

Luís António Correia de Oliveira

TÉCNICAS ITERATIVAS DE IGUALIZAÇÃO NA FREQUÊNCIA PARA SISTEMAS MONO-PORTADORA COM MODULAÇÃO DE MAGNITUDE

Janeiro de 2013



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

DEPARTAMENTO DE
ENGENHARIA
ELECTROTÉCNICA E DE
COMPUTADORES

Técnicas Iterativas de Igualização na Frequência para Sistemas Mono- portadora com Modulação de Magnitude

Dissertação apresentada para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia
Electrotécnica e de Computadores na Especialidade de Telecomunicações

Autor

Luís António Correia de Oliveira

Orientador

Professor Doutor Marco Gomes

Professor Doutor Vítor Silva

Júri

Presidente **Professor Doutor Teresa Martinez dos Santos Gomes**

Vogais **Professor Doutor Fernando Manuel dos Santos Perdigão**
Professor Doutor Marco Alexandre Cravo Gomes
Professor Doutor Vítor Manuel Mendes da Silva

Coimbra, Janeiro, 2013

Agradecimentos

Quero começar por agradecer aos meus pais, pela inabalável confiança que depositaram em mim ao longo do meu percurso. Quero também deixar uma nota especial à minha irmã por ser uma fonte de inspiração para mim.

Quero também agradecer aos meus orientadores pelo inextinguível apoio e dedicação. E por fim deixar um agradecimento aos colegas de laboratório pela camaradagem e aos meus amigos em geral, pela constante preocupação e cuidado.

Muito obrigado.

Resumo

O aumento do consumo de energia nas redes sem fios e, em particular, nas redes móveis, em tudo associado ao rápido crescimento do número de serviços multimédia disponíveis e ao elevado volume de tráfego por eles gerado, tornou-se motivo de preocupação. Do ponto de vista do utilizador, a sua maior preocupação reside na influência que a ligação às redes sem fios tem no consumo de energia dos dispositivos terminais (laptop, telemóvel, *tablets*) com conseqüente diminuição no tempo de duração das baterias. Do ponto de vista do projecto destes sistemas os principais problemas são a selectividade em frequência devido às características dispersivas do canal de transmissão e o elevado PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) dos sinais gerados pelas técnicas de modulação com elevada eficiência espectral. Sistemas de portadora única com igualização no domínio da frequência (SC-FDE – *Single-carrier with Frequency Division Equalizer*), nomeadamente a técnica de igualização iterativa IB-DFE (*Iterative Block Decision Feedback Equalization*), mostraram ser particularmente efectivos em lidar com os problemas causados pela propagação multi-percurso em canais dispersivos no tempo. Por outro lado o uso de técnicas de Modulação de Magnitude (MM – *Magnitude Modulation*) permite reduzir de forma significativa o PAPR de sinais de portadora-única (SC – *Single-Carrier*). Ambas as técnicas foram recentemente combinadas e o seu desempenho estudado em canais dispersivos no tempo. No entanto não foi considerada a utilização de codificação de canal. O trabalho descrito nesta tese estendeu a abordagem ao caso de transmissões SC-FDE com MM e codificação de canal. Em particular, são usados códigos convolucionais e igualizadores do tipo Turbo IB-DFE no receptor

Palavras-chave: Modulação em Magnitude (MM), Razão Potência Média Potencia de Pico (PAPR), IB-DFE (*Iterative Block Decision Feedback Equalization*).

Abstract

Energy consumption in wireless networks, and in particular in cellular mobile networks, is now of major concern in respect of their potential adverse impact upon the environment and their escalating operating energy costs. The recent phenomenal growth of data services in cellular mobile networks has exacerbated the energy consumption. From the user point of view, major concern relates to terminal's power consumption and its severe impact in terminal's battery duration. From the design point of view the major problems are selectivity in the frequency due to the channel dispersive effects and high peak-to-average power ratio (PAPR) of the high spectral efficiency signal modulations adopted. Single-carrier with frequency-domain equalization (SC-FDE) methods upon iterative-block decision feedback equalization (IB-DFE) are particularly effective on dealing with the severe distortion of multipath time dispersive channels. On the other hand it is known that Magnitude Modulation techniques can reduce significantly the PAPR of SC signals. Both techniques have been recently combined and their performance analyzed in multipath time dispersive channels. However those studies did not include channel coding. The aim of this project is to extend those studies to transmissions SC-FDE with MM and error control coding, particularly convolutional codes and Turbo IB-DFE receivers.

Keywords Magnitude Modulation (MM), Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), IB-DFE (Iterative Block Decision Feedback Equalization).

Índice

Índice de Figuras	v
Índice de Tabelas	viii
Acrónimos	x
1. Introdução	1
2. IB-DFE	5
2.1 Estrutura Básica dos Receptores IB-DFE	7
2.2 Soft e Hard-Decision IB-DFE	10
2.3 Turbo IB-DFE	13
2.3.1. Codificação Convolutacional	14
2.3.2. Decodificação Viterbi	17
2.3.3. Decodificação APP	19
3. Modulação em Magnitude	23
3.1 PAPR em sistemas de comunicações SC	25
3.2 Amplificador de Potência	28
3.3 Controlo da Potência de Pico por Modulação de Magnitude	29
3.4 MM baseado em técnicas de decomposição Polifásica	31
3.5 Coeficientes de MM	33
4. Realização do sistema MM-IBDFE	39
4.1 Sistemas IB-DFE convencionais	41
4.1.1. Igualizador IB-DFE com decisões <i>hard</i> e <i>soft</i>	42
4.1.2. Igualizador Turbo IB-DFE	43
4.2 Sistemas IB-DFE com MM	48
4.2.1. Realização do MM-IBDFE sem codificação de canal	49
4.2.2. Realização do Turbo IB-DFE com um estágio de MM no transmissor	52
4.2.3. Realização do Turbo IB-DFE com um estágio de MM no transmissor e um estágio de MM no receptor	54
5. Conclusão	59
Anexo A. Teorema de Bayes para a Probabilidade Condicionada	65
Anexo B. Implementação em <i>Simulink</i>	69
B1. Análise de Resultados	71
B2. Hard Decision IB-DFE	72
B3. Soft Decision IB-DFE	79
B4. Hard Decision Turbo IB-DFE Viterbi Decoder	88
B5. Soft Decision Turbo IB-DFE Viterbi Decoder	91
B6. Soft Decision Turbo IB-DFE APP Decoder	93
B7. Hard Decision MM-IBDFE	96
B8. Soft Decision Turbo MM-IBDFE	103
Anexo C. Artigo aceite na conferência <i>ConfTele 2013</i>	107
Referências Bibliográficas	113

Índice de Figuras

Figura 2-1 Estrutura Base de um receptor IB-DFE	9
Figura 2-2 Estrutura base de um receptor Turbo IB-DFE.....	14
Figura 2-3 Codificador Convolutacional de L registos, com blocos de k bits e n funções geradoras.....	15
Figura 2-4 Codificador Convolutacional com polinómios (255,363) [17].	16
Figura 3-1 Diagrama de blocos genérico de um sistema de comunicação SC [27].	26
Figura 3-2 Característica AM/AM	28
Figura 3-3 Diagrama de um sistema de transmissão SC que faz uso da técnica de MM para controlo do PAPR [27].	30
Figura 3-4 Sistema de modulação de magnitude polifásico composto por k -estágios, seguido da configuração polifásica do sistema limitador de largura de banda [27].....	31
Figura 3-5 Decomposição polifásica de um filtro RRC do tipo I e de fase linear com $L=4$ [27]	33
Figura 3-6 Ramo do MPMM com apenas um estágio [27].	34
Figura 4-1 Diagrama de blocos do sistema IB-DFE com decisões Hard ou Soft.	41
Figura 4-2 Desempenho das versões <i>Hard</i> e <i>Soft</i> do igualizador IB-DFE.....	42
Figura 4-3 Esquema do igualizador IB-DFE com três cenários de descodificação de canal.	43
Figura 4-4 Bloco SIHO com descodificação pelo algoritmo de Viterbi.	44
Figura 4-5 Desempenho do igualizador IB-DFE sem código e do igualizador Turbo IBDFFE com descodificação pelo algoritmo de Viterbi.	44
Figura 4-6 Bloco SISO que implementa APP.	45
Figura 4-7 Desempenho do igualizador IB-DFE com decisões <i>hard</i> usando o algoritmo de Viterbi e com decisões <i>Soft</i> baseadas em APP.....	46
Figura 4-8 Desempenho do igualizador IB-DFE com decisões <i>hard</i> mais descodificação pelo algoritmo de Viterbi e com decisões <i>Soft</i> mais descodificação por APP e feedback. .	47
Figura 4-9 Demonstração do efeito da realimentação no descodificador APP.....	48
Figura 4-10 Função de Distribuição Acumulada Complementar (CCDF) para transmissões QAM de banda limitada.	49
Figura 4-11 Diagrama de blocos do transmissor de um sistema MM-IBDFFE sem codificação de canal.....	50
Figura 4-12 Desempenho do igualizador IB-DFE com um estágio de MM no transmissor e o desempenho <i>hard</i> IB-DFE.	50
Figura 4-13 Receptor MM-IBDFFE.....	51
Figura 4-14 Desempenho do igualizador IB-DFE com um estágio de MM no transmissor e no receptor e o desempenho do <i>hard</i> IB-DFE.....	52

Figura 4-15 Diagrama de blocos do transmissor MM-IBDFE com codificação de canal. .	53
Figura 4-16 Desempenho do sistema IBDFE com codificação, IBDFE com um estágio de MM no transmissor e codificação e IBDFE convencional no receptor.....	53
Figura 4-17 Receptor Turbo MM-IBDFE.	54
Figura 4-18 Diagrama de blocos da compensação de MM na realimentação do bloco APP do igualizador Turbo MM-IBDFE.	55
Figura 4-19 Desempenho do Turbo MM-IBDFE com um estágio de MM no transmissor e similarmente, para um estágio de MM no transmissor e no receptor.....	55
Figura 4-20 Ganho BER vs. Peak Eb/No, com e sem MM, para <i>soft</i> IB-DFE com uso de codificação.....	57
Figura B-1 Diagrama de blocos usado para o cálculo do BER.	71
Figura B-2 Diagrama de blocos do subsistema de análise de desempenho.....	71
Figura B-3 Diagrama de blocos global do IB-DFE com decisões <i>hard</i>	72
Figura B-4 Diagrama de blocos do subsistema do Transmissor.	72
Figura B-5 Diagrama de blocos do subsistema do Canal.....	72
Figura B-6 Bloco que simula o canal XTAP.....	73
Figura B-7 Diagrama de blocos do igualizador IB-DFE.....	75
Figura B-8 Diagrama de blocos do subsistema de cálculo dos coeficientes.	76
Figura B-9 Bloco de cálculo de B_k	76
Figura B-10 Bloco de cálculo de F_k	77
Figura B-11 Bloco de cálculo do coeficiente de correlação.....	78
Figura B-12 Diagrama de blocos do subsistema do receptor.	78
Figura B-13 Diagrama de blocos global para o <i>soft decision</i> IB-DFE.....	79
Figura B-14 Diagrama de blocos para o subsistema do canal.	79
Figura B-15 Bloco do canal XTAP.	80
Figura B-16 Diagrama de blocos do igualizador IB-DFE com decisões <i>soft</i>	82
Figura B-17 Diagrama de blocos do subsistema de cálculo dos coeficientes do IB-DFE. .	83
Figura B-18 Bloco que calcula B_k	83
Figura B-19 Bloco que calcula F_k	84
Figura B-20 Bloco que calcula o coeficiente de correlação.	85
Figura B-21 Diagrama de blocos do subsistema que calcula a variância do ruído	85
Figura B-22 Diagrama de blocos do subsistema que implementa as decisões <i>soft</i>	86
Figura B-23 Bloco que calcula o valor médio dos símbolos.....	86
Figura B-24 Diagrama de blocos do Receptor.	87
Figura B-25 Diagrama de blocos do subsistema quantizador.	87
Figura B-26 Diagrama de blocos global do Turbo IB-DFE que implementa decisões <i>hard</i>	88
Figura B-27 Diagrama de blocos do subsistema do transmissor.....	88
Figura B-28 Diagrama de blocos do igualizador Turbo IB-DFE com decisões <i>hard</i> e com decodificador Viterbi.	89
Figura B-29 Diagrama de blocos do subsistema de decisões <i>hard</i> e com decodificação Viterbi.....	90

Figura B-30 Diagrama de blocos do subsistema de estimação da variância do ruído.....	90
Figura B-31 Diagrama de blocos global do sistema Turbo IB-DFE	91
Figura B-32 Diagrama de blocos do subsistema de decisões <i>soft</i> e com descodificação Viterbi	91
Figura B-33 Diagrama de blocos do igualizador Turbo IB-DFE com decisões <i>soft</i> e com descodificador Viterbi.	92
Figura B-34 Diagrama de blocos do subsistema que implementa decisões <i>soft</i> e descodificação APP.	93
Figura B-35 Diagrama de blocos do subsistema que implementa decisões <i>soft</i> e decodificação APP realimentada.	93
Figura B-36 Diagrama de blocos do igualizador Turbo IB-DFE com decisões <i>soft</i> e com descodificador APP.	94
Figura B-37 Diagrama de blocos do quantizador	95
Figura B-38 Diagrama de blocos global do MM-IBDFE implementado com decisões <i>hard</i>	96
Figura B-39 Diagrama de blocos do Transmissor.	96
Figura B-40 Diagrama de blocos do igualizador MM-IBDFE com decisões <i>hard</i> aquando do uso de correcção de MM no receptor.	102
Figura B-41 Diagrama de blocos global do sistema Turbo MM-IBDFE.	103
Figura B-42 Diagrama de blocos do Transmissor.	103
Figura B-43 Diagrama de blocos do igualizador Turbo MM-IBDFE com decisões <i>soft</i>	104
Figura B-44 Diagrama de blocos do subsistema que implementa decisões <i>soft</i> e descodificação APP realimentada com compensação de MM.	105
Figura B-45 Diagrama de blocos do Quantizador.	105
Figura B-46 Exemplos da correcção de MM. À esquerda sem MM e à direita com uso de MM.	106

Índice de Tabelas

Tabela 3-1 Contribuições para o PAPR de sinais SC.....	27
--	----

ACRÓNIMOS

APP	A Posteriori Probability
BER	Bit-Error Rate
CP	Cyclic-Prefix
DAC	Digital to Analog Converter
DFE	Decision Feedback Equalizer
FB	Feedback
FDE	Frequency-Domain Equalization
FF	Feedback
FFT	Fast Fourier Transform
HPA	High Power Amplifier
IB-DFE	Iterative Block Decision Feedback Equalizer
ISI	Inter-Symbol Interference
LUT	Look-Up Table
MAP	Maximum “A Posteriori” Probability
ML	Maximum Likelihood
MM	Magnitude Modulation
MPMM	Multi-stage Polyphase Magnitude Modulation
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
O-QPSK	Orthogonal - Phase Shift Keying
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RRC	Root-raised Cosine
SC-FDE	Single-Carrier with Frequency-Domain Equalization
SIHO	Soft-Input Hard-Output

SISO	Soft-Input Soft-Output
SNIR	Signal-to-Noise plus Interference Ratio
SNR	Signal Noise Rate
SOVA	Soft Output Viterbi Algorithm
TD-DFE	Time-Domain Decision Feedback Equalization
Turbo IBDFE	Turbo Iterative-Block Decision Feedback Equalizer

1.

INTRODUÇÃO

O aumento das necessidades de banda larga para comunicações sem fios, impõe imensos desafios ao desenvolvimento destes sistemas porque a dispersão no canal devido à propagação multi-percurso torna-se um factor dominante. Isto significa que o canal reflecte o sinal transmitido, resultando na recepção de um sinal composto por múltiplas cópias (ou ecos) do sinal original. Esta combinação linear de diferentes cópias do sinal transmitido original, desfasadas entre si, dá origem a um sinal com forte dispersão temporal e desvanecimento e, como tal, causa interferência inter-simbólica (ISI – *Inter-symbol Interference*), degradando consideravelmente a qualidade do sinal recebido mesmo para valores elevados de razão sinal-ruído (SNR – *Signal-Noise Ratio*).

Soluções adequadas de igualização para a transmissão de sinal em canais multi-percurso tiveram de ser desenvolvidas. Uma dessas técnicas é a TD-DFE (*Time-Domain Decision Feedback Equalization*) [1] [2], que tem melhor comportamento para canais dispersivos que os igualizadores lineares, ao cancelar parcialmente, através de realimentação com filtragem, a interferência inter-simbólica. No entanto, a elevada complexidade computacional desta técnica, devido ao processamento no domínio do tempo, torna-a pouco atractiva, especialmente para canais muito dispersivos, porque os símbolos anteriores actuam como ruído. De forma a reduzir a complexidade do processamento e para otimizar a filtragem de cada símbolo detectado, as técnicas DFE por blocos têm vindo a ser utilizadas [3] [4] [5].

Técnicas de transmissão por blocos são particularmente eficazes nos canais dispersivos. De facto, se anexarmos um prefixo cíclico (CP – *Cyclic Prefix*) a cada bloco e aplicarmos uma FFT (*Fast Fourier Transform*) juntamente com uma técnica de igualização no domínio da frequência (FDE - *Frequency Domain Equalizer*), a complexidade do receptor pode ser reduzida muito significativamente e quase independente da duração da resposta a impulso do canal. As técnicas de transmissão por blocos mais usadas são a OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [5] e SC-FDE (*Single-Carrier with Frequency Domain Equalization*) [4].

O desempenho da técnica SC-FDE pode ser melhorado, substituindo o igualizador linear por um igualizador não-linear com recurso a realimentação segundo a técnica IB-

DFE (*Iterative Block Decision Feedback Equalizer*) [6]. Esta pode ser vista como um FDE iterativo e realimentado, que é realizado no domínio da frequência.

Apesar do aumento de complexidade, o desempenho do IB-DFE é muito melhor do que um igualizador linear, ao ponto de ser quase um detector óptimo quando combinado com codificação de canal de baixa complexidade [7].

Outro factor chave no projecto de sistemas sem fios de banda larga é a eficiência de potência, onde o maior problema reside nos elevados valores da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR - *Peak-to-Average Power Ratio*) transmitida. Este depende do sistema de modulação adoptado. Um elevado valor de PAPR tem como consequência uma diminuição da eficiência do amplificador de potência (HPA - *High Power Amplifier*) usado na transmissão e, como tal, da eficiência de potência geral devido ao facto de o mesmo ter que ser operado com um elevado *back-off*, para assim impedir a sua saturação e evitar a distorção do sinal transmitido, com consequente espalhamento espectral do mesmo. O SC-FDE é neste ponto vantajoso em relação ao OFDM porque os sistemas mono-portadora apresentam um PAPR mais baixo em relação aos sistemas multi-portadora.

Para combater o PAPR foram desenvolvidas recentemente técnicas de Modulação de Magnitude (MM - *Magnitude Modulation*) [8] [9] [8] [10] que permitem reduzir eficientemente o PAPR de sinais de portadora única (SC). Entre estas é de referir a técnica de Modulação de Magnitude Polifásica Multi-estágio (MPMM - *Multistage-Polyphase Magnitude Modulation*) [11] [10].

As técnicas de MM foram recentemente combinadas com esquemas do tipo SC-FDE, fazendo uso de receptores FDE iterativos baseados no conceito do IB-DFE [12], e o seu desempenho estudado em canais dispersivos no tempo. No entanto, este estudo não considerou a utilização de codificação de canal, nomeadamente, uso de código de correcção de erros. Foi mostrado que esquemas iterativos FDE convencionais não eram apropriados para transmissões SC-FDE com MM, e uma nova técnica MM-IBDFE foi proposta [13].

O trabalho desta tese surge na sequência deste estudo, estendendo o mesmo ao caso de transmissões SC-FDE com MM e codificação de canal, que passamos a descrever. Começamos por analisar o desempenho de sistemas receptores IB-DFE convencionais em transmissões SC por blocos, não-codificados, com decisões *soft* e *hard* ao nível do coeficiente de correlação do algoritmo do igualizador. Depois ao estudo dos receptores Turbo IB-DFE [14] com codificação de canal, com uso de códigos convolucionais. Este estudo será apresentado no capítulo 2. No capítulo 3, vai ser apresentado o conceito de MM, nomeadamente a técnica MPMM. No capítulo 4, vão ser documentados os resultados obtidos na implementação do sistema MM-IBDFE. Por fim, no capítulo 5 será feita uma breve conclusão sobre o trabalho realizado.

2.

IB-DFE

As técnicas de igualização desempenham um papel fundamental na melhoria do desempenho dos sistemas de banda larga, onde a dispersão no canal devido à propagação multi-percurso é a causa dominante de ISI no sinal recebido. A adoção de técnicas de transmissão por blocos, com uso de prefixos cíclicos, permite realizar de forma eficiente a igualização no domínio da frequência. Entre as diversas técnicas de FDE [3] [4], destacam-se as técnicas do tipo IB-DFE [14] [6], devido ao seu elevado desempenho. Este capítulo será dedicado ao seu estudo, sendo apresentada a estrutura base dos receptores IB-DFE do tipo *hard* e *soft*, bem como, dos receptores Turbo-IBDFE em que é empregue codificação de canal na transmissão.

2.1 Estrutura Básica dos Receptores IB-DFE

Vamos considerar uma transmissão SC por blocos em que $\{s_n : n = -N_G, \dots, N-1\}$ designa o bloco a ser transmitido, composto por N símbolos úteis provenientes da modulação, aos quais é associado um CP de N_G símbolos. A duração escolhida do CP deverá ser maior que a duração total da resposta a impulso do canal. Desta forma, garante-se que a convolução linear com a resposta a impulso do canal é equivalente a uma convolução cíclica no que diz respeito aos símbolos úteis do bloco, tornando possível o uso da transformada de Fourier e a realização eficiente do processo de igualização no domínio da frequência. O sinal recebido $\{y_n : n = 0, 1, \dots, N-1\}$, depois de lhe ser retirado o CP, é convertido para o domínio da frequência por uma operação DFT (*Discrete Fourier Transform*), resultando o bloco $\{Y_k : k = 0, 1, \dots, N-1\}$ equivalendo a

$$Y_k = S_k H_k + N_k, \quad (1)$$

onde H_k representa a resposta total do canal para a k -ésima frequência, $\{S_k : k = 0, 1, \dots, N-1\} = \text{DFT} \{s_n : n = 0, 1, \dots, N-1\}$, e N_k representa o ruído do canal, ambos no domínio da frequência.

A equação (1) demonstra que o efeito dispersivo do canal (em frequência), traduzido por um factor de escala, H_k , aplicado a cada frequência, torna as técnicas de igualização na frequência atractivas devido à sua menor complexidade. A técnica IB-DFE, cuja estrutura base se encontra representado na Figura 2-1, pode tratar de forma eficiente os efeitos dispersivos do canal.

A saída do igualizador, no domínio da frequência $\{\tilde{S}_k^{(i)} : k = 0, 1, \dots, N-1\}$, para a i -ésima iteração, é dada por

$$\tilde{S}_k^{(i)} = F_k^{(i)} Y_k - B_k^{(i)} \bar{S}_k^{(i-1)} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2)$$

onde $\{F_k^{(i)} : k = 0, 1, \dots, N-1\}$ e $\{B_k^{(i)} : k = 0, 1, \dots, N-1\}$ são os filtros *feedforward* (FF) e *feedback* (FB), e $\{\bar{S}_k^{(i-1)} : k = 0, 1, \dots, N-1\}$ representam estimativas (do tipo “*hard*” ou “*soft*”) resultantes da iteração do FDE anterior. O filtro *feedforward* actua como um igualizador linear, e o filtro de *feedback*, tendo por base as estimativas $\bar{S}_k^{(i-1)}$, elimina a restante interferência inter-simbólica (ISI).

Com respeito ao sinal recebido, um receptor IB-DFE pode ser considerado como um turbo igualizador não-linear no domínio da frequência devido à realimentação dos símbolos detectados.

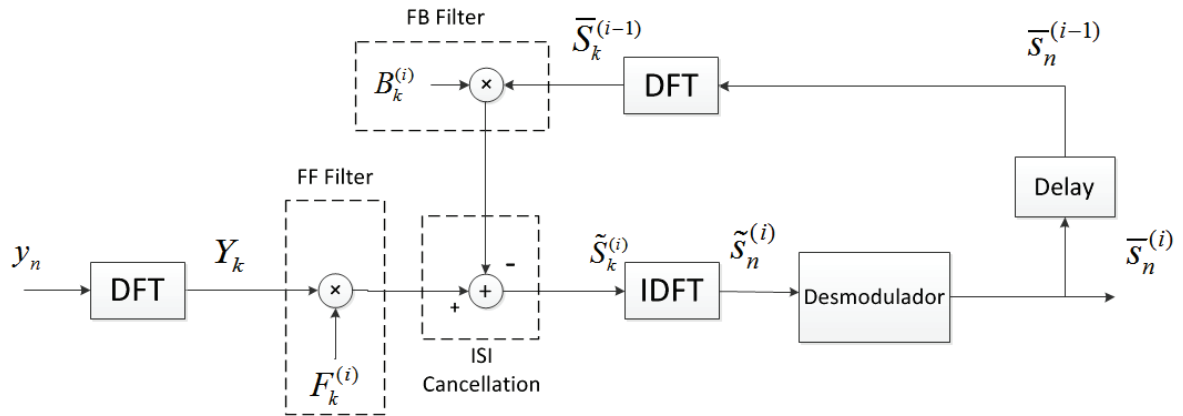


Figura 2-1 Estrutura Base de um receptor IB-DFE

Por minimização do erro médio quadrático, com vista à maximização da razão entre sinal e a soma do ruído com a interferência (SNIR – *Signal-to-Noise plus Interference Ratio*), os coeficientes óptimos [6] para o filtro de FB são

(3)

$$B_k^{(i)} = \rho^{(i-1)} (F_k^{(i)} H_k - 1) \quad k=0,1,\dots,N-1,$$

e os coeficientes óptimos do filtro FF são dados por

$$F_k^{(i)} = \frac{\kappa H_k^*}{\alpha + (1 - (\rho_{bloca}^{(i-1)})^2 |H_k|^2)} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (4)$$

onde $\alpha = E[|N_k|^2] / E[|S_k|^2]$ é o inverso da Relação Sinal-Ruído (SNR – *Signal-to-Noise Rate*) e κ é uma constante de normalização escolhida de forma a garantir que

$$\gamma^{(i)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_k^{(i)} H_k = 1. \quad (5)$$

O parâmetro $\rho_{bloco}^{(i-1)}$ é uma medida de confiança da estimação realizada na iteração anterior, isto é, da fiabilidade dos símbolos $\bar{S}_k^{(i-1)}$, e é dado pela correlação normalizada entre os blocos de símbolos detectados (de forma “hard”) na iteração anterior e o bloco de símbolos transmitidos, i.e.

$$\rho_{bloco}^{(i-1)} = \frac{E[\hat{S}_n^{(i-1)} - s_n^*]}{E[|s_n|^2]} = \frac{E[\hat{S}_k^{(i-1)} - S_k^*]}{E[|S_k|^2]} \quad (6)$$

Onde $\{\hat{S}_n^{(i-1)} : n = 0, 1, \dots, N-1\}$ corresponde à decisão (desmodulação) “hard”, realizada sobre $\{\tilde{s}_n^{(i)} : n = 0, 1, \dots, N-1\}$.

2.2 Soft e Hard-Decision IB-DFE

O factor de correlação é um ponto-chave para o bom desempenho dos receptores IB-DFE, porque nos dá uma medida de fiabilidade das estimativas associadas à iteração anterior. Duas abordagens são possíveis quando se projecta um receptor IB-DFE. A mais simples, e que usualmente é conhecida por *hard* IB-DFE, consiste em tomar decisões “hard” sobre os símbolos estimados, com $\rho_{bloco}^{(i-1)}$ a ser uma medida de fiabilidade dos símbolos estimados, para cada bloco. Neste caso, e substituindo os símbolos estimados, $\{\tilde{s}_n^{(i)} : n = 0, 1, \dots, N-1\}$, pelas decisões “hard”, $\{\hat{S}_n^{(i-1)}; n = 0, 1, \dots, N-1\}$, temos que os coeficientes óptimos para o filtro de FB são dados por

$$B_k^{(i)} = \rho_{bloco}^{(i-1)} (F_k^{(i)} H_k - 1) \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (7)$$

Se em vez de apenas ser calculado um factor de correlação para cada bloco, $\rho_{bloco}^{(i)}$, for calculado um factor de correlação para cada símbolo, $\rho_{símbolo}^{(i)}$, o desempenho pode ser melhorado. Este sistema é conhecido por *soft* IB-DFE porque emprega decisões “*soft*” para cada símbolo detectado, ou seja, $\rho_{símbolo} = \rho_{símbolo}^I + j\rho_{símbolo}^Q$ para cada iteração. Neste caso, os filtros óptimos de FB são

$$B_k^{(i)} = F_k^{(i)} H_k - 1, \quad k=0,1,\dots,N-1. \quad (8)$$

Se substituirmos \bar{S}_k na equação (2), que é a DFT dos símbolos detectados de forma “*hard*”, $\hat{s}_n = \hat{s}_n^I + j\hat{s}_n^Q$, pela DFT das médias dos símbolos detectados de forma “*soft*”, $\bar{s}_n = \rho_n^I \hat{s}_n^I + j\rho_n^Q \hat{s}_n^Q$, podemos reescrever a equação (2) como

$$\tilde{S}_k^{(i)} = F_k^{(i)} Y_k - B_k^{(i)} \times \text{DFT} \left\{ \rho_n^I \hat{s}_n^I + j\rho_n^Q \hat{s}_n^Q \right\}_k^{(i-1)}, \quad k=0,1,\dots,N-1. \quad (9)$$

Se assumirmos que os símbolos transmitidos são seleccionados de uma constelação QPSK normalizada com codificação Gray, temos $s_n = s_n^I + js_n^Q = \pm 1 \pm j$ e forma análoga definimos $\tilde{s}_n = \tilde{s}_n^I + j\tilde{s}_n^Q$, $\hat{s}_n = \hat{s}_n^I + j\hat{s}_n^Q$ e $\bar{s}_n = \bar{s}_n^I + j\bar{s}_n^Q$.

