



Universidade de Aveiro
2006

Departamento de Electrónica,
Telecomunicações e Informática

**Rui Pedro
de Oliveira Alves**

**Técnicas de Codificação para
Sistemas Sem Fios por Infravermelhos**



Universidade de Aveiro
2006

Departamento de Electrónica,
Telecomunicações e Informática

**Rui Pedro
de Oliveira Alves**

Técnicas de Codificação para Sistemas Sem Fios por Infravermelhos

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Electrotécnica, realizada sob a orientação científica do Doutor Atilio Manuel da Silva Gameiro, professor associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

Dedicatórias

Aos meus Pais e à Mónica que me fizeram crer que “*as coisas aparentemente impossíveis são apenas difíceis*”.

À memória dos meus Avós, a quem o “tempo” não permitiu verem o neto Doutor.

Citações

“Herrar e umano”.

A investigação científica fruto da inteligência humana visa a busca da verdade e a correção dos erros cometidos.

“Errar é humano”.

“That which does not kill you, only makes you stronger”, Friedrich Nietzsche.

O Júri

Presidente: Doutor Carlos Fernandes da Silva
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Orientador: Doutor Atílio Manuel da Silva Gameiro
Professor Associado da Universidade de Aveiro

Doutor Rui Jorge Morais Tomaz Valadas
Professor Associado da Universidade de Aveiro

Doutor Adriano Jorge Cardoso Moreira
Professor Associado da Universidade do Minho

Doutor Cipriano Rogério Alves Tavares Lomba
Investigador na EFACEC - Lisboa

Doutor Luís Miguel da Silva Carvalho de Moura
Professor Auxiliar da Universidade do Algarve

Agradecimentos

Quero aqui expressar a minha profunda e sincera gratidão a todos aqueles que, de algum modo, contribuíram para a realização desta Tese.

Ao Professor Atilio Gameiro, meu Orientador Científico, pela oportunidade e condições que me proporcionou para a realização deste trabalho, pela disponibilidade que sempre apresentou, e pela motivação que me transmitiu principalmente nas alturas de maior desânimo. Agradeço-lhe, também, por todos os conhecimentos que me transmitiu e pelo acompanhamento e revisão atenta que concedeu a esta tese. Os méritos deste trabalho são com ele compartilhados, tendo sido para mim um privilégio ser orientado por alguém de tão elevada competência científica.

Ao Professor Rui Valadas, que durante a primeira fase deste trabalho, como coordenador do projecto IRWLAN, participou na minha orientação científica. Agradeço-lhe a oportunidade que me deu para integrar a equipa técnica deste projecto, e nesse âmbito realizar os trabalhos de Doutoramento.

Ao Engenheiro António Tavares pela disponibilidade para discutir e trocar ideias sobre os sistemas de infravermelhos.

À Universidade de Aveiro pela possibilidade de realizar este trabalho.

Ao Instituto de Telecomunicações - Pólo de Aveiro, a minha instituição de acolhimento, pelo apoio fornecido e pela disponibilização dos seus recursos materiais e humanos.

À Fundação para a Ciência e Tecnologia (FCT), pelo apoio financeiro prestado, tendo-me concedido uma bolsa de Doutoramento no âmbito do programa PRAXIS XXI.

À Fundação Luso-Americana para o Desenvolvimento (FLAD) pelo apoio financeiro, na forma de bolsas de curta duração, as quais permitiram a apresentação de alguns artigos em conferências internacionais.

Aos meus Pais, por tudo. Ao meu Irmão, por que sim. De forma muito especial ao Vovô e à Vovó, por terem sido “simplesmente” admiráveis.

À Mónica, minha namorada e melhor amiga, pelo estímulo constante para ser(mos) cada vez melhor(es). Obrigado pela paciência, pelo carinho e pela dedicação.

A todos os outros familiares, colegas e amigos, que de forma directa ou indirecta me ajudaram a terminar esta tese.

Palavras-chave

Infravermelhos, sem-fios, modulação da posição do pulso (PPM), trellis-coded modulation (TCM), ganho de codificação, adaptação de taxas de transmissão.

Resumo

Este trabalho insere-se na área de comunicações sem fios por infravermelhos. Os elevados níveis de ruído presente nos ambientes de trabalho e a grande variação espácio-temporal do canal de comunicação, bem como as limitações de potência de sinal por motivos de segurança, condicionam o desempenho deste tipo de comunicações. Existe desta forma uma notória necessidade de investigar técnicas de processamento que combatam as adversidades dos canais de comunicação e permitam obter melhores desempenhos.

A escolha da técnica de modulação a usar é determinante no desempenho do sistema. Tendo como base a elevada eficiência de potência do esquema de modulação da posição de um pulso (PPM), foram estudadas outras modulações baseadas em PPM, tais como APPM e OPPM. A avaliação comparativa das várias propostas de modulação incluem parâmetros como eficiência de potência, eficiência espectral e complexidade de implementação.

Uma das técnicas de processamento de sinal passíveis de incrementar o desempenho das comunicações é a introdução de codificação utilizando códigos correctores de erros. Para as várias modulações em estudo é feita uma avaliação do seu desempenho com codificação calculando a capacidade de canal para cada modulação. São analisadas as técnicas mais convencionais de codificação como os códigos de blocos e os códigos convolucionais. Por forma a tentar aumentar os ganhos de codificação são estudadas técnicas conjuntas de modulação e codificação recorrendo a códigos TCM, fazendo uma pesquisa computacional dos melhores códigos TCM para algumas das modulações propostas. Uma vez mais é efectuado um estudo comparativo dos desempenhos alcançados com sistemas sem codificação usando PPM e os sistemas com codificação TCM usando as modulações baseadas em PPM, ou seja as modulações APPM e OPPM.

Os desempenhos dos esquemas TCM propostos são avaliados em cenários próximos de uma implementação prática, nomeadamente, na avaliação de alguns sistemas de comunicação com adaptação das taxas de transmissão e em ambientes com dispersão multipercurso estudando o efeito da interferência entre-símbolos induzida.

Este estudo integrou-se no projecto de investigação IRWLAN e apresenta parte do trabalho de dimensionamento e projecto do mecanismo de adaptação de taxas de transmissão.

Keywords

Infrared, wireless, pulse position modulation (PPM), trellis-coded modulation (TCM), coding gain, transmission rate adaptation.

Abstract

This work approaches the area of infrared wireless communications. Once the indoor office environment is populated with unregulated sources of light, creating a variable and noisy environment, the power consumption and eye safety concerns limit the average transmitter power. These conditions govern the optical link design making it a demanding task. Thus, there is a necessity on the processing techniques research able to fight the communication channel adversities and allow getting better performances.

An accurate choice of the modulation technique to use is determinative in the system performance. The high average-power efficiency of pulse position modulation (PPM) schemes, motivated the study of other modulations based on PPM, such as APPM and OPPM. The comparative evaluation of these modulation proposals includes parameters as power efficiency, spectral efficiency and implementation complexity.

One possible signal processing technique to improve the wireless infrared communications performance is the appliance of error correction codes. The performance capabilities, when coding is used with the modulations in study, are evaluated resorting to the channel capacity calculations. The use of conventional coding techniques, like convolutional and block codes, is analysed. But the classical separation of coding and modulation requires some bandwidth expansion, what may be unacceptable when the channel is bandwidth constrained. In these cases, one should combine the modulation and coding schemes accordingly TCM. In order to access the coding profits of APPM and OPPM schemes with TCM codes, relatively uncoded PPM systems, computational research of best codes are made.

The performance for the proposed TCM codes is evaluated in near reality cenaries, namely, evaluating some multirate adaptive systems and considering the effects of inter-symbol interference induced by dispersion in multipath channels.

The definition and design work for the transmission rate adaptation mechanism done as part of IRWLAN project is reported.

Índice

AGRADECIMENTOS	vii
RESUMO	ix
ABSTRACT	xi
ÍNDICE	xiii
LISTA DE ACRÓNIMOS	xvi
1. INTRODUÇÃO	1
1.1 Introdução	1
1.2 As redes sem fios	2
1.2.1 Classificação das redes sem fios	4
1.2.2 Tecnologias e normas das redes sem fios	7
1.3 Tecnologia óptica <i>versus</i> tecnologia rádio	13
1.4 As redes WLAN por Infravermelhos	15
1.4.1 Processos de normalização.....	15
1.4.2 Aplicações comerciais.....	17
1.5 Enquadramento e Objectivos	18
1.6 Contribuições originais	20
1.7 Estrutura da tese	20
2. CARACTERIZAÇÃO DOS SISTEMAS DE TRANSMISSÃO POR INFRAVERMELHOS EM ESPAÇO LIVRE	23
2.1 Introdução	23
2.2 Aspectos fundamentais da ligação física por Infravermelhos	24
2.2.1 Terminologia.....	24
2.2.2 Dispositivos ópticos e optoelectrónicos	25
2.2.3 Identificação dos problemas envolvidos em Infravermelhos.....	27
2.3 Modelização da ligação de Infravermelhos.....	30
2.4 Técnicas de modulação para Infravermelhos	32
2.4.1 A modulação OOK-NRZ	36
2.4.2 A modulação PPM	37
2.4.3 A modulação OPPM	41
2.4.4 A modulação APPM	42
2.4.5 Comparação de desempenhos	44
2.4.6 Largura de banda.....	47
2.5 Resumo.....	53
3. CODIFICAÇÃO EM SISTEMAS POR INFRAVERMELHOS	55

3.1	Introdução.....	55
3.2	Capacidade de canal	56
3.3	Técnicas de correcção de erros “convencionais”	60
3.3.1	Códigos de repetição (Gfeller)	60
3.3.2	Códigos de blocos	61
3.3.3	Códigos convolucionais	62
3.4	Técnicas conjuntas de modulação e codificação - TCM	73
3.4.1	Fundamentos das técnicas TCM	74
3.4.2	Avaliação de desempenho de esquemas TCM.....	82
3.5	Resumo.....	88
4.	CÓDIGOS TCM COM APPM.....	91
4.1	Introdução.....	91
4.2	Estrutura dos codificadores	91
4.3	Síntese de códigos TCM com APPM.....	95
4.4	Resultados numéricos.....	101
4.4.1	Ganho de codificação assíntótico	101
4.4.2	Simulações dos sistemas	106
4.4.3	Característica “Ganho de codificação / Requisito de LB”	107
4.5	Codificação com modulações APPM assimétricas	108
4.6	Resumo.....	112
5.	CÓDIGOS TCM COM OPPM	113
5.1	Introdução.....	113
5.2	Técnicas de modulação OPPM eficientes	113
5.3	Síntese de códigos TCM com OPPM.....	116
5.4	Resultados numéricos.....	120
5.4.1	Ganho de codificação assíntótico	120
5.4.2	Simulações dos sistemas	125
5.4.3	Característica “Ganho de codificação / Requisito de LB”	127
5.5	Comparação entre os sistemas OPPM e APPM codificados.....	129
5.6	Resumo.....	131
6.	CENÁRIOS PRÁTICOS COM TCM	133
6.1	Introdução.....	133
6.2	TCM em sistemas com adaptação de velocidades.....	133
6.2.1	Sistemas e cenários	135
6.2.2	Definição de medidas de desempenho	137
6.2.3	Desempenho dos sistemas com adaptação de velocidades.....	139
6.3	TCM em canais com Interferência Entre Símbolos.....	141
6.3.1	Modelos do canal e do ruído	141
6.3.2	Descrição dos sistemas simulados.....	143
6.3.3	Desempenho dos sistemas com codificação TCM	145
6.4	Resumo.....	153
7.	CONTRIBUIÇÕES PARA O PROJECTO DE UM SISTEMA POR INFRAVERMELHOS	155
7.1	O projecto IRWLAN.....	155
7.2	Definição de um conjunto de taxas de transmissão	156

7.3 O sistema com filtragem adaptativa	165
7.4 O sistema com códigos correctores de erros	166
8. CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO	169
8.1 Conclusões	169
8.2 Trabalho Futuro	171
APÊNDICES	173
A1. Regras de detecção MAP e MV	173
A2. Expressões da probabilidade de erro	175
A3. Expressões da densidade espectral de potência.....	180
A4. Capacidade de canal.....	187
A5. Condição de Regularidade de códigos TCM com modulações APPM e OPPM	195
A6. Expressões dos Ganhos dos códigos TCM.....	203
A7. Simulação – aspectos adicionais	206
BIBLIOGRAFIA:	211

Lista de Acrónimos

AM	<i>Amplitude Modulation</i>
APD	<i>Avalanche PhotoDiode</i>
APPM	<i>Amplitude and Pulse Position Modulation</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BAN	<i>Body Area Network</i>
CCK	<i>Complementary Code Keying</i>
CGU	Códigos Geometricamente Uniformes
<i>chip</i>	menor divisão temporal usada nos circuitos do sistema e por isso definidor da largura de banda necessária; na modulação de impulso PPM corresponde a cada uma das posições possíveis para transmitir o impulso
COSSAP	Produto de software comercial da Synopsys (http://www.synopsys.com/) constituído por um conjunto de ferramentas de análise e processamento de sinal digital, desenvolvido para projectar e simular sistemas representados por diagramas de blocos hierárquicos. Teve uma evolução para o software “CoCentric SystemC”.
QQR	Códigos Quase-Regulares
CRForte	Códigos de Regularidade Forte (SRC – <i>Strong Regularity Codes</i>)
CRfraca	Códigos de Regularidade fraca (WRC – <i>Weak Regularity Codes</i>)
CSMA/CA	<i>Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance</i>
CZW	Códigos Zehavi Wolf
DAPPM	<i>Differential Amplitude Pulse-Position Modulation</i>
DPIM	<i>Digital Pulse Interval Modulation</i>
DPIAM	<i>Digital Pulse Interval and Amplitude Modulation</i>
DPIWM	<i>Digital Pulse Interval and Width Modulation</i>
DCF	<i>Distributed Coordination Function</i>
DEP	Densidade Espectral de Potência
DETUA	Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro, o nome foi alterado durante o ano de 2006, sendo a designação actual do Departamento: DETIUA
DETIUA	Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro
d_{free}	distância livre
DPPM	<i>Differential Pulse Position Modulation</i>
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
ED	Espectro de distâncias
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>

FHSS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FOV	<i>Field-Of-View</i>
Gcod	Ganho de CODificação
GUA	<i>Geometrically Uniform Algorithm</i>
GUZWA	<i>Geometrically Uniform Zehavi Wolf Algorithm</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IEM	Interferência Electromagnética
IES	Interferência Entre Símbolos
iid	independente e identicamente distribuídos
IR	<i>Infrared</i>
IrDA	<i>Infrared Data Association</i>
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
IT	Instituto de Telecomunicações
IV	InfraVermelhos
LAN	<i>Local Area Network</i>
LASER	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LB	Largura de Banda
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MAC	<i>Media Access Control</i>
MAP	<i>Maximum-A-Posteriori</i>
MAN	<i>Metropolitan Area Network</i>
MANET	<i>Mobile Ad-hoc NETwork</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MLSD	<i>Maximum Likelihood Sequence Detector</i>
MV	Máxima Verosimilhança
NRBI	<i>Non Return to zero with Bit Insertion</i>
NRZ	<i>Non Return to Zero</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
OOK	<i>On Off Keying</i>
OPPM	<i>Overlapping Pulse Position Modulation</i>
OSI	<i>Open Systems Interconnection</i>
PEB	Probabilidade de Erro de Bit
PEE	Probabilidade de Eventos de Erro
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PAN	<i>Personal Area Network</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PDA	<i>Personal Digital Assistant</i>
PIM	<i>Pulse Interval Modulation</i>
PIN	<i>Positive-Intrinsic-Negative</i>
PPM	<i>Pulse Position Modulation</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>

rms	<i>root mean square value</i> (valor eficaz)
RSR	Relação Sinal-Ruído
RTS/CTS	<i>Request To Send / Clear To Send</i>
RZ	<i>Return to Zero</i>
SIG	<i>Special Interest Group</i>
SS	<i>Spread Spectrum</i>
TCM	<i>Trellis Coded Modulation</i>
TDD	<i>Time-Division Duplex</i>
UWB	<i>Ultra Wide-Band</i>
WAN	<i>Wide Area Network</i>
<i>Wearable Computer</i>	Designação dada a um computador que pode ser usado preso à roupa ou ao próprio corpo, permitindo o seu transporte e utilização em diversas situações.
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WMAN	<i>Wireless Metropolitan Area Network</i>
WMF	<i>Whitened-Matched Filter</i> (filtro branqueador adaptado)

Capítulo 1

1. INTRODUÇÃO

1.1 Introdução

Nos últimos anos tem-se assistido a um crescimento exponencial na utilização de recursos informáticos e de comunicações tanto em ambientes de trabalho como habitacionais. O crescente número de computadores, terminais e outro tipo de equipamentos, bem como o aumento e diversificação dos serviços disponibilizados exigem aos sistemas de comunicação uma expansão em tamanho e em capacidade, i.e. as redes de comunicação têm de ser cada vez mais extensas geograficamente e terem maior largura de banda. Um outro aspecto que se foi gradualmente impondo foi o requisito de mobilidade dos utilizadores, e necessariamente a mobilidade, ou pelo menos a portabilidade, dos dispositivos que as redes de serviço têm de interligar. Este carácter dinâmico da localização dos equipamentos pode, por vezes, ser incompatível com as redes cabladas devido às constantes reconfigurações da rede que são exigidas, que podem mesmo incluir alterações ao nível da cablagem de suporte. Estes novos requisitos motivaram o aparecimento das comunicações sem fios que propõem soluções bastante flexíveis na interligação dos dispositivos fixos, portáteis e móveis. No entanto, ao contrário dos seus congéneres cablados, os dispositivos portáteis ou móveis são alvo de fortes limitações em termos de consumo de potência, de tamanho e de peso. A exigência de ligações de alta velocidade que satisfaçam estes requisitos e que sejam competitivas em termos de custo, tem motivado o interesse científico pela utilização das comunicações sem fios por infravermelhos.

Historicamente, a utilização de sinais ópticos na transmissão de informação à distância remonta à antiguidade, quando, por volta do ano 1200 AC, a notícia da conquista de Tróia pelos Gregos foi conhecida a uma distância de centenas de quilómetros na cidade de Argos, tendo sido transmitida na

Introdução

forma de um impulso de luz visível [Cha89]. Mas, é a Alexander Graham Bell que se reconhece a primeira utilização da tecnologia óptica para comunicação, devido à sua invenção do fonofone em 1880 [Cha89]. O fonofone utilizava um raio de sol modulado pela voz através da utilização dum espelho, e com ele foi possível transmitir a voz humana a uma distância de 213 metros.

Apesar de ao longo dos tempos se ter verificado uma supremacia quase absoluta das comunicações por cabo e via rádio, desde finais dos anos setenta assistiu-se a um crescente interesse pelas comunicações sem fios por infravermelhos motivado pelo trabalho publicado por Gfeller e Bapst, que propôs a utilização desta tecnologia em redes de área local identificando as suas principais potencialidades e limitações [Gfe79]. Vários têm sido os dispositivos criados que usam esta tecnologia desde simples controladores remotos para equipamentos domésticos, a sistemas de transmissão de dados ponto-a-ponto entre edifícios, até sofisticadas redes de dados de área local para interligação de computadores.

O trabalho descrito nesta Tese insere-se no domínio dos sistemas de transmissão ópticos sem fios em ambientes interiores, com especial ênfase na camada física dos sistemas de transmissão. Ao contrário dos sistemas de transmissão por fibra óptica, nos quais o sinal óptico se propaga ao longo dum meio de transmissão guiado, os sistemas sem fios usam um meio de transmissão livre sendo o sinal propagado através do ar. O trabalho realizado foi orientado para as redes de área local sem fios por infravermelhos podendo, no entanto, ser aproveitado noutros tipos de sistemas que utilizem a mesma tecnologia.

1.2 As redes sem fios

A proliferação de dispositivos móveis de computação, tais como laptops, PDAs, *wearable computers* [MITweb], que se tem observado nos últimos anos, tem vindo a operar uma revolução no mundo da computação. Como representado na Figura 1-1, verifica-se uma passagem da era da computação pessoal - PC (um dispositivo de computação para uma pessoa) para a era da computação ubíqua, na qual um utilizador usa em cada instante vários dispositivos electrónicos que lhe permitem aceder à informação pretendida a qualquer hora e em qualquer lugar. A natureza omnipresente destes dispositivos faz das redes sem fios a solução mais adequada para a sua interligação.

Assiste-se, por isso, a um rápido crescimento do uso de tecnologias sem fios em redes de área local (WLAN) que suportam a conectividade de dispositivos fixos, portáteis e móveis, e que proporcionarão, num futuro próximo, serviços móveis e omnipresentes de acesso à Internet. No entanto, para as funcionalidades de muitos dos dispositivos electrónicos pessoais os produtos WLAN consomem demasiada potência e apresentam alcances excessivos. Este facto levou ao surgimento de uma nova classe de redes, as redes de área pessoal (PAN) que permitem que dispositivos próximos partilhem informação de forma dinâmica com um consumo de potência mínimo. As LANs e PANs não preenchem todos os requisitos das redes de computação ubíquas, existindo situações em que a utilização de um computador convencional fixo ou móvel se torna impraticável, por exemplo para trabalhadores numa linha de

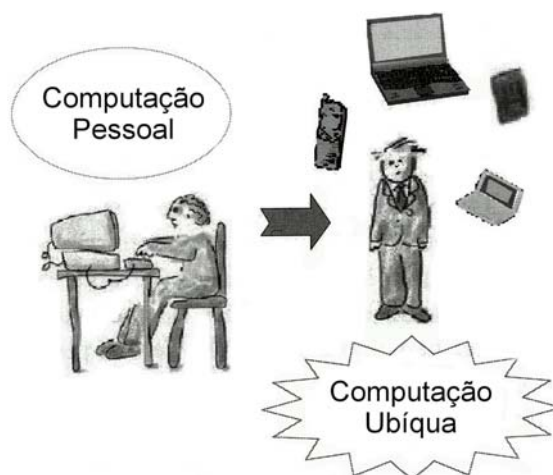


Figura 1-1. Revolução da computação: da era da computação pessoal - PC (um utilizador para um dispositivo) para a era da ubiquidade (um utilizador para vários dispositivos).

montagem. Nessas situações os *wearable computers* são a solução, distribuindo os componentes de um computador pelo corpo do utilizador (écran montado em óculos, microfones, auriculares, processadores, armazenadores de massa, etc.), e permitindo aos seus utilizadores receber informações críticas e controlar os vários dispositivos mantendo as suas mãos livres para executar qualquer outra tarefa. A interligação destes dispositivos constitui uma rede de área corporal (BAN), com um alcance de transmissão limitado ao corpo humano e em que a conectividade por tecnologia sem fios é a solução mais natural.

Um dos requisitos da revolução da computação ubíqua é a capacidade da tecnologia se auto-adaptar ao utilizador de forma transparente, i.e. sem a necessidade de este ter conhecimento das normas utilizadas ou alterar o seu comportamento. A ubiquidade destes PCs proporcionará aos utilizadores um vasto conjunto de novos serviços que revolucionarão o quotidiano das suas vidas, através da interação de forma fácil e natural entre utilizadores e tecnologia. Esta nova filosofia constitui a base do conceito de ambientes inteligentes que colocam o utilizador no centro da sociedade de informação e é suportada pelas comunicações sem fios e móveis. Paralelamente, é exigido um novo e radical paradigma das comunicações: a auto-organização da informação e dos sistemas de comunicação. Neste novo paradigma, os vários dispositivos móveis dos vários utilizadores constituem redes de comunicação, devendo estes cooperar entre si e proporcionar as funcionalidades existentes nas redes infraestruturadas suportadas por *routers*, *switches* e servidores. Estes sistemas são designados por redes móveis (MANET) ou por redes sem fios não estruturadas. Uma MANET é, portanto, um sistema constituído por terminais móveis sem fios que se auto-organizam em rede, com topologias arbitrárias e temporárias estabelecidas de forma dinâmica. Pessoas e veículos podem assim ser interligadas sem a necessidade de pré-instalação de uma infra-estrutura de comunicação ou quando há necessidade de proporcionar a uma infra-estrutura já existente uma extensão sem fios.

Introdução

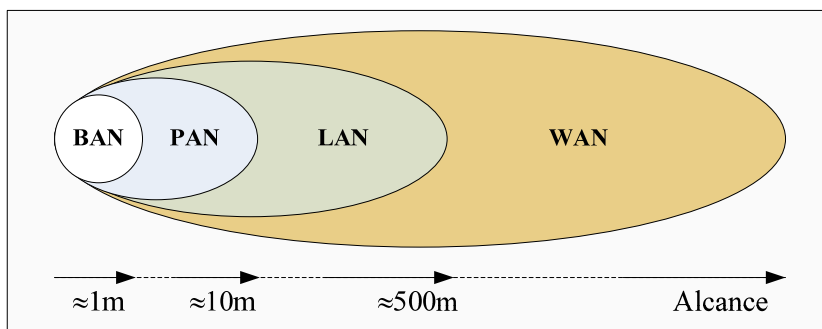


Figura 1-2. Nomenclatura das redes sem fios e respectivos alcances típicos.

1.2.1 Classificação das redes sem fios

A Figura 1-2 representa a classificação das redes sem fios em quatro classes principais, de acordo com a sua área de cobertura, em: BAN, PAN, LAN e WAN. As redes sem fios WAN – *Wide Area Networks* são redes de dispositivos fixos e móveis multi-salto de longo alcance que não estarão disponíveis no curto prazo, uma vez que apresentam ainda muitos desafios técnicos por resolver. As redes móveis sem fios de único-salto: BAN, PAN e LAN começam já a aparecer no mercado e a sua tecnologia constituirá a base para a criação de pequenas redes sem fios *ad-hoc* multi-salto.

BANs:

As BANs estão fortemente correlacionadas com a utilização dos *wearable computers*, nos quais os seus componentes se encontram distribuídos pelo corpo do utilizador e a BAN proporciona a interconectividade dos vários dispositivos. A BAN deverá ter capacidade de: ligação de dispositivos bastante heterogéneos (os componentes distribuídos do computador, bem como dispositivos autónomos como telemóveis ou PDAs), auto-configuração (adição ou remoção de dispositivos deve ser transparente para o utilizador), integração de serviços variados (transmissão em tempo-real de áudio e vídeo devem coexistir com tráfego de dados Internet), interligação com outras BANs (para troca de dados entre pessoas) ou PANs (por exemplo, para acesso Internet).

O alcance de comunicação de uma BAN corresponde à extensão do corpo humano, i.e. de 1 a 2 metros. Dado o incómodo natural de espalhar fios pelo corpo humano para ligar os vários dispositivos, a tecnologia sem fios constitui a melhor solução para as BANs. Um dos primeiros exemplos de BAN foi um protótipo de um homem biónico desenvolvido por Zimmerman [Zim96] que permitia taxas de transmissão de dados até 400 kbps utilizando a pele do corpo humano como canal, usando uma corrente eléctrica de $1 \mu\text{A}$. A interconectividade das BANs poderia ser estabelecida através de um simples aperto de mão entre duas pessoas. Um protótipo menos visionário foi desenvolvido no âmbito do projecto MIThril [MITweb] onde foi adoptada uma rede Ethernet com fios para interligar os dispositivos de um *wearable computer*. No mercado existem já BANs que integram alguns dispositivos electrónicos

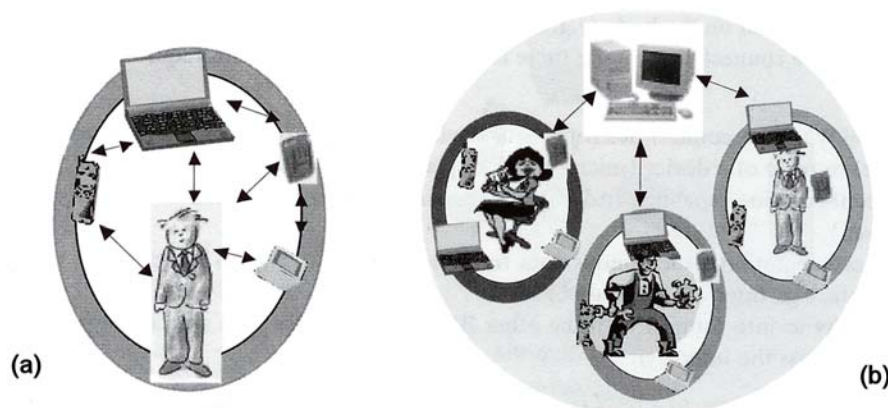


Figura 1-3. Relação funcional entre uma BAN (a) e uma PAN (b).

(telemóvel, leitor MP3, microfone, auricular, controlador) interligados por fios integrados numa jaqueta. No futuro é de esperar que mais dispositivos venham a ser integrados numa mistura de tecnologia com e sem fios.

PANs:

As PANs ligam dispositivos móveis transportados pelos utilizadores a outros dispositivos móveis ou estacionários posicionados no ambiente que envolve uma pessoa. O alcance típico das PANs é de até 10 m, possibilitando a interligação de BANs de pessoas próximas entre si e a interligação de BANs com o ambiente que as rodeia (ver Figura 1-3). As tecnologias de PAN sem fios (WPAN) na banda ISM de 2.4 GHz apresentam-se como as mais promissoras na disseminação deste tipo de redes, usando técnicas de espalhamento de espectro para reduzir a interferência e aproveitar a largura de banda. O vasto espectro de aplicações inovadoras e revolucionárias do modo de vida dos utilizadores que as WPAN possibilitam, permite prever a futura integração de interfaces em todos os dispositivos digitais. A formação de redes *ad-hoc* entre os vários dispositivos que rodeiam um utilizador permitem-lhe pensar em aplicações nos mais variados ambientes, tais como: ao chegar ao escritório com o seu PDA assistir à sincronização automática com o PC de secretária transferindo e-mails, ficheiros e agendas; ou ao chegar a casa o seu PDA lhe destranque a porta, acenda as luzes e ajuste o ar condicionado de acordo com as preferências pré definidas; ou ao chegar a um aeroporto ser imediatamente informado das condições do voo, e proceder ao *check-in* e escolha de lugar apresentando um bilhete electrónico através do seu PDA, evitando assim as filas de espera.

