



**Ricardo Jorge Ramos Pessoa**

Licenciado

## **Desenho de sinais de elevada eficiência de potência para sistemas de comunicações móveis**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
Engenharia Electrotécnica, Sistemas e Computadores

Orientador: Paulo Miguel de Araújo Borges Montezuma de Carvalho,  
Prof. Auxiliar, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade  
Nova de Lisboa

Juri:

Presidente: Prof. Doutor Luís Augusto Bica Gomes de Oliveira

Arguente: Prof. Doutor Rui Miguel Henriques Dias Morgado Dinis

Vogal: Prof. Doutor Paulo Miguel de Araújo Borges Montezuma de Carvalho



FACULDADE DE  
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

**Setembro, 2012**



**Desenho de sinais de elevada eficiência de potência para sistemas de comunicações móveis**

Copyright © Ricardo Jorge Ramos Pessoa, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.



**Dedico esta tese à Ana e à Inês.**



## Agradecimentos

Ao Prof. Doutor Paulo Montezuma Carvalho pelo apoio incansável e pelas inúmeras horas que dispensou, nomeadamente no esclarecimento de dúvidas, e na explicação de conceitos essenciais ao desenvolvimento deste trabalho, bem como pelo fornecimento dos blocos de software de simulação.

Ao Prof. Doutor Paulo Teixeira Pinto por ter aceite a minha candidatura ao Mestrado em Engenharia Electrotécnica, Sistemas e Computadores e pela paciência demonstrada para que eu pudesse concluir o mesmo.

Agradeço igualmente à Universidade Nova de Lisboa, Faculdade de Ciências e Tecnologia e respectivo Departamento de Engenharia Electrotécnica pelas condições oferecidas para a realização deste trabalho.

Por fim, agradeço aos meus Pais, às minhas irmãs e em especial à minha esposa Ana e à minha filha Inês, por me lembrarem frequentemente a importância de se levar os projectos pessoais até ao fim.





## Resumo

Os sistemas de comunicação sem fios modernos, tais como GSM (Global System for Mobile communications), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) e sistemas de transmissão por satélite de alto débito, fazem uso de canais de rádio de banda limitada. Dados os elevados ritmos exigidos, torna-se crucial a maximização da eficiência espectral. Também os requisitos crescentes de QoS (Quality of Service) e mobilidade dos receptores móveis, impõem uma maior eficiência de potência dos mesmos. Podem ser garantidos bons compromissos entre eficiência espectral e de potência por códigos TCM (Trellis Coded Modulation) quando associados a uma optimização da forma do pulso adoptado. No entanto, a maximização da eficiência de potência, ao nível dos dispositivos móveis, é geralmente garantida por meio de operações de amplificação de potência com os amplificadores a funcionar na zona de saturação ou próximo desta, o que pode acarretar a distorção não linear dos sinais.

Neste trabalho procede-se à optimização, no que respeita à eficiência de potência, eficiência espectral e imunidade face a efeitos não lineares, de esquemas codificados baseados em sinais OQPSK (Offset Quaternary Phase Shift Keying) não lineares. Neste contexto, é definida uma nova família de pulsos de modulação com reduzida ocupação espectral e reduzidas flutuações de envolvente e é analisado o seu comportamento face aos efeitos não lineares introduzidos por amplificadores de potência fortemente não lineares do tipo SSPA (Solid State Power Amplifier). É ainda proposta uma técnica de amplificação de sinais OQPSK não lineares, com base na sua decomposição em componentes OQPSK. Esta técnica torna possível uma optimização independente dos pulsos associados aos sinais OQPSK constituintes, nomeadamente no nível de flutuações de envolvente e respectiva ocupação espectral. Por conseguinte, quando associada à optimização dos pulsos, esta técnica permite atingir uma imunidade quase total dos sinais constituintes face aos efeitos não lineares, sem sacrifício da eficiência de potência e espectral do sinal codificado não linear OQPSK, resultante da combinação dos sinais OQPSK constituintes.

**Palavras chave:** modulações codificadas, ganho de codificação, sinais OQPSK não lineares, eficiência de potência, eficiência espectral



## Abstract

Modern wireless communication systems such as GSM (Global System for Mobile communications), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) and high-speed satellite transmission systems, make use of band limited radio channels. Moreover, given the high transmission rates required, becomes crucial the maximization of spectral efficiency. Also higher requirements for QoS (Quality of Service) and energy efficiency of mobile receivers, impose a higher efficiency with regard to power usage. Good compromise between spectral and power efficiency can be achieved by TCM (Trellis Coded Modulation) codes when associated with a optimized pulse shape. However, the power efficiency on mobile devices is usually assured by an amplification with resort to high power amplifiers operating at or near saturation zone, which can lead to non linear distortion of the signals.

This work deals with the optimization of power and spectral efficiencies of coded schemes based on non linear OQPSK format (Offset Quaternary Phase Shift Keying), as well as with the improvement of the immunity against nonlinear effects. For this purpose, it is defined a new family of modulation pulses with small spectral occupation and low envelope fluctuations and his behavior with the presence of nonlinear effects introduced by power amplifiers of the type SSPA (Solid State Power Amplifier) is analyzed. Besides the optimization, it is also proposed an amplification technique for nonlinear OQPSK signals, based on the decomposition in OQPSK linear components. Under this conditions it is possible to optimize independently the pulses associated to each OQPSK component, namely their envelope fluctuations and their spectral occupation. This technique, when combined with a proper pulse optimization, can achieve a quasi total immunity against the non-linear effects introduced by the HPAs (High Power Amplifiers) without sacrifice of power and spectral efficiencies of the nonlinear OQPSK coded signal, resulting from the combination of the linear OQPSK components.

**Keywords:** coded modulations, coding gain, non linear OQPSK signals, power efficiency, spectral efficiency



# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução.</b>	<b>1</b>
1.1	Contexto . . . . .	1
1.2	Organização . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Técnicas de modelação codificada.</b>	<b>7</b>
2.1	Códigos Correctores de Erros. . . . .	9
2.1.1	Códigos de Blocos. . . . .	10
2.1.2	Códigos Convolucionais. . . . .	10
2.2	Regras de Mapeamento de Codificadores Convolucionais. . . . .	14
2.2.1	Representação gráfica e treliça do código. . . . .	16
2.3	Códigos TCM. . . . .	21
2.3.1	Métodos de construção. . . . .	22
2.3.2	Representação analítica. . . . .	29
<b>3</b>	<b>Modulações OQPSK não lineares.</b>	<b>37</b>

3.1	Caracterização analítica. . . . .	38
3.1.1	Propriedades. . . . .	40
3.1.2	Efeitos não lineares. . . . .	42
3.2	Esquemas codificados derivados de modulações OQPSK não lineares. . . . .	45
3.2.1	Optimização de esquemas OQPSK não lineares segundo eficiência espectral e de potência. . . . .	48
3.2.2	Distorção não linear associada a amplificação de potência. . . . .	54
3.2.3	Resultados numéricos. . . . .	57
3.3	Conclusões. . . . .	62
<b>4</b>	<b>Linearização de esquemas derivados de modulações OQPSK não lineares.</b>	<b>65</b>
4.1	Mapeamento de constelações . . . . .	67
4.2	Linearização de sinais OQPSK não lineares. . . . .	69
4.3	Exemplos de esquemas de amplificação linearizados. . . . .	75
4.4	Resultados numéricos. . . . .	76
4.5	Conclusões. . . . .	83
<b>5</b>	<b>Conclusões</b>	<b>85</b>
5.1	Conclusões gerais . . . . .	85
	<b>Bibliografia</b>	<b>89</b>
<b>A</b>	<b>Pulsos de suporte para constelações simétricas.</b>	<b>93</b>

<b>B</b>	<b>Desempenho à saída de SSPA.</b>	<b>97</b>
<b>C</b>	<b>Desempenho à saída de SSPA em função de <math>\frac{P_{in}}{s_M^2}</math>.</b>	<b>101</b>





# Lista de Tabelas

2.1	Valores BER em comunicações satélite . . . . .	8
2.2	Tabela de estados do codificador convolucional . . . . .	17
2.3	Polinómios geradores de mapeamentos 4PAM e polinómios geradores (2,7), (4,11), (14,25) e (16,53) para 4/8/16 e 32 estados respectivamente. . . . .	31
2.4	Polinómios geradores de mapeamentos 4PAM e polinómios geradores (5,7), (15,11), (23,25) e (47,53) para 4/8/16 e 32 estados respectivamente. . . . .	32
2.5	Mapeamento Natural 4PAM com símbolos uniformemente espaçados para TCM de 4 estados e polinómios geradores (2,7). . . . .	33
2.6	Mapeamento Natural 8PAM com símbolos uniformemente espaçados para TCM de 4 estados e polinómios geradores (2,7,1). . . . .	34
2.7	Mapeamento de Gray 4PAM com símbolos uniformemente espaçados para TCM de 4 estados e polinómios geradores (5,7). . . . .	35
2.8	Mapeamento de Gray 8PAM com símbolos uniformemente espaçados para TCM de 4 estados e polinómios geradores (5,7,1). . . . .	35
3.1	Características de amplificadores TWT e SSPA . . . . .	43
3.2	Comparação entre modulações OQPSK, 8PSK, 16QAM e 64QAM . . . . .	44

3.3	Funções geradoras dos pulsos de suporte . . . . .	50
3.4	Constelações 4PAM simétricas e assimétricas para MSK e os casos estudados. .	53
3.5	Características de Potência dos 4 casos estudados estudados. . . . .	53

# Lista de Figuras

2.1	Esquema de transmissão com correção de erros. . . . .	9
2.2	Sistema de transmissão com codificador convolucional. . . . .	11
2.3	Codificadores convolucionais (a) não sistemático e (b) sistemático com $cl = 3$ . . . . .	12
2.4	Codificador convolucional RSC. . . . .	13
2.5	Codificador convolucional com sequência de bits de entrada $\beta_n^{(i)}$ e sequência codificada de bits $\alpha_n^{(i)}$ . . . . .	15
2.6	Codificador convolucional de 4 estados com razão $\frac{1}{2}$ . . . . .	16
2.7	Codificador convolucional de 4 estados com $\alpha^{(2)} = \beta_n \oplus \beta_{n-1} \oplus \beta_{n-2}$ e $\alpha^{(1)} = \beta_n \oplus \beta_{n-2}$ . . . . .	18
2.8	Codificador convolucional de 4 estados com razão $\frac{1}{3}$ . . . . .	19
2.9	(a) Diagrama de transição de estados e (b) Treliça do codificador de 4 estados e razão $\frac{1}{2}$ da figura 2.7. . . . .	19
2.10	Treliça do código convolucional de 4 estados. . . . .	20
2.11	Treliça do código convolucional de 4 estados com ocorrência de erro. . . . .	21
2.12	Treliça do código TCM de 4 estados para uma constelação de dimensão 4 e sequência de símbolos $x_i$ . . . . .	22

2.13	Esquema genérico de uma codificação modelada em treliça. . . . .	22
2.14	Conversão de um esquema (a) 4PSK em (b) 8PSK com Modulação Codificada em Treliça. . . . .	23
2.15	Esquemas de Modulação Codificada em Treliça. . . . .	24
2.16	Sistema com codificador convolucional e decodificador Viterbi. . . . .	25
2.17	Esquema de codificação com mapeamento de 4 símbolos e polinómios geradores (2,7). . . . .	26
2.18	Esquema de codificação com mapeamento de 8 símbolos e polinómios geradores (2,7,1). . . . .	27
2.19	Esquema de codificação com mapeamento de 4 símbolos e polinómios geradores (5,7). . . . .	28
2.20	Esquema de codificação com mapeamento de 8 símbolos e polinómios geradores (5,7,1). . . . .	29
3.1	Constelações de símbolos para modulações QPSK(a) e OQPSK(b). . . . .	38
3.2	Exemplo de sinal OQPSK com transições de $\pm\pi/2rad$ . . . . .	39
3.3	Consequências dos efeitos não lineares numa constelação 16QAM. . . . .	44
3.4	Pulsos $x^{(0)}(t)$ e $x^{(1)}(t)$ TC-OQAM de 4 estados com constelação 4PAM. . . . .	47
3.5	Pulsos de suporte utilizados (valores normalizados). . . . .	51
3.6	DEP de pulsos dos casos 1,2,3,4 e MSK. . . . .	52
3.7	Pulsos de suporte para os casos 2 e 4 com SSPA ( $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5, p = 1.0$ ). . . . .	55
3.8	Pulsos de suporte para os casos 2 e 4 com SSPA ( $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5, p = 5.0$ ). . . . .	56

3.9	Curvas de ganho com pulso de suporte do caso 1, caso 2, caso 3 e caso 4. . . . .	58
3.10	Desempenho de esquemas codificados TC-OQAM com os pulsos de suporte dos casos 1, 2, 3 e 4 quando $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5$ e (A) $p = 1$ , (B) $p = 5$ . . . . .	60
3.11	Desempenho de esquemas codificados TC-OQAM com os pulsos de suporte dos casos 1, 2, 3 e 4 quando $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.7$ e (A) $p = 1$ , (B) $p = 5$ e quando $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 1.0$ e (C) $p = 1$ , (D) $p = 5$ . . . . .	61
4.1	Sub constelações dos sinais constituintes. . . . .	72
4.2	Constelação 16-QAM resultante. . . . .	72
4.3	Estrutura de emissão genérica com método de linearização proposto. . . . .	74
4.4	Diagrama de blocos do transmissor. . . . .	76
4.5	Formas de pulso para $s_0(t)$ e $s_1(t)$ com $k_0 = 1$ e $k_1 = -2$ . . . . .	78
4.6	Diagramas IQ para $s_0(t)$ com $k_0 = 1$ . (A)- MSK (B)- Forma de pulso I . . . . .	78
4.7	DEP para pulsos MSK e forma de pulso adoptado. . . . .	79
4.8	Evolução do ganho de codificação com desequilíbrios de ganho. . . . .	81
4.9	Evolução do ganho de codificação com desequilíbrios de fase. . . . .	81
4.10	DEP na saída do SSPA para $p=1$ . . . . .	82
A.1	Pulsos de suporte para os casos 1 e 3 com SSPA ( $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5, p = 1.0$ ). . . . .	94
A.2	Pulsos de suporte para os casos 1 e 3 com SSPA ( $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5, p = 5.0$ ). . . . .	95
B.1	Desempenho quando $p = 1.0$ para os casos 1 a 4 à saída de um SSPA. . . . .	98
B.2	Desempenho quando $p = 5.0$ para os casos 1 a 4 à saída de um SSPA. . . . .	99

C.1	Desempenho para os casos 1 a 4 à saída de um SSPA quando $p = 1.0$ e $\frac{P_{in}}{s_M} = \{0.1, \dots, 0.6\}$ . . . . .	102
C.2	Desempenho para os casos 1 a 4 à saída de um SSPA quando $p = 5.0$ e $\frac{P_{in}}{s_M} = \{0.1, \dots, 0.6\}$ . . . . .	103

# Lista de Acrónimos

AM/AM - Amplitude Modulation to Amplitude Modulation

AM/PM - Amplitude Modulation to Phase Modulation

ARQ - Automatic Retransmission reQuest

AWGN - Additive White Gaussian Noise

BCH - Bose Chaudhuri Hocquenghem

BER - Bit Error Rate

BPSK - Binary Phase Shift Keying

CDMA - Code Division Multiple Access

CL - Constraint Length

CPM - Continuous Phase Modulation

DEP - Densidade Espectral de Potência

DPSK - Differential Phase Shift Keying

FEC - Forward Error Correction

FQPSK - Feher-patented Quadrature Phase Shift Keying

FSS - Fixed Satellite Service

GMSK - Gaussian Minimum Shift Keying

GPRS - General Packet Radio Service

GPS - Global Positioning System

GSM - Global System for Mobile communications

HPA - High Power Amplifier

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers

IQ - In-phase Quadrature

ISI - InterSymbol Interference

ITU - International Telecommunication Union

LINC - LInear amplification with Nonlinear Components

MIL-STD SQPSK - MILitary-STanDard Shaped offset Quadrature Phase Shift Keying

MSK - Minimum Shift Keying

MSS - Mobile Satellite Service

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OQAM - Offset Quadrature Amplitude Modulation

OQPSK - Offset Quaternary Phase Shift Keying

PAM - Pulse Amplitude Modulation

PMEPR - Peak-to-Mean Envelope Power Ratio



PSK - Phase Shift Keying

PSD - Power Spectral Density

QAM - Quadrature Amplitude Modulation

QoS - Quality of Service

QPSK - Quaternary Phase Shift Keying

RSC - Recursive Systematic Convolutional

SNR - Signal-to-Noise Ratio

SSPA - Solid State Power Amplifier

TCM - Trellis Coded Modulation

TC-OQAM - Trellis Coded Offset Quadrature Amplitude Modulation

TDMA - Time Division Multiple Access

TWT - Traveling Wave Tube

WAP - Wireless Application Protocol

WLAN - Wireless Local Area Network

UMTS - Universal Mobile Telecommunications System



# Capítulo 1

## Introdução.

### 1.1 Contexto

O uso de modulações digitais está generalizado nos vários sistemas de comunicação utilizados na sociedade de informação actual. No entanto, o desempenho de sistemas de comunicação baseados em modulações digitais, pode ser afectado por diferentes factores, como o ruído, a interferência, o desvanecimento devido ao efeito multipercurso do canal, a ISI (Inter Symbol Interference) e distorção não linear.

Actualmente entre os sistemas de comunicação digital sem fio podem-se destacar o GSM (Global System for Mobile communications), o GPRS (General Packet Radio Service), o UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), o 802.11a/b/g/n, o CDMA2000 (Code Division Multiple Access) e os sistemas de comunicação baseados em satélites bem como os sistemas de geolocalização como o GPS (Global Positioning System) [1]. O espectro utilizado por estes sistemas encontra-se dividido por bandas, e a sua alocação depende da região geográfica em causa. No caso concreto do UMTS, utiliza-se a banda dos 2100 MHz. Para o standard IEEE 802.11a/b/g/n são utilizadas as bandas dos 2.4 GHz e 5GHz. Os sistemas móveis de comunicação por satélite MSS (Mobile Satellite Service) utilizam a banda dos 2GHz e bandas

superiores. No caso concreto das comunicações satélite do tipo FSS (Fixed Satellite Service) é utilizada a banda S dos 2.2GHz ou a banda K que ocupa uma banda de frequência situada entre os 18GHz e os 27GHz. Também a banda Ku, situada abaixo da banda K, é utilizada por comunicações FSS.

A cada tipo de serviço está associada uma determinada qualidade de serviço (QoS). Por exemplo, para uma comunicação voz o erro admissível é sempre maior do que numa comunicação de dados. Para atingir os valores de BER (Bit Error Rate) desejados, torna-se necessário maximizar a eficiência de potência, quer mediante o recurso a uma amplificação de potência muito eficiente, quer recorrendo a técnicas de controlo de erros, nomeadamente códigos de correcção de erros.

No caso dos terminais móveis, para além da QoS associada aos serviços suportados, torna-se importante a contínua melhoria da eficiência de potência, nomeadamente ao nível do interface sem fios. Dada a capacidade limitada das baterias dos terminais móveis é desejável que a amplificação seja realizada com o amplificador a trabalhar numa zona fortemente não linear, isto é, próximo ou na zona de saturação do mesmo, o que pode acarretar uma distorção não linear do sinal de entrada. Como consequência dos efeitos não lineares introduzidos podemos citar a ISI e efeitos de espalhamento espectral que, quando não devidamente compensados, comprometem a eficiência de potência e espectral do sistema.

Ao trabalhar com o amplificador na sua zona não linear, é possível verificar que sinais com uma maior flutuação de envolvente sofrem uma maior distorção que sinais com envolvente constante. Isto é facilmente verificável quando se compara a distorção associada a uma amplificação com amplificadores fortemente não lineares de um sinal modulado em 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) com um sinal modulado em PSK (Phase Shift Keying). A existência de modulação em amplitude no sinal 16QAM faz com que este esteja mais susceptível a distorção de amplitude e distorção de fase que um sinal PSK, que apresenta uma envolvente constante e logo, sem variações de amplitude [2].

Outra forma de aumentar a eficiência de potência consiste na adopção de códigos correctores

de erros, como os códigos convolucionais, que permitem a melhoria da BER sem aumento da relação sinal ruído SNR (Signal-to-Noise Ratio) [2]. No entanto, a introdução de bits redundantes implica uma redução na eficiência espectral do sinal resultante. Contrariamente aos códigos convolucionais, o uso de esquemas TCM (Trellis Coded Modulation) permite obter ganhos de código e consequentemente garantir um aumento da eficiência de potência sem comprometer a eficiência espectral [3][4].

É possível fazer uso de modulações não lineares do tipo OQPSK (Offset Quaternary Phase Shift Keying) para a construção de esquemas de codificação TC-16OQAM (Trellis Coded-Offset Quadrature Amplitude Modulation) [5][6] com bons compromissos entre eficiência espectral e de potência. Além das propriedades do formato OQPSK não linear, nomeadamente a invariância do formato de representação após a passagem por uma não linearidade, as modulações 16-OQAM (Offset Quadrature Amplitude Modulation) resultantes têm um nível de flutuações de envolvente menor que as modulações 16-QAM equivalentes, o que garante uma maior imunidade face aos efeitos não lineares associados a uma amplificação de potência eficiente.

Neste trabalho, realiza-se o desenho de esquemas codificados TC-OQAM resultantes de uma família de pulsos de suporte com elevada eficiência de potência e espectral. Neste contexto, procede-se à sua caracterização analítica e avaliação dos desempenhos e eficiências espectrais face a amplificadores de potência a funcionar numa zona fortemente não linear. É ainda proposto e analisado um método de amplificação, que tirando partido da representação de sinais OQAM como uma soma de sinais OQPSK, permite uma maior imunidade face a efeitos não lineares introduzidos por amplificadores a funcionar na saturação, ou próximo desta. Para estes esquemas simplificados de amplificação, é analisado o impacto que as diferenças de ganho e fase, entre amplificadores dos sinais constituintes, têm na eficiência de potência e espectral do sinal resultante, bem como o impacto dos efeitos não lineares associados.

## 1.2 Organização

No capítulo 2, começa-se por fazer uma caracterização geral dos códigos convolucionais e respectivos algoritmos de decodificação, nomeadamente o de Viterbi. São igualmente caracterizados os princípios inerentes à construção dos códigos TCM, fazendo-se primeiro um enquadramento histórico, seguido da descrição das propriedades fundamentais. Neste contexto, são igualmente descritas regras analíticas de mapeamento adequadas a esquemas TCM baseados em constelações unidimensionais e bidimensionais.

No capítulo 3, caracterizam-se as modulações codificadas baseadas em modulações OQPSK não lineares, dando-se especial ênfase ao estudo dos efeitos não lineares introduzidos pela amplificação de potência e respectivo impacto na eficiência de potência e espalhamento espectral. Na secção 3.2 discutem-se aspectos de emissão e recepção associados a códigos TC-OQAM derivados do formato OQPSK não linear. Na subsecção 3.2.3, apresentam-se os resultados de simulação referentes à DEP (Densidade Espectral de Potência) e ganhos de código de vários códigos TC-OQAM compostos por diferentes pulsos constituintes, bem como as curvas de BER resultantes de simulações efectuadas segundo o método de Monte Carlo.

Os resultados do capítulo 3, mostram que apesar da optimização dos pulsos pode haver uma degradação significativa do desempenho quando o amplificador está a operar na saturação, pelo que torna-se importante a optimização da amplificação não linear. Por conseguinte, no capítulo 4 é apresentado um método de amplificação que permite obter esquemas codificados com ganhos de código praticamente independentes do ponto de funcionamento do amplificador. Este método é baseado na decomposição do sinal de entrada do amplificador em diversas componentes do tipo OQPSK, com envolvente constante ou quase constante, que são posteriormente combinadas após o andar de amplificação. Consequentemente, a optimização dos pulsos pode ser realizada separadamente para cada uma das componentes, independentemente dos pulsos utilizados nas restantes componentes OQPSK que compõem o sinal final. Na secção 4.4 são apresentados resultados relativos aos efeitos de um desequilíbrio de fase e ganho, entre os andares de amplificação utilizados em paralelo, no desempenho de um sistema de transmissão

baseado no método de amplificação proposto. Neste contexto, são apresentados e analisados resultados como a DEP resultante, ganho de código e valores BER, em função do parâmetro de desequilíbrio entre os amplificadores.

No capítulo 5 são sintetizadas as conclusões sobre o trabalho efectuado, sendo também delineadas as linhas orientadoras para pesquisa futura, nomeadamente o estudo de esquemas TC-OQAM otimizados para diferentes tipos de amplificadores e respectivos pontos de funcionamento, no âmbito do esquema de amplificação proposto no capítulo 4.





## Capítulo 2

# Técnicas de modelação codificada.

Neste capítulo, são apresentadas diversas características e métodos de construção de códigos convolucionais e TCM. Começa-se por fazer, na secção 2.1, uma abordagem genérica dos diferentes métodos de controlo de erros, nomeadamente a nível de códigos de blocos e códigos convolucionais. Na secção 2.2 e na subsecção 2.2.1 são apresentadas as regras de mapeamento de códigos convolucionais e é efectuada a caracterização a nível gráfico.

Em 2.3 e 2.3.1 é feita uma análise detalhada dos códigos TCM, os métodos de construção e os conceitos como ganho assintótico de código e distância mínima livre, e a caracterização de códigos com quatro e oito estados. Em 2.3.2 é feita uma caracterização analítica de códigos TCM. Esta inclui a apresentação de expressões descritivas de códigos de 4 e 8 estados, nomeadamente as expressões descritivas do mapeamento de esquemas TCM com constelações 4PAM (Pulse Amplitude Modulation) e 8PAM com base na metodologia proposta em [6].

No projecto de um sistema de comunicação digital sem fios, existem dois factores principais a ter em conta: Um é a eficiência espectral, outro é a minimização da potência utilizada. O teorema de Shannon-Hartley permite perceber a quantidade de informação que se consegue

transmitir sobre um canal com ruído [7], através de

$$C = B \cdot \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right), \quad (2.1)$$

onde  $C$  representa a capacidade de canal (bit/s),  $B$  a largura de banda do canal (Hz),  $S$  a potência do sinal e  $N$  a potência do ruído.

No entanto, os requisitos de QoS dependem do tipo de serviço e da capacidade do canal. Por exemplo, uma comunicação por voz degrada-se mais significativamente a partir de taxas BER de  $10^{-3}$  [8]. Para uma comunicação de dados, é aceitável uma BER de  $10^{-6}$  se a taxa de transmissão for da ordem das centenas de Kbit por segundo e é apropriado uma BER de  $10^{-7}$  ou  $10^{-8}$  em transmissões na ordem dos megabits por segundo. Para comunicações digitais via satélite os valores de BER são mais baixos do que nas comunicações terrestres sem fios. Na tabela 2.1 são apresentados sistemas de comunicação actuais baseados em alguns dos satélites em órbita.

Valores	IRIDIUM	Globalstar	ICO
Data de início do serviço	1998	1999	2000
Canal de Satélite	2100	5600	4500
BER voz	$10^{-2}$	$10^{-2}$	$10^{-3}$
BER data	$10^{-3}$	$10^{-5}$	$10^{-5}$
Atraso (round-trip) [ms]	10-33	43	70

Tabela 2.1: Valores BER em comunicações satélite

A BER pode ser melhorada através do aumento de  $\frac{S}{N}$  ou mediante a adopção de esquemas de detecção e correcção de erros. Os códigos de controlo de erros, contribuem para a maximização da eficiência de potência, uma vez que o ganho de código introduzido permite garantir a QoS desejada com uma menor potência.

