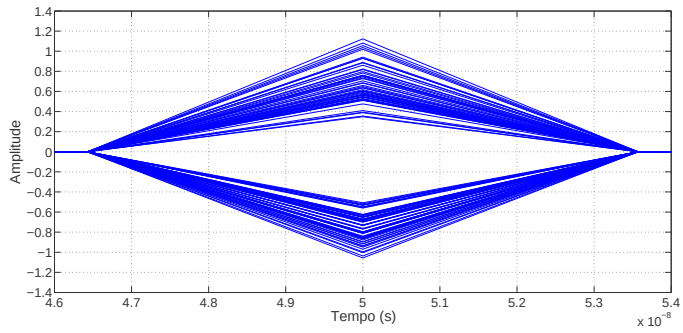
Este capítulo apresenta alguns resultados obtidos das simulações realizadas para as diversas arquiteturas de demodulação estudadas.

5.1 Diagramas de Olho

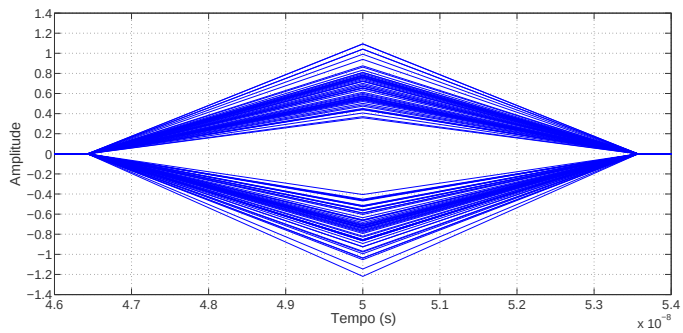
Esta seção é dedicada ao estudo do efeito da equalização para a redução da ISI através da comparação do diagrama de olho antes e depois da equalização, sem desvio Doppler ou ruído AWGN. Uma maior abertura do olho no diagrama do sinal equalizado indica uma possível redução na ISI.



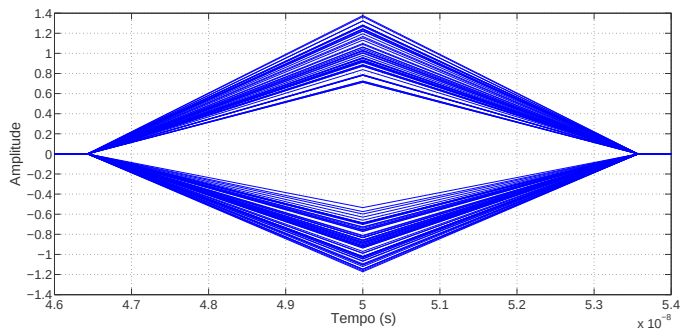
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 14: Diagramas de olho: (a) Antes da equalização com abertura igual a 0,7; (b) Arquitetura I com abertura igual a 0,84; (c) Arquitetura II com abertura igual a 0,76; (d) Arquitetura III com abertura igual a 1,24.

As Figuras 14 (a), (b), (c) e (d) exibem os diagramas de olho do sinal demodulado antes da equalização (a), e depois da equalização, para as arquiteturas I(b), II(c), III(d), respectivamente. Da Figura 14(a), observa-se que a abertura do olho é aproximadamente igual a 0,7. A Figura 14(b) indica uma ligeira melhoria na abertura do olho para a arquitetura I, quando comparada ao diagrama de olho do sinal sem equalização. Neste caso a abertura é cerca de 0,84. Nas Figuras 14 (c) e (d) nota-se que as aberturas do olho são 0,76 e 1,24, respectivamente. É possível observar que em todas as arquiteturas a abertura do olho aumentou após a equalização. A maior abertura foi observada na arquitetura III. Como veremos a seguir, esta arquitetura apresentou o melhor desempenho em termos da taxa de erro de bits (BER) para as relações de E_b/N_0 superiores a 12dB.