LANs:

Nos últimos anos, a utilização das tecnologias sem fios nas redes locais tem tomado um papel cada vez mais importante, deixando antever que as WLANs serão a solução na automação de lares e escritórios, devido à superior flexibilidade relativamente às LANs cabladas. As WLANs à semelhança das congéneres cabladas têm alcances de comunicação típicos de um edifício ou de um conjunto de edifícios,

Introdução

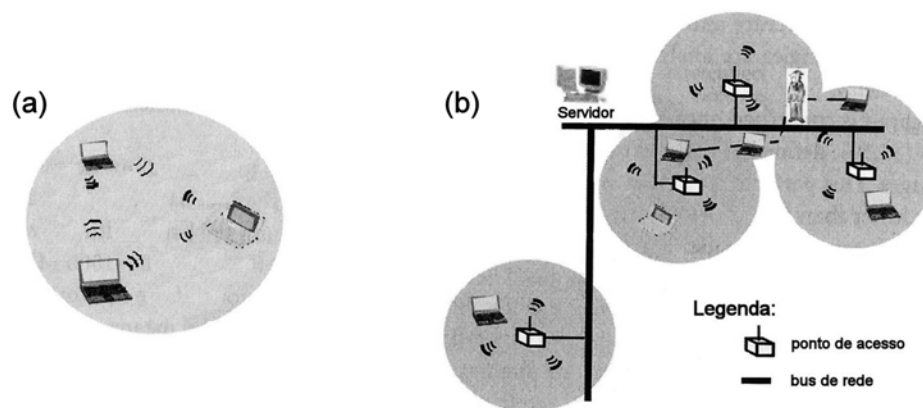


Figura 1-4. Configurações das WLAN: (a) rede *ad-hoc* (b) baseada numa infra-estrutura cablada.

i.e. de 100 a 500 m. As WLANs devem satisfazer os requisitos típicos de qualquer LAN, incluindo elevadas capacidades, conectividade perfeita entre estações e capacidade de difusão (*broadcasting*). Para tal terão que ser resolvidos alguns dos problemas dos ambientes sem fios, tais como segurança no ar, consumo de potência, mobilidade e limitações de largura de banda do canal ar.

Existem duas soluções que podem ser seguidas na implementação de uma WLAN (Figura 1-4): redes *ad-hoc* ou redes baseadas em infra-estruturas cabladas. A arquitectura baseada numa infra-estrutura cablada obriga à existência de um controlador designado por ponto de acesso em cada célula. Os vários pontos de acesso estão ligados à rede cablada para proporcionar acesso Internet aos dispositivos móveis das células que servem (Figura 1-4 b). Em contraste, numa rede *ad-hoc* é constituída uma rede de comunicação ponto-a-ponto formada por um conjunto de estações que estão ao alcance umas das outras, e que dinamicamente se auto configuram estabelecendo redes temporárias (Figura 1-4 a). Neste caso não existe um controlador fixo sendo este dinamicamente eleito de entre as estações que participam na comunicação.

WANS:

Uma WAN também designada por rede de área alargada ou de longa distância, ou ainda por rede geograficamente distribuída, é uma rede de computadores que abrange uma grande área geográfica, como por exemplo um país ou um continente. A história das WANs começa em 1965 quando Lawrence Roberts e Thomas Merrill ligaram dois computadores, um TX-2 em Massachussets a um Q-32 na Califórnia, através de uma linha telefónica de baixa velocidade, criando assim a primeira rede de área alargada. Actualmente a maior WAN que existe é a Internet.

Em geral, as redes geograficamente distribuídas contêm conjuntos de servidores, que formam sub-redes cuja função é transportar os dados entre os computadores ou dispositivos da rede WAN. Uma rede de interligação de utilizadores e recursos de computação numa área geográfica intermédia entre as

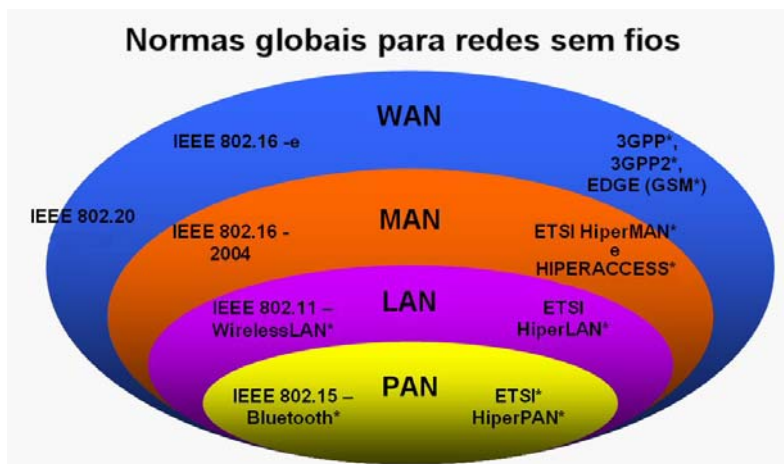


Figura 1-5. Normas para redes sem fios das várias dimensões a nível global, do lado esquerdo as propostas pelo IEEE e do lado direito as propostas pelo ETSI.

cobertas por grandes LANs e pequenas WANs, designa-se por rede de área metropolitana (MAN – *Metropolitan Area Network*) também denominada rede de campus.

No caso das redes sem fios, as WAN não estarão disponíveis no curto prazo, uma vez que apresentam ainda muitos desafios por resolver (endereçamento, encaminhamento, gestão de posicionamento, segurança, etc.). Para atingirem longos alcances os dispositivos fixos e móveis que constituem uma WAN têm que colaborar nas transmissões de dados de outros dispositivos. Por isso, este tipo de redes é designado por multi-salto e, em princípio, exige uma capacidade de auto-organização da rede.

1.2.2 Tecnologias e normas das redes sem fios

O sucesso de uma tecnologia de redes passa pelo desenvolvimento de produtos a preços competitivos, sendo para isso factor fundamental a constituição de normas de redes apropriados. Actualmente, existem duas normas principais para as redes sem fios: o IEEE802.11 para WLANs e o Bluetooth para as redes de curto alcance BANs e PANs. A Figura 1-5 apresenta o posicionamento de cada uma das normas de acesso sem fios, mostrando do lado esquerdo as do organismo IEEE e do lado direito as congéneres europeias definidas pelo ETSI.

Bluetooth:

A tecnologia Bluetooth é uma norma para comunicações rádio de curto alcance e baixo custo que possibilita a formação de redes sem fios *ad-hoc* para transmissão de voz e dados em tempo real entre PCs, computadores móveis, telemóveis e outros dispositivos fixos e portáteis, assegurando a protecção contra interferências e a segurança das transmissões. Esta norma foi definida em Julho de 1999 (a primeira versão) por um grupo de indústrias líderes nas áreas de telecomunicações, computação e redes (Ericsson,

Introdução

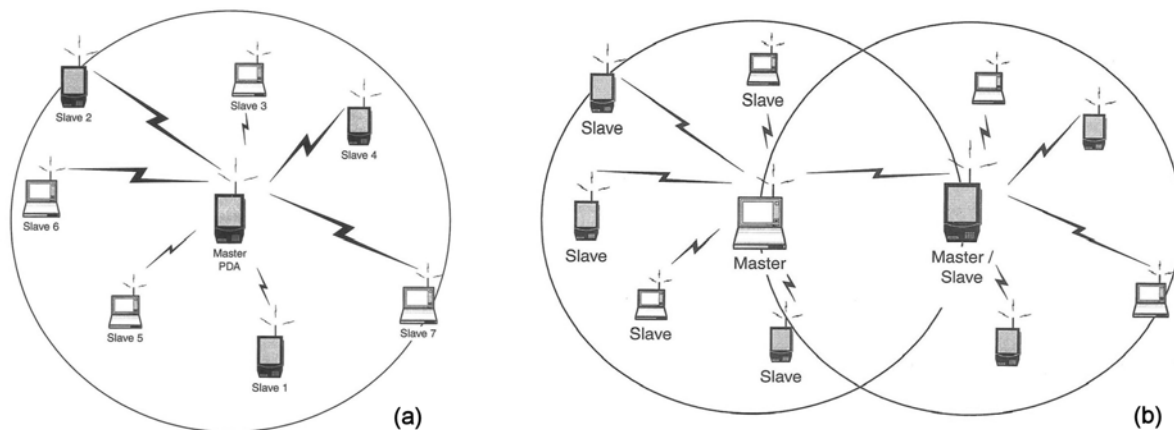


Figura 1-6. Arquiteturas das redes Bluetooth: (a) *piconet* (b) *scatternet*.

Intel, IBM, Toshiba e Nokia) que constituíram o Bluetooth SIG [Bluweb]. Paralelamente, o grupo de trabalho IEEE802.15 [IEEEweb] já aprovou uma norma para WPAN a partir das especificações do Bluetooth [Pah02]. A característica fundamental do Bluetooth é encorajar a interconectividade dos dispositivos electrónicos produzidos pelos mais variados fabricantes. Nesse sentido, o Bluetooth não define apenas um sistema rádio mas, principalmente, propõe um novo modelo de pilha protocolar de oito camadas [Ily03] diferente do tradicional modelo OSI. Este modelo permite aos equipamentos ter aplicações para: procurar outros dispositivos Bluetooth na sua vizinhança, descobrir que serviços eles oferecem e terem a capacidade de usar esses serviços.

As redes Bluetooth obedecem a uma hierarquia do tipo mestre/escravos (*master / slaves*), em que uma estação desempenha o papel de mestre (decide qual dos escravos pode aceder ao canal) e as restantes são escravos. As estações que partilham o mesmo canal, ou seja que estão sincronizadas com o mesmo mestre formam uma *piconet* (ver Figura 1-6 a). Estas redes constituem a base das redes Bluetooth e têm alcances típicos de 10 m (em situações ideais podem chegar aos 100 m) e uma capacidade de transmissão bruta (dados e controlo) de 1 Mbps (10 Mbps na versão 2.0 Bluetooth - *Enhanced Data Rate*). Cada *piconet* contém um único mestre e até sete escravos activos (participantes em troca de dados) podendo existir até mais 247 estações inactivas. Quando várias piconets independentes têm áreas de cobertura que se sobrepõem podem formar uma rede dispersa, denominada *scatternet* (ver Figura 1-6 b), se existir uma estação activa comum às várias piconets. Estas estações designadas por unidades inter-piconets podem ser usadas para dinamicamente e de forma *ad-hoc* interligar várias piconets. A especificação actual da norma apenas define o conceito de *scatternet* mas não apresenta os mecanismos necessários à sua implementação.

Uma unidade Bluetooth consiste numa unidade de rádio a operar na banda ISM de 2.4 GHz integrada num *microchip*, sendo de prever que, dado o seu baixo custo, venham no futuro próximo a estar presentes em todos os dispositivos electrónicos. Por exemplo, os telemóveis actuais têm já duas interfaces rádio, uma para a rede celular e outra Bluetooth para as ligações PAN. A comunicação entre os dispositivos

Bluetooth usa uma técnica de transmissão de FHSS estabelecendo um canal FH-CDMA (*Frequency Hopping - Code-Division Multiple Access*) onde, em média os sinais são propagados sobre uma grande faixa de frequência, mas instantaneamente, somente uma pequena largura de banda é ocupada, evitando potenciais interferências na banda ISM. Foram definidas 79 portadoras (*hops*) de 1 MHz de largura de banda nas quais instantaneamente um dispositivo pode estar a transmitir. No domínio do tempo, um canal é dividido em slots de duração de 625 μ s. De modo a simplificar a implementação, são feitas comunicações *full-duplex* aplicando a técnica de TDD, sendo os slots utilizados de modo alternado para transmissão e recepção de pacotes.

O Bluetooth define oito estados de funcionamento para as estações: no início da formação de uma *piconet*, os dispositivos encontram-se à espera no estado de *Standby*; até que um deles, que irá ser o mestre, entra no estado de *Inquiry* registando os vários dispositivos vizinhos como escravos na *piconet*; em seguida no estado de *Page* o mestre estabelece a sequência particular de frequências (*hops*) e o relógio a usar na comunicação e envia mensagens aos escravos a fim de que estes se possam sincronizar; passada esta fase que pode demorar até 10.24 segundos, a *piconet* está formada e os dispositivos podem em cada instante estar num dos dois estados activos: *Connected* ou *Transmit Data*; após as comunicações cada estação pode retornar ao estado de *Standby* ou passar a um dos estados de poupança de energia de *Hold*, *Sniff* ou *Park*.

IEEE802.15 – WPAN (Wireless Personal Area Network)

O grupo de trabalho IEEE802.15 tem vindo a definir normas de redes sem fios de curto alcance para dispositivos portáteis e móveis com diferentes requisitos. As actividades iniciais do grupo WPAN incluíam os grupos HomeRF e Bluetooth. A norma HomeRF – *Home Radio Frequency* – foi definida para automação de redes WPAN em habitações, permitindo a interligação de computadores e telefones DECT (*Digital Enhanced Cordless Telecommunications*) a uma taxa de 1.6 Mbps e tem um alcance de até 50 m da estação base. A norma HomeRF usa a frequência de 2.4 GHz e técnicas de FHSS que garantem uma boa imunidade à interferência e possibilitam uma boa qualidade em serviços de voz devido à reserva de parte da largura de banda para este fim. Embora sendo uma solução de instalação e manutenção relativamente baratas, actualmente já não é suportado por nenhum fabricante ou grupo de trabalho. Actualmente o IEEE 802.15 WPAN possui quatro grupos de trabalho:

- Grupo 1: baseado no Bluetooth, define as camadas física e MAC para conectividade sem fios entre dispositivos fixos, portáteis e móveis dentro ou entrando num espaço de operação pessoal.
- Grupo 2: estuda e define a coexistência de WPANs (802.15) e WLANs (802.11) quantificando os níveis de interferências mútuas.
- Grupo 3: define as camadas física e MAC para WPANs de elevada taxa de transmissão (superiores a 20 Mbps) para dispositivos de baixos consumo e custo. Estabelece protocolos de rede *ad-hoc*

Introdução

com ligações ponto-a-ponto, qualidade de serviço e segurança. É desenvolvido para responder aos requisitos das aplicações de imagem e multimédia dos utilizadores.

- Grupo 4: camadas física e MAC de WPANs com taxas até 250 kbps para dispositivos de muito baixos consumo, complexidade e custo. Com um alcance típico de 50 m, as aplicações potenciais são: sensores, brinquedos interactivos, cartões inteligentes, joysticks, controlos remotos, autómatos. Os requisitos técnicos devem incluir: os dois modos de operação Master-Slave e Ponto-a-Ponto; protocolo de acesso ao canal CSMA/CA centrado a dados com ou sem slots; formato flexível de endereçamento dinâmico; protocolos que garantam uma eficiência elevada das transmissões; mecanismos de controlo de consumo energético para assegurar gastos reduzidos (vida útil das baterias dos dispositivos da ordem de vários meses ou anos); optimização para aplicações de baixo duty-cycle (<0.1%); 16 canais na banda ISM de 2.4 GHz, 10 canais na banda US-ISM de 915 MHz e um canal na banda europeia de 868 MHz.

O grupo IEEE802.15.3 é também conhecido por UWB - *Ultra WideBand* por ser esta a tecnologia usada. Esta técnica, também designada por *Digital Pulse Wireless*, permite a transmissão rádio de uma grande quantidade de dados a curta distância usando um largo espectro de frequência com muito pouca potência. Os sinais UWB consistem em pulsos digitais muito estreitos (exige elevado grau de sincronismo) e com níveis de potência da ordem da do ruído (menos de 0.5 mW) o que possibilita a sua utilização em canais de frequência usados por outras aplicações. Embora o alcance potenciado seja apenas da ordem dos 50-100 m, os sinais UWB têm a vantagem de atravessarem portas e outros obstáculos que tendem a reflectir os sinais com larguras de banda menores mesmo com potências mais elevadas.

A norma IEEE802.15.4 é também conhecida por ZigBee uma vez que este é nome de uma associação de empresas de semicondutores como a Philips, a Honeywell e a Invensys Metering Systems, entre outras, que definiu uma norma cujas especificações combinam as do HomeRF Lite e as do IEEE802.15.4. No passado, ZigBee foi também conhecido como PURLnet, RF-Lite, Firefly, e HomeRF Lite. O grupo ZigBee é responsável pela definição e manutenção das camadas protocolares mais altas (acima de MAC) das redes de dispositivos de muito baixa potência, tendo também por missão desenvolver perfis de aplicações, certificar programas e logotipos e definir estratégias de marketing.

IEEE802.11 – WLAN (Wireless Local Area Network)

Em 1997 o IEEE adoptou a primeira norma de redes de área local sem fios designada por IEEE802.11, a qual permitia taxas de transmissão até 2Mb/s [IEEE97]. Desde então, foram criados vários grupos de trabalho (designados por letras) que estenderam o âmbito da norma original. O grupo 802.11a criou uma especificação para WLAN que usa OFDM a operar na banda de 5 GHz com taxas até 54 Mbps. O grupo 802.11b produziu em 1999 uma especificação muito bem sucedida para WLAN que usa CCK na banda de 2.4 GHz com taxas até 11 Mbps. De entre os outros grupos destacam-se o 802.11e que tenta melhorar a camada MAC com características de QoS para suportar voz e vídeo nas redes 802.11, e o

802.11g que trabalha no desenvolvimento de uma extensão de alta velocidade da norma 802.11b. Foi criado pela organização Wi-Fi Alliance [WiFweb] um certificado de interoperabilidade para produtos que obedecem às especificações IEEE802.11a/b/g, designado por Wi-Fi – *Wireless Fidelity*. Os produtos testados e aprovados ficam obrigados a exibir um selo de garantia com a designação “*Wi-Fi Certified*” e com a indicação da frequência rádio usada (2.5 GHz para 802.11b/g e 5 GHz para 802.11a).

O IEEE802.11 especifica a subcamada de controlo de acesso ao meio (MAC) da camada de ligação de dados e a camada física do protocolo de comunicação para as redes WLANs. A camada física considera a utilização de três tecnologias diferentes: infravermelhos (IR), rádio utilizando espalhamento de espectro com salto de frequência (FHSS), e rádio utilizando espalhamento de espectro de sequência directa (DSSS). O método básico de acesso definido no protocolo MAC é do tipo acesso múltiplo com detecção de actividade e esquia à colisão (CSMA/CA) com uma função de coordenação distribuída designada por DCF. Devido ao problema das estações escondidas o mecanismo de acesso foi estendido para o método de detecção de actividade virtual RTS/CTS. Este mecanismo para além de resolver os problemas das estações escondidas e expostas permite a reserva do canal para a transmissão de pacotes longos, evitando assim as colisões mais longas. As colisões passam a só poder ocorrer durante as transmissões dos pequenos pacotes de controlo de RTS e CTS.

Uma nova norma de redes sem fios, proposta pela Agere Systems, com a designação de IEEE802.11n está prestes a ser aprovada. Esta proposta define um protocolo para a nova geração de redes sem fios que permitirá taxas de transferência de até 500 Mbps, cerca de 10 vezes mais rápido que as actuais WLANs, garantindo a interoperabilidade com as normas Wi-Fi actuais e o suporte para as principais plataformas de PCs e dispositivos electrónicos fixos e móveis. As aplicações alvo das redes 802.11n serão os serviços de elevada taxa de transmissão e exigentes níveis de QoS (por exemplo, IPHDTV televisão de alta definição pela Internet), e em ambientes de grande densidade de utilizadores que exijam desempenhos equivalentes a uma rede cablada como em grandes empresas ou complexos habitacionais. Esta proposta incorpora as contínuas inovações das técnicas MIMO, utiliza canais mais largos na banda de 5 GHz e inclui numerosos modos de operação. A utilização de múltiplas antenas de emissão e recepção criam mais “percursos” (reutilização espacial) para os dados serem transmitidos aumentam a capacidade da rede, o que permite que as taxas de transmissão sejam mais elevadas e evita a utilização de métodos de modulação mais complexos. A tecnologia de pontos de emissão e recepção múltiplos irá melhorar significativamente o raio de alcance dos dispositivos. A operação na banda de 5 GHz com 440 MHz disponíveis no seu espectro permite ter até 11 canais de 40 MHz, comparado com apenas dois disponíveis na já congestionada banda de 2.4 GHz. No entanto, esta norma suporta a utilização de canais de 20 MHz na banda de 2.4 GHz por questões de compatibilidade com as redes 802.11a/b/g e com os requisitos de largura de banda dos canais WLAN no Japão.

Num futuro próximo espera-se a aprovação de uma outra norma, a IEEE802.11s, baseada no conceito de redes de grande densidade com vários pontos de ligação, com o objectivo de trazer maior

Introdução

funcionalidade e facilidade de instalação e gestão das redes sem fios. Por exemplo, será possível utilizar pontos de acesso intermédios como ponte para um ponto de acesso mais distante. As ligações serão dinâmicas, podendo os dispositivos saltar entre pontos de acesso em função da largura de banda disponível ou da qualidade do sinal. Será possível criar uma infra-estrutura de redes sem fios auto-configurável, em que os pontos de acesso e os terminais automaticamente assumem a sua função imediatamente após terem sido ligados.

IEEE802.16 - WMAN (Wireless Metropolitan Area Network)

Esta norma é usualmente designada por WiMAX [WiMweb] um acrónimo de *Worldwide Interoperability for Microwave Access* e constitui uma especificação para acessos fixos de banda larga em redes metropolitanas sem fios (WMANs). O IEEE802.16 original aprovado em 2001 usa a banda de frequências 10-66 GHz e considera apenas aplicações em linha de vista. A versão 802.16a concluída em 2003 passou a focar as aplicações sem linha de vista usando a banda de 2-11 GHz e define aspectos de interoperabilidade. Ao nível da camada física o WiMAX define três modos de operação rádio: portadora única, e múltiplas portadoras OFDMA com 256 (o mais usado) e 2000 portadoras. Dependendo das condições de propagação, as estações base negociam o esquema de modulação de forma a conseguir atender os utilizadores com a melhor taxa de transmissão possível que varia entre 1 e 75 Mbps.

O WiMAX ultrapassa muitas das limitações do Wi-Fi proporcionando uma maior largura de banda, escalabilidade da rede e elevados níveis de encriptação. A utilização das tecnologias de antenas inteligentes e *mesh* faz a cobertura passar a medir-se em km^2 em vez de m^2 e o alcance passar dos 100m do Hi-Fi para os até 50 km (o raio típico de uma célula WiMAX é de 6 a 9 km, ultrapassando o alcance das redes celulares actuais), e coloca à disposição dos utilizadores, de forma fácil e barata, uma rede sem fios de banda larga virtualmente omnipresente.

Está em curso a definição da norma IEEE802.16e que estabelecerá as especificações para acessos de banda larga em redes WMAN por dispositivos portáteis e móveis.

IEEE802.20 - MBWA (Mobile Broadband Wireless Access)

Em Dezembro de 2002 foi criado o grupo de trabalho IEEE802.20 [MBWAweb] com o propósito de preparar uma norma para acessos móveis de banda larga em redes WAN sem fios, especificando as camadas física e MAC de uma interface ar baseada em pacotes e optimizada para o transporte de serviços IP. O objectivo é apresentar soluções mais económicas de instalação generalizada de redes de banda larga que respondam às solicitações dos mercados de utilizadores empresariais e residenciais e que garantam a interoperabilidade dos servidores de redes móveis de banda larga. Essa norma deve estabelecer a operação nas bandas licenciadas abaixo dos 3.5 GHz, permitir aos utilizadores taxas de transferência máximas acima de 1 Mbps e suportar várias classes de mobilidade de veículos até aos 250 km/h. Esta especificação servirá a nova geração de comunicações móveis, proporcionando eficiências espectrais,

taxas de transmissão e número de utilizadores significativamente superiores aos alcançados pelas redes móveis celulares 3G actuais.

1.3 Tecnologia óptica *versus* tecnologia rádio

As tecnologias óptica e rádio concorrem entre si como meio de transmissão para sistemas de comunicação sem fios, sendo por isso importante destacar os prós e os contras de cada uma. Apesar da utilização de sinais ópticos estar na origem das telecomunicações [Cha89], a utilização de ondas rádio ganhou uma tal popularidade que as comunicações sem fios, sejam elas analógicas ou digitais, estão hoje predominantemente ligadas a esta tecnologia.

A principal vantagem da tecnologia rádio sobre a tecnologia óptica é que os sinais rádio permitem a comunicação a muito maiores distâncias. No caso particular das radiações infravermelhas, estas estão próximas em termos de comprimento de onda das radiações de luz visível, e por isso apresentam qualitativamente um comportamento similar, sendo ambas absorvidas por objectos escuros, reflectidas difusamente por objectos de cor clara e reflectidas direccionalmente por superfícies espelhadas. Assim, ao contrário dos sinais rádio, os sinais ópticos não atravessam as paredes do compartimento em que são emitidos, ficando por isso a comunicação óptica confinada a um único compartimento. Este facto é uma vantagem em termos de privacidade das comunicações mas é uma limitação em termos da extensão geográfica que o sistema pode atingir. Nos sistemas ópticos a recepção indevida ou abusiva dos sinais torna-se mais difícil, sendo possível ter sistemas semelhantes a funcionar em salas contíguas sem interferência mútua.

Outra vantagem dos sistemas rádio relativamente aos sistemas ópticos reside no facto de com maior facilidade permitirem a mobilidade dos equipamentos terminais e respectivos utilizadores. Nos sistemas ópticos os sinais transmitidos são obstruídos pelos objectos presentes no compartimento em que operam, criando zonas em que o nível de sinal recebido não é suficiente para manter a comunicação provocando, as chamadas zonas de sombra, que dificultam a mobilidade dos terminais.

Uma das vantagens da tecnologia óptica relativamente à tecnologia rádio é a não necessidade de se obter licenciamento para operar. A utilização de ondas rádio toma diversas formas para cada tipo de serviço ou aplicação (ligações ponto-a-ponto, difusão de sinais de áudio e vídeo, redes telefónicas celulares, etc.), sendo necessária a atribuição e licença de emissão em diferentes bandas de frequência que vão desde algumas centenas de MHz até à zona das ondas milimétricas. Dado o crescente congestionamento do espectro radioelétrico a atribuição de bandas de frequência para novos sistemas é cada vez mais difícil, e quando essas bandas são atribuídas, a largura de banda é normalmente reduzida o que limita o débito binário máximo dos sistemas. Para sistemas que necessitam de grande largura de banda estão disponíveis bandas de frequência na zona das ondas milimétricas, no entanto, nesta gama de frequências as características de propagação aproximam-se muito das dos sinais ópticos [Fer94]. No que

Introdução

diz respeito aos sinais ópticos, a região espectral dos infravermelhos (em geral, comprimentos de onda entre 700 *nm* e 100 μm , tipicamente a banda de 780 *nm* a 950 *nm*) oferece virtualmente uma largura de banda ilimitada, não regulamentada em todo o mundo, pelo que sem necessidade de licenciamento a largura de banda disponível só está limitada pelas características do canal, podendo o débito binário em sistemas ópticos atingir várias centenas de Mbps. Para além da necessidade de licenciamento dos sistemas rádio, acontece em alguns casos serem atribuídas bandas de frequência diferentes para serviços semelhantes em diferentes regiões geográficas. Isto obriga a que, para cada banda particular, os fabricantes tenham de produzir diferentes equipamentos e os organismos de normalização têm de fazer diferentes especificações. É o que acontece com a norma IEEE 802.11 [IEEE97], que contém especificações diferentes para os Estados Unidos da América, Europa e Japão.

No que diz respeito aos efeitos da interferência electromagnética (IEM), os sistemas ópticos apresentam vantagens sobre os sistemas rádio, uma vez que a elevada frequência dos sinais ópticos garante-lhes uma imunidade quase total à IEM. Os sistemas rádio podem sofrer os efeitos da IEM provocada quer por sistemas semelhantes quer por outros dispositivos. Em sistemas que usam técnicas de espalhamento espectral, a possibilidade da banda estar a ser utilizada simultaneamente por vários sistemas diferentes na mesma zona geográfica aumenta a probabilidade do desempenho dos vários sistemas se degradar demasiado [Mor97]. Por outro lado, os próprios sistemas rádio podem interferir com outros sistemas, o que em certos ambientes pode ser muito perigoso. São os casos, por exemplo, dos hospitais e dos aviões em que a utilização de telemóveis ou outros equipamentos com transmissão rádio normalmente é proibida ou bastante condicionada. Nesses casos, e também em ambientes muito ruidosos, como por exemplo os ambientes industriais, a maior imunidade à IEM pode-se constituir como uma vantagem significativa dos sistemas ópticos em relação aos sistemas rádio.

Outra vantagem potencial da tecnologia óptica decorre de, em geral, os tamanhos e custos dos componentes optoelectrónicos usados serem inferiores aos das antenas necessárias para os sistemas rádio. No entanto, estas diferenças dependem muito da banda de frequência do sistema rádio, das características particulares dos sistemas a implementar e sobretudo da economia de escala da produção dos componentes e sistemas, não se podendo assumir estes aspectos como vantagens absolutas dos sistemas ópticos.

Os prós e os contras identificados para as tecnologias óptica e rádio ditam uma certa complementaridade no potencial da sua utilização nas comunicações sem fios. Para sistemas em que sejam exigidas comunicações de longo alcance, ou em que a transmissão através de paredes ou a mobilidade dos utilizadores sejam importantes, a tecnologia rádio é a mais indicada. Em sistemas de curto alcance nos quais a velocidade de transmissão e a capacidade do sistema sejam prioritárias, ou em que a interferência electromagnética seja problemática, ou ainda por questões relacionadas com a minimização de custos e complexidade dos sistemas, ou por exigências de compatibilidade a nível internacional, a tecnologia óptica deve ser considerada apresentando-se como uma boa alternativa à tecnologia rádio.