A aplicação prática de técnicas de detecção e correcção de erros em comunicações digitais foi primeiro demonstrada por Hamming e Golay [9]. A figura 2.1 mostra um esquema simplificado

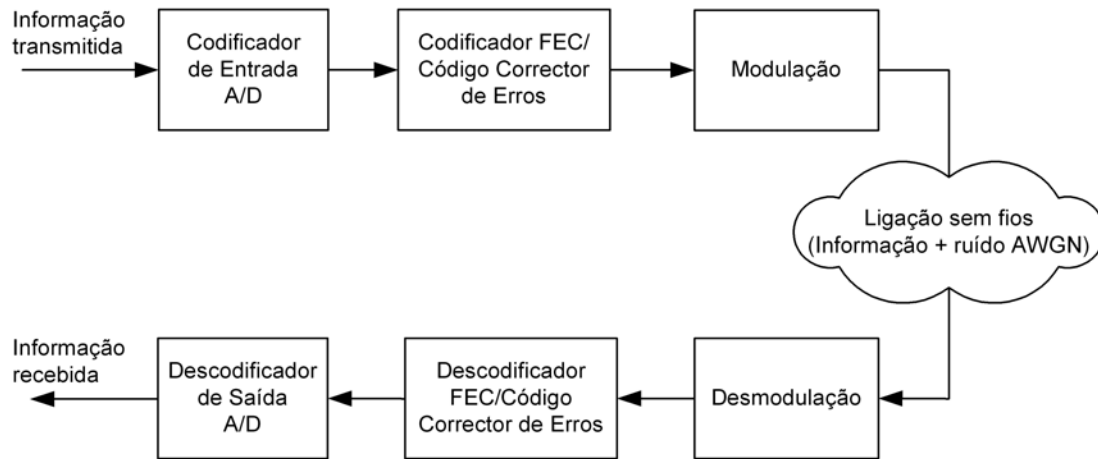


Figura 2.1: Esquema de transmissão com correcção de erros.

de comunicação digital constituído por vários blocos, na qual o codificador de entrada é responsável pela conversão analógica-digital do sinal de entrada e pela codificação do sinal digital numa sequência de bits. Segue-se o bloco responsável pela aplicação do código de controlo de erros e o bloco referente ao andar de modulação. Após a desmodulação do sinal recebido, o descodificador procede à correcção de erros recuperando a sequência de bits original da forma mais fidedigna possível. Por sua vez, o descodificador de saída converte a sequência de bits num sinal analógico.

## 2.1 Códigos Correctores de Erros.

Existem dois tipos principais de códigos para correcção de erros:

- códigos de blocos,
- códigos convolucionais,

que se passam a caracterizar nas próximas secções.

### 2.1.1 Códigos de Blocos.

Os códigos de blocos têm capacidade de detectar e corrigir erros e são baseados exclusivamente em operações de aritmética e álgebra aditiva. Neste tipo de códigos, pega-se num bloco de  $k$  bits e acrescenta-se um determinado número de bits redundantes para formar o bloco codificado de tamanho  $n$ . Eles são normalmente referidos como códigos blocos do tipo  $(n, k)$  ou de razão  $\frac{k}{n}$ . Alguns dos códigos de blocos mais utilizados são:

- Códigos de Hamming;
- Códigos de Golay;
- BCH (Bose Chaudhuri Hocquenghem);
- Reed-Solomon;

Os códigos de blocos são mais apropriados para sistemas em que a informação é transmitida em pacotes discretos, como por exemplo em sistemas TDMA (Time Division Multiple Access). Eles estão associados a esquemas ARQ/FEC (Automatic Retransmission reQuest/Forward Error Correction) normalmente implementados no nível lógico dos diferentes sistemas de comunicação móveis. São exemplo disso o UMTS e o GSM. Por sua vez, o sistema INTELSAT 120Mbit/s TDMA usa um código BCH [10], com capacidade de corrigir dois erros por bloco.

### 2.1.2 Códigos Convolucionais.

Os códigos convolucionais são utilizados para correcção de erros em tempo real e são parte integrante do nível físico de diversos sistemas de comunicações móveis. O seu princípio de funcionamento consiste em transmitir um número de bits superior aos bits de informação de entrada, adicionando informação redundante ao sistema de transmissão. Os bits codificados de saída são calculados através do relacionamento do bit de entrada actual com os  $m_c$  bits anteriores, dizendo-se por isso que os códigos convolucionais são códigos com memória de  $m_c$

bits. O relacionamento dos bits é efectuado através de uma soma módulo dois, cuja forma de cálculo é determinada pela especificação do código. O objectivo é garantir que, mesmo com parte dos bits codificados corrompidos, a informação transmitida seja suficiente para estimar o valor original da sequência de bits não codificados.

Num sistema de comunicação digital com codificador convolucional, como o representado na figura 2.2, a sequência de bits de entrada é convertida numa sequência de palavras de código e posteriormente é modulada com recurso a uma modulação do tipo PSK, como por exemplo, BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quaternary Phase Shift Keying), DPSK (Differential Phase Shift Keying), OQPSK ou MSK (Minimum Shift Keying). Esse sinal é depois enviado através de um canal de transmissão caracterizado por uma determinada densidade espectral de potência do ruído  $N_0$ .

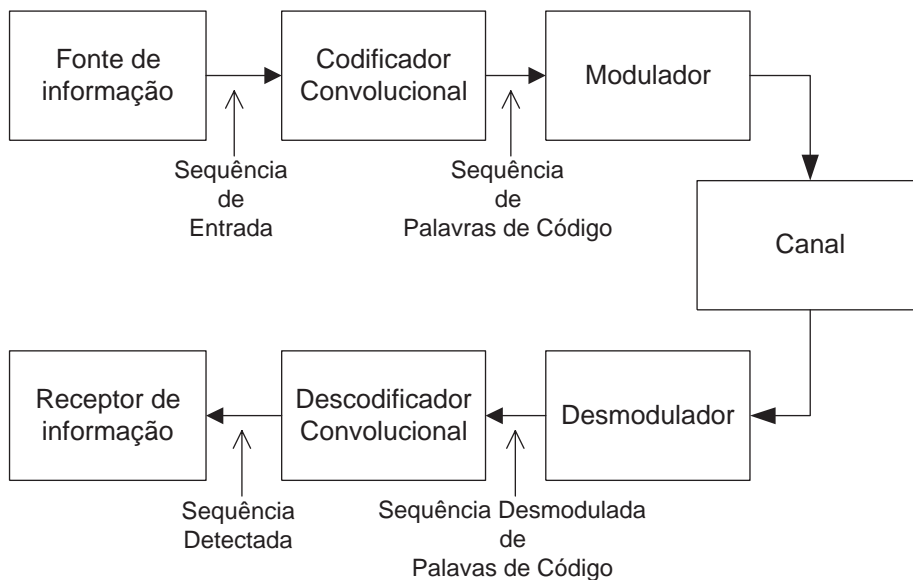


Figura 2.2: Sistema de transmissão com codificador convolucional.

Na recepção, e após o andar de desmodulação, a sequência de palavras de código obtida é decodificada, de modo a encontrar a sequência de bits de informação possível no contexto da treliça do código do sinal recebido. Na figura 2.3 estão representados dois codificadores

convolucionais caracterizados por uma sequência de bits de entrada representada por  $\beta_n$ , e por uma sequência de dois bits codificados representada por  $\alpha_n^{(1)}$  e  $\alpha_n^{(2)}$ . Os bits codificados dependem do bit actual e do número  $m_c$  de bits anteriores que é determinado pelo número de registos de deslocamento presentes no esquema de codificação. Esse parâmetro é dado pelo CL (Constraint Length) do código definido como

$$cl = m_c + 1, \quad (2.2)$$

e que permite saber o número de  $2^{m_c}$  estados do codificador convolucional. Os registos de deslocamento memorizam a informação relativa ao estado do codificador convolucional e o constraint length  $cl$  relaciona o número de bits de que depende a saída [11]. No caso dos esquemas apresentados nas figuras 2.3(a) e 2.3(b) o valor de  $m_c$  é 2 e de  $cl$  é 3.

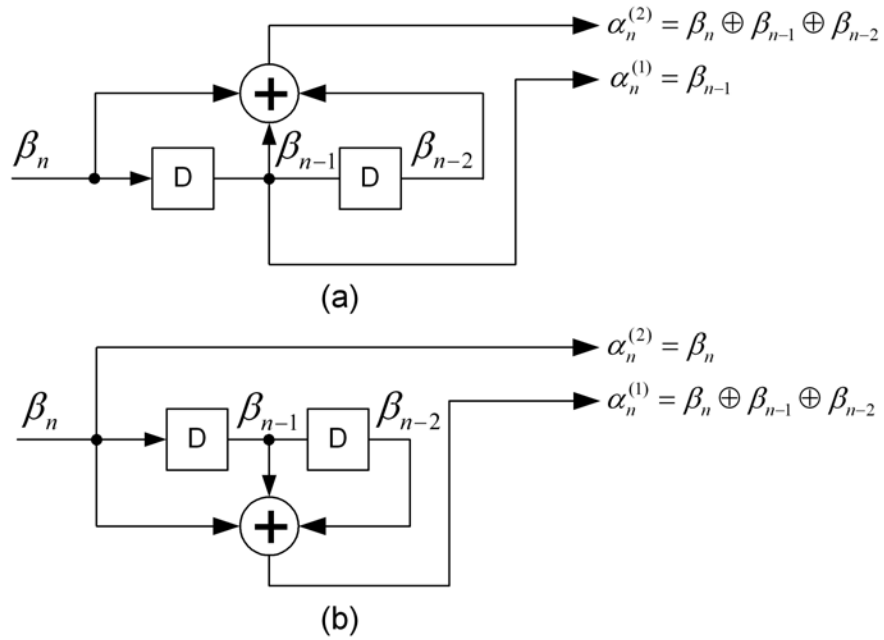


Figura 2.3: Codificadores convolucionais (a) não sistemático e (b) sistemático com  $cl = 3$ .

Quando a palavra de código, para além de bits codificados, contém igualmente os bits de informação originais (ver figura 2.3(b)), diz-se que se trata de um codificador convolucional

sistemático. Os codificadores convolucionais sistemáticos quando comparados com os códigos não-sistemáticos apresentam a vantagem de permitirem uma rápida leitura da mensagem transmitida nas palavras codificadas. Por outro lado, necessitam de menos hardware na operação de codificação. Estes codificadores também apresentam a propriedade de serem não catastróficos, ou seja, um erro finito não dá origem a um erro de comprimento infinito.

Para além da divisão dos codificadores convolucionais em sistemáticos e não sistemáticos, os codificadores também podem ser recursivos ou não recursivos. Na figura 2.4 é apresentado um codificador convolucional recursivo e sistemático, conhecido como codificador RSC (Recursive Systematic Convolutional) com  $m_c = 2$ .

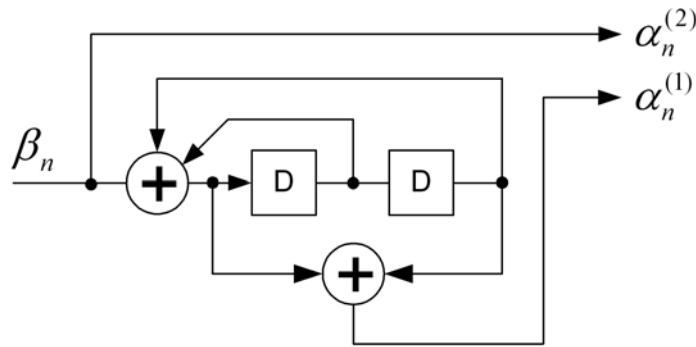


Figura 2.4: Codificador convolucional RSC.

A principal característica deste tipo de codificadores reside no facto de um ou mais bits codificados serem realimentados para a entrada do codificador. Neste exemplo concreto, os bits realimentados correspondem aos bits  $\beta_{n-1}$  e  $\beta_{n-2}$ .

Os métodos de decodificação utilizados em esquemas receptores de codificadores convolucionais podem ser divididos em dois grupos:

- Decodificação de Máxima Verosimilhança: Algoritmo de Viterbi;
- Decodificação Sequencial: Algoritmo Fano[12];

O algoritmo de estimação de sequência pela máxima verosimilhança, proposto por Andrew Viterbi [13], tem como base o cálculo da métrica de Hamming dos caminhos que convergem para cada um dos estados possíveis na treliça do código. A cada novo ciclo, selecciona-se para cada estado, o caminho com a menor métrica de Hamming face à sequência recebida e elimina-se os restantes caminhos que convergem para o mesmo estado. Deste modo, pegando num codificador com  $cl = 3$ , ou seja, um codificador de 4 estados, apenas 4 caminhos terão que ser lembrados. Este algoritmo tem a vantagem de possuir um tempo de descodificação fixo. No entanto, apesar da fácil implementação em hardware, a sua complexidade computacional cresce exponencialmente em função de  $cl$ . Nesse sentido, este algoritmo encontra aplicação em codificadores com  $cl < 9$  [14].

A descodificação sequencial diferencia-se da descodificação de máxima verosimilhança pelo facto de apenas considerar o caminho mais provável na árvore sequencial formada pela sequência possível de palavras do código. A cada novo ciclo, é seleccionada a sequência de palavras de código mais prováveis dessa árvore, ao invés de necessitar calcular todos os caminhos possíveis, reduzindo assim a complexidade da descodificação [15]. Deste modo, a descodificação sequencial possui a vantagem de ter um bom comportamento com codificadores convolucionais com elevados valores de  $cl$ , apesar de apresentar um desempenho inferior à descodificação de máxima verosimilhança. Convém salientar que o estudo das estruturas de descodificação dos codificadores convolucionais está fora do âmbito deste trabalho.

## 2.2 Regras de Mapeamento de Codificadores Convolucionais.

Já foi referido em 2.1.2 que a adição de bits redundantes à sequência transmitida vai permitir a melhoria da capacidade da correcção do código. O número de bits adicionado é definido pela razão  $r$  do código convolucional que é dada por:

$$r = \frac{m}{h}, \tag{2.3}$$



em que o valor  $m$  representa o total do número de bits de informação, em paralelo, na entrada do codificador e  $h$  é o número total de bits codificados em paralelo à saída.

A máquina de estados finita da figura 2.5 representa a operação de codificação dos bits de informação, em que o bit codificado  $\alpha_n^{(i)}$  depende do valor actual do bit de entrada  $\beta_n^{(i)}$  e dos  $m_c$  valores anteriores do mesmo bit [16]. O número de estados  $S_x$  anteriores ao bit de informação dos quais vai depender o bit codificado  $\alpha_n^{(i)}$ , vai definir o número de estados do codificador.

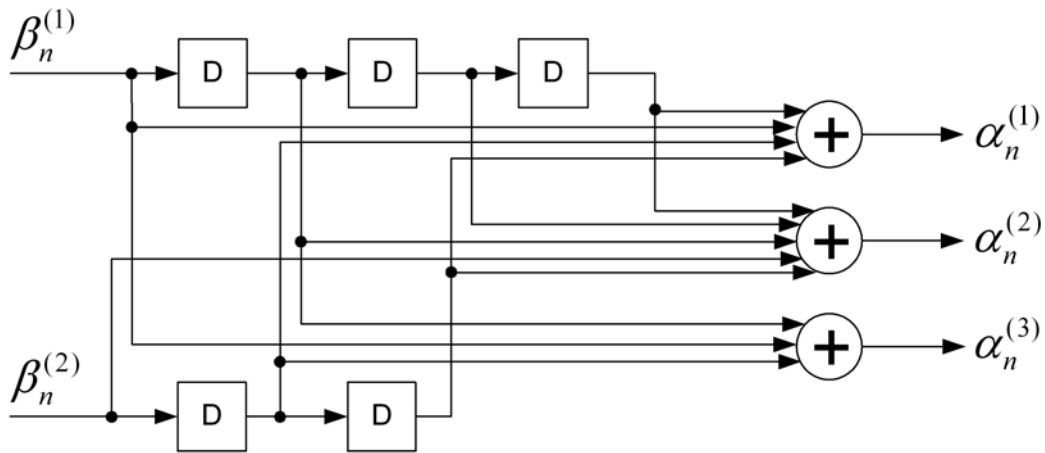


Figura 2.5: Codificador convolucional com sequência de bits de entrada  $\beta_n^{(i)}$  e sequência codificada de bits  $\alpha_n^{(i)}$ .

O registo de deslocamento recebe um (ou mais bits) em cada instante  $i$ , que em conjunto com os valores dos seus estados intermédios, dará origem aos bits de saída codificados. Para especificar o código, são definidos os polinómios geradores desses bits de saída, que descrevem a topologia das somas módulo 2 que geram os bits de saída do codificador convolucional. Deste modo, é possível definir totalmente um codificador convolucional pela forma  $C(g, m, h)$ , em que  $g$  representa os polinómios geradores do código [1].

### 2.2.1 Representação gráfica e treliça do código.

O codificador convolucional pode ser entendido como uma máquina de estados composta por registos de deslocamento, tendo como entrada a sequência de bits de informação a transmitir, e como saída a sequência codificada.

A figura 2.6 mostra um codificador composto por dois andares de registos de deslocamento, ou seja, também é dito que o codificador da figura tem uma memória de dois ( $m_c = 2$ ) e uma  $cl$  igual a três ( $cl = 3$ ). Sendo o estado actual dos registos de deslocamento definido por dois bits, diz-se estarmos perante um codificador convolucional de 4 estados, dado por  $2^{m_c}$ .

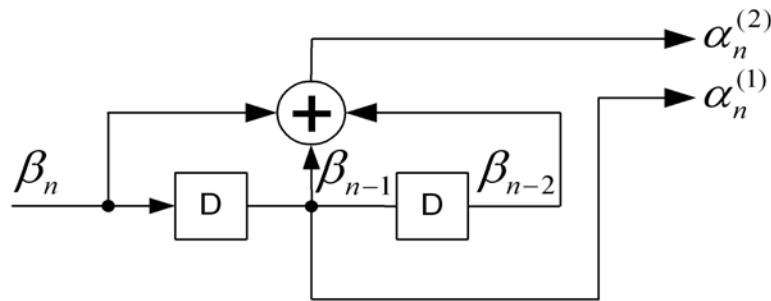


Figura 2.6: Codificador convolucional de 4 estados com razão  $\frac{1}{2}$ .

Os bits codificados são calculados pelo codificador convolucional e podem ser determinados através de um conjunto de polinómios geradores. Esses polinómios geradores indicam a presença ou não de uma ligação a partir de um ponto do registo de deslocamento, à soma de módulo 2, que determina o valor do bit codificado.

Para o codificador anterior, tem-se:

$$g_1 = D, \tag{2.4}$$

$$g_2 = D^2 + D + 1. \tag{2.5}$$

A cada novo ciclo de relógio, a estrutura do codificador convolucional tem um determinado

valor binário em cada ponto do registo de deslocamento. Esse conjunto de bits, determina o símbolo da constelação do mapeamento. A cada novo ciclo de execução do relógio, é introduzido no registo de deslocamento um novo bit de informação. Ao mesmo tempo, os restantes bits dos pontos intermédios da máquina de estados, avançam para o ponto seguinte e o último bit é descartado. O novo conjunto de bits representa o novo estado do código convolucional a que corresponde um símbolo no mapa da constelação.

A próxima tabela define o conjunto de estados possíveis do codificador da figura 2.6, e os bits de saída correspondentes, que são dependentes do bit de entrada  $\beta_n$ .

entrada	estado actual		estado seguinte		saída	
$\beta_n$	$\beta_{n-2}$	$\beta_{n-1}$	$\beta_{n-1}$	$\beta_n$	$\alpha^{(2)} = \beta_n \oplus \beta_{n-1} \oplus \beta_{n-2}$	$\alpha^{(1)} = \beta_{n-1}$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	0
0	1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	1	1
1	0	1	1	1	0	1
0	1	1	1	0	0	1
1	1	1	1	1	1	1

Tabela 2.2: Tabela de estados do codificador convolucional

O esquema de código convolucional cujo codificador é representado pela figura 2.7, é caracterizado pelos seguintes polinómios geradores:

$$g_1 = D^2 + 1, \tag{2.6}$$

$$g_2 = D^2 + D + 1. \tag{2.7}$$

O codificador anterior tem uma razão  $r = \frac{1}{2}$  e é constituído pelos bits codificados  $\alpha_n^{(1)}$  e  $\alpha_n^{(2)}$ . Com base no mesmo codificador, se se transmitir também um bit não codificado, obtém-se o

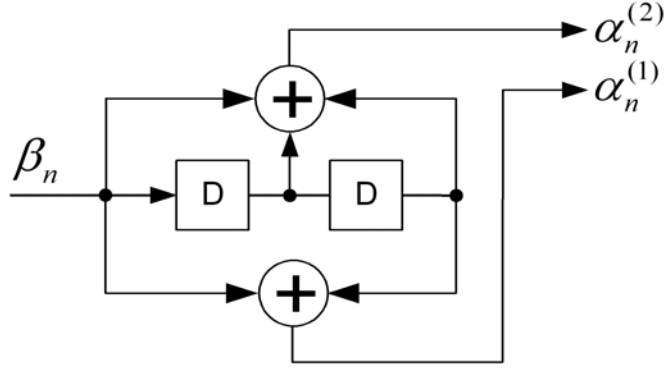


Figura 2.7: Codificador convolucional de 4 estados com  $\alpha^{(2)} = \beta_n \oplus \beta_{n-1} \oplus \beta_{n-2}$  e  $\alpha^{(1)} = \beta_n \oplus \beta_{n-2}$ .

código sistemático de razão  $r = \frac{1}{3}$  caracterizado pelos polinómios geradores

$$g_1 = D^2 + 1, \tag{2.8}$$

$$g_2 = D^2 + D + 1, \tag{2.9}$$

$$g_3 = 1, \tag{2.10}$$

e pela estrutura de codificação da figura 2.8.

Dado que o codificador, representado como uma máquina de estados finita, é invariante no tempo, ele também pode ser representado pelo diagrama de estados da figura 2.9(a). Para efeitos de representação dos estados considera-se  $\{\beta_{n-2}\beta_{n-1}\}$  como o estado anterior e  $\{\beta_{n-1}\beta_n\}$  como o estado seguinte do codificador convolucional.

No diagrama de estados da figura 2.9(a), a cada transição está associado um conjunto de bits  $\beta_n/\alpha_n^{(2)}/\alpha_n^{(1)}$ . O bit  $\beta_n$  representa o bit de entrada a que deu origem a transição. Os bits  $\alpha_n^{(1)}$  e  $\alpha_n^{(2)}$  representam o conjunto de bits de saída do codificador de razão 1/2. Como se pode constatar da figura, a cada ciclo de relógio só são possíveis determinadas transições entre

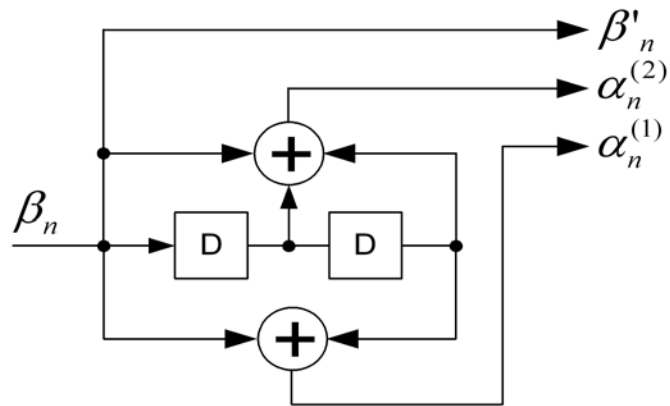


Figura 2.8: Codificador convolucional de 4 estados com razão  $\frac{1}{3}$ .

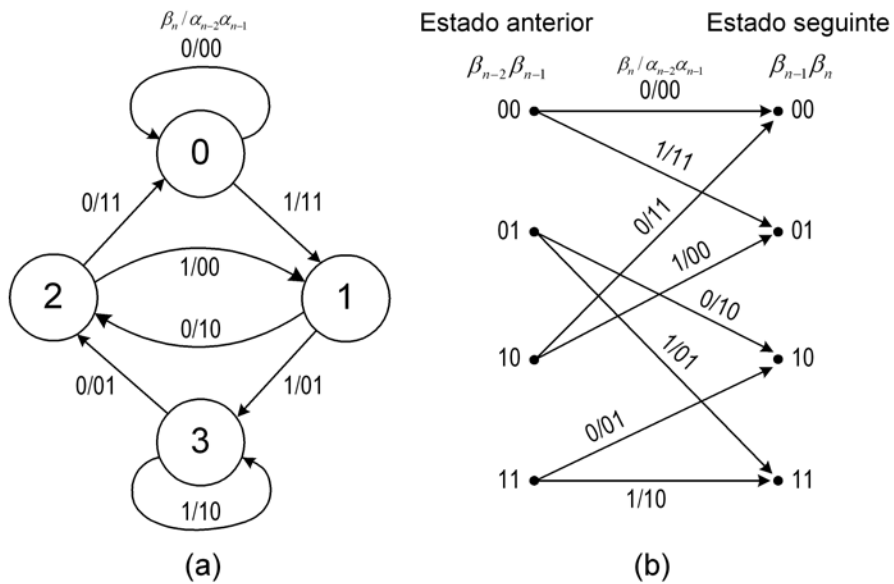


Figura 2.9: (a) Diagrama de transição de estados e (b) Treliça do codificador de 4 estados e razão  $\frac{1}{2}$  da figura 2.7.

estados, fazendo com que para cada símbolo presente, seja permitido dois símbolos seguintes cuja decisão depende do bit de entrada do codificador.

O conjunto dessas transições entre símbolos, ao longo dos vários ciclos de relógio, pode ser representado por uma treliça [13] tal como representado na 2.9(b). A treliça de um codificador consiste na representação a duas dimensões da operação do codificador e representa todas as transições possíveis entre dois estados. O desenho da treliça pode ser estendido a um determinado comprimento que represente uma sequência de estados possíveis, a começar num estado inicial (normalmente o estado 0) e terminando num estado final (normalmente também o estado 0). A figura 2.10 mostra a treliça do código apresentado na figura 2.6, com um comprimento de 7. A sequência representada começa no estado 0 e depois de 5 transições de estados, é terminada por dois zeros. Na figura existe um conjunto de transições assinalado que representa uma das sequências de bits de entrada possíveis, que neste caso é:

$$\beta_i = \{1011100\} \tag{2.11}$$

cuja sequência de estados esperada é  $\{00, 01, 10, 01, 11, 11, 10, 00\}$  e com uma sequência de bits codificados  $\{11, 10, 00, 01, 10, 01, 11\}$ .

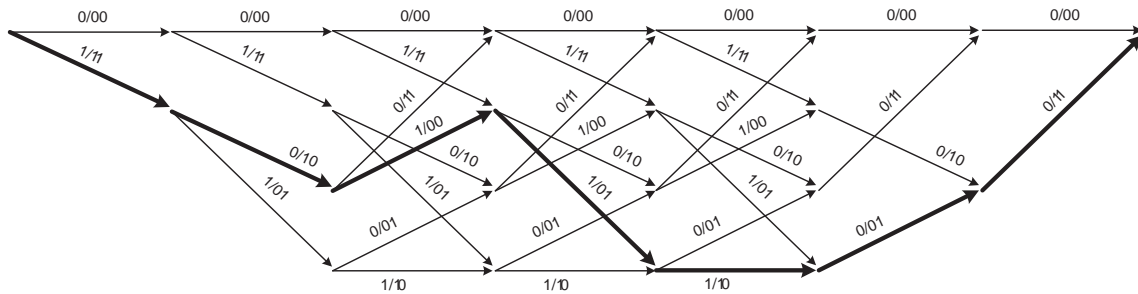


Figura 2.10: Treliça do código convolucional de 4 estados.

Numa operação normal, com transmissão contínua de bits de informação, o comprimento da treliça será infinito. Cada caminho possível ao longo da treliça, representa uma mensagem única a que se dá o nome de sequência codificada. A figura 2.11 mostra uma sequência de

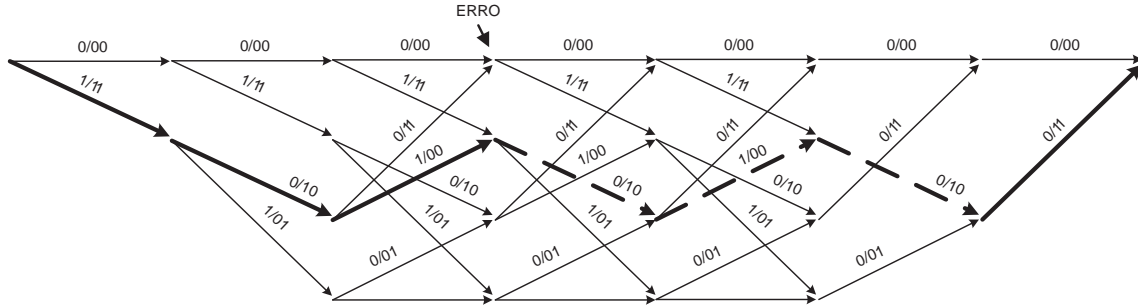


Figura 2.11: Treliça do código convolucional de 4 estados com ocorrência de erro.

estados em que ocorre um erro na passagem do estado 3 para o estado 4. A existência do erro faz com que 3 dos 7 estados representados sejam diferentes da sequência codificada original.

### 2.3 Códigos TCM.

Os códigos TCM são uma técnica que combina um código convolucional e uma modulação de forma a garantir a manutenção da eficiência espectral. Enquanto que com códigos convolucionais a sequência codificada é representada por dígitos binários, com códigos TCM a sequência codificada é representada por símbolos de modulação [16] obtidos a partir de uma constelação de símbolos, tal como mostra a treliça da figura 2.12.