A Figura 15 (a) mostra o diagrama de olho para a Arquitetura IV antes da equalização, enquanto a Figura 15 (b) apresenta o diagrama de olho depois da equalização. Pode-se observar que a abertura do olho antes da equalização na Arquitetura IV é de 0,5 e após a equalização passou a ser de 1,25.

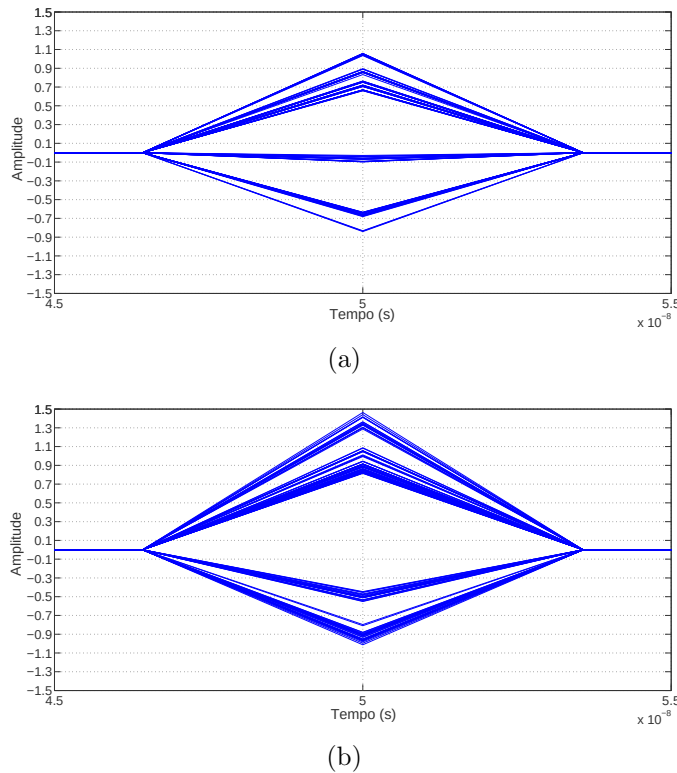


Figura 15: Diagramas de olho: (a) Sem Equalização com abertura igual a 0,5; (b) Arquitetura IV com abertura igual a 1,25.

5.2 Taxa de Erro de Bits

A Figura 16 ilustra o gráfico de desempenho do sistema em canal AWGN, sem desvio Doppler, para as Arquiteturas I, II, III e IV. Também está representado no gráfico, para referência, o desempenho da arquitetura 2-bit diferencial apresentada em Simon e Wang (1984), e da arquitetura com a técnica 1+2 bit-diferencial proposta em Yongacoglu, Makrakis e Feher (1988). Vale ressaltar que o gráfico obtido por Simon e Wang (1984) foi ajustado para o melhor limiar de decisão de forma a obter a menor BER.