1.4 As redes WLAN por Infravermelhos

A utilização da tecnologia de infravermelhos nas ligações ópticas em espaço livre tem sido proposta para uma grande variedade de sistemas e aplicações, em particular no domínio da transmissão digital de dados. No caso das redes de área local, a utilização de redes não cabladas por infravermelhos permite que a entrada, a saída e a mobilidade dos terminais da rede se processe sem o incómodo das constantes instalações e reconfigurações das cablagens de suporte [Gfe79, Pah85, Va194]. Em termos de capacidade as redes sem fios podem competir com as redes cabladas, uma vez que apresentam um potencial de largura de banda bastante alto, com taxas de transmissão da ordem dos 100 Mbps [Bar91, Smy95].

Assim, ao longo do tempo várias foram as propostas de concepção de WLANs com recurso à tecnologia óptica. Uma das primeiras apresentada em [Gfe81], propunha a utilização do modo quasi-difuso com recurso a reflexões activas de dispositivos colocados no tecto do compartimento. Esses dispositivos designados por satélites estariam interligados por uma rede cablada, possibilitando dessa forma aumentar a cobertura da rede interligando vários compartimentos isolados de um edifício. Esta rede empregava um método de acesso ao meio baseado em detecção de portadora com detecção de colisões (CSMA/CD). A interligação de computadores, terminais e periféricos em escritórios e zonas comerciais, a transmissão de dados em ambientes industriais e perigosos, a telemetria de dados biomédicos em hospitais foram alguns dos cenários de utilização sugeridos para esta rede.

Uma outra proposta de WLAN foi feita em [Yen85] usando a tecnologia de infravermelhos e o modo de propagação em linha de vista entre vários dispositivos transeptores e um satélite. Os transeptores designados por “Datalite” permitem a ligação de vários computadores ou terminais por meio de cabos coaxiais. Pelo facto dos diagramas de radiação e correspondentes *FOV* dos transeptores serem bastante estreitos estes requerem um alinhamento com o satélite. As comunicações entre o satélite e os transeptores usam nos dois sentidos diferentes tipos de luz, no sentido descendente é utilizada luz visível ($\lambda = 660 \text{ nm}$) e no sentido ascendente é usada luz infravermelha ($\lambda = 880 \text{ nm}$), sendo a separação dos dois sinais feita por filtragem óptica. O débito binário do sistema é de 1 Mbps tendo sido medido experimentalmente um alcance de 100 m (através do satélite).

Em [Geo86] foi proposto um sistema híbrido óptico e rádio que aproveita as vantagens das duas diferentes tecnologias. Para tal, o sistema conta com uma interface de infravermelhos para comunicações de baixo débito no interior de compartimentos de reduzidas dimensões, e duas interfaces rádio de frequências diferentes, uma para comunicações também interiores mas permitindo ligações entre os diferentes compartimentos de um edifício e a outra para comunicações em ambientes exteriores.

1.4.1 Processos de normalização

A aplicação comercial da tecnologia de comunicações ópticas sem fios tem vindo a ser normalizada por duas normas definidas pelos grupos: IEEE802.11 criado em Julho de 1990, e o IrDA - *Infrared Data*

Introdução

Association criado em Junho de 1993 [IrDAweb]. Enquanto o IEEE802.11 se centra nas redes locais sem fios para comunicações por infravermelhos nas direcções (em modo difuso), o IrDA está mais direccionado para os sistemas em linha de vista de curto alcance e de baixa taxa de transmissão. No entanto, o grupo IrDA estabeleceu também uma norma para redes locais por infravermelhos em modo difuso denominada Advanced Infrared (AIr). Apesar de terem o mesmo objectivo, as especificações IEEE802.11 e AIr apresentam algumas diferenças especialmente na forma como as várias velocidades de transmissão de dados são suportadas.

O IEEE802.11 suporta apenas duas velocidades de transmissão, usando para tal dois esquemas de modulação PPM: 16-PPM a 1 Mbps e 4-PPM a 2 Mbps, garantindo uma duração de 250 ns do pulso igual em ambas as velocidades. A manutenção da duração do pulso para as duas velocidades permite que a complexidade do sistema possa ser minimizada, nomeadamente no receptor que pode usar um front-end único. O cabeçalho da trama da camada física inclui um campo de 3 *bits* para distinguir qual das velocidades é usada. Com o propósito de minimizar o problema da “estação escondida”, é especificada para ambas as velocidades a mesma cobertura de célula, o que requer aproximadamente a mesma energia por símbolo nas duas velocidades. Uma vez que a densidade do pulso do sinal 4-PPM é quatro vezes o de 16-PPM, a potência óptica média emitida a 2 Mbps é aproximadamente 6 dB superior à emitida a 1 Mbps. Essencialmente o suporte destas duas velocidades na norma IEEE802.11 visa estabelecer compromissos entre velocidade de transmissão e consumo de potência.

A norma AIr usa o esquema de modulação 4-PPM a 4 Mbps, o que corresponde a uma duração do pulso de 125 ns. Por forma a manter a conectividade num maior espectro de condições do canal de comunicações esta especificação recorre à utilização de códigos de repetição, podendo cada símbolo 4-PPM ser repetido várias vezes, o que implica uma redução da velocidade de transmissão efectiva de dados. De acordo com a especificação são permitidos os factores de redução de velocidade de 1, 2, 4, 8 e 16, que corresponderão às velocidades de transmissão efectivas de 4, 2 e 1 Mbps e 500 e 250 kbps. Contrariamente à norma IEEE, para AIr o suporte de múltiplas velocidades efectivas de transmissão foi motivado pela necessidade de manter a conectividade no mais amplo conjunto de cenários de comunicação possíveis.

O protocolo de acesso ao meio em ambas as normas inclui um esquema de reserva para minimizar o problema da estação escondida. A estação emissora, antes de enviar pacotes de dados, troca com a estação receptora mini-tramas de RTS e CTS. As tramas de RTS e CTS são escutadas por todas as estações da rede local e antecedem um período de tempo ocupado pela transmissão dos vários pacotes de dados, durante o qual as várias estações estão impedidas de iniciar novas transmissões. Para AIr a troca das tramas RTS/CTS são usadas também para negociar a taxa de transmissão efectiva, incluindo para isso um campo de 4 *bits* que especifica qual o factor de redução da velocidade de transmissão. A estação emissora propõe um factor de redução na trama RTS, por sua vez a estação receptora, baseada nas condições de

Designação	Fabricante	Tipo de produto	Modo de propagação	Taxa de transmissão (Mbps)	Alcance (m)
InfraLAN	Untied TeleCom BICC Data Networks, GmbH	WLAN ponto-a-ponto (Token Ring)	Linha de vista	4 e 16	24.4
FIRLAN ET e TR	A. T. Schindler Communications Inc.	WLAN ponto-a-ponto (Ethernet e Token Ring)	Linha de vista	10 e 16	91.5
InfraLINK	InfraLINK Sensys GmbH & Co. KG	Ponto para multiponto	Difuso/Linha de vista	0.04	< 7 (Difuso) < 70 (Linha de vista)
Photolink	Photonics Corp	WLAN	Quasi-Difuso	0.230	8-10
Photolink IT	Photonics Corp	WLAN	Difuso	1	10-20
Desconhecida	Jerusalem Optical Link Technologies	Ligação ponto-a-ponto	Linha de vista	125	1-100
Data Laser LR/SR	Case Communications	Ligação ponto-a-ponto	Linha de vista	0.3 a 2	200-1000
DL-87	Isher Inc.	Ligação ponto-a-ponto	Linha de vista	10	?
Interlaser	Modular Technology	Ligação ponto-a-ponto	Linha de vista	< 2.5	< 10000
MDL680/780	Meret Inc.	Ligação ponto-a-ponto	Linha de vista	10-200	30
Model 9100-2	TelPro, Inc.	Ligação ponto-a-ponto	Linha de vista	1.544	9000
Model 761/851	American Laser	Ligação ponto-a-ponto	Linha de vista	1.544 e 2.048	1500
Optdata 5200	Scientific Technology Inc.	Ligação ponto-a-ponto	Linha de vista	0.0096	5-180

Tabela 1-1. Produtos comerciais para transmissão de dados que utilizam a tecnologia de infravermelhos (fonte [Mor97]).

recepção, responde indicando na trama de CTS qual o factor de redução mais apropriado para a transmissão das tramas de dados subsequentes.

1.4.2 Aplicações comerciais

Vários são os produtos comercialmente disponíveis que fazem uso da transmissão óptica em espaço livre. Uma das primeiras e mais disseminadas aplicações da transmissão óptica não guiada foi em sistemas de controlo remoto de aparelhos domésticos, encontrando-se hoje em dia em variadíssimos electrodomésticos como: televisores, câmaras e gravadores de vídeo, máquinas fotográficas, aparelhos de som de alta fidelidade e auscultadores sem fios, aparelhos de ar condicionado, e também em sistemas de controlo de fechos centralizados nos automóveis, alarmes, portões eléctricos, etc.

No campo da transmissão de dados, existem actualmente variadíssimos dispositivos equipados com interfaces de comunicação por infravermelhos destinadas, na maioria dos casos, à fácil sincronização de dados entre dispositivos móveis, portáteis e fixos. O caso mais frequente é a sincronização de dados (agenda, e-mails, contactos, ficheiros, etc.) entre telemóveis, PDAs, computadores portáteis e de

Introdução

secretária. Outro tipo de produtos comerciais que utilizam esta tecnologia são os terminais de recolha de dados usados em restaurantes ou outros estabelecimentos similares. Estes terminais permitem que os pedidos dos clientes sejam enviados para os locais apropriados (cozinha ou balcão) directamente a partir da mesa dos clientes à medida que vão sendo feitos. Uma outra aplicação destinada à localização de pessoas ou objectos dentro de edifícios desenvolvida pela Olivetti, consiste numa espécie de “*pager*” pendurado no vestuário das pessoas ou colado em quaisquer objectos, e em vários satélites que são colocados nas paredes ou tecto das salas ou corredores. Esses dispositivos comunicam com os satélites por meio de sinais de infravermelhos, permitindo: localizar pessoas ou objectos, controlar o acesso a zonas de acesso restrito, enviar avisos sonoros a pessoas, encaminhamento automático de chamadas telefónicas ou mensagens para o local em que a pessoa se encontra. Para além destes produtos mais específicos, na Tabela 1-1 apresentam-se as principais características de alguns outros destinados à transmissão de dados tanto para ambientes interiores como exteriores.

Existem ainda outros tipos de aplicações da tecnologia de infravermelhos, em particular destinadas à transmissão de voz e de vídeo. Em [Pap85] é descrita a implementação de uma ligação digital de voz a 64 kbps e 128 kbps, utilizando FSK, com uma portadora diferente para cada um dos sentidos da ligação. Em [Kot86] foi proposto um telefone portátil utilizando transmissão digital a 32 kbps, cujo protótipo possibilitou manter a comunicação em 95% da área de uma sala com 12×12 *m*. Também em [Sch92] é descrita uma outra ligação de voz mas utilizando transmissão analógica através da modulação em frequência (FM) de uma portadora eléctrica. A potencial elevada largura de banda dos sistemas ópticos permite a sua utilização em sistemas de distribuição de sinais de vídeo [Smy93, Gre95], tendo mesmo sido feitas experiências de transmissão de imagem de alta resolução em ambientes exteriores, entre as câmaras de filmagem e o centro de produção móvel [Emm96].

1.5 Enquadramento e Objectivos

Desde o projecto SPOT - *Signal Processing for Optical and cordless Transmission* (RACE.1052, 1988-92), em que o Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro (DETUA) esteve envolvido, constitui-se um grupo de investigação na área das comunicações ópticas não cabladas por infravermelhos, cujo trabalho foi sendo realizado no âmbito de vários outros projectos dos quais resultaram vários Doutoramentos. De entre esses projectos destacam-se os seguintes: WINS - *Wireless In-lzotise Network Studies* (ESPRIT.5631), 1990-1991; INFRASAT - Difusão de Voz e Dados por Raios Infravermelhos (Projecto desenvolvido no âmbito dum protocolo entre a Universidade de Aveiro e a ALCATEL, Sistemas de Comunicação, S.A.), 1989-1990; POWER - *Portable Workstation for Education in Europe* (ESPRIT.6892), 1992-1996; ITCOM - Integração de Tecnologias de Comunicações Móveis (PBICT/TIT/1766), 1995-1998. O DETUA teve também uma participação activa no processo de

normalização para redes de área local sem fios IEEE802.11, em particular na especificação da camada física de infravermelhos desta norma.

Os trabalhos de investigação que culminaram nesta Tese de Doutoramento, estiveram enquadradas nas actividades de investigação do IT - Instituto de Telecomunicações, tendo na sua maior parte sido desenvolvidos no âmbito do projecto IRWLAN - *InfraRed Wireless Local Area Network*. O objectivo principal do projecto IRWLAN foi a investigação de técnicas de processamento de sinal e de recepção para minimizar os efeitos do ruído quântico introduzido nos receptores ópticos devido à iluminação ambiente, e assim incrementar o desempenho dos sistemas de transmissão sem fios por raios infravermelhos. Para tal, foram consideradas duas abordagens distintas, uma consistindo na utilização de técnicas de diversidade angular no receptor óptico e outra consistindo na utilização de sistemas de transmissão com adaptação de velocidades de transmissão. O trabalho desta Tese centra-se na introdução de adaptação de velocidades nos sistemas de transmissão ópticos, permitindo-lhes usar a taxa de transmissão mais elevada, que as condições de distância emissor-receptor, as propriedades de propagação e os níveis de luz ambiente locais permitem num dado instante, tendo para isso que existir uma constante monitorização da qualidade de transmissão que garanta um adequado ajuste da taxa de transmissão sem repentinas perdas de comunicação.

Desde o início deste trabalho, foi definido que a área de investigação a abordar se situaria na camada física dos sistemas de transmissão e no estudo de algumas soluções técnicas que permitissem explorar de forma eficiente as potencialidades da transmissão óptica em espaço livre por infravermelhos. No âmbito do projecto IRWLAN, este trabalho deveria centrar-se no estudo de técnicas de adaptação de velocidades nos sistemas de transmissão ópticos, nomeadamente considerando dois tipos de sistemas: um com filtragem adaptativa e outro com códigos correctores de erros. O primeiro sistema adapta-se a condições menos favoráveis de transmissão fazendo diminuir a taxa de transmissão efectiva (*baud-rate*) no canal, o que permite uma filtragem mais apertada no receptor e dessa forma uma redução do ruído ambiente que atinge o receptor óptico. Pelo contrário, o sistema com códigos correctores de erros mantém constante o *baud-rate* no canal, respondendo à degradação das condições de transmissão baixando a taxa de transmissão de dados (*bit-rate*) e introduzindo maiores níveis de redundância, explorando no receptor a capacidade dos códigos correctores de erros de corrigirem os erros introduzidos pelo canal. Assim, foi delineado um plano de trabalhos contendo os seguintes objectivos principais, a atingir no âmbito dos trabalhos de Doutoramento:

- estudo de técnicas de processamento de sinal que permitam minimizar os requisitos de potência dos sistemas de transmissão ópticos;
- avaliar a viabilidade de aplicação das técnicas de codificação convencionais (blocos e convolucionais) em sistemas de transmissão por infravermelhos com adaptação da taxa de transmissão;

Introdução

- estudar métodos alternativos de codificação, nomeadamente o uso de técnicas conjuntas de modulação e codificação TCM – *Trellis Coded Modulation*.

1.6 Contribuições originais

Alguns dos assuntos investigados no âmbito desta Tese podem ser considerados como contribuições originais no âmbito das comunicações sem fios por infravermelhos, ou por não terem sido anteriormente abordados ou pela profundidade com que foram aqui tratados. Ao longo do tempo, vários dos aspectos investigados foram publicados em conferências nacionais e internacionais de reconhecido prestígio neste domínio. Assim, destacam-se as seguintes contribuições originais deste trabalho:

- Identificação das técnicas de modulação mais apropriadas para o canal óptico em espaço livre, em função do débito binário, da probabilidade de erro de bit e da eficiência espectral.
- Avaliação dos desempenhos das técnicas de codificação convencionais em sistemas de transmissão por infravermelhos com adaptação da taxa de transmissão.
- Estudo de métodos alternativos de codificação, nomeadamente o uso de técnicas conjuntas de modulação e codificação, usando a técnica de TCM, que conduziu à proposta de uma nova modulação híbrida APPM.
- Pesquisa, definição e simulação dos melhores códigos TCM com modulações APPM e OPPM
- Análise de desempenho de várias técnicas de modulação em sistemas de transmissão não codificada e codificada para canais AWGN e para canais com dispersão multi-percurso.
- Proposta de sistemas de comunicação com adaptação de taxa de transmissão usando codificação TCM e análise de desempenho, em termos dos alcances de comunicação atingíveis, considerando a sua utilização em ambientes realistas.

1.7 Estrutura da tese

A presente tese descreve o trabalho efectuado conducente à obtenção do grau de Doutor, tendo sido estruturada em oito Capítulos, uma secção de Apêndices e uma lista de referências bibliográficas.

O Capítulo 1 apresenta o panorama actual das redes de comunicação sem fios, compara as tecnologias rádio e óptica e faz a introdução (estado da arte) aos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre para ambientes interiores. Neste Capítulo são ainda descritos o enquadramento, os objectivos e as contribuições originais do trabalho realizado. O Capítulo 2 faz a caracterização dos sistemas de transmissão sem fios por infravermelhos, identificando as principais limitações do canal óptico e as técnicas de modulação mais adequadas para a transmissão dos sinais ópticos. É também descrito o modelo do sistema usado e as várias modulações consideradas são comparadas em termos da probabilidade de erro de *bit* (PEB) e dos respectivos requisitos de largura de banda em sistemas sem

codificação. No Capítulo 3 é feita a análise da introdução de codificação nos sistemas de transmissão óptica sem fios. As várias modulações em estudo são comparadas em termos da sua capacidade de canal. A utilização das técnicas de codificação convencionais: repetição, blocos e convolucionais são descritas e avaliadas, e é apresentada a motivação para a utilização de técnicas conjuntas de modulação e codificação.

Os Capítulos 4 e 5 descrevem a utilização e pesquisa de códigos TCM com as modulações baseadas na posição do pulso APPM e OPPM, respectivamente. Ao longo destes Capítulos são apresentados: as características dos esquemas TCM, os algoritmos de pesquisa dos melhores códigos, a estrutura dos codificadores, as partições dos esquemas de modulação e as expressões dos ganhos de codificação. Os desempenhos dos vários sistemas TCM com modulações APPM e OPPM são avaliados de acordo com a sua característica “ganho de codificação *versus* requisito de largura de banda”. Os resultados são verificados por simulação e são feitas comparações entre os vários sistemas TCM propostos e os sistemas não codificados. No Capítulo 6 faz-se a avaliação de um conjunto de possíveis sistemas com adaptação de taxas de transmissão que usam os códigos TCM propostos nos Capítulos anteriores. Assim, observa-se que os ganhos de codificação desses sistemas se traduzem em cenários práticos num efectivo ganho de desempenho quantificado em termos de alcance de conectividade ou área de cobertura. É ainda feita a análise do desempenho dos códigos TCM em canais com dispersão multipercurso que provoca IES - Interferência Entre Símbolos, para tal, descrevem-se o modelo do sistema com IES, as simulações realizadas, os resultados obtidos e a respectiva discussão.

No Capítulo 7 são apresentadas as principais contribuições dadas para o projecto IRWLAN, nomeadamente na definição do conjunto de taxas de transmissão, e na definição e análise dos sistemas adaptativos por filtragem adaptativa e com códigos correctores de erros. Por último, no Capítulo 8 são apresentadas as conclusões do trabalho realizado e identificadas as áreas que exigem ainda um estudo mais cuidado e aprofundado.

Capítulo 2

2. CARACTERIZAÇÃO DOS SISTEMAS DE TRANSMISSÃO POR INFRAVERMELHOS EM ESPAÇO LIVRE

2.1 Introdução

Em Novembro de 1979, Gfeller e Bapst publicaram um artigo em que propuseram a utilização de radiação óptica não guiada na zona dos infravermelhos como meio de transmissão para redes de área local sem fios (WLANs) em ambientes interiores [Gfe79]. O trabalho então apresentado foi pioneiro neste domínio, tendo o artigo referido proposto aplicações para este novo tipo de tecnologia e identificado as suas principais características e problemas. O conceito proposto por Gfeller e Bapst é simples exigindo que cada terminal deva estar equipado com um emissor e um receptor ópticos. O sinal óptico transmitido por cada emissor é modulado em intensidade variando a potência óptica emitida, devendo produzir-se em toda a sala onde o sistema opera uma distribuição de potência óptica o mais uniforme possível. Ao propagar-se pelo volume da sala, o sinal transmitido é reflectido pelo tecto, paredes, chão e demais objectos presentes na sala. No receptor, o sinal óptico é recebido por um fotodetector com elevado campo de vista (*FOV*). Numa situação ideal, a potência óptica que atinge o receptor de qualquer terminal é independente da sua posição e orientação relativamente ao emissor. A este modo de transmissão Gfeller e Bapst chamaram modo difuso, existindo porém outros modos de propagação usados em transmissão óptica em espaço livre.

Neste Capítulo são descritas as principais características do canal de transmissão óptico em espaço livre e apresentadas as principais técnicas utilizadas na ligação física dos sistemas de transmissão por

Caracterização dos sistemas de transmissão por infravermelhos em espaço livre

infravermelhos neste tipo de canal. As elevadas perdas de propagação, as limitações da largura de banda imposta pela dispersão multi-percurso e de potência por razões de segurança, e os efeitos do ruído e da interferência provocados pela iluminação ambiente, caracterizam o canal óptico e são aspectos determinantes na escolha da técnica de modulação a usar neste tipo de sistemas de transmissão. Na secção 2 são apresentados alguns dos aspectos básicos que caracterizam a ligação física dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre, tais como a terminologia, os dispositivos optoelectrónicos e os modos de operação destes sistemas. Na secção 3 são identificados os principais problemas a ter em conta no projecto de um sistema de transmissão por infravermelhos decorrentes das características do canal óptico em espaço livre. Na secção 4 descreve-se o modelo do sistema de transmissão considerado ao longo deste trabalho. Na secção 5 é feita uma revisão das várias técnicas de modulação que têm vindo a ser propostas na literatura especializada ou utilizadas neste tipo de sistemas. Do vasto conjunto de modulações são analisadas as seguintes: OOK-NRZ que é considerada apenas como referência, PPM por ser o tipo de modulação mais usado, e as modulações OPPM e APPM por ser proposta a sua utilização em sistemas com codificação TCM apresentada nos Capítulos seguintes. A análise comparativa destas modulações é feita com base nas respectivas curvas de PEB e densidades espectrais de potência (*DEP*), cujas expressões são deduzidas nesta secção. Os desempenhos das modulações em termos de PEB são validados por resultados obtidos por simulação.

2.2 Aspectos fundamentais da ligação física por Infravermelhos

2.2.1 Terminologia

Dada a importância e a frequência com que se usam certos termos na caracterização geral da ligação física dos sistemas de transmissão por infravermelhos em espaço livre, definem-se em seguida alguns desses conceitos.

Designa-se por *alcance* de uma ligação a distância máxima entre emissor e receptor que verifica um dado critério de conectividade. O critério de conectividade pode ser baseado na *RSR* ou na probabilidade de erro de *bit*; pode também ser baseado na probabilidade de erro de trama. O alcance de uma ligação é determinado pelas características ópticas do emissor e do receptor, pelas perdas de propagação entre emissor e receptor e pelo ruído ambiente.

A *zona de conectividade* é a área (ou volume) em torno de uma posição do receptor tal que um emissor colocado nessa zona provoca uma *RSR* que cumpre um dado critério de conectividade. A zona de conectividade é determinada pela distribuição espacial do sinal e do ruído em torno da posição de recepção. Se a propagação do sinal e do ruído forem isotrópicas no interior da zona de conectividade então a zona terá uma forma circular (ou esférica) de raio igual ao *alcance* da ligação.

Para um determinado critério de conectividade, o espaço geográfico coberto por ligações de infravermelhos em espaço livre proveniente do conjunto de estações em comunicação designa-se por *célula óptica*. Existem, no entanto, alguns critérios diferentes considerados na definição da célula em função da interconectividade das estações: um exige que todas as estações tenham conectividade entre si, outro considera a existência de uma estação designada por satélite com a qual todas as outras estações possam comunicar, e ainda um outro critério considera que o conjunto das estações que possam comunicar entre si mesmo que de forma indirecta (duas estações não têm conectividade entre si mas podem comunicar por intermédio de outras). No primeiro caso, a célula óptica é constituída pela região de intersecção de todas as zonas de conectividade, e nos outros casos é constituída pela reunião das zonas de conectividade das estações envolvidas.

Quanto à forma como as estações estabelecem a ligação óptica entre si, um sistema de transmissão por infravermelhos pode classificar-se em *ponto-a-ponto*, *quasi-difuso* ou *difuso*. Os parâmetros relevantes para esta classificação são a orientação e directividade das interfaces ópticas e o tipo de reflectores presentes no ambiente de propagação. Nos sistemas *ponto-a-ponto* a ligação entre emissor e receptor é em linha de vista, ou seja o emissor e o receptor estão intencionalmente orientados um para o outro e existe um caminho de propagação desobstruído entre eles. Neste caso, o emissor e o receptor devem ser ambos directivos, sendo a directividade um compromisso entre o alcance da ligação e a tolerância ao alinhamento das interfaces ópticas. Num sistema *quasi-difuso* a ligação entre emissor e receptor é feita através de um reflector que tem a função de distribuir a radiação óptica por toda a sala. As ligações emissor-reflector e receptor-reflector são em linha-de-vista, e por isso o emissor e o receptor são directivos e estão intencionalmente orientados para o reflector. No caso do reflector ser activo designa-se por *satélite* e tem por missão receber, regenerar e retransmitir o sinal óptico recebido. No caso do reflector ser passivo (normalmente o tecto da sala) deve ter boas propriedades difusoras e reflectoras. Num sistema *difuso* a ligação entre emissor e receptor é feita através de múltiplas reflexões nas superfícies do ambiente de propagação. Tanto o emissor como o receptor são não-directivos e podem estar orientados arbitrariamente. Idealmente, o sinal óptico recebido deve ser independente da posição e orientação do receptor dada a uniformidade na distribuição da potência óptica por todas as superfícies reflectoras (paredes, chão, tecto e outros objectos). Em sistemas reais, o diagrama de radiação do emissor tem o papel mais importante na distribuição da potência óptica, devendo ser otimizado para distribuir a potência óptica pela sala de operação do sistema da forma mais eficiente [Lom94].

2.2.2 Dispositivos ópticos e optoelectrónicos

Os sistemas de infravermelhos sem fios para ambientes interiores utilizam modulação da intensidade de uma portadora óptica e detecção directa. Para enviar sinais ópticos são usados díodos emissores de luz do tipo LED ou LASER, e para detectar esses sinais utilizam-se fotodetectores do tipo PIN ou APD. Nestes sistemas podem também ser usados outros dispositivos ópticos tais como: filtros ópticos para

Caracterização dos sistemas de transmissão por infravermelhos em espaço livre

reduzir os efeitos da iluminação ambiente, lentes e concentradores para aumentar a potência óptica colectada e difusores para controlar a forma do diagrama de radiação dos emissores.

O componente optoelectrónico emissor mais utilizado é o LED, devido essencialmente ao seu baixo custo e maior segurança (que deriva das áreas activas de emissão relativamente elevadas). No entanto, o LED apresenta algumas desvantagens: uma eficiência de conversão optoelectrónica inferior a 20%, uma largura de banda limitada a poucas dezenas de MHz e uma elevada largura espectral (entre 25 e 100 nm). Os díodos LASER são também utilizados em alguns casos particulares de ligações físicas de infravermelhos em espaço livre, principalmente em sistemas que utilizam o modo de propagação em linha de vista [Mar94, Smy95]. As vantagens normalmente atribuídas aos díodos LASER são: a maior eficiência de conversão optoelectrónica (entre 30% e 70%), a maior largura de banda (desde centenas de MHz até mais de 10 GHz) e a menor largura espectral óptica (inferior a 1 nm). Os díodos LASER são no entanto pouco seguros devido à coerência espacial da radiação emitida, podendo essa coerência espacial ser destruída utilizando materiais difusores tais como placas finas de plástico translúcido [Kah94] ou hologramas gerados por computador [Smy93].

As elevadas perdas de propagação no canal óptico fazem da potência óptica emitida a característica mais importante dos dispositivos emissores. Os LEDs tipicamente permitem emitir níveis de potência na gama dos 10 a 40 mW em contínuo e numa utilização intermitente (utilização de transmissão por impulsos) a potência óptica de pico pode atingir algumas centenas de mW. Os LASERs por sua vez são capazes de emitir níveis de potência óptica da ordem das muitas centenas de mW. No entanto, as principais vantagens dos LASERs em relação aos LEDs são contrariadas por um preço bastante maior dos componentes e pela necessidade de se utilizarem circuitos de polarização e de controlo de temperatura bastante complexos.

O componente optoelectrónico receptor mais utilizado é o fotodíodo PIN, devendo a sua área efectiva de detecção ser tão elevada quanto possível. Os valores típicos vão desde alguns milímetros quadrados até alguns centímetros quadrados, sendo comum utilizar-se o valor de 1 cm² como referência. No entanto, o aumento da área activa do fotodetector provoca o aumento da capacidade parasita, o que pode limitar a largura de banda e aumentar o ruído no receptor. Por essa razão o fotodíodo PIN é normalmente conjugado com a utilização de um concentrador óptico (uma lente) que faz aumentar a área efectiva de detecção. Das características de um fotodetector salientam-se: a responsividade cujo valor típico é 0.6 A/W, e o campo-de-vista que toma valores entre 60° e 90° devido às perdas por reflexão do invólucro que reveste a superfície plana do fotodetector. Os fotodíodos APD apresentam um ganho interno de conversão [Kei85], no entanto a sua utilização não é recomendada nas situações em que o ruído produzido pela iluminação ambiente seja dominante [Kah95].