O objectivo dos códigos TCM é o de aumentar o ritmo de transmissão ou permitir uma operação satisfatória a baixos níveis de relação sinal ruído [3, 4], sem sacrifício da eficiência espectral.

Os primeiros códigos TCM foram propostos por Ungerboeck nos anos 70 com o intuito de melhorar a eficiência espectral das comunicações até aí existentes. Em [17] procedeu-se à simulação de códigos TCM em canais AWGN (Additive White Gaussian Noise) com um gerador gaussiano de números aleatórios, e através do método de Monte Carlo. Chegou-se à conclusão que ao duplicar o número de símbolos de uma modulação não codificada 4PSK para uma modulação codificada 8PSK, se consegue obter ganhos na capacidade do canal através da

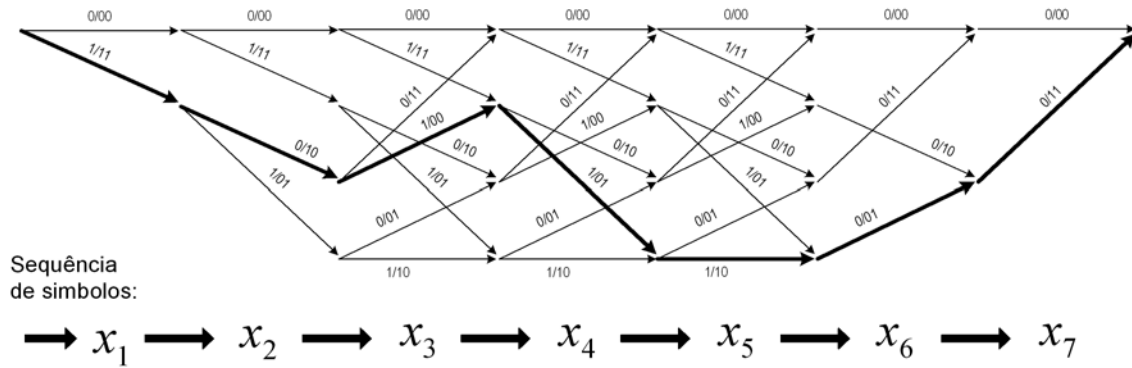


Figura 2.12: Treliça do código TCM de 4 estados para uma constelação de dimensão 4 e sequência de símbolos  $x_i$ .

expansão do conjunto de sinais e mantendo assim a eficiência espectral do canal.

### 2.3.1 Métodos de construção.

O princípio base de codificação de um esquema TCM baseia-se na transmissão de  $m$  bits por um conjunto de  $m+1$  símbolos no mesmo período de tempo  $T$ . Para isso, o sinal de entrada com  $m$  bits, representado pela sequência  $\beta_n$ , é transformado numa sequência de  $m+1$  bits codificados através de um código convolucional de razão  $r = \frac{m}{m+1}$ . O conjunto de bits codificados  $\alpha_n^{(i)}$  é agrupado em palavras de  $m+1$  bits que são depois mapeadas por um símbolo  $x_n$ . A figura 2.13 mostra a estrutura base de um esquema de codificação TCM.

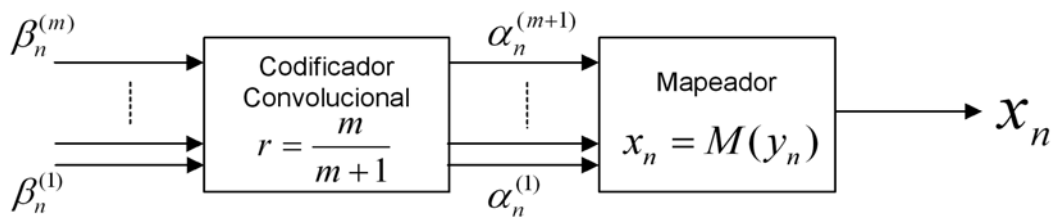


Figura 2.13: Esquema genérico de uma codificação modelada em treliça.



O mapeador permite atribuir a cada palavra  $y_n = \{\alpha_n^{(1)}, \alpha_n^{(2)}, \dots, \alpha_n^{(m+1)}\}$  um símbolo  $x_n$ . O símbolo atribuído é definido a partir de uma constelação composta por  $2^{(m+1)}$  símbolos que, de acordo com o esquema de modulação escolhido, atribui a cada palavra de  $m + 1$  bits um sinal de determinada fase e amplitude. O esquema da figura 2.14 mostra de que forma é efectuada a expansão da constelação de um sinal não codificado numa constelação resultante de um esquema TCM. A comparação é feita entre um sinal não codificado de  $m$  bits de informação com uma modulação 4PSK não codificado, face a um sinal de  $m + 1$  bits codificados com uma modulação 8PSK.

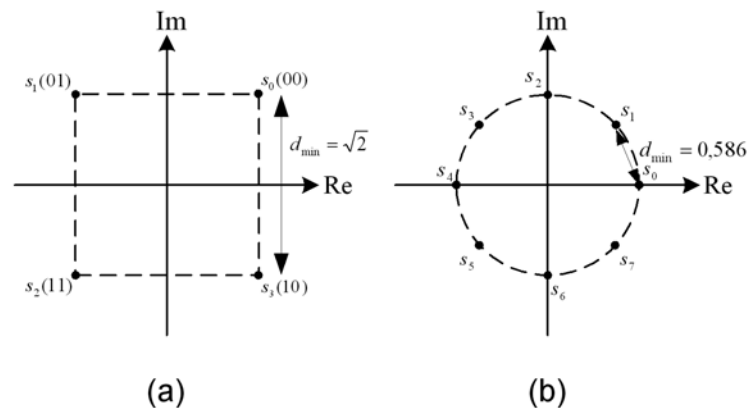


Figura 2.14: Conversão de um esquema (a) 4PSK em (b) 8PSK com Modulação Codificada em Treliça.

O sinal 4PSK (figura 2.14(a)), composto por 4 símbolos, permite uma taxa de transmissão de 2 bits/símbolo. A utilização de uma constelação 8PSK no modulador ((figura 2.14(b))), composta por 8 símbolos, permite a transmissão de 3 bits/símbolo mantendo a mesma largura de banda do sinal 4PSK. Desta forma, a transmissão dos  $m + 1$  bits codificados é compensada pelo aumento do número de símbolos na constelação constituinte do modulador, suportando assim a mesma taxa de transmissão de  $m$  bits de entrada.

Na figura 2.15 representa-se a operação de conversão de um sinal BPSK num QPSK, de um QPSK num 8PSK e de um 8PSK num 16QAM. Em cada um dos casos o conjunto de símbolos

passa de um tamanho de  $m$  bits para  $m + 1$  bits.

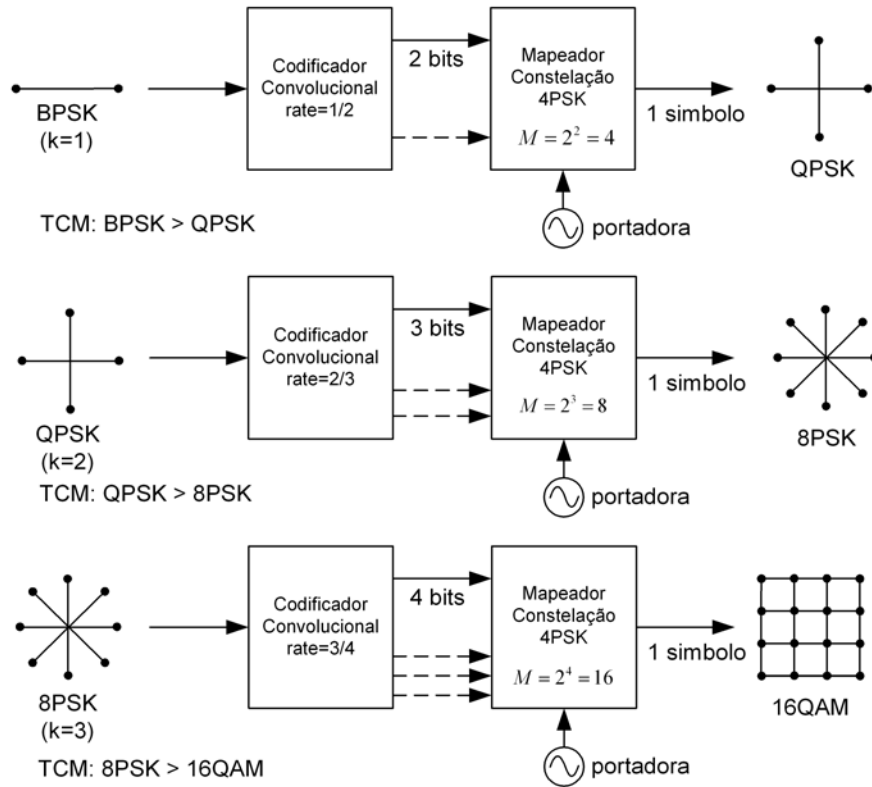


Figura 2.15: Esquemas de Modulação Codificada em Treliça.

O ganho assintótico do código relaciona a energia e a distância mínima entre as sequências do código TCM e o código de referência, que poderá ser o sinal original antes da codificação/mapeamento [6]. A simples expansão de símbolos entre uma modulação 4PSK e uma modulação 8PSK, mostra que a distância mínima diminui consideravelmente quando duplicados o número de símbolos na constelação. Para que seja possível obter um ganho de código, torna-se necessário fazer com que a distância  $d_{min}$  do sinal codificado (8PSK) seja superior à  $d_{min}$  do sinal não codificado (4PSK). O termo  $d_{free}$  representa a distância Euclidiana da sequência codificada, ou seja, a distância mínima entre quaisquer duas sequências codificadas. Por outro lado,  $d_{ref}$  é a distância mínima entre os sinais da constelação do sinal

não codificado. Nestas condições, o ganho é dado por:

$$G = 10 \log \left\{ \frac{d_{free}^2}{\frac{P'}{P}} \right\}, \quad (2.12)$$

onde  $P$  é a potência do sinal não codificado e  $P'$  a potência do sinal codificado. Logo, o ganho é obtido através do maior valor da  $d_{free}$  em relação a  $d_{ref}$ , conseguido através da correcta conjugação do código convolucional com a função de mapeamento.

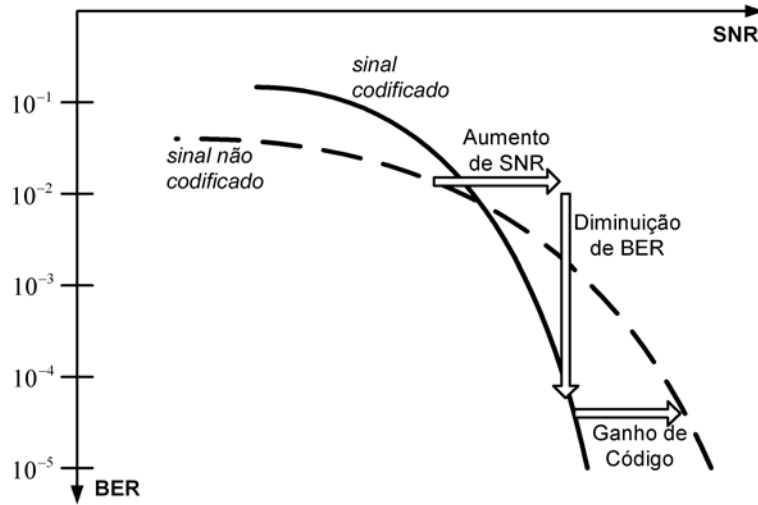


Figura 2.16: Sistema com codificador convolucional e decodificador Viterbi.

Para se obter a distância de uma sequência codificada calcula-se a distância Euclidiana entre duas sequências divergentes. Neste cálculo, a sequência de referência é normalmente uma sequência com todos os bits a zero. Calculando o somatório do quadrado das diferenças entre os símbolos das duas sequências divergentes, obtém-se a  $d_{free}^2$ . A partir de duas sequências de símbolos aqui representadas por  $X$  e  $X'$ ,

$$X = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}, \quad (2.13)$$

$$X' = \{x'_1, x'_2, \dots, x'_N\}, \quad (2.14)$$

obtém-se a distância mínima entre as duas sequências  $d_{(free)}^2$  através de

$$d_{(free)}^2 = \min_{X \neq X'} d^2(X, X') = \min_{X \neq X'} \sum_{i=1}^N d^2(x_i, x'_i), \quad (2.15)$$

onde  $d^2(x_i, x'_i) = |x_i - x'_i|^2$ . À medida que a  $d_{(free)}^2$  aumenta, a performance do código TCM também aumenta. Por este motivo, a estrutura do codificador da figura 2.5 deve ser desenhada para a maximização da  $d_{(free)}^2$  [11].

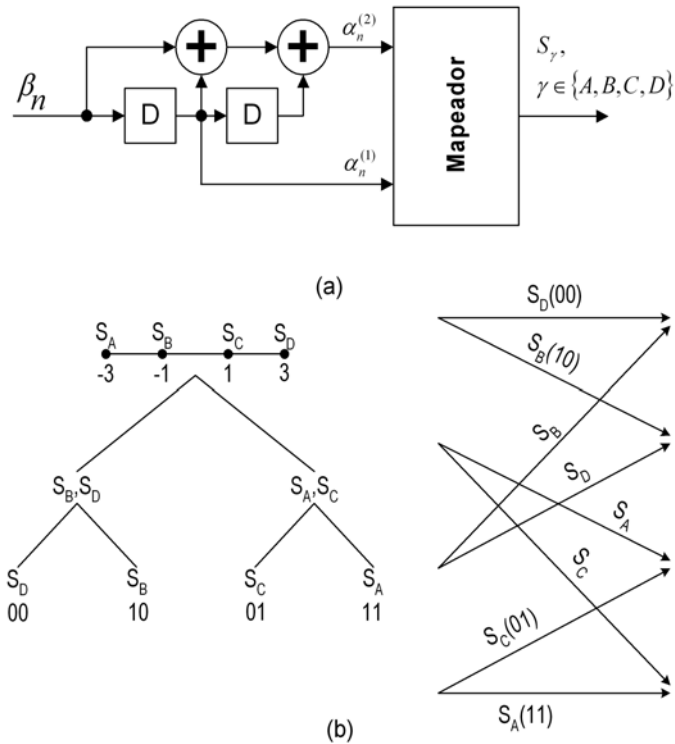


Figura 2.17: Esquema de codificação com mapeamento de 4 símbolos e polinômios geradores (2,7).

A figura 2.17, mostra um esquema de mapeamento de um codificador de  $r = 1/2$  para uma constelação unidimensional de 4 símbolos PAM simétrica e polinômios geradores (2,7). Como se pode verificar na treliça da figura, as transições entre estados são identificados com símbolos  $S_\gamma(\alpha_n^{(2)} \alpha_n^{(1)})$ . Como todos os símbolos distam entre si um valor de 2, diz-se tratar-se de um

mapeamento simétrico.

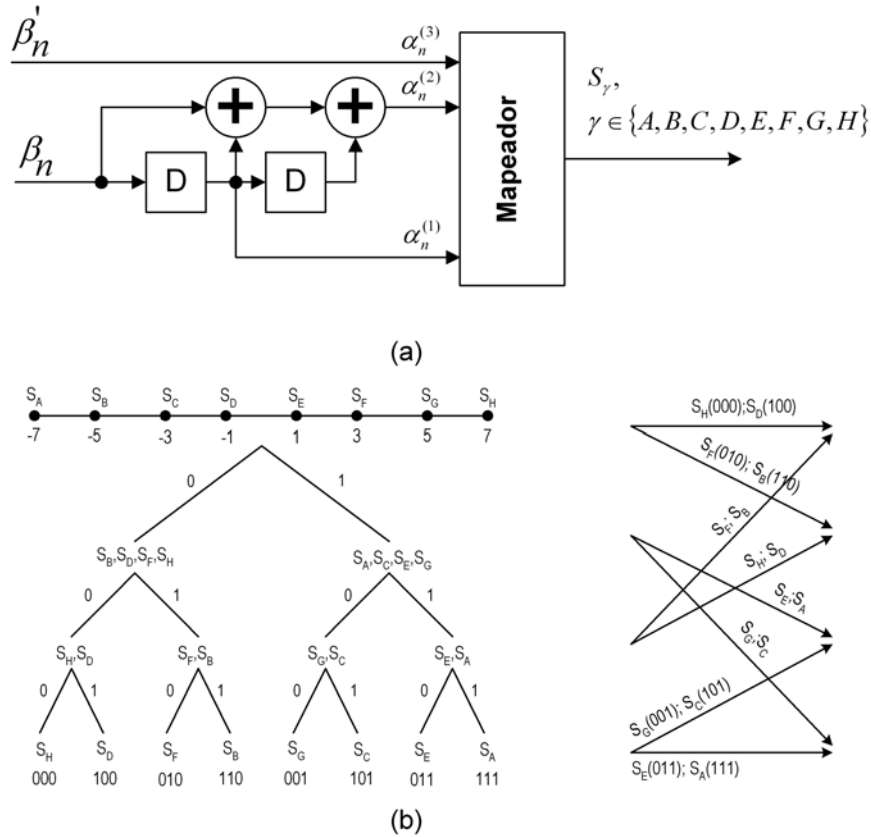


Figura 2.18: Esquema de codificação com mapeamento de 8 símbolos e polinômios geradores (2,7,1).

O esquema da figura 2.18 mostra um codificador com uma constelação unidimensional de 8 símbolos PAM simétrica, com  $r = 2/3$  e polinômios geradores (2,7,1). Trata-se de um mapeamento simétrico com um conjunto de símbolos definido por  $S_\gamma(\alpha_n^{(3)} \alpha_n^{(2)} \alpha_n^{(1)})$ .

A atribuição de símbolos possíveis a partir de cada um dos estados, é efectuada particionando o conjunto de oito símbolos disponíveis  $S_A, S_B, S_C, S_D, S_E, S_F, S_G, S_H$  em dois sub-conjuntos de 4 símbolos em que as distâncias entre símbolos de cada sub-conjunto são maximizadas. Como se pode ver, a distância mínima entre símbolos de cada sub-conjunto é 4. Em seguida

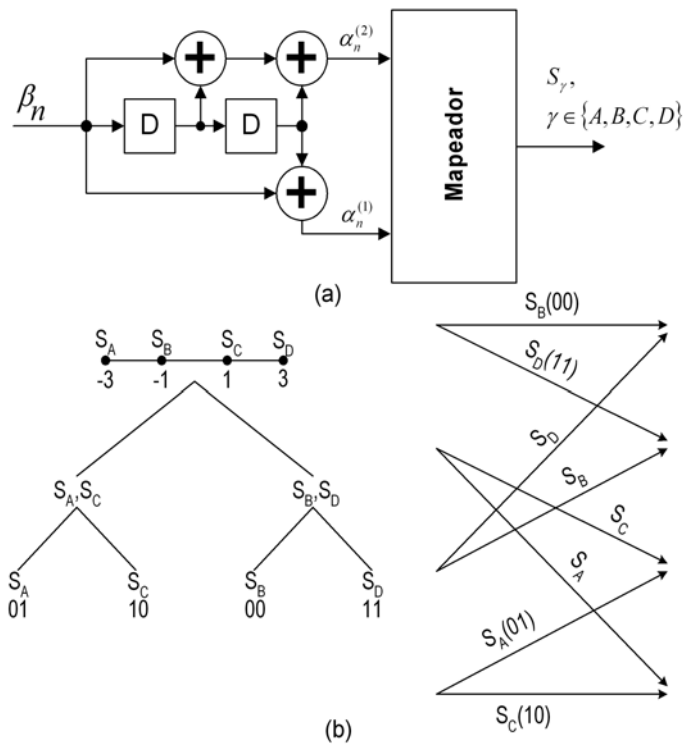


Figura 2.19: Esquema de codificação com mapeamento de 4 símbolos e polinômios geradores (5,7).

estes dois sub-conjuntos são subdivididos em outros 2, por exemplo  $S_A, S_E$  e  $S_C, S_G$ , com símbolos a uma distância de 8.

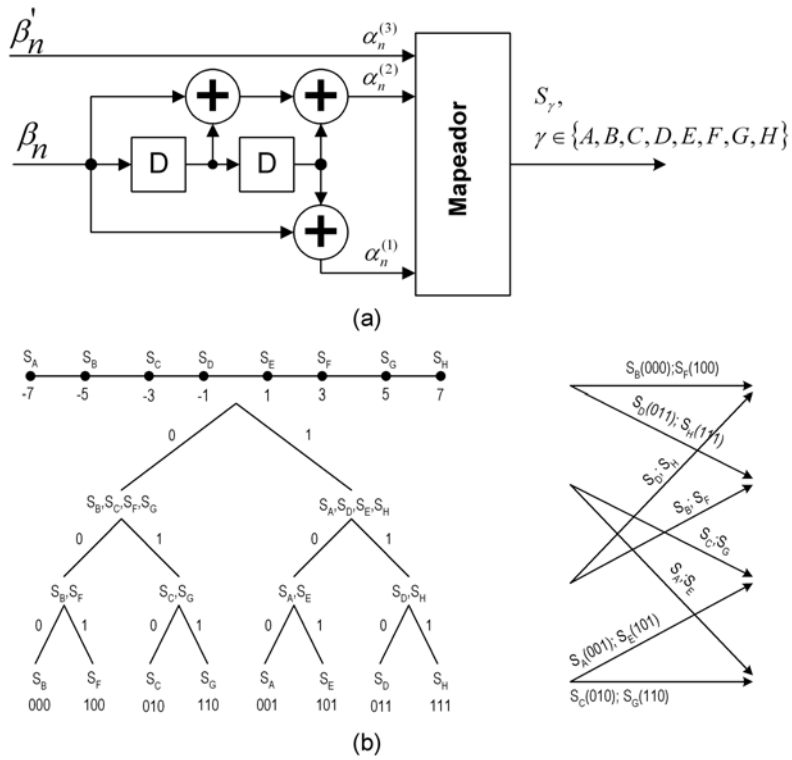


Figura 2.20: Esquema de codificação com mapeamento de 8 símbolos e polinômios geradores (5,7,1).

Nas figuras 2.19 e 2.20 estão representados dois esquemas de mapeamento de codificadores com polinômios geradores (5,7) e (5,7,1) respectivamente. Ambos os esquemas são caracterizados por uma constelação simétrica e por um mapeamento de Gray.

### 2.3.2 Representação analítica.

Em 2.1.2, foi referido que o bit codificado  $\alpha_n$ , no instante  $nT$ , na saída de um codificador convolucional, depende do bit de entrada nesse instante e do conjunto de bits passados.

Conseqüentemente, o símbolo  $x_n$  obtido na saída do mapeador depende igualmente do bit nesse instante  $\beta_n$  e do conjunto de bits passados  $\beta_{n-1}, \dots, \beta_{n-m_c}$ , em que  $m_c$  é a memória do código tal como definido em (2.2). Logo, pode-se definir a função de mapeamento como

$$x_n = f\{\beta_n, \beta_{n-1}, \dots, \beta_{n-m_c}\}, \quad (2.16)$$

O estado do codificador é definido por

$$E_n = \{\beta_{n-1}, \dots, \beta_{n-m_c}\}, \quad (2.17)$$

podendo-se então escrever

$$x_n = f\{\beta_n, E_n\}, \quad (2.18)$$

$$E_{(n+1)} = g\{\beta_n, E_n\}. \quad (2.19)$$

O símbolo transmitido pode ser obtido a partir do valor de  $x_n$  dado pela função de mapeamento  $f(\cdot)$ , e por conseguinte, a partir do estado do codificador e dos bits que entram no codificador. O estado do codificador a cada instante pode ser caracterizado pela função  $g(\cdot)$ .

Por sua vez, os bits codificados à saída do codificador convolucional podem ser representados por  $\alpha_n$  sendo o seu valor definido em função de  $\beta_n$  nomeadamente como  $\alpha_n = f_{cod}(\beta_n)$ . Deste modo a função de mapeamento, para um código de razão  $\frac{1}{h}$ , passa a ser definida em função de  $h$  valores de  $\alpha_n$  de acordo com

$$d_n = f(\alpha_n^{(1)}, \dots, \alpha_n^{(h)}). \quad (2.20)$$

Considere-se novamente a sequência de bits de saída do codificador definida por  $\alpha_n^{(1)}, \dots, \alpha_n^{(h)}$ . Por meio de uma simples transformação

$$a_n^{(i)} = (-1)^{\alpha_n^{(i)}}, i = 1, \dots, h, \quad (2.21)$$



é possível transformar a sequência anterior numa sequência de símbolos antípodais. Logo, é possível definir uma função de mapeamento  $d_n$  a partir de  $h$  bits de saída

$$d_n = d'(a_n^{(1)}, \dots, a_n^{(h)}), \quad (2.22)$$

que também pode ser definida como a seguinte série finita

$$d_n = q_0 + \sum_{i=1}^h q_i a_n^{(i)} + \sum_{i,j=1; j>1}^h q_{i,j} a_n^{(i)} a_n^{(j)} + \sum_{l>j>i}^h q_{i,j,l} a_n^{(i)} a_n^{(j)} a_n^{(l)}, \quad (2.23)$$

em que  $q_i, q_{i,j}, \dots$  são constantes reais que dependem do código e mapeamento utilizados.

A expressão (2.23) descreve directamente o mapeamento em termos dos bits codificados. Uma vez que um esquema TCM pode ser visto como resultante da associação série de um codificador convolucional com um mapeador que garante a maximização das distâncias euclidianas na treliça do código, é possível definir para diversos códigos convolucionais, códigos TCM óptimos, mediante alteração do tipo de mapeamento. A título de exemplo consideram-se os códigos TCM com constelações M-PAM baseados nos polinómios geradores da tabela 2.3. Para o mapeamento TC-8PAM considera-se  $\{a_n^{(i)}\}$  como a sub-sequência de bits codificados e a sub-sequência  $\{a_n^{(i')}\}$  dos bits não codificados. Por conseguinte,  $a_n^{(1)}$  e  $a_n^{(2)}$  representam os bits codificados e  $a_n^{(3)}$  o bit não codificado.

Número de estados	$g_2(x)$	$g_1(x)$
4	$D^2 + D + 1$	$D$
8	$D^3 + D + 1$	$D^2$
16	$D^4 + D^3 + 1$	$D^3 + D^2 + D$
32	$D^5 + D^4 + D^2 + 1$	$D^4$

Tabela 2.3: Polinómios geradores de mapeamentos 4PAM e polinómios geradores (2,7), (4,11), (14,25) e (16,53) para 4/8/16 e 32 estados respectivamente.

Número de estados	$g_2(x)$	$g_1(x)$
4	$D^2 + D + 1$	$D^2 + 1$
8	$D^3 + D + 1$	$D^3 + D^2 + D + 1$
16	$D^4 + D^3 + 1$	$D^4 + D^2 + D + 1$
32	$D^5 + D^4 + D^2 + 1$	$D^5 + D^3 + D^2 + D + 1$

Tabela 2.4: Polinômios geradores de mapeamentos 4PAM e polinômios geradores (5,7), (15,11), (23,25) e (47,53) para 4/8/16 e 32 estados respectivamente.

As respectivas funções de mapeamento podem então ser definidas com base numa soma de produtos de  $b_k = (-1)^{\beta_k}$ . Dado que para o codificador convolucional (2,7) se tem

$$\alpha_n^{(1)} = \beta_{n-1}, \quad (2.24)$$

$$\alpha_n^{(2)} = \beta_n \oplus \beta_{n-1} \oplus \beta_{n-2}, \quad (2.25)$$

e que

$$a_n^{(1)} = b_{n-1}, \quad (2.26)$$

$$a_n^{(2)} = b_n b_{n-1} b_{n-2}, \quad (2.27)$$

é possível representar as funções de mapeamento associadas a um TCM de 4 estados com polinômios geradores (2,7) e (2,7,1) e baseado em constelações 4PAM e 8PAM como:

$$d_n = 2a_n^{(2)} + a_n^{(1)} = 2b_n b_{n-1} b_{n-2} + b_{n-1} \text{ para codif. não sistemático}, \quad (2.28)$$

$$d_n = 4a_n' + 2a_n^{(2)} + a_n^{(1)} = 4b_n + 2b_n b_{n-1} b_{n-2} + b_{n-1} \text{ para codif. sistemático}. \quad (2.29)$$

Analogamente, para 8 estados tem-se

$$\alpha_n^{(1)} = \beta_{n-2}, \quad (2.30)$$

$$\alpha_n^{(2)} = \beta_n \oplus \beta_{n-1} \oplus \beta_{n-3}, \quad (2.31)$$

com os mapeamentos para 4PAM e 8PAM descritos por

$$d_n = 2a_n^{(2)} + a_n^{(1)} = 2b_n b_{n-1} b_{n-3} + b_{n-2} \text{ para codif. não sistemático}, \quad (2.32)$$

$$d_n = 4a'_n + 2a_n^{(2)} + a_n^{(1)} = 4b_n + 2b_n b_{n-1} b_{n-3} + b_{n-2} \text{ para codif. sistemático}. \quad (2.33)$$

Os mapeamentos para constelações 4PAM e 8PAM são apresentados nas tabelas 2.5 e 2.6. Estes mapeamentos correspondem aos códigos TCM de 4 estados e razão  $r = \frac{1}{2}$  e  $r = \frac{2}{3}$  considerados nos exemplos das figuras 2.17 e 2.18.