A razão de verosimilhança logarítmica (LLR - *Log-Likelihood Ratio*) do bit em fase, $s_n^{I(i)}$, e do bit em quadratura, $s_n^{Q(i)}$ são dados por

$$L_n^{I(i)} = \frac{2}{\sigma_i^2} \tilde{s}_n^{I(i)} \quad (10)$$

e

$$L_n^{Q(i)} = \frac{2}{\sigma_i^2} \tilde{s}_n^{Q(i)}, \quad (11)$$

onde

$$\sigma_i^2 = \frac{1}{2} \mathbb{E} \left[\left| \hat{s}_n^{(i)} - \tilde{s}_n^{(i)} \right|^2 \right] \approx \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbb{E} \left[\left| \hat{s}_n^{(i)} - \tilde{s}_n^{(i)} \right|^2 \right]. \quad (12)$$

Se assumirmos uma distribuição Gaussiana, para a i -ésima iteração, pode ser mostrado [14] que

$$\bar{s}_n^{(i)} = \tanh \left(\frac{L_n^{I(i)}}{2} \right) + j \tanh \left(\frac{L_n^{Q(i)}}{2} \right), \quad (13)$$

onde os sinais de $L_n^{I(i)}$ e $L_n^{Q(i)}$, definem as decisões “hard” $\hat{s}_n^{I(i)} = \pm 1$ e $\hat{s}_n^{Q(i)} = \pm 1$, respectivamente, i.e.

$$\hat{s}_n^I = \operatorname{sgn} \left(\tanh \left(\frac{L_n^{I(i)}}{2} \right) \right) \text{ e } \hat{s}_n^Q = \operatorname{sgn} \left(\tanh \left(\frac{L_n^{Q(i)}}{2} \right) \right). \quad (14)$$

Portanto, $\bar{s}_n^{(i)} = \rho_n^{I(i)} \hat{s}_n^{I(i)} + \rho_n^{Q(i)} \hat{s}_n^{Q(i)}$, onde,

$$\rho_n^{Q(i)} = \frac{\mathbb{E} \left[s_n^Q \hat{s}_n^{Q(i)} \right]}{\mathbb{E} \left[\left| s_n^Q \right|^2 \right]} = 1 - 2 \operatorname{Prob} \left(\hat{s}_n^{Q(i)} \neq \hat{s}_n^Q \right) = \tanh \left(\frac{\left| L_n^{Q(i)} \right|}{2} \right) \quad (15)$$

e

$$\rho_n^{I(i)} = \frac{\mathbb{E} \left[s_n^I \hat{s}_n^{I(i)} \right]}{\mathbb{E} \left[\left| s_n^I \right|^2 \right]} = 1 - 2 \operatorname{Prob} \left(\hat{s}_n^{I(i)} \neq \hat{s}_n^I \right) = \tanh \left(\frac{\left| L_n^{I(i)} \right|}{2} \right). \quad (16)$$

Nas equações (14) e (15), $\rho_n^{Q(i)}$ e $\rho_n^{I(i)}$ traduzem a confiança associada aos bits em fase e em quadratura do n -ésimo símbolo. Para o *soft* IB-DFE, o factor de correlação usado no cálculo do filtro de FF, i.e. na equação (4), é dado por

$$\rho_{bloco}^{(i)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\mathbb{E} \left[s_n^* \hat{s}_n^{(i)} \right]}{\mathbb{E} \left[|s_n|^2 \right]} = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\rho_n^{I(i)} + \rho_n^{Q(i)} \right). \quad (17)$$

Obviamente que na primeira iteração $\rho_n^{I(i)} = \rho_n^{Q(i)} = 0$ e, conseqüentemente, $\bar{s}_n^{(i)} = 0$ mas após algumas iterações e/ou o SNR alto, $\rho_n^{I(i)} \approx 1$ e $\rho_n^{Q(i)} \approx 1$, e tipicamente chegamos a $\bar{s}_n^{(i)} \approx \hat{s}_n^{(i)}$. Uma particularidade do *soft* IB-DFE e da equação (17) é que pode ser usada para calcular o factor de correlação sem conhecimento explícito dos símbolos transmitidos [7].

2.3 Turbo IB-DFE

Usando o IB-DFE como conceito base, podemos conceber um turbo igualizador no domínio da frequência. A diferença principal consiste em adicionar à malha de realimentação um bloco de descodificação de canal, sendo os símbolos descodificados usados no cálculo da fiabilidade ρ ao invés de apenas símbolos provenientes de decisões “*soft*” do desmodulador. A estrutura do receptor que vamos designar de Turbo IB-DFE, encontra-se representada na Figura 2-2.

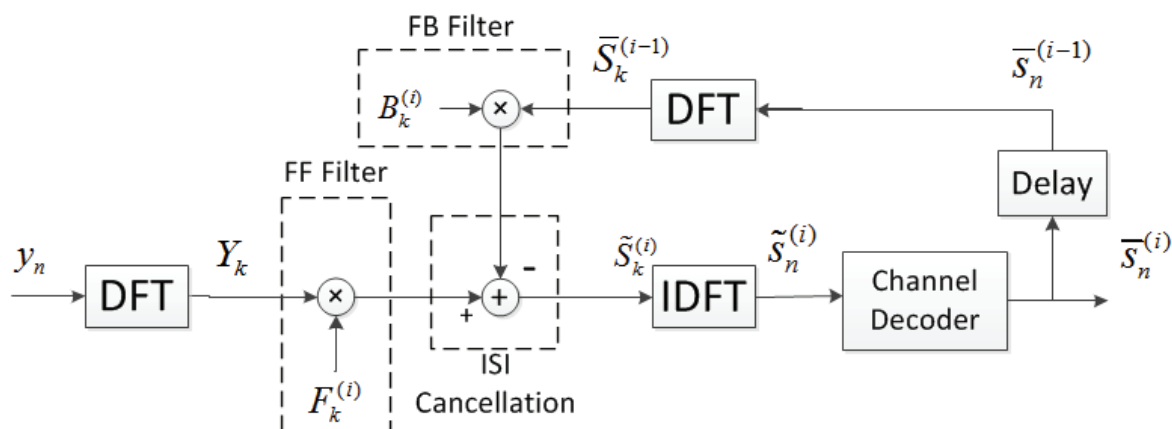


Figura 2-2 Estrutura base de um receptor Turbo IB-DFE.

No trabalho limitamos o estudo ao caso de transmissões SC por blocos que empregam códigos convolucionais, com o receptor Turbo IB-DFE a incluir um decodificador *Hard-Output Viterbi Algorithm* (HOVA) ou em alternativa um decodificador *Soft-Input Soft-Output* que implemente o algoritmo APP (*A Posteriori Probability*) na realimentação [1] [2] [15] [16].

Ambos os algoritmos são do tipo “*soft-input*” (SI) tendo por entrada os valores LLR’s (*Log-likelihood Ratios*) dos símbolos codificados desmodulados. A diferença reside no facto de o algoritmo HOVA tomar uma decisão “*hard*” sobre os símbolos após descodificação, enquanto o algoritmo APP fornece à saída as máximas verosimilhanças logarítmicas das palavras de informação (após descodificação) e das palavras de código (uma versão actualizada dos LLR’s na entrada).

Os LLR’s dos bits de informação, no algoritmo que emprega APP, são os valores de LLR’s usados no cálculo da fiabilidade ρ no *soft* IB-DFE, de acordo com (14) e (15).

No receptor IB-DFE implementado, vamos usar codificação convolucional, que é a geralmente utilizada neste âmbito.

2.3.1. Codificação Convolucional

Como qualquer código corrector de erros, um código convolucional adiciona informação redundante aos dados para permitir corrigir eventuais erros que ocorram

durante a transmissão dessa informação através de um canal ruidoso. Um código convolucional binário pode ser considerado uma máquina de estados, cujo principal componente de *hardware* é um registo de deslocamento [1]. De forma geral, o codificador convolucional é formado por um registo de deslocamento composto por L registos de k bits e n funções algébricas geradoras, como mostrado na Figura 2-3. Na entrada, a informação binária é feita passar através do registo de deslocamento, k bits de cada vez. O número de bits de saída para cada sequência de k bits é n bits. Portanto, a taxa do código (CR - *code rate*) é definida por $R_c = k/n$. O número de registos, L , é o comprimento de restrição do código (*constraint length*).

Cada estado corresponde a um valor do registo do codificador e dada uma palavra de k bits na entrada, o codificador transita um de 2^{kL} possíveis estados. Estas transições de estados constituem um diagrama usualmente chamado de diagrama de treliça (*trellis diagram*) [1], que permite a descrição do código.

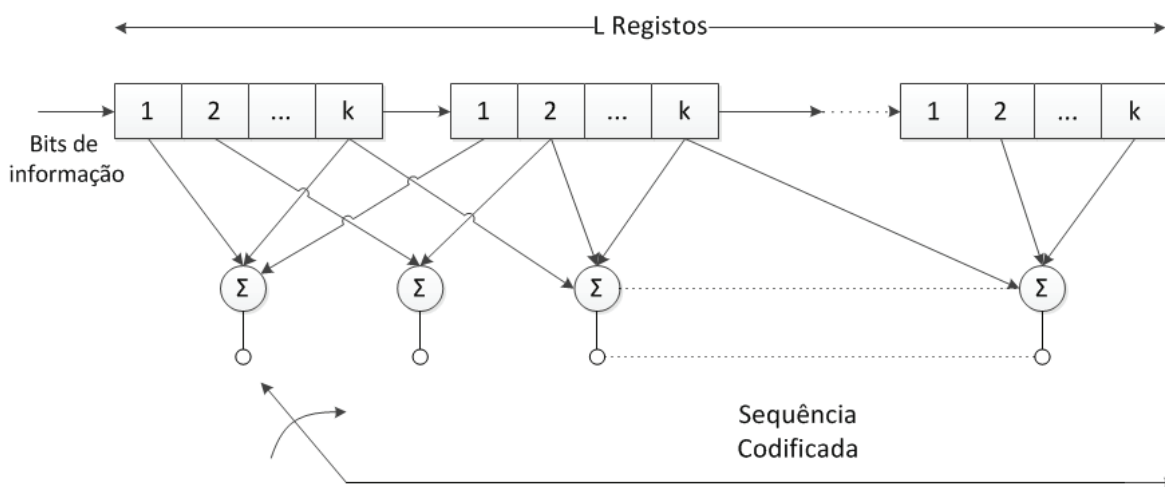


Figura 2-3 Codificador Convolucional de L registos, com blocos de k bits e n funções geradoras.

Um método alternativo, usualmente usado, para descrever um código convolucional é através das suas funções geradoras (ou polinómios geradores), que definem as combinações das células de cada registo, cuja soma forma cada uma das saídas. Se m for o

grau máximo de uma função que constitui um código, então $L=m+1$ é o comprimento de restrição do código.

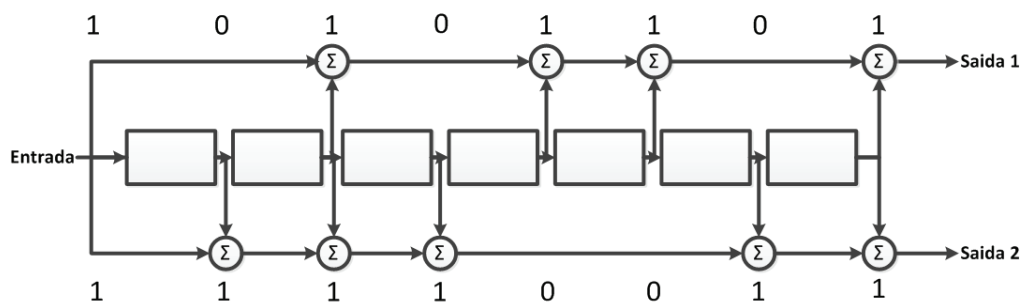


Figura 2-4 Codificador Convolucional com polinômios (255,363) [17].

Por exemplo, para o descodificador da Figura 2-4, podemos determinar os polinômios facilmente, através das combinações dos registros que estão a “1” ou a “0”, temos então $g_1(z) = 1 + z^2 + z^4 + z^5 + z^7$ e $g_2(z) = 1 + z + z^2 + z^3 + z^6 + z^7$. A taxa do código é o inverso do número de polinômios geradores, portanto é igual a $1/2$. Os polinômios geradores são usualmente escritos em octal. Para o exemplo acima temos portanto $10101101 = 255$ e $11110011 = 363$. O comprimento de restrição do código é $L=7+1=8$ e o número de estados do código é $2^7 = 128$.

Os códigos convolucionais podem ser classificados em sistemáticos ou não-sistemáticos, recursivos ou não-recursivos. Se a sequência de entrada for incluída na sequência de saída o código diz-se sistemático, se houver uma realimentação da saída para a entrada, a ser somada ao valor da próxima saída o código diz-se recursivo [1] [18].

Apesar da codificação convolucional ser um procedimento relativamente simples, a descodificação é uma tarefa bastante mais complicada, vamos abordar de seguida, a descodificação pelo algoritmo de Viterbi [2], que é ótima (no sentido de máxima-verossimilhança [15]) para descodificação de códigos convolucionais curtos (a complexidade computacional da descodificação aumenta com o tamanho do código [19]) e o algoritmo MAP (*Maximum A Posteriori*) [16] [20], que além de nos dar uma decisão sobre o código, também nos dá uma estimativa para o nível de confiança da descodificação.

2.3.2. Descodificação Viterbi

O algoritmo de Viterbi [1] [2], é um algoritmo de Máxima Verossimilhança (ML – *Maximum Likelihood*) que permite descodificar códigos convolucionais. Este procura escolher qual é a sequência passível de ter sido transmitida, c_i , que maximiza a probabilidade $P(x|c_i)$, com $i \in 0, 1, \dots, 2^L - 1$, onde x é a sequência recebida e L é o número de símbolos de cada sequência, que faz com que existam 2^L possíveis sequências transmitidas. Para escolher a sequência que é mais “parecida” com a sequência recebida, é calculada uma distância entre elas (distância de Hamming para *hard-decision* e distância Euclidiana para *soft-decision* [1]) por forma a seleccionar o caminho através da árvore ou *trellis* que difere menos da sequência recebida (o mesmo que corresponde a maximizar a probabilidade anterior).

Vamos chamar aos bits transmitidos $\{c_{jm}, j = 1, 2, \dots; m = 1, 2, \dots\}$, onde o índice j indica o j -ésimo ramo e o índice m o m -ésimo bit nesse ramo, e de forma correspondente, vamos definir $\{r_{jm}, j = 1, 2, \dots; m = 1, 2, \dots\}$ como a saída do desmodulador. Se o descodificador utilizar *hard-decision*, a saída para cada bit transmitido é 0 ou 1. Por outro lado, se o descodificador faz *soft-decision* e a sequência transmitida é modulada recorrendo a um modulador binário PSK, assumindo transmissão num canal não dispersivo, a entrada do descodificador é

$$r_{jm} = \sqrt{\varepsilon_c}(2c_{jm} - 1) + n_{jm}, \quad (18)$$

onde n_{jm} representa o ruído aditivo e ε_c a energia do sinal transmitido por cada bit de código.

Associado ao j -ésimo ramo do i -ésimo caminho é definida uma métrica como o logaritmo da probabilidade conjunta da sequência $\{r_{jm}, j = 1, 2, \dots; m = 1, 2, \dots\}$ condicionada à sequência transmitida $\{c_{jm}^{(i)}, m = 1, 2, \dots\}$ para o i -ésimo caminho. Isto é,

$$\mu_j^{(i)} = \log P(r_j | c_j^{(i)}), \quad j = 1, 2, \dots \quad (19)$$

Da mesma forma, uma métrica para o i -ésimo caminho, que consiste em B ramos através da árvore, é definida por

$$PM^{(i)} = \sum_{j=1}^B \mu_j^{(i)}. \quad (20)$$

O critério para decidir entre dois caminhos, consiste em seleccionar aquele que tem maior métrica. Esta regra maximiza a probabilidade de uma decisão correcta e, de forma equivalente, minimiza a probabilidade de erro para a sequência de bits de informação,

Para o caso típico em que o canal adiciona ruído branco Gaussiano ao sinal, então a saída do desmodulador pode ser descrita estatisticamente pela função densidade de probabilidade,

$$p(r_{jm} | c_{jm}^{(i)}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{\left\{ \frac{-[r_{jm} - \sqrt{\epsilon_c}(2c_{jm}^{(i)} - 1)]^2}{2\sigma^2} \right\}}, \quad (21)$$

onde $\sigma^2 = \frac{1}{2} N_0$ é a variância para ruído aditivo Gaussiano. Se ignorarmos os termos em comum para todos as métricas de todos os ramos, a métrica (20) para o j -ésimo ramo do i -ésimo caminho pode ser expressa por,

$$\mu_j^{(i)} = \sum_{m=1}^n r_{jm} (2c_{jm}^{(i)} - 1). \quad (22)$$

2.3.3. Descodificação APP

O decodificador APP (*A Posteriori Probability*) baseia-se no conceito de SISO (*Soft Input Soft Output*) [20] que usa o algoritmo MAP para descodificar (ou actualizar), continuamente, a verossimilhança logarítmica (LLR) das palavras de código e de informação, presentes na sua saída.

A descodificação MAP, minimiza explicitamente os erros bit-a-bit, ao contrário do algoritmo de Viterbi, que minimiza os erros sequência-a-sequência [16]. Antes de descrever o método é, no entanto, importante rever o conceito de LLR, uma métrica usada na maior parte dos algoritmos correctores de erros do tipo *soft*.

Vamos considerar cada bit de informação como uma variável binária, u_k , onde u é o seu valor no instante k . Assim, define-se

$$LLR(u_k) = \log \frac{P(u_k = 0)}{P(u_k = 1)}. \quad (23)$$

É fácil de ver que $LLR(u_k)$ toma um o valor positivo no caso de $P(u_k = 0) > P(u_k = 1)$ e negativo se $P(u_k = 0) < P(u_k = 1)$. Para $P(u_k = 0) = P(u_k = 1)$ então $LLR(u_k)$ é igual a zero. Por (23), e substituindo as probabilidades $P(u_k = 0)$ e $P(u_k = 1)$ por probabilidades condicionadas pela sequência de sinal que já foi recebida, $y_{1,\dots,N}$ (entre o instante de tempo 1 até N), temos

$$LLR(u_k) = \log \frac{P(u_k = 0 | y_{1,\dots,N})}{P(u_k = 1 | y_{1,\dots,N})}. \quad (24)$$

Podemos reformular esta expressão, usando o teorema de Bayes (ver em Anexo A).

$$LLR(u_k) = \log \frac{P(y_{1,\dots,N}, u_k = 0) | P(y_{1,\dots,N})}{P(y_{1,\dots,N}, u_k = 1) | P(y_{1,\dots,N})} = \log \frac{P(y_{1,\dots,N}, u_k = 0)}{P(y_{1,\dots,N}, u_k = 1)}. \quad (25)$$

Dizer que $y_{1,\dots,N}, u_k = 1$ (tendo recebido uma sequência de N bits, a probabilidade de $u_k = 1$) é a mesma coisa que substituir $u_k = 1$ pela soma de todos os estados em que u_k pode ser 1. Para isso vamos considerar o estado inicial como s' e o estado final s . Então, temos $\sum_N P(u_k = 1, y_{1,\dots,N}) = \sum_N P(s', s, y_{1,\dots,N})$. Isto é dizer que a probabilidade do descodificador decidir a favor do bit 1 é igual à soma da probabilidade de todos os caminhos que podem dar origem a uma decisão a favor do bit 1,

$$LLR(u_k) = \log \frac{P(y_{1,\dots,N}, u_k = 0)}{P(y_{1,\dots,N}, u_k = 1)} = \frac{\sum_{u_k=0} P(s', s, y_{1,\dots,N})}{\sum_{u_k=1} P(s', s, y_{1,\dots,N})}. \quad (26)$$

Podemos ainda separar a sequência recebida completa, $y_{1,\dots,N}$, em três partes distintas, e designar a sequência de 1 até ao instante $k-1$, por $y_p = y_{1,\dots,k-1}$, o bit recebido no instante k , por y_k , e a sequência de $k+1$ até N , por $y_f = y_{k+1,\dots,N}$. Por outras palavras, definimos a sequência em termos de passado, presente e futuro. Substituindo tudo em (26) e aplicando novamente o teorema de Bayes, obtemos,

$$LLR(u_k) = \log \frac{\sum_{u_k=0} \alpha_{k-1}(s') \beta_k(s) \gamma_k(s)}{\sum_{u_k=1} \alpha_{k-1}(s') \beta_k(s) \gamma_k(s)} \quad \text{com} \quad \begin{cases} \alpha_{k-1}(s') = P(s', y_p) \\ \beta_k(s) = P(y_f = s) \\ \gamma_k(s) = P(s, y_k | s', y_p) \end{cases}, \quad (27)$$

onde $\alpha_{k-1}(s')$ é chamado de métrica *forward*, $\beta_k(s)$ de métrica *backward* e $\gamma_k(s)$ de métrica de transição (*transition*). As três são a base do funcionamento do APP, daí também ser chamado de *Forward-Backward Algorithm* [2]. Para este algoritmo a decisão acerca de

cada bit transmitido, u_k , é feita em cada instante k . Ao contrário do algoritmo de Viterbi, em que a decisão é feita a favor da sequência mais provável, aqui a decisão é feita para o bit mais provável. Comparativamente, a taxa de erros (BER – *Bit-Error Rate*) é ligeiramente melhor para o algoritmo APP, tendo no entanto como desvantagem, maior complexidade que a decodificação Viterbi [21].

3.

MODULAÇÃO EM MAGNITUDE

A relação potência de pico vs. potência média (*peak-to-average power ratio*-PAPR) e a eficiência espectral são dois factores chave aquando do projecto de um sistema de comunicações. Um PAPR elevado obriga a requisitos rigorosos nas especificações do conversor digital-analógico (DAC) e no amplificador de potência (HPA) usados no emissor, contribuindo para o aumento dos custos dos componentes do sistema e a diminuição da eficiência de potência (aumentando o consumo de potência) do sistema global. A importância deste problema aumenta porque, de forma a responder às recentes exigências de largura de banda, filtragens do tipo RRC (*root raised cosine*) com *roll-off* muito baixo e constelações de ordem muito elevada são usadas, levam a um aumento do PAPR e conseqüentemente, como já referido, a dificuldades no projecto do DAC devido ao aumento da gama dinâmica da envolvente do sinal.

O desenvolvimento levado a cabo para métodos de controlo de PAPR para sistemas SC é visto como solução a adoptar na transmissão *uplink* pelas normas de comunicação sem fios da próxima geração, este capítulo vai descrever de forma geral uma técnica de controlo de potência de pico baseada no conceito de modelação de magnitude (MM – *magnitude modulation*) [22], de forma a ser introduzido no sistema IB-DFE.

3.1 PAPR em sistemas de comunicações SC

A técnica de MM quando aplicada em sistemas de comunicações mono-portadora (SC – *Single Carrier*) consiste no controlo da potência de pico, do sinal a transmitir, por modelação de magnitude dos símbolos da constelação antes da filtragem de Nyquist, que limita a largura de banda do sinal, sem interferência inter-simbólica (ISI – *Intersymbol Interference*).

O diagrama de blocos tradicional pode ser visto na Figura 3-1, onde estão representadas as várias etapas de processamento com vista à obtenção do sinal RF a transmitir, $t_x(t)$. Para o receptor ser capaz de detectar e corrigir os erros que ocorrem durante o transporte do sinal, o codificador começa por introduzir redundância dos dados

transmitidos [1], esses dados codificados são então transformados em símbolos da constelação $s[n] \in \mathbb{C}$, de acordo com a modulação pretendida [1], sendo que o uso de constelações de ordem mais elevada permite melhorar a eficiência espectral do sistema. Sendo a filtragem de Nyquist normalmente realizada no domínio digital, torna-se necessário fazer *up-sampling* por $L \geq 2$ de acordo com a Teoria de Nyquist [23] [24].

O filtro de Nyquist tipicamente usado consiste num filtro usualmente RRC de baixo *roll-off* [24], que vai limitar a largura de banda do sinal *up-sampled*, $s[n]$ [1]. A sequência discreta $x[n]$ é depois convertida para um sinal contínuo através do DAC [23] [24] sendo este amplificado pelo HPA [25] [26].

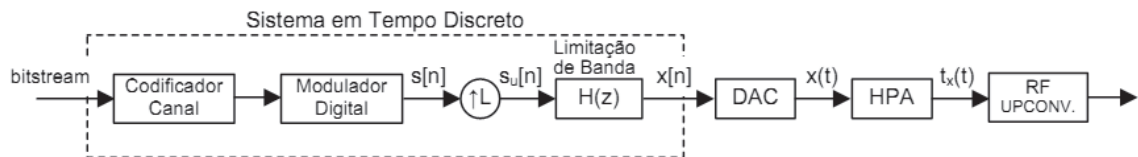


Figura 3-1 Diagrama de blocos genérico de um sistema de comunicação SC [27].

O sinal $x[n]$ após a filtragem RRC e antes da conversão no DAC é dado por,

$$x[n] = \left[\sum_k s[k] \delta[n - kL] \right] * h[n] \quad (28)$$

onde $h[n]$ é a resposta a impulso do filtro RRC e $L \in \mathbb{N}$ é o coeficiente de *oversampling*.

O PAPR do sinal transmitido, $x[n]$, é definido como

$$PAPR_{total} = 10 \log \left[\frac{\max |x[n]|}{E\{|x[n]^2\}} \right] \quad [dB] \quad (29)$$

que pode também ser expresso como a soma de uma componente gerada pela constelação e outra pela filtragem RRC.

$$PAPR_{Const} = 10 \log_{10} \left[\frac{\max_{i=0, \dots, M-1} |S_i|^2}{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |S_i|^2} \right] [dB] \quad (30)$$

$$PAPR_{RRC} = 10 \log_{10} \left[\frac{\max_{i=0, \dots, L-1} (\sum_{n=0}^{2NL} (h[nL + i])^2)}{\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{2NL} |h[n]|^2} \right] [dB] \quad (31)$$

Nas equações, S_i ($i = 1, \dots, M$) representa os símbolos de uma constelação M-ária e é assumido ainda, sem perda de generalização, um filtro FIR (*Finite Impulse Responde*) RRC do tipo I com fase linear [23] com $2NL + 1$ coeficientes. As contribuições parciais do PAPR gerado pela constelação e pela filtragem podem ser consultados na Tabela 3-1.

Contribuição da constelação				
Constelação	m-PSK	16-APSK ^a	16-QAM	32-APSK ^b
PAPR _{const}	0 dB	1,1 dB	2,6 dB	2,1 dB
Contribuição do filtro RRC				
RRC Roll-off	0,1	0,2	0,3	0,4
PAPR _{RRC}	7,5 dB	5,8 dB	4,6 dB	3,7 dB

a. Constelação 16-APSK DVB-S2 com $\gamma=3,15$ [27]

b. Constelação 32-APSK DVB-S2 com $\gamma_1=2,84$ e $\gamma_2=2,84$ [27]

Tabela 3-1 Contribuições para o PAPR de sinais SC.

Como se pode ver na tabela, o PAPR_{Const} proveniente do tipo de modulação pode ser nulo se escolhermos constelações de amplitude constante, como M-PSK (*M^{ary} Phase Shift Keying*), mas não pode ser desprezado para constelações de ordem superior, nomeadamente para constelações m-QAM com $M > 4$.

No entanto, a maior contribuição para o PAPR provém da filtragem RRC, especialmente quando consideramos a gama de *rolls-offs* (α) de interesse, i.e. $\alpha < 0.3$. A limitação da largura de banda do sinal $s[n]$ dá origem, no domínio do tempo, a flutuações

indesejadas da envolvente e picos elevados de potência no sinal filtrado $x[n]$. Por este motivo, a técnica de controlo do PAPR em sistemas SC consiste em procurar cancelar a componente PAPR_{RRC} , de forma a minimizar os problemas associados a um PAPR elevado.

3.2 Amplificador de Potência

Um elevado PAPR impõe requisitos de linearidade na resposta do HPA do sistema emissor. Todavia, restrições ao nível do custo, desenho e sobretudo ao nível da eficiência, fazem com que o HPA não seja perfeitamente linear. A Fig. 3-2 apresenta a característica AM/AM (distorção de amplitude) típica de um amplificador HPA não-linear e os limites teóricos da perda de eficiência [23] com o aumento do PAPR.

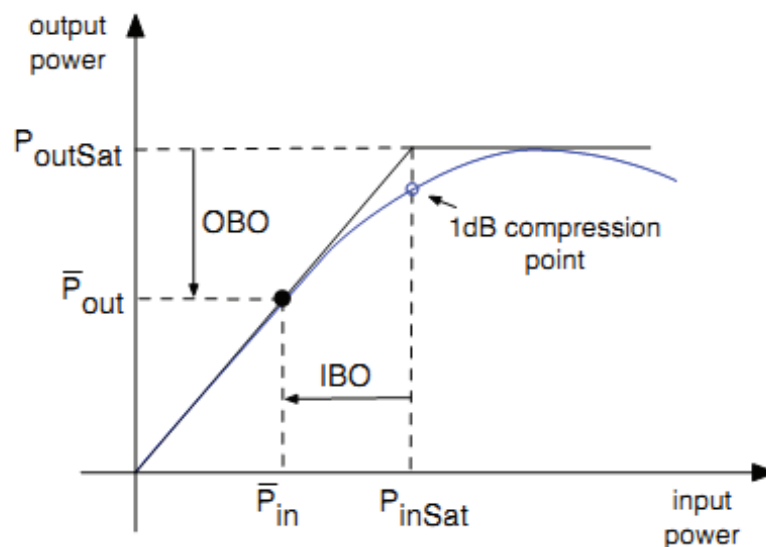


Figura 3-2 Característica AM/AM

Uma grave consequência da resposta não-linear do amplificador é provocar o espalhamento do sinal, i.e., dar origem a interferências nos canais adjacentes. Por forma a evitar esta distorção, é necessário a introdução de *back-off* no sinal de entrada (i.e. reduzir

a sua potência média por escalonamento do sinal), de forma a operar o HPA na zona linear da característica, evitando a sua saturação.

Seja A_{max} , a amplitude máxima dos símbolos da constelação e G_{RRC} o ganho de potência dos sistema composto pelo *up-sampler* e pelo filtro RRC, o *back-off* mínimo a aplicar ao sinal $x[n]$, na ausência de técnicas de controlo do PAPR, é dado por

$$back\ off = 10 \log_{10} \left(\frac{\max |x[n]|^2}{A_{max}^2 G_{RRC}} \right) \quad (32)$$

A necessidade de introduzir *back-off* no sinal acarreta uma diminuição da eficiência energética do sistema não sendo por isso desejável.

3.3 Controlo da Potência de Pico por Modulação de Magnitude

O controlo da excursão da envolvente do sinal através de MM e antes da filtragem, é uma das técnicas utilizadas para baixar o PAPR. O conceito de Modulação de Magnitude assenta na previsão do impacto da filtragem RRC na amplitude da envolvente do sinal, com base nesta previsão é calculado um factor a aplicar a cada símbolo antes da filtragem, optimizado por forma a minimizar o PAPR do sinal à saída do filtro. A Figura 3-3 descreve o diagrama de blocos genérico de um sistema SC com controlo de potência de pico por modelação de magnitude. O sinal transmitido é pois expresso por

$$x[n] = [\sum_k m^I[k]s^I[k]\delta[n - kL]] * h[n] + i[\sum_k m^Q[k]s^Q[k]\delta[n - kL]] * h[n]. \quad (33)$$

O conceito original de MM foi desenvolvido por Miller [8], recorrendo a um algoritmo adaptativo para reduzir eficazmente o PAPR em constelações do tipo M-PSK. Mais tarde foi proposto por Tomlinson *et al.* [9] [28] uma implementação com base em

tabelas de consulta (LUT – *Look-Up Tables*) que, com sucesso, controlava o PAPR em constelações QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*) e OQPSK (*Offset Quadrature Phase-Shift Keying*). Nesta técnica, o factor de MM é calculado *a priori* nestas técnicas para cada estado do sistema sendo armazenado depois numa tabela de valores LUT, na posição que correspondente a esse estado. Porém o número de estados aumenta exponencialmente com o tamanho da constelação tornando insustentável a abordagem do problema recorrendo a LUTs para constelações de ordem elevada. Recentemente, foi proposto o método MPMM (*Multistage Polyphase Magnitude Modulation*) [22] que vem contornar as limitações inerentes ao uso de LUTs.

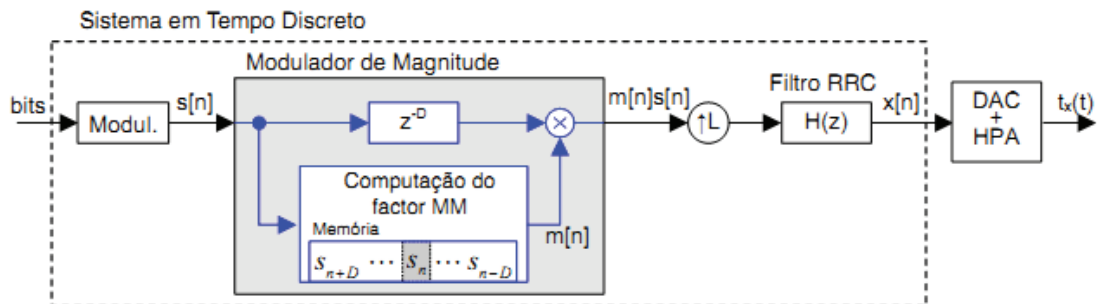


Figura 3-3 Diagrama de um sistema de transmissão SC que faz uso da técnica de MM para controlo do PAPR [27].