Os elevados níveis de ruído ambiente do canal óptico obrigam à utilização de filtros ópticos. A forma mais eficiente de filtrar o ruído ambiente é conjugar a reduzida largura espectral de um díodo LASER com um filtro óptico de banda estreita (filtro de interferência) [Bar94]. A utilização de um filtro de

interferência colocado sobre uma semiesfera dielétrica possibilita simultaneamente a obtenção de uma banda estreita e de um campo-de-vista largo, mas têm no seu custo elevado e no facto da banda passante variar com o ângulo de incidência as suas maiores desvantagens. Por isso, é mais vulgar utilizarem-se filtros ópticos de tipo passa-longo para efeitos de filtragem do ruído ambiente [Gfe79, Geo88], que se podem obter a partir de simples películas fotográficas a cores.

2.2.3 Identificação dos problemas envolvidos em Infravermelhos

Nesta secção são descritos os principais problemas encontrados na implementação de sistemas de transmissão sem fios usando a tecnologia de infravermelhos. Por um lado, as perdas de propagação e os elevados níveis de ruído e interferência que afectam a transmissão dos sinais ópticos, e por outro lado as limitações na potência dos sinais ópticos impostas por questões de segurança constituem os principais problemas das comunicações por infravermelhos em espaço livre.

Natureza dinâmica do canal óptico

O canal de transmissão dos sistemas ópticos sem fios apresenta um carácter dinâmico que deve ser tido em conta aquando do projecto e implementação desses sistemas. Mesmo em ambientes interiores o canal óptico apresenta um comportamento bastante dinâmico, podendo existir variações bruscas e consideráveis dos parâmetros que o caracterizam. As condições de iluminação ambiente e a interacção dos utilizadores com o sistema são os factores principais que afectam o estado do canal óptico.

A iluminação ambiente pode ser de origem natural ou artificial, ou seja pode ser realizada por recurso à luz solar ou por meio de lâmpadas de iluminação. Nas áreas de grande incidência de luz solar torna-se impossível manter uma ligação física mesmo com recurso a filtragem óptica, devido aos elevados níveis de ruído quântico induzidos nos receptores ópticos. O facto de o sol se movimentar faz com que essas zonas com iluminação mais intensa sejam móveis o que conduz a modificações na forma da zona de conectividade do sistema [Gfe94]. A utilização de fontes artificiais de iluminação provoca o aumento significativo do nível de ruído e o surgimento de interferência óptica. As alterações rápidas das condições de iluminação, devidas por exemplo ao acendimento de lâmpadas ou à abertura de uma janela, podem fazer com que um sistema que funcionava em pleno se torne subitamente inoperacional.

A presença de quaisquer obstáculos à passagem dos sinais ópticos pode provocar, mesmo no modo de propagação difuso, o aparecimento de zonas de sombras em que a amplitude do sinal recebido seja insuficiente para manter uma ligação entre as estações emissora e receptora. Assim, o estado do canal óptico é alterado pelas variações de posicionamento de pessoas e objectos dentro da célula óptica. Por outro lado, mesmo em modo difuso a distribuição dos níveis de potência óptica, ruído e interferência não é contínua. Por isso, as mudanças na posição e orientação das estações ópticas podem implicar variações significativas das condições de transmissão.

Perdas de propagação e dispersão multi-percurso

Os sistemas de transmissão ópticos sem fios são limitados entre outros factores pelas perdas de propagação dos sinais e pela dispersão multi-percurso que provoca no receptor óptico a interferência entre os diferentes símbolos recepcionados. Ao longo do tempo vários têm sido os trabalhos de investigação realizados no sentido de estudar, modelar e otimizar os sistemas ópticos, procurando soluções que minimizem as perdas de propagação e os efeitos da dispersão multi-percurso. Estes trabalhos incidem principalmente sobre o modo de propagação difuso, uma vez que este apresenta a solução mais cómoda do ponto de vista funcional porque potencia a mobilidade total das estações ópticas dispensando os requisitos de alinhamento exigidos pelos modos ponto-a-ponto e quasi-difuso. No entanto, é também para o modo difuso que os efeitos das perdas de propagação e da dispersão multi-percurso se fazem sentir de forma mais penalizadora.

No trabalho pioneiro de Gfeller [Gfe79] foi usado para determinar a distribuição de potência óptica de um sistema de transmissão em modo difuso, um modelo baseado numa única reflexão na superfície do tecto. A utilização deste modelo permitiu caracterizar a distribuição de potência em células ópticas de diversas dimensões e concluir da necessidade de se usarem emissores com diagramas de radiação bastante largos para se poder uniformizar a distribuição de potência dos sinais ópticos propagados na célula. Para tal, o modelo proposto admite a existência sobreposta de vários LEDs com diferentes características de radiação (potência, direcção e abertura) o que permite simular o desempenho de emissores ópticos com diagramas de radiação diversos. Este modelo foi posteriormente estendido em [Bar93] por forma a considerar múltiplas reflexões e permitir o cálculo da resposta impulsional do canal. Em [Lom94] foi usado um modelo de múltiplas reflexões e apresentadas formas de otimizar o diagrama de radiação por forma a minimizar as perdas de propagação e a gama dinâmica do canal. Foi também demonstrada a importância de se considerarem várias ordens de reflexão no cálculo da resposta em frequência do canal. Em [Gfe94] foi descrito um modelo de simulação que a partir de dados experimentais introduzia a distribuição da iluminação ambiente natural e artificial no canal. Com este modelo pode-se determinar a distribuição da *RSR* ao longo da sala e obter a forma geométrica das células ópticas. Nesse trabalho foi proposto, como forma de expandir as zonas de conectividade, a implementação de um mecanismo de taxas de transmissão variáveis, que permita que o sistema reduza “automaticamente” a taxa de transmissão sem perder a conectividade, nos locais em que o nível de ruído é muito elevado.

Para além destes trabalhos predominantemente de simulação, outros apresentaram propostas de carácter prático, baseados em técnicas de diversidade espacial, dos quais se destacam [Yun92] e [Val95]. No primeiro, foi proposta a utilização de um sistema quasi-difuso em que: o emissor óptico transmite vários feixes ópticos colimados e orientados para certos pontos no tecto da sala e o receptor do tipo olho de mosca é constituído por vários receptores de *FOV* pequeno orientados para os mesmos pontos. No segundo, é sugerida a utilização de um receptor sectorizado e analisadas várias técnicas de combinação dos sinais dos diferentes sectores. A direccionalidade dos emissores ópticos e das fontes de luz ambiente

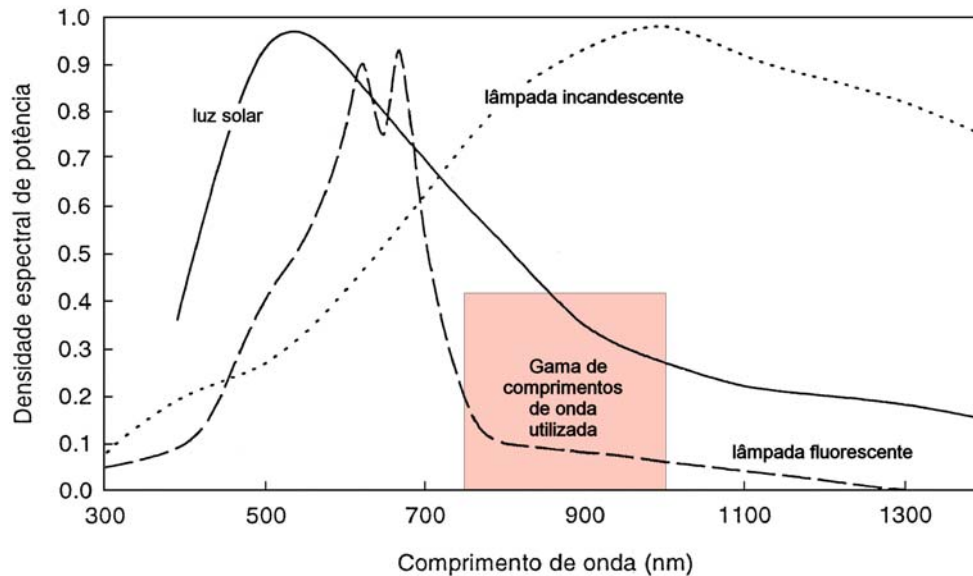


Figura 2-1. Espectros ópticos típicos dos vários tipos de iluminação ambiente (fontes de luz natural e artificiais) e gama de comprimentos de onda dos LEDs de infravermelhos mais usados.

permite a esta solução a obtenção de ganhos consideráveis e um efectivo combate à dispersão multi-percurso. Estas ideias foram exploradas e combinadas em [Tan96], numa solução em que o emissor transmite vários feixes ópticos estreitos e o receptor é composto por vários sectores, cada um com diferente orientação.

Ruído e interferência produzidos pela luz ambiente

O desempenho dos sistemas ópticos em meio livre é afectado pelo ruído e interferência provocados pelas fontes de luz ambiente. A Figura 2-1 ilustra como os espectros ópticos da luz ambiente natural e artificial [Gfe79, Geo88] se sobrepõem aos sinais ópticos de infravermelhos que tipicamente usam a gama de comprimentos de onda de 750 a 1000 nm. Por um lado, a necessidade de nos modos difuso ou quasi-difuso os fotodetectores necessitarem de ter valores de *FOV* elevados, e por outro lado, o facto da sua responsividade se estender para além da banda dos sinais de infravermelhos, fazem com que uma parte significativa da potência óptica colectada nos fotodetectores seja ruído quântico produzido pela luz ambiente. Parte desta potência óptica indesejada pode ser atenuada recorrendo à utilização de filtragem óptica. Ao reduzir a potência óptica indesejável que atinge o fotodetector, a filtragem óptica permite reduzir não só os níveis de ruído quântico como também a interferência provocada principalmente pelas fontes de luz artificial. No entanto, na maioria dos casos a filtragem óptica não é suficiente para combater os efeitos da iluminação ambiente, nomeadamente da interferência, pelo que é necessário recorrer a outras técnicas tais como filtragem eléctrica e cancelamento dependendo do tipo de luz artificial usada [Mor97].

Caracterização dos sistemas de transmissão por infravermelhos em espaço livre

Vários foram os trabalhos de investigação em que os autores estudaram as características e a distribuição de potência das diferentes formas de iluminação ambiente. Baseados em medições dos níveis de potência óptica em cenários reais mostra-se: em [Gfe94], que a luz solar produz elevados níveis de ruído quântico nas áreas junto às janelas e que a distribuição espacial desse ruído varia consideravelmente ao longo do dia, em [Tav95], que as lâmpadas incandescentes e direccionais produzem níveis muito elevados de potência óptica e portanto muito ruído quântico. Em ambos os casos ficou patente que a distribuição da luz ambiente é pouco ou nada uniforme, apresentando uma grande variedade de formas dependendo das dimensões da célula e da natureza das fontes de iluminação. Em [Mor95a] foi estudada a interferência óptica produzida pelas fontes de luz artificial, resultante das variações de intensidade da radiação emitida pelas lâmpadas. Verifica-se que o espectro eléctrico da interferência produzida por estas lâmpadas inclui uma componente ao dobro da frequência da rede de fornecimento de energia, e vários harmónicos significativos dessa frequência que se podem estender até cerca de 20 kHz. No caso das lâmpadas fluorescentes com balastros electrónicos a interferência atinge 1 MHz. Assim, os efeitos da interferência são mais severos em sistemas que utilizam modulação em banda base e com taxas de transmissão baixas [Mor95b], e é portanto um factor importante a ter em conta na escolha das técnicas de modulação e/ou codificação a utilizar.

Aspectos de segurança

Os níveis de potência dos sinais ópticos usados nos sistemas por infravermelhos deveriam idealmente poder ser tão elevados quanto o necessário, para garantirem uma cobertura total do espaço em que os sistemas operam. Infelizmente, devido a aspectos de segurança para as pessoas existem limites para os níveis máximos de potência óptica, em particular para os sistemas que operam nos modos de propagação difuso e quasi-difuso. Existem regulamentações internacionais para os limites máximos de exposição a radiação óptica [IEC93], que definem para diferentes classes de equipamentos que utilizam radiação óptica os respectivos níveis máximos de radiação.

Os efeitos da exposição à radiação óptica dependem do nível de potência da radiação, da duração de exposição e do comprimento de onda, podendo provocar lesões na pele e nos olhos. O olho humano é o órgão mais sensível à radiação óptica, devido à sua capacidade para focar numa área muito pequena da retina a luz emitida por uma fonte pontual, em particular quando a radiação usa comprimentos de onda próximos da luz visível [Smy93]. Essa concentração da radiação provoca elevados níveis de irradiância o que facilmente origina lesões graves [Fer94].

2.3 Modelização da ligação de Infravermelhos

A ligação física de infravermelhos em espaço livre é baseada em modulação de intensidade (da portadora óptica) e detecção directa, à semelhança das ligações guiadas por fibra óptica. A modulação de

intensidade é obtida variando a corrente de polarização de um díodo LASER ou de um LED. A detecção directa é efectuada por fotodíodos PIN ou APD que produzem uma corrente eléctrica proporcional à potência óptica incidente.

A radiação infravermelha apresenta propriedades muito semelhantes à radiação óptica visível. Assim, as superfícies típicas dos ambientes interiores são, em geral, boas reflectoras da radiação infravermelha. Exceptuam-se as superfícies escuras de absorção elevada, e as superfícies transparentes com elevados níveis de transmissividade. Esta propriedade tem duas consequências importantes. Por um lado, a radiação infravermelha pode propagar-se através de múltiplas reflexões nas superfícies do ambiente de propagação. A propagação através de múltiplos percursos pode provocar interferência-entre-símbolos, designando-se este fenómeno por dispersão multipercurso. Por outro lado, a colocação de obstáculos entre emissor e receptor pode provocar uma atenuação muito significativa da radiação, sendo este fenómeno designado por obstrução.

As fontes de iluminação dos ambientes interiores, luz solar e luz artificial gerada por lâmpadas incandescentes e fluorescentes, radiam nos comprimentos de onda do sinal de informação óptico, sendo a sua intensidade no fotodetector geralmente muito superior à intensidade do próprio sinal [Gfe79]. Enquanto que a radiação solar apresenta variações de intensidade lentas produzidas principalmente pelo movimento relativo do sol ou por sombras, a iluminação artificial apresenta variações de intensidade rápidas e de grande amplitude. Ao atingir o fotodetector, a radiação óptica ambiente provoca ruído quântico, devido à natureza aleatória do processo de fotodeteção.

Ao longo do trabalho realizado nesta Tese considera-se o modelo do sistema de comunicações representado na Figura 2-2. Este modelo geral considera a possível utilização de codificação (introdução de códigos correctores de erros) dos dados transmitidos, no caso de transmissões sem codificação as operações de codificação e decodificação não estão presentes. Assim, na Figura 2-2 apresenta-se o diagrama de blocos do sistema em consideração. No lado esquerdo está representada a estação transmissora (emissor), na qual: a sequência binária de dados de entrada $\{a_k\}$ é codificada, a sequência codificada é dividida em palavras de um ou mais *bits* que são moduladas numa das formas de onda de um dos símbolos do alfabeto da modulação; em seguida, o sinal eléctrico é passado por um conversor electro-óptico que produz o sinal de potência óptica $s(t)$ que é transmitido através do canal.

Um sistema com modulação de intensidade óptica com detecção directa (IM/DD) é normalmente modelado por um sinal dependente, seguindo um modelo de contagem de fótons com distribuição de Poisson (*photon-counting model*). Mas para comunicações por infravermelhos devido à intensa luz ambiente nos ambientes interiores, o modelo do canal pode ser simplificado para um canal AWGN. Assim, o canal de transmissão corrompe o sinal transmitido com ruído, que se considera, modelado por uma fonte de ruído aditivo gaussiano $n_b(t)$.

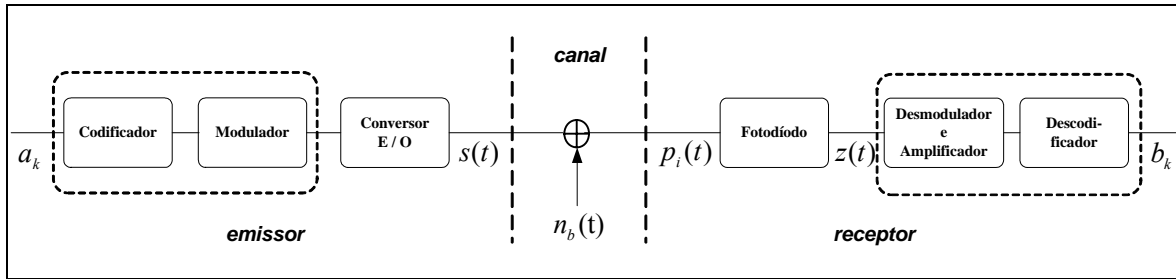


Figura 2-2. Diagrama de blocos do modelo do sistema de transmissão óptico.

Do lado direito do diagrama representa-se a estação receptora (receptor), na qual o dispositivo opto-eléctrico fotodíodo converte a potência óptica recebida $p_i(t) = p_r(t) + n_b(t)$ numa corrente eléctrica $z(t)$. A equação (2.1) traduz o valor da corrente eléctrica $z(t)$ dado pelo produto da responsividade do fotodíodo \mathfrak{R} e da potência óptica integrada pela superfície do detector, onde $p_r(t)$ é a potência óptica recebida na ausência de ruído, e $n(t)$ é a corrente devida ao ruído aditivo que resulta da soma do ruído quântico e do ruído térmico introduzido pelo receptor. Este ruído pode ser adequadamente modelado como Gaussiano branco com densidade espectral de potência $n_o/2$.

$$z(t) = \mathfrak{R} \cdot p_r(t) + n(t) \quad (2.1)$$

Considera-se ao longo deste trabalho que o sinal óptico recebido não sofre distorção significativa e que, desta forma, os impulsos ópticos elementares recebidos são rectangulares. Assim, a potência óptica recebida é dada pela expressão (2.2), onde T_s representa a duração de símbolo e $p_k(t)$ a forma de onda correspondente ao símbolo k .

$$p_r(t) = \sum_k p_k(t - kT_s) \quad (2.2)$$

Após a sua conversão para o modo eléctrico, o sinal é amplificado, desmodulado e decodificado, resultando a sequência de dados de saída $\{b_k\}$, que será uma réplica da sequência $\{a_k\}$ excepto nas posições em que o decodificador não tenha sido capaz de corrigir os erros introduzidos pelo canal. Os superblocos representados a tracejado ilustram a combinação das operações de codificação e modulação no emissor, e das operações de decodificação e desmodulação no receptor, quando se usam técnicas de codificação TCM.

2.4 Técnicas de modulação para Infravermelhos

Como foi descrito na secção 2.2.3, as elevadas perdas de propagação, a limitação em largura de banda devida à dispersão multi-percurso e os efeitos do ruído e interferência provocados pela iluminação ambiente são as características dominantes do canal óptico em sistemas por infravermelhos sem fios. Estes factores são determinantes na escolha das técnicas de modulação e codificação a usar neste tipo de canal. Os sistemas de transmissão ópticos em espaço livre utilizam modulação da intensidade de uma ou mais portadoras ópticas e detecção directa. A viabilidade da utilização de detecção coerente não está

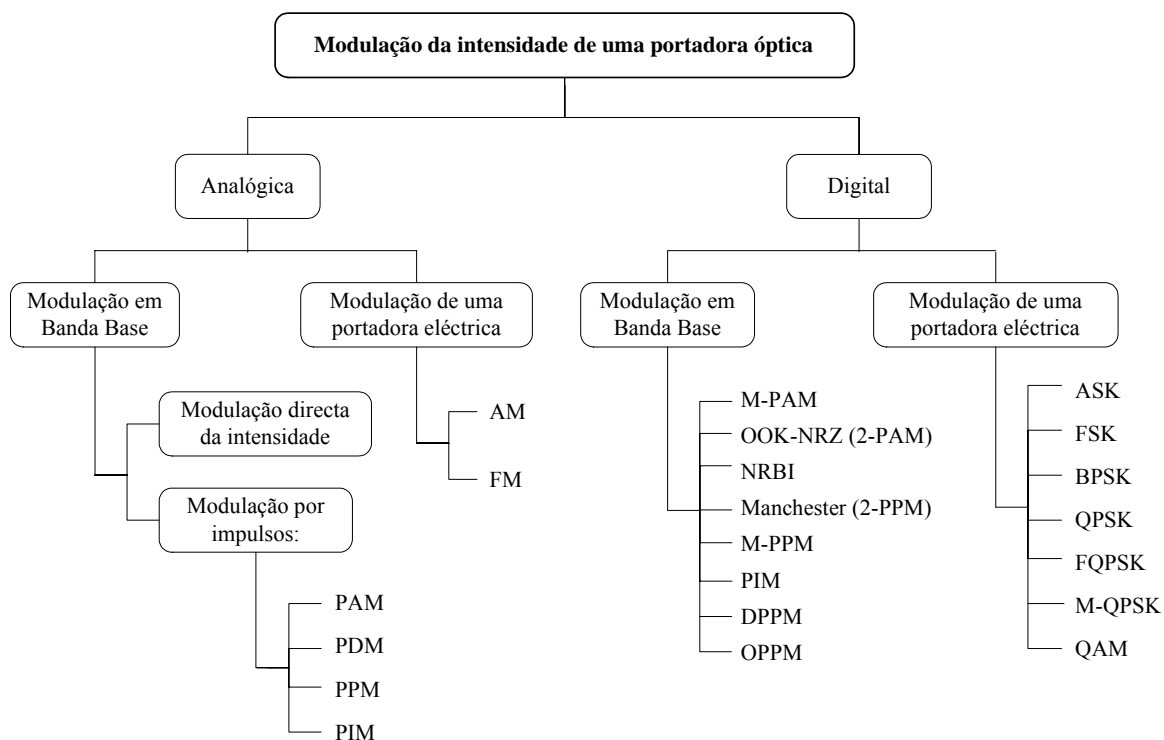


Figura 2-3. Técnicas de modulação que têm sido propostas ou utilizadas no canal óptico (fonte [Mor97]).

demonstrada, uma vez que a dispersão provocada pela propagação multi-percurso destrói a necessária coerência dos sinais. Considerando os processos de conversão electro-óptica (modulação da intensidade da portadora óptica) e opto-eléctrica (detecção directa) como fazendo parte do canal, este pode considerar-se um canal em banda base, sendo que, neste caso, o sinal modulante não pode tomar valores negativos, uma vez que a intensidade da portadora óptica é sempre não negativa.

A Figura 2-3 mostra as várias técnicas de modulação que têm sido propostas ou utilizadas no canal óptico em espaço livre, que embora semelhantes às utilizadas noutros canais, o seu desempenho deve ser avaliado tendo em conta as particularidades deste canal [Bar94]. A transmissão pode ser feita em banda base, modulando directamente a intensidade da portadora óptica, ou por modulação de uma portadora eléctrica que por sua vez modula a intensidade da portadora óptica, tanto para sinais analógicos como digitais. Os factores determinantes para a avaliação do desempenho das diferentes técnicas de modulação são as respectivas eficiências espectral e de potência. Existem, porém, outras características de certas técnicas de modulação que podem ser importantes, como por exemplo, a capacidade das técnicas baseadas numa portadora eléctrica de estabelecerem vários canais simultâneos [Mor97].

Alguns sistemas ópticos essencialmente de aplicações áudio e vídeo utilizam a transmissão de sinais analógicos [Sch92, Gre95], quer por modulação da intensidade da portadora óptica feita em amplitude (AM) ou em frequência (FM), quer em banda base por modulação directa de intensidade ou por modulação por impulsos. A escolha da técnica mais apropriada para sistemas de transmissão de sinais analógicos depende sobretudo das características dos sinais a transmitir e da qualidade (*RSR*) pretendida.

Caracterização dos sistemas de transmissão por infravermelhos em espaço livre

Por exemplo, em [Gre95] é descrito um sistema de transmissão de vídeo que utiliza modulação directa da portadora óptica, uma vez que, dada a elevada largura de banda do sinal a transmitir, outras técnicas iriam exigir maiores larguras de banda e, por isso, estar mais sujeitas aos efeitos da dispersão multi-percurso. Por outro lado, os sistemas que usam modulação em banda base são mais sensíveis aos efeitos da interferência produzida pela iluminação ambiente.

No caso da transmissão de sinais digitais podem ser usadas técnicas de modulação em banda base ou de uma portadora eléctrica. As segundas permitem estabelecer vários canais simultâneos recorrendo a várias portadoras que podem servir também para atenuar os efeitos da dispersão multi-percurso [Aud95]. Num canal com dispersão, a resposta em frequência não varia significativamente dentro de intervalos de 10 MHz, pelo que modulando cada portadora a taxas de transmissão inferiores a 10 Mbps, os efeitos da dispersão não são muito severos [Kah94]. A grande desvantagem das técnicas de modulação que utilizam portadoras eléctricas é a baixa eficiência em termos de potência o que limita a sua utilização a sistemas em que exista a necessidade de se estabelecerem vários canais simultâneos, o que permite criar ligações com taxas de transmissão de várias dezenas de Mbps.

Das técnicas de modulação de sinais digitais em banda base destacam-se: a modulação da amplitude dos impulsos utilizando M amplitudes diferentes (*M-Pulse Amplitude Modulation* – M-PAM) e a modulação da posição dos impulsos utilizando M posições (*M-Pulse Position Modulation* – M-PPM) [Bar92, Kah94, Mor95a]. PAM apresenta uma boa eficiência espectral, enquanto que PPM é muito eficiente em termos de potência. Existem várias técnicas de modulação que se apresentam como alternativas a PPM, em que a informação é transmitida pela distância entre impulsos consecutivos. Este conjunto de técnicas é conhecido como a família de modulações DPIM - *Digital Pulse Interval Modulation*, ou simplesmente PIM [Kal97, Gha00], ou ainda por DPPM (*Differential PPM*) [Shi99]. Estas modulações usam alfabetos constituídos por símbolos com durações diferentes, e em relação a PPM apresentam a vantagem de incrementarem as eficiências de potência e/ou de largura de banda e não necessitarem de sincronismo de símbolo. Pelo facto da duração dos símbolos não ser constante, o que provoca vagueio DC, a detecção dos impulsos só se pode fazer utilizando detectores de limiar. A ausência de sincronismo de símbolo torna os receptores menos complexos mas conduz a propagação de erros, uma vez que, se um impulso for detectado na posição errada conduz a dois símbolos errados. Mais recentemente o interesse pelas técnicas de modulação de impulsos tem sido amplificado em particular no contexto dos sinais UWB, em que são transmitidos pulsos de duração da ordem dos nano segundos ocupando larguras de banda muito elevadas. Este facto permite à tecnologia UWB a coexistência de várias aplicações num mesmo espectro sem provocarem interferências significativas e sem necessidade de licenciamento. Neste contexto, duas outras variantes de modulações da família DPIM têm merecido particular destaque [Car01], DPIWM e DPIAM (designada por DAPPM em [Set05]), em que os impulsos da modulação DPIM são modulados em duração e em amplitude, respectivamente.

A partir da literatura técnico-científica, pode-se concluir da existência de um consenso de que as técnicas em banda base de modulação da posição do impulso PPM, e de algumas das suas variantes, oferecem melhores características para a transmissão em canais ópticos limitados em potência. Além disso estas técnicas englobam um conjunto de soluções que vão desde as mais eficientes em termos de potência às mais simples de implementar. Nesta secção são analisadas as seguintes modulações: OOK-NRZ, M -PPM e derivadas (modulações baseadas na posição de um impulso rectangular) como $(n w)$ OPPM e $A \times M$ -APPM, esta última modulação é apresentada como proposta inovadora adequada a sistemas com codificação do tipo TCM (*Trellis Coded Modulation*). Desta análise fazem parte as deduções das expressões para as probabilidades de erro de *bit* médias e densidades espectrais de potência, respectivas concretizações e comparações.

Para cada uma das técnicas de modulação consideradas, a sequência de *bits* a transmitir, constituída por símbolos $a_k \in \{0,1\}$, é dividida em palavras de um ou mais *bits*, que são transmitidas usando uma das formas de onda $p_k(t)$, correspondente a um dos símbolos do alfabeto dessa modulação. O sinal $X_{in}(t)$, constituído pela sequência das formas de onda referidas, é então utilizado para modular a intensidade de uma portadora óptica, sendo então transmitido através do canal de comunicação óptico.

Nas secções seguintes é usada a seguinte nomenclatura: P_p é o máximo de potência óptica (também designada por potência de pico); P_{av} é a potência óptica média; \mathfrak{R} é a responsividade do receptor, $n_0 \cong q \cdot I_b$ representa a densidade espectral do ruído, sendo q a carga elementar do electrão e I_b a corrente média induzida pela luz ambiente; R_b é a taxa de transmissão em *bits*/segundo; T_b representa a duração de um *bit*; T_s representa a duração de um símbolo da modulação; T_c representa a duração da menor divisão temporal (que designaremos por *chips* ou posições) usada pela modulação. Por forma a poder comparar as várias técnicas de modulação em estudo, foi definida a Relação-Sinal-Ruído (*RSR*) expressa em (2.3).

$$RSR = \frac{\sqrt{2} P_{av} \mathfrak{R}}{\sqrt{n_o} R_b} \quad (2.3)$$

Uma função bastante usada para expressar as probabilidades de erro associadas a variáveis aleatórias com distribuição gaussiana, é a função de *Marcum* $Q(x)$ cujo valor é dado pelo integral da expressão (2.4). Na literatura é frequentemente usada a função de erro complementar $\text{erfc}(x)$, cuja relação com $Q(x)$ é: $\text{erfc}(x) = 2 \cdot Q(\sqrt{2} x)$.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-x^2/2} dx \quad (2.4)$$

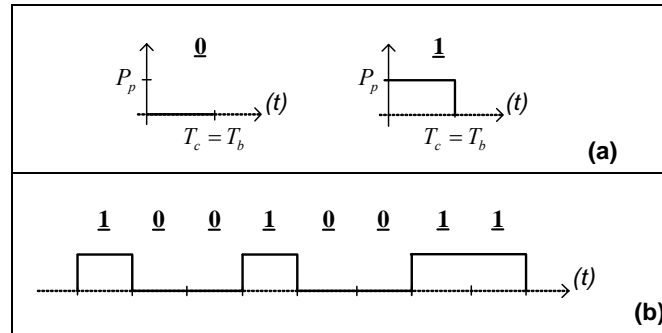


Figura 2-4. Formas de onda para a modulação OOK-NRZ: (a) alfabeto de OOK; (b) modulação de uma sequência binária.