$\alpha_n^{(2)}$	$\alpha_n^{(1)}$	$a_n^{(2)}$	$a_n^{(1)}$	$d_n = 2a_n^{(2)} + a_n^{(1)}$
1	1	-1	-1	-3
1	0	-1	1	-1
0	1	1	-1	1
0	0	1	1	3

Tabela 2.5: Mapeamento Natural 4PAM com símbolos uniformemente espaçados para TCM de 4 estados e polinómios geradores (2,7).

Da análise efectuada, constata-se que a maximização das métricas de Hamming entre transições não é assegurada. Ou seja, para os códigos com os polinómios geradores (2,7) e (2,7,1) a optimização segundo a distância Euclidiana não é coincidente com a maximização da distância livre de código segundo a métrica de Hamming. No entanto, os esquemas TC-MPAM cujos mapeamentos são descritos por

$$d_n = 2b_n b_{n-1} b_{n-2} + b_{n-1} \text{ para codif. não sistemático}. \quad (2.34)$$

$$d_n = 4b_n + 2b_n b_{n-1} b_{n-2} + b_{n-1} \text{ para codif. sistemático}. \quad (2.35)$$

$\alpha_n^{(3)}$	$\alpha_n^{(2)}$	$\alpha_n^{(1)}$	$a_n^{(3)}$	$a_n^{(2)}$	$a_n^{(1)}$	$d_n = 4a_n^{(3)} + 2a_n^{(2)} + a_n^{(1)}$
1	1	1	-1	-1	-1	-7
1	1	0	-1	-1	1	-5
1	0	1	-1	1	-1	-3
1	0	0	-1	1	1	-1
0	1	1	1	-1	-1	1
0	1	0	1	-1	1	3
0	0	1	1	1	-1	5
0	0	0	1	1	1	7

Tabela 2.6: Mapeamento Natural 8PAM com símbolos uniformemente espaçados para TCM de 4 estados e polinómios geradores (2,7,1).

podem também ser obtidos a partir de codificadores de 4 estados de razão  $r = \frac{1}{2}$  e  $r = \frac{2}{3}$  e polinómios geradores (5,7) e (5,7,1). Nestas condições, uma vez que

$$\alpha_n^{(1)} = \beta_n \oplus \beta_{n-2} \text{ e } a_n^{(1)} = (-1)^{\alpha^{(1)}}, \quad (2.36)$$

$$\alpha_n^{(2)} = \beta_n \oplus \beta_{n-1} \oplus \beta_{n-2} \text{ e } a_n^{(2)} = (-1)^{\alpha^{(2)}} \quad (2.37)$$

obtém-se para os mapeamentos em termos dos bits codificados as expressões

$$d_n = 2a_n^{(2)} + a_n^{(1)}a_n^{(2)} \text{ para codif. não sistemático,} \quad (2.38)$$

$$d_n = 4a_n' + 2a_n^{(2)} + a_n^{(1)}a_n^{(2)} \text{ para codif. sistemático.} \quad (2.39)$$

às que correspondem as tabelas de mapeamento 2.7 e 2.8.

Neste caso, a maximização das distâncias euclidianas ocorre conjuntamente com a maximização das distâncias de Hamming, pelo que há uma optimização simultânea das duas métricas. Obviamente que a optimização conjunta do código TCM e código convolucional pode ser estendida

$\alpha_n^{(2)}$	$\alpha_n^{(1)}$	$a_n^{(2)}$	$a_n^{(1)}$	$d_n = -2a_n^{(2)} + a_n^{(2)} a_n^{(1)}$
1	1	-1	-1	3
1	0	-1	1	1
0	0	1	1	-1
0	1	1	-1	-3

Tabela 2.7: Mapeamento de Gray 4PAM com símbolos uniformemente espaçados para TCM de 4 estados e polinômios geradores (5,7).

$\alpha_n^{(3)}$	$\alpha_n^{(2)}$	$\alpha_n^{(1)}$	$a_n^{(3)}$	$a_n^{(2)}$	$a_n^{(1)}$	$d_n = -4a_n^{(3)} - 2a_n^{(2)} + a_n^{(2)} a_n^{(1)}$
1	1	1	-1	-1	-1	7
1	1	0	-1	-1	1	5
1	0	0	-1	1	1	3
1	0	1	-1	1	-1	1
0	1	1	1	-1	-1	-1
0	1	0	1	-1	1	-3
0	0	0	1	1	1	-5
0	0	1	1	1	-1	-7

Tabela 2.8: Mapeamento de Gray 8PAM com símbolos uniformemente espaçados para TCM de 4 estados e polinômios geradores (5,7,1).

para esquemas com estados superiores a 4, isto é, 8, 16, 32 e 64 estados. Esquemas TCM com ambas as métricas otimizadas podem ser obtidos a partir dos codificadores convolucionais caracterizados pelos polinómios geradores apresentados na tabela 2.4.

## Capítulo 3

# Modulações OQPSK não lineares.

Neste capítulo são caracterizadas modulações codificadas derivadas do formato OQPSK não linear. Neste contexto, são igualmente caracterizados esquemas TC-OQAM baseados em sinais do tipo OQPSK não lineares. A análise efectuada, além de contemplar as características básicas deste tipo de modulação, abrange igualmente a caracterização dos efeitos não lineares associados à amplificação de sinais codificados, nomeadamente o impacto ao nível da eficiência de potência e espectral. Procede-se igualmente à optimização dos pulsos base, usados nas componentes lineares OQPSK, por forma a garantir um bom compromisso entre eficiência de potência, eficiência espectral e robustez face a efeitos não lineares.

Na secção 3.1 procede-se à caracterização analítica de modulações do tipo OQPSK e na subsecção 3.1.1 são descritas as suas propriedades. Na subsecção 3.1.2 procede-se à descrição dos modelos de amplificadores adoptados, com especial ênfase para o SSPA (Solid State Power Amplifier). Na secção 3.2 é apresentada uma nova família de pulsos de modulação e analisada a sua robustez face aos efeitos não lineares, comparativamente aos pulsos previamente adoptados em [6]. Em 3.2.3 são apresentados os resultados numéricos para a família de pulsos de modulação considerados, abrangendo resultados como os ganhos de código, BER e análise da eficiência espectral dos esquemas. Finalmente em 3.3 apresentam-se as conclusões face aos resultados obtidos.

### 3.1 Caracterização analítica.

As modulações OQPSK, devido ao nível reduzido das flutuações de envolvente, são utilizadas em sistemas de transmissão rádio que utilizam amplificadores não lineares, como sistemas de comunicação móveis (UMTS por exemplo) e sistemas de comunicação via satélite. As modulações OQPSK consistem numa modulação QPSK modificada mediante a introdução de um offset temporal entre as componentes em fase e quadratura. Por exemplo, no QPSK são transmitidos dois bits por símbolo e a portadora tem um de quatro valores de fase  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$  e  $7\pi/4$  com cada valor de fase associado a um único par de bits. A figura 3.1 representa os diagramas IQ (In-phase Quadrature) de ambas as modulações QPSK e OQPSK para um mapeamento de Gray. O eixo I representa a componente em fase (In-phase) e o eixo Q representa a componente em quadratura (Quadrature).

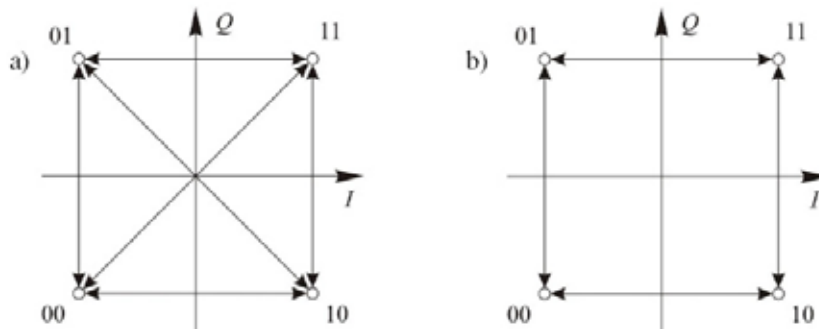


Figura 3.1: Constelações de símbolos para modulações QPSK(a) e OQPSK(b).

Como se pode constatar, a modulação QPSK tem transições de fase  $\pm\pi/2$  rad e de  $\pm\pi$  rad. As primeiras acontecem quando apenas um dos dois bits se altera entre dois símbolos consecutivos, como no caso de 11 para 01. A segunda acontece quando se alteram os dois bits entre dois símbolos consecutivos, como na transição de 11 para 00. A modulação OQPSK reduz o número de transições possíveis de fases para metade, já que as transições associadas à alteração simultânea de dois bits já não são possíveis. Agora, as transições de fase são sempre de  $\pm\pi/2$  rad, fazendo com que em qualquer das transições os bits das componentes I e Q não mudem



simultaneamente. Tipicamente, a componente em quadratura Q é atrasada em meio período de símbolo relativamente à componente em fase I, o que equivale à duração de um bit  $T_b$ [18].

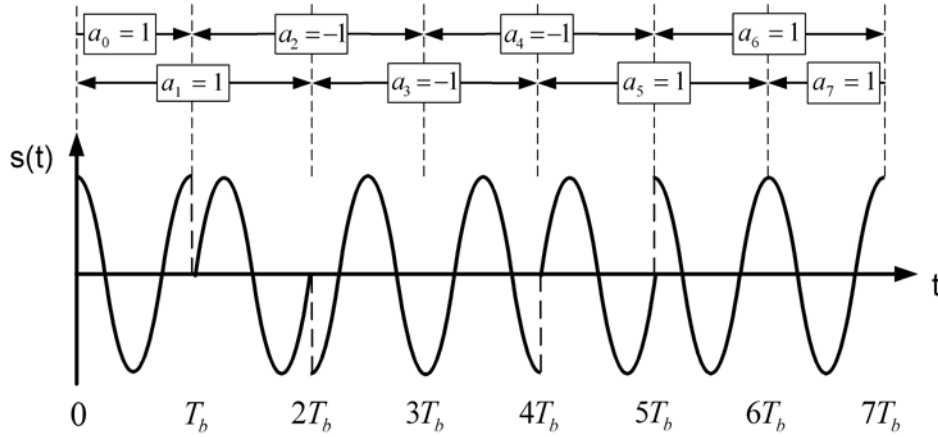


Figura 3.2: Exemplo de sinal OQPSK com transições de  $\pm\pi/2rad$ .

A redução das flutuações de envolvente, com eliminação das transições de fase  $\pi$ , torna as modulações OQPSK especialmente adequadas para sistemas onde a amplificação é realizada com recurso a amplificadores não lineares. Consequentemente, as modulações OQPSK são menos sensíveis a efeitos não lineares e o seu espectro, à saída do andar de amplificação, não apresenta um espalhamento tão acentuado como no QPSK. Um sinal do tipo OQPSK pode ser descrito como:

$$s(t) = \sum_n c_n x(t - nT), \quad (3.1)$$

em que  $x(t)$  representa o pulso de modulação com duração total  $(L + 1)T$ , sendo  $T$  a duração do intervalo de símbolo e  $L$  um inteiro. Os coeficientes  $c_n$  relacionados com a sequência de dados, podem assumir os valores de  $\pm 1$  e  $\pm j$ .

### 3.1.1 Propriedades.

Os esquemas de sinal OQPSK derivam de uma classe mais geral chamada CPM (Continuous Phase Modulation) da qual também resultam as modulações MSK. Salienta-se que a modulação MSK pode ser obtida a partir da OQPSK mediante uma alteração do impulso de suporte [6]. Este tipo de modulação caracteriza-se por:

- baixa flutuação da envolvente de sinal;
- espectro estreito, depois de um amplificador saturado;
- alta eficiência na detecção com uso de receptores de baixo custo;

Além das propriedades acima mencionadas, este tipo de modulações caracteriza-se por a sua envolvente complexa ser representada por uma soma de componentes lineares OQPSK à saída de uma não linearidade passa-banda sem memória [6]. Logo, a envolvente complexa à saída da não linearidade pode ser dada por

$$s(t) = \sum_{k=0}^{2^{L-1}-1} \sum_n c_n^{(k)} x^{(k)}(t - nT), \quad (3.2)$$

em que  $x^{(k)}(t)$  representam um conjunto apropriado de  $M = 2^{L-1}$  pulsos, não necessariamente reais associados às  $2^{L-1}$  componentes lineares. Os coeficientes  $c_n^{(k)}$  estão relacionados diretamente com a sequência binária  $\beta_n$  e dependendo da paridade de  $n$  podem ter os valores de  $c_{2n}^{(0)} = \pm 1$  e  $c_{2n+1}^{(0)} = \pm j$ . Assumindo que  $c_n^{(0)} = c_n$ , os coeficientes  $c_n^{(k)}$ , para  $k > 0$ , são descritos como o produto de um número ímpar de coeficientes a partir da sequência  $c_n^{(0)}$  com base na relação:

$$c_n^{(k)} = c_n^{(0)} \prod_{l=1}^{L-1} (c_{n-l-1}^{(0)*} c_{n-l}^{(0)})^{\alpha_{k,l}}, \quad (3.3)$$

onde  $\alpha_{k,l}$  é o bit de ordem  $l$  da representação binária de  $k$ , ou seja:

$$k = [\alpha_{k,L-1}, \alpha_{k,L-2}, \dots, \alpha_{k,0}]. \quad (3.4)$$

A partir de (3.2) é fácil concluir que  $c_{2n}^{(k)} = \pm 1$  e  $c_{2n+1}^{(k)} = \pm j$  para  $N_k$  par e  $c_{2n+1}^{(k)} = \pm 1$  e  $c_{2n}^{(k)} = \pm j$  para  $N_k$  ímpar, em que  $N_k$  é o número de bits a 1 na representação binária de  $k$  [5].

Os  $2^{L-1}$  pulsos de modulação  $x^{(k)}(t)$  têm uma duração relacionada com os intervalos de influência dos coeficientes  $c_n^{(k)}$ . Assim para o coeficiente  $c_n^{(0)}$ , o intervalo de influência é determinado pelo intervalo de  $x^{(0)}(t - nT)$ , ou seja, está contido em  $t \in [nT, nT + 2(L + 1)T]$ . Com  $n = 0$ , o intervalo fica limitado a  $t \in [0, 2(L + 1)T]$ , pelo que o pulso  $x^{(0)}(t)$  terá um intervalo de influência de  $[0, (L+1)T]$ . Os restantes pulsos  $x^{(k)}(t)$ , estão limitados ao intervalo de tempo resultante da intersecção dos intervalos de influência associados aos coeficientes  $c_n^{(k')}$  presentes na expressão de  $c_n^{(k)}$ . Logo para  $x^{(1)}(t)$ , como  $c_n^{(1)} = c_{n-1}^{(0)*} c_{n-2}^{(0)} c_n^{(0)}$  resulta o intervalo de influência  $[0, (L-1)T]$ . Para  $x^{(2)}(t)$  e  $x^{(3)}(t)$  tem-se  $[0, (L - 2)T]$ , para  $x^{(4)}(t), x^{(5)}(t), x^{(6)}(t)$  e  $x^{(7)}(t)$  tem-se  $[0, (L - 3)T]$  e para os pulsos  $x^{(k)}(t)$  tal que  $k \geq \frac{M}{2}$  tem-se o intervalo de influência  $[0, T]$ .

Através de uma transformação simples  $s_s(t) = s(t)e^{j\frac{\pi t}{2T}}$  resulta a representação série na qual a envolvente complexa  $s_s(t)$  de  $s(t)$  pode ser decomposta numa soma de componentes do tipo PAM com a forma

$$s_s(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_n d_n^{(k)} x_s(k)(t - nT), \quad (3.5)$$

com os  $M$  pulsos de modulação descritos por

$$x_s^{(k)} = jx^{(k)}(t)e^{j\frac{\pi t}{2T}}, \quad (3.6)$$

e os coeficientes reais  $d_n^{(k)}$  descritos a partir dos coeficientes  $c_n^{(k)}$  com base nas relações

$$d_n^{(0)} = j^n c_n^{(0)}, \quad (3.7)$$

$$d_n^{(k)} = d_n^{(0)} \prod_{l=1}^{L-1} (d_{n-l-1}^{(0)} d_{n-l}^{(0)})^{\alpha_{k,l}}, \quad (3.8)$$

Importa referir que os coeficientes  $c_n^{(k)}$  e  $d_n^{(k)}$  são incorrelacionados, isto é  $E[d_n^{(k)} d_n^{(k')}] = E[c_n^{(k)} c_n^{(k')}] = 0$ , para  $k' \neq k$ . Consequentemente, o cálculo da DEP (Densidade Espectral

de Potência) é simplesmente o somatório das DEP dos pulsos  $x^{(k)}(t)$  que constituem o sinal [19], ou seja,

$$S(f) = \sum_{k=0}^{M-1} S_x^{(k)}(f) = \sum_{k=0}^{M-1} S_{x_s}^{(k)}(f), \quad (3.9)$$

em que

$$S_x^{(k)}(f) = \frac{1}{T} |X^{(k)}(f)|^2, \quad (3.10)$$

onde  $X^{(k)}(f)$  representa a transformada de Fourier de cada um dos  $M$  pulsos de  $s^{(k)}(t)$ . Entre as vantagens deste formato de representação, além da caracterização analítica dos sinais na saída da não linearidade, pode-se destacar a invariância do mesmo, após a passagem por uma não linearidade. Isto é válido para ambas as representações, série e paralelo.

### 3.1.2 Efeitos não lineares.

A maximização da eficiência de potência e da duração da bateria, nos terminais móveis de sistemas wireless, consegue-se normalmente com recurso a amplificadores a operar na saturação ou próximo desta. Como exemplo de amplificadores, temos os SSPA usados em terminais móveis e amplificadores do tipo TWT (Traveling Wave Tube), comuns em sistemas de comunicação por satélite, quer a nível terrestre quer ao nível do transponder dos satélites.

A grande vantagem dos amplificadores TWT vem da sua capacidade de providenciar valores de potência muito altos face a outros amplificadores. No entanto, têm a desvantagem de terem um comportamento fortemente não linear, fazendo com que seja necessário o seu sobre-dimensionamento para evitar problemas de inter-modulação. Por outro lado, os amplificadores SSPA, apresentam um comportamento bastante mais linear, conseguindo providenciar bons valores de potência de saída [20]. A tabela 3.1 resume as principais diferenças entre estes dois tipos de amplificadores.

Tecnologia	TWT	SSPA
Potência Suportada	Muito Alta	Alta
Eficiência	Alta (à máx. potência)	Alta
Linearidade	Baixa	Alta

Tabela 3.1: Características de amplificadores TWT e SSPA

Uma não linearidade do tipo de HPA (High Power Amplifier) provoca à saída do andar de amplificação dois tipos de distorção [2]:

- AM/AM (Amplitude Modulation to Amplitude Modulation conversion), uma vez que um aumento incremental de potência no sinal de entrada não corresponde a um aumento incremental linear na potência de saída;
- AM/PM (Amplitude Modulation to Phase Modulation conversion), uma vez que um aumento incremental de potência no sinal de entrada provoca uma alteração de fase no sinal de saída;

Estes efeitos são observáveis quer no domínio do tempo, quer no domínio da frequência. Por outro lado, existe uma relação directa entre a distorção não linear provocada no sinal transmitido e o nível de flutuações da sua envolvente complexa: quando a envolvente do sinal é constante, este é imune aos efeitos não lineares, sendo possível a utilização de amplificadores de potência mais grosseiros. Como exemplos de sinais com envolvente constante podem-se referir o MSK ou o GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying).

Os sinais com uma maior variação de envolvente, ou seja com maiores variações de amplitude, sofrem maior distorção do que sinais com uma envolvente constante [2]. Esse fenómeno é verificado com sinais do tipo M-QAM, especialmente no caso de constelações com um grande número de níveis, como o 16QAM. Em termos de eficiência espectral, a do sinal 16QAM é o dobro da do QPSK pois consegue transmitir quatro bits de informação por símbolo, ao

invés de dois. No entanto, isto é conseguido à custa de maiores flutuações de envolvente e consequentemente, uma maior sensibilidade face à característica não linear de um amplificador de potência.

Constelação	$M = 2^N$ Símbolos	$N$ Bits/Símbolo
OQPSK	4	2
8PSK	8	3
16QAM	16	4
64QAM	64	6

Tabela 3.2: Comparação entre modulações OQPSK, 8PSK, 16QAM e 64QAM

Por exemplo, na figura 3.3 são visualizados os efeitos da distorção de amplitude e de fase na constelação de um sinal 16QAM rectangular. Em termos de distorção de amplitude, verifica-se uma menor amplificação dos pontos exteriores em relação aos pontos interiores, provocando uma compressão da constelação na origem. Em termos de distorção de fase, verifica-se uma rotação na posição dos pontos interiores relativamente aos pontos exteriores.

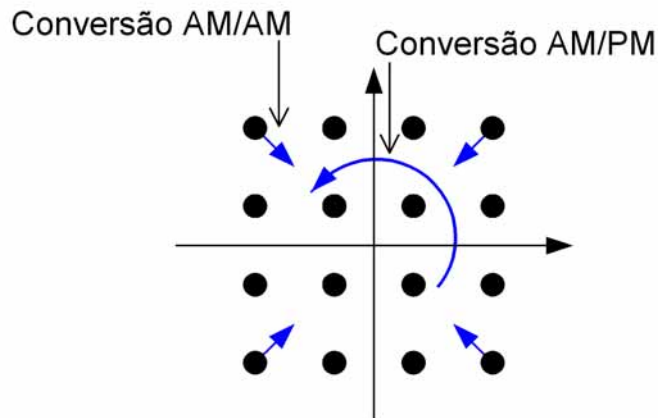


Figura 3.3: Consequências dos efeitos não lineares numa constelação 16QAM.

A minimização dos efeitos não lineares provocados pela amplificação de potência pode ser conseguida recorrendo ao sub-dimensionamento dos amplificadores. No entanto, o sub-dimensionamento dos amplificadores de potência diminui a eficiência dos mesmos, tendo como consequência um maior consumo de energia, pelo que é indesejável quando se pretende maximizar a duração das baterias dos terminais móveis.

### 3.2 Esquemas codificados derivados de modulações OQPSK não lineares.

Com base nas modulações OQPSK não lineares, é possível definir modulações codificadas não lineares OQPSK com ganho de código [6]. Para que se obtenha ganho de código é necessário que:

$$\min_{\{c_n^{(0)}\} \neq \{\tilde{c}_n^{(0)}\}} D^2 \left( \{c_n^{(0)}\}, \{\tilde{c}_n^{(0)}\} \right) > 4E_b \quad (3.11)$$

em que  $E_b$  é a energia de bit. Uma modulação OQPSK não linear codificada com ganho de código de razão  $\frac{1}{2}$  é caracterizada pela sequência de coeficientes:

$$\{c_n^{(0)}\} (c_{2i}^{(i)} = \pm 1 \text{ e } c_{2i+1}^{(i)} = \pm j), \quad (3.12)$$

e por um conjunto de dois pulsos de modulação  $x^{(k)}(t)$  não nulos. A título de exemplo considere-se

$$x^{(0)}(t) = A_0 r(t - T) = (1 - \Delta)r(t - T), \quad (3.13)$$

$$x^{(1)}(t) = A_1 r(t) = -2r(t), \quad (3.14)$$

$$x^{(k)}(t) = 0 \text{ para } k > 1, \quad (3.15)$$

isto é,  $A_0 = 1 - \Delta$  e  $A_1 = -2$ , em que  $\Delta$  é um número real e  $r(t)$  um pulso de suporte que garante ISI (Inter Symbol Interference) nula à saída do filtro adaptado definido por:

$$r(t) = \begin{cases} \frac{1}{2}(1 - \cos(\frac{\pi t}{T})) & , t \in [0, 2T] \\ 0 & , t \notin [0, 2T] \end{cases} \quad (3.16)$$

Logo  $s(t)$  pode agora ser representado por:

$$s(t) = \sum_n (1 - \Delta)c_n^{(0)}r(t - T - nT) - \sum_n 2c_{n-2}^{(0)}c_{n-1}^{(0)*}c_n^{(0)}r(t - nT) = \sum_n c'_n r(t - nT). \quad (3.17)$$

Nos instantes de amostragem  $T_s = nT$  resulta

$$c'_n = (1 - \Delta)c_{n-1}^{(0)} - 2c_{n-2}^{(0)}c_{n-1}^{(0)*}c_n^{(0)}. \quad (3.18)$$

De (3.18), conclui-se que o sinal OQPSK não linear resultante é composto por duas componentes 4PAM, uma associada à "componente em fase" e outra à "componente em quadratura". Logo, é equivalente a uma modulação codificada 16OQAM simétrica se  $\Delta = 0$ , ou assimétrica se  $\Delta \neq 0$ . Usando o formato série é possível escrever  $s(t)$  como uma soma de componentes PAM na forma

$$s_s(t) = \sum_n (1 - \Delta)d_n^{(0)}r_s(t - T - nT) - \sum_n 2d_{n-2}^{(0)}d_{n-1}^{(0)*}d_n^{(0)}r_s(t - nT) = \sum_n d'_n r_s(t - nT), \quad (3.19)$$

em que

$$d'_n = (1 - \Delta)d_{n-1}^{(0)} - 2d_{n-2}^{(0)}d_{n-1}^{(0)*}d_n^{(0)}. \quad (3.20)$$

Para  $n$  ímpar ou par, os coeficientes  $d'_n$  são sempre reais e podem ter os valores de  $\pm(3 - \Delta)$  e  $\pm(1 + \Delta)$ . Os melhores ganhos assintóticos são conseguidos recorrendo a esquemas assimétricos com um valor de  $\Delta = 0.33$  ou  $A_1 = 1$  e  $A_2 = -3$  [6].

Na figura 3.4 são apresentados os pulsos associados a um esquema TC-16OQAM de 4 estados com constelação simétrica e constelação assimétrica.



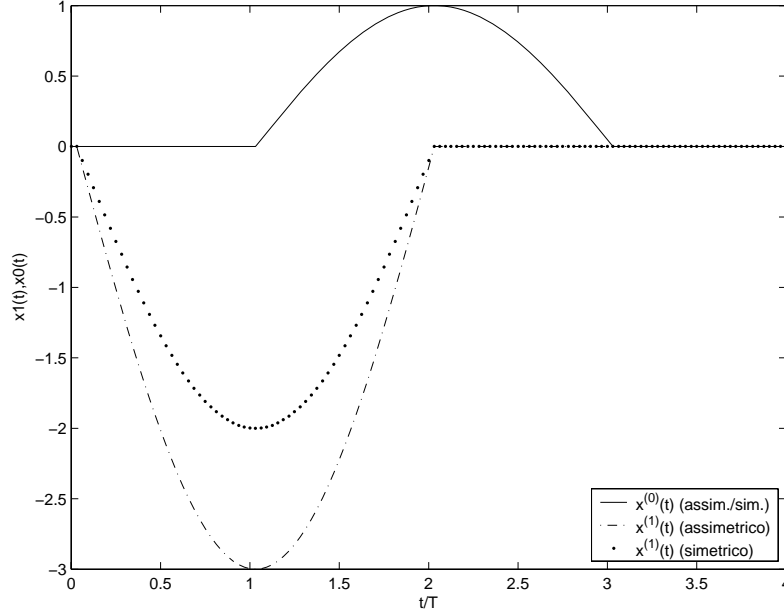


Figura 3.4: Pulsos  $x^{(0)}(t)$  e  $x^{(1)}(t)$  TC-OQAM de 4 estados com constelação 4PAM.

No caso simétrico os símbolos que constituem a constelação desta modulação correspondem a  $[3, 1, -1, -3]$ , pelo que a distância mínima entre pontos da constelação é de 2. No caso assimétrico, os símbolos da constelação desta modulação correspondem a  $[4, 2, -2, -4]$ .