Ao contrário da técnica baseada em LUTs, os factores de MM são calculados em tempo-real por um sistema de filtragem polifásica de baixa complexidade computacional e o método pode ser aplicado a constelações de elevada ordem (amplitude variável). Além disso, os blocos base MPMM podem ser associados em série, permitindo melhor controlo da envolvente do sinal e eliminando a necessidade de aplicação de *back-off* ao sinal a transmitir.

A Figura 3-4 apresenta um sistema MPMM composto por k -estágios, seguido da configuração polifásica do sistema limitador de banda (*upsampler* e filtro RRC).

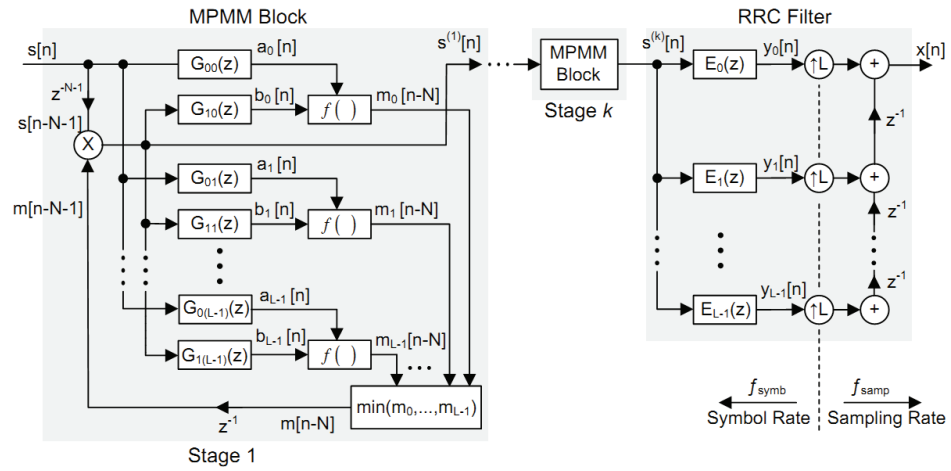


Figura 3-4 Sistema de modulação de magnitude polifásico composto por k -estágios, seguido da configuração polifásica do sistema limitador de largura de banda [27]

3.4 MM baseado em técnicas de decomposição Polifásica

A realização da filtragem RRC no domínio digital torna necessário um aumento do ritmo do débito simbólico de saída do modulador por um factor de $L \geq 2$ de forma a satisfazer o Teorema de Nyquist. Para além disso este aumento de ritmo facilita também o projecto do filtro analógico passa-baixo do conversor digital-analógico (DAC).

Começemos por considerar que não é feito uso de qualquer técnica de MM, i.e. $m[n] = 1$ na equação (33). Vamos assumir, sem perda de generalidade, um filtro RRC de fase linear FIR do tipo I [23], cuja resposta a impulso $h[n]$ é formada por $2NL + 1$ amostras, sendo L o factor de sobre-amostragem. Seja T_{samp} o período de amostragem da filtragem RRC e T_{symb} o tempo de símbolo do sistema, com $L = \frac{T_{symb}}{T_{samp}}$, em que $L \geq 2$ com $L \in \mathbb{N}$, e seja $H(z)$ a função de transferência do filtro anterior.

$$H(z) = \sum_{n=0}^{2NL} h[n]z^{-n} \quad \text{com} \quad h[n] = h[2NL - n]. \quad (34)$$

É possível fazer a filtragem RRC a uma taxa $1/T_{\text{symp}}$ recorrendo a uma decomposição polifásica do filtro de acordo com a Figura 3-4 em que

$$H(z) = \sum_{i=0}^{L-1} z^{-i} E_i(z^L), \quad (35)$$

com

$$E_i(z) = \sum_{n=0}^{2N} e_i[n] z^{-n} = \sum_{n=0}^{2N} h[nL + i + \lambda] z^{-n}. \quad (36)$$

em que $\lambda \in \mathbb{N}$ é *offset* da decomposição polifásica, normalmente é escolhido $\lambda = -\frac{L}{2}$, sendo que a razão se prende com a simetria central do filtro RRC causal e o processamento de MM.

As respostas a impulso dos filtros FIR $g_{0i}(z)$ e $g_{1i}(z)$ de cada estágio MPMM representadas na Figura 3-4 podem ser obtidos directamente de $e_i[n]$,

$$g_{0i}[n] = \begin{cases} e_i[n], & 0 \leq n \leq N \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (37)$$

e

$$g_{1i}[n] = \begin{cases} e_i[n + N + 1], & 0 \leq n \leq N - 1 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (38)$$

Na Figura 3-5, é apresentada como exemplo a decomposição polifásica de um filtro RRC do tipo I de fase linear e com $L = 4$ onde os coeficientes de $e_i[n]$, com $i = 0, \dots, 3$, estão representados por quatro cores distintas.

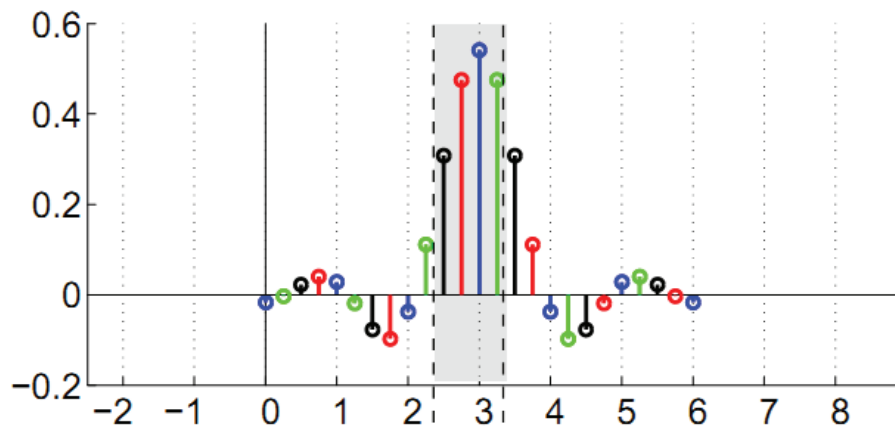


Figura 3-5 Decomposição polifásica de um filtro RRC do tipo I e de fase linear com $L=4$ [27]

3.5 Coeficientes de MM

A função de um sistema de MPMM é a de prever o efeito da filtragem RRC e controlar a excursão da envolvente do sinal filtrado, por forma a reduzir a amplitude de eventuais picos acima de um valor pré-definido. Para isso multiplica-se um factor de MM ao símbolo que mais contribui para cada um dos picos previstos.

A saída de cada um dos filtros polifásicos $E_i(z)$ num sistema sem MM é descrita por,

$$y_i = \sum_{k=0}^{2N} e_i[k]s[n-k], \quad (39)$$

mas com o uso de MM, cada símbolo é, previamente, multiplicado por um factor de escala $m_i[n]$, portanto $y_i[n]$ torna-se

$$y_i = \sum_{k=0}^{2N} e_i[k] m_i[n-k] s[n-k]. \quad (40)$$

O factor $m_i[n]$ representa o valor óptimo de MM responsável pelo controlo da potência de pico à saída do filtro polifásico $E_i(z)$.

O sistema de MPMM, prevendo a saída de $E_i(z)$ no instante $n_0 + N$, levando em conta o atraso de N amostras introduzido pela filtragem RRC, calcula o factor de MM, $m_i[n_0]$, a aplicar ao símbolo $s[n_0]$ por forma a controlar a excursão de saída da filtragem, visto $s[n_0]$ ser o símbolo que mais contribui para a excursão de saída no instante $n_0 + N$. Este cálculo do factor de MM introduz assim um pequeno atraso NT_{symp} por cada estágio de MM.

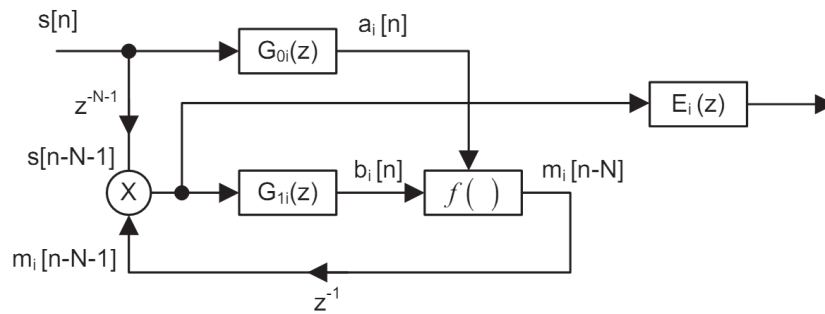


Figura 3-6 Ramo do MPMM com apenas um estágio [27].

Como o objectivo do MPMM é o de garantir que a saída da filtragem não ultrapassa uma determinada amplitude, essa condição pode ser descrita pela inequação

$$|y_i[n_0 + N]| \leq A \Leftrightarrow \left| \sum_{k=0}^{2N} e_i[k] m_i[n_0 + N - k] s[n_0 + N - k] \right| \leq A, \quad (41)$$

pela qual podem ser obtidos os factores de MM, $m_i[n]$.

Porém, em (41), apesar de os coeficientes $m_i[n_0 - k]$, com $k = 1, \dots, N$, serem já conhecidos (símbolos passados relativos a $s[n_0]$), nada se sabe sobre os factores MM a

aplicar aos símbolos $s[n_0 - q]$, com $q = -N, \dots, -1$ (símbolos futuros relativos a $s[n_0]$). No sentido de evitar uma excessiva variação da potência média do sinal transmitido, é desejável que factores de MM a aplicar a símbolos vizinhos tenham valores próximos, pelo que se assume

$$m_i[n_0 - q] \approx m_i[n_0] \text{ com } q = -N, \dots, -1. \quad (42)$$

Considerando válida esta aproximação, por substituição em (40), obtém-se

$$\left| m_i[n_0] \sum_{k=0}^N e_i[k] s[n_0 + N - k] + \sum_{k=N+1}^{2N} e_i[k] m_i[n_0 + N - k] s[n_0 + N - k] \right| \leq A, \quad (43)$$

que por (36) e (37) pode ser reescrito ainda como,

$$\left| m_i[n_0] \sum_{k=0}^N g_{0i}[k] s[n_0 + N - k] + \sum_{k=N+1}^{2N} g_{1i}[k] m_i[n_0 - k - 1] s[n_0 - k - 1] \right| \leq A. \quad (44)$$

Designando por $a_i[n]$ e $b_i[n]$ os sinais à saída dos filtros $G_{0i}(z)$ e $G_{1i}(z)$, tal como representados na Figura 3-6, conclui-se facilmente que

$$\sum_{k=N+1}^{2N} g_{1i}[k] m_i[n_0 - k - 1] s[n_0 - k - 1] = b_i[n_0 + N] \quad (45)$$

$$\sum_{k=0}^N g_{0i}[k]s[n_0 + N - k] = a_i[n_0 + N] \quad (46)$$

pelo que a condição (44) pode ser simplificada para

$$|m_i[n_0]a_i[n_0 + N] + b_i[n_0 + N]| \leq A. \quad (47)$$

Resolvendo a equação em ordem a $m_i[n_0]$, obtém-se então

$$m_i[n_0] = f_{MM}(A, a_i[n_0 + N], b_i[n_0 + N]), \quad (48)$$

onde f_{MM} é uma função não negativa, definida para $A \in \mathbb{R}^+$ e $a, b \in \mathbb{C}$, como

$$f_{MM}(A, a, b) = \begin{cases} 1, & |a + b| \leq A \\ \frac{\mathcal{R}\{ab^*\} + \sqrt{\mathcal{R}\{ab^*\}^2 - |a|^2(|b| - A)^2}}{|a|^2}, & |a + b| > A \end{cases} \quad (49)$$

O procedimento descrito calcula o factor de MM $m_i[n]$ que, multiplicado por cada símbolo $s[n]$, permite controlar a excursão do sinal à saída do filtro particular $E_i(z)$. No entanto $m[n]$ deve ser único, por forma a garantir $|y_i[N + n_0]| \leq A$ à saída de todos os filtros $E_i(z)$. Este problema pode ser facilmente solucionado multiplicando-se cada símbolo $s[n]$ pelo factor de MM mais restritivo, i.e.

$$m[n_0] = \text{mínimo}\{m_i[n_0]_{i=0,\dots,L-1}\}, \text{ para } n_0 \in \mathbb{N}. \quad (50)$$

O valor $m[n_0]$ obtido por (50) (com $m_i[n]$ dado por (48)) tem como base que o que foi assumido em (42) é satisfeito com igualdade. Contudo, se o factor de MM seguinte (i.e $m[n_0 + 1]$) for diferente, sendo para menor ou igual a $m[n_0]$, a condição $|y_i[N + n_0]| \leq A$ continua a ser satisfeita, na medida em que o factor de MM a aplicar a $s[n_0 + 1]$ é mais restritivo. Já no caso de $m[n_0 + 1]$ ser maior que $m[n_0]$, e apesar de tal significar que o valor máximo de $m[n_0 + 1]$ que satisfaz $|y_i[N + n_0 + 1]| \leq A$ (para todo i) poder ser relaxado face a (42), deixa no entanto, de garantir que $|y_i[N + n_0]| \leq A$. Há pois que garantir que $m[n_0 + 1]$ não provoca uma desnecessária atenuação de saída $y_i[N + n_0 + 1]$, garantindo simultaneamente que a condição $|y_i[N + n_0]| \leq A$ é violada apenas de forma ligeira. Um procedimento simples consiste em usar a seguinte filtragem não linear.

$$m'[n + 1] = \begin{cases} \frac{m[n + 1] + m[n]}{2}, & m[n + 1] > m[n] \\ m[n], & m[n + 1] \leq m[n] \end{cases} \quad (51)$$

onde $m'[n + 1]$ será o novo factor de MM a aplicar ao sinal, para ambos os casos.

4.

REALIZAÇÃO DO SISTEMA MM-IBDFE

Neste capítulo são apresentados os resultados para as diferentes realizações do receptor IB-DFE. Vamos começar por analisar o comportamento do igualizador sem e com codificação de canal (considerando três cenários diferentes). De seguida, vamos aplicar um estágio de MM ao receptor IB-DFE convencional, de forma a replicar os resultados obtidos em [12]. Depois vamos analisar o desempenho de um igualizador Turbo IB-DFE, de acordo com os cenários de decodificação analisados no capítulo 2, perante um estágio de MM no transmissor, e com e sem correcção de MM no receptor. Nas simulações são usados blocos de $N=1024$ bits e modulação QPSK. Todas as simulações foram feitas para 10 milhões de bits e consideraram o uso de um canal dispersivo com 32 raios.

4.1 Sistemas IB-DFE convencionais

O desenvolvimento do igualizador IB-DFE tem como objectivo minimizar a taxa de erros (BER) em função da relação sinal-ruído, procurando cancelar de forma efectiva a ISI provocada pelas características dispersivas do canal, tal como visto no capítulo 2. O receptor IB-DFE pode ser visto na Figura 4-1.

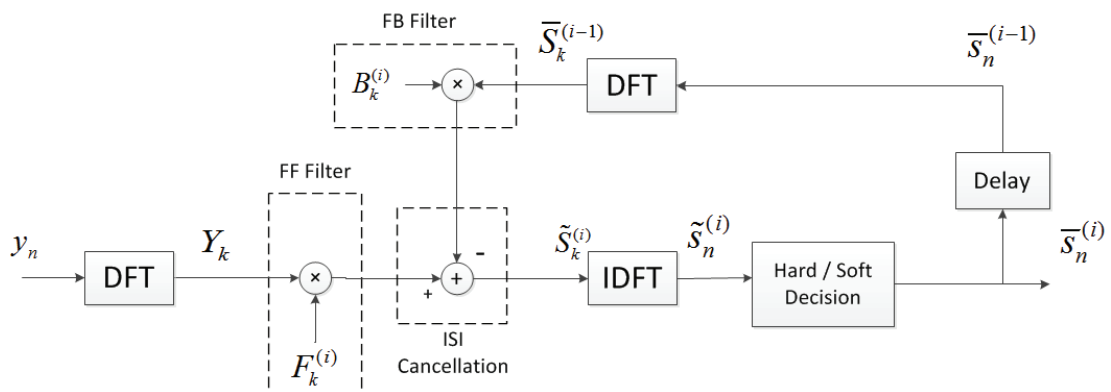


Figura 4-1 Diagrama de blocos do sistema IB-DFE com decisões Hard ou Soft.

4.1.1. Igualizador IB-DFE com decisões *hard* e *soft*

O igualizador IB-DFE foi implementado com decisões *soft* e *hard* e o resultado pode ser visto na Figura 4-2. A estimação necessária no *hard* IB-DFE é ideal, sendo o seu cálculo efectuado de acordo com (6). Tal como esperado, o desempenho é melhor (muito embora ligeiro) quando o receptor IB-DFE é implementado com decisões *soft*, principalmente com o aumento do número de iterações.

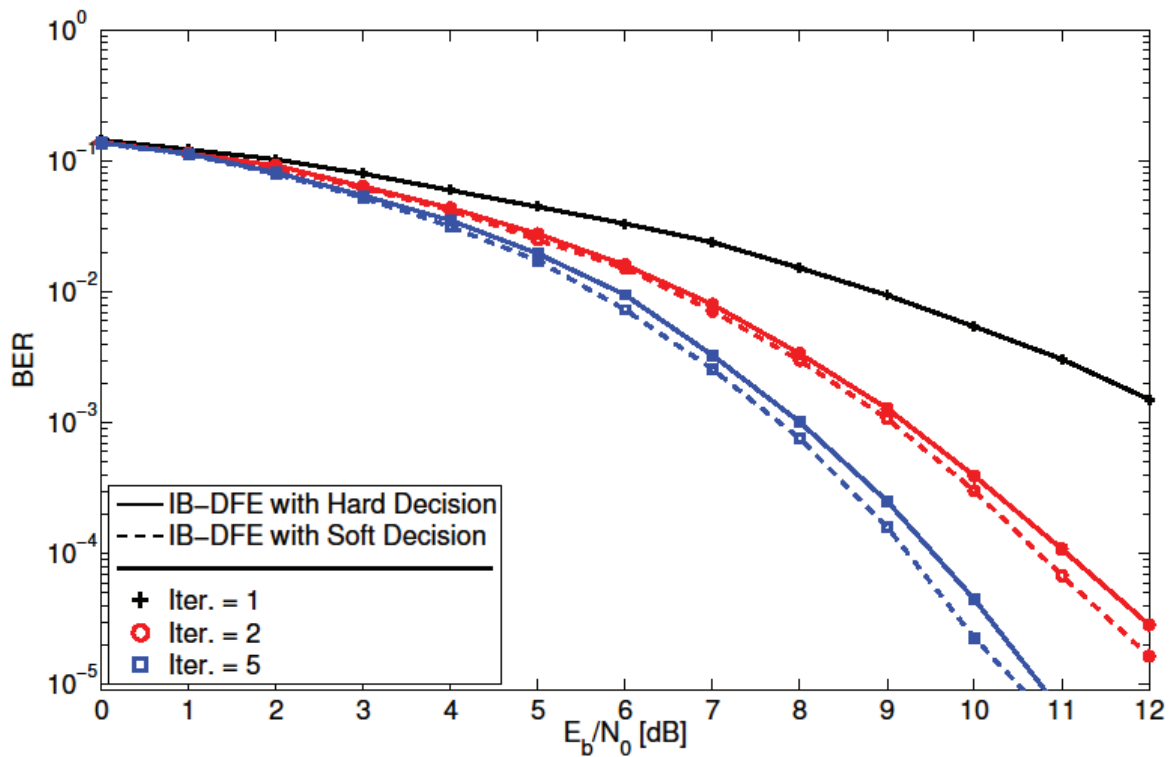


Figura 4-2 Desempenho das versões *Hard* e *Soft* do equalizador IB-DFE.

4.1.2. Igualizador Turbo IB-DFE

Na implementação do Turbo IB-DFE foi usada codificação convolucional. Os polinómios geradores do código usado são $(255,363)_0$, os mesmos dados como exemplo na secção 2.3.1, e o *traceback* é 48 [29]. Foram usados os dois tipos de descodificação, descritos no capítulo 2, i.e. Viterbi e APP. O diagrama do receptor pode ser visto na Figura 4-3.

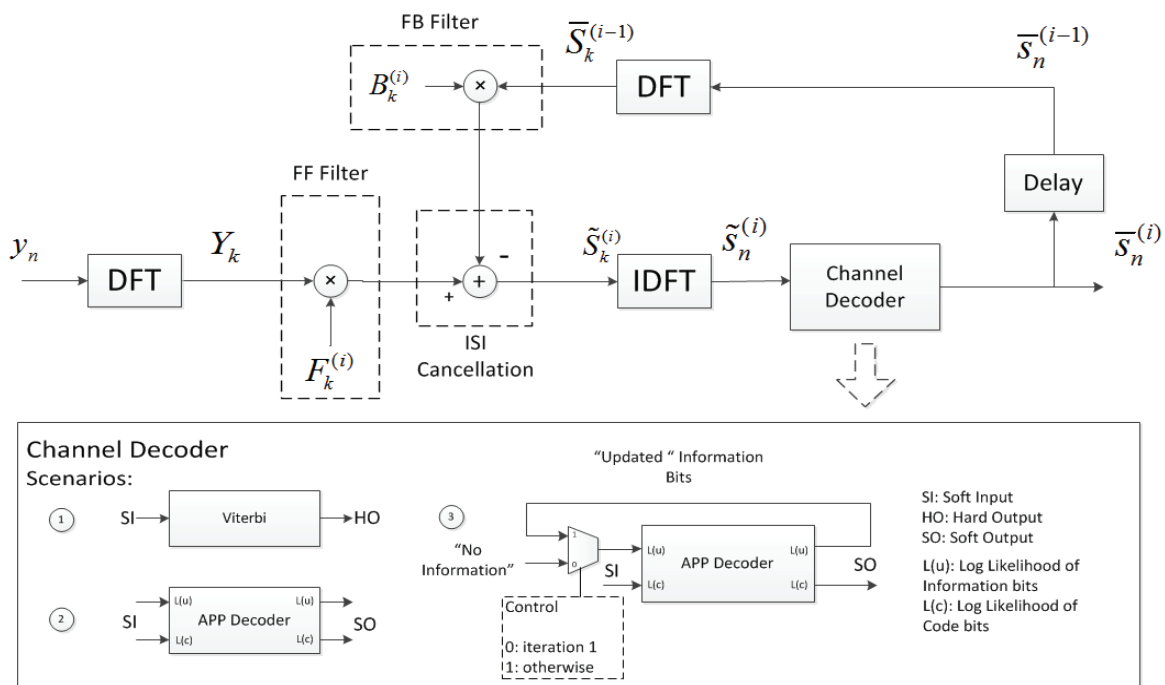


Figura 4-3 Esquema do igualizador IB-DFE com três cenários de descodificação de canal.

A Figura 4-3 ilustra os três cenários distintos que o descodificador de canal pode ter. O primeiro cenário refere-se à descodificação de Viterbi e o segundo e terceiro à descodificação APP. O bloco que implementa a descodificação Viterbi é tipo SIHO (*Soft-Input Hard-Output*), o que significa que este tem à sua entrada, os LLR dos símbolos do sinal desmodulado. A métrica usada pelo bloco é Euclidiana e descrita na secção 2.3.2.



Figura 4-4 Bloco SIHO com descodificação pelo algoritmo de Viterbi.

A Figura 4-5, apresenta o ganho de codificação, obtida pelo algoritmo de Viterbi, quer para um igualizador com decisões “*soft*” quer para “*hard*”.

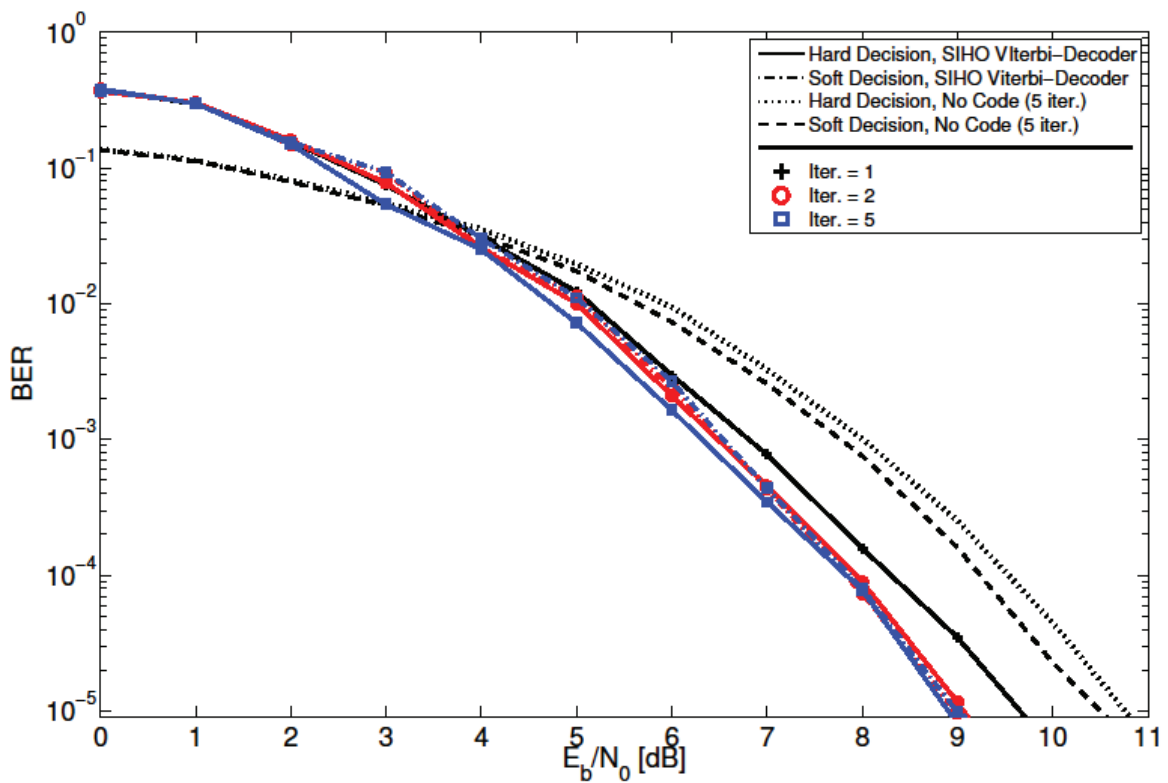


Figura 4-5 Desempenho do equalizador IB-DFE sem código e do equalizador Turbo IBDFE com descodificação pelo algoritmo de Viterbi.

A partir dos resultados da Figura 4-5 constata-se que o decodificador SIHO Viterbi tem um desempenho semelhante para ambos os casos em que o igualizador IB-DFE é do tipo *hard* ou *soft*.

O bloco que implementa a decodificação APP está representado na Figura 4-6, descrito como um bloco SISO.

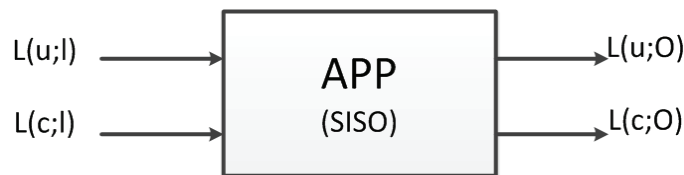


Figura 4-6 Bloco SISO que implementa APP.

Este bloco implementa o algoritmo APP descrito na secção 2.3.3, mas com uma modificação com o objectivo de baixar a sua complexidade, é chamado de A-SISO (*Additive Soft-Input Soft-Output*), a diferença é que, como visto na equação (28) da secção 2.3.3, o APP é um algoritmo multiplicativo. O A-SISO explora a monotonicidade da função logarítmica para aproximar multiplicações em somas (capítulo V de [16]).

Neste bloco, em $L(c; I)$ entra a sequência codificada proveniente do desmodulador. Como o desmodulador faz *soft-output*, as sequências de entrada são LLR's. A entrada $L(u; I)$ não é utilizada numa primeira instância, portanto vamos supor que tem como entrada uma sequência com zeros, com metade do tamanho da sequência de código (para um código de taxa $\frac{1}{2}$).

Na saída $L(u; O)$ temos os LLR's da sequência decodificada que, como a taxa do código é $\frac{1}{2}$, tem metade do tamanho da sequências codificada. Na saída $L(c; O)$ temos os LLR's da sequência codificada actualizados após decodificação.

Podemos ver na Figura 4-7 que, apenas com duas iterações, o *soft* IB-DFE com decodificação APP tem resultados idênticos ao igualizador *hard* IB-DFE com

descodificação SIHO-Viterbi com cinco iterações, mas o *soft* IB-DFE + APP com cinco iterações tem resultados pouco melhor que ambos, quando operados só com uma iteração.

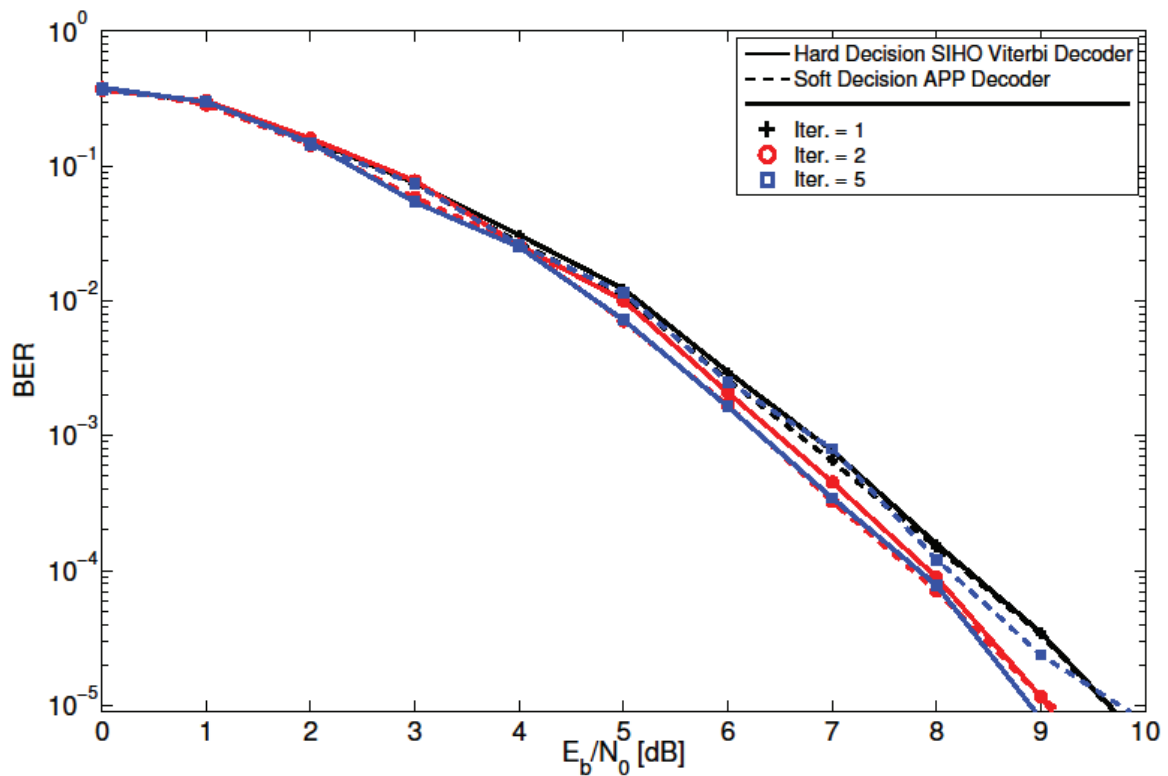


Figura 4-7 Desempenho do equalizador IB-DFE com decisões *hard* usando o algoritmo de Viterbi e com decisões *Soft* baseadas em APP.