2.4.1 A modulação OOK-NRZ

Na modulação OOK-NRZ (*On-Off-Keying – Non-Return to Zero*) a forma de onda dos vários símbolos (ver Figura 2-4) pode ser escrita como: $p_k(t) = a_k P_p p_{T_s}(t)$, sendo $p_{T_s}(t)$ um pulso rectangular com amplitude unitária e duração T_s . Em OOK-NRZ, as durações de *bit*, de símbolo e de *chip* são iguais.

$$T_b = T_s = T_c \quad (2.5)$$

O receptor óptimo reduz-se neste caso a um receptor I&D [Mor97], e a probabilidade de erro de *bit* para a modulação OOK-NRZ é dada pela expressão (2.6). A Figura 2-5 representa o desempenho da modulação OOK-NRZ em termos da probabilidade de erro de *bit*, obtido através da expressão (2.6) e a partir de resultados obtidos por simulação.

$$P_{b,OOK} = Q\left(\frac{\sqrt{2} P_{av} \Re \sqrt{T_s}}{\sqrt{n_o}}\right) = Q(RSR) \quad (2.6)$$

A modulação OOK-RZ (*Return to Zero*) permite diminuir a duração do impulso transmitido no símbolo “On” fazendo o retorno a zero, reduzindo essa duração de um factor γ denominado “*duty-cycle*”. A utilização de impulsos RZ com *duty-cycle* $0 < \gamma < 1$ requer um aumento de largura de banda de um factor de $1/\gamma$. No entanto, isto permite diminuir os requisitos de potência média porque o ganho devido ao aumento da potência de pico óptica de um factor de $1/\gamma$ ultrapassa a penalidade imposta pelo aumento do ruído associado à expansão da largura de banda. É por esta razão que OOK-RZ é utilizada em vários sistemas actuais de transmissão por infravermelhos, estando mesmo presentes em algumas das normas IrDA. No entanto, se o *duty-cycle* do impulso OOK-RZ for demasiado pequeno a codificação da informação na posição desse impulso torna-se mais eficiente, ou seja é preferível utilizar a modulação PPM[Kah97]. De entre todas as modulações apropriadas para ligações por infravermelhos sem fios, OOK é a mais simples de implementar, representando OOK-NRZ um bom compromisso entre largura de banda e potência óptica necessárias. Se forem utilizados impulsos rectangulares com uma duração igual à duração de um *bit*, a largura de banda necessária é aproximadamente igual à taxa de transmissão [Kah94]. As características espectrais de OOK-NRZ fazem desta modulação, uma boa escolha para sistemas com

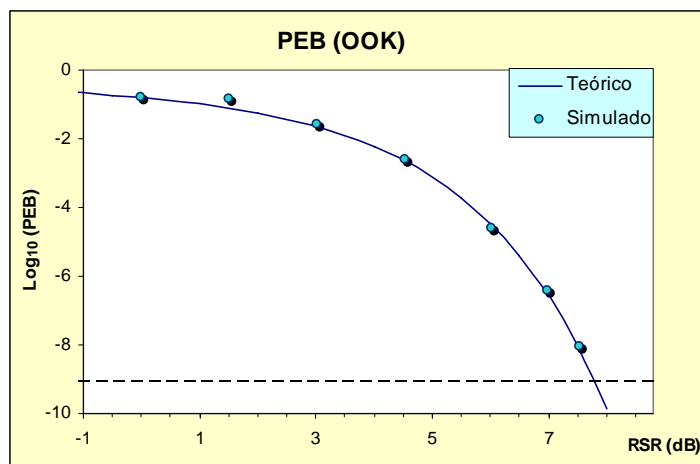


Figura 2-5. Probabilidade de erro de *bit* para a modulação OOK-NRZ (curva teórica e pontos simulados).

taxas de transmissão superiores a 10 Mbps, pois os efeitos da dispersão multi-percurso são inferiores aos observados para outras técnicas [Kah94, Aud95]. Para taxas de transmissão inferiores a 10 Mbps, em que os efeitos da dispersão multi-percurso não são muito importantes, a baixa eficiência em termos de potência penaliza esta solução. Por outro lado, os sinais OOK-NRZ têm uma grande percentagem da sua energia concentrada nas baixas frequências, o que dificulta a utilização de filtragem eléctrica passa-alto para reduzir os efeitos da interferência óptica. Outra grande desvantagem desta técnica está relacionada com o sincronismo. A possibilidade de ocorrerem longas sequências de ‘zeros’ ou ‘uns’ dificulta o processo de recuperação de relógio. Este problema pode ser minorado recorrendo à introdução de baralhadores (*scramblers*). Uma outra forma de aliviar o problema da sincronização associado a NRZ é utilizar NRBI (*Non-Return-to-zero with Bit Insertion*) [Che94], que é uma técnica de codificação na qual é inserido um ‘um’ sempre que ocorra uma longa sequência de ‘zeros’.

2.4.2 A modulação PPM

Existem duas formas alternativas de designar uma determinada modulação PPM, que são M -PPM, ou PPM de ordem k . Ambas correspondem ao método em que cada palavra de k *bits* é modulada na forma de um dos $M = 2^k$ símbolos possíveis, que é então transmitido através do canal. Sendo, portanto M o número de símbolos do alfabeto da modulação M -PPM e $k = \log_2 M$ o número de *bits* modulados em cada um dos símbolos possíveis. Cada símbolo, de duração T_s está dividido em M partes iguais, de duração T_c , que se designam por *chips* (ou posições) e relacionam-se de acordo com (2.7). Cada símbolo é constituído por um impulso de duração T_c transmitido numa das M posições possíveis. Assim, as M formas de onda possíveis são: $p_k(t) = P_p p_{T_c}(t - iT_c)$ com $i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ e $p_{T_c}(t)$ um pulso rectangular com amplitude unitária e duração $T_c = T_s / M$. A Figura 2-6 ilustra as formas de onda que constituem os alfabetos das modulações 2- e 4-PPM, e o sinal transmitido pela modulação de uma sequência binária usando esquemas PPM de diferentes ordens.

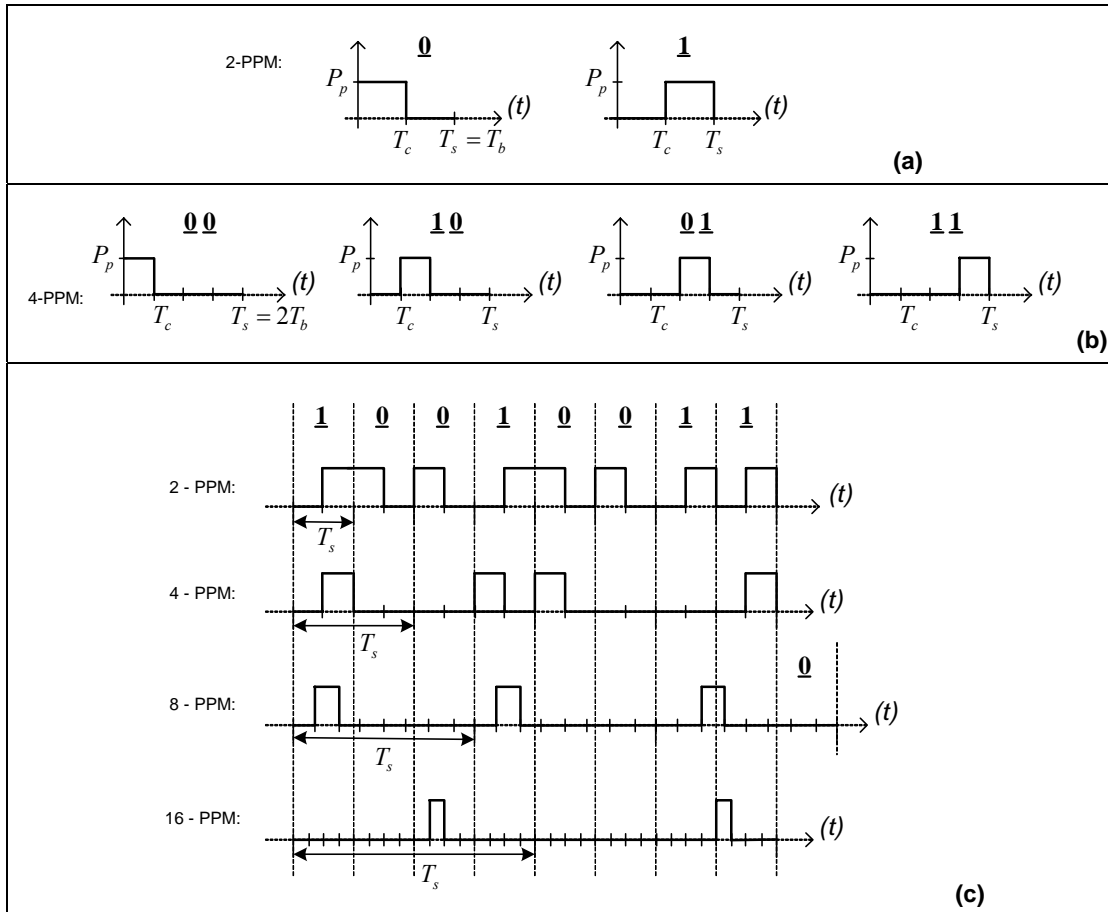


Figura 2-6. Formas de onda para modulações M -PPM: (a) alfabeto de 2-PPM; (b) alfabeto de 4-PPM; (c) modulação de sequência binária por diferentes PPMs.

$$T_c = \frac{\log_2 M}{M} \cdot T_b \quad (2.7)$$

A detecção de símbolos M -PPM requer a determinação de qual o *chip* no qual o impulso foi transmitido com maior probabilidade. Uma desvantagem de PPM, quando comparado com OOK, é a necessidade de dois níveis de sincronismo: de *chip* e de símbolo. Na ausência de distorção multi-percurso, um receptor óptimo de máxima verosimilhança (MV) usa um filtro contínuo adaptado ao *chip*, cuja saída é amostrada à taxa de *chip*. Cada bloco de M amostras é passado para um descodificado, que faz uma decisão de símbolo contendo k bits de informação. Assim existem duas técnicas de desmodulação: uma *hard-decision decoding* (detecção de nível), onde cada amostra é quantificada para “baixo” ou para “cima” pela comparação com um nível de decisão; a outra *soft-decision decoding* (MAP - maximum-a-posteriori), onde as amostras não são quantificadas e das M amostras a que tiver maior amplitude é considerada a correspondente ao *chip* correcto. Embora a técnica de *hard-decoding* seja de mais fácil implementação, incorre numa penalidade de aproximadamente 1.5 dB de potência óptica relativamente à técnica de *soft-decoding* [Mor97]. Neste trabalho interessa considerar a melhor técnica de desmodulação disponível, e portanto considera-se o desempenho da modulação PPM como a resultante da utilização de desmoduladores MAP .

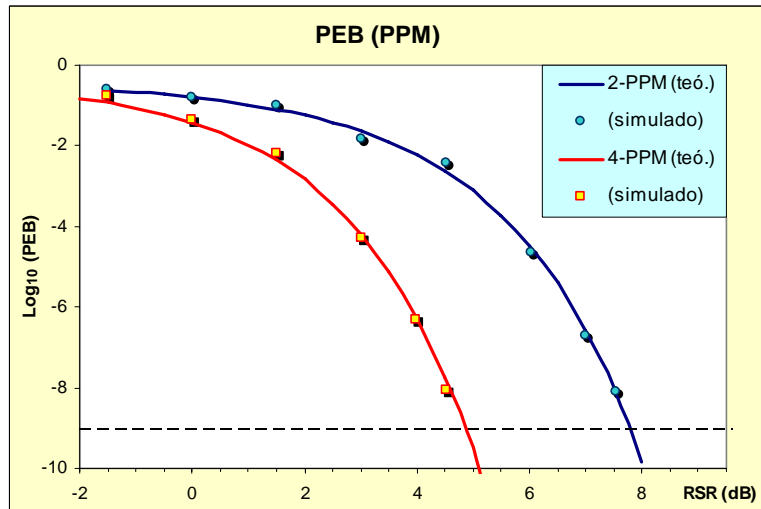


Figura 2-7. Probabilidade de erro de *bit* para as modulações 2-PPM e 4-PPM (curva teórica e pontos simulados).

A expressão do majorante da probabilidade de erro de *bit*, em função da *RSR* definida em (2.3) é deduzida no Apêndice - A2.1, e é dada pela expressão (2.8).

$$P_{b,PPM} \leq \log_2 M (M - 1) Q \left(\sqrt{\frac{M \log_2 M}{2} RSR} \right) \quad (2.8)$$

As expressões exactas para as probabilidades de erro de símbolo e *bit* podem também ser deduzidas para este método de modulação. Usando um detector MAP e assumindo um nível de decisão igual a metade da amplitude do sinal durante o instante de amostragem, a taxa de erro de *bit* relaciona-se com a taxa de erro de símbolo, da seguinte forma [Mor97]:

$$P_{b,PPM} = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} (1 - P_{SC}) = \frac{M}{2(M - 1)} (1 - P_{SC}), \quad (2.9)$$

onde P_{SC} é a probabilidade de detecção correcta de símbolo, dada por:

$$P_{SC} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-x^2) \left[1 - Q \left(\sqrt{2} x + \frac{M P_{av} \Re T_c}{\sigma_T} \right) \right]^{M-1} dx. \quad (2.10)$$

A Figura 2-7 representa o desempenho de modulações *M*-PPM em termos de PEB, obtido através da expressão (2.9) e a partir de resultados obtidos por simulação.

PPM é a técnica de modulação clássica mais eficiente em termos de potência óptica, mas também a mais exigente em termos de largura de banda. Quanto maior a ordem de PPM, menor a potência necessária. Em canais sem dispersão multi-percurso, a potência óptica necessária num sistema utilizando 16-PPM é cerca de 7.5 dB inferior à necessária num sistema utilizando OOK-NRZ. Em canais com dispersão multi-percurso esta diferença é menor e diminui com o aumento da taxa de transmissão. No entanto, para sistemas a 30 Mbps, o desempenho de 16-PPM é ainda superior ao de OOK-NRZ [Kah94, Lee95].

Caracterização dos sistemas de transmissão por infravermelhos em espaço livre

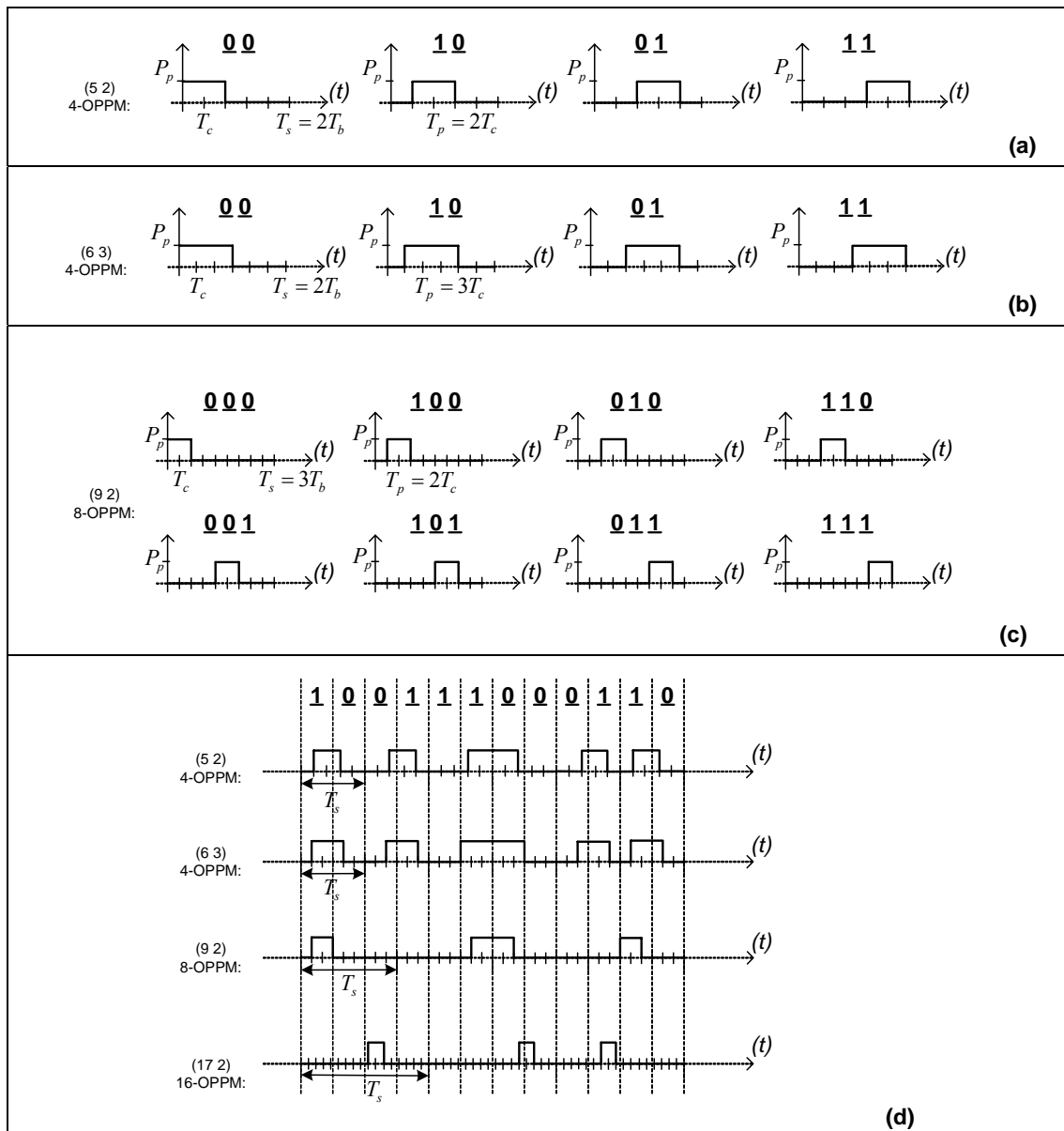


Figura 2-8. Formas de onda para modulações $(n w)$ M -OPPM: (a) alfabeto de (5 2) 4-OPPM; (b) alfabeto de (6 3) 4-OPPM; (c) alfabeto de (9 2) 8-OPPM; (d) modulação de sequência binária por diferentes OPPMs.

A elevada eficiência em termos de potência de PPM tem conduzido à procura de soluções que permitam a sua utilização a taxas de transmissão elevadas (superiores a 10 Mbps), às quais a IES provocada pela dispersão multi-percurso é maior. Em [Lee95] é proposta uma solução que combina 8-PPM com códigos de Trellis (*Trellis Coded Modulation* - TCM) e detecção de sequências de máxima verosimilhança (*Maximum Likelihood Sequence Detection* - MLSD). Os resultados obtidos demonstram ganhos até cerca de 4.5 dB relativamente a sistemas sem codificação de Trellis, para sistemas com uma taxa de transmissão de 30 Mbps em canais difusos.

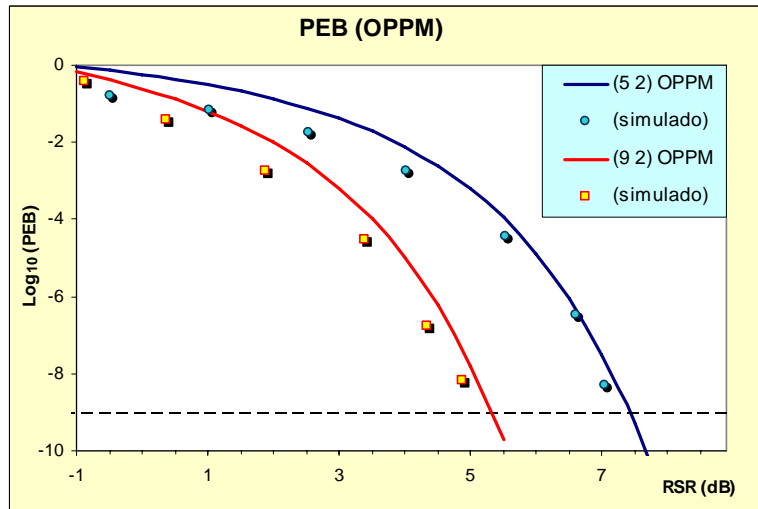


Figura 2-9. Probabilidade de erro de *bit* para as modulações (5 2) OPPM e (9 2) OPPM (curvas teóricas dos majorantes e valores simulados).

2.4.3 A modulação OPPM

Na modulação $(n w)$ OPPM ou *Overlapping PPM* [Geo89], o intervalo de símbolo T_s é dividido em n subintervalos (ou *chips*) iguais de duração T_c . A informação é modulada pela posição do pulso de duração $T_p = w T_c$, num dos primeiros M *chips* $t_k = (k-1) \cdot T_c$, $k = 1, 2, \dots, M$; onde $t_1 = 0$ é o início do intervalo de símbolo. Note-se que M está relacionado com n e w por: $M = n-w+1$. A modulação OPPM permite assim múltiplas posições para o pulso, bem como índices fraccionários de modulação (o número de *chips* de um símbolo não é divisível pelo número de *chips* ocupados por cada pulso, i.e. em termos de tempo T_s / T_p não é inteiro) necessitando por isso de um sincronismo mais exigente que o convencional PPM ortogonal. Note-se que $Q = n / w$ é a cardinalidade do alfabeto de PPM sem *overlapping*, e que permitindo a sobreposição entre pulsos aumenta-se o número de símbolos de Q para M . A largura do pulso dos símbolos OPPM é mantida igual à de PPM Q -ário. No entanto, a expansão do conjunto de sinais deixa de ser ortogonal, o que implicará um pior desempenho reflectido por exemplo num aumento da probabilidade de erro relativamente a PPM. Assim, as M formas de onda podem ser definidas como: $p_k(t) = P_p p_{T_p}(t - iT_c)$ com $i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$, sendo $T_c = T_s/n$, e a duração do pulso $T_p = T_s w/n$ (ver Figura 2-8). Assim, as durações de *chip* e de *bit* numa transmissão não codificada relacionam-se de acordo com (2.11).

$$T_c = \frac{\log_2 M}{n} \cdot T_b \quad (2.11)$$

A expressão do majorante da probabilidade de erro de *bit* em função da *RSR*, para uma modulação $(n w)$ OPPM com M símbolos, é deduzida no Apêndice - A2.2 e é dada pela expressão seguinte:

$$P_{b,OPPM} \leq \frac{\log_2 M}{M} \left[\sum_{k=1}^{w-1} \left[2(M-k) Q(\alpha\sqrt{2k}) \right] + (M-w)(M-w+1) Q(\alpha\sqrt{2w}) \right] \quad (2.12)$$

$$\text{sendo } \alpha = \frac{n}{w} \frac{P_{av} \Re \sqrt{T_c}}{\sqrt{2n_0}} = \frac{RSR}{2w} \sqrt{n \log_2 M}.$$

A Figura 2-9 representa o desempenho das modulações (5.2) e (9.2) OPPM em termos da probabilidade de erro de *bit*, obtido através do majorante da expressão (2.12) e a partir de resultados obtidos por simulação.

2.4.4 A modulação APPM

A modulação APPM (Amplitude Pulse Position Modulation) é um método de modulação híbrido que combina a amplitude e a posição do pulso [Alv98]. Este método difere de PPM uma vez que permite para o pulso vários valores de amplitude. A notação usada para definir um determinado método de modulação é $A \times M$ -APPM em que A define o número de diferentes amplitudes permitidas ao pulso e M o número de posições possíveis para o pulso dentro do símbolo. Admita-se por defeito que o conjunto de amplitudes possíveis para o pulso é a sequência de valores inteiros $\{1, 2, \dots, A\}$. A cardinalidade do alfabeto da modulação $A \times M$ -APPM é portanto $A \times M$ (ver Figura 2-10). Assim, as $A \times M$ formas de onda possíveis podem ser definidas como: $p_k(t) = jP_p p_{T_c}(t - iT_c)$ com $j \in \{1, 2, \dots, A\}$ e $i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$.

Torna-se evidente que a passagem de M -PPM para $2 \times M$ -APPM proporciona uma expansão da dimensão do alfabeto de um factor de 2, sem numa primeira análise necessitar de uma expansão da largura de banda, uma vez que a duração de *chip* se mantém a mesma. Assim, as durações de *chip* e de *bit* numa transmissão não codificada relacionam-se de acordo com (2.13).

$$T_c = \frac{\log_2(A \cdot M)}{M} \cdot T_b \quad (2.13)$$

A determinação duma expressão exacta da probabilidade de erro de símbolo de $A \times M$ -APPM dá origem a expressões complexas e por isso recorre-se a majorantes que resultam do *Union Bound*. No Apêndice-A2.3 são deduzidas as expressões (2.14) e (2.15) dos majorantes da probabilidade de erro de *bit* para $2 \times M$ -APPM e $A \times M$ -APPM, respectivamente.

$$P_{b, 2 \times M - APPM} \leq \frac{\log_2(A \cdot M)}{A \cdot M} \left\{ \frac{M-1}{2} [Q(2\sqrt{2}\gamma) + Q(\sqrt{2}\gamma)] + (M-1)Q(\sqrt{5}\gamma) + Q(\gamma) \right\}, \quad (2.14)$$

$$P_{b, A \times M - APPM} \leq \frac{\log_2(A \cdot M)}{A \cdot M} \left\{ \sum_{i=1}^{A-1} \left[Q(i \cdot \gamma) \frac{2(A-i)}{A} \right] + (M-1) \sum_{i=1}^A [Q(\sqrt{2}\gamma)] + \right. \\ \left. + \frac{(M-1)}{A} \sum_{i=1}^{A-1} \sum_{j=i+1}^A [Q(\sqrt{i^2 + j^2}\gamma)2] \right\}, \quad (2.15)$$

onde o factor γ é dado por:

$$\gamma = RSR \frac{\sqrt{M \log_2(A \cdot M)}}{1 + A}. \quad (2.16)$$

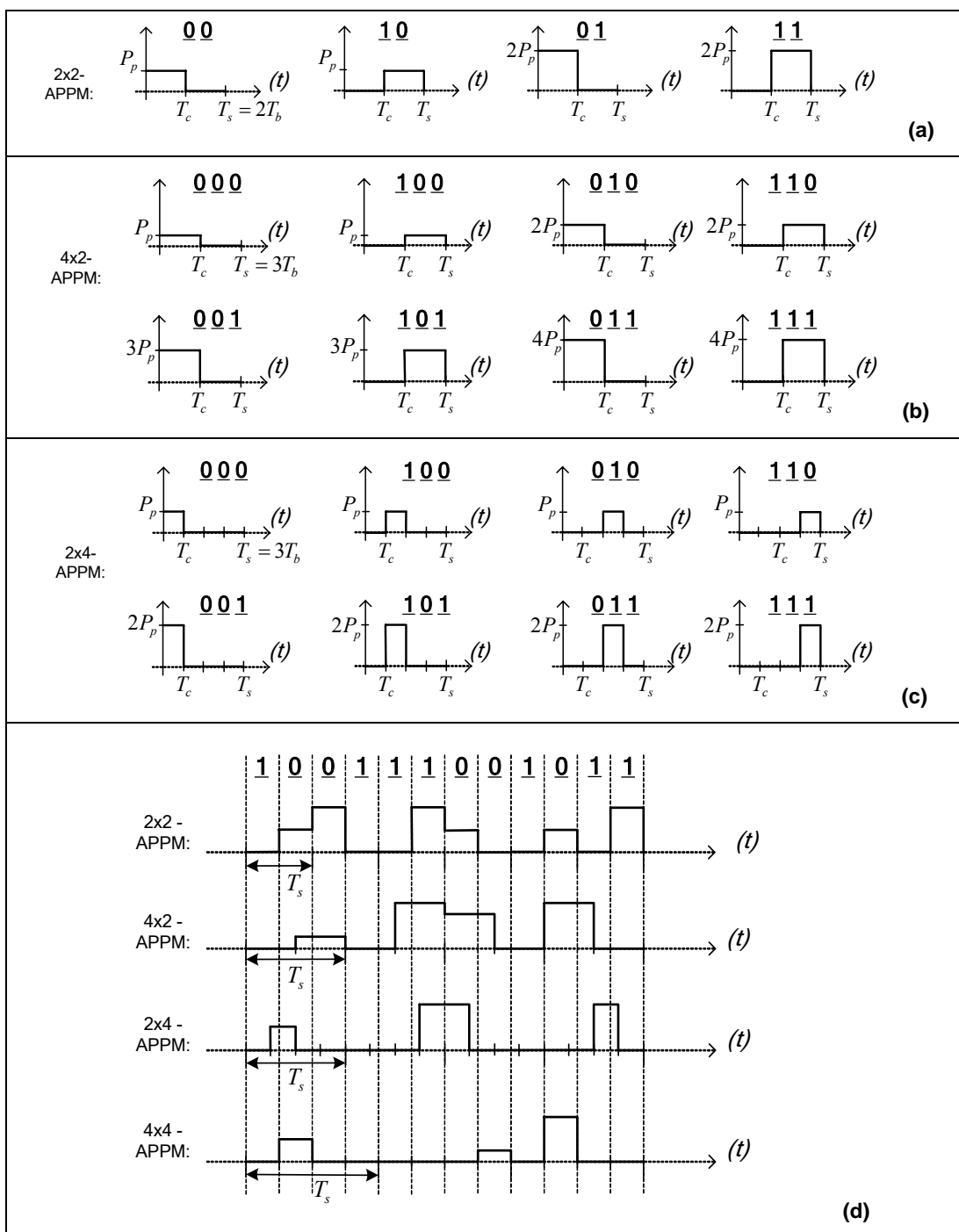


Figura 2-10. Formas de onda para modulações $A \times M$ -APPM: (a) alfabeto de 2x2-APPM; (b) alfabeto de 4x2-APPM; (c) alfabeto de 2x4-APPM; (d) modulação de sequência binária por diferentes APPMs.