É possível usando dois pulsos com a mesma forma  $r(t)$  definir esquemas TC-OQAM para 4, 8, 16 e 32 estados de acordo com as regras apresentadas abaixo,

$$4 \text{ estados: } x^{(0)}(t) = A_0 r(t - T); x^{(1)}(t) = -A_1 r(t); x^{(k)}(t) = 0, k \neq 0, 1, \quad (3.21)$$

$$8 \text{ estados: } x^{(0)}(t) = A_0 r(t - 2T); x^{(3)}(t) = -A_3 r(t); x^{(k)}(t) = 0, k \neq 0, 3, \quad (3.22)$$

$$16 \text{ estados: } x^{(0)}(t) = A_0 r(t - 3T); x^{(7)}(t) = -A_7 r(t); x^{(k)}(t) = 0, k \neq 0, 7, \quad (3.23)$$

$$32 \text{ estados: } x^{(0)}(t) = A_0 r(t - T); x^{(8)}(t) = -A_8 r(t); x^{(k)}(t) = 0, k \neq 0, 8, \quad (3.24)$$

em que  $A_1 = (1 - \Delta)$  e  $A_2 = 2$ . A partir de (3.20) pode-se também descrever os esquemas TC-OQAM em termos de constelações PAM com base nas relações:

$$4 \text{ estados: } d'_n = -A_1 d_{n-2}^{(0)} d_{n-1}^{(0)} d_n^{(0)} + A_0 d_{n-1}^{(0)}, \quad (3.25)$$

$$8 \text{ estados: } d'_n = -A_3 d_{n-3}^{(0)} d_{n-1}^{(0)} d_n^{(0)} + A_0 d_{n-2}^{(0)}, \quad (3.26)$$

$$16 \text{ estados: } d'_n = -A_7 d_{n-4}^{(0)} d_{n-1}^{(0)} d_n^{(0)} + A_0 d_{n-3}^{(0)}, \quad (3.27)$$

$$32 \text{ estados: } d'_n = -A_8 d_{n-5}^{(0)} d_{n-4}^{(0)} d_n^{(0)} + A_0 d_{n-1}^{(0)}. \quad (3.28)$$

### 3.2.1 **Optimização de esquemas OQPSK não lineares segundo eficiência espectral e de potência.**

Procede-se à definição de uma nova família de pulsos de modulação para a construção de esquemas OQPSK não lineares tendo como base as seguintes considerações:

- minimizar o valor de PMEPR (Peak-to-Mean Envelope Power Ratio);
- minimizar o espalhamento espectral da DEP antes dos efeitos não lineares;
- maximizar a distância mínima do código;
- maximizar o ganho de código;
- minimizar o impacto dos efeitos não lineares na BER;

Esta caracterização tem em conta aspectos como eficiência de potência e eficiência espectral. Na subsecção 3.2.2 são caracterizados os efeitos não lineares devido a um SSPA, e posteriormente analisa-se a degradação que os mesmos provocam na DEP dos esquemas resultantes. Na subsecção 3.2.3 apresentam-se as curvas de ganho e o impacto do ponto de funcionamento do

amplificador SSPA no ganho de codificação. É também apresentado o resultado dos testes de desempenho com base na obtenção das BER via método Monte Carlo.

Foram testados esquemas codificados, baseados em diferentes conjuntos de pulsos, quer para constelações simétricas quer para constelações assimétricas. Verifica-se que a família de pulsos com melhores propriedades é baseada na forma Gaussiana e é descrita por:

$$g(t) = (1 - \Delta).exp\left(-\frac{\left(\frac{t}{T/\sigma}\right)^2}{2}\right)rect\left(\frac{t}{2T}\right), \quad (3.29)$$

em que  $\Delta$  e  $\sigma$  são parâmetros reais.

Com base no pulso descrito por (3.29) é definida uma nova família de pulsos de modulação para 4 casos distintos. Para os casos 1 e 2, os pulsos de modulação  $x^{(0)}(t)$  e  $x^{(1)}(t)$  são definidos pela função

$$x^{(i)}(t) = g^{(i)}(t)(2 - \cos(Jt)); \text{ com } J \text{ uma constante real e } i=0,1; \quad (3.30)$$

enquanto que para os casos 3 e 4 os pulsos de modulação  $x^{(0)}(t)$  e  $x^{(1)}(t)$  são definidos pela função

$$x^{(i)}(t) = g^{(i)}(t)(2 - \cos(Jt) \cos(2.2t)); \text{ com } J \text{ uma constante real e } i=0,1; \quad (3.31)$$

A tabela 3.3 mostra os valores utilizados para definir a função  $x^{(i)}(t)$  nos 4 casos considerados.

Em todos os casos considerados, foram normalizados os valores de amplitude do pulso  $x^{(0)}(t)$  e  $x^{(1)}(t)$  de modo a que a energia de símbolo seja unitária, ou seja:

$$E_S = \frac{\max(x^{(0)}(t)^2) + \max(x^{(1)}(t)^2)}{2} = 1, \quad (3.32)$$

$$E_b = \frac{E_S}{2}, \quad (3.33)$$

caso	$x^{(0)}(t)$	$x^{(1)}(t)$
caso 1	$\Delta = 0.5; \sigma = 0.16; J = 1.8$	$\Delta = 0.0; \sigma = 0.16; J = 1.6$
caso 2	$\Delta = 0.7; \sigma = 0.16; J = 1.8$	$\Delta = 0.0; \sigma = 0.16; J = 1.6$
caso 3	$\Delta = 0.5; \sigma = 0.16; J = 0.6$	$\Delta = 0.0; \sigma = 0.16; J = 0.4$
caso 4	$\Delta = 0.7; \sigma = 0.16; J = 0.6$	$\Delta = 0.0; \sigma = 0.16; J = 0.4$

Tabela 3.3: Funções geradoras dos pulsos de suporte

$$E'_b = \frac{E_b}{\sqrt{E_S/2}}. \quad (3.34)$$

Na figura 3.5 estão desenhados os pulsos para os quatro casos considerados. Para efeitos comparativos são igualmente representados os pulsos MSK para constelações simétricas e assimétricas.

Os pulsos dos casos 1 e 2 e dos casos 3 e 4 têm um formato muito idêntico. A diferença reside no tipo de constelação obtida. Nos casos 1 e 3, temos constelações simétricas e nos casos 2 e 4 temos constelações assimétricas. Esta diferença é conseguida pelo valor de  $\Delta$  utilizado para  $x^{(0)}$  (casos 1 e 3:  $\Delta_{x^{(0)}} = 0.5$ ; casos 2 e 4:  $\Delta_{x^{(0)}} = 0.7$ ). Na tabela 3.4 são apresentados os valores não normalizados das amplitudes que constituem a constelação do código TC-4PAM, nomeadamente  $\{S_A, S_B, S_C, S_D\}$ . Nos casos simétricos verifica-se que  $S_B - S_A = S_C - S_B = S_D - S_C$  enquanto que nos casos assimétricos verifica-se que  $S_B - S_A = S_D - S_C \neq S_C - S_B$ . Na mesma tabela apresentam-se os valores não normalizados de  $x^{(0)}$  e  $x^{(1)}$  nos instantes de amostragem. São ainda apresentados os valores para constelações simétricas e assimétricas resultantes da adopção de impulsos MSK.

A figura 3.6 mostra as curvas DEP para os quatro casos estudados. Verifica-se que os casos 1 (simétrico) e 2 (assimétrico) apresentam uma DEP semelhante, nomeadamente com uma largura de banda inferior a  $1.4fT$ . Os casos 3 (simétrico) e 4 (assimétrico) apresentam uma DEP com um lobo central mais estreito com largura inferior a  $1.1fT$ . Estes dois casos têm a característica de apresentarem um segundo lobo com largura inferior a  $1.9fT$  e amplitude de

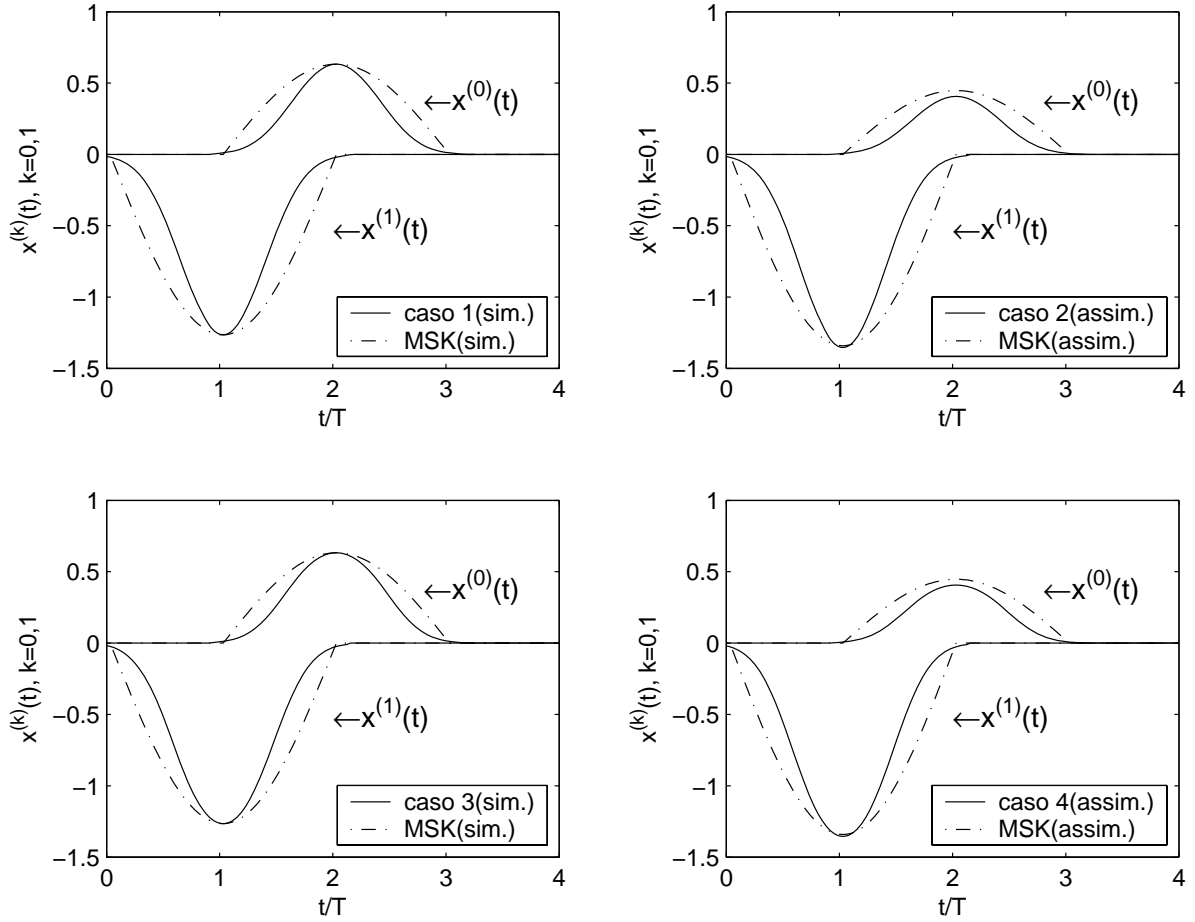


Figura 3.5: Pulsos de suporte utilizados (valores normalizados).

aproximadamente  $-36$  dB. Verifica-se igualmente que as DEPs dos casos 3 e 4 são idênticas entre si, tal como as DEPs dos casos 1 e 2 o são. Esta semelhança entre DEPs é expectável visto que os casos 1 e 2 e os casos 3 e 4 partem da mesma fórmula de descrição do pulso, diferindo apenas nos valores de  $\Delta$  (associado ao pulso  $x^{(0)}$ ). A diferença entre valores de  $\Delta$  permite a obtenção de constelações simétricas e de constelação assimétrica utilizando os mesmos pulsos.

A tabela 3.5 mostra os valores de PMEPR para os vários casos apresentados bem como o ganho associado.

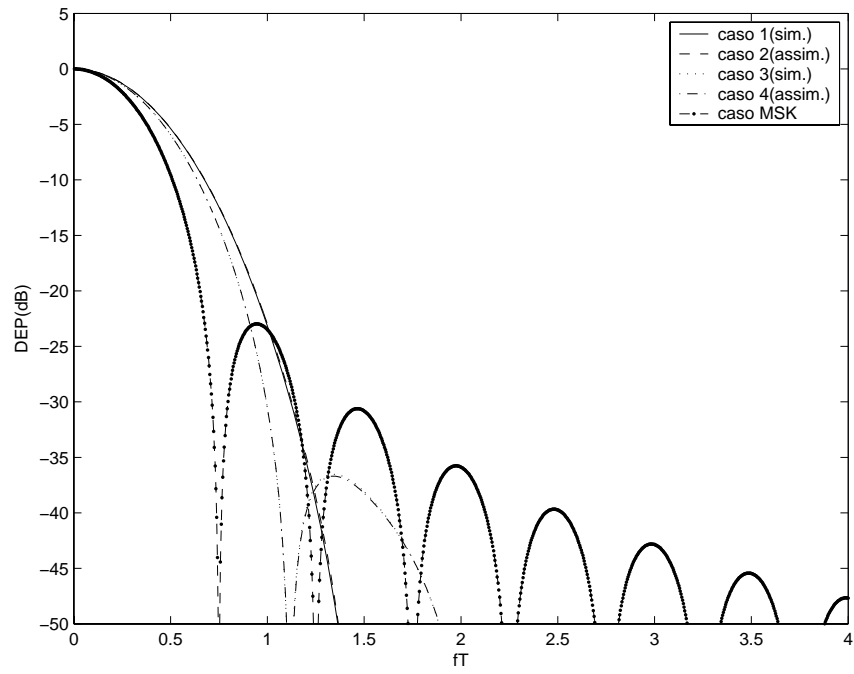


Figura 3.6: DEP de pulsos dos casos 1,2,3,4 e MSK.

	MSK 1	MSK 2	casos 1 e 3	casos 2 e 4
Simetria	sim.	assim.	sim.	assim.
$\max(x^{(0)}(t))$	1.0	1.0	1.0	1.0
$\max(x^{(1)}(t))$	2.0	3.0	2.0	3.3
$S_D$	3.0	4.0	3.0	4.3
$S_C$	1.0	2.0	1.0	2.3
$S_B$	-1.0	-2.0	-1.0	-2.3
$S_A$	-3.0	-4.0	-3.0	-4.3

Tabela 3.4: Constelações 4PAM simétricas e assimétricas para MSK e os casos estudados.

caso	tipo	$P_{(med)}$	$P_{(max)}$	PMEPR	ganho
1	simétrico	1.30 dB	3.60 dB	4.42 dB	2.51 dB
2	assimétrico	1.30 dB	3.10 dB	3.79 dB	3.01 dB
3	simétrico	1.45 dB	3.60 dB	3.95 dB	2.54 dB
4	assimétrico	1.45 dB	3.10 dB	3.30 dB	3.01 dB

Tabela 3.5: Características de Potência dos 4 casos estudados estudados.

Como se pode constatar a partir dos valores na tabela 3.5 verifica-se que é no caso 4 que se tem o valor de PMEPR mais baixo (3.30 dB) e o ganho de código mais elevado (3.01 dB). O caso 1, relativo a uma constelação simétrica, apresenta a PMEPR mais elevada (4.42 dB) e menor ganho (2.51 dB) entre os casos analisados, o que pressupõe um desempenho menor face aos casos 2, 3 e 4. O caso 4, apesar de ter o mesmo valor de ganho que o caso 2, apresenta uma PMEPR inferior em aproximadamente 0.5 dB. Logo, o caso 4 é o que apresenta melhores características, quer a nível de eficiência de potência, quer a nível de eficiência espectral. O melhor valor de PMEPR conseguido para este caso deve-se ao formato de pulso escolhido que tem uma potência média superior aos restantes casos. Além disso, o seu espectro apresenta um lobo central bastante compacto, com um lobo secundário desprezável.

### 3.2.2 Distorção não linear associada a amplificação de potência.

Os amplificadores HPA do tipo SSPA podem ser modelados como uma não linearidade passa-banda sem memória e invariante no tempo [21]. Admitindo que a envolvente complexa na entrada é dada por  $s(t) = R(t)e^{j\phi(t)}$ , em que  $R(t) = |s(t)|$  e  $\phi(t) = \arg(s(t))$  então a saída será dada por:

$$f_{HPA}(R) = f_A(|R(t)|)exp(j[arg(\phi(t)) + f_P(|R(t)|)]). \quad (3.35)$$

As funções  $f_A(R)$  e  $f_P(R)$  são funções reais e representam respectivamente a conversão AM/AM e AM/PM da não linearidade. No caso específico de uma amplificação SSPA, a conversão AM/AM pode ser aproximada por

$$f_A(R) = \frac{A_M}{s_M} \frac{R}{\sqrt[2p]{1 + (\frac{R}{s_M})^{2p}}}, \quad (3.36)$$

e a conversão AM/PM é dada por

$$f_P(R) \approx 0, \quad (3.37)$$

onde  $A_M$  representa o valor máximo de amplitude na zona de saturação,  $s_M$  o valor máximo da envolvente na saída,  $\frac{A_M}{s_M}$  o factor de amplificação em baixa potência,  $p$  controla a taxa de variação entre a zona linear e a zona não linear e  $R$  é o sinal de entrada [22]. Próximo da saturação também se pode aproximar o valor da distorção AM/AM a  $f_A(R) \approx \frac{A_M}{s_M} R$ . Com valores de  $p$  mais elevados, é possível uma baixa distorção não linear.

Os efeitos não lineares de uma amplificação do tipo SSPA dependem obviamente dos valores de  $s_M$  e  $p$ . Nas figuras 3.7 e 3.8 apresentam-se os pulsos de suporte para constelações assimétricas (casos 2 e 4) à saída de um SSPA com  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5$  e  $p = 1.0$  e com  $p = 5.0$  respectivamente.  $P_{in}$  representa o valor de potência do sinal à entrada do SSPA. No anexo A são apresentados os mesmos resultados para as constelações simétricas (casos 1 e 3).



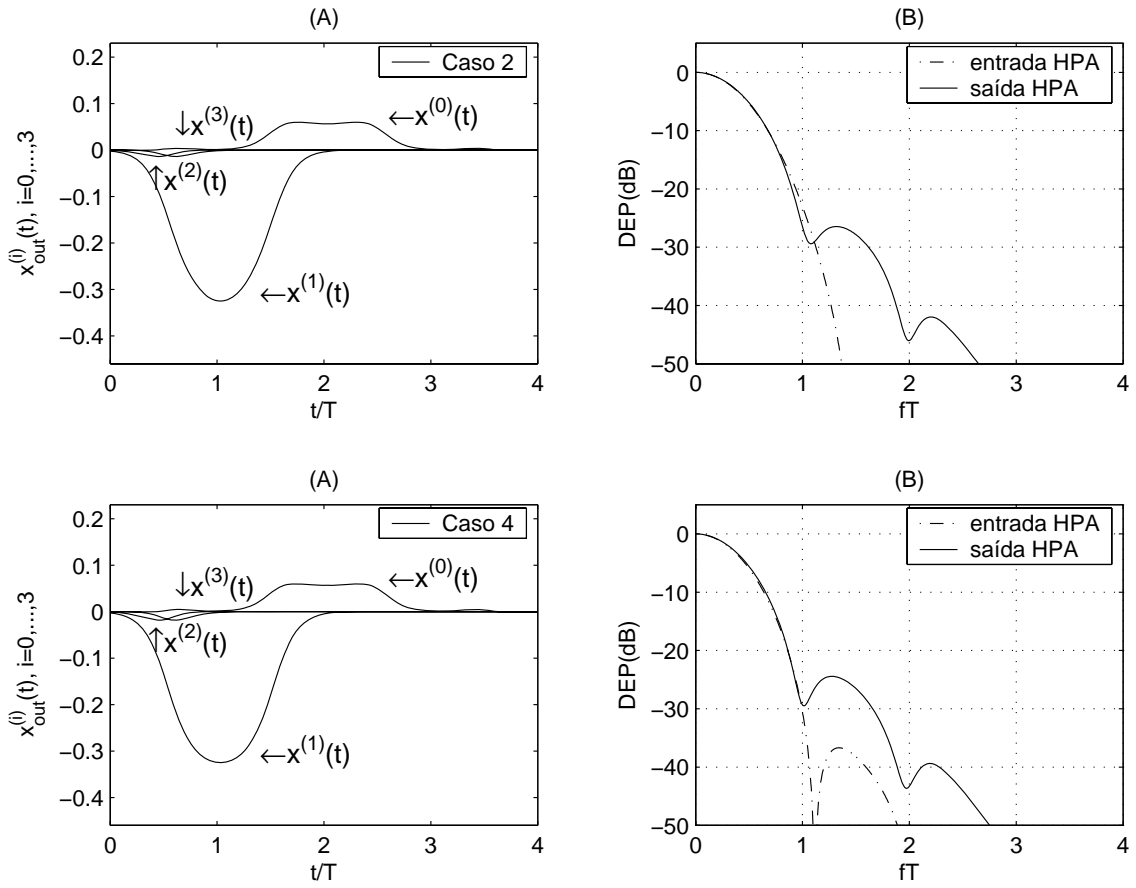


Figura 3.7: Pulsos de suporte para os casos 2 e 4 com SSPA ( $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5, p = 1.0$ ).

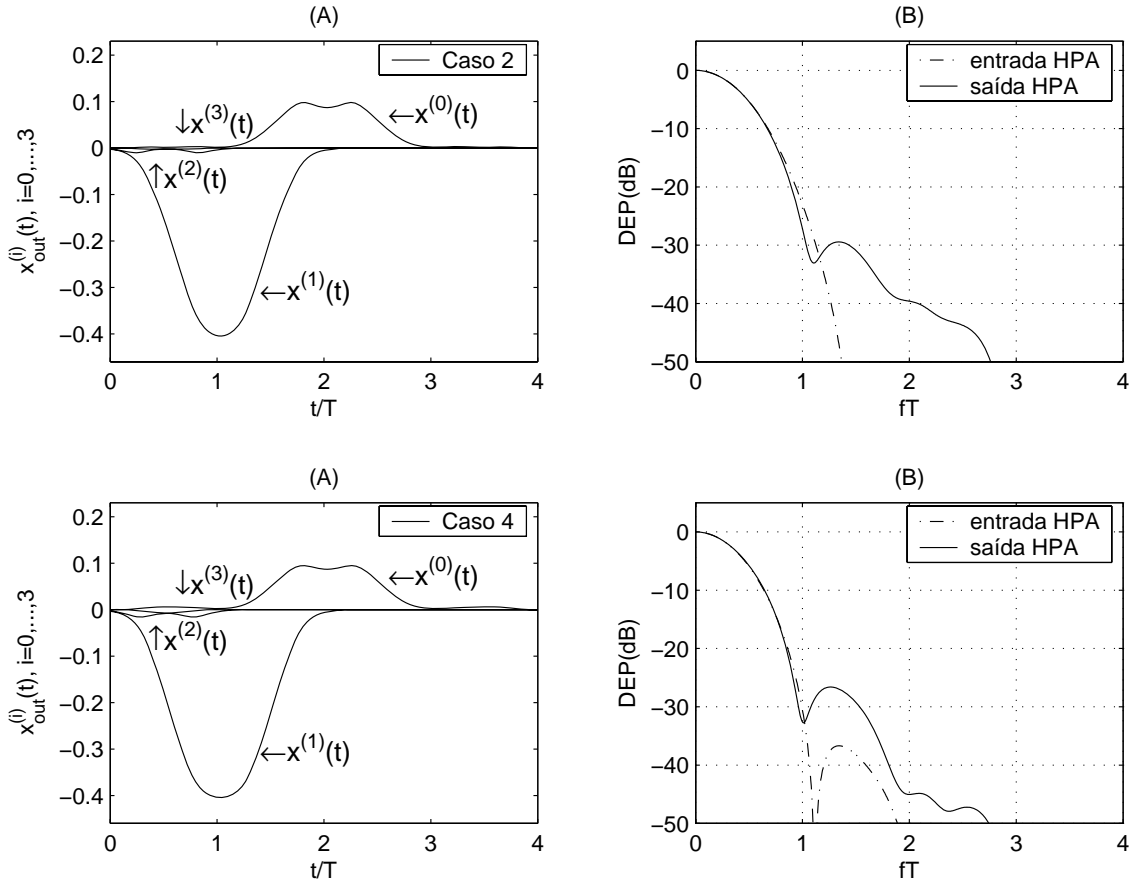


Figura 3.8: Pulsos de suporte para os casos 2 e 4 com SSPA ( $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5, p = 5.0$ ).

Da análise das figuras 3.7 e 3.8 são visíveis os efeitos provocados pelas não linearidades. Nos gráficos das figuras 3.7(A) e 3.8(A) é visível a distorção do pulso de modulação que afecta a sua amplitude nos instantes de amostragem e consequentemente a distância mínima da treliça equivalente e ganho do código resultante. Comparando a distorção dos pulsos entre as figuras 3.7(A) e 3.8(A) é visível uma menor atenuação dos pulsos quando  $p = 5$  pelo que são esperados resultados de desempenho melhores. São ainda visíveis duas novas componentes  $x^{(2)}$  e  $x^{(3)}$  com amplitudes cerca de 10 vezes menores que as componentes principais  $x^{(0)}$  e  $x^{(1)}$ . Neste caso, a potência associada a estas duas novas componentes é desprezável na medida em que é cerca de 100 vezes menor que a potência de  $x^{(0)}$  e  $x^{(1)}$ .

Nas figuras 3.7(B) e 3.8(B) são visíveis os efeitos ao nível de degradação espectral do sinal, nomeadamente o espalhamento espectral que é introduzido, aumentando a ocupação espectral do sinal. No caso 2, a comparação da DEP dos pulsos distorcidos quando  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5$  mostra uma ligeira melhoria quando aumentado o valor de  $p = 1$  para  $p = 5$ . Nomeadamente, quando  $p = 5.0$  existe um nível de distorção 5 dB inferior na faixa espectral de  $f > 1.0fT$  que é onde o segundo lobo do espectro atinge um valor máximo de  $-30$  dB aproximadamente. Considerando o caso 4, as diferenças espectrais entre  $p = 1.0$  e  $p = 5.0$  já não são tão visíveis.

### 3.2.3 Resultados numéricos.

Nesta secção apresentam-se os resultados numéricos, nomeadamente o desempenho de esquemas TC-OQAM submetidos a um sistema com amplificação do tipo SSPA. Para efeitos de simulação consideraram-se os impulsos de suporte definidos na subsecção 3.2.1. Assumiram-se condições de sincronismo de fase e temporal ideais e um canal AWGN. Para todos os casos foram considerados receptores óptimos, com filtros adaptados a cada uma das componentes lineares dos esquemas TC-OQAM resultantes. Como não linearidade considerou-se um SSPA com  $p = 1$  e  $p = 5$ .