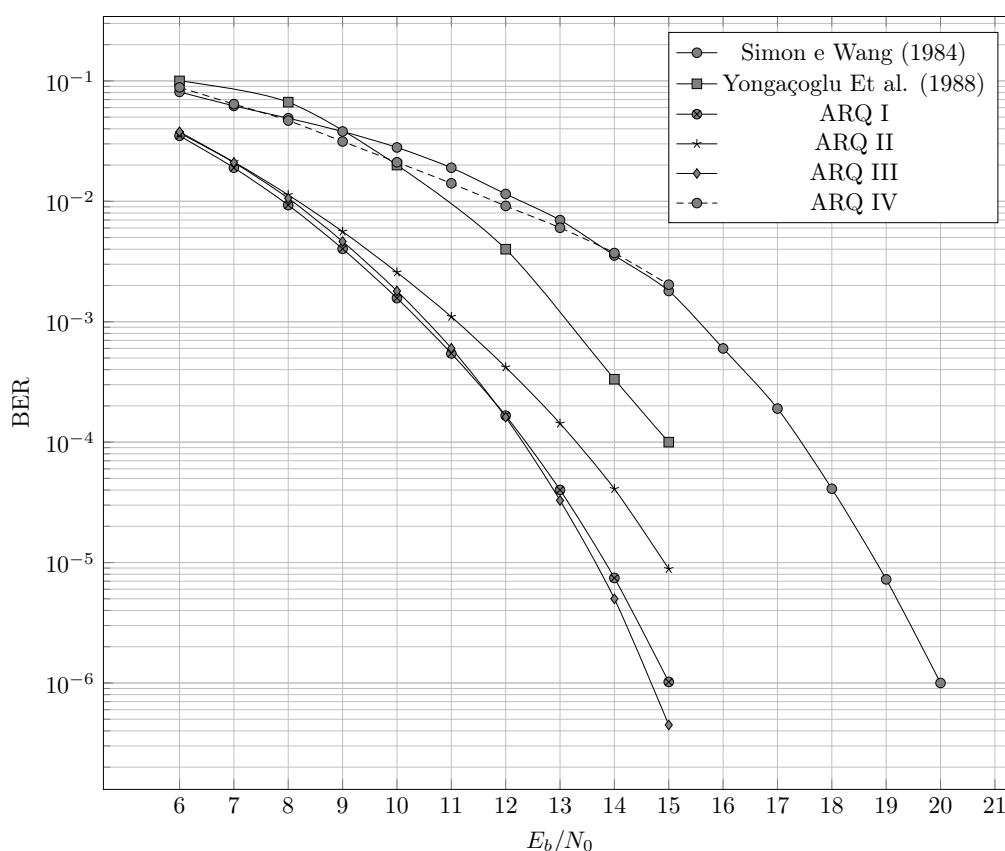


Figura 16: Desempenho das arquiteturas estudadas no canal AWGN.

Da Figura 16, nota-se que a Arquitetura III apresentou o melhor resultado. Para esta arquitetura observou-se uma melhoria de aproximadamente 5,3dB com relação a Simon e Wang (1984) para a condição de $BER=10^{-6}$, e uma melhoria aproximada de 2,6 dB com relação ao Yongacoglu, Makrakis e Feher (1988) para a condição de $BER=10^{-4}$. A explicação para esse ganho tão elevado decorre da implementação discreta do demodulador e ainda é objeto de estudo.

A arquitetura I apresentou um desempenho 0,3 dB inferior a Arquitetura III para a condição de $BER=10^{-6}$, enquanto o desempenho da Arquitetura II ficou cerca de 1,3 dB inferior para a

condição de $BER=10^{-5}$.

Ao adicionar o desvio de frequência Doppler, as Arquiteturas I, II e III tiveram o seu desempenho fortemente degradado. A Figura 17 mostra a taxa de erro de bits da arquitetura III, que foi a arquitetura com melhor desempenho sem Doppler, comparado com o desempenho da arquitetura IV, quando o sinal transmitido em ambos os casos sofre um desvio Doppler de 13kHz, 26kHz e 52kHz. Também exibe-se o resultado da taxa de erro de bit sem desvio Doppler para a Arquitetura IV.