A Figura 2-11 representa o desempenho de algumas modulações $A \times M$ -APPM em termos da probabilidade de erro de *bit*, obtido através do majorante da expressão (2.15) e a partir de resultados obtidos por simulação.

Comparando $A \times M$ -APPM com M -PPM, é evidente que o conjunto de formas de onda que constituem o alfabeto de APPM não são ortogonais, o que provoca uma penalidade em termos de probabilidade de erro de símbolo. De facto quando se compara PPM com APPM com a mesma dimensão,

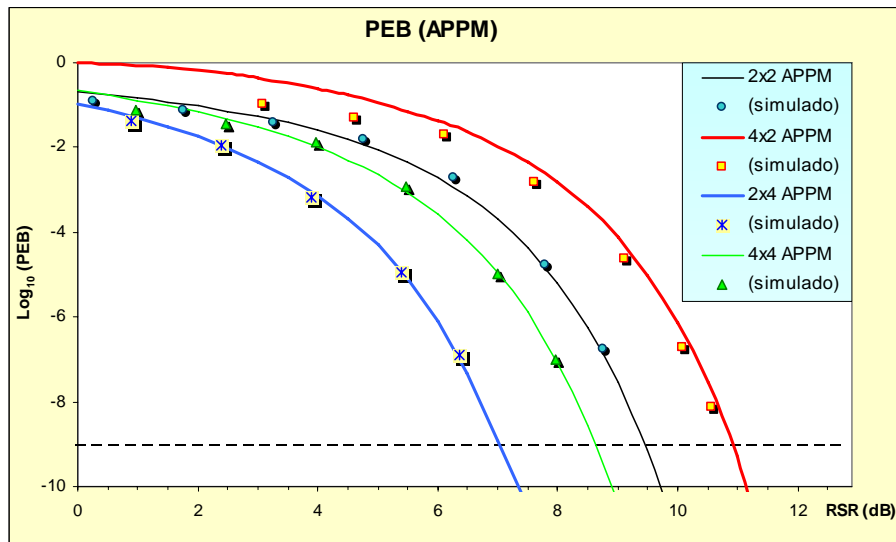


Figura 2-11. Probabilidade de erro de bit para as modulações 2x2-APPM e 2x4-APPM, valores teóricos e valores simulados.

por exemplo, 2^k -PPM com $2 \times 2^k - 1$ -APPM, verifica-se que assintoticamente, para relações sinal ruído altas, APPM tem uma penalidade de potência de 3dB. Isto significa que para dados não codificados não existirá vantagem na utilização de APPM relativamente a PPM, mas como se mostra a seguir, $A \times M$ -APPM oferece a possibilidade de estender o alfabeto de M -PPM sem expandir a largura de banda e assim tem interesse para o projecto de códigos TCM para comunicações por infravermelhos.

2.4.5 Comparação de desempenhos

As formas de onda para alguns exemplos das modulações consideradas estão ilustradas na Figura 2-12. A Tabela 2-1 apresenta as relações entre as durações de *chip* e de *bit* T_c / T_b , e entre as potências média e de pico P_{av} / P_p , para as diferentes modulações. O parâmetro de desempenho usado para comparar as várias técnicas de modulação em estudo é a probabilidade de erro de bit PEB. A Figura 2-13 apresenta as curvas de PEB em função da *RSR*, definida em (2.3), para alguns exemplos das modulações consideradas. Da análise da Figura 2-13 resulta que os desempenhos das modulações OOK e 2-PPM são

Modulação:	T_c / T_b	P_{av} / P_p
OOK-NRZ	1	1/2
M -PPM	$\frac{\log_2 M}{M}$	$\frac{1}{M}$
$(n \ w)$ M -OPPM	$\frac{\log_2 M}{n}$	$\frac{w}{n}$
$A \times M$ -APPM	$\frac{\log_2 (A \cdot M)}{M}$	$\frac{1 + A}{2M}$

Tabela 2-1. Relações entre potência média e potência de pico, e entre T_c e T_b para as várias modulações consideradas.

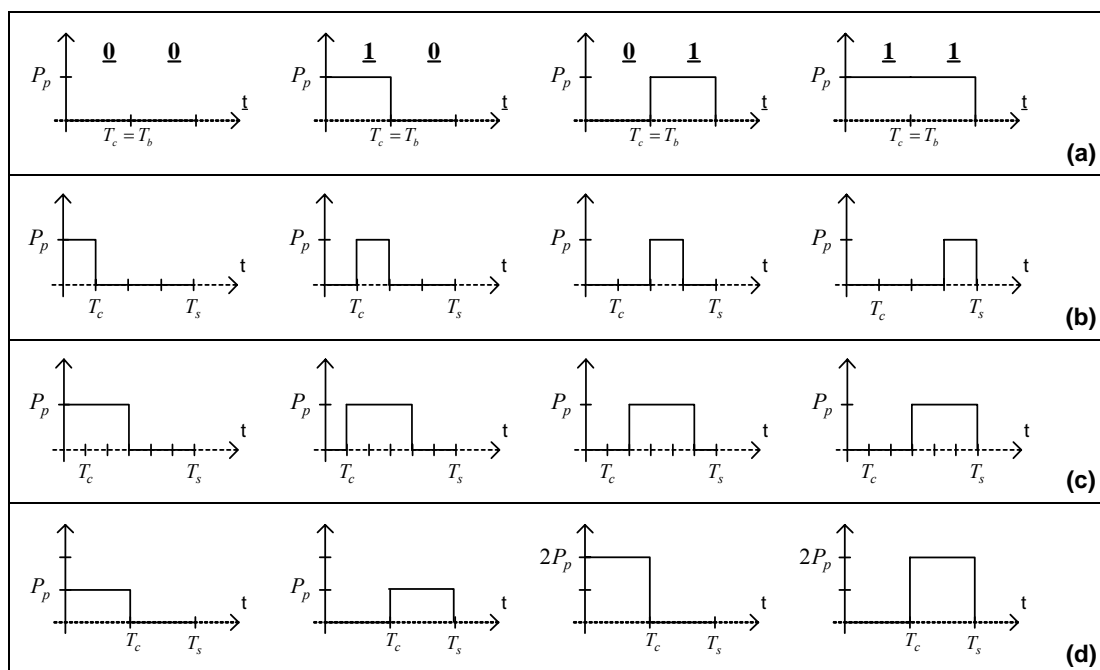


Figura 2-12. Comparação de possíveis formas de onda para modulação de sequência binária de 2 bits usando: (a) OOK-NRZ; (b) 4-PPM; (c) 4-OPPM com $n = 6$, $w = 3$; (d) 2x2-APPM.

coincidentes; a modulação com melhor desempenho é 4-PPM; apenas a modulação (9 2) OPPM se aproxima de 4-PPM; a modulação 2x2-APPM tem um desempenho bastante pior que o simples OOK (aproximadamente 1.7 dB).

Analisando a Figura 2-13, torna-se evidente a maior eficiência em potência da modulação 4-PPM relativamente às restantes modulações representadas. De facto, passando de PPM para OPPM ou APPM, a perda de ortogonalidade dos alfabetos da modulação, provoca uma degradação do seu desempenho em transmissões não codificadas. Este resultado não surpreende e não é preocupante, uma vez que estes esquemas de modulação foram propostos para operarem “apenas” em sistemas com codificação do tipo TCM. A Tabela 2-2 apresenta os valores de RSR necessários para um desempenho de $PEB = 10^{-9}$ para as diferentes modulações quando usadas em sistemas sem codificação. Estes valores foram obtidos analiticamente a partir das várias expressões de PEB ou dos respectivos majorantes, apresentadas nas secções anteriores.

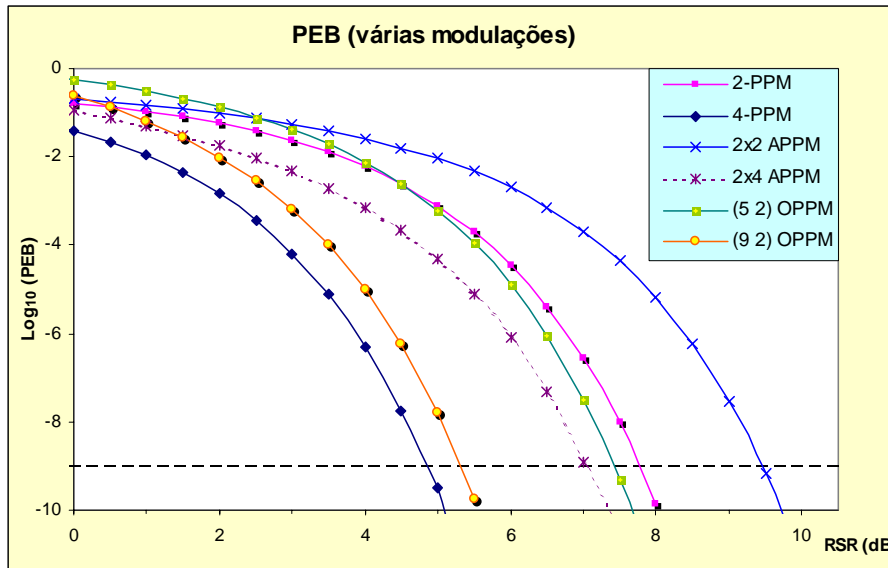


Figura 2-13. Comparação das probabilidades de erro para os sistemas com modulações 2-PPM (coincidente com OOK) e 4-PPM, 2x2- e 2x4-APPM, e (5 2)- e (9 2)-OPPM.

Modulação:	RSR (PEB = 10 ⁻⁹) (dB)	Ganho relativo a 2-PPM (dB)
OOK	7.78	0.00
2-PPM	7.78	-----
4-PPM	4.89	2.89
8-PPM	2.60	5.18
16-PPM	0.55	7.23
2x2-APPM	9.46	-1.68
4x2-APPM	10.9	-3.15
2x4-APPM	7.04	0.74
4x4-APPM	8.63	-0.85
(5 2) OPPM	7.42	0.36
(6 3) OPPM	8.78	-1.00
(7 4) OPPM	9.70	-1.92
(9 2) OPPM	5.32	2.46
(10 3) OPPM	6.86	0.92
(11 4) OPPM	7.90	-0.12
(17 2) OPPM	3.36	4.42
(18 3) OPPM	4.99	2.79

Tabela 2-2. RSR necessárias para um desempenho de PEB = 10⁻⁹ (valores analíticos, note-se que alguns destes valores resultam da concretização de expressões de majorantes).

Para alguns dos esquemas de modulação em estudo, foram simulados na plataforma *COSSAP* os respectivos sistemas de transmissão, avaliando o seu desempenho em termos da PEB. O método usado é descrito no Apêndice - A7 e na Figura 2-14 são apresentados os valores obtidos. A morosidade das simulações só permitiu simular sistemas com desempenhos de PEB com valores mínimos da ordem de 10⁻⁸, sendo ainda assim possível concluir que os valores obtidos por simulação se aproximam bastante das curvas analíticas como demonstram as várias figuras apresentadas ao longo desta secção.

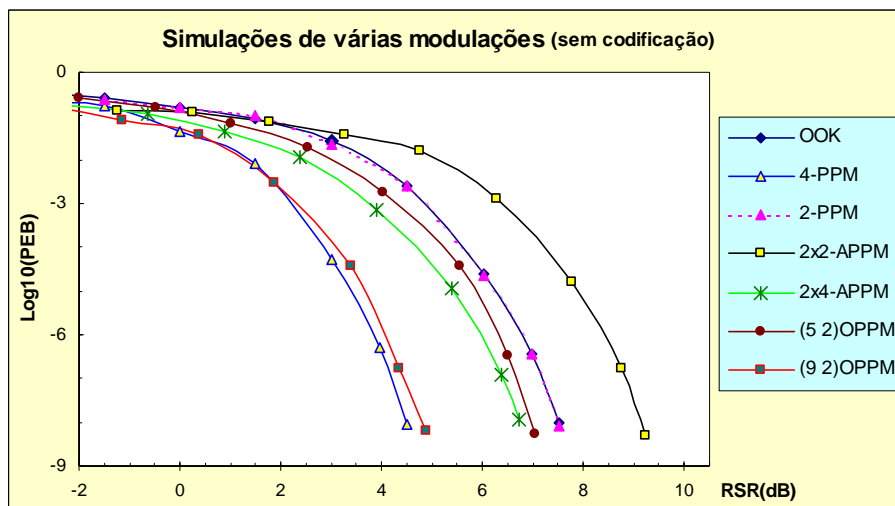


Figura 2-14. Resultados das simulações de algumas das modulações em estudo em canais de transmissão do tipo AWGN.

2.4.6 Largura de banda

As secções anteriores concentraram-se na descrição das constelações de sinais das modulações e nas probabilidades de erro de desmoduladores óptimos para o canal AWGN. Nesta secção considera-se a densidade espectral de potência dos sinais digitais ou dito de forma mais simplificada o espectro de potência. Em várias aplicações o espectro de potência é até mais determinante do que a eficiência em potência, ditando a escolha da técnica de modulação a usar.

Na fraseologia própria das telecomunicações, faz-se frequentemente uso da expressão “Largura de Banda” quando se pretende referenciar a densidade espectral dos sinais. Este facto pode levar a mal entendidos, e a definição exacta de largura de banda é difícil de obter [Amo80]. Qualquer sinal produzido como superposição temporal de formas de onda limitadas no tempo, terá uma transformada de Fourier que se estende infinitamente em frequência. Este é um resultado básico da teoria de sinal. No entanto, os sinais típicos podem ser caracterizados como tendo uma determinada gama de frequências na qual se inclui a maior parte da potência do sinal, ou seja, é comum especificar a gama de frequências ou largura de banda que inclua 90%, 99%, 99.9%, etc., da potência de um dado sinal.

O espectro de potência é uma característica de um determinado sinal, derivada a partir do modelo de probabilidade, que se espera reflecta a distribuição de potência em função da frequência para a saída de um modulador induzido por uma qualquer sequência de entrada. Assumindo que o processo é ergódico, o espectro de potência calculado por média temporal sobre uma simples amostra do sinal converge para o que se obtém a partir de modelos probabilísticos representativos das modulações do sistema. Nesta secção apresentam-se as expressões para as densidades espectrais de potência (*DEP*), cuja dedução se apresenta no Apêndice - A3, que permitem avaliar os requisitos de largura de banda (*LB*) das várias modulações: PPM, OPPM e APPM.

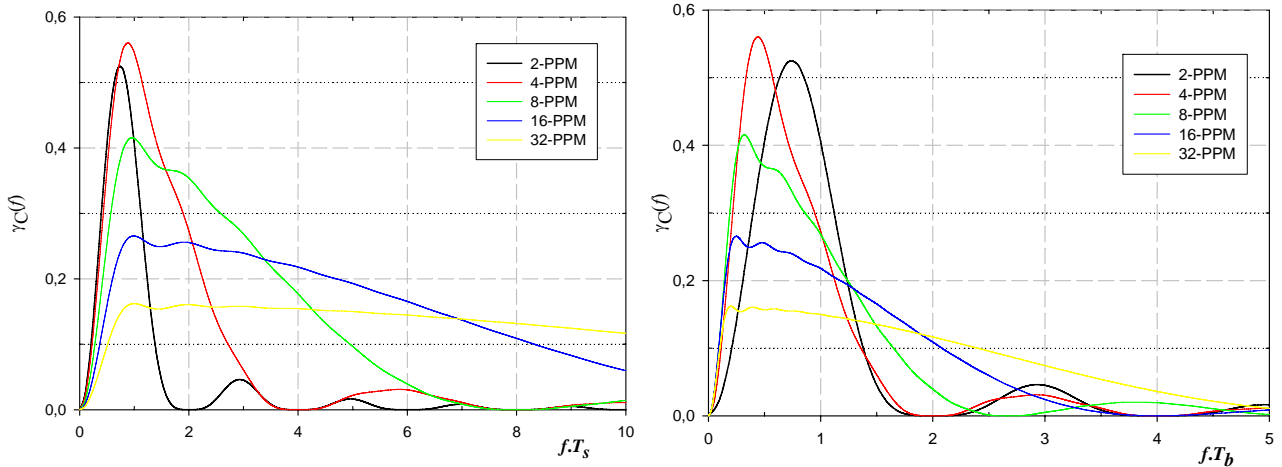


Figura 2-15. Densidade espectral de potência de modulações M -PPM em função da duração de símbolo T_s (à esquerda) e em função da duração de *bit* T_b (à direita).

Densidade espectral de potência para PPM

Numa modulação M -PPM, a componente contínua da densidade espectral de potência é dada pela expressão (2.17). Verifica-se também que a única risca do espectro de uma modulação M -PPM é para a frequência $f=0$, i.e. a única componente discreta do espectro de uma modulação PPM é a componente DC do seu sinal. A Figura 2-15 apresenta as curvas da componente contínua da densidade espectral de potência para as modulações 2, 4, 8 e 16 PPM, em função de T_s e de T_b .

$$\gamma_{C_PPM}(f) = \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2\left(f \frac{T_s}{M}\right) \left[1 - \frac{1}{M^2} \left| \frac{\sin(\pi f T_s)}{\sin(\pi f T_s / M)} \right|^2 \right] \quad (2.17)$$

Densidade espectral de potência para OPPM

Para uma modulação $(n \ w)$ M -OPPM a componente contínua da densidade espectral de potência é dada pela expressão (2.18). Pode-se verificar que a parte discreta do espectro do sinal OPPM é constituída por várias riscas. A Figura 2-16 apresenta as curvas da componente contínua da densidade espectral de potência para algumas modulações $(n \ w)$ -OPPM, em função de T_s e de T_b .

$$\gamma_{C_OPPM}(f) = \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2\left(f \frac{w}{n} T_s\right) \left[1 - \frac{1}{M^2} \left| \frac{\sin\left(M \pi f \frac{T_s}{n}\right)}{\sin\left(\pi f \frac{T_s}{n}\right)} \right|^2 \right] \quad (2.18)$$

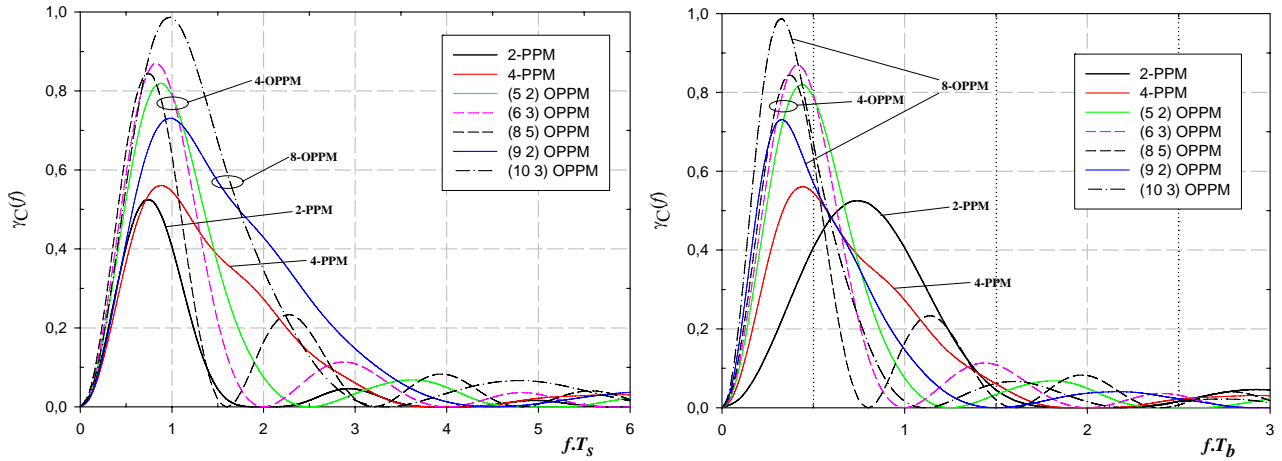


Figura 2-16. Densidade espectral de potência de modulações OPPM em função da duração de símbolo T_s (à esquerda) e em função da duração de bit T_b (à direita).

Densidade espectral de potência para APPM

Para uma modulação $A \times M$ -APPM a componente contínua da densidade espectral de potência é dada pela expressão (2.19). Tal como para a modulação M -PPM, verifica-se que a única linha do espectro de uma modulação $A \times M$ -APPM é para a frequência $f=0$, i.e. a única componente discreta do espectro de uma modulação $A \times M$ -APPM é a componente DC do seu sinal. A Figura 2-17 apresenta as curvas da componente contínua da densidade espectral de potência para algumas modulações $A \times M$ -APPM, em função das durações de símbolo T_s e de bit T_b . São também apresentadas as respectivas curvas de 2- e 4-PPM para comparação.

$$\gamma_{C_APPM}(f) = \frac{P_p^2}{A \cdot M T_s} \operatorname{sinc}^2\left(f \frac{T_s}{M}\right) \left[M \sum_{i=1}^A i^2 - \frac{\left(\sum_{i=1}^A i\right)^2}{A \cdot M} \left| \frac{\sin(\pi f T_s)}{\sin(\pi f T_s / M)} \right|^2 \right] \quad (2.19)$$

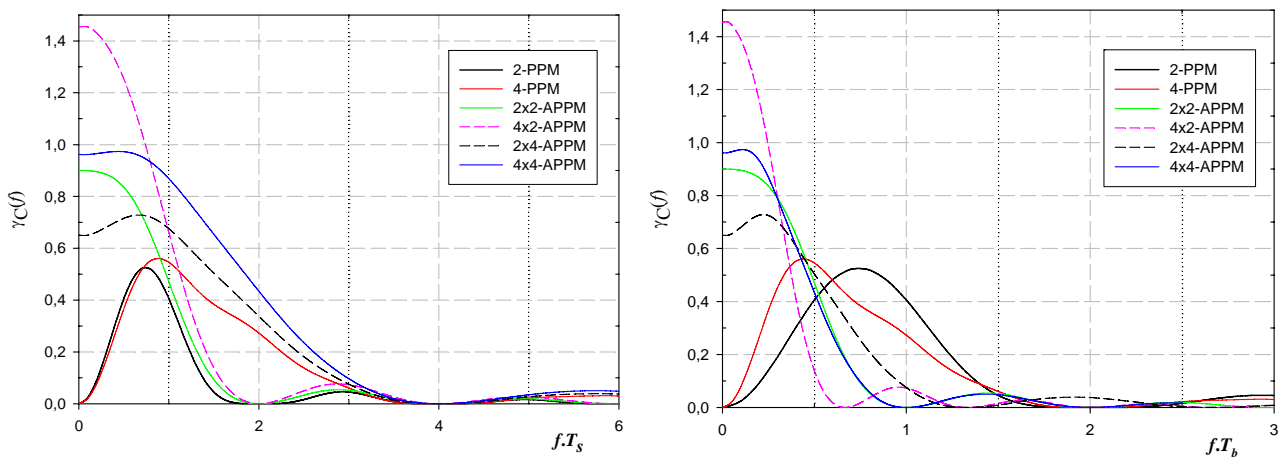


Figura 2-17. Densidade espectral de potência de modulações 2- e 4-PPM e $A \times 2$ - e $A \times 4$ -APPM em função da duração de símbolo T_s (à esquerda) e em função da duração de bit T_b (à direita).

Modulação	Largura de banda aproximada	
	$R_c = f(R_b)$	$B_{Nulo} = f(T_s)$
OOK	R_b	$1 / T_s$
M -PPM	$M \cdot R_b / \log_2 M$	M / T_s
$(n w)$ M -OPPM	$(n / w) \cdot R_b / \log_2 M$	$n / (w T_s)$
$A \times M$ -APPM	$M \cdot R_b / \log_2(A \cdot M)$	M / T_s

Tabela 2-3. Expressões das Larguras de Banda necessárias para alcançar uma taxa binária R_b , considerando a aproximação dada pelo inverso da duração do impulso mais estreito. Os valores do ritmo de *chips* (R_c), e os valores do primeiro valor de frequência que anula a função *DEP* (B_{Nulo}) são iguais.

Comparação dos requisitos de largura de banda

A largura de banda de um esquema de modulação baseado na posição de um impulso pode ser grosseiramente aproximada pelo inverso da duração do impulso mais estreito, ou seja pelo ritmo de transmissão de *chips* (R_c) da modulação. Assim para se atingir uma taxa binária de R_b , a largura de banda exigida pelas modulações OOK-NRZ, M -PPM, $(n w)$ M -OPPM e $A \times M$ -APPM é dada aproximadamente pelo inverso da duração do impulso mais estreito (no caso de OPPM entenda-se a duração do menor intervalo entre impulsos), ou seja dadas por: R_b , $M \cdot R_b / \log_2 M$, $(n / w) \cdot R_b / \log_2 M$ e $M \cdot R_b / \log_2 (A \cdot M)$, respectivamente. Normalmente, designa-se por B_{Nulo} o primeiro valor de frequência que anula a função *DEP*, correspondendo ao inverso da duração de *chip* em cada modulação, sendo para M -PPM e $A \times M$ -APPM: $B_{Nulo} = M / T_s$ e para $(n w)$ M -OPPM: $B_{Nulo} = n / (w T_s)$. Estas expressões são apresentadas na Tabela 2-3. Note-se que os valores do ritmo de *chips* (R_c), e os valores do primeiro valor de frequência que anula a função *DEP* (B_{Nulo}) representam a mesma grandeza.

Para ter uma ideia mais realista das necessidades em termos de largura de banda de uma determinada modulação, é normal especificar o valor da largura de banda B_x que inclui $x\%$ da potência do sinal modulado. Assim por integração da função da densidade espectral de potência foi feita a determinação do valor B_{90} (largura de banda que inclui 90% da potência do espectro contínuo) para as várias modulações. O processo usado para a determinação de B_{90} de um dado esquema de modulação, consistiu em calcular o valor do integral entre 0 e $+\infty$ da função da parte contínua da *DEP* respectiva, e seguidamente usando um método de aproximação por tentativa-erro, encontrar o valor de frequência para o qual a integração de 0 até essa frequência seja 90% do primeiro integral (2.20). Os vários integrais foram calculados numericamente usando a ferramenta de cálculo *Mathematica*, tendo sido por vezes necessário ajustar os limites de integração devido a problemas de convergência dos métodos de cálculo, por exemplo em vez de 0 usar 10^{-6} e em vez de $+\infty$ usar 10^6 . Foram também usadas duas funções diferentes de cálculo integral: *NIntegrate[]* e *NIntegrateInterpolatingFuncnt[]*, que em determinadas situações originaram resultados ligeiramente diferentes, nomeadamente quando os valores de B_{90} se situam na zona em que a função a

Modulação	Nº de símbolos	$B_{Nulo} \cdot T_s$	$B_{Nulo} \cdot T_b$	$B_{90} \cdot T_s$	$B_{90} \cdot T_b$	$(B_{90} \cdot T_b)_{NORM.}$
OOK	1	1	1	0.85	0.85	0.28
2-PPM	2	2	2	3.04	3.04	1.00
4-PPM	4	4	2	5.54	2.77	0.91
8-PPM	8	8	2.67	10.2	3.41	1.12
16-PPM	16	16	4	18.8	4.71	1.55
32-PPM	32	32	6.4	34.2	6.84	2.25
(5 2) OPPM	4	2.5	1.25	3.68	1.84	0.61
(6 3) OPPM	4	2	1	3.34	1.67	0.55
(7 4) OPPM	4	1.75	0.875	4.14	2.07	0.68
(8 5) OPPM	4	1.6	0.8	4.38	2.19	0.72
(9 2) OPPM	8	4.5	1.5	6.19	2.06	0.68
(10 3) OPPM	8	3.33	1.11	4.94	1.65	0.54
(11 4) OPPM	8	2.75	0.917	4.38	1.46	0.48
(12 5) OPPM	8	2.4	0.8	4.16	1.38	0.45
(17 2) OPPM	16	8.5	2.125	10.4	2.59	0.85
(18 3) OPPM	16	6	1.5	8.10	2.03	0.67
(19 4) OPPM	16	4.75	1.19	6.68	1.67	0.55
(20 5) OPPM	16	4	1	5.84	1.46	0.48
2×2-APPM	4	2	1	2.96	1.48	0.49
4×2-APPM	8	2	0.667	2.91	0.97	0.32
2×4-APPM	8	4	1.333	5.37	1.79	0.59
4×4-APPM	16	4	1	5.32	1.33	0.44

Tabela 2-4. B_{Nulo} e B_{90} para diferentes esquemas de modulação em estudo. Os valores do parâmetro $(B_{90} \cdot T_b)$ são apresentados na última coluna da tabela normalizados ao valor para a modulação 2-PPM.

integrar (*DEP*) toma valores próximos de 0 (perto de B_{Nulo}) e em que, por isso, a determinação da posição de B_{90} (limite superior do integral) é bastante sensível a pequenas diferenças no valor do integral.

$$B_{90} : \int_{-B_{90}}^{B_{90}} \gamma_c(f) df = \int_{-\infty}^{+\infty} \gamma_c(f) df \cdot 90\% \quad (2.20)$$

A Tabela 2-4 apresenta os valores de B_{Nulo} e B_{90} determinados para OOK e para um vasto conjunto de modulações PPM, APPM e OPPM. Torna-se evidente dos resultados obtidos que a largura de banda requerida pelas várias modulações em estudo não é bem aproximada pelo inverso da duração do impulso. Ressaltam da comparação do parâmetro B_{90} para os diferentes tipos de modulação que para modulações com 4 símbolos, 4-PPM requer maior *LB* que os vários 4-OPPM e 2×2-APPM; bem como para modulações com 8 e 16 símbolos, as modulações PPM são mais exigentes em termos de *LB* que as congêneres OPPM e APPM. Note-se que para modulações $(n \ w)$ OPPM com igual número de símbolos parece haver uma constante diminuição da *LB* quando se aumentam os valores de n (e consequentemente de w), tal não é sempre verdadeiro. De facto verificou-se que existe uma diminuição da *LB* dos esquemas de modulação $(n \ w)$ OPPM à medida que w cresce enquanto $w \leq n/2$, a partir desse valor a *LB* cresce com o aumento de w . Dos valores apresentados na Tabela 2-4 pode-se verificar esse facto apenas para o caso de modulações OPPM com 4 símbolos, em que, de (5 2) para (6 3) há uma diminuição de *LB* e depois há sucessivos aumentos da *LB* para (7 4), (8 5), etc. Pode-se então concluir que para as modulações OPPM com 4, 8, 16 e 32 símbolos as modulações mais eficientes em termos de *LB* são (6 3), (14 7), (30 15) e

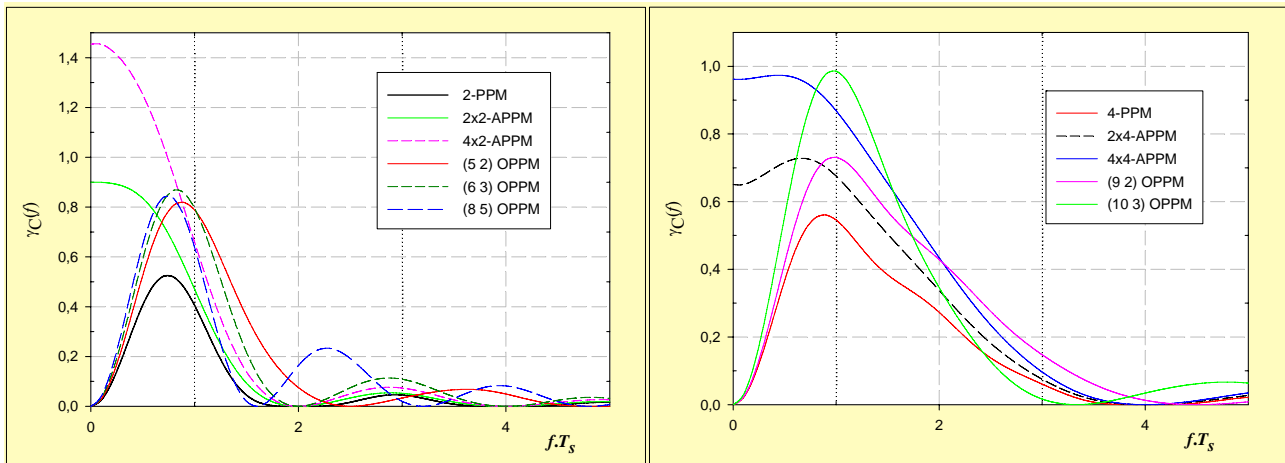


Figura 2-18. Densidade espectral de potência de modulações 2-PPM e modulações $A \times 2$ -APPM e OPPM com 4 símbolos OPPM (à esquerda) e 4-PPM e modulações $A \times 4$ -APPM e OPPM com 8 símbolos (à direita).