Isto porque o módulo SISO aceita como entradas os LLR's das seqüências de descodificadas e codificadas para cada iteração, mas como a entrada superior do bloco SISO está a zero a cada iteração, o algoritmo APP (a cada iteração) actualiza uma seqüência vazia para obter os valores de saída. Quando é operado com cinco iterações, está constantemente a actualizar uma seqüência vazia, o que vai fazer diminuir a certeza da descodificação, baixando o valor dos LLR. Com uma iteração apenas, o receptor IB-DFE actua como um equalizador linear, pois os coeficientes usados para o cálculo de FB são nulos (o método necessita de uma seqüência anterior), pelo que, só quando o equalizador é

operado com duas iterações temos efectivamente igualização não linear do tipo IB-DFE e nesse caso, o APP atinge o seu melhor resultado.

Uma forma de impedir a divergência causada por esta inicialização a zero em cada iteração, é realimentar a entrada $L(u; I)$ do bloco APP (Figura 4-6) com os LLR's das sequências decodificadas na iteração anterior, i.e. a saída $L(u; O)$ do mesmo bloco. Isto permite que o módulo actualize sempre o resultado anterior correspondendo ao cenário 3 ilustrado na Figura 4-3. O desempenho do igualizador quando é aplicada descodificação APP com realimentação pode ser visto na Figura 4-8.

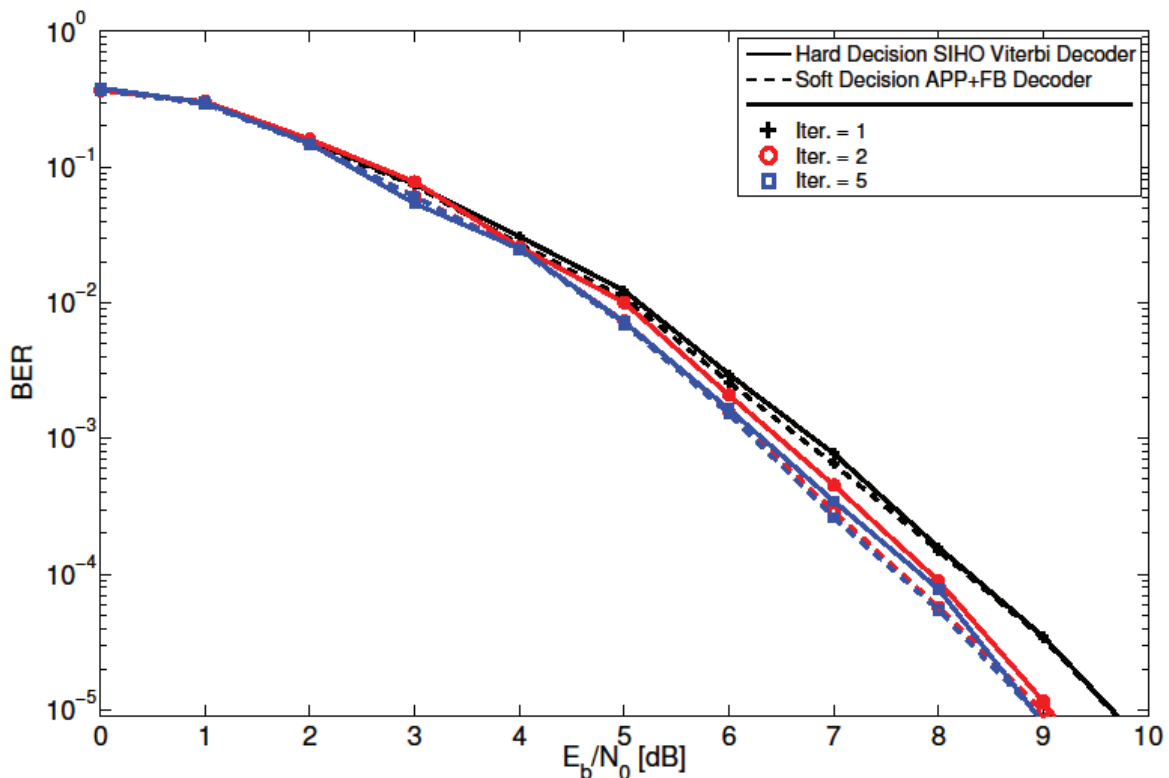


Figura 4-8 Desempenho do equalizador IB-DFE com decisões *hard* mais descodificação pelo algoritmo de Viterbi e com decisões *Soft* mais descodificação por APP e feedback.

O desempenho melhorou substancialmente, na quinta iteração do IB-DFE o equalizador continua a melhorar a detecção de erros, e ultrapassa mesmo ligeiramente o desempenho

do *hard* IB-DFE com o SIHO Viterbi. A comparação entre o desempenho do *soft* IB-DFE com APP com e sem realimentação está ilustrada na Figura 4-9.

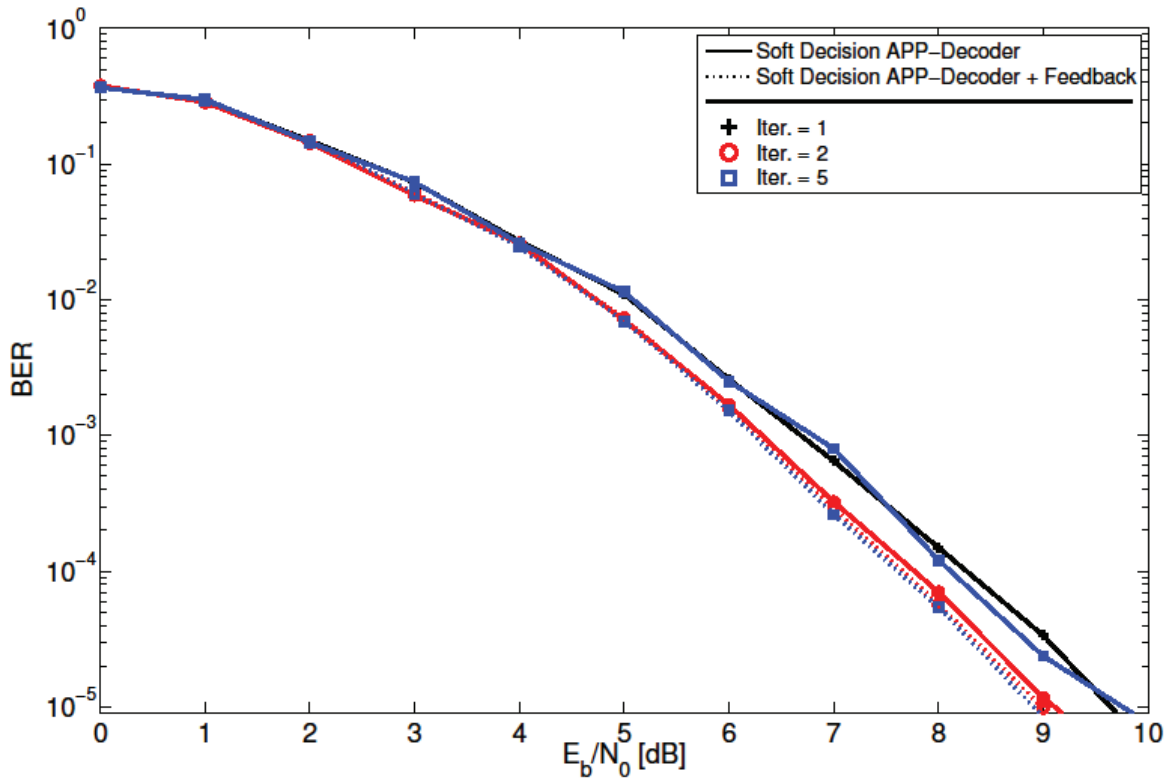


Figura 4-9 Demonstração do efeito da realimentação no decodificador APP.

4.2 Sistemas IB-DFE com MM

Nesta secção vamos analisar o desempenho do igualizador IB-DFE perante um estágio de Modulação de Magnitude. Numa primeira fase vamos replicar os resultados conhecidos em [12] para o igualizador MM-IBDFE. O estudo foi feito com base num igualizador *hard* IB-DFE sem codificação, com um estágio de MM no transmissor e um estágio de MM no receptor, com vista a estimar a distorção criada pelo bloco de MM no transmissor.

O potencial ganho em eficiência de potência de uma transmissão QPSK, considerando a limitação de largura de banda imposta pela filtragem RRC para diferentes valores de *roll-off*, está ilustrada na Figura 4-10, onde está representada a função de distribuição cumulativa complementar (CCDF – *Complementary Cumulative Distribution Function*) do PAPR. Assim, podemos verificar que para um *roll-off* de 0.2 existe um potencial ganho em eficiência de 2.7dB quando um estágio de MPMM é usado.

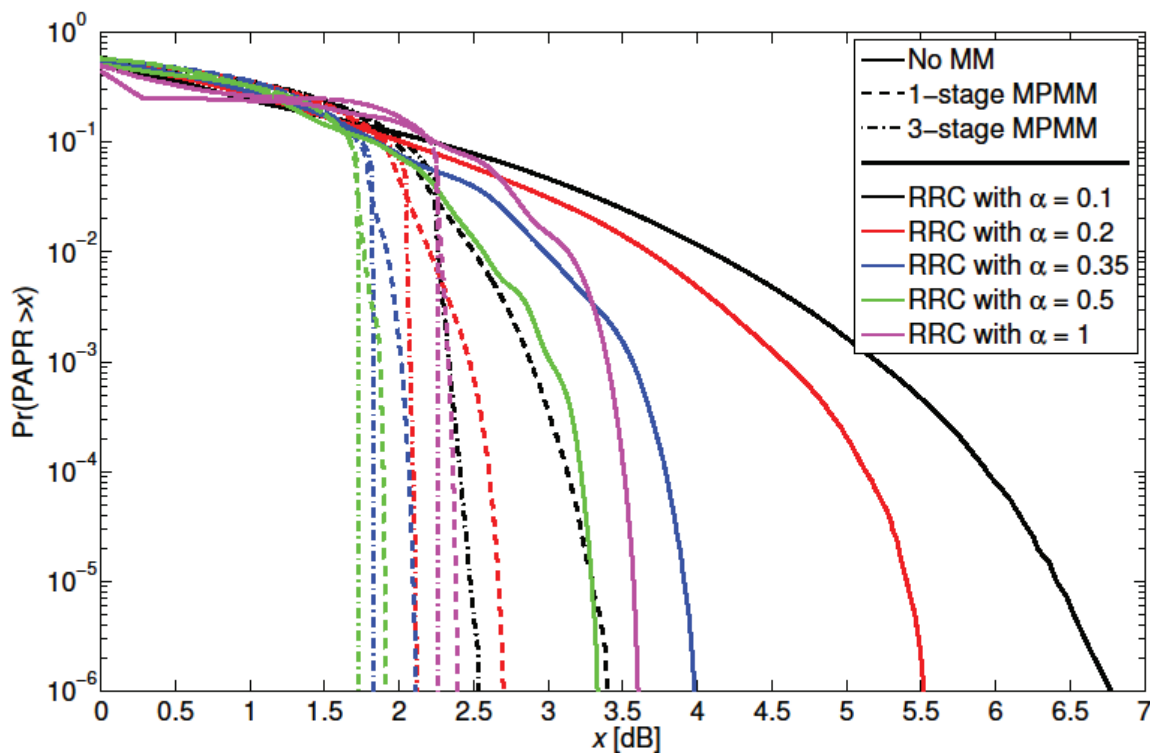


Figura 4-10 Função de Distribuição Acumulada Complementar (CCDF) para transmissões QAM de banda limitada.

4.2.1. Realização do MM-IBDFE sem codificação de canal

Para a realização do MM-IBDFE é necessário colocar um estágio de MM no transmissor depois do modulador, como esquematizado na Figura 4-11.

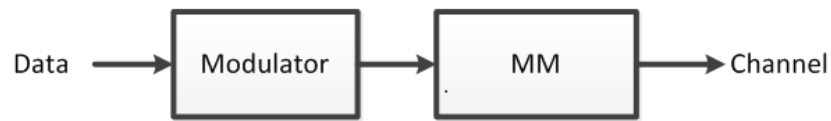


Figura 4-11 Diagrama de blocos do transmissor de um sistema MM-IBDFE sem codificação de canal.

Na Figura 4-12 podemos ver o efeito da inclusão de um estágio de MM no transmissor, quando não existe estimação no receptor da distorção causada pelo bloco de MM. Podemos observar que o receptor não consegue recuperar da distorção, pois o erro é quase praticamente independente do número de iterações do igualizador.

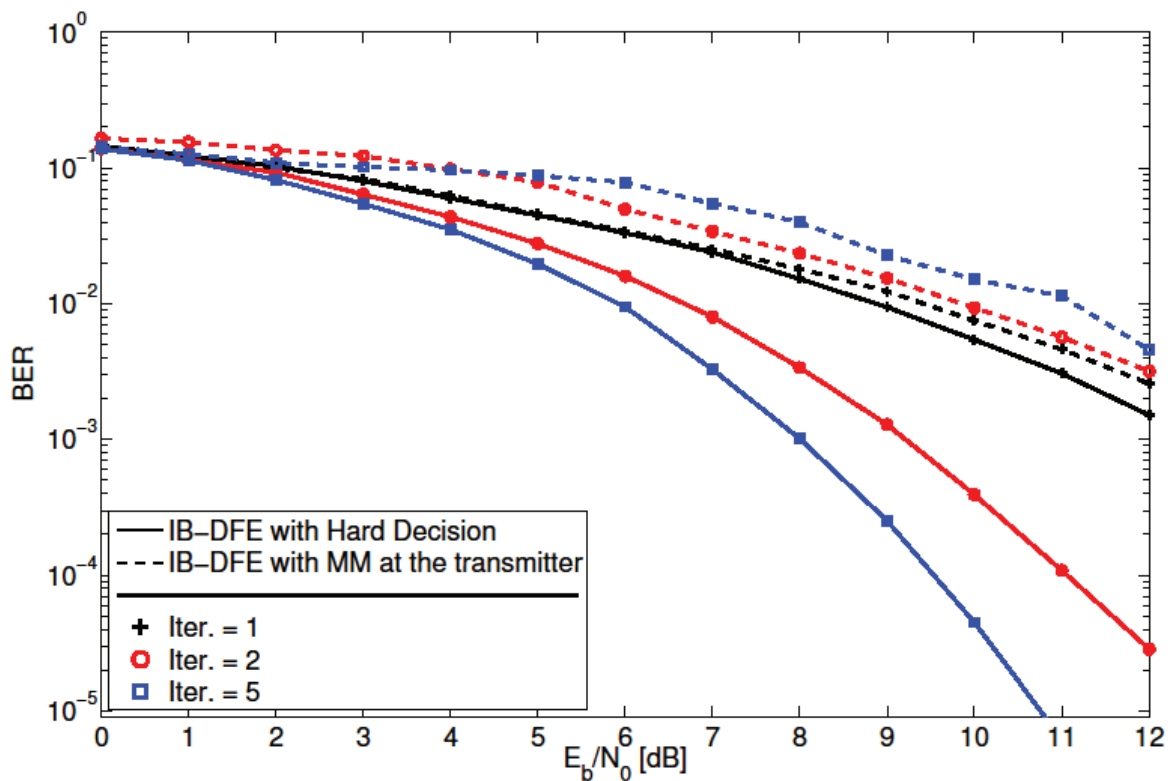


Figura 4-12 Desempenho do equalizador IB-DFE com um estágio de MM no transmissor e o desempenho *hard* IB-DFE.

Para corrigir a distorção é colocado um estágio de MM na malha de realimentação do equalizador IB-DFE, que é usada no cálculo dos filtros de FB e FF de forma a fornecer uma estimativa do erro criado pelo uso de MM conforme ilustrado na Figura 4-13.

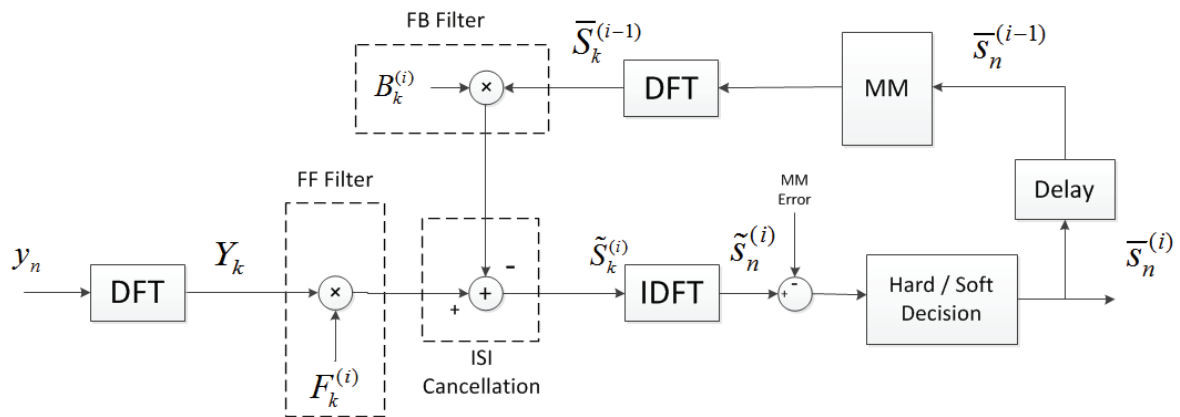


Figura 4-13 Receptor MM-IBDFE.

Neste caso, o equalizador já consegue ter um desempenho próximo do obtido pelo equalizador *hard* IB-DFE usado como base. Neste caso o equalizador MM-IBDFE apresenta uma perda de 1.5dB em relação ao equalizador *hard* IB-DFE. No entanto, atendendo a que o uso de MM no transmissor reduz o PAPR em 2.7 dB, tal traduz-se num ganho efectivo de potência de 1.2 dB.

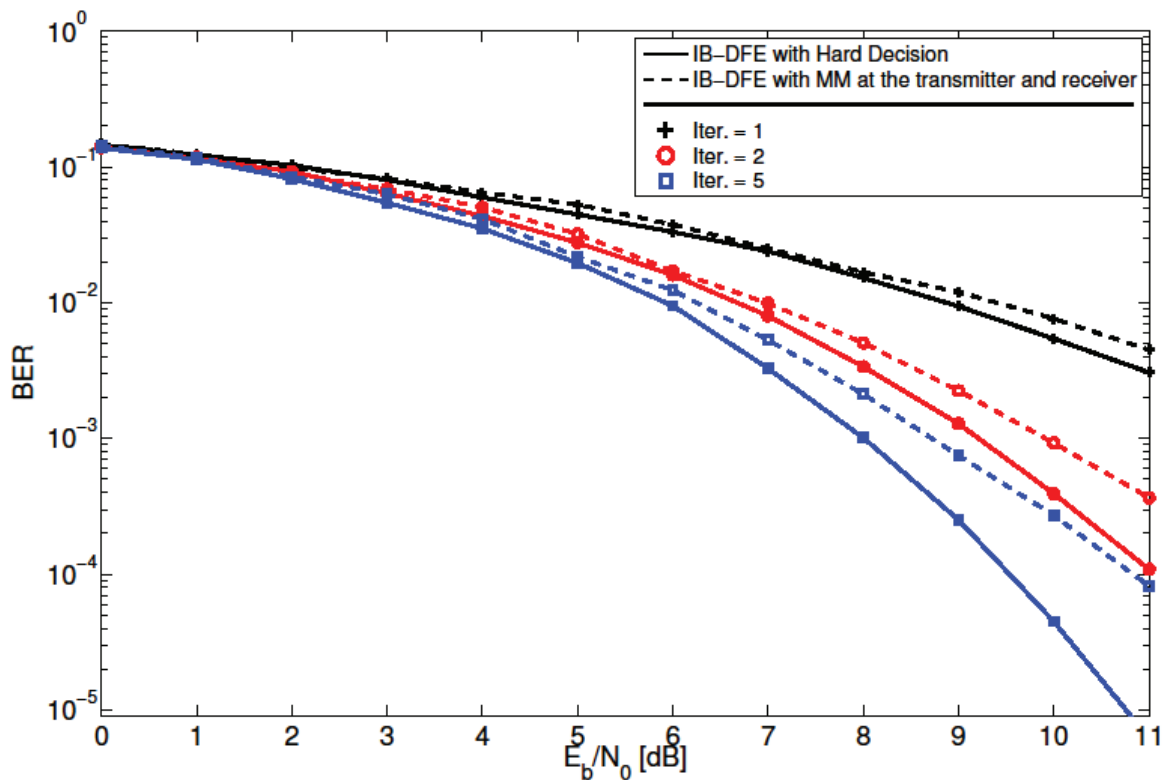


Figura 4-14 Desempenho do equalizador IB-DFE com um estágio de MM no transmissor e no receptor e o desempenho do *hard* IB-DFE.

4.2.2. Realização do Turbo IB-DFE com um estágio de MM no transmissor

Seguidamente, vamos juntar codificação de canal ao sistema MM-IBDFE. O diagrama de blocos do transmissor passa a ser o da Figura 4-15. A codificação é convolucional e com os mesmos parâmetros da usada anteriormente para o Turbo IB-DFE.

A base do equalizador, no entanto, deixa de ser o *hard* IB-DFE e passa a ser o *soft* IB-DFE, porque para além de o *soft* IB-DFE ter melhor desempenho que o *hard* IB-DFE só por si, a configuração testada com melhores resultados é a descodificação APP com realimentação, que só pode ser usada num equalizador *soft* IB-DFE.

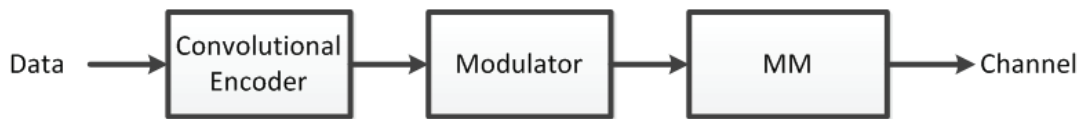


Figura 4-15 Diagrama de blocos do transmissor MM-IBDFE com codificação de canal.

Podemos ver na Figura 4-16 que com MM no transmissor, e sem qualquer tipo de correcção de MM no receptor, o igualizador consegue recuperar da distorção imposta por MM no transmissor e só perde cerca de 0.5dB em relação ao receptor Turbo-IBDFE sem MM. Isto significa que o receptor consegue operar quase da mesma forma apesar dos símbolos virem reduzidos (em módulo). Ainda assim, seguidamente vamos compensar a distorção dentro do igualizador.

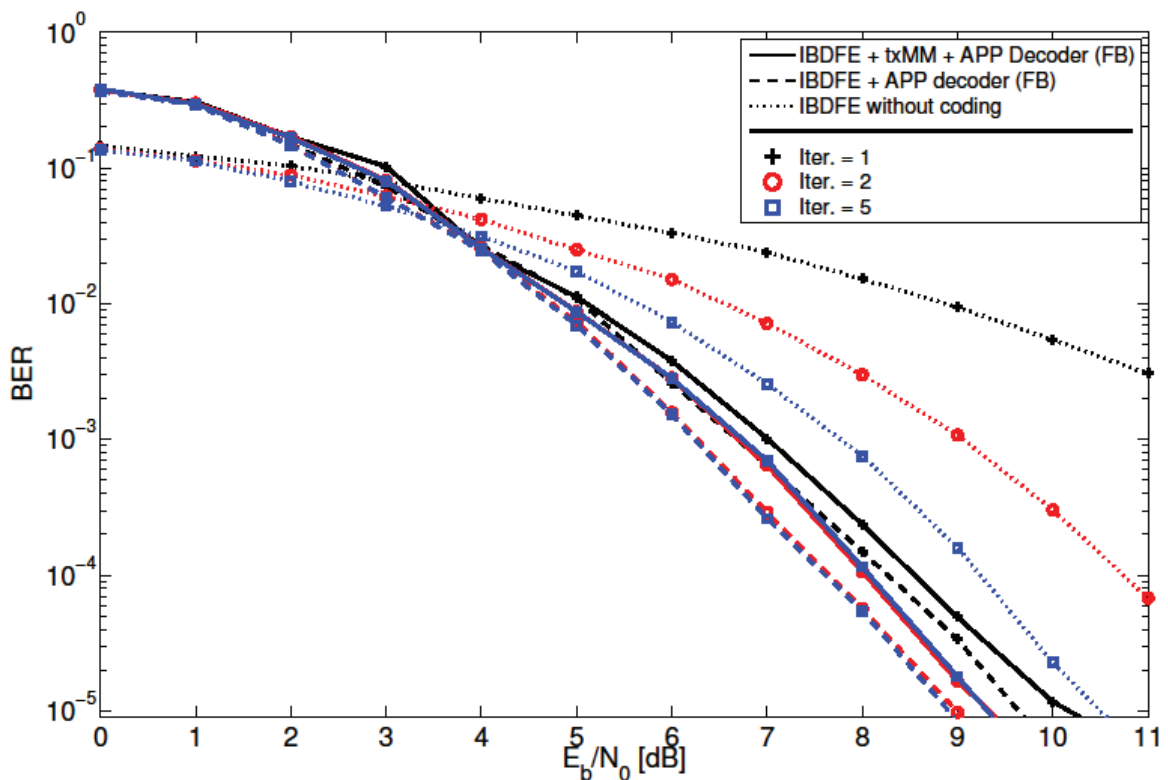


Figura 4-16 Desempenho do sistema IBDFE com codificação, IBDFE com um estágio de MM no transmissor e codificação e IBDFE convencional no receptor.

4.2.3. Realização do Turbo IB-DFE com um estágio de MM no transmissor e um estágio de MM no receptor.

Para corrigir a distorção imposta pelo estágio de MM no transmissor, é preciso estimar essa distorção. Isso é feito através da subtração das sequências antes do bloco de MM pelas sequências após o bloco de MM, o resultado é o chamado de erro de MM e é atualizado sequência-a-sequência e subtraído aos símbolos antes da decodificação na iteração seguinte.

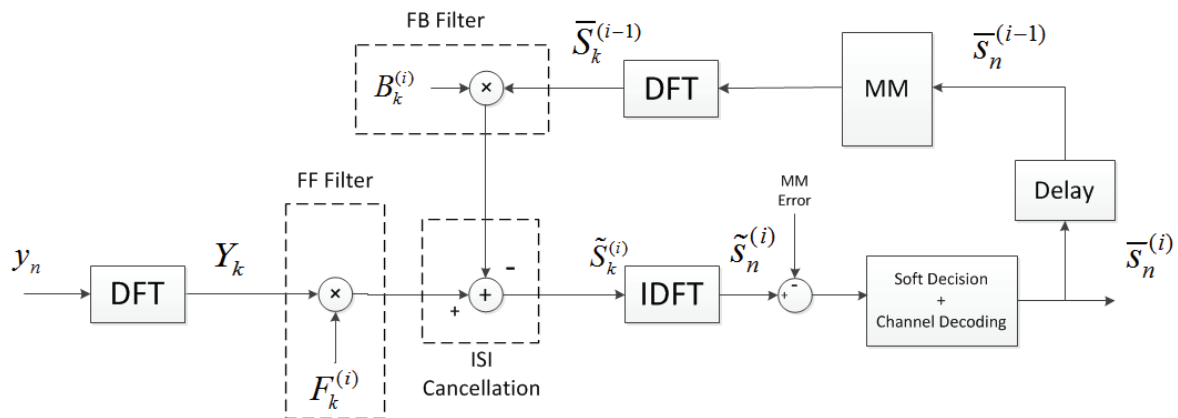


Figura 4-17 Receptor Turbo MM-IBDFE.

Isto verificou-se insuficiente para estimar completamente o efeito causado pelo bloco de MM, porque como é um para um *soft* IB-DFE, o erro é calculado sobre símbolos “limpos”, dados pela equação (17) da secção 2.2. Então torna-se necessário outro método de estimação da distorção de MM. A forma encontrada foi achar o factor de MM, que é a média da razão entre uma sequência afectada por MM e uma sequência limpa. Esse valor é depois introduzido na realimentação do decodificador APP, pelos LLR das palavras de informação, como pode ser visto na Figura 4-18. O factor de MM tem um valor aproximado de 0.7935.

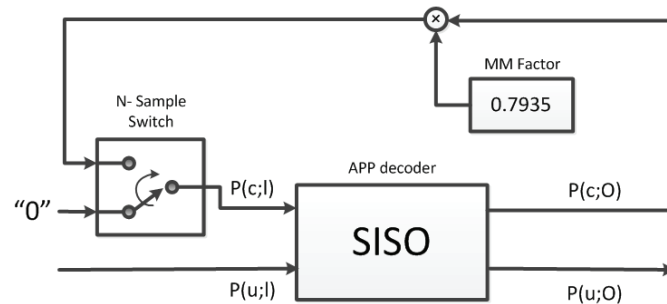


Figura 4-18 Diagrama de blocos da compensação de MM na realimentação do bloco APP do igualizador Turbo MM-IBDFE.

Isto acontece porque os LLR das palavras de informação aumentam para valores negativos ou positivos, consoante a “confiança” que o decodificador tem sobre a descodificação, baixando a relevância que as primeiras iterações têm no resultado final, onde o efeito da igualização IB-DFE é ainda reduzido.

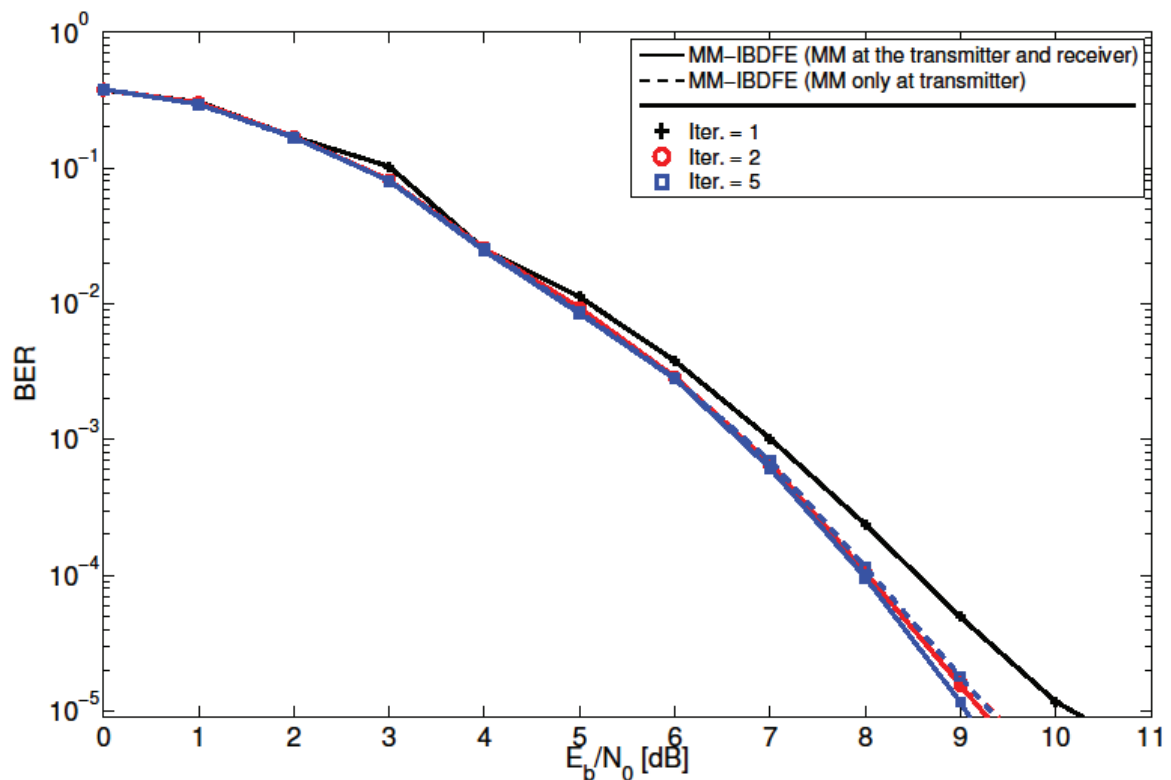


Figura 4-19 Desempenho do Turbo MM-IBDFE com um estágio de MM no transmissor e similarmente, para um estágio de MM no transmissor e no receptor.