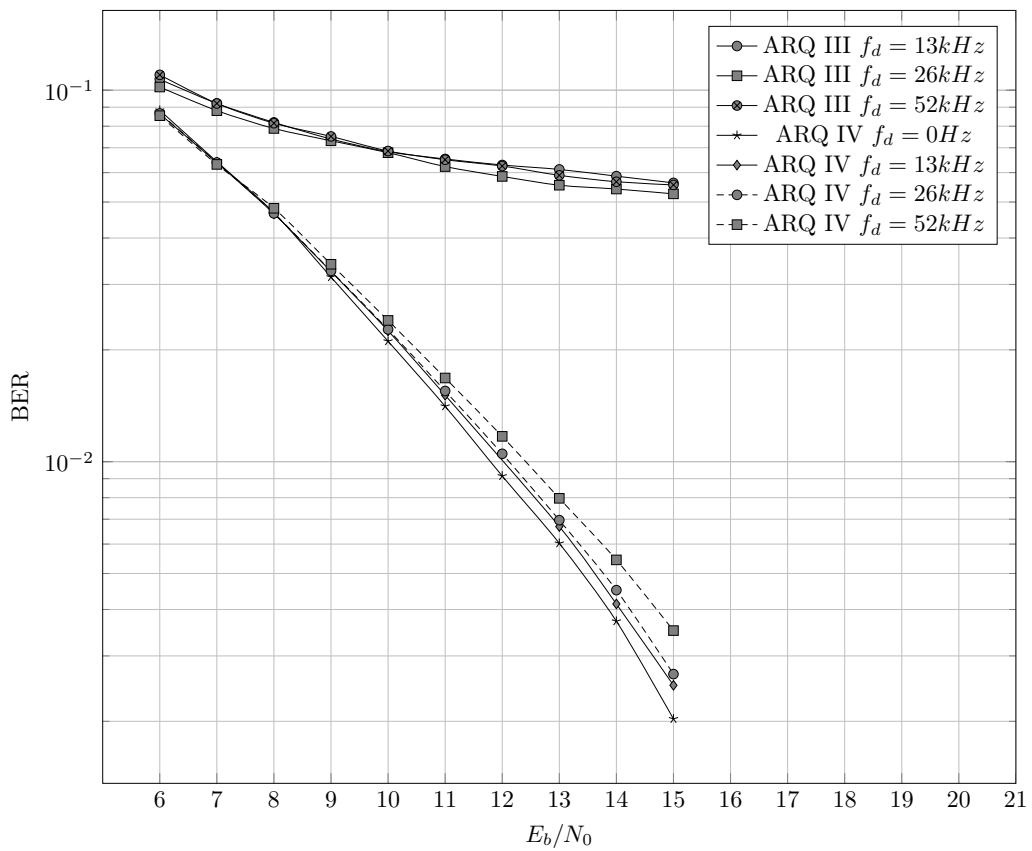


Figura 17: Desempenho da arquitetura III e IV no canal AWGN com desvio de frequência Doppler de 13 kHz, 26 kHz e 52 kHz.

Na Figura 17 é possível observar no intervalo entre 14 e 15 dB, que a Arquitetura IV sofreu uma degradação de aproximadamente 1 dB, 0,3 dB e 0,2dB para os desvios Doppler de 52kHz, 26kHz e 13kHz, respectivamente, quando comparada a curva de BER sem desvio Doppler. Também é possível observar nas curvas de BER da Arquitetura III o efeito catastrófico do desvio Doppler para os valores testados.

5.3 Outros Resultados

Nas Figuras 18 e 19, apresentam-se as curvas de aprendizado do DFE adaptativo resultante da média feita após 500 realizações do treinamento com 2300 amostras. O DFE adaptativo foi utilizado para a determinação dos filtros *forward* e *feedback* de coeficientes fixos das arquiteturas III e IV respectivamente.