(62 31) respectivamente. No entanto, a utilização destes esquemas de modulação levariam à utilização de tempos de *chip* bastante reduzidos o que aumentaria a complexidade dos sistemas. Se compararmos, por exemplo, os esquemas de 8 símbolos (9 2) e (14 7)-OPPM, estes exigem valores de T_c iguais a $T_s/9$ e $T_s/14$, respectivamente, o que faz com que, embora (14 7) seja mais eficiente em termos de LB a sua elevada exigência em termos de sincronismo de *chip* torna-o preterido em relação a (9 2)-OPPM.

Dos valores apresentados na Tabela 2-4 importa comparar as várias modulações PPM com M símbolos, com modulações OPPM e APPM com $2 \times M$ símbolos, e que portanto se apresentam como potenciais candidatas a modulações usadas com códigos TCM de eficiência $k/(k+1)$. Assim comparando os valores de (B_{90}, T_s) de 2-PPM com (5 2), (6 3) e (7 4) OPPM e com 2x2-APPM (modulações adequadas ao uso de códigos TCM de eficiência 1/2), nota-se que as modulações OPPM exigem uma maior disponibilidade em termos de LB enquanto a modulação APPM até necessita de menos. As densidades espectrais de potência destas modulações são comparadas na Figura 2-18, bem como 4-PPM relativamente às modulações OPPM e APPM com 8 símbolos (modulações adequadas ao uso de códigos TCM de eficiência 2/3), apenas (9 2) OPPM requer uma largura de banda ligeiramente maior. Este tipo de comparações tornar-se-ia ainda mais complexo se pensarmos em usar codificação com outros valores de eficiência, por exemplo: 2-PPM com (9 2) OPPM usando codificação de eficiência 1/3.

No entanto, pode-se de uma forma geral concluir que a passagem de um sistema usando modulação M -PPM não codificado, para um sistema usando codificação TCM com modulação $A \times M$ -APPM, com igual valor de M , não requer aumento de LB . A mesma passagem para um sistema codificado com modulação TCM usando uma modulação OPPM com $2 \times M$ símbolos acarretará em alguns casos um aumento não substancial de LB .

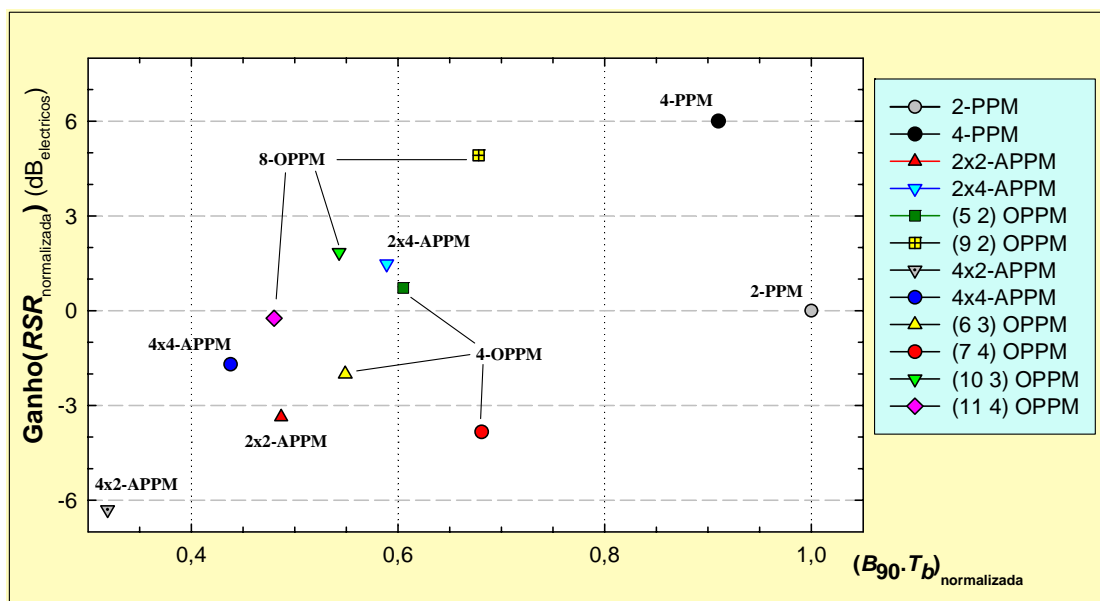


Figura 2-19. Relações Sinal Ruído necessárias para $PEB = 10^{-9}$ versus $(B_{90} \cdot T_b)$ para as várias técnicas de modulação em estudo, normalizadas para o sistema 2-PPM $\equiv (0,1)$. Compromisso entre PEB e eficiências de largura de banda, para as modulações PPM, APPM e OPPM.

A Figura 2-19 apresenta as figuras de mérito “desempenho/ requisitos de LB” para as várias técnicas de modulação em estudo. O desempenho de cada modulação é avaliado pelo valor de RSR necessária para uma transmissão com $PEB = 10^{-9}$. Estes valores foram obtidos a partir das expressões teóricas de PEB apresentadas nas secções anteriores. Os valores usados para $(B_{90} \cdot T_b)_{NORM.}$ são os apresentados na Tabela 2-4 normalizados ao respectivo valor para 2-PPM.

2.5 Resumo

Ao longo deste Capítulo foram descritos os principais problemas que condicionam o desempenho dos sistemas de transmissão sem fios usando a tecnologia de infravermelhos. As perdas de propagação e a dispersão multipercurso na transmissão dos sinais ópticos, os elevados níveis de ruído e interferência provocados pelas fontes de iluminação natural e artificial existentes nos compartimentos em que os sistemas ópticos operam e as limitações na potência dos sinais ópticos impostas por questões de segurança constituem os principais problemas das comunicações por infravermelhos em espaço livre. Acresce a estes problemas o carácter dinâmico do canal de comunicação devido às variações dos níveis de luminosidade e à mobilidade das estações emissoras e receptoras, objectos e pessoas dentro do espaço de comunicação.

Foi definido um modelo simplificado para o sistema de comunicação por infravermelhos que utiliza modulação da intensidade óptica no emissor e faz detecção directa no receptor, e não considera os efeitos da interferência óptica nem da dispersão multipercurso introduzidos pelo canal. Assim, considera-se o canal como AWGN modelado apenas por uma fonte de ruído aditivo gaussiano branco.

Caracterização dos sistemas de transmissão por infravermelhos em espaço livre

A escolha da técnica de modulação a usar é um dos factores determinantes do desempenho dos sistemas de transmissão por infravermelhos. Por isso, foram descritas, analisadas e comparadas as modulações OOK-NRZ, PPM e as modulações baseadas na posição de um impulso OPPM e APPM. Para tal, foram deduzidas as expressões da PEB e da DEP para as várias modulações consideradas. Concretizando essas expressões foram obtidas curvas que permitem comparar o desempenho em termos de PEB e os requisitos de LB das várias modulações propostas. Os requisitos de largura de banda para as várias modulações foram avaliados em função do valor B_{90} que representa a LB que contém 90% da potência do sinal, a determinação desse parâmetro mostrou que a largura de banda de uma dada modulação não é bem aproximada pelo inverso da duração do impulso usado.

Os desempenhos das modulações APPM e OPPM quando comparadas com PPM revelaram-se em geral inferiores. Este resultado não surpreende uma vez que estas modulações foram propostas para serem usadas apenas em sistemas com codificação do tipo TCM. Assim, dos resultados obtidos interessa apenas avaliar se as modulações APPM e OPPM permitem acomodar a introdução de redundância pelo uso de codificação sem exigirem um significativo aumento da LB relativamente aos sistemas PPM não codificados. Os resultados obtidos permitem concluir que, de uma forma geral, a passagem de um sistema usando modulação M -PPM não codificado, para um sistema usando codificação TCM com modulação $A \times M$ -APPM, com igual valor de M , não requer aumento de LB . A mesma passagem para um sistema codificado com modulação TCM usando uma modulação OPPM com $2 \times M$ símbolos implica em alguns casos um aumento não significativo de LB . Os valores de B_{90} obtidos para as várias modulações serão considerados nos Capítulos 4 e 5 para determinar os requisitos de LB dos vários sistemas TCM, aí propostos.

3. CODIFICAÇÃO EM SISTEMAS POR INFRAVERMELHOS

3.1 Introdução

A motivação para a introdução de codificação nos sistemas por infravermelhos em espaço livre foi pela primeira vez apresentada por Gfeller em [Gfe79], tendo proposto um sistema de comunicação óptica com adaptação da taxa de transmissão usando códigos de repetição com modulação PPM. Os códigos de repetição são implementados fazendo a transmissão repetida de cada símbolo um número de vezes pré determinado, o que permite a utilização de um filtro de largura de banda fixa no receptor. Quanto maior for o número de repetições de cada símbolo, maior será a capacidade do sistema de evitar erros, mas obviamente, menor será o ritmo de transmissão de informação.

Outras técnicas de codificação como os códigos de blocos e convolucionais podem ser explorados, esperando obter-se desempenhos superiores aos dos códigos de repetição, à custa de uma maior complexidade de implementação. Na secção 3.3 faz-se uma análise detalhada de cada um destes tipos de codificação com maior ênfase para os códigos convolucionais. É explicada a pesquisa dos melhores códigos convolucionais para um sistema com adaptação da taxa de transmissão, e feita a análise do desempenho desses códigos comparados com os correspondentes códigos de repetição.

Com as técnicas de codificação referidas, ditas convencionais, à medida que se aumenta o grau de protecção dos dados pela introdução de redundância, torna-se necessária a diminuição da taxa de transmissão de dados para poder acomodar a redundância sem recurso a um aumento da largura de banda do sistema. A utilização de esquemas de codificação TCM, que combinam as operações de modulação e codificação, permitem ultrapassar esta limitação aumentando a fiabilidade do sistema e mantendo o ritmo

de transmissão. Na secção 3.4 descrevem-se os fundamentos e os métodos de análise de desempenho dos esquemas de codificação TCM, que serão usados nos capítulos seguintes para sintetizar os melhores códigos TCM com as modulações baseadas na posição de um impulso, APPM e OPPM.

Na secção 3.2 são derivadas as expressões da capacidade do canal para as diferentes técnicas de modulação consideradas. A capacidade de canal será um instrumento útil na avaliação dos desempenhos dos vários tipos de codificação, uma vez que esta representa o limite teórico da codificação ideal.

3.2 Capacidade de canal

Usando códigos correctores de erros, os limites máximos dos ganhos de codificação são impostos pelo teorema de Shannon [Gal68]. A capacidade de canal representa o limite teórico de transmissão de dados que pode ser alcançado usando codificação ideal. Considerando as amostras à saída do filtro I&D sobre a duração de *chip* para as várias modulações consideradas, o símbolo recebido pode ser expresso como um vector de sinal corrompido por ruído $\vec{r}_k = \vec{a}_k + \vec{n}_k$, onde a dimensão do vector depende da modulação considerada. A capacidade por símbolo para uma modulação com M símbolos é dada pela expressão genérica (3.1).

$$C = \max_{p(i)} \sum_{i=0}^{M-1} p(i) \int_{-\infty}^{+\infty} p(\vec{r} | \vec{a}^{(i)}) \log_2 \left(\frac{p(\vec{r} | \vec{a}^{(i)})}{\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} p(j) p(\vec{r} | \vec{a}^{(j)})} \right) d\vec{r} \quad (3.1)$$

Por forma a avaliar os ganhos máximos que se podem obter quando se passa de M -PPM para os alfabetos estendidos de $A \times M$ -APPM ou para OPPM, calcula-se a capacidade do canal discreto para as diferentes técnicas de modulação. Para proceder a comparações entre as diferentes modulações define-se a relação sinal ruído normalizada RSR_N da expressão (3.2), que está directamente relacionada com a duração de *chip* usada pela modulação. Na expressão, P_{av} representa a potência óptica média do sinal, \mathfrak{R} a responsividade do fotodetector, T_c a duração de *chip* e n_o a densidade espectral de potência do ruído.

$$RSR_N = \frac{2 P_{av}^2 \mathfrak{R}^2 T_c}{n_o} \quad (3.2)$$

A relação sinal ruído normalizada e a usada no Capítulo 2 relacionam-se pela expressão:

$$RSR_N = RSR^2 \cdot \frac{T_c}{T_b} \quad (3.3)$$

A capacidade da modulação OOK é dada pela expressão (3.4), cuja dedução é feita no Apêndice - A4.1. A expressão para a capacidade de modulações M -PPM deduzida no Apêndice - A4.2, é dada por (3.5), onde $E\{ \}$ representa a função expectância. A capacidade por *chip* de modulações M -PPM é dada por (3.6).

$$C_{OOK} = 1 - \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} \log_2 \left\{ 1 + 2e^{-RSR_N} \cosh(x\sqrt{2RSR_N}) + e^{-2RSR_N} \right\} dx \quad (3.4)$$

$$C_{PPM} = \log_2 M - E \left\{ \log_2 \left[1 + \sum_{j=1}^{M-1} \exp\left(\frac{z_j - z_0}{\sigma^2}\right) \right] \right\}, \quad (3.5)$$

estando as variáveis aleatórias sujeitas às distribuições:

$$z_0 : N\left(1, \frac{1}{M^2 RSR_N}\right) \quad \text{e} \quad z_j : N\left(0, \frac{1}{M^2 RSR_N}\right), \text{ com } j \geq 1$$

$$C_{PPM_chip} = \frac{\log_2 M}{M} - \frac{1}{M} E \left\{ \log_2 \left[1 + \sum_{j=1}^{M-1} \exp\left((z_j - z_0)M^2 RSR_N\right) \right] \right\} \quad (3.6)$$

Para modulações $A \times M$ -APPM a expressão da capacidade de canal, deduzida no Apêndice – A4.3, é dada por (3.7). Para modulações OPPM não é possível encontrar uma expressão fechada, que simplifique significativamente a expressão geral da capacidade de canal. Para um esquema de modulação $(n w)$ -OPPM genérico, dos n chips usados em cada símbolo, existem os que são usados (ocupados pelo impulso transmitido) em apenas 1, ou em 2, etc., ou em até w símbolos. Por outro lado, um dado símbolo $(n w)$ -OPPM transmite o seu pulso em w chips, dos quais um pode ser não partilhado por qualquer outro símbolo e os restantes podem ser partilhados por 1, 2, etc., até $w-1$ outros símbolos. De facto, não é a ausência de ortogonalidade dos símbolos OPPM que impede a expressão simplificada da capacidade de canal, uma vez que tal foi possível para APPM também não ortogonal, mas sim a distribuição não linear da participação dos chips no alfabeto de símbolos OPPM.

$$C_{APPM} = \log_2(A \cdot M) - \frac{1}{A} \sum_{a=0}^{A-1} F_{1+aM}$$

com:

$$F_i = E \left\{ \begin{aligned} & \log_2 \left(1 + \sum_{j=aM+2}^{(a+1)M} \exp\left\{-\frac{a+1}{\sigma^2}(z_a - z_0)\right\} \right) + \\ & + \sum_{a'=0}^{a-1} \sum_{j=a'M+1}^{(a'+1)M} \exp\left[\frac{1}{\sigma^2} \left((a'+1)z_{j-a'M} - (a+1)z_a + \frac{(a+1)^2 - (a'+1)^2}{2} \right) \right] + \\ & + \sum_{a'=1}^{A-a-1} \sum_{j=(a+a')M+1}^{(a+a'+1)M} \exp\left[\frac{1}{\sigma^2} \left((a+a'+1)z_{j-(a+a')M} - (a+1)z_a - \frac{2a'(a+1) + a'^2}{2} \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

e as variáveis aleatórias sujeitas às distribuições seguintes:

$$z_0 : N(0, \sigma^2); \quad z_a : N(a+1, \sigma^2); \quad \text{e} \quad z_j : \begin{cases} N\left(\text{Quociente}\left[\frac{j}{M}\right] + 1; \sigma^2\right) & \text{se } j = i \\ N(0; \sigma^2) & \text{se } j \neq i \end{cases}$$

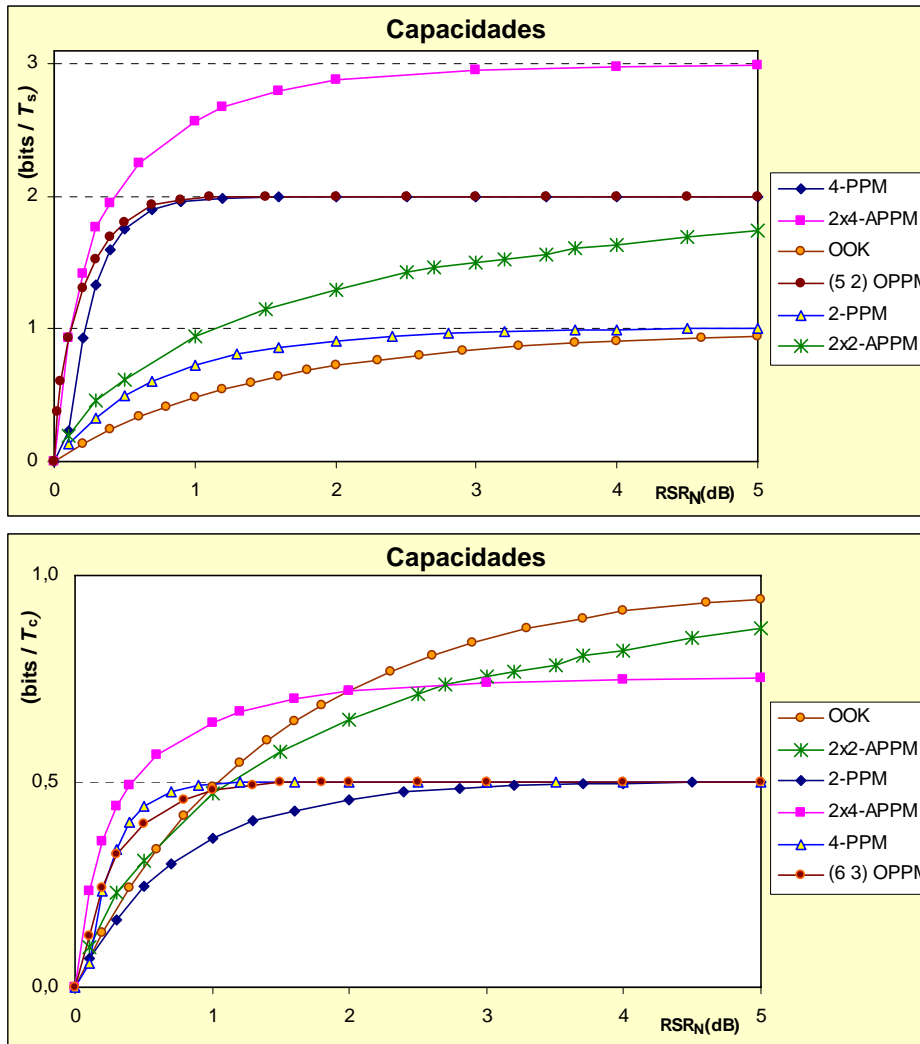


Figura 3-1. Comparação das capacidades de símbolo das modulações OOK, 2- e 4-PPM, (5 2) OPPM, 2x2 e 2x4-APPM, em cima, e correspondentes capacidades por *chip*, em baixo.

A partir das expressões da capacidade de canal apresentadas anteriormente, foi possível proceder à representação na Figura 3-1 das curvas de capacidade de símbolo e de *chip* em função da RSR_N definida em (3.2), para alguns esquemas de modulação. Da análise das figuras verifica-se que existem modulações que têm uma maior capacidade de manter o seu desempenho até valores de RSR_N mais baixas, recorrendo à introdução de codificação. Por exemplo, a modulação 4-PPM até ao valor mínimo de $RSR_N \approx 1\text{dB}$ consegue manter uma capacidade de $0.5 \text{ bit}/T_c$, enquanto a modulação (6 3) OPPM mantém uma capacidade de $0.33 \text{ bit}/T_c$ até ao valor mínimo de $RSR_N \approx 1.5 \text{ dB}$. A modulação 2-PPM permite manter uma capacidade de $0.5 \text{ bit}/T_c$ se o valor da RSR_N for superior a 4 dB; enquanto que para as modulações OOK e 2x2-APPM, os pontos de inflexão das curvas de capacidade ultrapassam os limites da figura, ou seja, os valores de RSR_N que permitem a estas modulações uma capacidade de $1 \text{ bit}/T_c$, são bastante elevados (da ordem dos 8 dB).

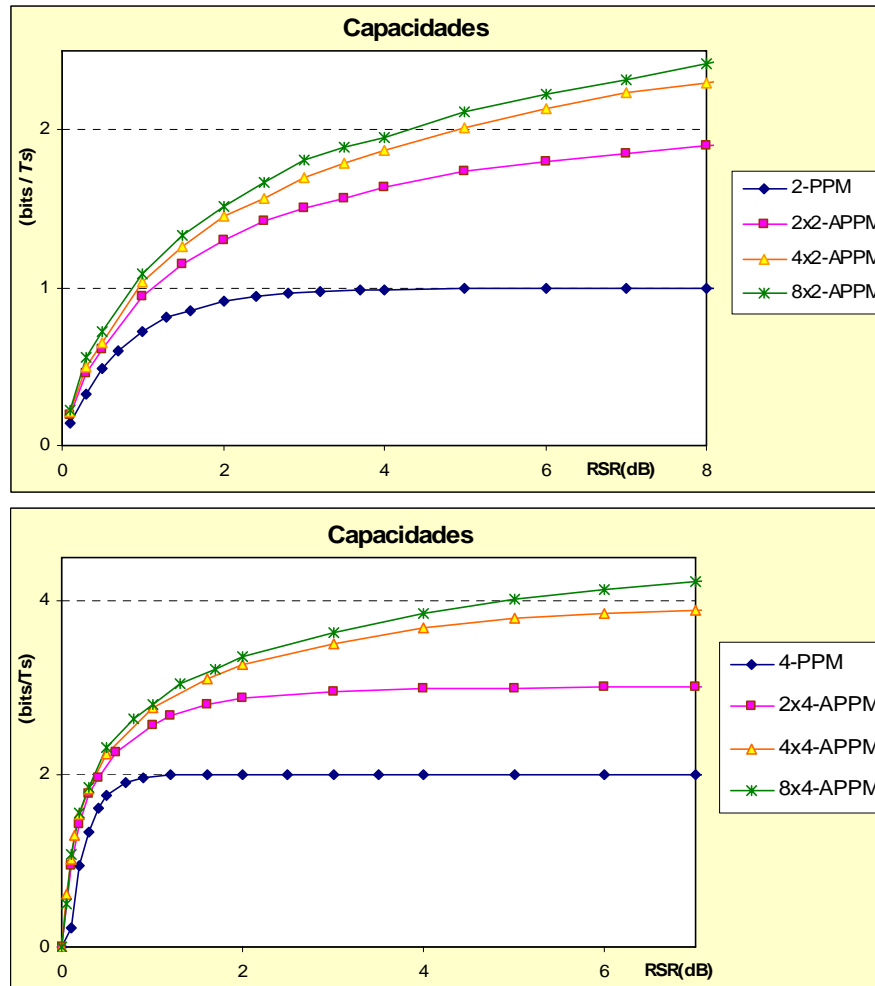


Figura 3-2. Comparação das curvas de capacidades de símbolo para várias modulações $A \times 2$ -APPM e para 2-PPM, em cima, e para várias modulações $A \times 4$ -APPM e 4-PPM, em baixo.

Estas figuras podem ser usadas para avaliar as potencialidades de cada modulação em termos do ritmo de transmissão atingível. Se se considerasse a aproximação grosseira (tal como analisado na secção 2.3.6 esta aproximação usada para a LB não é na maior parte dos casos correcta, em particular para modulações OPPM) da largura de banda de uma dada modulação ser igual ao inverso da duração de *chip*, então por exemplo para $RSR_N = 2$ e uma largura de banda de 1 MHz ($T_c = 1\mu s$), teoricamente os ritmos binários estariam limitados a: 700 kbps para OOK e 2×4 -APPM; 600 kbps para 2×2 -APPM; 500 kbps para 4-PPM e (6 3) OPPM; e 420 kbps para 2-PPM. Note-se que em termos de capacidade existe uma vantagem considerável da modulação 2×4 -APPM relativamente a 4-PPM, e de 2×2 -APPM e (6 3) OPPM relativamente a 2-PPM.

Este tipo de comparações das curvas de capacidade tem um maior significado se for feito para um conjunto de modulações mais restrito e em que exista uma maior similaridade em termos de T_c e correspondente LB. Na Figura 3-2 comparam-se as capacidades das modulações $A \times M$ -APPM com M -PPM para os valores de M iguais a 2 e 4, uma vez que as primeiras apresentam a possibilidade de

expansão do alfabeto de M -PPM sem grandes alterações nos requisitos de LB. Verifica-se que quanto maior for a expansão dos alfabetos M -PPM nas modulações APPM maiores são os ganhos de codificação atingíveis. No entanto, para as modulações APPM com um número de amplitudes superiores a 2 os ganhos incrementais relativamente à modulação com 2 níveis de amplitude são pequenos, o que pode não justificar a complexidade adicional da sua implementação. Este resultado é idêntico ao obtido em [Ung82] para modulações unidimensionais e bidimensionais.

3.3 Técnicas de correcção de erros “convencionais”

As técnicas convencionais de codificação tratam as operações de modulação e codificação separadamente. Para além da simples codificação por repetição, as técnicas mais comuns são os códigos de blocos e os códigos convolucionais. Dentro da classe dos códigos de blocos os que apresentam interesse prático são os BCH binários e os não-binários de Reed-Solomon [Wic95]. A análise destes diferentes tipos de codificação foi feita na perspectiva de avaliar a possibilidade da sua utilização num sistema com adaptação de taxa de transmissão no âmbito do projecto IRWLAN.

3.3.1 Códigos de repetição (Gfeller)

Os códigos de repetição foram propostos por Gfeller [Gfe79] como forma de fazer a adaptação da taxa de transmissão de dados nos sistemas por infravermelhos em espaço livre, sendo usada a modulação PPM. Os códigos de repetição são a forma mais básica de codificação consistindo na simples transmissão repetida de cada símbolo da modulação usada, por um número de vezes designado por factor de repetição. Quanto maior for o factor de repetição, maior será a capacidade do sistema de evitar erros, respondendo à degradação das condições de comunicação do canal (diminuição da RSR), mas obviamente menor será o ritmo de transmissão de informação.

A utilização dos códigos de repetição está facilitada pelo facto de, ao contrário de outros tipos de códigos, não necessitarem de ser pesquisadas as melhores estruturas de lógica combinatória. Por outro lado, desde que a utilização de um dado factor de repetição seja acompanhada da correspondente diminuição da taxa de transmissão de dados, mantém-se constante a taxa de transmissão efectiva (*baud-rate*) no canal, o que permite a utilização de um filtro de largura de banda fixa no receptor.