As curvas de ganho para os quatro pulsos de suporte, quando submetidos a uma amplificação SSPA, são mostradas na figura 3.9. Pode-se constatar que o valor do ganho dos casos as-

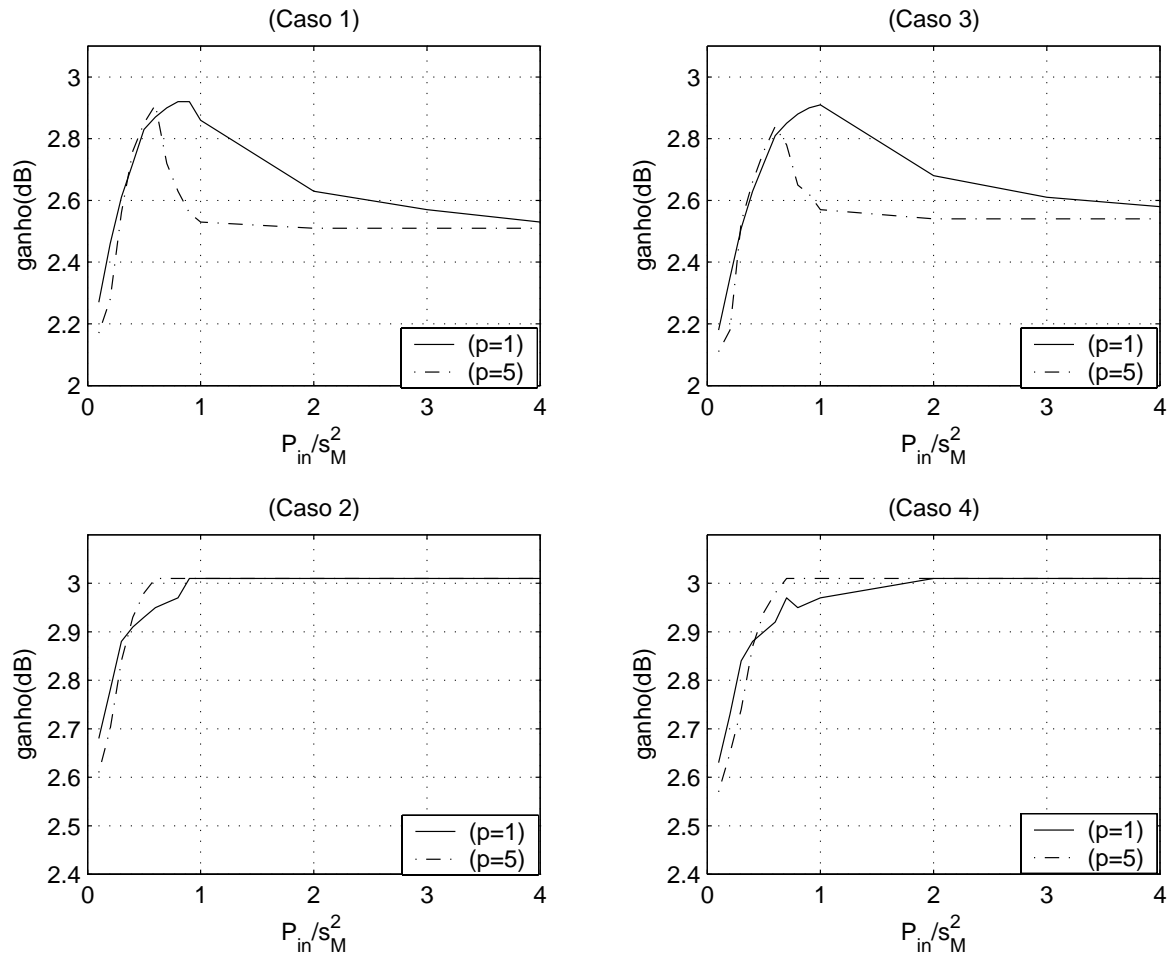


Figura 3.9: Curvas de ganho com pulso de suporte do caso 1, caso 2, caso 3 e caso 4.

simétricos, para  $\frac{P_{in}}{s_M^2} > 2.5$ , é 0.5 dB superior que os casos simétricos (2.5 dB). Tanto para  $p = 1$  como para  $p = 5$ , os casos 1 e 3 (simétricos) apresentam um ganho inicial de aproximadamente 2.2 dB para  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.1$  subindo rapidamente até um valor de 2.9 dB quando  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 1$ , mas que vai decaindo à medida que  $\frac{P_{in}}{s_M^2}$  aumenta, até atingir o valor de 2.5 dB, encontrando-se na zona de saturação do amplificador. Apesar de ambos os casos assimétricos terem curvas de ganho muito semelhantes para  $p = 1$ , é visível que no caso 4, o amplificador tende a saturar nos 3.01 dB quando  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 2$ , ou seja, mais tarde que no caso 2 cujo amplificador satura nos 3.0 dB quando  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.9$ . Para  $p = 5$  a curva de ganho dos casos 2 e 4 é quase idêntica, sendo visível que para valores de  $\frac{P_{in}}{s_M^2} > 0.5$  o ganho apresenta um valor de 3.01 dB, mas o código resultante tende a ser catastrófico, devido ao facto de estarmos a operar o amplificador na saturação.

Como se pode verificar pelos resultados de performance apresentados a seguir (figuras 3.10 e 3.11) é visível que para valores de  $\frac{P_{in}}{s_M^2} > 0.5$ , com  $p = 1$  ou  $p = 5$ , os quatro casos considerados apresentam uma degradação na sua performance, o que confirma o comportamento tendencialmente catastrófico que os esquemas codificados tendem a assumir. Deste modo, apesar do amplificador apresentar valores de ganho superiores quando  $\frac{P_{in}}{s_M^2} > 0.5$ , verifica-se não ser uma zona onde o amplificador deva operar, no âmbito das estruturas de codificação consideradas.

Nas figuras 3.10 e 3.11 apresentam-se as curvas de desempenho dos quatro casos considerados, nomeadamente quando  $p = 1$  e  $p = 5$  para  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = \{0.5, 0.7, 1.0\}$ . A figura 3.10 considera  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5$  enquanto a figura 3.11 considera  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = \{0.7, 1.0\}$ . Em ambas as figuras são mostrados os resultados para  $p = 1$  e  $p = 5$  dos quatro casos.

Da análise das figuras, verifica-se que os valores de desempenho dos casos 2 e 4 (assimétrico) são bastante superiores aos casos 1 e 3 (simétrico), chegando a uma diferença de até 2.0 dB quando  $p = 1$  e 2.5 dB quando  $p = 5$ . No universo dos dois casos assimétricos considerados, o caso 2 e o caso 4 apresentam desempenhos muito semelhantes. Ainda assim, o caso 4 apresenta valores ligeiramente superiores ao caso 2, para todos os casos de simulação, sendo na maioria das vezes uma melhoria inferior a 0.5 dB. Para todos os quatro casos apresentados, os valores de desempenho obtidos com  $p = 5$  apresentam melhorias significativas face a  $p = 1$ . As

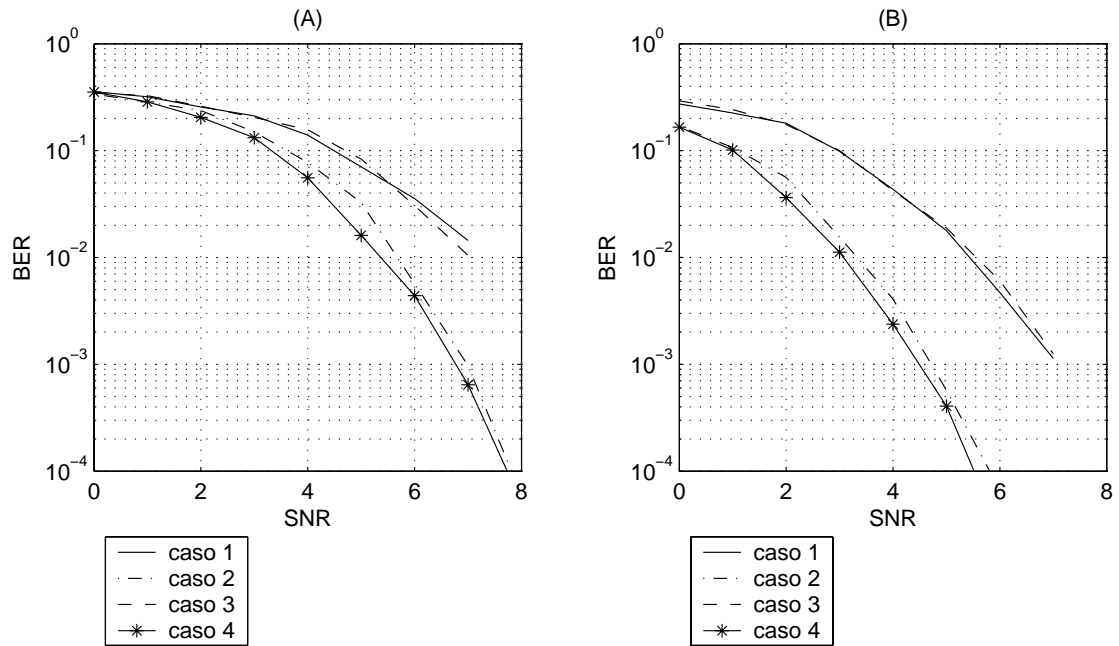


Figura 3.10: Desempenho de esquemas codificados TC-OQAM com os pulsos de suporte dos casos 1, 2, 3 e 4 quando  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5$  e (A)  $p = 1$ , (B)  $p = 5$ .

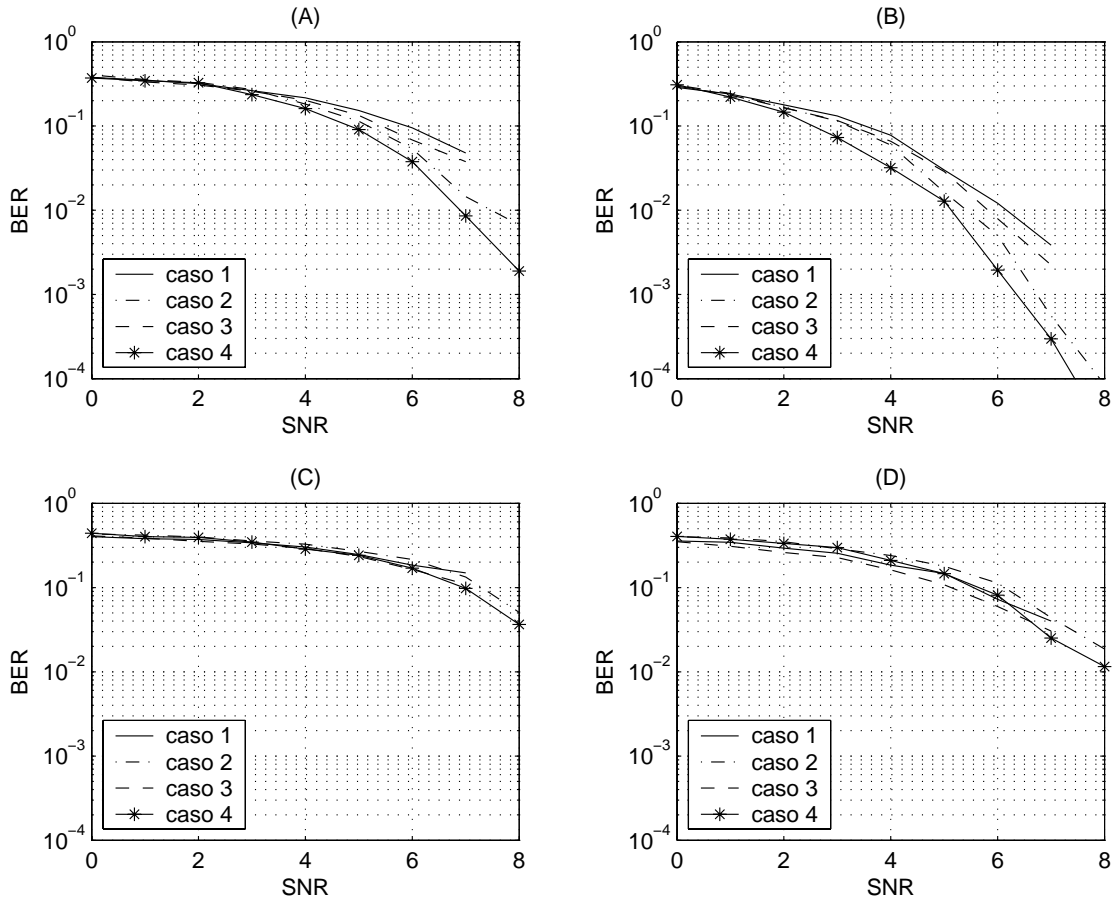


Figura 3.11: Desempenho de esquemas codificados TC-OQAM com os pulsos de suporte dos casos 1, 2, 3 e 4 quando  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.7$  e (A)  $p = 1$ , (B)  $p = 5$  e quando  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 1.0$  e (C)  $p = 1$ , (D)  $p = 5$ .

figuras 3.10(A) e 3.10(B) mostram que, na situação específica dos casos assimétricos, existe uma melhoria de desempenho superior a 2.2 dB com  $p = 5$  em comparação à situação com  $p = 1$ . Deste modo, conclui-se que a taxa de variação entre a zona linear e a zona não linear  $p$ , é um importante factor no dimensionamento do esquema de amplificação. Estas figuras mostram também que, as diferenças de valores de desempenho entre os quatro casos são mais acentuadas para valores elevados de SNR, devido à diferença de ganhos de código. Comparando o desempenho entre os quatro casos, verifica-se que o caso 4 (assimétrico) apresenta os melhores valores de desempenho quer para  $p = 1$  quer para  $p = 5$ .

### 3.3 Conclusões.

Os casos considerados permitem concluir acerca da influência que a optimização dos pulsos de modulação têm nos resultados obtidos, quer em termos de ganho de codificação, quer de desempenho, quando o sinal é submetido a uma não linearidade do tipo SSPA. É óbvio que o caso 4 consegue apresentar uma PMEPR bastante inferior aos restantes casos (3.3 dB), garantindo em simultâneo o melhor desempenho.

Analisando a DEP dos vários casos, percebe-se que apesar da DEP do caso 4 apresentar um segundo lobo que se estende para além da DEP dos casos 1 e 2, o seu valor é suficientemente baixo ( $< -37$  dB) pelo que pode ser considerado como desprezável. Por outro lado, consegue-se concluir que o factor de amplificação que mais degrada o ganho do código é  $\frac{P_{in}}{s_M^2}$ , nomeadamente para valores de  $\frac{P_{in}}{s_M^2} > 0.5$  onde a curva dos ganhos apresenta valores bastante diferentes para pequenas variações do valor de  $\frac{P_{in}}{s_M^2}$  e onde a performance dos códigos considerados se degrada rapidamente.

Verifica-se que na generalidade dos casos considerados, independentemente do tipo de optimização da forma do impulso, existe sempre degradação devido a efeitos não lineares. Por isso, o recurso a técnicas de linearização baseadas na amplificação em separado de cada uma das componentes OQPSK de envolvente constante e sua posterior combinação para formar o



sinal OQPSK não linear, podem permitir uma otimização independentemente de cada uma das componentes lineares e uma maior imunidade face aos efeitos não lineares, associados a uma amplificação de potência com recurso a amplificadores a operar na saturação ou próximo desta.



## Capítulo 4

# Linearização de esquemas derivados de modulações OQPSK não lineares.

Nos capítulos anteriores, nomeadamente no capítulo 3, foram apresentados e caracterizados sinais TC-OQAM resultantes do formato OQPSK não linear. A caracterização efectuada, abrangeu igualmente o estudo dos efeitos não lineares, quer a nível da eficiência espectral, quer a nível da eficiência de potência.

Dos resultados apresentados no capítulo 3, pode-se constatar que apesar da optimização realizada no desenho dos impulsos usados nas componentes lineares que formam os sinais OQPSK não lineares, não é garantida uma imunidade face aos efeitos introduzidos pela distorção não linear. Da comparação dos resultados apresentados verifica-se que, quando se pretende garantir ganhos de codificação, formas de pulsos como os adoptados no caso 4, da subsecção 3.2.1, garantem uma maior robustez face aos efeitos de uma amplificação não linear, dada a menor distorção espectral e degradação do desempenho. Por conseguinte, mediante um desenho adequado da forma de pulso, pode-se tirar partido das propriedades dos sinais

OQPSK não lineares para obter esquemas TC-16OQAM com maior robustez face a efeitos não lineares, evitando-se em simultâneo a degradação da eficiência espectral devido à combinação da codificação de canal com modulações de ordem elevada como nos esquemas TCM clássicos [3, 4].

Outros esquemas TC-OQAM com os pulsos otimizados de forma a minimizar a PMEPR foram igualmente analisados em [23]. Convém salientar, que apesar de apresentarem a mesma eficiência espectral, a redução do nível de flutuações de envolvente é garantida à custa da eficiência de potência, dado o menor ganho de codificação. No entanto, verifica-se que a optimização da forma do pulso de suporte por si só não garante a optimização simultânea da eficiência espectral, eficiência de potência e PMEPR do esquema OQPSK resultante.

Na técnica LINC (Linear amplification with Nonlinear Components) [24] o sinal de envolvente variável é decomposto em dois sinais de envolvente constante (componente em fase e componente em quadratura) que posteriormente são amplificadas com recurso a dois amplificadores não lineares, sendo os sinais de saída adicionados de forma a gerar uma versão linearmente amplificada do sinal original. Esta técnica, originalmente empregue em sinais OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), pode ser também usada em outros sinais de envolvente variável como as modulações M-QAM.

Dado que os esquemas TC-OQAM podem ser representados como uma soma de um conjunto de sinais OQPSK com envolvente constante ou praticamente constante, podem ser amplificados separadamente por amplificadores fortemente não lineares e posteriormente combinados para formar o sinal TC-OQAM. Neste caso, a optimização dos pulsos pode ser feita ao nível de cada um dos sinais constituintes, de forma a garantir a melhor eficiência espectral e envolvente praticamente constante. Contrariamente ao LINC, esta técnica de amplificação dos sinais não pressupõe a existência de uma sobre-amostragem infinita do sinal e não necessita de processar separadamente as componentes em fase e quadratura do sinal, pelo que garante uma complexidade de implementação menor.

Neste capítulo é proposta uma técnica genérica de decomposição dos sinais OQPSK não

lineares, que sustenta o uso de amplificadores fortemente não lineares. Na secção 4.1 é feita uma caracterização mais genérica das regras analíticas de mapeamento e sua extensão a constelações M-QAM. Na secção 4.2 é caracterizada uma técnica de linearização de baixa complexidade apropriada para a amplificação de sinais M-OQAM. Esta, quando associada com o desenho adequado dos pulsos, permite boa robustez face aos efeitos de desequilíbrios de fase e ganho entre os amplificadores usados na amplificação de cada uma das componentes. Dado que se baseia no uso de vários andares de amplificação em paralelo, cada um relativo a um dos sinais OQPSK constituintes, o esquema proposto exhibe sensibilidade face a desequilíbrios dos pontos de funcionamento dos amplificadores. Por este motivo, na secção 4.3, é analisado o impacto de desequilíbrios de fase e ganho dos amplificadores nas eficiências espectrais e de potência dos esquemas codificados não lineares OQPSK. Ainda neste contexto são apresentados resultados que permitem concluir acerca da robustez dos mesmos face à variação das condições de funcionamento dos amplificadores.

## 4.1 Mapeamento de constelações

Já foi referido atrás que os símbolos de uma constelação podem ser expressos, de uma forma analítica, em termos dos bits. Admitindo que  $s_n$  representa o símbolo transmitido de ordem  $n$  e que  $a_n^{(m)}$  representa o  $m$ -ésimo bit do ponto  $n$  da constelação, pode-se escrever:

$$\begin{aligned}
 s_n &= g_0 + g_1 a_n^{(1)} + g_2 a_n^{(2)} + g_3 a_n^{(1)} a_n^{(2)} + g_4 a_n^{(3)} + \dots \\
 &= \sum_{i=0}^{M-1} g_i \prod_{m=1}^{\mu} \left( a_n^{(m)} \right)^{\gamma_{m,i}},
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

para cada  $s_n \in \mathfrak{S}$ , onde  $(\gamma_{\mu,i} \gamma_{\mu-1,i} \dots \gamma_{2,i} \gamma_{1,i})$  é a representação binária de  $i$  e  $a_n^{(m)} = (-1)^{\alpha_n^{(m)}}$  (tal como no capítulo 2 assume-se que  $\alpha_n^{(m)}$  é o  $m$ -ésimo bit associado ao símbolo de ordem  $n$  na saída do mapeador e  $a_n^{(m)}$  é a sua representação polar, isto é,  $\alpha_n^{(m)} = 0$  ou  $1$  e  $a_n^{(m)} = -1$  ou  $+1$ , respectivamente). Uma vez que temos uma constelação com  $M$  símbolos em  $\mathfrak{S}$  e  $M$  coeficientes complexos  $g_i$ , (4.1) é equivalente a um sistema de  $M$  equações. Consequentemente, este sistema

pode ser usado para obter os respectivos coeficientes  $g_i$ ,  $i = 0, 1, \dots, \mu - 1$ . Escrevendo (4.1) na forma matricial resulta

$$\mathbf{s} = \mathbf{W}\mathbf{g}, \quad (4.2)$$

com  $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_M]^T$ ,  $\mathbf{g} = [g_0 \ g_1 \ \dots \ g_{\mu-1}]^T$  e em que  $\mathbf{W}$  é uma matriz de Hadamard de dimensão  $M \times M$ . Claramente, o vector de pontos de constelação  $\mathbf{s}$  é a transformada Hadamard do vector de coeficientes  $\mathbf{g}$ . A matriz de Hadamard é por sua vez calculada a partir da relação  $\mathbf{W} = 2\mathbf{W}' - 1$  onde  $\mathbf{W}'$  é uma matriz dada por

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Logo, para uma constelação qualquer é possível obter os coeficientes  $g_i$  a partir da transformada inversa de Hadamard do vector dos pontos da constelação. Por exemplo, para 16-QAM pode-se definir um mapeamento usando o conjunto de coeficientes complexos não nulos  $g_2 = 2j$ ,  $g_3 = j$ ,

$g_8 = 2$  e  $g_{12} = 1$ . Dado que os coeficientes podem ser complexos, torna-se evidente que na representação de constelações M-QAM usando (4.1), é possível expressar qualquer constelação deste tipo em termos de constelações BPSK ou QPSK. Conseqüentemente, as constelações dos esquemas codificados TC-MQAM também são passíveis de uma decomposição em sub-constelações do tipo OQPSK.

## 4.2 Linearização de sinais OQPSK não lineares.

Seja o sinal OQPSK caracterizado pela envolvente complexa

$$s_{in}(t) = \sum_n c_n x_{in}(t - nT), \quad (4.4)$$

onde  $x_{in}(t)$  representa o pulso de modulação com uma duração total de  $(L+1)T$  e  $T$  representa a duração de bit.

Já foi referido que uma amplificação de potência eficiente é realizada com o amplificador a operar na saturação ou próximo dela. Considera-se um SSPA modelado como uma não linearidade passa banda sem memória e invariante no tempo [25, 26]. Saliente-se que um SSPA tem normalmente uma característica AM/PM negligenciável, i.e  $f_P(R) \approx 0$ , sendo o efeito associado à conversão AM/AM muito mais importante que o devido à conversão AM/PM [27, 28].

Importa relembrar que na saída de uma não linearidade, como o SSPA, o sinal resultante é descrito como a soma de  $M = 2^{L-1}$  componentes lineares OQPSK

$$s_{out}(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_n c_n^{(k)} x_{out}^{(k)}(t - nT), \quad (4.5)$$

com  $s_{out}(t)$  e  $x_{out}^{(k)}(t)$  a representar o sinal total e as componentes lineares, respectivamente.

Considere-se agora dois sinais OQPSK não lineares,  $s_j(t)$  e  $s_{j'}(t)$ , com envolvente complexa caracterizada por (4.5) e uma duração máxima dos pulsos igual a  $(L + 1)T$

$$s_j(t) = \sum_n c_n^{(j)} x^{(j)}(t - nT), \quad (4.6)$$

e

$$s_{j'}(t) = \sum_n c_n^{(j')} x^{(j')}(t - nT). \quad (4.7)$$

Para efeitos de simplicidade admite-se a mesma forma de pulso para ambos os sinais, ou seja  $x^{(j)}(t) = k_j r(t - T)$  e  $x^{(j')}(t) = k_{j'} r(t)$ , com  $r(t)$  a representar um pulso que garante as condições já descritas no capítulo anterior, isto é, ISI nula na saída do filtro adaptado para os instantes de amostragem e  $k_j$  e  $k_{j'}$  coeficientes reais. Obviamente que a forma do pulso adoptado em cada um dos sinais constituintes depende dos requisitos impostos não somente ao nível da ISI, como também ao nível da PMEPR, eficiência de potência e espectral. Combinando os dois sinais resulta

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_n c_n^{(j)} k_j r(t - nT) \\ &+ \sum_n c_n^{(j')} k_{j'} r(t - nT), \end{aligned} \quad (4.8)$$

em que cada um dos sinais OQPSK não lineares está associado a uma constelação QAM (assume-se que  $k_j \neq k_{j'}$ ). Pelo que nos instantes de amostragem (admite-se uma frequência de amostragem igual a  $\frac{1}{T_s}$ ) se tem

$$k_j c_n^{(j)} + k_{j'} c_n^{(j')} = c'_n. \quad (4.9)$$

Consequentemente, e uma vez que  $E \left[ c_n^{(j)} c_n^{(j')} \right] = 0$  para  $j \neq j'$ ,  $c'_n$  pode assumir valores  $\pm k_j \pm k_{j'}$ ,  $\pm i k_j \pm k_{j'}$ ,  $\pm k_j \pm i k_{j'}$  e  $\pm i k_j \pm k_{j'}$ , que correspondem aos quatro sub conjuntos de 4 pontos de uma constelação 16-OQAM. Obviamente que esta decomposição do sinal em sub-sinais, não dispensa a optimização dos pulsos utilizados, de forma a garantir uma envolvente



quase ou constante em cada um dos sinais constituintes. No entanto, a otimização dos pulsos pode ser feita de forma independente para cada um dos sinais constituintes e não obriga também a adoptar a mesma forma para cada sinal. A simetria ou assimetria da constelação resultante depende dos valores dos coeficientes  $k_j$  e  $k_{j'}$ . De uma forma genérica, pode-se escrever  $k_l = (-1)^l 2^l$ , para as constelações simétricas e  $k_l = (-1)^l (2^l + \Delta_l)$  para as assimétricas. Logo, cada um destes sinais OQPSK pode ser amplificado separadamente e posteriormente combinado para formar uma constelação 16-OQAM.

De forma similar, uma constelação  $4^N = 64\text{OQAM}$  pode ser obtida mediante combinação de  $N = 3$  sinais OQPSK

$$s_j(t) = \sum_n c_{n-1}^{(j)} k_j r(t - nT), \quad (4.10)$$

$$s_{j'}(t) = \sum_n c_n^{(j')} k_{j'} r(t - nT) \quad (4.11)$$

$$s_{j''}(t) = \sum_n c_n^{(j'')} k_{j''} r(t - nT), \quad (4.12)$$

Da combinação dos três sinais, resulta para os instantes de amostragem

$$k_j c_n^{(j)} + k_{j'} c_n^{(j')} + k_{j''} c_n^{(j'')} = c'_n. \quad (4.13)$$

em que  $c'_n$  pode assumir valores  $\pm k_j \pm k_{j'} \pm k_{j''}$ ,  $\pm i k_j \pm k_{j'} \pm k_{j''}$ ,  $\pm k_j \pm j k_{j'} \pm k_{j''}$  e  $\pm i k_j \pm k_{j'} \pm k_{j''}$  ou  $\pm k_j \pm k_{j'} \pm i k_{j''}$ ,  $\pm i k_j \pm k_{j'} \pm i k_{j''}$ ,  $\pm k_j \pm j k_{j'} \pm i k_{j''}$  e  $\pm i k_j \pm k_{j'} \pm i k_{j''}$ . Admitindo  $k^j > k^{j'} > k^{j''}$ , nestas condições temos associadas a cada um dos sinais três constelações QAM com energias distintas, que depois de combinadas originam uma constelação 64-OQAM. A figura 4.2, apresenta a constelação 16-QAM resultante da combinação das duas constelações QPSK da figura 4.1. Neste caso, a sub-constelação da figura 4.1(A) é caracterizada por  $k_0 = 1$ , correspondendo à sub-constelação da figura 4.1(B) o valor  $k_1 = 2$ .

A inclusão destes casos no formato codificado OQPSK não linear, obriga a uma selecção dos pulsos, isto é, da ordem das componentes usadas em cada sinal e da duração dos mesmos, segundo as restrições impostas pelo formato. Assim, no caso da decomposição de um sinal em

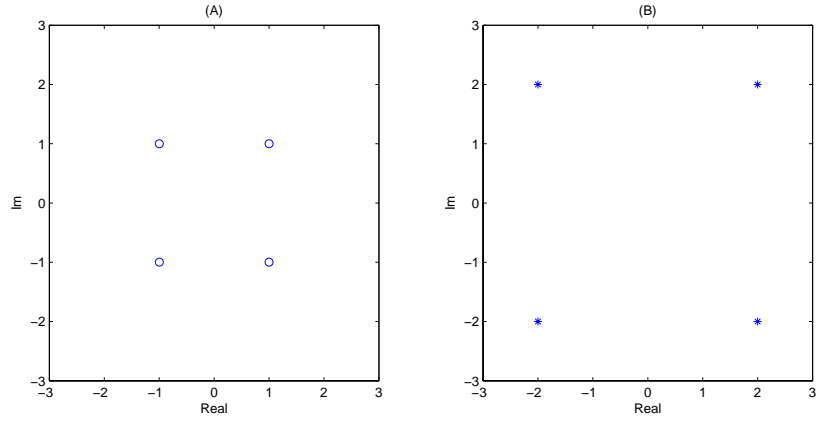


Figura 4.1: Sub constelações dos sinais constituintes.