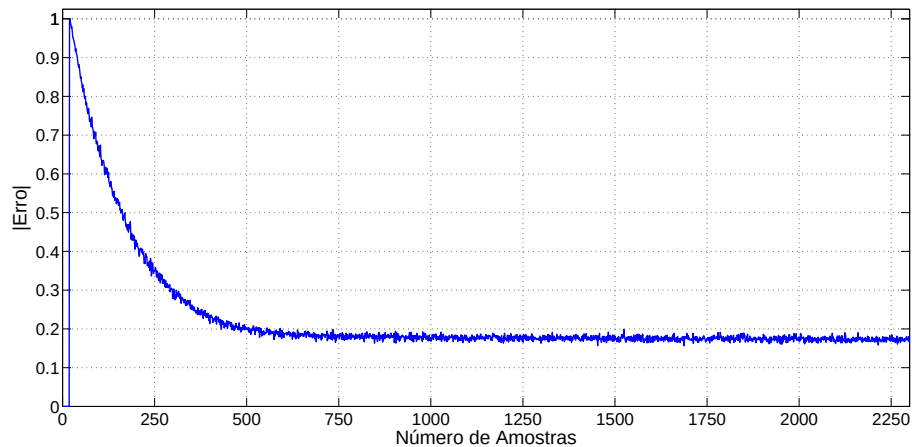


Figura 18: Gráfico do |Erro| utilizado do DFE adaptativo utilizado na Arquitetura III.

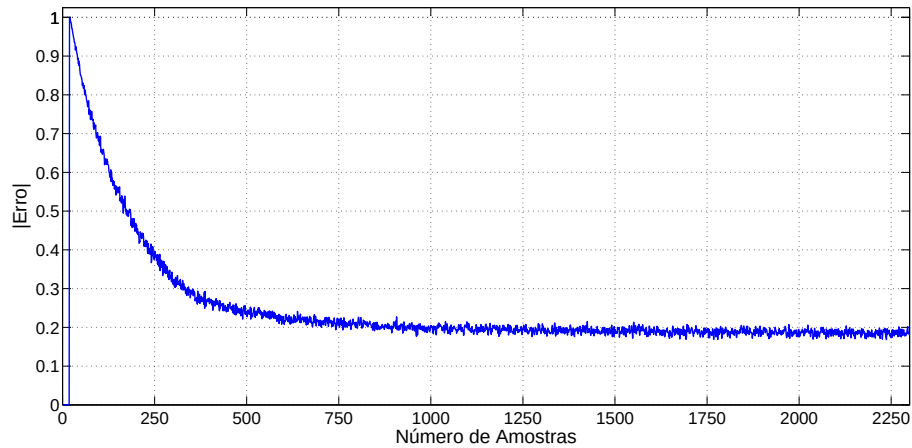


Figura 19: Gráfico do |Erro| utilizado do DFE adaptativo utilizado na Arquitetura IV.

Nota-se que o tempo de convergência foi de aproximadamente de 600 e 850 símbolos para as Arquitetura III e IV, respectivamente.

Na Tabela 4, apresenta-se a variância do erro resultante da diferença entre o sinal antes e depois da tomada de decisão. Como referência, considera-se a variância do erro para o sinal sem equalização e do sinal equalizado nas quatro arquiteturas estudadas. Estes valores de

variância correspondem as medidas após estabilização dos resultados. Uma variância menor indica o quão próximo o sinal equalizado está do sinal desejado. É possível observar que em todas arquiteturas houve uma redução na variância do erro ao comparar o sinal sem equalização e com equalização. Confirmando o que é observado no diagrama de olho da Figura 13(c) e na Tabela 3, a ARQ III apresentou o melhor desempenho em termo de taxa de erro de bits.

Tabela 4: Valores da variância do erro das arquiteturas estudadas.

Arquitetura	Variância do Erro
Sem Equalização (ARQ I, II ou III)	0,1428
Sem Equalização (ARQ IV)	0,1495
ARQ I	0,1106
ARQ II	0,1122
ARQ III	0,0367
ARQ IV	0,04703

A Tabela 5 exibe um resumo das medidas de variância do erro, abertura de olho e tempo de aprendizado das arquiteturas propostas sem ruído ou desvio Doppler.

Tabela 5: Resumo das medições obtidas de cada arquitetura proposta.