Como pode ser visto na Figura 4-19, a melhoria que o efeito da compensação de MM no receptor, aquando do uso de codificação, é quase irrelevante, a codificação só por si garante um excelente desempenho por parte do igualizador, que com duas iterações já consegue atingir valores óptimos idênticos ao de uma transmissão sem MM, sendo que para e para $E_b/N_0=9$ dB a taxa de erros é na ordem dos 10^{-5} .

A diferença para o método MM-IBDFE *hard*, ilustrado na Figura 4-14 é enorme, para o qual a taxa de erros para $E_b/N_0=9$ dB é de aproximadamente 10^{-3} . O ganho de codificação obtido é muito próximo do ganho de codificação máximo que o código fornece para transmissão num canal Gaussiano [29], mostrando a eficiência da configuração Turbo IB-DFE na compensação dos efeitos dispersivos do canal.

O ganho de eficiência em potência ao usar o igualizador MM-IBDFE, com codificação de canal convolucional de taxa $\frac{1}{2}$ e com descodificação APP realimentada, com um estágio de MPMM no transmissor, é de aproximadamente 2.5 dB, sem haver necessidade de aumentar a complexidade do receptor ao acrescentar mecanismos de compensação de distorção. Esse resultado pode ser observado na Figura 4-20, onde estão representados os BER para o igualizador Turbo IB-DFE com MM e sem MM, em função da energia de pico de cada bit $E_b^{(p)}$ (ao invés da energia média de cada bit E_b). A energia de pico de cada bit é obtida através de

$$E_b^{(p)} = E_b + PAPR \quad (dB), \quad (52)$$

com os valores do $PAPR$ a serem obtidos da Figura 4-10 em 10^{-6} para filtragem RRC com *roll-off* igual a 0.2.

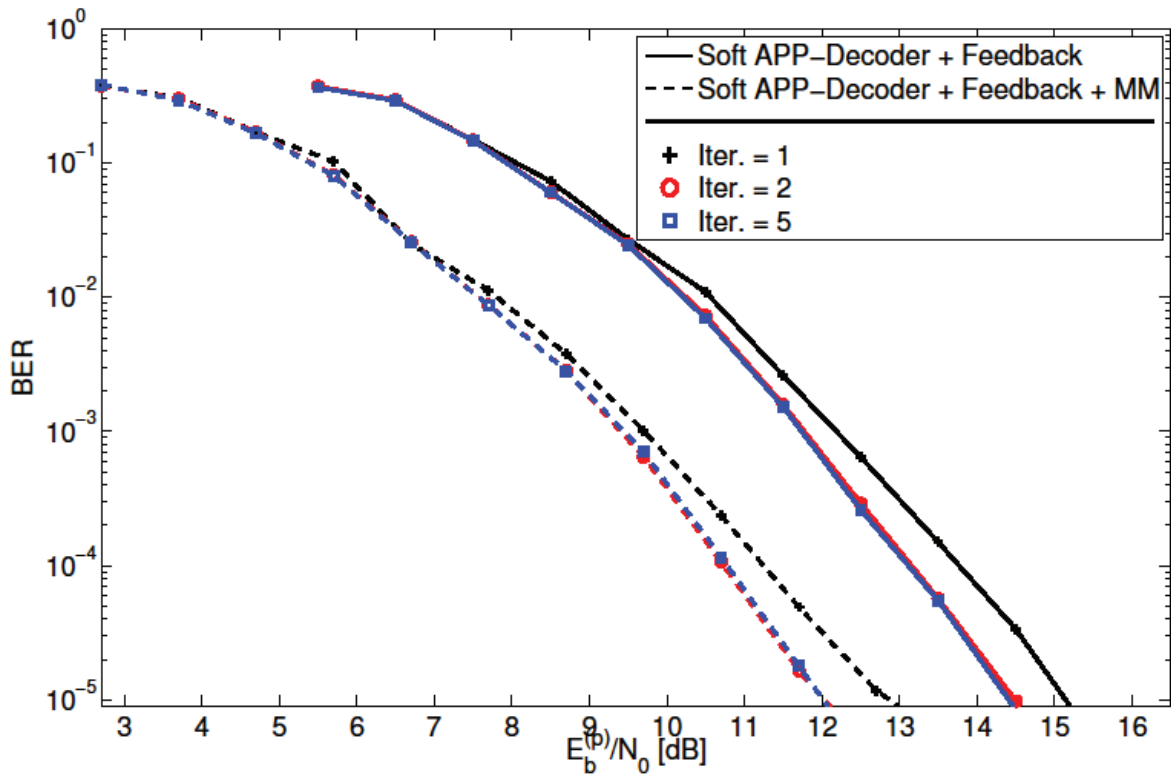


Figura 4-20 Ganho BER vs. Peak E_b/N_0 , com e sem MM, para *soft* IB-DFE com uso de codificação.

Conclui-se pois que o uso de MM combinado com os sistemas Turbo IB-DFE convencionais permite a obtenção de ganhos de codificação significativos e constitui como tal uma solução efectiva para a melhoria da eficiência dos sistemas de banda larga, baseados em transmissão mono-portadora por blocos. De realçar que uma codificação convolucional com códigos curtos prova também ser suficiente para o receptor atingir valores de desempenho dentro do desejado para um igualizador Turbo IB-DFE.

5.

CONCLUSÃO

O trabalho desta tese abordou o estudo de sistemas de portadora única com igualização no domínio da frequência (mais particularmente a técnica de igualização iterativa IB-DFE), combinados com técnicas MM de controlo do PAPR, para transmissão em canais dispersivos. Tal estudo é particularmente relevante no contexto do desenvolvimento dos futuros sistemas sem fios de banda larga.

Ambas as técnicas foram recentemente combinadas e o seu desempenho estudado. No entanto, não foi considerada a utilização de codificação de canal. Este trabalho teve por objectivo melhorar a eficiência dos sistemas conjuntos MM e IB-DFE com a introdução de códigos correctores de erros do tipo convolucional.

Nesse sentido, começámos por analisar o desempenho de sistemas receptores IB-DFE convencionais em transmissões SC por blocos, não-codificados, com decisões *soft* e *hard* ao nível do coeficiente de correlação do algoritmo do igualizador, que comparamos com o desempenho dos sistemas Turbo IB-DFE, baseados em códigos de convolução de pequeno comprimento. A principal conclusão a retirar é que a utilização de um código convolucional permite um ganho significativo de codificação contribuindo simultaneamente para o melhor funcionamento do IB-DFE no cancelamento da ISI.

Seguidamente, foi abordado o estudo de transmissão SC-FDE com controlo de PAPR por utilização de MM. Foram analisados os casos de recepção com sistemas IB-DFE convencionais e a necessidade de compensar a distorção de MM no igualizador. Para transmissões sem codificação de canal concluiu-se, como em [12], ser necessário capacitar o igualizador da estimação dos factores de MM utilizados no emissor, com vista à obtenção de um ganho efectivo de potência. No entanto, a utilização de codificação de canal permite resolver este problema. Verificou-se que o ganho efectivo de codificação é idêntico ao obtido para transmissões sem MM, tornando independente o desempenho do igualizador IB-DFE da distorção de MM, i.e. sem necessidade de adicionar complexidade extra ao receptor.

Este trabalho demonstra assim ser possível obter um ganho real de eficiência em sistemas sem fios de banda larga, baseados em transmissões mono-portadora com receptores do tipo Turbo IB-DFE, aquando do uso de codificação de canal e modulação de magnitude.

ANEXO A.

TEOREMA DE BAYES PARA A PROBABILIDADE CONDICIONADA

O **Teorema de Bayes** para probabilidade condicionada, diz que

$$P(A \text{ e } B) = P(A)P(B \text{ dado } A),$$

que pode ser escrito como,

$$P(A, B) = P(A)P(B|A),$$

onde $P(B|A)$ refere-se à probabilidade do evento B dado que A já existiu.

Se o evento A ocorre sempre com o evento B, então podemos escrever a seguinte expressão, para a probabilidade absoluta do evento A,

$$P(A) = \sum_B P(B, A).$$

Se os eventos A e B são independentes um do outro, então A torna-se

$$P(B|A) = P(B)$$

e

$$P(A, B) = P(A)P(B).$$

A relação anterior diz que a probabilidade de dois acontecimentos independentes acontecerem ao mesmo tempo é a multiplicação das suas probabilidades.

A probabilidade do evento A condicionado ao evento B é dada pela probabilidade do evento A dado B, vezes a probabilidade do evento A.

$$P(A, B) = P(A|B)P(B) = P(B|A)P(A),$$

que significa, que

$$\left(\begin{array}{c} \text{probabilidade} \\ \text{de A e B} \end{array} \right) = \left(\begin{array}{c} \text{probabilidade} \\ \text{a - posteriori de A} \end{array} \right) \times \left(\begin{array}{c} \text{probabilidade} \\ \text{a - priori de B} \end{array} \right),$$

$$\left(\begin{array}{c} \text{probabilidade} \\ \text{de A e B} \end{array} \right) = \left(\begin{array}{c} \text{probabilidade} \\ \text{a - posteriori de B} \end{array} \right) \times \left(\begin{array}{c} \text{probabilidade} \\ \text{a - priori de A} \end{array} \right).$$

Se existirem três eventos independentes A,B e C, então a regra de Bayes, torna-se

$$P(A, B|C) = P(A|C)P(B|A, C).$$

ANEXO B.

IMPLEMENTAÇÃO

EM *SIMULINK*

O Simulink demonstrou ser uma ferramenta muito útil aquando da simulação das várias versões do igualizador IB-DFE pois para além da facilidade de análise através do Matlab, oferece ainda uma vasta gama de blocos programáveis. De seguida vão ser apresentados os diagramas de blocos de todos os sistemas implementados e que foram usados para obter os resultados que constam desta dissertação.

A programação em Simulink é feita através de blocos. Portanto, os diagramas seguintes são sistemas de blocos, sendo que cada bloco pode representar um subsistema também ele composto por uma associação de blocos.

B1. Análise de Resultados

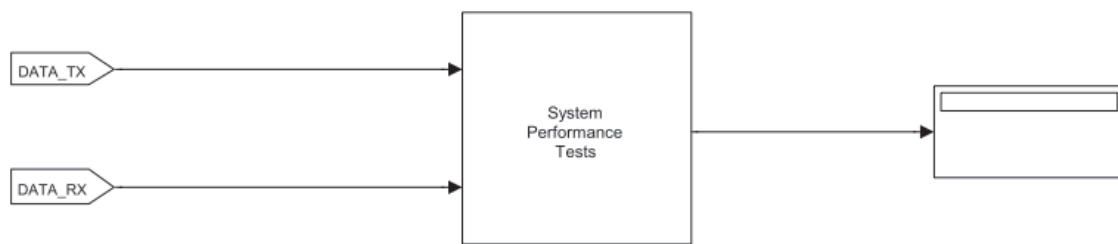


Figura B-1 Diagrama de blocos usado para o cálculo do BER.

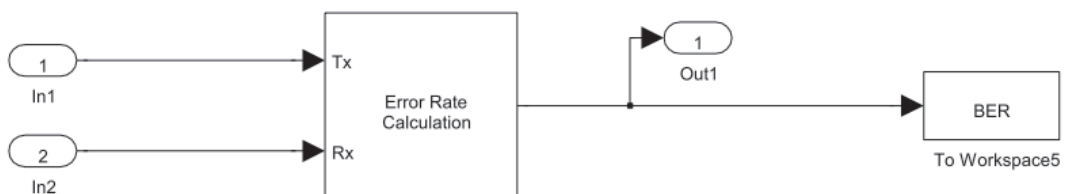


Figura B-2 Diagrama de blocos do subsistema de análise de desempenho.

B2. Hard Decision IB-DFE

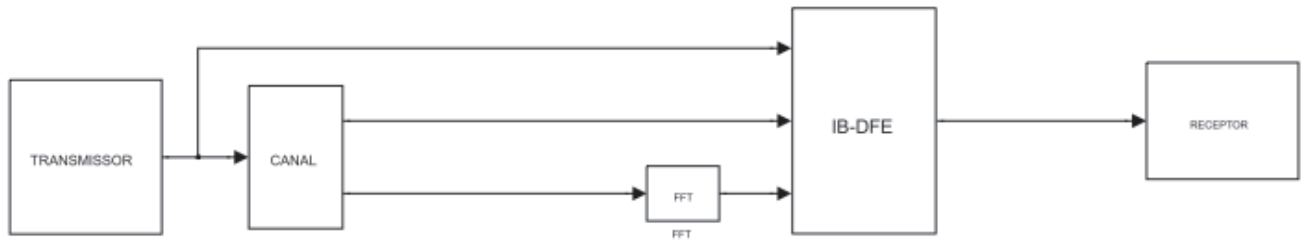


Figura B-3 Diagrama de blocos global do IB-DFE com decisões *hard*.

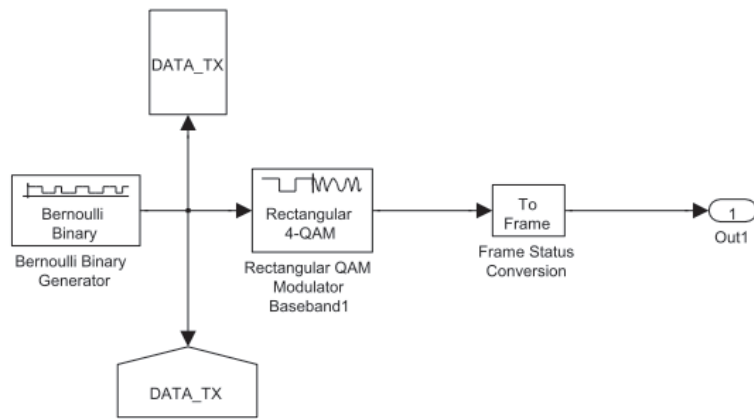


Figura B-4 Diagrama de blocos do subsistema do Transmissor.

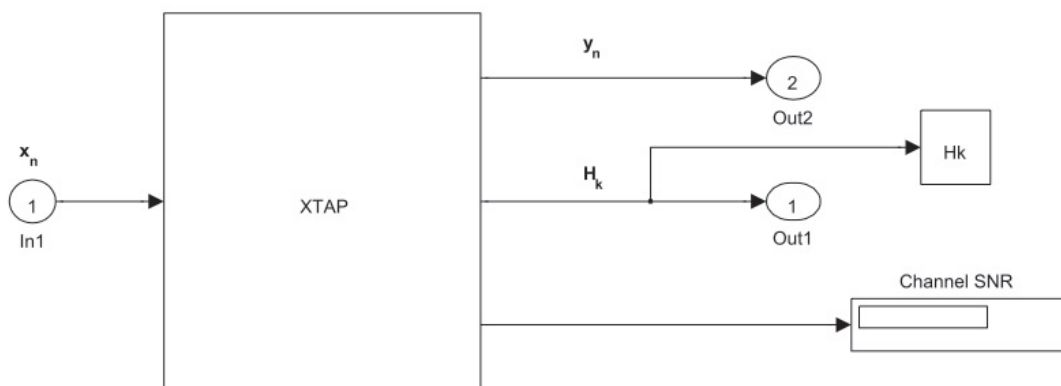


Figura B-5 Diagrama de blocos do subsistema do Canal.

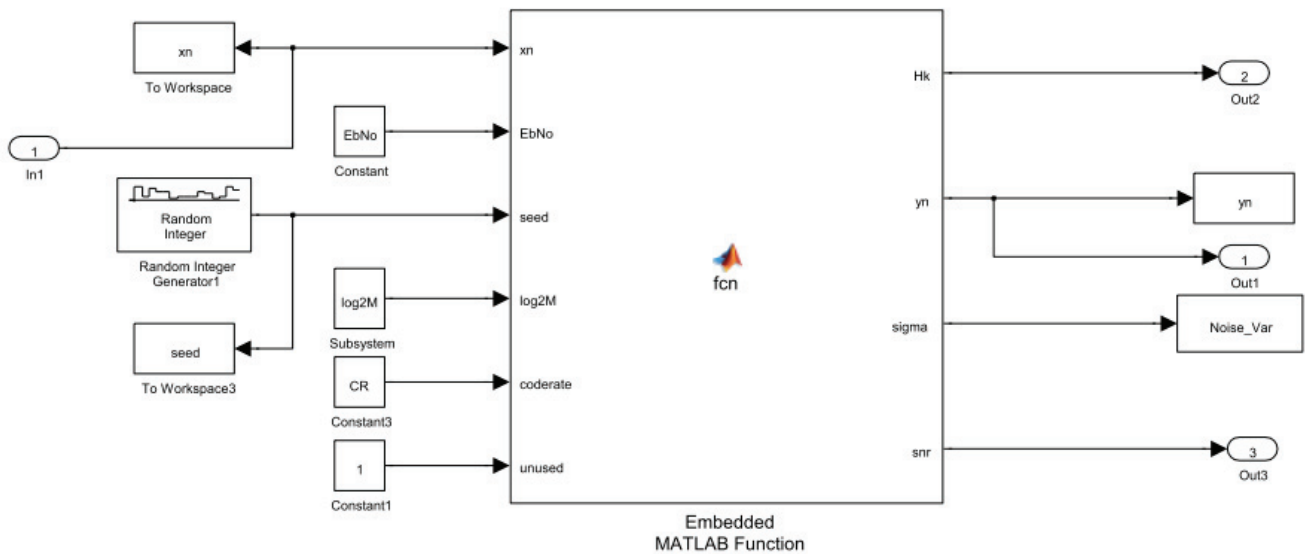


Figura B-6 Bloco que simula o canal XTAP.

```
function [Hk,yn,sigma,snr] = fcn(xn,EbNo,seed,log2M,coderate, ~)%L)
%#codegen
%log2M: numero de bits por símbolo da constelação

N=length(xn);
L=1;
channel='XTAP'; %DEFINE O TIPO DE CANAL

coder.extrinsic('set_param')
snr=10^((EbNo+10*log10(log2M)-10*log10(1/coderate))/10); %Signal Noise
Rate

Px=mean(abs(xn).^2); % Potência do sinal: quadrado do módulo

Pnz=N*0.5*Px./snr; % Potência do ruído complexa

sigma=sqrt(Pnz); %desvio padrão da componente I e Q do ruído no domínio
da frequência,

% Não necessário multiplicar por N, pois a fft não é unitária

% Pnz = Pnx + Pny --- Pnx=Pny (ruído gaussiano circular)

rng(seed);

%% AWGN

if strcmp(channel,'AWGN')==1
    channelblock='disp(''AWGN'')';
    set_param('IB_DFE_HARDRHO/Subsystem3/Subsystem',
'MaskDisplay',channelblock)
```

```

% Filtro
Hk=ones(N,L).*exp(1i*2*pi*rand(N,L)); %fase aleatória
H2k=abs(Hk).^2;
if (L==1) sH2k=H2k;
else sH2k=sum(H2k')';
end; % Matched filter bound for that channel

%% XTAP

else % strcmp(channel,'XTAP')==1
channelblock='disp(''XTAP'')';
set_param('IB_DFE_HARDRHO/Subsystem3/Subsystem',
'MaskDisplay',channelblock)
%Ts=4e-6; % Block duration
Ts=1/N;
f=[-N/2:N/2-1]/Ts; % frequências
%Filtro
NRay=32;
tau=[0:NRay-1]*Ts/N;
alpha_med=ones(NRay,1);
alpha_med=alpha_med/sqrt(sum(alpha_med.^2));
Hk=complex(zeros(N,L));
    for l=1:L
        alpha=alpha_med.*(randn(NRay,1)+1j*randn(NRay,1))/sqrt(2);
        for nRay=1:NRay
            Hk(:,l)=Hk(:,l)+alpha(nRay)*exp(-1j*2*pi*f*tau(nRay));
        end;
    end;
end

%% Filtragem

Xk=fft(xn);
Yk=complex(zeros(N,L));
    for l=1:L
        Yk(:,l)=Xk.*Hk(:,l)+(randn(N,1)+1i*randn(N,1))*sigma;
    end;
yn = ifft(Yk);

```

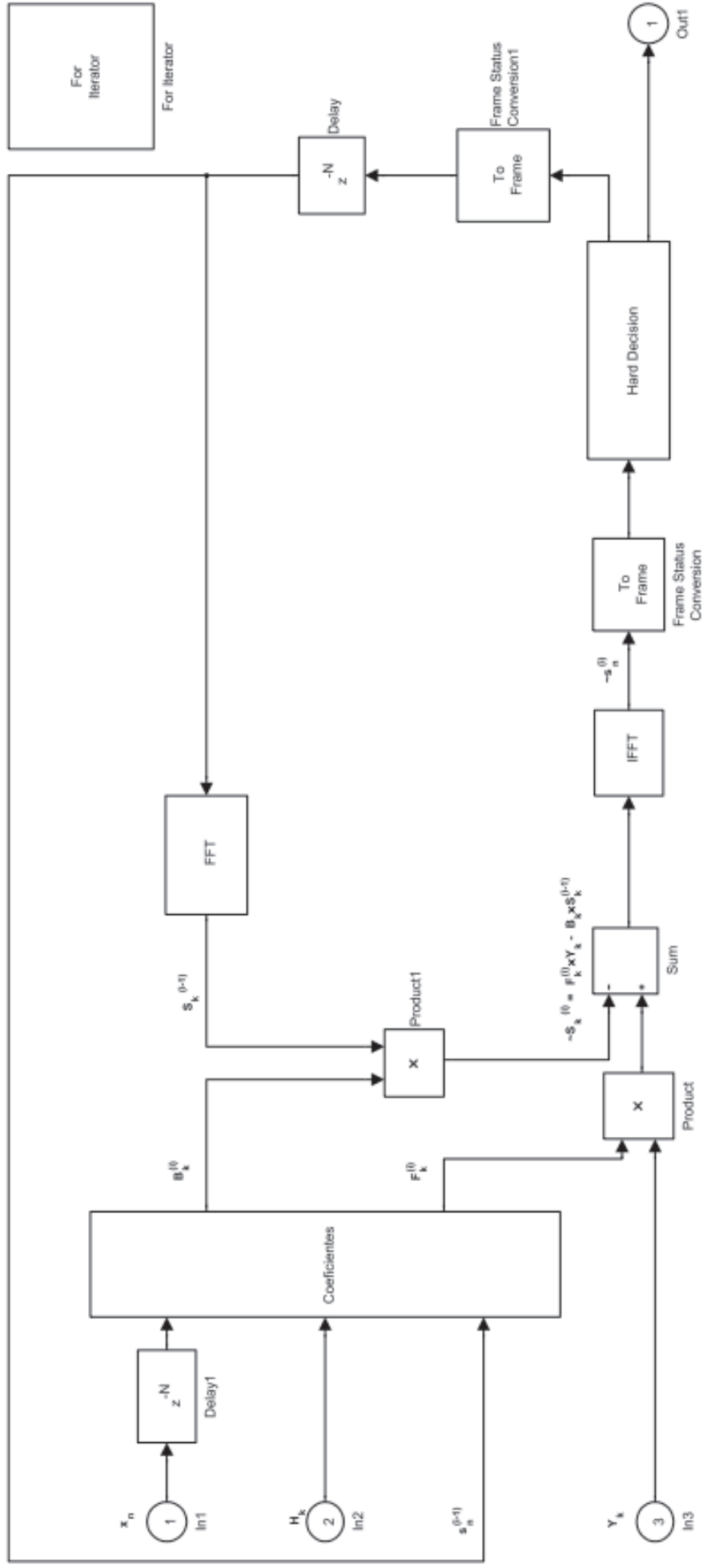


Figura B-7 Diagrama de blocos do igualizador IB-DFE.

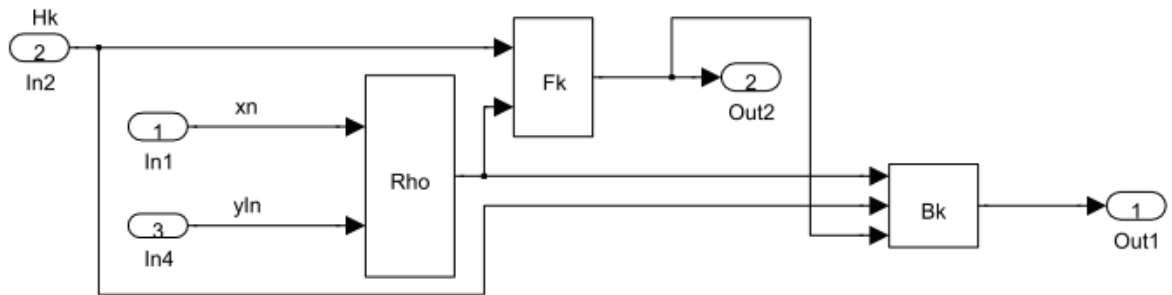


Figura B-8 Diagrama de blocos do subsistema de cálculo dos coeficientes.

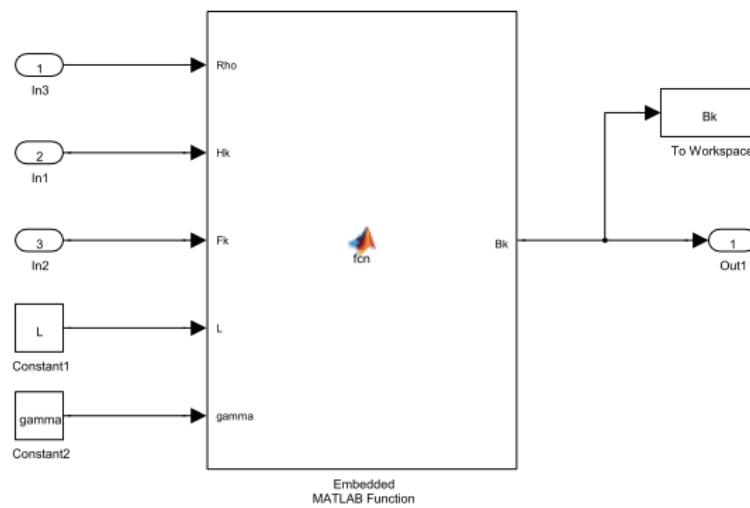


Figura B-9 Bloco de cálculo de Bk.

```
function Bk = fcn(Rho,Hk,Fk,L,gamma)

%#codegen
gamma=1;
L=1;

for l=1:L
    Bk=Fk(:,L).*Hk(:,L);
end;

Bk=Rho*(Bk-gamma);
```

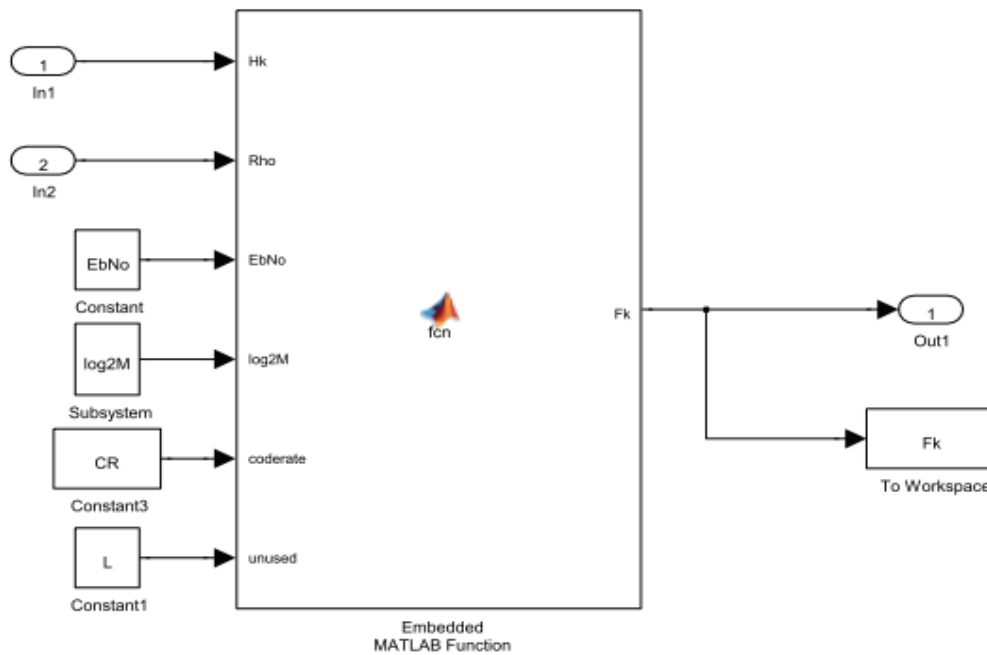



Figura B-10 Bloco de cálculo de Fk.

```
function Fk = fcn(Hk,Rho,EbNo,log2M,coderate,~)%,L)
%#codegen

L=1;
N=length(Hk);
H2k=abs(Hk).^2;
Fk=complex(zeros(N,L));
snr = 10.^(EbNo/10)*log2M*coderate;

NSR=1/snr;    % Noise to Signal Ratio

Ik= (1-Rho^2)*H2k + NSR;

% Fk
for l=1:L
    Fk(:,l) = conj(Hk(:,l))./Ik;
end;

% gamma
gamma=complex(0);
for l=1:L
    gamma=gamma+sum(Fk(:,l).*Hk(:,l));
end;
gamma=gamma/N;

% Normalization
Fk=Fk/gamma;
```

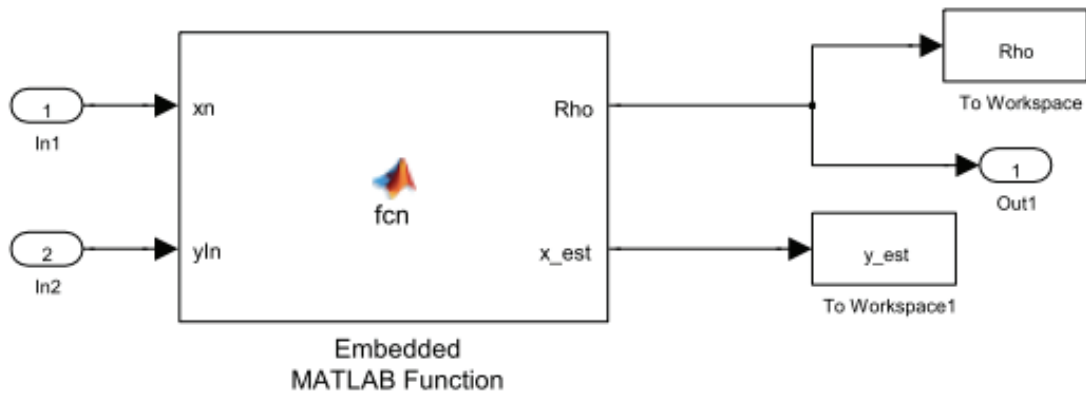


Figura B-11 Bloco de cálculo do coeficiente de correlação.

```
function [Rho,x_est] = fcn(xn,yIn)
%#codegen

RHO_MAX=0.999;

x_est=yIn;
Rho=complex(0);

if (sum(xn)==0)
    Rho=complex(0);
else
    Rho=sum(x_est.*conj(xn))/sum(abs(xn).^2);
    Rho=min(abs(Rho),RHO_MAX);
end
```



Figura B-12 Diagrama de blocos do subsistema do receptor.

B3. Soft Decision IB-DFE

Para evitar redundância nos diagramas, só vão ser aqui apresentados os diagramas de blocos que sofrem alterações ao longo das várias implementações.