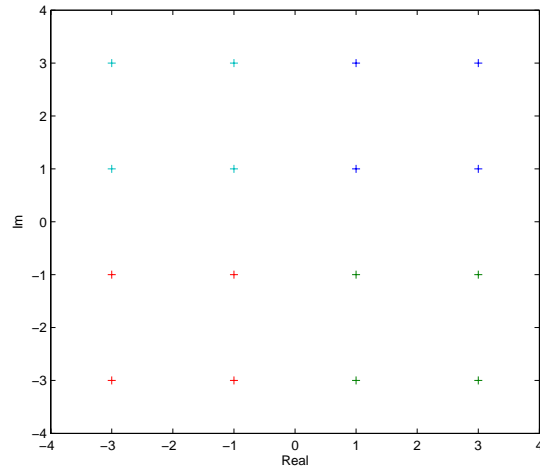


Figura 4.2: Constelação 16-QAM resultante.

dois OQPSK, para  $L = 2$  cada um dos sinais constituintes pode ser definido de acordo com

$$s_0(t) = \sum_n c_{n-1}^{(0)} k_0 r(t - nT), \quad (4.14)$$

$$s_1(t) = \sum_n c_n^{(0)} c_{n-1}^{(0)*} c_{n-2}^{(0)} k_1 r(t - nT), \quad (4.15)$$

Combinando estes dois sinais resulta

$$s(t) = \sum_n c_{n-1}^{(0)} k_0 r(t - nT) + \sum_n c_n^{(0)} c_{n-1}^{(0)*} c_{n-2}^{(0)} k_1 r(t - nT), \quad (4.16)$$

e para uma frequência de amostragem  $\frac{1}{T_s}$  (4.16), resulta para cada instante de amostragem

$$k_0 c_{n-1}^{(0)} + k_1 c_{n-2}^{(0)} c_{n-1}^{(0)*} c_n^{(0)} = c_n'. \quad (4.17)$$

Uma vez que  $c_n^{(0)} = \pm j$  ou  $\pm 1$ , dependendo da paridade de  $n$ . Consequentemente, para  $k_0 = (1 - \Delta)$  e  $k_1 = -2$  resulta  $c_n' = \pm(3 - \Delta)$  ou  $\pm(1 + \Delta)$  para  $n$  par e  $c_n' = \pm j(3 - \Delta)$  ou  $\pm j(1 + \Delta)$  para valores ímpares.

No caso 64-OQAM, ter-se-á de adoptar uma duração total  $L = 5$  para o pulso associado ao sinal  $s_0(t)$ , com as durações dos restantes sinais de acordo com as regras estabelecidas para os intervalos de influência. Saliente-se que a selecção da ordem dos pulsos, em ambos os casos (16-OQAM e 64-OQAM) terá de obedecer às regras estabelecidas aquando da definição dos esquemas codificados e previamente apresentadas no capítulo 3. Nestas condições é possível definir três sinais OQPSK

$$s_0(t) = \sum_n c_{n-1}^{(0)} k_0 r(t - nT), \quad (4.18)$$

$$s_1(t) = \sum_n c_n^{(0)} c_{n-1}^{(0)*} c_{n-2}^{(0)} k_1 r(t - nT) \quad (4.19)$$

$$s_2(t) = \sum_n c_n^{(0)} c_{n-2}^{(0)*} c_{n-3}^{(0)} k_2 r(t - nT), \quad (4.20)$$

Logo, a estrutura de emissão genérica é formada por um modulador OQPSK não linear que gera os  $N$  sinais constituintes, seguido por um conjunto de  $N$  ramos de amplificação em paralelo, onde cada sinal é amplificado isoladamente. Posteriormente, os sinais resultantes da amplificação são combinados de forma a gerar o sinal OQPSK não linear total. Um exemplo de estrutura de emissão, encontra-se visualizado na figura 4.3.

Quando são considerados  $N$  amplificadores em separado, torna-se necessário ter em conta as diferenças que vão existir no seu comportamento devido à falta de precisão dos materiais.

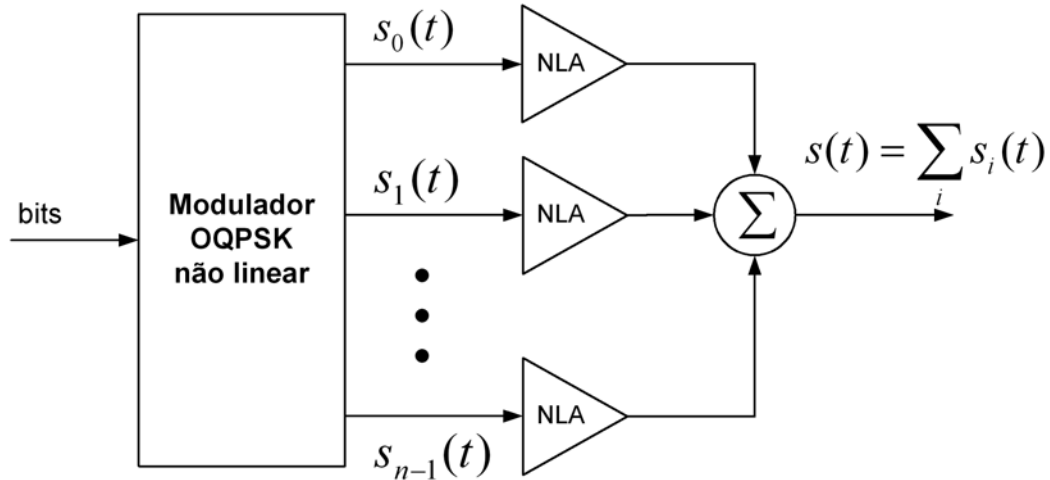


Figura 4.3: Estrutura de emissão genérica com método de linearização proposto.

As diferenças entre os amplificadores podem ser verificadas a nível do ganho e da fase. As diferenças de fase podem ocorrer quando os sinais chegam à entrada do combinador com diferentes atrasos, fazendo com que os dois sinais QAM associados a cada um dos ramos sofram diferentes valores de rotação. Esta diferença de rotação nos sinais QAM irá provocar distorção no sinal M-OQAM gerado após o combinador. Do mesmo modo, as diferenças verificadas entre ganhos dos amplificadores também irão degradar a performance do esquema, nomeadamente tratando-se de constelações de ordem superior.

Logo, podem-se considerar erros do tipo:

- erro de fase entre amplificadores;
- erro de ganho entre amplificadores;
- erro de fase interno entre componente em fase e componente em quadratura.

Nas secções seguintes são estudados casos específicos na presença de erros de fase e ganho entre os amplificadores.

### 4.3 Exemplos de esquemas de amplificação linearizados.

Mesmo que se recorra a pulsos que garantam envolvente quase constante ou constante dos sinais constituintes, desajustes entre as fases e ganhos dos amplificadores em paralelo podem afectar o desempenho do sinal TC-OQAM resultante. Desequilíbrios de fase têm impacto no desempenho e podem ocorrer quando ambos os sinais apresentam atrasos distintos na entrada do combinador. Nestas condições as constelações QAM associadas a cada um dos ramos sofrem rotações distintas das quais resulta a conseqüente distorção da constelação MQAM obtida na saída do combinador. Além deste efeito, desequilíbrios entre os ganhos dos amplificadores usados em paralelo também podem comprometer o desempenho do sistema e ter um efeito tanto maior quanto maior for a ordem da constelação. Logo, a aplicação da técnica de linearização pode ser acompanhada por uma optimização da forma dos pulsos, associados a cada uma das componentes do sinal, de forma a reforçar a robustez face a estes efeitos. Por conseguinte, nesta secção é avaliado o impacto destes factores nos sinais não lineares codificados OQPSK para um conjunto de pulsos de formas distintas.

Vamos considerar um transmissor com um modulador do tipo OQPSK seguido por dois amplificadores não-lineares em paralelo e um combinador, conforme mostra a figura 4.4. Na saída do modulador, os dois sinais OQPSK, com apenas uma componente linear não-nula, são amplificados separadamente e posteriormente combinados para construir a constelação 16-OQAM. Os sinais derivados do formato OQPSK são caracterizados por terem apenas uma única componente linear não nula, isto é:

$$x^{(0)} = k_0 \cdot r(t - T) \tag{4.21}$$

$$x^{(1)} = k_1 \cdot r(t) \tag{4.22}$$

Neste caso, os pulsos  $x^{(0)}$  e  $x^{(1)}$  que constituem o sinal OQPSK são amplificados de forma independente. Posteriormente os dois sinais amplificados são combinados para formar um sinal com constelação 16-OQAM tal como mostra a figura 4.4.

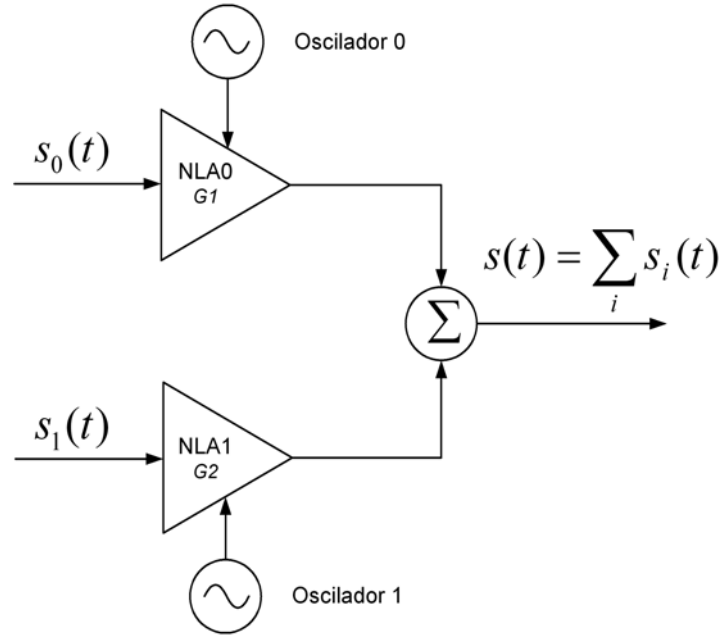


Figura 4.4: Diagrama de blocos do transmissor.

Considerando um desvio de fase nos amplificadores de  $\alpha_0$  e  $\alpha_1$  podemos definir o ganho total depois da amplificação como:

$$\alpha_0^2 P_0 + \alpha_1^2 P_1 \quad (4.23)$$

em que  $P_0$  e  $P_1$  representam a potência dos sinais de entrada  $s_0(t)$  e  $s_1(t)$  respectivamente. O erro devido ao desequilíbrio entre os ganhos é representado por  $\frac{\alpha_0^2}{\alpha_1^2}$ .

#### 4.4 Resultados numéricos.

Para efeitos de simulação considera-se um pulso baseado no pulso 2, definido na subsecção 3.2.1, e o pulso referente a um sinal MSK. Relativamente aos pulsos definidos no capítulo anterior, o pulso agora considerado é otimizado de forma a garantir um espectro mais compacto. Dado que o sinal MSK tem uma envolvente constante, é imune a uma amplificação com não

linearidade SSPA. No entanto, é igualmente sensível aos efeitos de eventuais desequilíbrios de fase e ganho entre amplificadores.

Para efeitos de simulação, consideram-se novamente dois sinais OQPSK diferentes,  $s_0(t)$  e  $s_1(t)$ , cada um com apenas uma componente linear e com envolvente complexa caracterizada por (4.6) e (4.7), respectivamente. Os pulsos  $x^{(0)}(t)$  e  $x^{(1)}(t)$  são caracterizados da seguinte forma:

$$x^{(0)}(t) = k_0 r(t - T) \quad (4.24)$$

$$x^{(1)}(t) = k_1 r(t), \quad (4.25)$$

onde a forma do pulso  $r(t)$  pode ser um pulso MSK ou o pulso definido por

$$r(t) = \frac{1}{2} e^{-\frac{(t/(\sigma_i T))^2}{2}} [2 - \cos(3t)] \text{rect}\left(\frac{t}{2T}\right), \quad (4.26)$$

com  $\sigma_i = 0.15$ ,  $i = 0, 1$  e coeficientes de valor real  $k_0$  e  $k_1$ . Na fig. 4.5 são mostradas as formas dos pulsos adoptados para efeitos de simulação.

Quando  $k_0 = 1$  e  $k_1 = -2$  o esquema resultante é equivalente ao esquema TC-16OQAM simétrico definido no capítulo 2, com  $\Delta = 0.0$ , e tem um ganho assintótico de codificação de 2.55 dB. Para  $k_0 = 1$  e  $k_1 = -3$  ou  $k_0 = (1 - \Delta)$  e  $k_1 = -2$ , com  $\Delta = 0.33$ , resulta um esquema TC-OQAM assimétrico equivalente ao esquema assimétrico definido no capítulo 2, com um ganho de codificação de 3.01 dB.

Consideramos dois amplificadores com desequilíbrios de fase entre  $0^\circ$  e  $5^\circ$  e desequilíbrios de ganho entre 0.5 dB e 2.0 dB. Sendo a potência total após a amplificação dada por  $\alpha_0^2 P_0 + \alpha_1^2 P_1$ , onde  $P_0$  e  $P_1$  são a potência dos sinais de entrada  $s_0(t)$  e  $s_1(t)$ , respectivamente, podemos definir o desequilíbrio de ganho como  $\frac{\alpha_0^2}{\alpha_1^2}$ . Nestas condições, há ainda que considerar duas hipóteses correspondentes a  $\alpha_0 < \alpha_1$  e  $\alpha_0 > \alpha_1$  respectivamente.

Os ganhos de codificação do sinal resultante, após o combinador, são usados para avaliar o impacto do desequilíbrio entre os amplificadores na eficiência de potência. Supõe-se também

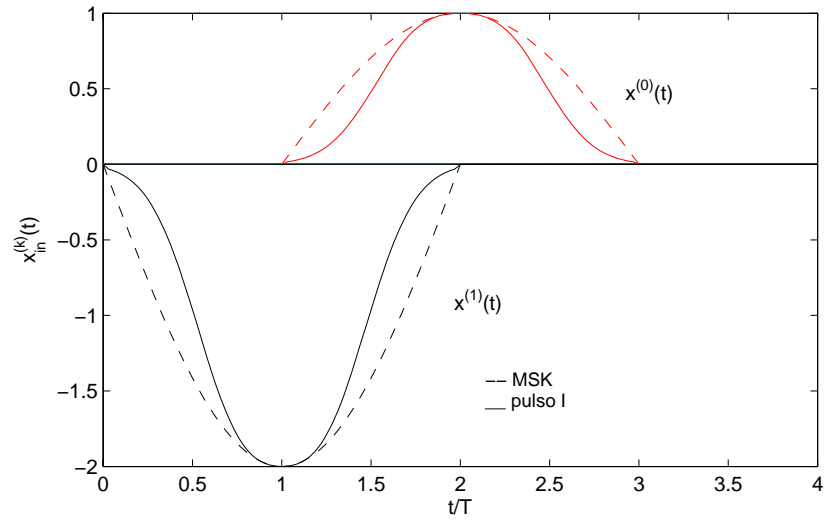


Figura 4.5: Formas de pulso para  $s_0(t)$  e  $s_1(t)$  com  $k_0 = 1$  e  $k_1 = -2$ .

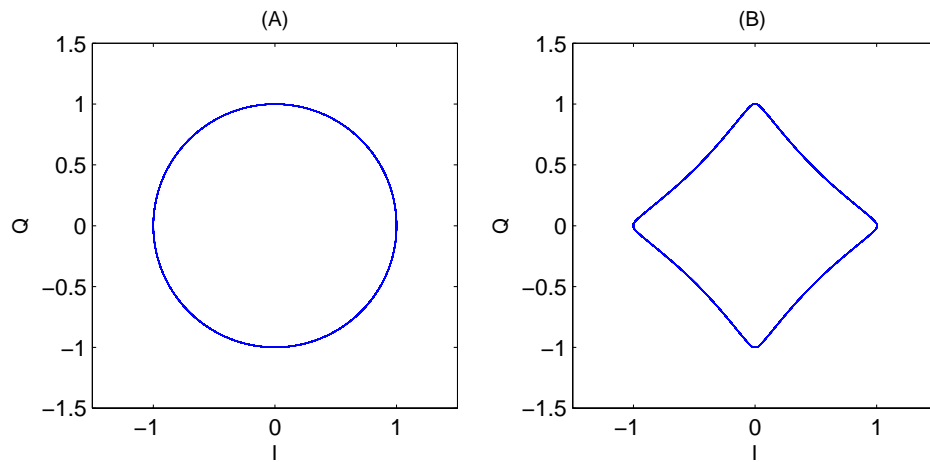


Figura 4.6: Diagramas IQ para  $s_0(t)$  com  $k_0 = 1$ . (A)- MSK (B)- Forma de pulso I



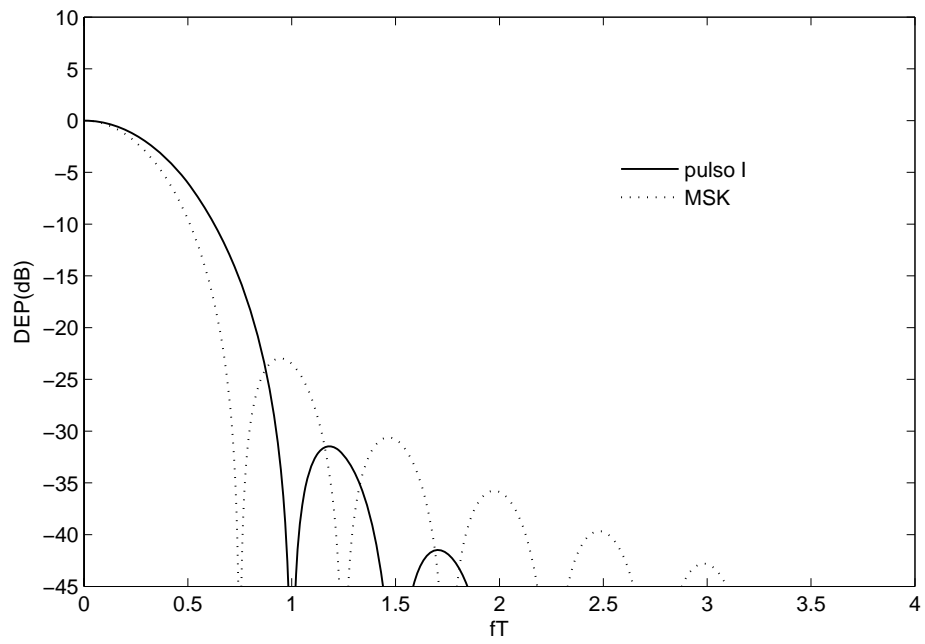


Figura 4.7: DEP para pulsos MSK e forma de pulso adoptado.

um canal AWGN e uma sincronização perfeita em tempo e fase no receptor.

Deve-se salientar que quando é adoptado o pulso MSK, os sinais  $s_0(t)$  e  $s_1(t)$  têm uma envolvente constante, mas um espectro mais largo quando comparados ao espectro associado aos sinais definidos em termos do pulso de (4.26). Estas propriedades são claramente visíveis nas figs. 4.6 e 4.7, onde se podem ver os lobos laterais do sinal MSK. Obviamente, ambos os sinais  $s_0(t)$  e  $s_1(t)$  têm uma envolvente praticamente constante e por isso são imunes aos efeitos não-lineares introduzidos pelo SSPA. Neste caso, o comportamento dos sinais associados a cada ramo assemelha-se a outras modulações de envolvente constante como FQPSK (Feher-patented Quadrature Phase Shift Keying) [29] ou MIL-STD SQPSK (MILitary-STanDard Shaped offset Quadrature Phase Shift Keying) [30].

Para amplificadores com um desequilíbrio de  $\alpha_0 < \alpha_1$ , o desequilíbrio de ganho aumenta a eficiência de potência do sinal resultante após o combinador, devido à introdução de uma assimetria na constelação do sinal. Como podemos ver pelos resultados mostrados na fig. 4.8 referentes ao caso de constelação simétrica, o ganho de potência associado pode atingir 0.45 dB. No entanto, quando  $\alpha_0 > \alpha_1$  o desequilíbrio entre ganhos degrada a eficiência de potência, pois reduz as distâncias da treliça associadas ao código convolucional. Neste caso, apesar da introdução de uma assimetria na constelação resultante, o impacto no perfil de distância do código pode degradar-se em 0.7 dB. Por outro lado, podemos ver a partir dos resultados de 4.9 que os desequilíbrios de fase têm um ligeiro impacto no desempenho de potência (o pior caso corresponde a uma degradação de potência de 0.1 dB).

Como esperado, para ambos os sinais o impacto na eficiência de potência do desequilíbrio entre os ganhos é mais forte que o desequilíbrio de fase entre os dois ramos de amplificação. Quando existe um desequilíbrio de fase, a degradação de potência no pior caso é de 0.1 dB (para o pulso MSK com um desequilíbrio de fase de  $5^\circ$ ). A sensibilidade contra desequilíbrios de ganho e de fase é maior para o sinal OQPSK com base na forma de pulsos de (4.26). Não obstante, estes resultados permitem-nos concluir que as eficiências de potência permanecem praticamente inalteradas.

Com base nos resultados do impacto sobre a eficiência de potência, podemos concluir que o esquema proposto e os sinais do tipo OQPSK que foram seleccionados, são adequados para serem usados na presença de amplificadores não-lineares desequilibrados.

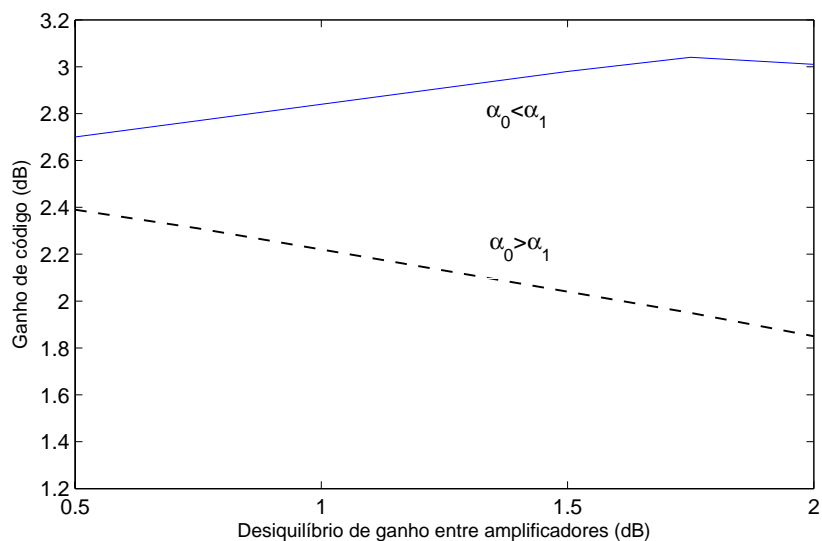


Figura 4.8: Evolução do ganho de codificação com desequilíbrios de ganho.

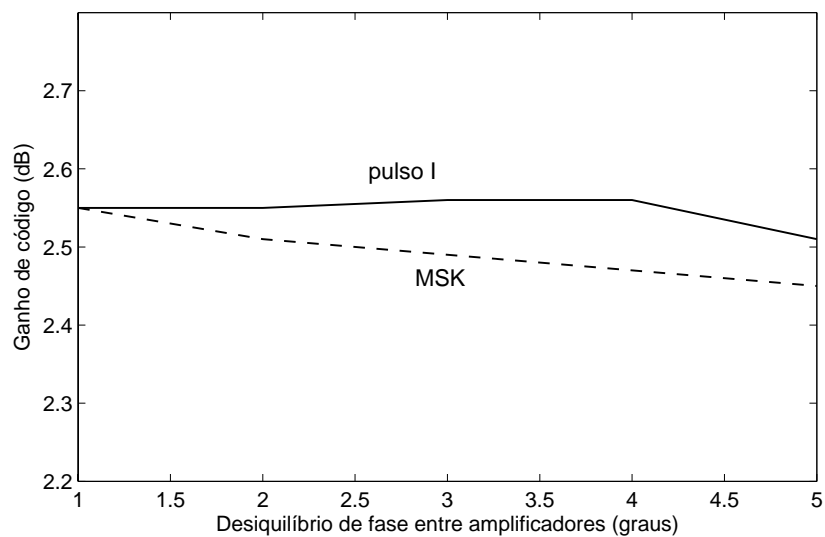


Figura 4.9: Evolução do ganho de codificação com desequilíbrios de fase.

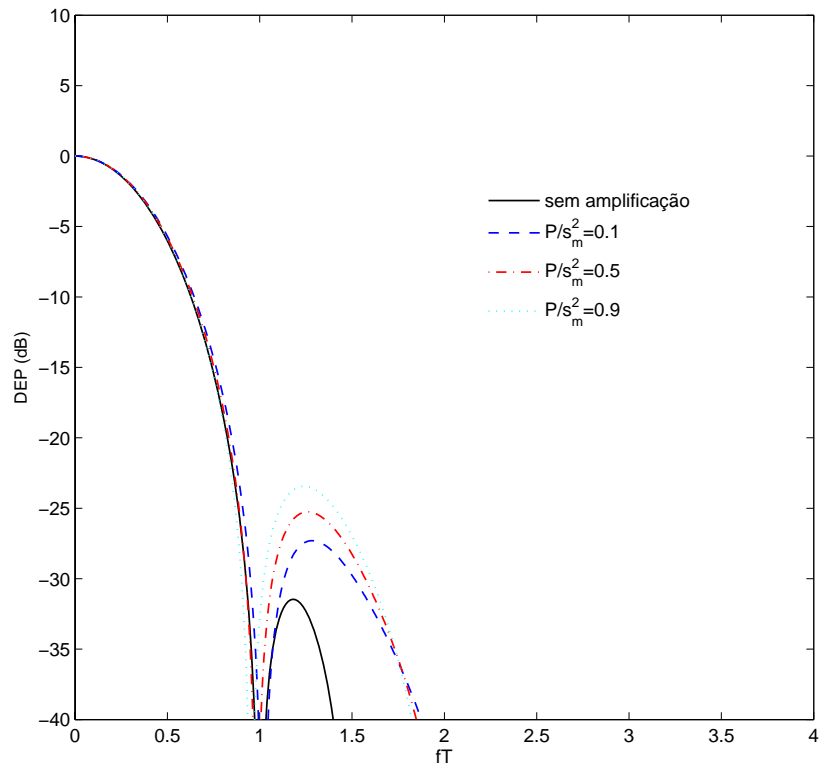


Figura 4.10: DEP na saída do SSPA para  $p=1$ .

Como se pode constatar, a forma do segundo pulso adoptado para fins de simulação permite um espectro compacto à custa da introdução de variações de envolvente. A seguir, consideramos apenas o esquema simétrico e assume-se uma SSPA com  $p = 1$ . Não obstante as variações de envolvente, a partir dos resultados da fig. 4.10, torna-se claro que, para a estrutura do transmissor adoptada, os amplificadores não-lineares podem operar perto da saturação, sem alterações significativas nas eficiências de potência e espectral (este comportamento é evidente na fig. 4.10). O ganho de codificação é praticamente invariável ao longo do intervalo de  $\frac{P_{in}}{s_M^2}$  e a DEP dos esquemas resultantes permanece inalterada para as diferentes condições de amplificação, principalmente para pontos de funcionamento dos amplificadores entre  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.1$  e  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.9$ . Como se pode ver, o espalhamento espectral só se torna significativo perto da saturação (para  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.9$ , existe um ligeiro espalhamento espectral).

## 4.5 Conclusões.

Pode-se concluir que a técnica proposta de linearização para a amplificação de modulações M-QAM, baseada na decomposição do sinal numa soma de sinais OQPSK não lineares quando associada ao desenho adequado de pulsos, permite atenuar os efeitos de amplificadores não balanceados na eficiência de potência do esquema resultante. Demonstrou-se também que além da possibilidade de caracterização analítica dos efeitos não lineares, inerente ao formato não linear OQPSK, que se consegue tirar partido da natureza não linear deste sinais para obter sinais codificados com ganhos de potência e eficiências espectrais praticamente invariantes para os diferentes pontos de funcionamento dos amplificadores. Os resultados apresentados na secção 4.4, confirmam a baixa sensibilidade do desempenho dos esquemas linearizados face a erros de fase e ganho entre os amplificadores. Adicionalmente, verificou-se também que quando não é pretendido maximizar a eficiência espectral, estes esquemas têm envolvente constante e como tal são imunes a efeitos não lineares. Neste caso, pode-se recorrer a pulsos similares aos adoptados no MSK ou mesmo GMSK, sem impacto na eficiência de potência do esquema resultante ou na complexidade do esquema de linearização adoptado.

Saliente-se que o esquema proposto aqui, pode ser estendido a constelações de dimensões diferentes de  $4^n$ , mediante a decomposição dos sinais em componentes OQSPK e BPSK. No entanto, tal extensão sai fora do âmbito do presente trabalho.

# Capítulo 5

## Conclusões

Neste capítulo, é efectuada uma análise aos resultados obtidos neste trabalho e são traçadas as linhas de investigação futuras.

### 5.1 Conclusões gerais

Neste trabalho foram analisados esquemas de codificação e modulação TC-OQAM em termos do seu desempenho face a efeitos não lineares. Numa primeira fase foi estudada, no capítulo 3, uma nova família de pulsos de modulação, com caracterização nomeadamente do seu comportamento face a não linearidades. Conseguiu-se encontrar uma família de pulsos de modulação caracterizada por uma elevada eficiência de potência e eficiência espectral, com desempenho de BER inferior a  $10^{-4}$  para uma  $SNR < 5.5$  dB para  $p = 1$  e  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5$ . No entanto, a optimização dos pulsos não garante imunidade face aos efeitos não lineares introduzidos por um HPA a funcionar na sua zona de saturação, devido à degradação que o sinal sofre nomeadamente a nível espectral e o conseqüente decréscimo do seu desempenho.