Análise de Desempenho					
Configuração			Medições sem ruído ou desvio		
Arquitetura	FPF	Equalizador	Abertura do Olho	$\text{VAR}\{ \text{Errol} \}$	Tempo de Treinamento (n° de amostras)
Sem Equalização	FPF I	-	0,7	0,1428	-
ARQ I		EQ I	0,84	0,1126	-
ARQ II		EQ II	0,76	0,1122	-
ARQ III		EQ III	1,24	0,0367	600
Sem Equalização	FPF II	-	0,5	0,1495	-
ARQ IV		EQ IV	1,25	0,0467	850

CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Foram simulados e testadas quatro arquiteturas de demodulação GMSK não-coerente completamente digital com uma estrutura de baixa complexidade. A proposta representa um avanço tecnológico no cenário nacional, pois, além de propor um novo paradigma em termos de implementação, tem como objetivo operar a uma taxa de símbolos bem superior aos sistemas que o Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) utiliza atualmente.

As técnicas de equalização propostas mitigam a interferência intersimbólica com o processamento na amplitude, ao invés do cancelamento em fase como apresentado na literatura. A Arquitetura III apresentou o melhor desempenho no canal AWNG sem desvio Doppler. Esta arquitetura proporcionou um ganho de desempenho de 5,3 dB com relação ao demodulador 2-bits diferencial proposto por Simon e Wang (1984). Também foi observado um ganho de aproximadamente 2,6 dB em relação 1+2 bit diferencial proposto por Yongacoglu, Makrakis e Feher (1988).

Após o teste de avaliação de desempenho verificou-se que as Arquiteturas I, II e III, devido ao uso do limitador no bloco FPF, são sensíveis ao desvio de frequência Doppler. Portanto, as utilizações destas arquiteturas estão limitadas aquelas situações em que o efeito Doppler é cancelado antes do estágio de FI.

A arquitetura IV foi proposta quando houver o requisito de operação do demodulador com desvio de frequência Doppler no estágio de FI. Esta arquitetura tem o desempenho equivalente ao demodulador 2-bits diferencial proposto por Simon e Wang (1984). Vale ressaltar que o desempenho obtido por Simon e Wang (1984) é resultado do ajuste manual no limiar de decisão em cada ponto de E_b/N_0 , enquanto que este ajuste não é necessário na Arquitetura IV.

As possíveis perspectivas para estudos futuros a partir deste trabalho são:

- Pesquisa para compreensão e eventual solução da sensibilidade ao efeito Doppler observado nas arquiteturas I, II e III;
- Implementação do circuito em FPGA e análise dos efeitos da quantização sobre o desempenho do sistema;
- Estudos sobre outras técnicas para a remoção de ISI em detectores 2-bit diferencial tais

como: Rede Neural, a técnica proposta em (MATHIS, 1998) e/ou Filtros de Kalman (GÁL; CÂMPEANU; NAFORNIȚĂ, 2010).