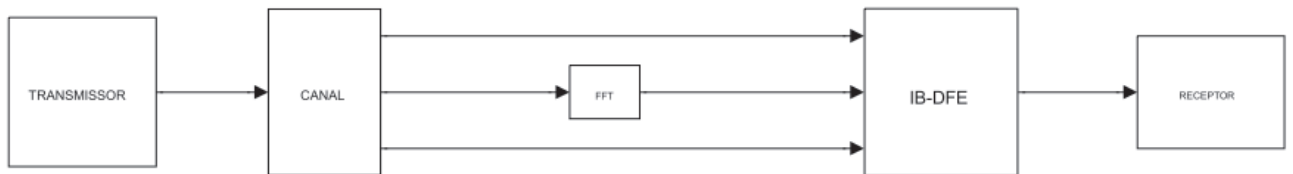


Figura B-13 Diagrama de blocos global para o *soft decision* IB-DFE.

O subsistema do Transmissor é igual ao da Figura B-4.

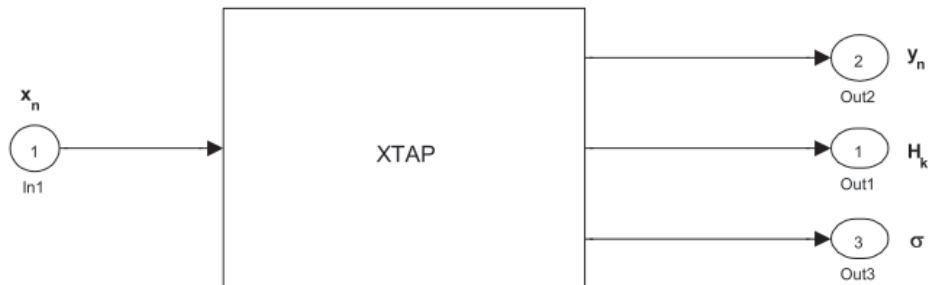


Figura B-14 Diagrama de blocos para o subsistema do canal.

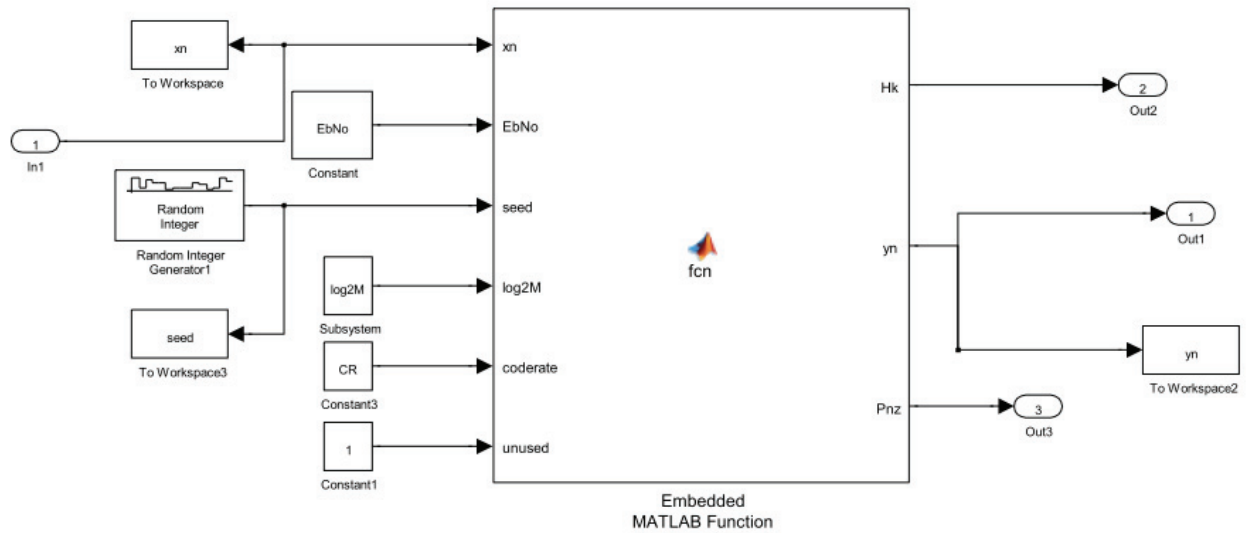


Figura B-15 Bloco do canal XTAP.

```
function [Hk, yn, Pnz] = fcn(xn, EbNo, seed, log2M, coderate, ~)%, L)
%#codegen

%log2M: número de bits por símbolo da constelação
N=length(xn);
L=1;

channel='XTAP'; %DEFINE O TIPO DE CANAL
coder.extrinsic('set_param')

snr=10^((EbNo+10*log10(log2M)-10*log10(1/coderate))/10); %Signal Noise
Rate

Px=mean(abs(xn).^2); % Potência do sinal: quadrado do módulo

Pnz=Px./snr; % Potência do ruído complexo no domínio do tempo antes da
FFT

sigma=sqrt(N*Pnz*0.5); %desvio padrão da componente I e Q do ruído no
domínio da frequência,
% Não necessário multiplicar por N, pois a fft não é unitária
% Pnz = Pnx + Pny --- Pnx=Pny (ruído gaussiano circular)
% sigma=sqrt(Pnx)

rng(seed);

%% AWGN
if strcmp(channel, 'AWGN')==1
```

```

channelblock='disp(''AWGN'')';
set_param('IB_DFE_SOFTRHO/Subsystem3/Subsystem',
'MaskDisplay',channelblock)

% Filtro
Hk=ones(N,L).*exp(1i*2*pi*rand(N,L)); %fase aleatória
H2k=abs(Hk).^2;

if (L==1) sH2k=H2k;
else sH2k=sum(H2k)';
end; % Matched filter bound for that channel

%% XTAP
else % strcmp(channel,'XTAP')==1

channelblock='disp(''XTAP'')';
set_param('IB_DFE_SOFTRHO/Subsystem3/Subsystem',
'MaskDisplay',channelblock)

%Ts=4e-6; % Block duration
Ts=1/N;
f=[-N/2:N/2-1]'/Ts; % frequencias

%Filtro
NRay=32;
tau=[0:NRay-1]*Ts/N;
alpha_med=ones(NRay,1);
alpha_med=alpha_med/sqrt(sum(alpha_med.^2));

Hk=complex(zeros(N,L));
for l=1:L
alpha=alpha_med.*(randn(NRay,1)+1j*randn(NRay,1))/sqrt(2);
for nRay=1:NRay
Hk(:,l)=Hk(:,l)+alpha(nRay)*exp(-1j*2*pi*f*tau(nRay));
end;
end;
end

%% Filtragem

Xk=fft(xn);

Yk=complex(zeros(N,L));
for l=1:L
Yk(:,l)=Xk.*Hk(:,l)+(randn(N,1)+1i*randn(N,1))*sigma;
end;
yn = ifft(Yk);

```

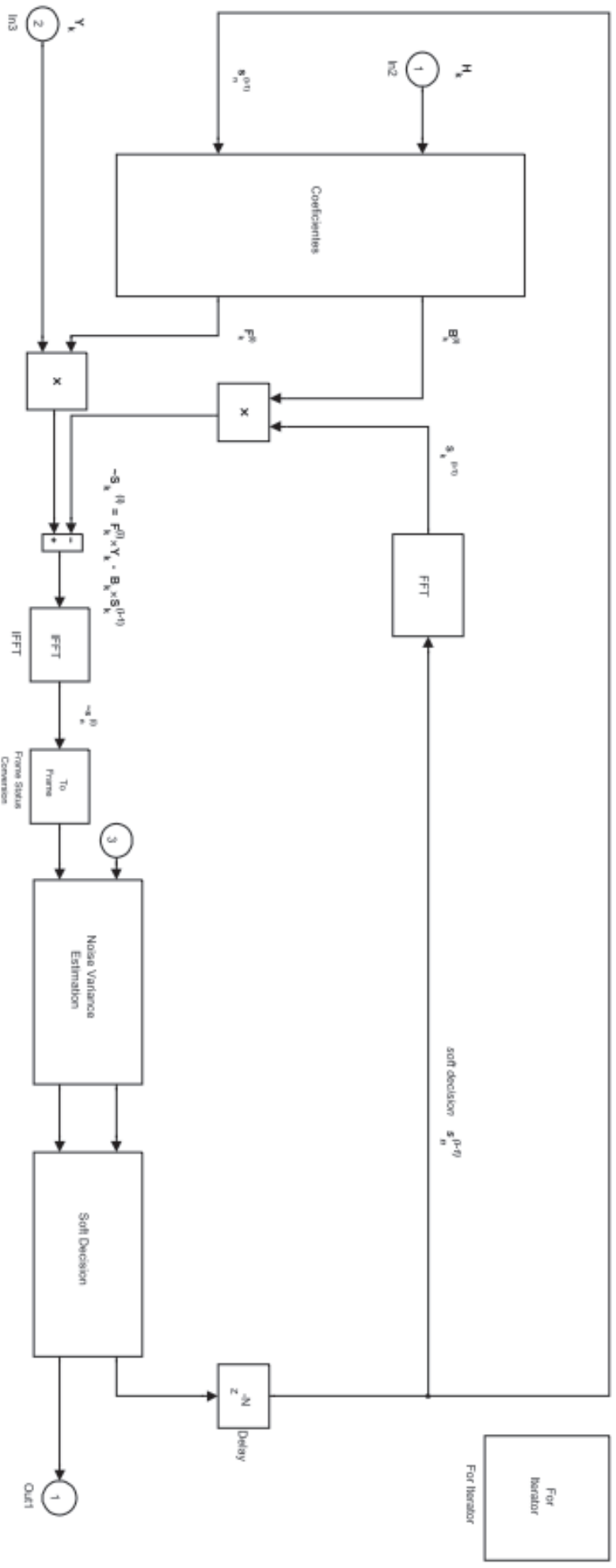


Figura B-16 Diagrama de blocos do equalizador IB-DFE com decisões *soft*.

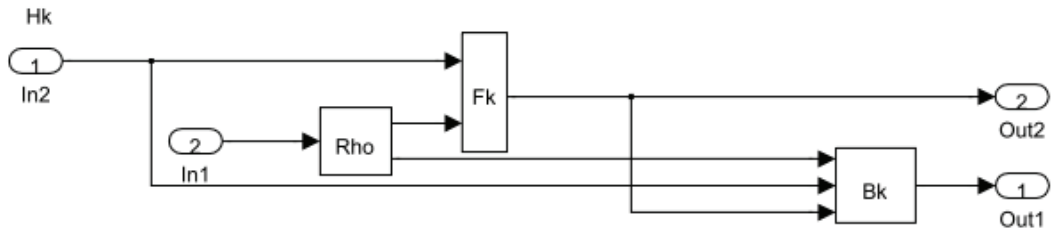


Figura B-17 Diagrama de blocos do subsistema de cálculo dos coeficientes do IB-DFE.

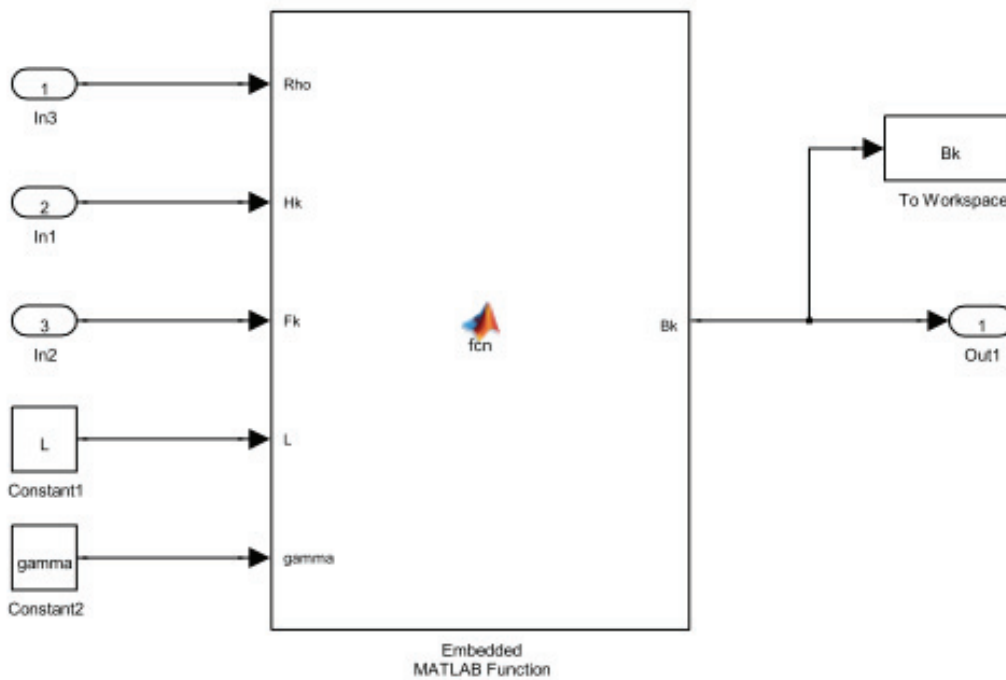


Figura B-18 Bloco que calcula Bk.

```
function Bk = fcn(Rho,Hk,Fk,L,gamma)

%#codegen
gamma=1;
L=1;

for l=1:L
    Bk=Fk(:,l) .*Hk(:,l) ;
end;

Bk=Rho*(Bk-gamma) ;
```

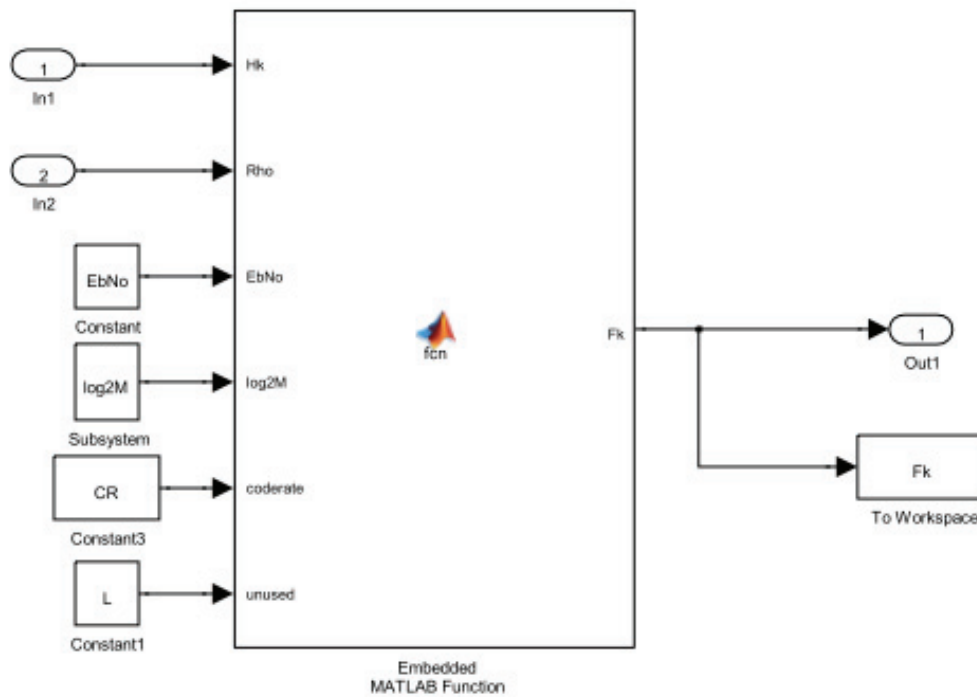


Figura B-19 Bloco que calcula Fk.

```
function Fk = fcn(Hk,Rho,EbNo,log2M,coderate,~,L)

%#codegen

L=1;
N=length(Hk);

H2k=abs(Hk).^2;
Fk=complex(zeros(N,L));

snr = 10.^(EbNo/10)*log2M*coderate ;

NSR=1/snr;    % Noise to Signal Ratio

Ik= (1-Rho^2)*H2k + NSR ;

% Fk
for l=1:L
    Fk(:,l) = conj(Hk(:,1))./Ik;
end;

% gamma
```



```

gamma=complex(0);
for l=1:L
    gamma=gamma+sum(Fk(:,l).*Hk(:,l));
end;
gamma=gamma/N;

% Normalization

Fk=Fk/gamma;
    
```

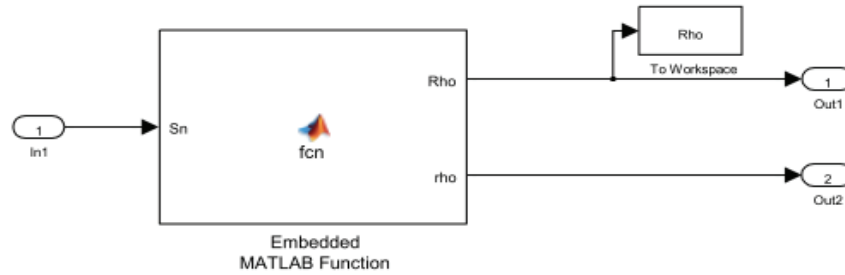


Figura B-20 Bloco que calcula o coeficiente de correlação.

```

function [Rho,rho] = fcn(Sn)
%#codegen

N=length(Sn);
RHO_MAX=0.999;

if (sum(Sn)==0)
    Rho=0;
    rho=0;
else
    Rho=min(mean([abs(real(Sn*sqrt(2)))' abs(imag(Sn*sqrt(2)))']),RHO_MAX);
    rho=1;
end
    
```

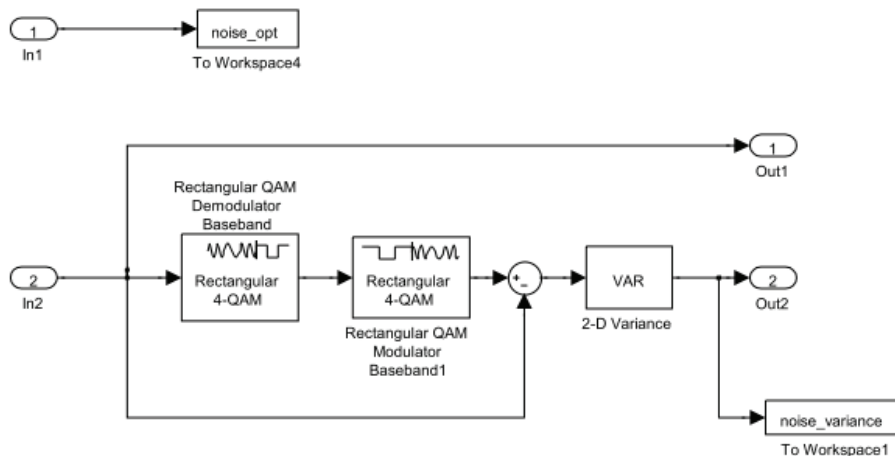


Figura B-21 Diagrama de blocos do subsistema que calcula a variância do ruído

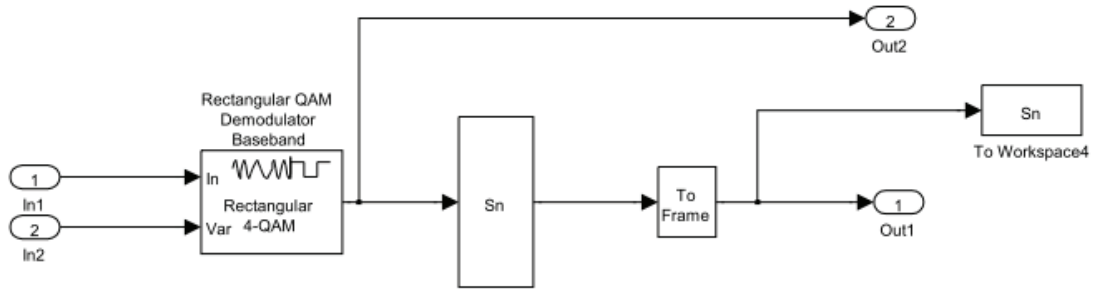


Figura B-22 Diagrama de blocos do subsistema que implementa as decisões *soft*.

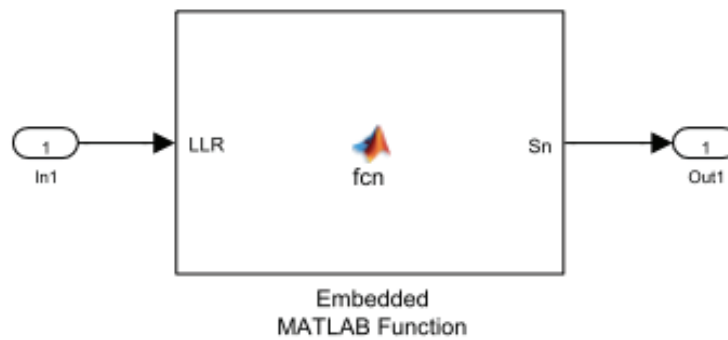


Figura B-23 Bloco que calcula o valor médio dos símbolos.

```
function Sn = fcn(LLR)

%#codegen

N=length(LLR);
Sn=complex(zeros(N/2,1));

RhoQ=tanh(LLR(1:2:N)/2);
RhoI=tanh(LLR(2:2:N)/2);
Sn(:,1)=(RhoI+1j*RhoQ)/sqrt(2);

% it is used a normalized constellation with unitary power

end
```

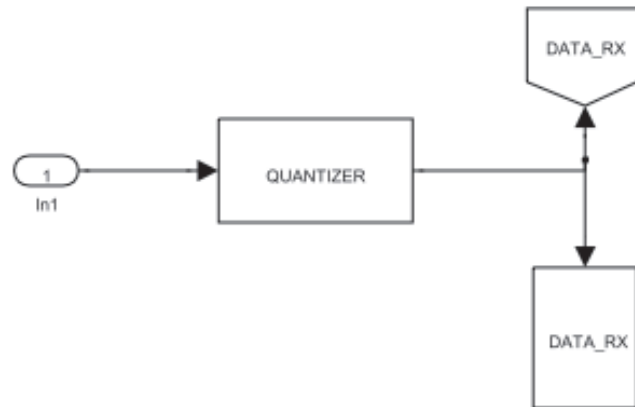


Figura B-24 Diagrama de blocos do Receptor.

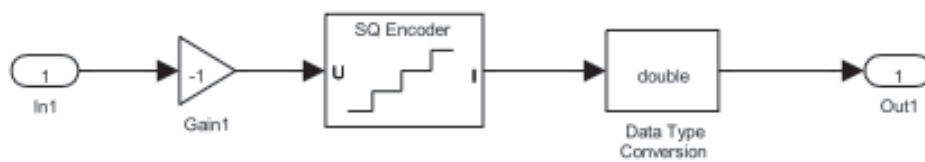


Figura B-25 Diagrama de blocos do subsistema quantizador.

B4. Hard Decision Turbo IB-DFE Viterbi Decoder

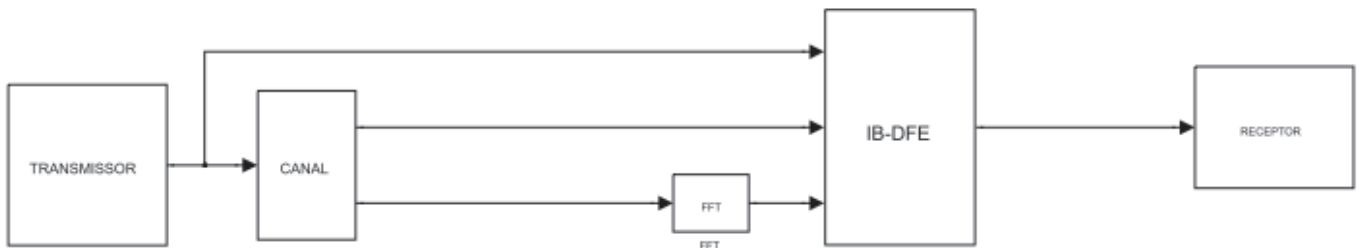


Figura B-26 Diagrama de blocos global do Turbo IB-DFE que implementa decisões *hard*.

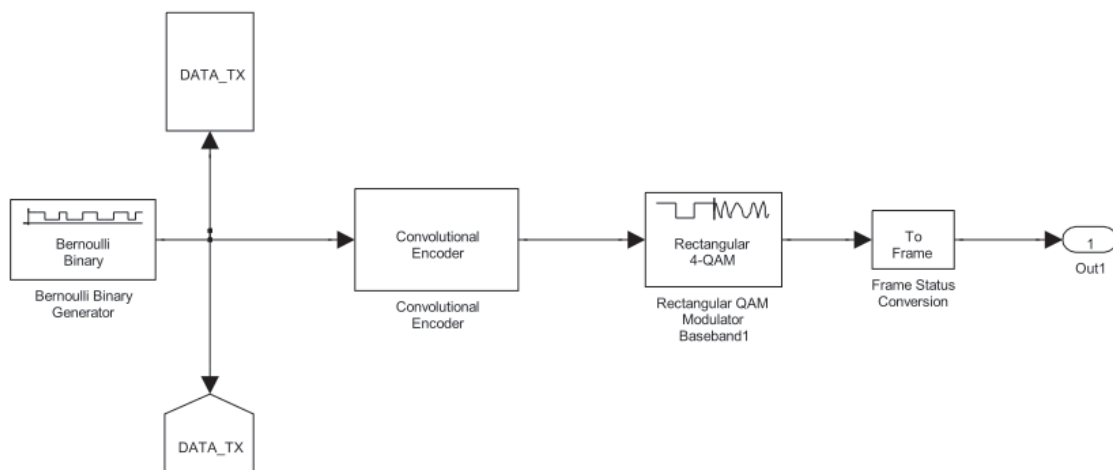


Figura B-27 Diagrama de blocos do subsistema do transmissor.

O canal usado neste modelo é idêntico ao da Figura B-5 e o Receptor ao da Figura B-12. O cálculo dos coeficientes para a figura seguinte é feito da mesma forma do que representado nas Figura B-8 a Figura B-12.

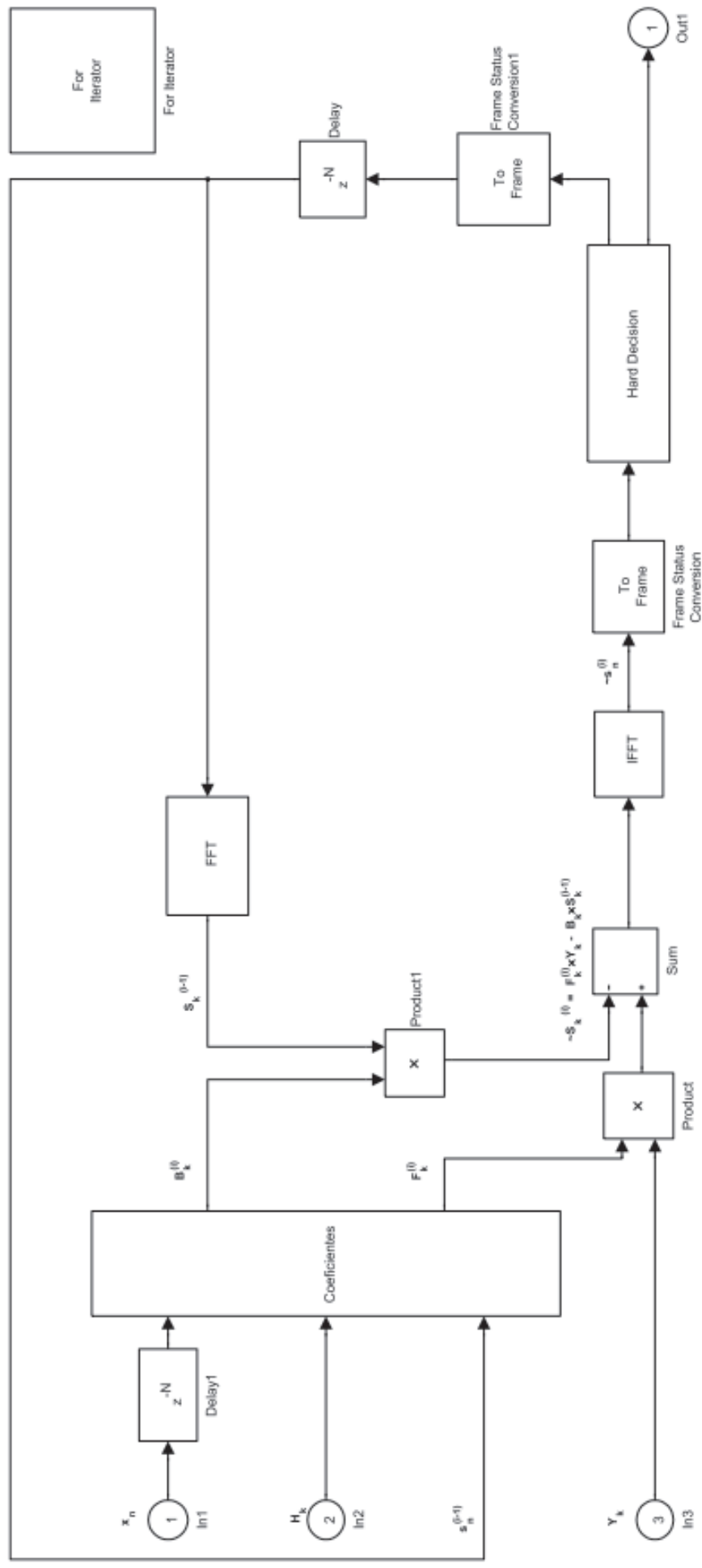


Figura B-28 Diagrama de blocos do igualizador Turbo IB-DFE com decisões *hard* e com descodificador Viterbi.

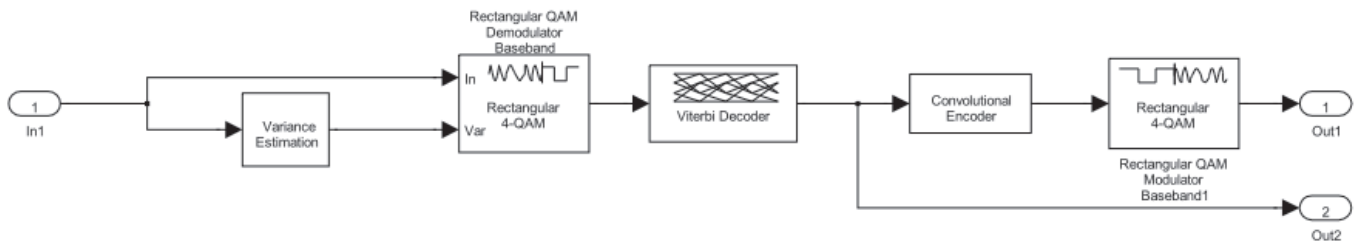


Figura B-29 Diagrama de blocos do subsistema de decisões *hard* e com decodificação Viterbi.

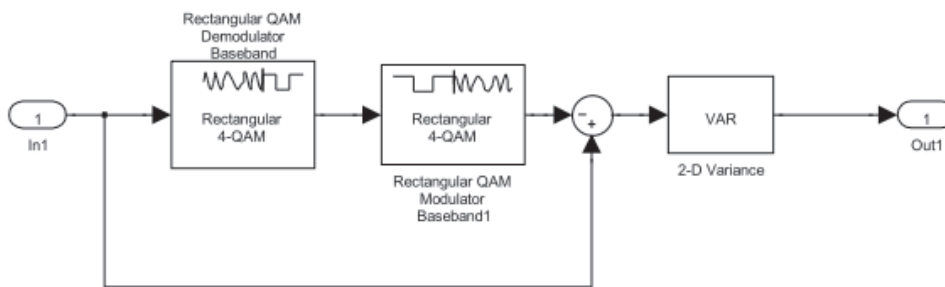


Figura B-30 Diagrama de blocos do subsistema de estimação da variância do ruído.

O Receptor é igual ao representado na Figura B-12.