No processo de optimização dos pulsos podemos garantir uma maximização das eficiências espectrais e de potência de cada um deles considerados isoladamente. No entanto, o processo

de otimização tem de atender a graus de liberdade adicionais como a eficiência de potência do esquema codificado resultante e a imunidade deste face a efeitos não lineares. Verificou-se que dado o elevado número de graus de liberdade, é difícil assegurar uma otimização simultânea das eficiências de potência e espectral, mantendo reduzido o nível de flutuações de envolvente do esquema não linear OQPSK codificado resultante.

No esquema de amplificação proposto no capítulo 4, baseado na decomposição do sinal OQPSK não linear nas suas componentes lineares, é possível uma amplificação independente de cada uma das componentes. Dado que agora a amplificação é também independente, a otimização dos pulsos pode ser realizada ao nível de cada componente OQPSK. Desta forma consegue-se assegurar uma imunidade quase total face a efeitos não lineares, sem sacrifício das eficiências espectrais e de potência quer das componentes lineares quer do esquema codificado OQPSK não linear resultante da combinação dos sinais à saída dos amplificadores. Os resultados apresentados demonstram que agora a otimização das eficiências de potência e espectrais é garantida sem sacrifício da robustez face a efeitos não lineares, dado que o ganho de codificação mantém-se inalterado para os diferentes pontos de funcionamento do SSPA, independentemente de estar a operar na saturação ou não. No entanto, o andar de amplificação com os amplificadores em paralelo impõe restrições quanto ao desequilíbrio de fase e ganho entre os amplificadores. Da análise efectuada, pode-se avaliar o impacto dos desequilíbrios de fase e de ganho nos sinais resultantes. Como se pode constatar, os desequilíbrios de ganho, no caso dos sinais simétricos, podem induzir uma melhoria do ganho e consequentemente do desempenho devido à introdução de uma assimetria na constelação resultante. No entanto, desequilíbrios de fase têm um impacto negativo mais forte para os diversos tipos de pulsos e esquemas analisados. Face aos resultados obtidos torna-se evidente a necessidade de estender no futuro o presente estudo no que respeita aos seguintes pontos:

- Análise do impacto de erros de fase entre componente em fase e componente em quadratura e consequente interferência IQ;
- Análise de técnicas de compensação da interferência IQ resultante do desequilíbrio de



fase;

- Optimização dos pulsos no que respeita a robustez face a erros de fase;
- Extensão da presente análise e método de amplificação a outras famílias de pulsos de outras constelações representáveis na forma de combinações de sub constelações OQPSK e BPSK.



# Bibliografia

- [1] L. Hanzo, T. Liew e B. Yeap. *Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding over Transmission over Fading Channels*. Wiley, 2002.
- [2] E. Grayver e P. Santacruz. Effect of Nonlinear Amplification on Turbo Coding Gain. *IEEE Aerospace Conference*, Marco de 2006.
- [3] G. Ungerboeck. Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets: Part I. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 25(2):pags. 5–11, Fevereiro de 1987.
- [4] G. Ungerboeck. Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets: Part II. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 25(2):pags. 12–21, Fevereiro de 1987.
- [5] A. Gusmão, V. Gonçalves e N. Esteves. A Novel Approach to Modelling of OQPSK-Type Digital Transmission over Nonlinear Radio Channels. *IEEE Journal on Select. Areas Communications*, Vol. 15(4):pags. 647–655, Maio de 1997.
- [6] P. Montezuma. *Técnicas de Modulação Codificada para Transmissão Digital Via Rádio*. Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade de Lisboa, 2007.
- [7] C. Shannon. A Mathematical Theory of Communication. *The Bell System Technical Journal*, Vol. 27:pags. 379–423, 623–656, Julho, Outubro de 1948.
- [8] B. Evans. *Satellite Communication Systems*. The Institution of Electrical Engineers, London, United Kingdom, 1999.

- [9] C. Salema. *Feixes Hertzianos*. IST Press, 1998.
- [10] D. Dalglish. *An Introduction to Satellite Communications*. Peter Peregrinus Ltd, London, United Kingdom, 1989.
- [11] F. Huang. *Evaluation of Soft Output Decoding for Turbo Codes*. Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 1997.
- [12] R. M. Fano. A Heuristic Discussion of Probabilistic Decoding. *IEEE Transf. Information Theory*, Vol. IT-9(2):pags. 64–73, Abril de 1963.
- [13] A. Viterbi. Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 13:pags. 260–269, Abril de 1967.
- [14] C. Fleming. A Tutorial on Convolutional Coding with Viterbi Decoding. *Spectrum Applications*, 1999.
- [15] Y. S. Han e P. N. Chen. *Encyclopedia of Telecommunications: Sequential Decoding of Convolutional Codes*. John Proakis, 2002.
- [16] C. Schlegel e L. Pérez. *Trellis and Turbo Coding*. IEEE Press, 2004.
- [17] G. Ungerboeck. Channel Coding with Multilevel/Phase Signals. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 28:pags. 55–67, Janeiro de 1982.
- [18] R. Azevedo e F. Aquino. Simulação de um Modulador OQPSK para Comunicação Via Satélite. *Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará*, 2009.
- [19] J. Proakis e D. Manolakis. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications*. Prentice Hall, 2006.
- [20] IN-SNEC. Self Redundant SSPA - the best solution for earth stations. *Technical Note MMO-824*, Novembro de 2002.

- [21] C. Rapp. Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a Digital Sound Broadcasting Signal. *Proc. of the Second European Conference on Satellite Communications*, Outubro de 1991.
- [22] P. Montezuma, R. Dinis e M. Luzio. Analytical Characterization of Nonlinearly Distorted TC-OQAM Signals. *3rd International Conference on Signal Processing and Communication Systems*, 2009.
- [23] P. Montezuma e A. Gusmão. Design of TC-OQAM Schemes Using a Generalised Nonlinear OQPSK-type Format. *IEE Elect. Letters*, Vol. 35(11):pags. 860–861, Maio de 1999.
- [24] D. C. Cox. Linear Amplification with Nonlinear Components. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 22(12):pags. 1942–1945, Dezembro de 1974.
- [25] A. Saleh. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of twt Amplifiers. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-29:pags. 1715–1720, Novembro de 1981.
- [26] G. Santella e F. Mazzenga. A Model for Performance Evaluation in M-QAM-OFDM Schemes in Presence of Nonlinear Distortions. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2:pags. 830–834, Julho de 1995.
- [27] M. T. Le e L. Thibault. Performance evaluation of COFDM for digital audio broadcasting part ii: Effects of HPA nonlinearities. *IEEE Trans. Broadcast.*, Vol. 44(2):pags. 165–171, Junho de 1998.
- [28] J. Boccuzzi. Performance evaluation of nonlinear transmit power amplifiers for North American digital cellular portables. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 44(2):pags. 220–228, Maio de 1995.
- [29] P. S. K. Leung e K. Feher. F-QPSK - A Superior Modulation Technique for Mobile and Personal Communications. *IEEE Trans. Broadcast.*, Vol. 39:pags. 288–294, Junho de 1993.

- [30] T. J. Hill. A Non-Proprietary, Constant Envelope, Variant of Shaped Offset QPSK (SOQPSK) for Improved Spectral Containment and Detection Efficiency. *IEEE MILCOM Conference Record*, Vol. 1: pags. 347–352, Outubro de 2000.

## Apêndice A

# Pulsos de suporte para constelações simétricas.

Na figura A.1 são mostrados os efeitos de um SSPA nas constelações simétricas obtidas a partir dos pulsos de suporte dos casos 1 e 3, nomeadamente quando  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5$ ,  $p = 1.0$  (figura A.1) e quando  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5$ ,  $p = 5.0$  (figura A.2).

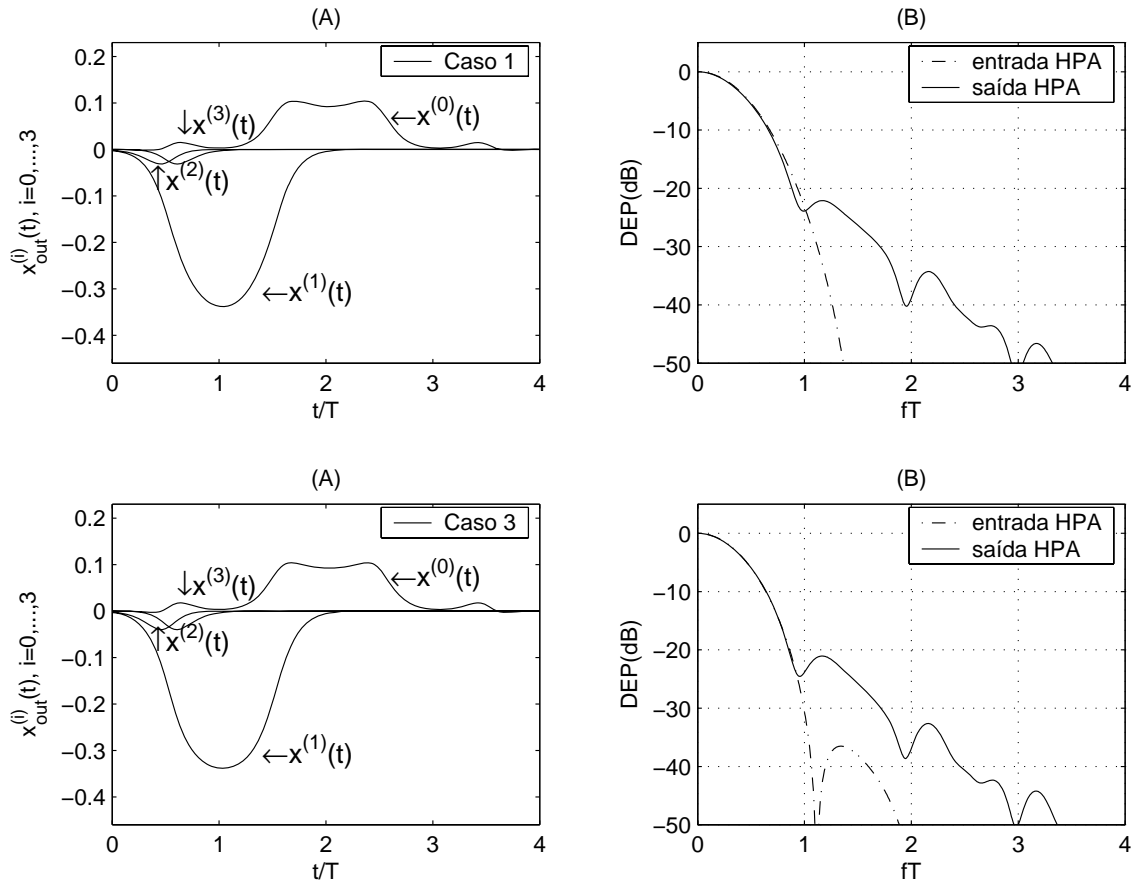


Figura A.1: Pulsos de suporte para os casos 1 e 3 com SSPA ( $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5, p = 1.0$ ).



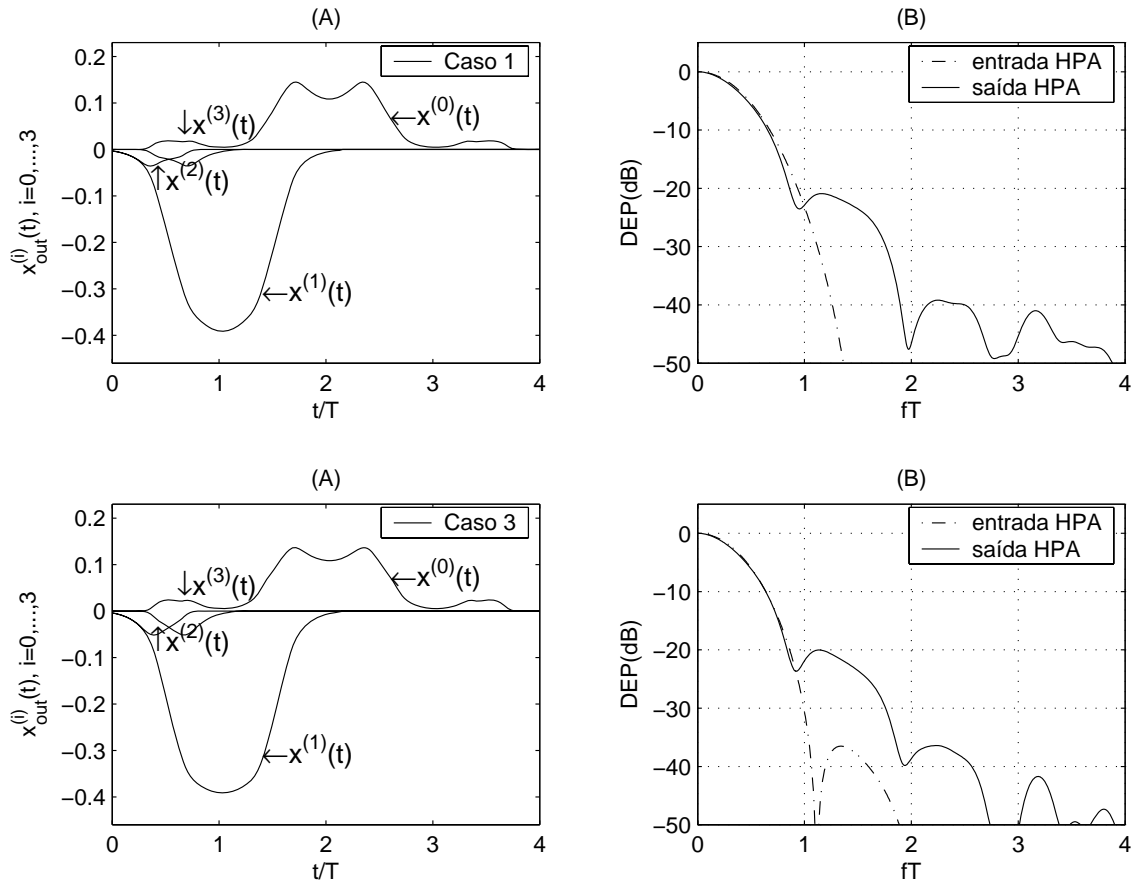


Figura A.2: Pulsos de suporte para os casos 1 e 3 com SSPA ( $\frac{P_{in}}{s_M^2} = 0.5, p = 5.0$ ).



## Apêndice B

# Desempenho à saída de SSPA.

As figuras B.1 e B.2 mostram a evolução do desempenho de esquemas codificados TC-OQAM para cada um dos quatro casos considerados, em função de  $\frac{P_{in}}{s_M^2}$  (com  $p = 1$  e  $p = 5$ ).

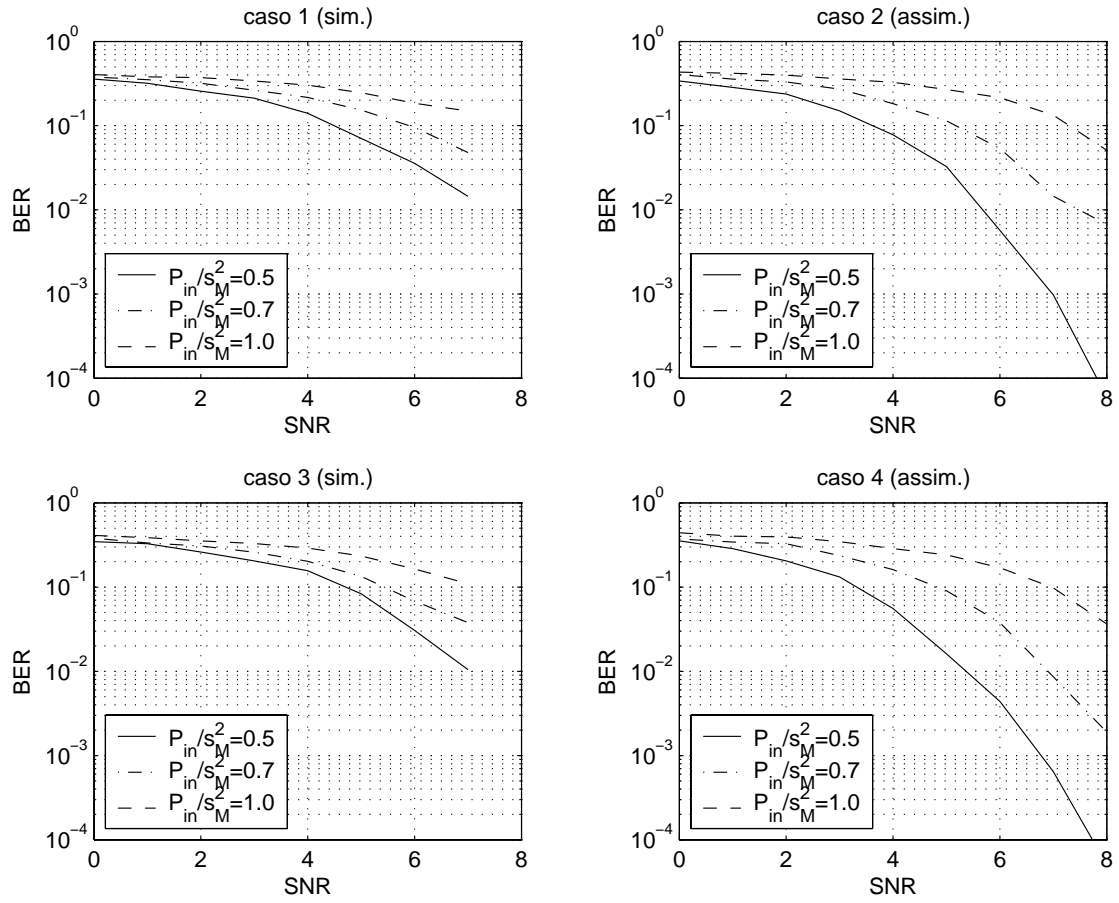


Figura B.1: Desempenho quando  $p = 1.0$  para os casos 1 a 4 à saída de um SSPA.

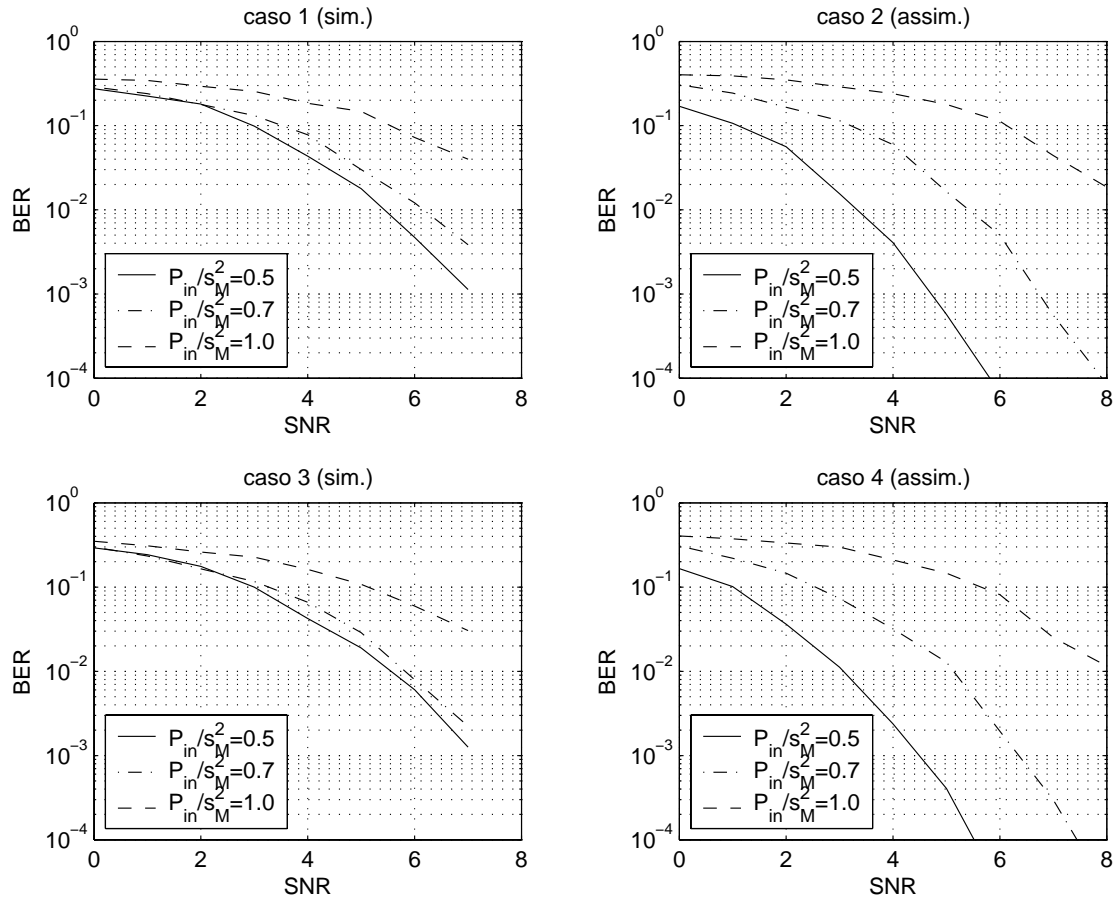


Figura B.2: Desempenho quando  $p = 5.0$  para os casos 1 a 4 à saída de um SSPA.



## Apêndice C

# Desempenho à saída de SSPA em função de $\frac{P_{in}}{s_M^2}$ .

A figura C.1 mostra a comparação dos desempenhos dos quatro casos para diversos pontos de funcionamento do amplificador, considerando um SSPA com  $p = 1.0$  e  $\frac{P_{in}}{s_M^2}$  com valores entre 0.1 e 0.6.

A figura C.2 mostra os resultados de desempenho nas mesmas condições dos apresentados na figura C.1, mas considerando  $p = 5.0$  em vez de  $p = 1.0$ .

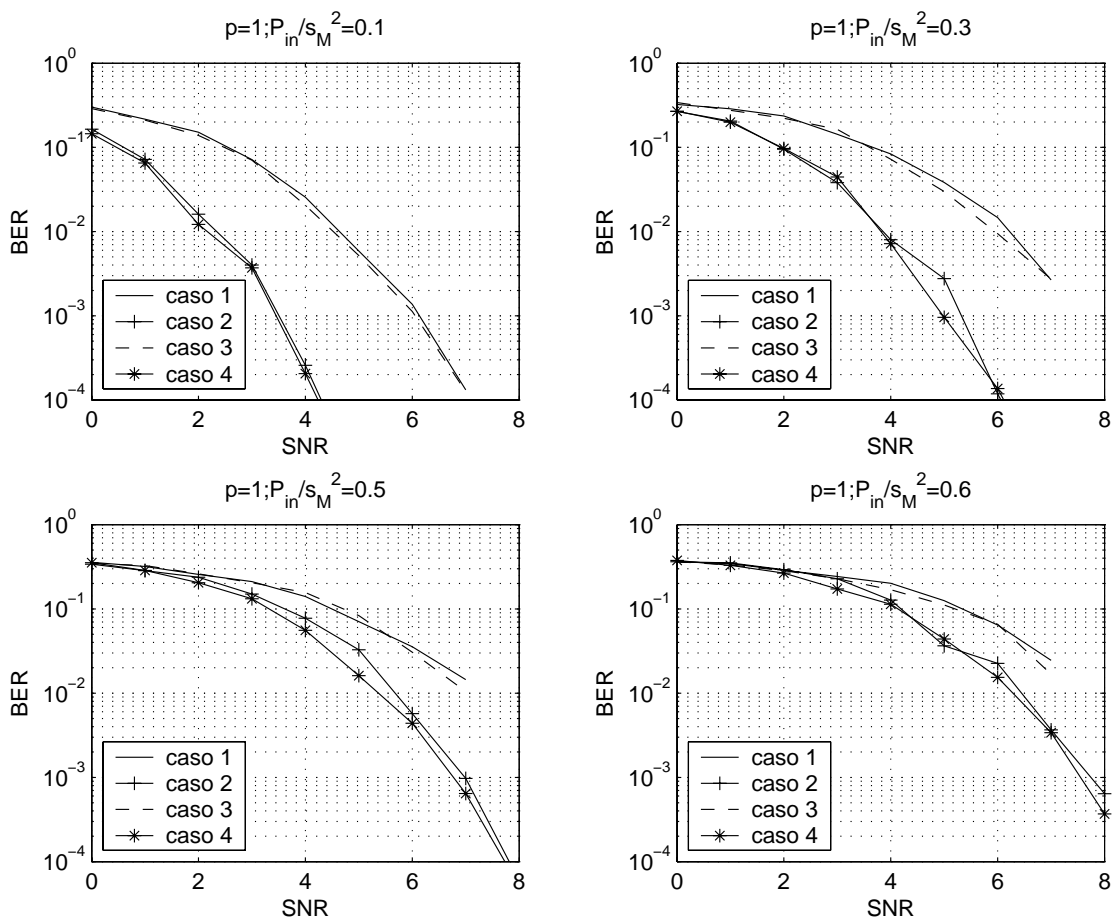


Figura C.1: Desempenho para os casos 1 a 4 à saída de um SSPA quando  $p = 1.0$  e  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = \{0.1, \dots, 0.6\}$ .



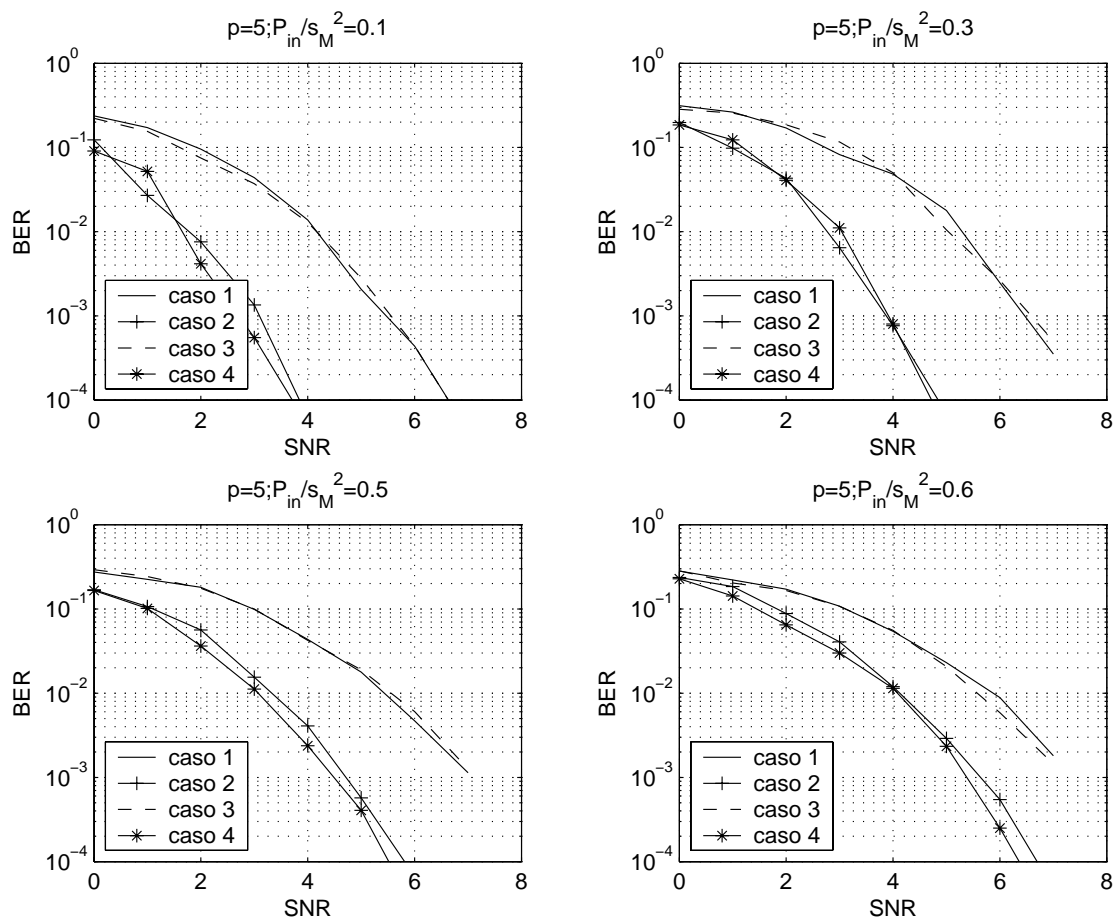


Figura C.2: Desempenho para os casos 1 a 4 à saída de um SSPA quando  $p = 5.0$  e  $\frac{P_{in}}{s_M^2} = \{0.1, \dots, 0.6\}$ .