Referências

- ADDAIM, A.; KHERRAS, A.; ZANTOU, E. B. Design of a telecommand and telemetry system for use on board a nanosatellite. In: IEEE. **Electronics, Circuits and Systems, 2007. ICECS 2007. 14th IEEE International Conference on**. [S.l.], 2007. p. 455–458.
- ANDERSON, J.; AULIN, T.; SUNDBERG, C. **Digital Phase Modulation**. New York, USA: Springer Science+Business, 1986. (Applications of Communications Theory). ISBN 9780306421952.
- CHAPRA, S. C.; CANALE, R. P. **Numerical methods for engineers**. 6. ed. New York, USA: McGraw-Hill, 2010. 960 p.
- CHIN, A.; COELHO, R.; NUGENT, R.; MUNAKATA, R.; PUIG-SUARI, J. Cubesat: The pico-satellite standard for research and education. In: _____. **AIAA SPACE Forum**. San Diego, California: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2008. cap. Space Systems and Technologies, p. 11. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.2514/6.2008-7734>>.
- ELNOUBI, S. M. Comments on "gmsk with differential phase detection in the satellite mobile channel". **IEEE transactions on communications**, IEEE, v. 40, n. 4, p. 666–669, 1992.
- GÁL, J.; CÂMPEANU, A.; NAFORNITĂ, I. Kalman noncoherent detection of cpfsk signals. In: IEEE. **Communications (COMM), 2010 8th International Conference on**. Bucharest, România, 2010. p. 65–68.
- IPPOLITO, L. **Satellite Communications Systems Engineering: Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance**. 1. ed. Chennai, India: Wiley, 2008. 394 p. ISBN 9780470754450.
- JAKHU, R.; PELTON, J. **Small Satellites and Their Regulation**. New York, USA: Springer, 2013. 77 p. (SpringerBriefs in Space Development). ISBN 9781461494232.
- KORN, I. Gmsk with differential phase detection in the satellite mobile channel. **IEEE Transactions on Communications**, IEEE, v. 38, 1990.
- LEY, W.; WITTMANN, K.; HALLMANN, W. **Handbook of Space Technology**. 1. ed. Chennai, India: John Wiley and Sons, 2009. 908 p. ISBN 9780470742419.
- LI, Y.-b.; BI, X.-y.; YIN, Q. Performance analysis of gmsk with limiter discriminator detection in the slow frequency hopping system. In: IET. **Wireless, Mobile and Multimedia Networks, 2006 IET International Conference on**. Hangzhou, China, 2006. p. 174–176.
- LUCENA, A. M. Pereira de; FILHO, M. Prudêncio de A.; FIGUEREDO, C. Gomes de; PIMENTEL, D. B.; RIOS, C. Sales do N.; SILVA, F. d. A. Tavares Ferreira da. Fully digital bpsk demodulator for satellite suppressed carrier telecommand system. **International**

- Journal of Satellite Communications and Networking**, p. n/a–n/a, 2016. ISSN 1542-0981. SAT-15-0101.R2. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/sat.1188>>.
- MATHIS, H. Differential detection of gmsk signals with low bt using the sova. **IEEE transactions on communications**, Citeseer, v. 46, n. 4, p. 428–430, 1998.
- MEHRPARVA, A. *et al.* Cubesat design specification rev. 13. **The CubeSat Program, California Polytechnic State University**, San Diego, California, v. 1, 2014. Disponível em: <http://cubesat.calpoly.edu/images/developers/cds_rev13_final.pdf>.
- MENGALI, U. **Synchronization Techniques for Digital Receivers**. New York, USA: Springer Science and Business Media, 1997. 520 p.
- MUROTA, K.; HIRADE, K. Gmsk modulation for digital mobile radio telephony. **IEEE Transactions on communications**, IEEE, v. 29, n. 7, p. 1044–1050, 1981.
- PRAMEELA, M.; PRAVIN, B. J. A survey on coherent and non coherent receiver for gmsk signal. Citeseer, v. 3, n. 1, p. 1087–1090, 2015.
- PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. **Digital communications**. 5. ed. New York, USA: McGraw-Hill, 2008.
- QURESHI, S. U. Adaptive equalization. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 73, n. 9, p. 1349–1387, 1985.
- SILVA, A. S. da; LUCENA, A. M. P. de; MOTA, J. a. C. M. **Demodulador OQPSK-Implementação Completamente Digital para Aplicações Espaciais**. 1. ed. Saarbrücken, Alemanha: Novas Edições Acadêmicas, 2014. 104 p. ISBN 9783639692532.
- SIMON, M. K.; WANG, C. C. Differential detection of gaussian msk in a mobile radio environment. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 33, n. 4, p. 307–320, 1984.
- STANDARD, C. **413.0-G-2, Bandwidth-efficient modulation, Report Concerning Space Data System Standards**. 2009. Disponível em: <<https://public.ccsds.org/Pubs/413x0g2.pdf>>.
- YONGACOGLU, A.; MAKRAKIS, D.; FEHER, K. Differential detection of gmsk using decision feedback. **IEEE Transactions on communications**, IEEE, v. 36, n. 6, p. 641–649, 1988.