B5. Soft Decision Turbo IB-DFE Viterbi Decoder

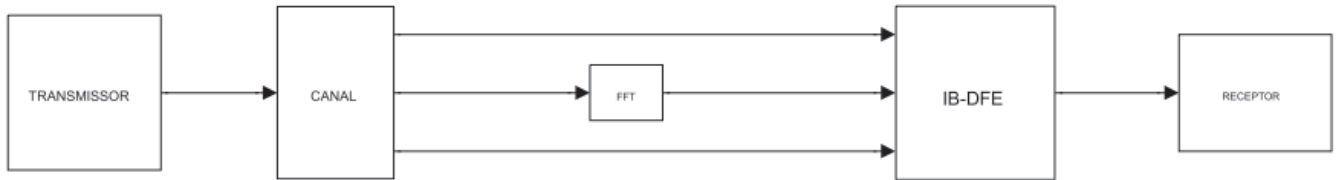


Figura B-31 Diagrama de blocos global do sistema Turbo IB-DFE

O subsistema do Transmissor é igual ao da Figura B-27 e o de Canal ao da Figura B-14 e

Figura B-15.

O cálculo dos coeficientes no diagrama seguinte é feito de forma *soft*, como tal é igual ao ilustrado desde a Figura B-17 a Figura B-20.

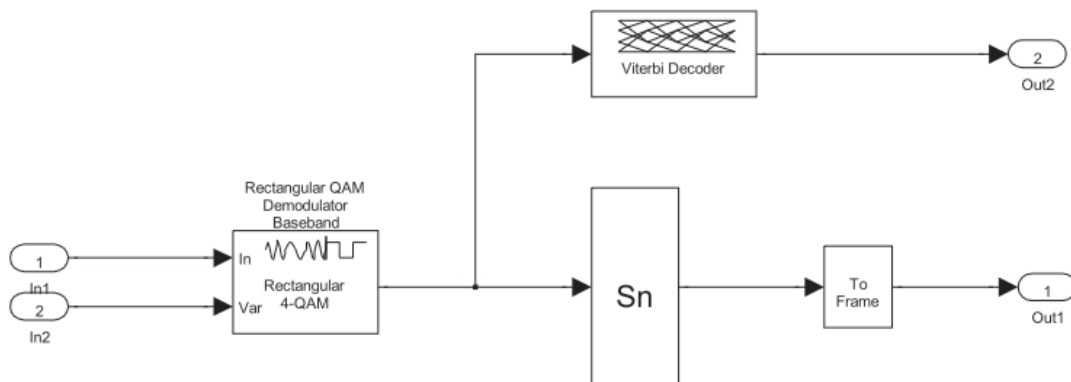


Figura B-32 Diagrama de blocos do subsistema de decisões *soft* e com decodificação Viterbi

O subsistema de estimação da variância do ruído na figura seguinte é igual ao ilustrado na Figura B-21 e o Receptor igual ao apresentado na Figura B-12B4.

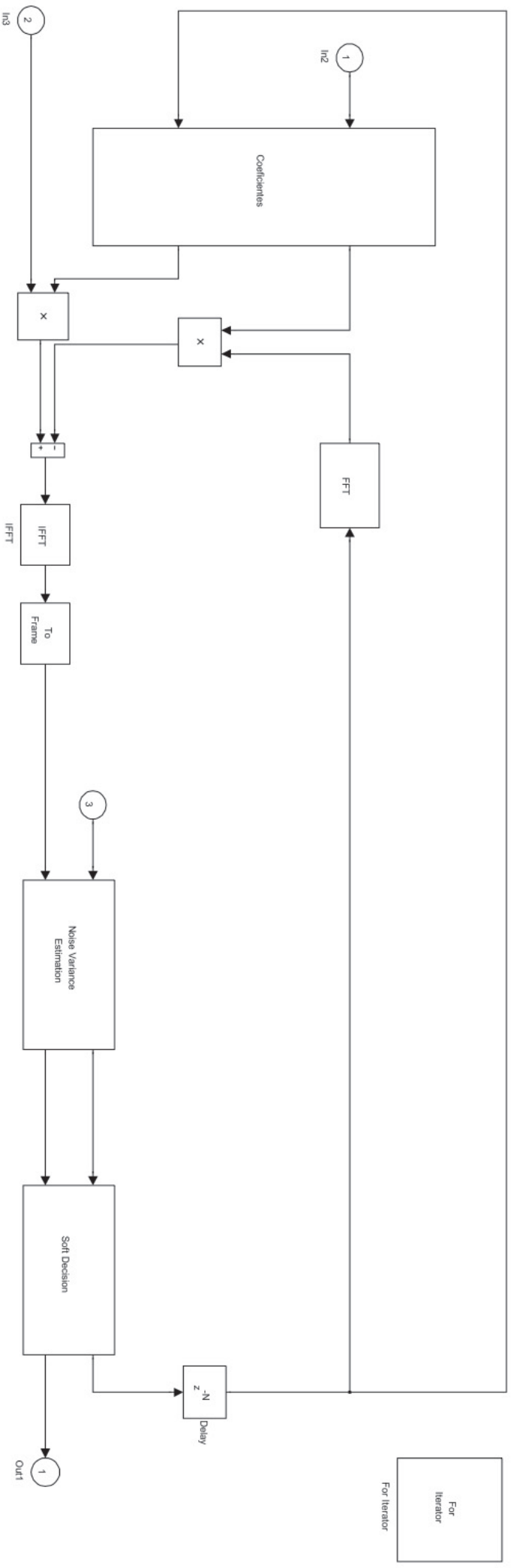


Figura B-33 Diagrama de blocos do igualizador Turbo IB-DFE com decisões *soft* e com descodificador Viterbi.

B6. Soft Decision Turbo IB-DFE APP Decoder

Esta implementação é em tudo igual à apresentada anteriormente em B5 com a excepção da decodificação que é feita por APP.

O Transmissor é igual ao da Figura B-27 e o Canal igual ao representado nas Figura B-14 e

Figura B-15.

As figuras seguintes ilustram as duas configurações implementadas da decodificação APP no igualizador IB-DFE.

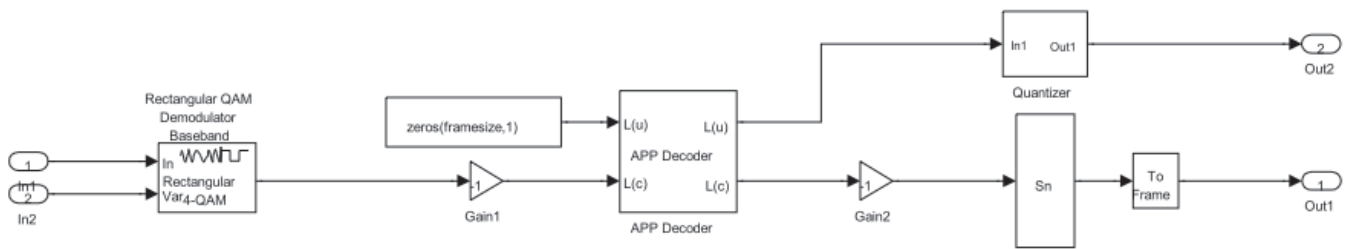


Figura B-34 Diagrama de blocos do subsistema que implementa decisões *soft* e decodificação APP.

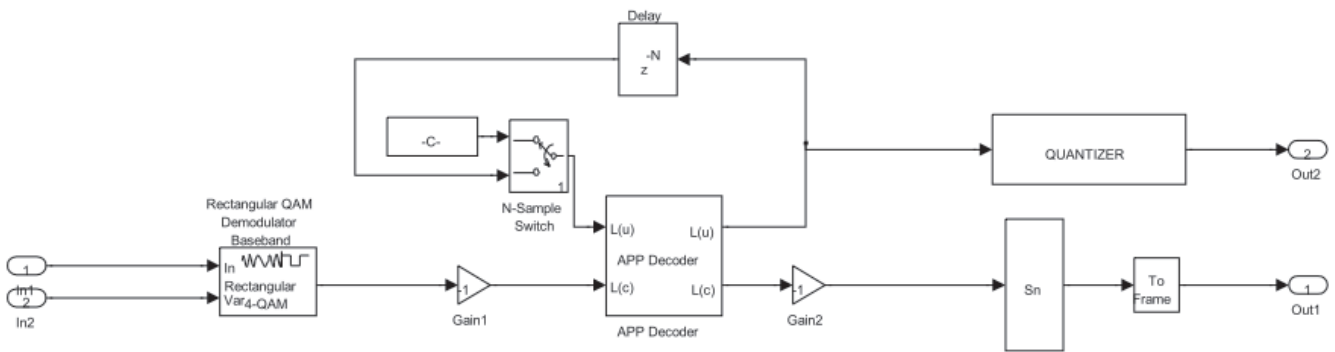


Figura B-35 Diagrama de blocos do subsistema que implementa decisões *soft* e decodificação APP realimentada.



Figura B-37 Diagrama de blocos do quantizador

O Receptor é igual ao da Figura B-12.

B7. Hard Decision MM-IBDFE

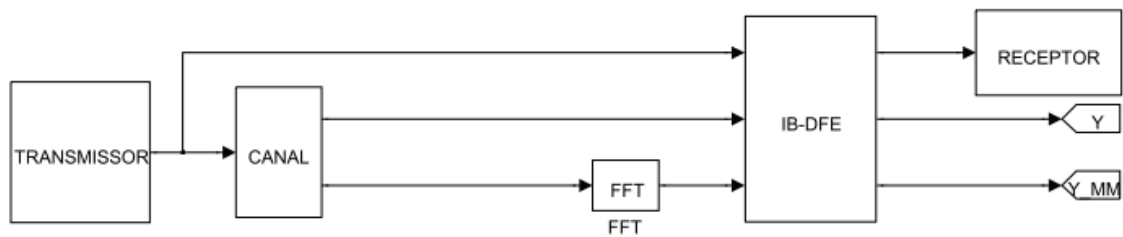


Figura B-38 Diagrama de blocos global do MM-IBDFE implementado com decisões *hard*.

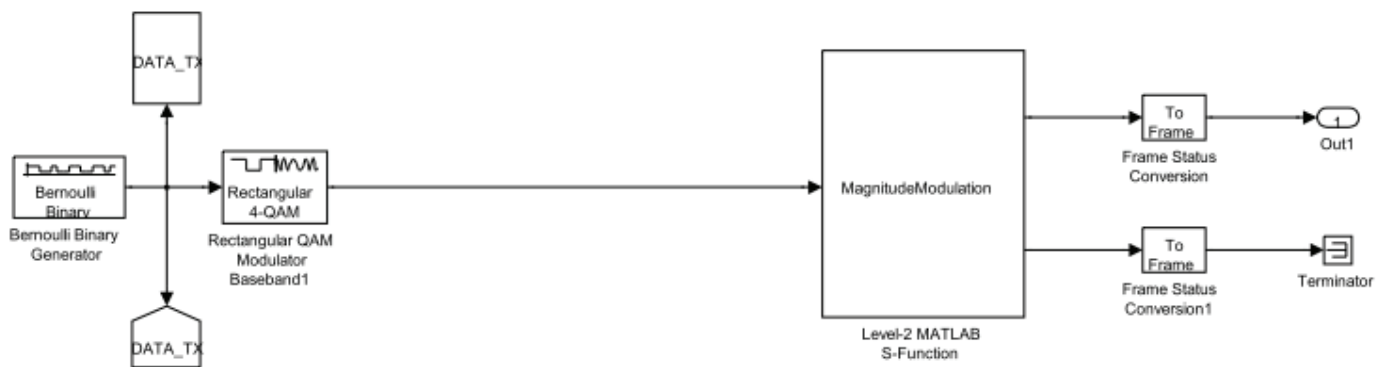


Figura B-39 Diagrama de blocos do Transmissor.

```
function MagnitudeModulation(block)

setup(block);

%% Function: setup =====
%% Abstract:
%% Set up the basic characteristics of the S-function block such as:
%% - Input ports
%% - Output ports
%% - Dialog parameters
%% - Options
%%
%% Required : Yes
%% C-Mex counterpart: mdlInitializeSizes
%%
function setup(block)

% Register number of ports
block.NumInputPorts = 1;
block.NumOutputPorts = 2;
```

```

% Setup port properties to be inherited or dynamic
block.SetPreCompInpPortInfoToDynamic;
block.SetPreCompOutPortInfoToDynamic;

% Override input port properties
block.InputPort(1).Dimensions      = [1024,1];
block.InputPort(1).DatatypeID     = 0; % double
block.InputPort(1).Complexity      = 'Complex';
block.InputPort(1).DirectFeedthrough = true;
block.InputPort(1).SamplingMode    = 'Inherited';

% Override output port properties
block.OutputPort(1).Dimensions     = [1024,1];
block.OutputPort(1).DatatypeID     = 0; % double
block.OutputPort(1).Complexity     = 'Complex';
%block.OutputPort(1).SamplingMode = 'Frame';

block.OutputPort(2).Dimensions     = [1024,1];
block.OutputPort(2).DatatypeID     = 0; % double
%block.OutputPort(2).Complexity    = 'Frame';

% Register parameters
block.NumDialogPrms               = 0;

% Register sample times
% [0 offset]                       : Continuous sample time
% [positive_num offset]            : Discrete sample time
%
% [-1, 0]                           : Inherited sample time
% [-2, 0]                           : Variable sample time
block.SampleTimes = [-1 0];

% Specify the block simStateCompliance. The allowed values are:
% 'UnknownSimState', < The default setting; warn and assume
DefaultSimState
% 'DefaultSimState', < Same sim state as a built-in block
% 'HasNoSimState', < No sim state
% 'CustomSimState', < Has GetSimState and SetSimState methods
% 'DisallowSimState' < Error out when saving or restoring the model
sim state
block.SimStateCompliance = 'DefaultSimState';

%% -----
%% The MATLAB S-function uses an internal registry for all
%% block methods. You should register all relevant methods
%% (optional and required) as illustrated below. You may choose
%% any suitable name for the methods and implement these methods
%% as local functions within the same file. See comments
%% provided for each function for more information.
%% -----
%.RegBlockMethod('PostPropagationSetup', @DoPostPropSetup);
block.RegBlockMethod('SetInputPortSamplingMode', @SetInpPortFrameData);
block.RegBlockMethod('SetInputPortDimensions', @SetInpPortDims);
block.RegBlockMethod('SetOutputPortDimensions', @SetOutPortDims);
block.RegBlockMethod('SetInputPortDataType', @SetInpPortDataType);

```

```

block.RegBlockMethod('SetOutputPortDataType', @SetOutPortDataType);
block.RegBlockMethod('SetInputPortComplexSignal', @SetInpPortComplexSig);
block.RegBlockMethod('SetOutputPortComplexSignal',
@SetOutPortComplexSig);
block.RegBlockMethod('PostPropagationSetup', @DoPostPropSetup);
block.RegBlockMethod('Start', @Start);
block.RegBlockMethod('Outputs', @Outputs);      % Required
block.RegBlockMethod('Terminate', @Terminate); % Required

%end setup

function SetInpPortFrameData(block, idx, fd)

    block.InputPort(idx).SamplingMode = fd;
    block.OutputPort(1).SamplingMode = fd;
    block.OutputPort(2).SamplingMode = fd;
%endfunction

function SetInpPortDims(block, idx, di)

    block.InputPort(idx).Dimensions = di;
    block.OutputPort(1).Dimensions = di;
    block.OutputPort(2).Dimensions = di;
%endfunction

function SetOutPortDims(block, idx, di)

    block.OutputPort(idx).Dimensions = di;
    block.InputPort(1).Dimensions = di;
%endfunction

function SetInpPortDataType(block, idx, dt)

    block.InputPort(idx).DataTypeID = dt;
    block.OutputPort(1).DataTypeID = dt;
    block.OutputPort(2).DataTypeID = dt;
%endfunction

function SetOutPortDataType(block, idx, dt)

    block.OutputPort(idx).DataTypeID = dt;
    block.InputPort(1).DataTypeID = dt;
%endfunction

function SetInpPortComplexSig(block, idx, c)

    block.InputPort(idx).Complexity = c;
    block.OutputPort(1).Complexity = c;
    block.OutputPort(2).Complexity = c;
%endfunction

function SetOutPortComplexSig(block, idx, c)

    block.OutputPort(idx).Complexity = c;
    block.InputPort(1).Complexity = c;
%endfunction

```

```

function Start(block)

    block.Dwork(1).Data = 0;
    block.Dwork(2).Data = uint32(1);
%endfunction

function DoPostPropSetup(block)
    block.NumDworks = 2;

    block.Dwork(1).Name          = 'x1';
    block.Dwork(1).Dimensions    = 1;
    block.Dwork(1).DatatypeID    = 0;          % double
    block.Dwork(1).Complexity    = 'Real';    % real
    block.Dwork(1).UsedAsDiscState = true;

    block.Dwork(2).Name          = 'numPause';
    block.Dwork(2).Dimensions    = 1;
    block.Dwork(2).DatatypeID    = 7;          % uint32
    block.Dwork(2).Complexity    = 'Real';    % real
    block.Dwork(2).UsedAsDiscState = true;

    % Register all tunable parameters as runtime parameters.
    block.AutoRegRuntimePrms;
%endfunction

function Outputs(block)

xmod=block.InputPort(1).Data;
xmod_sMM=xmod;
%an_Tx=an_Tx_next;
load('rrc_filter[Fd=1,Fs=4,rolloff=0.2,delay=18].mat')
ovsamp=Fs/Fd;
MaxAmpConst=1;
%[an_Tx_MM, zf]=MPMM(an_Tx, rrcfilter, delay, ovsamp, MaxAmpConst);

%% MPMM
zi=zeros(1,delay);
xmod_next=zeros(1,delay);
GetMagModFactorsPerPolyphaseTap=false;
input_dim=size(xmod);
xmod=xmod(:).';
rrcfilter=rrcfilter(:).';
if(length(rrcfilter)~=(2*delay*ovsamp+1))
    error('Filter with wrong dimensions!!!');
end

%Vrms at filter output assuming input signal with
%unitary average power
%=====
Vrms=sqrt(rrcfilter*rrcfilter.'/ovsamp);
N=2*delay+1;

%LEFT AND WRITE POLIPHASE FILTER STRUCTURES
%=====

```

```

%RRC Filter h[n] - denote the coefficients of the digital filter
considering
%a oversampling ovsamp by
%  h[i,j] as coeficient at instant n=i*ovsamp+j
%
% h[n] can be divided in the subsets (consider N=2*D+1 and D=delay)
%   h[-D,0] h[-D+1,0] ... h[0,0] ... h[D-1,0] h[D,0]
%   h[-D,1] h[-D+1,1] ... h[0,1] ... h[D-1,1] h[D,1]
%
%   -----
%   h[-D,ovsamp-1] h[-D+1,ovsamp-1] ... h[0,ovsamp-1] ... h[D-
1,ovsamp-1] h[D,ovsamp-1]
% (denote this matrix by h_samp)
poly_delay=floor(ovsamp/2);
h_samp=reshape([zeros(1, poly_delay) rrcfilter zeros(1, ovsamp-1-
poly_delay)],ovsamp,N);
h_samp=reshape([rrcfilter zeros(1, ovsamp-1)],ovsamp,N); %Each line
contain one of the OVSAMP poliphase filters that form the H%
h_A=h_samp(:,1:delay+1); %Each line contain the left part (including
central coefficient) of the OVSAMP poliphase filters that form the H%
h_B=h_samp(:,delay+2:end); %Each line contain the left part (including
central coefficient) of the OVSAMP poliphase filters that form the H%

% %POLIPHASE FILTERS TO CONSIDER

%% Real Time Magnitude Modulation (Compute xmagmod_rt)
%=====
%Limiar
%=====
limit=MaxAmpConst/sqrt(ovsamp);

%Generate tab with used Magnitude modulation values
%=====
alpha_set=ones(input_dim);
alpha_set_polyphase=[];

%Generate Magnitude Modulated sequence
%=====
xmagmod_rt=[zi xmod xmod_next];

%initialization condition
alpha_old=1;

for ii=1:length(xmod)

    %get frame of N=2*delay+1 symbols
    %=====
    xframe=xmagmod_rt(ii+N-1:-1:ii);

    %set to one the alpha_polyphase
    %=====
    alpha_polyphase=ones(size(h_A,1),1);

    %compute left and write parts of filtering
    %=====
    A=h_A*xframe(1:delay+1).';
    B=h_B*xframe(delay+2:end).';

```



```

%Limit both components together
%=====
I=abs(A+B)>limit;
if(any(I))

    a=abs(A(I)).^2;
    b=real(A(I).*conj(B(I)));
    c=abs(B(I)).^2-limit^2;
    alpha_polyphase(I)=(-b+sqrt(b.^2-a.*c))./a;
    alpha=min(alpha_polyphase(I));
else
    alpha=1;
end

%Correction
%=====
if(alpha > alpha_old)
    alpha=(alpha+alpha_old)/2;
    %alpha=mean([alpha alpha_tab(end-delay+1:end)])
end
alpha_old=alpha;

alpha_set(ii)=alpha;

if GetMagModFactorsPerPolyphaseTap
    alpha_set_polyphase=[alpha_set_polyphase alpha_polyphase];
end

xmagmod_rt(ii+delay)=alpha*xmagmod_rt(ii+delay);
end

% return MM frame
xmagmod_rt=xmagmod_rt(delay+1:end-delay);

% Return final state (last 'Delay' symbols of MM frame returned)
zf=xmagmod_rt(end-delay+1:end);

% Return output with the same dimensions of input
xmagmod_rt=reshape(xmagmod_rt,input_dim);

block.OutputPort(1).Data=xmagmod_rt;
block.OutputPort(2).Data=xmod_sMM;
%end Outputs

%endfunction

function Terminate(block)

disp(['Terminating the block with handle ' num2str(block.BlockHandle)
'.']);
%endfunction

```

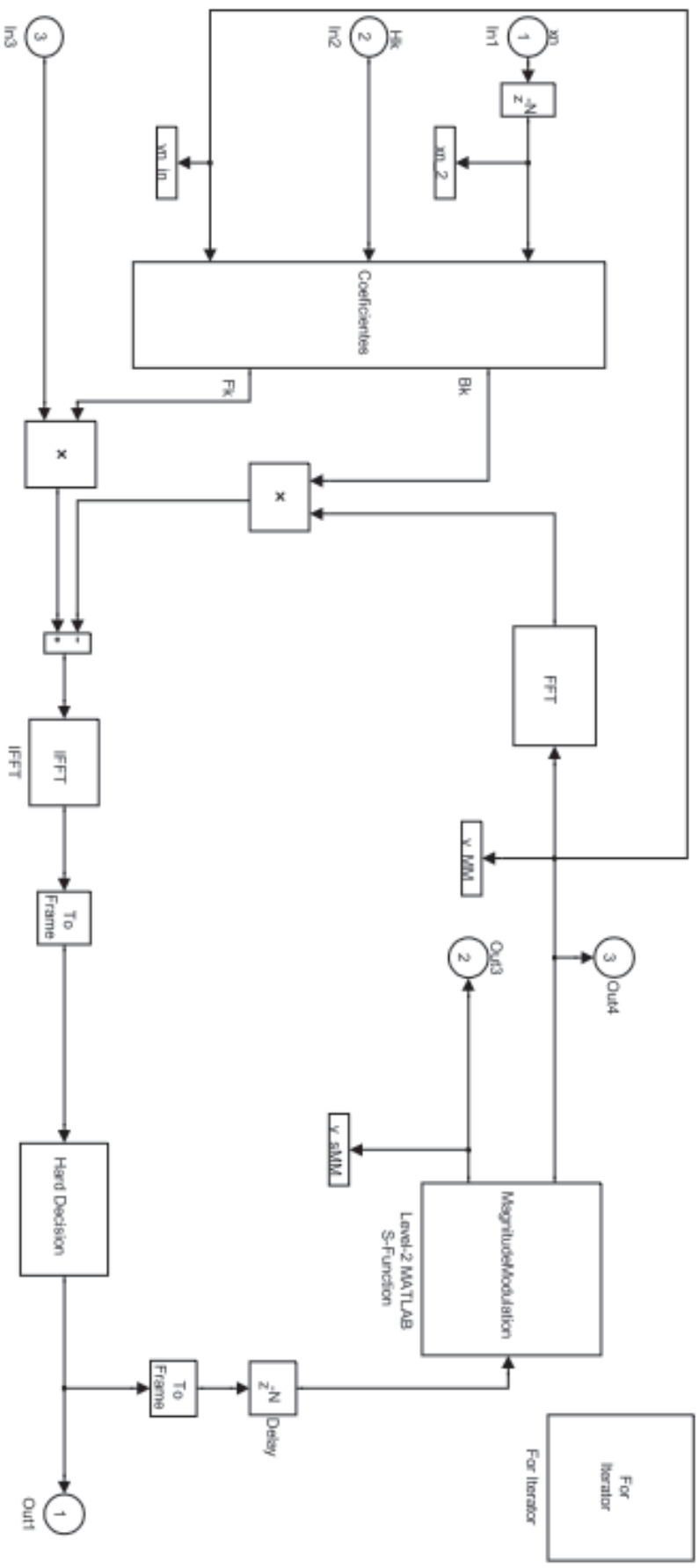


Figura B-40 Diagrama de blocos do igualizador MM-IBDFE com decisões *hard* aquando do uso de correcção de MM no receptor.

O canal usado neste modelo é o representado nas Figura B-5 e Figura B-6 com o receptor a ser igual ao representado na Figura B-12. Caso a implementação desejada não requiera a correcção de MM no receptor, então o bloco de MM na realimentação da Figura B-40 não existe e o igualizador fica igual ao da Figura B-7.

B8. Soft Decision Turbo MM-IBDFE

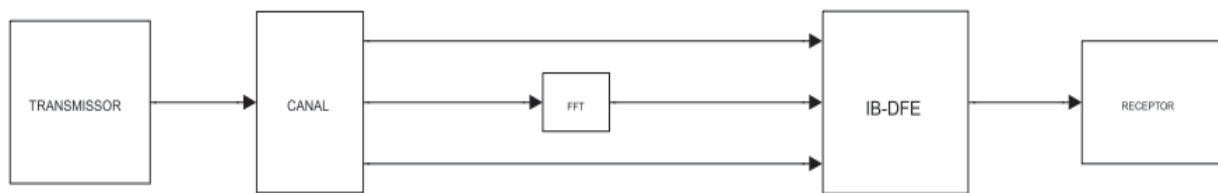


Figura B-41 Diagrama de blocos global do sistema Turbo MM-IBDFE.

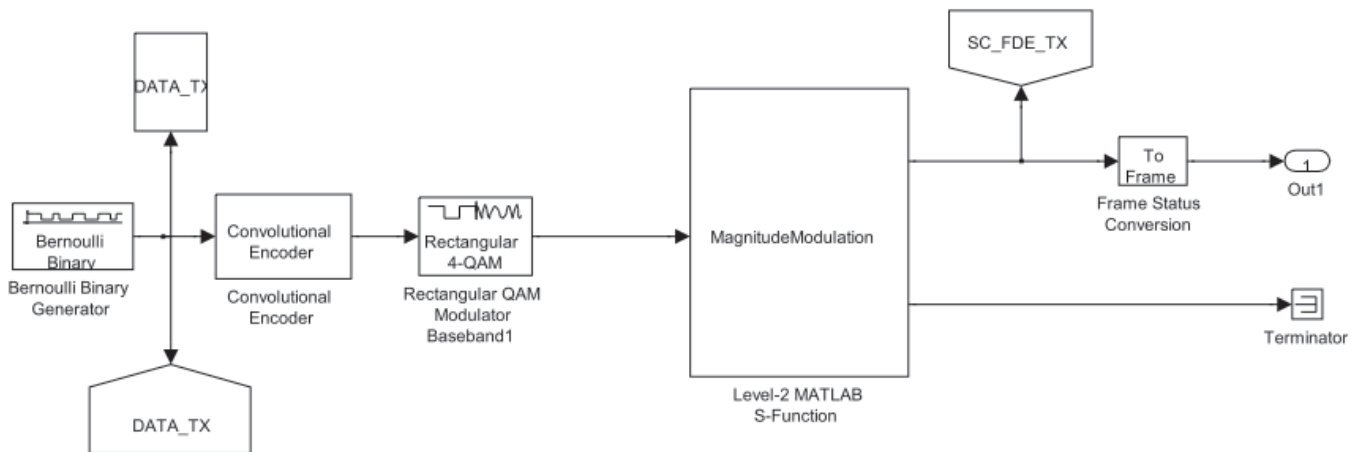


Figura B-42 Diagrama de blocos do Transmissor.

O Canal é igual ao representado nas Figura B-14 e

Figura B-15.

A implementação do Turbo MM-ÎBDFE pode ter ou não compensação de MM no receptor, sendo que, no caso de o receptor incluir a compensação da distorção de MM, o diagrama de blocos é o da figura seguinte. Se não tiver o igualizador é igual ao representado nas Figura B-34/Figura B-35. O bloco Sn é igual ao representado na Figura B-23.

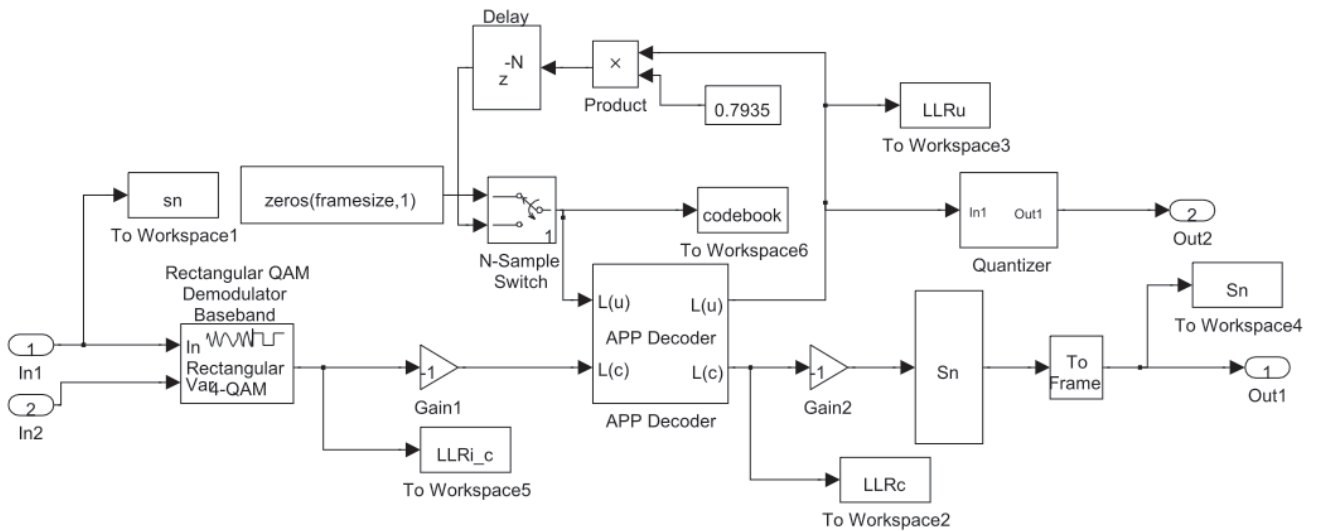


Figura B-44 Diagrama de blocos do subsistema que implementa decisões *soft* e decodificação APP realimentada com compensação de MM.



Figura B-45 Diagrama de blocos do Quantizador.

O efeito do uso de modulação de MM pode ser visto nas próximas imagens.

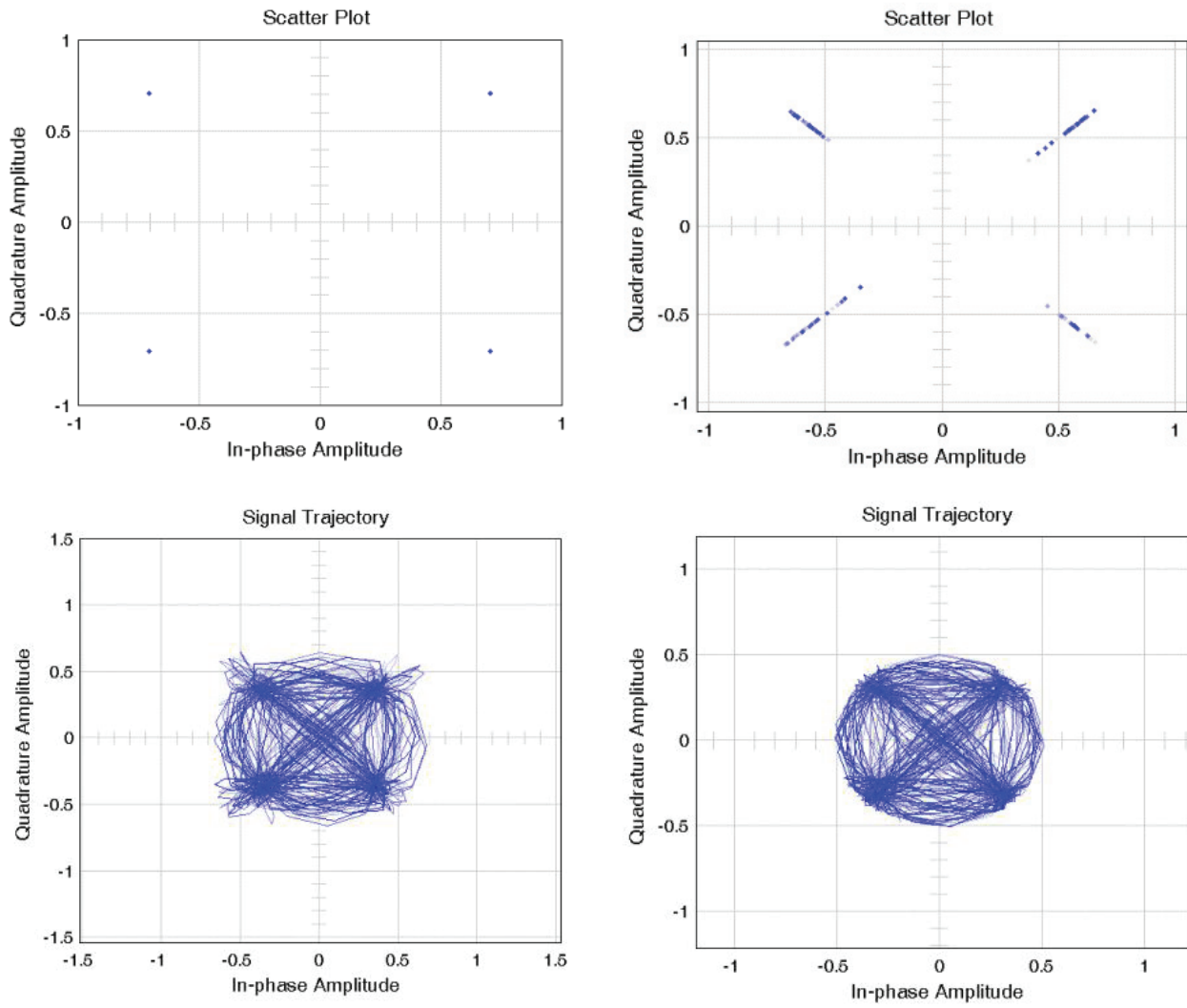


Figura B-46 Exemplos da correcção de MM. À esquerda sem MM e à direita com uso de MM.

ANEXO C.
ARTIGO ACEITE
NA CONFERÊNCIA
ConfTele 2013

IB-DFE Performance of Block-Based Single Carrier Coded Transmission with Magnitude Modulation

Luís C. Oliveira^{*†}, Marco Gomes^{*†}, Vitor Silva^{*†}, Rui Dinis^{*‡} and Francisco Cercas^{*§}

^{*}Instituto de Telecomunicações (IT), Portugal, [†]DEEC, University of Coimbra, 3030-290 Coimbra, Portugal

[‡]FCT-UNL, 2829-516 Caparica, Portugal, [§]ISCTE-IUL, 1649-026 Lisbon, Portugal

Abstract—Selectivity in the frequency and high peak-to-average power ratio (PAPR) of adopted signal modulations are the main problems faced on the design of broadband wireless systems with high power efficiency. Single-carrier with frequency-domain equalization (SC-FDE) methods upon iterative-block decision feedback equalization (IB-DFE) are particularly effective on dealing with the severe distortion of multipath time dispersive channels, while magnitude modulation (MM) techniques can reduce significantly the PAPR of SC signals. Both techniques have been recently combined and their performance analyzed for the uncoded transmission case. In this paper we extend those studies to transmissions employing error control coding, and it is shown that for coded transmissions considerable power efficient gains can be obtained even when using conventional IB-DFE receivers that don't take in account distortion introduced by MM techniques.

I. INTRODUCTION

The increasing demand for broadband wireless services poses several design challenges with the main one being the time dispersion effects of the multipath propagation channel very selective in the frequency. The need to compensate this problem has led to the development of several equalization schemes with feedback. Time-domain decision feedback equalizer (TD-DFE) is one of them [1], [2], that outperforms linear equalizers in dispersive channels by partially canceling, through a feedback filter, the inter-symbol interference (ISI). However the high computational complexity of this technique, arising from the feedback (FB) and feedforward (FF) filters design and processing on the TD, makes it non-attractive, specially for very dispersive channels. In order to reduce the complexity of the signal processing and to optimize the filtering for each detected symbol, a block-based transmission with frequency-domain equalization (FDE) techniques has been commonly used [3]. Block transmission techniques are particularly suitable for severely time-dispersive channels. In fact, by appending a suitable cyclic-prefix (CP) to each block and employing fast Fourier transform (FFT)-based and FDE techniques, the receiver complexity can be made relatively low and almost independent of the duration of the channel impulse response. The most widely employed block transmission techniques are Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) [4] and Single-Carrier with Frequency Domain Equalization (SC-FDE) [5]. In addition, it has also been shown that the performance of SC-FDE can be significantly improved by replacing the conventional linear FDE by a non-linear FDE such as the IB-DFE (Iterative Block Decision Feedback Equalizer) [3], which can be regarded as an iterative DFE implemented in the frequency domain (FD).

Another main design challenge of broadband wireless systems is the power efficiency, with the major impairment being the high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of the adopted signal modulations that decreases transmitter power amplifier efficiency (thereby, system's overall power efficiency) that must be operated with a large amount of back-off in order to avoid saturation and thus signal's distortion with serious spectral spreading. SC-FDE is in this regard advantageous compared to OFDM since SC-FDE signals present a

much lower PAPR. In addition, Magnitude Modulation techniques [6]–[9] for efficiently reduce the PAPR of SC signals have been developed recently, namely, the low-complexity Multistage-Polyphase Magnitude Modulation (MPMM) technique [8], [9].

MM techniques have been recently combined with SC-FDE schemes and iterative FDE receivers based on the IB-DFE concept [10], with their performance being studied on severely time-dispersive channels. However, only the uncoded transmission case has been addressed, i.e. without error control coding protection, and it was shown that conventional iterative FDE schemes are not suitable in this case, and a new MM-IBDFE transceiver was proposed.

In this paper we study the performance of conventional IB-DFE receivers for MM block-based SC transmission when channel coding is used. Both, the performance of soft and hard IB-DFE techniques are analyzed, considering turbo-type IB-DFE receivers [11] when using convolutional codes.

Paper outline is as follows. Section 2 introduces the MM concepts, and section 3 the IB-DFE concepts. Finally, in section 4 we carry out the performance analysis study of combining MM and IB-DFE for error protected transmission over severely time dispersive channels and, main conclusions are drawn in section 5.

II. PAPR CONTROL THROUGH MAGNITUDE MODULATION

Magnitude modulation (MM) [6]–[9] is a suitable solution for controlling the envelope's power peak, while minimizing the PAPR, of band-limited SC signals, allowing to maximize transmitter's HPA (High Power Amplifier) efficiency. The underlying principles of data magnitude modulation are presented in Fig. 1. The concept proposed (in the nineties) by Miller *et al.* [6] consists into the adjustment of the magnitude of SC modulator's output symbols, i.e. $s_n \in \mathbb{C}$, prior to Nyquist pulse shaping, with the aim of controlling envelope's power and prevent peak regrowth at filter's output thus guaranteeing $|x_n|^2 \leq P_{in_sat}$, with P_{in_sat} denoting the input power that saturates the DAC+HPA block. The pulse-shaped signal is given by

$$x_n = \sum_k m_k s_k h_{n-k}, \quad (1)$$

where h_n is the Nyquist filter impulse response (to avoid phase distortion the MM factors m_n are usually taken in \mathbb{R}^+).

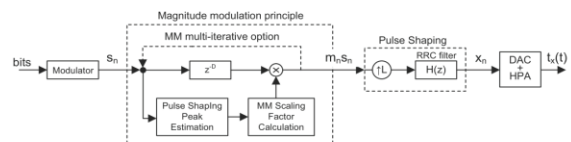


Fig. 1. Underlying principles of MM processing applied to bandwidth-limited SC transmission [6]–[9], [12].

The main contribution to PAPR in SC systems is due to Nyquist filtering, which gives rise to undesirable envelope variations in

transmitted signal x_n (this is especially true for constant-amplitude constellations such as PSK). By adding a short delay memory to the transmitter, it is possible to predict undesirable peak excursions that would arise at filter's output x_n , and, as so, compute proper MM factors m_n at each symbol interval T_{SYMB} , that guarantees $|x_n|^2 \leq P_{\text{in,sat}}$ while minimizing the PAPR for a given pulse shape h_n .

Among different MM schemes, the multistage polyphase magnitude modulation (MPMM) technique is particularly effective, being able to compute in real time MM coefficients by a low complexity polyphase filter system [8], [9], surpassing this way the limitations of LUT-based implementations [9].

Fig. 2 presents the complementary cumulative distribution function (CCDF) of the PAPR of a QPSK signal, considering root-raised cosine (RRC) bandwidth limiting with different roll-offs. The potential margin for gain in power efficiency is clear, provided that the detection techniques can compensate MM distortion introduced at the transmitter.

III. IB-DFE RECEIVERS

In this section we describe the IB-DFE system [3] for CP based SC-FDE transmissions. The data is transmitted in blocks of N useful modulation symbols plus an appropriate CP of N_G symbols, leading to the block to be transmitted $\{s_n\}_{n=-N_G, \dots, N-1}$. If the duration of the CP is longer than the duration of the overall channel impulse response (which also includes the transmit and receive filters), the linear channel convolution is equivalent to a cyclic convolution in regard to the useful part of the block. This means that the DFT of the received signal (after CP removal) is $\{Y_k\}_{k=0, \dots, N-1}$, with

$$Y_k = S_k H_k + N_k, \quad (2)$$

where H_k denotes the overall channel frequency response for the k^{th} frequency, $\{S_k\}_{k=0, \dots, N-1} = \text{DFT}\{s_n\}_{n=0, \dots, N-1}$ and N_k represents the channel noise term in the FD.¹

A. IB-DFE Basics

Eq. (2) makes it clear that the impact of a time-dispersive channel reduces to a scaling factor for each frequency when FD-based equalization techniques are used. IB-DFE [3], whose basic structure

¹In order to simplify notation, from this point forward, given a block based signal $\{x_n : n = 0, \dots, N-1\}$, its DFT, i.e. $\{X_k\}_{k=0, \dots, N-1} = \text{DFT}\{x_n\}_{n=0, \dots, N-1}$ will be denoted as $\{X_k\} = \text{DFT}\{x_n\}$.

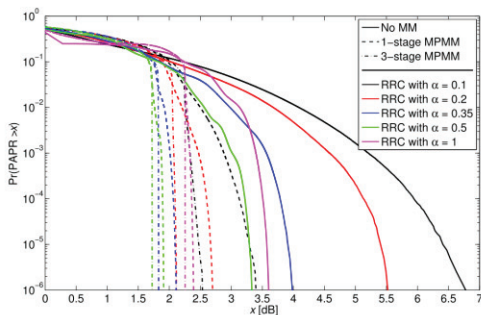


Fig. 2. CCDF of the PAPR for bandwidth limited QPSK transmission.

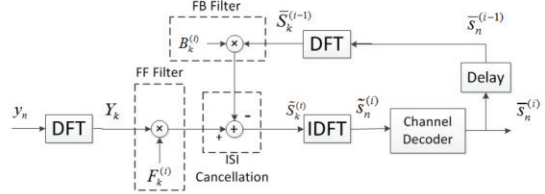


Fig. 3. Basic receiver structure of an IB-DFE.

is depicted in Fig. 3 can deal effectively with these channel effects. For a given iteration i the IB-DFE output samples are given by

$$\tilde{S}_k^{(i)} = F_k^{(i)} Y_k - B_k^{(i)} \tilde{S}_k^{(i-1)}, \quad (3)$$

where $\{\tilde{S}_k\} = \text{DFT}\{\tilde{s}_n\}$ with \tilde{s}_n denoting the "hard" or "soft" decision of $s_n^{(i)}$, i.e. the data estimates from the previous FDE iteration, and where $\{F_k^{(i)}\}_{k=0, \dots, N-1}$ is the coefficients in the FD of the feedforward (FF) transversal filter aimed at reducing the precursors of the equivalent pulse at the detection point, while $\{B_k^{(i)}\}_{k=0, \dots, N-1}$ are the coefficients of the feedback (FB) filter that removes by cancellation the ISI due to postcursors. Optimum F_k coefficients are given by [3], [11]

$$F_k^{(i)} = \frac{\kappa H_k^*}{\alpha + \left(1 - \left(\rho_{\text{block}}^{(i-1)}\right)^2\right) |H_k|^2}, \quad (4)$$

where $\alpha = E[|N_k|^2]/E[|S_k|^2]$ (inverse SNR) and κ is selected to guarantee that $1/N \sum_{k=0}^{N-1} F_k^{(i)} H_k = 1$. The parameter $\rho_{\text{block}}^{(i-1)}$ denotes the blockwise reliability of the FB symbols and it is defined as the expectation of the normalized correlation between the block of hard detected symbols at the previous iteration and the block of transmitted symbols, i.e.,

$$\rho_{\text{block}}^{(i-1)} = \frac{E[\hat{s}_n^{(i-1)} s_n^*]}{E[|s_n|^2]} = \frac{E[\tilde{S}_k^{(i-1)} S_k^*]}{E[|S_k|^2]}. \quad (5)$$

where \hat{s}_n denotes the hard decision on \tilde{s}_n and $\{\tilde{S}_k\} = \text{DFT}\{\tilde{s}_n\}$.

B. "Hard" and "Soft" IB-DFE

The correlation factor is a key factor for the good performance of IB-DFE receivers, since it supplies a reliability measure of the estimates, associated to the previous iteration. Two main approaches can thus be followed on the design of the IB-DFE feedback branch. The simpler one, usually denoted as "hard" IB-DFE, consists into performing hard decisions on the estimated symbols \tilde{s}_n , with ρ being a reliability measure common to all symbols the estimated block $\{s_n\}_{n=0, \dots, N-1}$, and being computed accordingly to (5). In this case B_k filter coefficients are given by

$$B_k^{(i)} = \rho_{\text{block}}^{(i-1)} \left(F_k^{(i)} H_k - 1 \right). \quad (6)$$

Performance can be improved by using soft decisions with a different ρ_n being computed per received symbol \tilde{s}_n , i.e., for each IB-DFE iteration $\{\rho_n = \rho_n^I + j\rho_n^Q\}_{n=0, \dots, N-1}$ are evaluated. In this case, B_k filter coefficients are given by

$$B_k^{(i)} = F_k^{(i)} H_k - 1, \quad (7)$$

and equation (3) is rewritten as

$$\tilde{S}_k^{(i)} = F_k^{(i)} Y_k - B_k^{(i)} \times \text{DFT} \left\{ \rho_n^I \hat{s}_n^I + j \rho_n^Q \hat{s}_n^Q \right\}_k^{(i-1)}, \quad (8)$$

where the DFT of the hard detected symbols $\hat{s}_n = \hat{s}_n^I + j\hat{s}_n^Q$ is replaced by the DFT of the soft symbol averages $\bar{s}_n = \rho_n^I \hat{s}_n^I + j\rho_n^Q \hat{s}_n^Q$. For normalized QPSK constellations (i.e., $s_n = \pm 1 \pm j$) with Gray mapping it is shown that [11]

$$\bar{s}_n = \tanh \left(L_n^I / 2 \right) + j \tanh \left(L_n^Q / 2 \right) \quad (9)$$

with L_n^I and L_n^Q being the log-likelihood ratios (LLR) of the in-phase and quadrature components of \bar{s}_n , whereby it results

$$\rho_n^I = \left| \tanh \left(L_n^I / 2 \right) \right|, \quad \rho_n^Q = \left| \tanh \left(L_n^Q / 2 \right) \right| \quad (10)$$

and

$$\hat{s}_n^I = \text{sgn} \left(\tanh \left(L_n^I / 2 \right) \right), \quad \hat{s}_n^Q = \text{sgn} \left(\tanh \left(L_n^Q / 2 \right) \right) \quad (11)$$

For the “soft” IB-DFE, the blockwise reliability required on the computation of (4) is computed as

$$\rho_{\text{block}} = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\rho_n^I + \rho_n^Q \right). \quad (12)$$

IV. PERFORMANCE ANALYSIS OF IB-DFE FOR CODED SC-MM TRANSMISSIONS

MM techniques have been recently combined with SC-FDE schemes and iterative FDE receivers based on the IB-DFE concept [10], with their performance being evaluated on severely time-dispersive channels for uncoded transmissions. In this section we extend those studies to MM block-based SC transmission employing error control coding, considering turbo-type IB-DFE receivers [11] and using convolutional codes.

Turbo IB-DFE receivers add to the feedback path a channel decoder so that reliability factors computation use channel decoder outputs instead of the uncoded “soft decisions”. If the receiver employs a soft-in soft-out (SISO) channel decoder, improved LLR information is provided to the computation of FF and FB filters, leading to a significantly improvement in ISI cancellation, and showing a much better performance compared to the use of channel decoding after IB-DFE equalization [11], [13].

A. Experimental Results

Performance of conventional turbo IB-DFE receivers, as shown in Fig. 4, are studied for QPSK block-based transmission using a 1-stage MPMM and a 128-state convolutional code, with generators $255_{(0)}$ and $363_{(0)}$. Different turbo IB-DFE receivers are tested. The first scenario is an ideal “hard” decision IB-DFE, which means that we have a lower accuracy due to the use of the reliability per block (given by (5)), and with error control based on a Viterbi decoder, with a traceback of 48, and a hard decision output. The second and third scenarios are “soft” decision IB-DFE, so both use symbol reliabilities computed by (10) in the calculation of the FF and FB filter coefficients. The channel decoding is made by true *a posteriori probability* (APP) algorithm [14]. Since no LLR data of the information bits, $L(u)$, is available to the IB-DFE receiver, in scenario 2 only the LLR of the codeword bits, $L(c)$, extracted from the estimated sequence $\{\hat{s}_n\}$ are used on APP decoding. However, APP decoder provides at its output updated LLR of both, codeword and information bits, whence $L(u)$ information can be

used on the following IB-DFE iteration, being expected a faster and accurately convergence, a scenario that was also studied. The addressed scenarios are summarized in Fig. 4.

Figure 5 presents the turbo IB-DFE performance for non-MM transmission for further comparison as reference. It also presents results for an uncoded transmission using “soft” IB-DFE. The used of coding provides, as expected, a significant bit error rate (BER) gain, although the different turbo IB-DFE receivers perform similarly with a slightly better performance of the “soft” IB-DFE schemes.

In Fig. 6 the results of MM transmission for scenarios 2 and 3 are shown and compared with the non-MM case. It can be observed only a small BER degradation, which allow us to conclude that conventional turbo IB-DFE receivers can efficiently deal with MM distortion without the need to add an MM module to IB-DFE feedback loop as required for uncoded MM transmissions [10]. A considerable power efficiency gain can therefore be achieved for broadband wireless systems relaying on IB-DFE equalizing and channel coding, when MM schemes are used in the transmitter side. These gains are evident shown in Fig. 7 where BER performance is presented as function of the ‘peak bit energy’ $E_b^{(p)}$ instead of the ‘average bit energy’ E_b , where the peak bit energy is defined as

$$E_b^{(p)} = E_b + \text{PAPR} \quad (\text{dB}), \quad (13)$$

with PAPR values being obtained from Fig. 2 at 10^{-6} .

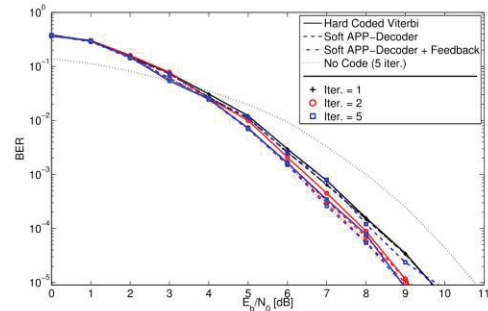


Fig. 5. Soft and hard IB-DFE results, for a non-MM block-based QPSK coded transmission using 1/2-rate convolutional code.

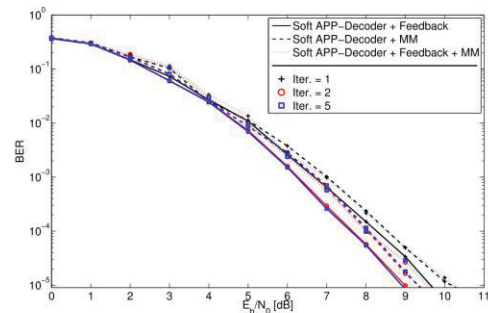


Fig. 6. Soft turbo IB-DFE results, for a coded (1/2-rate convolutional code) block-based QPSK transmission, using a 1-stage MPMM PAPR-reduction with $\alpha=0.2$ RRC pulse shaping.

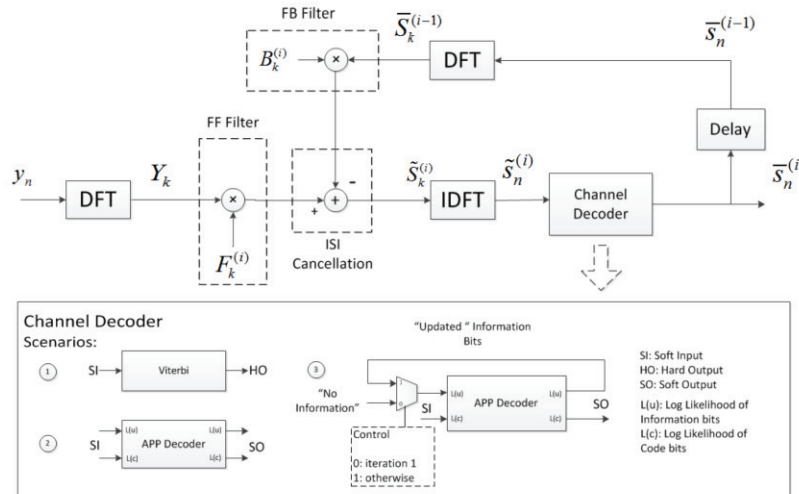


Fig. 4. Conventional turbo IB-DFE receiver with different channel decoding options.

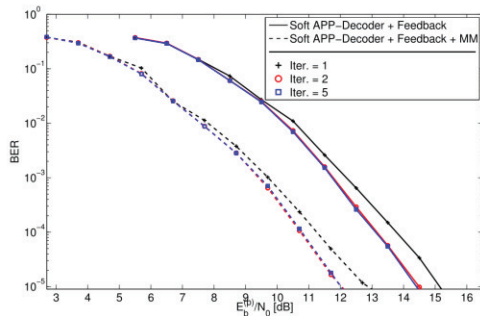


Fig. 7. BER vs. Peak E_b/N_0 results for turbo IB-DFE schemes, for a coded block-based QPSK transmission, with and without using MM PPR-reduction at the transmitter.

V. CONCLUSION

In this work we have shown that power efficient broadband wireless communications relying in block-based SC transmissions with IB-DFE equalizing receiver schemes can be designed for coded transmissions upon the use of MM techniques. For transmission using an 1-stage MPMM and 1/2-rate convolutional code, net power-gains of about 2.5 dBs were achieved, confirming that conventional turbo IB-DFE solutions can effectively reduce MM distortion without the need to add further complexity to receiver.

REFERENCES

[1] J. G. Proakis, *Digital Communications - 4th ed.* McGraw-Hill, 2000.
 [2] N. Benvenuto and G. Cherubini, *Algorithms for Communications Systems and their Applications.* Wiley, 2002.
 [3] N. Benvenuto, R. Dinis, D. Falconer, and S. Tomasin, "Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: An idea whose time has come again," *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, no. 1, pp. 69–96, jan. 2010.

[4] Y. Li, J. Cimini, L.J., and N. Sollenberger, "Robust channel estimation for ofdm systems with rapid dispersive fading channels," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 7, pp. 902–915, Jul. 1998.
 [5] D. Falconer, S. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 40, no. 4, pp. 58–66, Apr. 2002.
 [6] S. Miller and R. O'Dea, "Peak power and bandwidth efficient linear modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 12, pp. 1639–1648, Dec. 1998.
 [7] A. Tomlinson, A. Ambroze, and G. Wade, "Power and bandwidth efficient modulation and coding for small satellite communication terminals," in *Proc. IEEE ICC'02*, vol. 5, New York, April 2002, pp. 2943–2946.
 [8] M. Gomes, V. Silva, F. Cercas, and M. Tomlinson, "Power efficient back-off reduction through polyphase filtering magnitude modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 13, no. 8, pp. 606–608, August 2009.
 [9] M. Gomes, F. Cercas, V. Silva, and M. Tomlinson, "Magnitude modulation for VSAT's low back-off transmission," *Journal Commun. Networks (JCN), special issue on Recent Adv. in Satell. and Space Commun.*, vol. 12, no. 6, pp. 544–557, Dec. 2010.
 [10] M. Gomes, R. Dinis, V. Silva, F. Cercas, and M. Tomlinson, "Iterative frequency domain equalization for single carrier signals with magnitude modulation techniques," in *IEEE 76th Vehicular Technology Conference: VTC2012-Fall*, Québec City, Canada, September 2012.
 [11] R. Dinis, P. Montezuma, N. Souto, and J. Silva, "Iterative frequency-domain equalization for general constellations," in *Sarnoff Symposium, 2010 IEEE*, april 2010, pp. 1–5.
 [12] A. Ambroze, M. Tomlinson, and G. Wade, "Magnitude modulation for small satellite earth terminals using qpsk and oqpsk," in *Proc. IEEE ICC'03*, vol. 3, Anchorage, Alaska, 2003, pp. 2099–2103.
 [13] P. Pedrosa, "Joint frequency-domain equalization and fine decision-directed carrier synchronization for single-carrier modulations," Ph.D. dissertation, Instituto Superior Técnico, 2012.
 [14] S. Benedetto, G. Montorsi, D. Divsalar, and F. Pollara, "A soft-input soft-output maximum a posteriori (map) module to decode parallel and serial concatenated codes," in *JPL TDA Progress Report 42-127*, Nov. 1996.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

-
- [1] J. G. Proakis, *Digital Communications - 4th ed.*, McGraw-Hill, 2000.
- [2] N. Benvenuto and G. Cherubini, *Algorithms for Communications Systems and Their Applications*, Wiley, 2002.
- [3] N. Benvenuto, R. Dinis, D. Falconer and S. Tomasin, "Single Carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: An idea whose time has come again," *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, no. 1, pp. 69–96, Jan 2010.
- [4] D. Falconer, S. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [5] Y. Li, J. L. Cimini and N. Sollenberger, "Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 7, p. 902–915, Jul. 1998.
- [6] S. Tomasin and N. Benvenuto, "Iterative Design and Detection of a DFE in the Frequency Domain," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.53, No.11, Novembro 2005.
- [7] P. Pedrosa, "Joint frequency-domain equalization and fine decision directed carrier synchronization for single-carrier modulations," *Ph.D. Dissertation, Instituto Superior Técnico*, 2012.
- [8] R. J. O’Dea and S. Miller, "Peak power and bandwidth efficient linear modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 12, p. 1639–1648, Dec. 1998.
- [9] A. Ambroze, G. Wade and A. Tomlinson, "Power and bandwidth efficient modulation and coding for small satellite communication terminals," *Proc. IEEE ICC’02*, vol. 5, New York, pp. 2943-2946, April 2002.
- [10] M. Gomes, F. Cercas V. Silva a. M. Tomlinson, "Magnitude modulation for VSAT’s low back-off transmission," *Journal Commun. Networks (JCN), special issue on Recent Adv. in Satell. and Space Commun.* vol. 12, no. 6, p. 544–557, Dec. 2010.
- [11] M. Gomes, V. Silva, F. Cercas and M. Tomlinson, "Power efficient back-off reduction through polyphase filtering magnitude modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 13, no. 8, p. 606–608, August 2009.

-
- [12] M. Gomes, R. Dinis, V. Silva, F. Cercas and M. Tomlinson, "Iterative frequency domain equalization for single carrier signals with magnitude modulation techniques," *IEEE 76th Vehicular Technology Conference: VTC2012-Fall*, Québec City, Canada, September 2012.
- [13] Luís C. Oliveira, M. Gomes, V Silva R. Dinis and F. Cercas, "IB-DFE Performance of Block-Based Single Carrier Coded Transmission with Magnitude Modulation," 2013.
- [14] R. Dinis, P. Montezuma, N. Souto and J. Silva, "Iterative frequency-domain equalization for general constellations," *Sarnoff Symposium 2010 IEEE*, pp. 1-5, April 2010.
- [15] J. A. Heller, "Viterbi Decoding for Satellite and Space Communication," *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vol. Com-19, No 5, October 1971.
- [16] S. Benedetto, G. Montorsi, D. Divsalar and F. Pollara, "A soft-input soft-output maximum a posteriori (map) module to decode parallel and serial concatenated codes," *JPL TDA Progress Report 42-127*, Nov. 1996.
- [17] W. G. Chambers, "On Good Convolutional Codes of Rate 1/2, 1/3, and 1/4," *Singapore ICCS/ISITA*, 1992.
- [18] C. Berrou and A. Glavieux "Near Optimum Error Correction Coding and Decoding: Turbo-Codes," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 44, No. 10, Outubro 1996.
- [19] E. R. Berlekamp, R.E. Peile and S.P. Pope, "The application of error control to communications," *IEEE Commn. Mag.*, 25(4), 44, 1987.
- [20] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, F. Pollara, "A Soft-Input Soft-Output APP Module for Iterative Decoding of Concatenated Codes," *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, VOL. 1, NO. 1, JANUARY 1997.
- [21] I. J. Fair and V. K. Bhargava in J. D. Gibson, "Forward Error Correcting Coding," em *The Communications Handbook*, Boca Raton, Fla. : CRC Press ; [New York, N.Y.] : IEEE Press,, 1997.
- [22] M. Gomes, V. Silva, F. Cercas e M. Tomlinson, "Real-time lut-less magnitude modulation for peak power control of single carrier RRC filtered signals," *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2009. SPAWC '09. IEEE 10th*

Workshop, pp. 424-428, June 2009 .

- [23] S. K. Mitra., *Digital Signal Processing: A Computer Based Approach - 3th ed.*, McGraw-Hill, 2006.
- [24] F. Harris., *Multirate Signal Processing for Communication Systems*, Prentice Hall PTR, 2004.
- [25] S. Litsyn, *Peak Power Control in Multicarrier Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [26] P. B. Kenington, *High-linearity RF Amplifier Design*, Artech House, 2000.
- [27] M. Gomes, “Magnitude Modulation For Peak Power Control in Single Carrier Communication,” Tese de Doutorado em Engenharia Electrotécnica e Computadores, Especialização em Telecomunicações e Electrónica.
- [28] M. Tomlinson, G. Wade and A. Ambroze, “Magnitude Modulation for Small Satellite Earth Terminals using QPSK and OQPSK,” *Proc. IEEE ICC'03, vol. 3, Anchorage, Alaska*, p. 2099–2103, 2003.
- [29] S. Lin and D. Costello, *Error Control Coding 2nd Edition*, Prentice Hall, 2004.