Na prática, por questões que se prendem com a utilização de electrónica digital, os valores dos factores de repetição devem ser potências de 2. Em termos de desempenho os sistemas com códigos de repetição e de filtragem adaptativa (ver secção 7.3) são equivalentes, uma vez que cada duplicação do factor de repetição implica uma redução para metade do débito binário de informação. Esta redução, de acordo com a RSR definida em (2.3), irá corresponder em ambos os sistemas a um ganho de codificação de 1.5 dB. Na secção 3.3.3 os desempenhos dos códigos de repetição são comparados com os melhores códigos convolucionais para as mesmas eficiências de codificação.

3.3.2 Códigos de blocos

Os conceitos fundamentais dos códigos de blocos podem ser descritos sucintamente da seguinte forma: o codificador aceita k dígitos de informação da fonte de informação e adiciona-lhes um conjunto de r dígitos de redundância¹, os quais são derivados dos dígitos de informação de acordo com uma regra de codificação pré-definida. Esta regra de codificação determina matematicamente a estrutura do código. Os *bits* de informação e de redundância são transmitidos num bloco de $n = k + r$ dígitos através do canal de comunicação. É vulgar designar o código como sendo um código de blocos (n, k) . A taxa de codificação, ou eficiência é definida pela fracção k/n .

Os códigos *Bose-Chaudhuri-Hocquenghems* designados por códigos *BCH*, são uma classe infinita de códigos cíclicos que têm capacidades de detecção e correcção de erros múltiplos. Para quaisquer inteiros positivos m e $t < n/2$, existe um código *BCH* binário de tamanho de bloco $n = 2^m - 1$ e distância mínima entre palavras codificadas $d \geq 2.t + 1$ que não necessita de mais do que $m.t$ *bits* de redundância. Esse código tem a capacidade de corrigir até um máximo de t erros em cada palavra de código e por isso é designado como código corrector de t erros.

Um estudo detalhado dos códigos *BCH* requer uma análise da sua estrutura algébrica, que pode ser encontrada na literatura especializada [Wic95]. No âmbito desta Tese, o interesse nestes códigos prende-se apenas com a avaliação dos ganhos de codificação atingíveis e das condicionantes da sua utilização num sistema real com adaptação da taxa de transmissão. Como explicado anteriormente, os parâmetros k e n estão limitados a um conjunto restrito de valores que limitam também o conjunto de taxas de transmissão possíveis. Quando o tamanho natural de um código que pretendemos usar não é apropriado, o tamanho do código pode ser alterado pelo uso de várias técnicas de manipulação dos códigos de blocos (algumas dessas técnicas são: *puncturing*, *extending*, *shortening*, *lengthening*, *expurgating*, *augmenting*) por forma a obter taxas de transmissão mais adequadas. O problema do uso de códigos *BCH* num sistema com adaptação da taxa de transmissão é que o número de eficiências naturais dos códigos é restrita e pode não corresponder aos requisitos do sistema. O recurso a operações de ajuste no tamanho do código adiciona complexidade extra, e o sistema pode continuar pouco flexível. Existe, porém, um outro problema quando se usam códigos de blocos binários como os *BCH*. Os melhores métodos de modulação em termos da eficiência de potência em comunicações ópticas são não-binários. Nomeadamente, para *M*-PPM, k *bits* definem um dos $2^k = M$ símbolos. Uma vez que o alfabeto de PPM é constituído por formas de onda ortogonais, um erro de símbolo dá com a mesma probabilidade 1, 2, ..., ou k erros de *bit*, i.e., os erros de *bit* têm alguma tendência para acontecer em rajada, e assim a capacidade dos códigos *BCH* pode ser rapidamente excedida. Para ultrapassar esta contrariedade pode-se recorrer ao

¹ Também designados por bits de paridade (*parity-check*) dadas as primeiras e mais simples formas de codificação que forçam uma palavra binária a ter soma par (por exemplo) e assim pode detectar um número ímpar de erros.

Codificação em sistemas por infravermelhos

uso de *interleaving*, que representa a introdução de outra complexidade extra, ou então recorrer ao uso de códigos de blocos não-binários. Os mais conhecidos códigos de blocos não-binários são os códigos *Reed Solomon (RS)*. Com códigos *RS* é possível escolher o tamanho do alfabeto do código por forma a coincidir com a ordem da modulação PPM. Nesse caso, um símbolo da palavra de código corresponde à forma de onda PPM e assim o problema dos erros em rajada será evitado.

Um outro problema da utilização dos códigos de blocos, tanto binários como não-binários, é o de ser muito difícil fazer *soft-decoding*, e assim estar-se-á sempre a uma distância da capacidade do código devido à penalidade que decorre de se realizarem regenerações do tipo *hard-decoding*.

3.3.3 Códigos convolucionais

Os códigos convolucionais representam uma abordagem ao controlo de erros substancialmente diferente da dos códigos de blocos. Um codificador convolucional converte uma sequência inteira de dados, independentemente do seu tamanho, numa única palavra de código. Enquanto os codificadores de blocos segmentam a sequência de dados em blocos de tamanho fixo k que são então mapeados em palavras de código de tamanho n , o codificador convolucional opera sobre toda a sequência de dados usando uma janela deslizante e produz uma sequência contínua de símbolos codificados. Assim, cada símbolo de informação afecta um número finito de símbolos consecutivos na sequência codificada.

Nos códigos convolucionais a redundância pode ser introduzida na sequência de dados através do uso de um registo de deslocamento. Um codificador convolucional binário de eficiência k/n com m elementos de memória é uma máquina de estados finita e linear, que em qualquer instante, aceita k bits de entrada, e faz a transição do seu estado para um dos 2^m estados sucessores possíveis nesse instante e coloca na saída n bits. O algoritmo de descodificação convolucional mais amplamente usado é o algoritmo de *Viterbi* que é um método eficiente para procurar o percurso de máxima verosimilhança através do diagrama de Trellis, que descreve a evolução temporal das sequências codificadas.

Quando se pensa usar codificação em sistemas com adaptação de taxa de transmissão, os códigos convolucionais apresentam vantagens relativamente aos códigos de blocos. A taxa de saída de um codificador convolucional pode ser alterada se periodicamente se apagarem alguns bits, usando a técnica de perfuração (*puncturing*) [Hag88]. É possível através desta técnica seleccionar taxas arbitrárias usando o padrão de perfuração adequado, o que torna este processo mais fácil de implementar do que os processos de modificação de comprimento exigidos pelos códigos de blocos.

Os problemas apontados para os códigos de blocos de se ajustarem a esquemas de modulação não-binários como PPM, mantêm-se para os códigos convolucionais binários. Existirá sempre a tendência para os erros surgirem em rajada, o que recomenda a utilização de técnicas de *interleaving*. Para além disso, embora existam implementações do algoritmo de *Viterbi* para *hard-decision* ou *soft-decision* de acordo com a métrica escolhida, não é possível combinar códigos convolucionais binários com M -PPM e

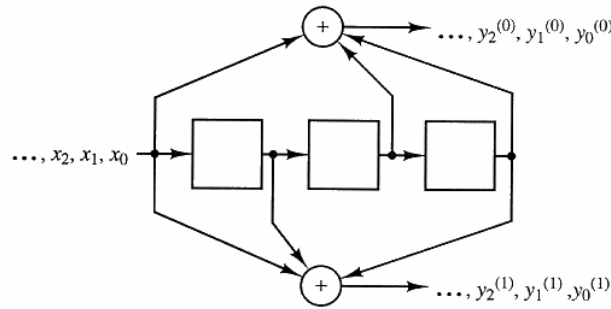


Figura 3-3. Codificador convolucional linear de eficiência 1/2.

continuar a usar *soft-decoding*. É no entanto possível realizar *soft-decoding* com códigos convolucionais usando o algoritmo de *Viterbi* se forem usados códigos não-binários [Rya91] com o tamanho do alfabeto igual à ordem de PPM. Desta forma, ficaria resolvido o problema dos erros em rajada e em simultâneo tirar-se-ia benefício do *soft-decoding*. Esta parece ser uma solução de codificação bastante promissora para sistemas de comunicação por infravermelhos, uma vez que permite combinar as potencialidades dos códigos convolucionais com a eficiência de potência da modulação M -PPM.

O Codificador convolucional

Um codificador convolucional converte a sequência de dados por inteiro, independentemente do seu tamanho, numa única palavra de código, enquanto os codificadores de blocos segmentam a sequência de dados em blocos de tamanho k que são depois mapeados em palavras de código de tamanho n . É esta diferença fundamental que impõe a diferente natureza do projecto e análise dos códigos convolucionais. Nos códigos convolucionais a redundância é introduzida na sequência de dados usando um registo de deslocamento linear.

A Figura 3-3 mostra um típico codificador convolucional de eficiência 1/2. A eficiência do codificador é definida pelo facto do codificador criar dois *bits* de saída para cada *bit* de entrada. Em geral, um codificador com k entradas e n saídas diz-se ter uma eficiência k/n . A sequência binária de dados $x = (x_0, x_1, x_2, \dots)$ é introduzida num circuito com um registo de deslocamento constituído por uma série de elementos de memória. Em cada entrada sucessiva no registo de deslocamento, os valores dos elementos de memória são lidos e somados de acordo com um determinado padrão, criando um par de sequências de saída de dados codificados, $y^{(0)} = (y_0^{(0)}, y_1^{(0)}, y_2^{(0)}, \dots)$ e $y^{(1)} = (y_0^{(1)}, y_1^{(1)}, y_2^{(1)}, \dots)$. Essas sequências de saída são então multiplexadas para formarem uma única sequência codificada $y = (y_0^{(0)} y_0^{(1)}, y_1^{(0)} y_1^{(1)}, y_2^{(0)} y_2^{(1)}, \dots)$, em que y é a palavra de código convolucional. Como exemplo, considere-se o codificador de eficiência 1/2 a ser usado para codificar a sequência de dados $x = (10110)$. São obtidas as seguintes sequências codificadas: $y^{(0)} = (10001010)$ e $y^{(1)} = (11111110)$, sendo assim a palavra de código correspondente $y = (11,01,01,01,11,01,11,00)$. As vírgulas são usadas para separar os blocos de *bits* que saem do codificador no mesmo instante.

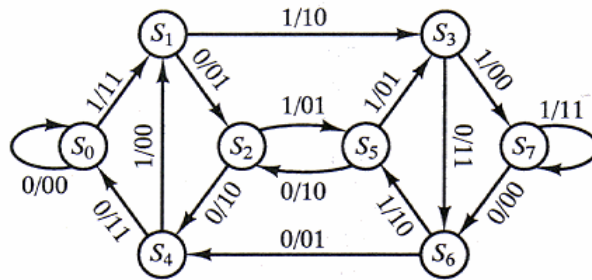


Figura 3-4. Diagrama de estados para o codificador da Figura 3-3.

Pode-se obter a resposta impulsional do codificador aplicando uma sequência de entrada da forma $\delta = (10000\dots)$, que desempenha o mesmo papel que a função delta de Dirac $\delta(x)$ na análise de sistemas analógicos. A resposta impulsional, neste caso, será: $g^{(0)} = (1,0,1,1)$ e $g^{(1)} = (1,1,0,1)$. As respostas impulsivais são normalmente designadas como sequências geradoras, e devem terminar no ponto a partir do qual todas as sequências de saída só têm zeros. Uma vez que existem três elementos de memória no registo de deslocamento, cada *bit* da sequência de entrada pode afectar no máximo quatro *bits*, daí o tamanho das sequências geradoras. Esse tamanho designa-se por comprimento de dependência K do código convolucional e é igual ao número máximo de *bits* na sequência de saída que podem ser afectadas por um único *bit* de entrada, correspondendo ao número de ligações possíveis ao registo de deslocamento do codificador. Assim na prática, o comprimento de dependência é o comprimento do registo de deslocamento mais um ($K = m + 1$), e para um codificador de eficiência $1/n$ os n polinómios geradores são dados por: $g^{(k)} = (g_0^{(k)}, g_1^{(k)}, \dots, g_m^{(k)})$, com $k = 0, 1, \dots, n-1$.

As técnicas usadas para analisar e comparar os códigos de blocos não são apropriadas para os códigos convolucionais. Por exemplo, como é que o conceito de distância mínima se aplicaria a um codificador que pode gerar palavras de código de tamanho arbitrário? Duas importantes técnicas gráficas são aplicadas na análise destes códigos: o diagrama de estados e o diagrama de Trellis.

Os diagramas de estados e de Trellis

O codificador convolucional é uma máquina de estados finitos. Este contém elementos de memória cujos conteúdos determinam a correspondência entre os próximos *bits* de entrada e os de saída. Considerando novamente o codificador da Figura 3-3, este contém três elementos de memória binários que em conjunto, podem tomar qualquer um dos oito estados possíveis. Esses estados designados como $\{S_0, S_1, \dots, S_7\}$ estão associados com os conteúdos dos elementos de memória da seguinte forma:

$$\left\{ \begin{array}{ll} S_0 \Leftrightarrow (000), & S_4 \Leftrightarrow (001) \\ S_1 \Leftrightarrow (100), & S_5 \Leftrightarrow (101) \\ S_2 \Leftrightarrow (010), & S_6 \Leftrightarrow (011) \\ S_3 \Leftrightarrow (110), & S_7 \Leftrightarrow (111) \end{array} \right\}$$

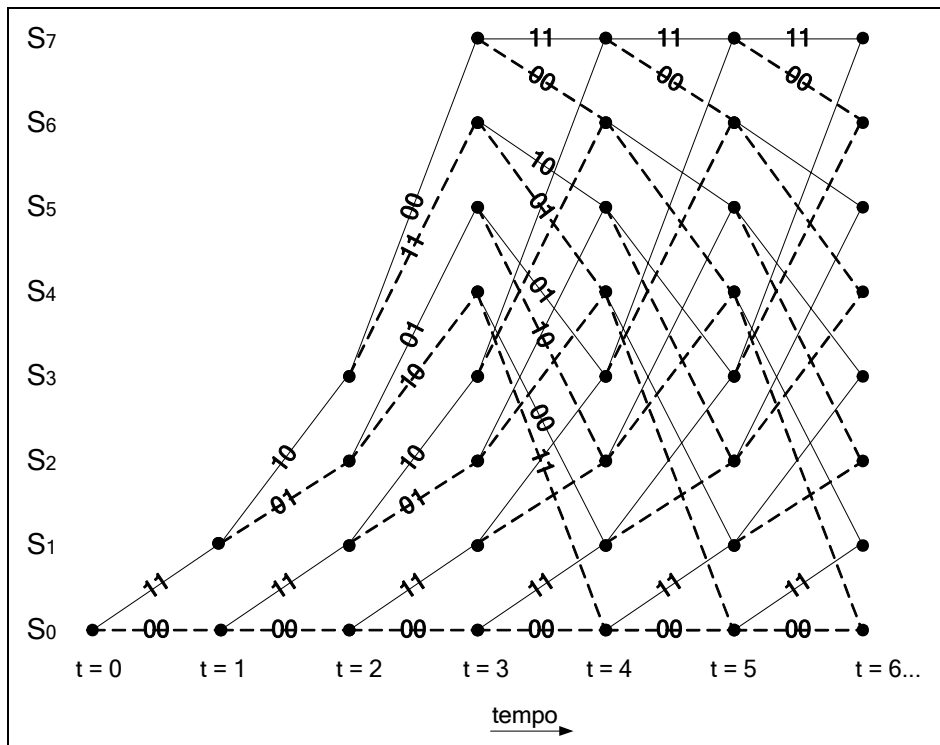


Figura 3-5. Diagrama de Trellis do codificador da Figura 3-3.

À semelhança da maioria das máquinas de estados finitos, o codificador convolucional pode transitar entre estados de uma forma limitada. Dado o estado actual (XYZ), o próximo estado pode ser ou (0XY) (para a entrada 0) ou (1XY) (para a entrada 1). O diagrama de estados da Figura 3-4 ilustra essa limitação. Cada ramo do diagrama de estados tem uma legenda da forma X/YY, onde X é o valor do *bit* de entrada que provoca a transição de estado, e YY é o correspondente par de *bits* de saída.

O diagrama de Trellis é uma extensão do diagrama de estados que explicitamente mostra a evolução temporal de um código convolucional. A Figura 3-5 mostra o diagrama de Trellis correspondente ao codificador da Figura 3-3. Cada palavra codificada pelo codificador convolucional está associada a um único percurso (com início e fim no estado S_0) do diagrama de Trellis. No decodificador convolucional é normalmente usado o algoritmo de *Viterbi* que tira grande proveito das constantes intersecções dos vários percursos nos pontos do diagrama de Trellis designados por nós. Os ramos do diagrama são legendados com a métrica mais conveniente. Quando mais que um percursos chegam ao mesmo nó, deve ser escolhida a “melhor” métrica de percurso parcial. O percurso com a melhor métrica é o sobrevivente, se a melhor métrica for partilhada por dois ou mais percursos, o sobrevivente deve ser escolhido entre eles aleatoriamente.

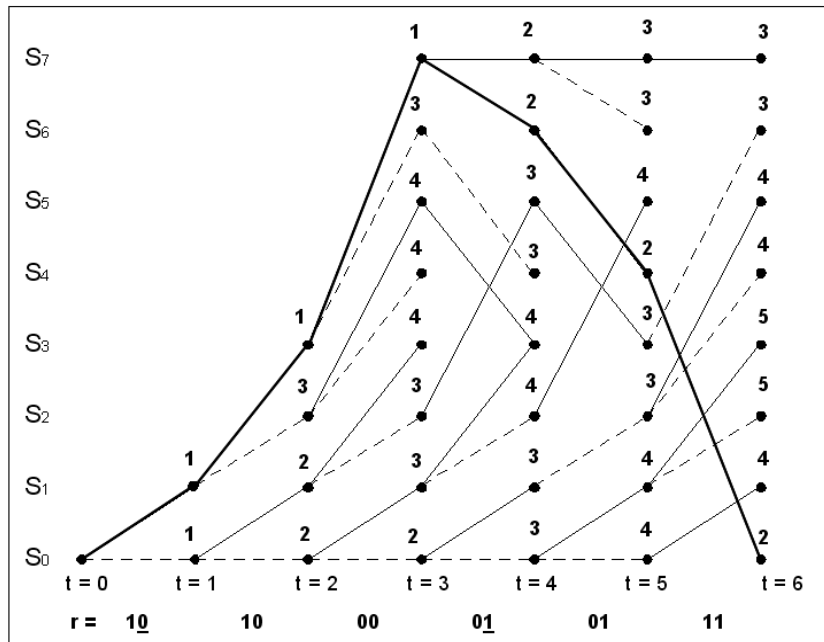


Figura 3-6. Exemplo de descodificação pelo algoritmo de *Viterbi*.

O algoritmo de *Viterbi* consiste na selecção dos percursos sobreviventes, e garante que descodifica o percurso de máxima verosimilhança. O algoritmo opera da mesma forma para hard- e soft-decoding diferindo apenas na métrica usada. Consideremos um exemplo de descodificação de *Viterbi* usando hard-decoding, da sequência $x = (111000)$ codificada pelo codificador da Figura 3-3. A palavra de código gerada é $y = (11,10,00,00,01,11)$, que após transmissão através dum canal com ruído é recebida como $r = (10,10,00,01,01,11)$ através do circuito receptor de detecção e é enviada ao descodificador de *Viterbi*. Os *bits* errados estão sublinhados na palavra r . Os percursos sobreviventes são aqueles que têm as menores métricas parciais. A Figura 3-6 mostra o resultado da operação de descodificação. Cada nó no diagrama é legendado com o valor calculado pelo algoritmo de *Viterbi* para a métrica do percurso sobrevivente (o de menor métrica de percurso parcial). O percurso de máxima verosimilhança, representado pelo percurso contínuo mais carregado, obtém-se começando no estado $S_{0,6}$ e andando para trás através dos percursos sobreviventes. A palavra de código correspondente é a sequência descodificada, e neste caso igual à palavra transmitida, ou seja o algoritmo de *Viterbi* pode corrigir os dois erros existentes na palavra recebida.

Numa implementação de um descodificador convolucional existem algumas limitações de ordem prática que impedem uma concepção ideal do algoritmo de *Viterbi*. Por um lado, os atrasos de descodificação arbitrariamente longos não são admissíveis para a maioria das aplicações, tendo o descodificador de poder descodificar *bits* de informação antes que toda a sequência codificada tenha sido recebida. Os erros da sequência descodificada que ocorrem como consequência da necessidade de fazer decisões “prematuras” (antes de receber toda a sequência codificada), são designados como erros de truncatura. Forney em [For74] mostrou que a probabilidade dos erros de truncatura diminui

exponencialmente com a profundidade de descodificação L , em particular para RSR baixas essa probabilidade torna-se desprezável para valores de $L > 5.8m$, sendo m a ordem de memória do codificador. Por outro lado, se o descodificador for implementado usando lógica digital, os sinais analógicos de entrada têm de ser quantificados por um conversor analógico-digital, o que impõe alguma degradação no desempenho do descodificador. Estudos apresentados em [Hel71] e [Cai79] documentam que as quantificações de 2, 4 e 8 níveis resultam em reduções do ganho de codificação de 2.2, 0.9 e 0.25 dB para um grande número de códigos, e que a complexidade adicional implícita na utilização de um conversor analógico-digital de maior resolução não será, na maioria dos casos, recompensada por um significativo melhoramento do desempenho do descodificador.

Pesquisa computacional de códigos convolucionais óptimos

Existem várias medidas de desempenho de códigos convolucionais diferentes que podem ser usadas para comparar os diferentes códigos convolucionais. A adequação de uma dada medida depende da técnica de descodificação que é usada na aplicação. A distância mínima d_{min} de um código convolucional com comprimento de dependência K é definida como a distância de *Hamming* mínima entre todas os pares de sequências de saída truncadas no tamanho K . Contudo, o descodificador de *Viterbi* usa a palavra codificada convolucional para descodificar um único *bit*. Nesse caso interessa conhecer a distância de *Hamming* entre todas as palavras de código convolucionais completas (i.e., todas as sequências de saída correspondentes a um percurso que se inicia e acaba no estado S_0 no gráfico de estados do codificador). Essa distância designa-se por distância livre mínima e denota-se por d_{free} , correspondendo à distância de *Hamming* mínima entre todos os pares de palavras de código convolucionais completas, ou seja:

$$d_{free} = \min \{d(y', y'') \mid y' \neq y''\} = \min \{W(y) \mid y \neq 0\} \quad (3.8)$$

onde $W(y)$ é o peso de *Hamming* do vector y que representa uma palavra codificada.

Para o codificador da Figura 3-3, verifica-se $d_{min} = 3$, enquanto $d_{free} = 6$. Assim, uma técnica de descodificação que use a palavra codificada por completo em vez dos primeiros $n.K$ bits proporcionará um desempenho significativamente melhor.

A probabilidade de erro usando codificação convolucional, não pode ser calculada de forma exacta. Para se poder ter uma estimativa dos ganhos de codificação obtidos, recorre-se à expressão (3.9) do majorante da probabilidade de erro de *bit* pós descodificação, na qual $b_{d_{free}}$ representa o número de *bits* a '1' (peso) das sequências de informação que dão origem no diagrama de Trellis a percursos que têm métrica igual a d_{free} ; sendo d_{free} a distância livre mínima entre todas as sequências codificadas, correspondendo assim ao valor mínimo da métrica de qualquer percurso (excluindo o percurso tudo a '0') no diagrama de Trellis; e p representa a probabilidade de erro de *bit* numa transmissão sem codificação.

$$P_b < b_{d_{free}} \left[2\sqrt{p(1-p)} \right]^{d_{free}}, \quad (3.9)$$

Codificação em sistemas por infravermelhos

Na literatura existem tabelas com os melhores códigos convolucionais não sistemáticos conhecidos. Essas tabelas apresentam por ordem de comprimento de dependência e eficiência os códigos convolucionais com máxima d_{free} , sendo esses códigos descritos pelas suas sequências geradoras. No entanto, essas tabelas contêm apenas os códigos com ordens de memória menores e com eficiências elevadas, tipicamente até ao mínimo de 1/4. No caso de se pretenderem códigos convolucionais ótimos com diferentes características dos tabelados é necessário proceder a buscas computacionais que conduzam aos polinómios geradores dos códigos que maximizem a respectiva d_{free} . Acresce que no caso de se querer estimar o desempenho desses códigos, através da expressão (3.9), é necessário que o programa de pesquisa determine também o parâmetro $b_{d_{free}}$, que normalmente não é apresentado na literatura. Para validar os resultados dessas pesquisas computacionais exaustivas ou parciais é importante conhecer o limite máximo da distância livre (d_{free}), que para códigos convolucionais sobre sinais ortogonais q -ários [Rya91], é calculado a partir da expressão (3.10).

$$d_{free} \leq \min_L \left\lfloor \frac{q^{L-1}}{q^L - 1} (m + L) n (q - 1) \right\rfloor \quad (3.10)$$

O majorante de d_{free} é uma função de $q \geq 2$, da ordem de memória m , e do número de saídas do codificador n , e onde $\lfloor x \rfloor$ representa o maior número inteiro menor ou igual a x . No caso de códigos convolucionais binários ($q = 2$) de eficiência $1/n$, a expressão para determinação do limite máximo de d_{free} simplifica-se para:

$$d_{free} \leq \min_L \left\lfloor \frac{2^{L-1}}{2^L - 1} (m + L) n \right\rfloor. \quad (3.11)$$

A Tabela 3-1 apresenta os parâmetros e resultados da pesquisa computacional dos códigos convolucionais ótimos de eficiência $1/n$, para os valores de $n = \{2, 4, 8, 16 \text{ e } 32\}$ e comprimentos de dependência $K = \{3, 4, 5, 6 \text{ e } 7\}$. Desses resultados constam os limites máximos de d_{free} obtidos através de (3.11), os valores de d_{free} e $b_{d_{free}}$ dos melhores códigos encontrados e a respectiva definição através dos polinómios geradores expressos em octal. É indicado também o número de combinações possíveis para os polinómios geradores, ou seja o número de códigos diferentes que é, em cada caso, necessário avaliar. Em certos casos, devido ao elevado número de combinações é extremamente moroso proceder a pesquisas exaustivas, podendo acontecer que os códigos apresentados não alcancem os valores de d_{free} máxima e de $b_{d_{free}}$ mínimo atingíveis.

Comprimento dependência ($K = m + 1$)	Número saídas n	Limite de d_{free}	d_{free} obtido	b_{dfree}	Polinómios do código (em octal)	Combinações diferentes (c)
3	2	5	5	1	5; 7	64
3	4	10	10	2	5; [7] ³	4096
3	8	21	21	1	[5] ³ ; [7] ⁵	1.68×10 ⁶
3	16	42	42	2	[5] ⁵ ; [7] ¹¹	2.8×10 ¹⁴
3	32	85	85	1	[5] ¹¹ ; [7] ²¹	7.9×10 ²⁸
4	2	6	6	2	15; 17	256
4	4	13	13	4	13; [15] ² ; 17	6.5×10 ⁴
4	8	26	26	2	13; [15] ⁴ ; [17] ³	4.3×10 ⁹
4	16	53	53	4	[13] ² ; [15] ⁹ ; [17] ⁵	1.8×10 ¹⁹
4	32	106	106	2	[13] ³ ; [15] ¹⁸ ; [17] ¹¹	3.4×10 ³⁸
5	2	8	7 (a)	7	31; 35	1024
5	4	16	16	5	25; 33; 35; 37	1.1×10 ⁵
5	8	32	32	5	[25] ² ; [33] ² ; [35] ² ; [37] ²	1.1×10 ¹²
5	16	64	64	5	[25] ⁴ ; [33] ⁴ ; [35] ⁴ ; [37] ⁴	1.2×10 ²⁴
5	32	128	128	5	[25] ⁸ ; [33] ⁸ ; [35] ⁸ ; [37] ⁸	1.5×10 ⁴⁸
6	2	9	8 (a)	16	73; 75	4096
6	4	18	18	12	55; 71; 73; 75	1.7×10 ⁷
6	8	36	36	12	[55] ² ; [71] ² ; [73] ² ; [75] ²	2.8×10 ¹⁴
6	16	73	72 (b)	12	[55] ⁴ ; [71] ⁴ ; [73] ⁴ ; [75] ⁴	7.9×10 ²⁸
6	32	146	144 (b)	12	[55] ⁸ ; [71] ⁸ ; [73] ⁸ ; [75] ⁸	6.3×10 ⁵⁷
7	2	10	10	39	135; 163	1.6×10 ⁴
7	4	20	20	13	135; 155; 163; 171	2.7×10 ⁸
7	8	41	40 (b)	20	135; [155] ³ ; 163; [171] ³	7.2×10 ¹⁶

Tabela 3-1. Definição e características dos códigos convolucionais óptimos pesquisados. A notação $[p]^R$ usada na definição dos polinómios do código, significa a repetição do polinómio p por R vezes.

(a)- não existe código que atinja o limite indicado, todos os códigos foram verificados e o limite não foi alcançado.

(b)- o limite não foi alcançado, mas pode existir porque não foi testada a totalidade das combinações.

(c)- número de combinações diferentes (entenda-se códigos diferentes) dadas por: $(2^K)^n = 2^{(K \cdot n)}$.

Por forma a diminuir o tempo necessário para as pesquisas foram consideradas algumas estratégias de eliminação de combinações possíveis. Para cada tipo de codificador convolucional (comprimento de dependência e eficiência) pesquisado existem 2^{Kn} códigos possíveis a serem testados, dos quais a maior parte pode ser eliminada identificando no conjunto quais dos códigos são equivalentes em termos da sua distribuição de informação-peso. Descrevem-se a seguir três métodos que podem ser implementados nesse processo de simplificação das pesquisas dos melhores códigos convolucionais.

- a) Códigos com vectores trocados são equivalentes, assim a pesquisa pode restringir-se a um conjunto lexicograficamente ordenado. Por exemplo, o código com $g^{(0)} = (1,1,0)$, $g^{(1)} = (1,0,0)$ e $g^{(2)} = (1,0,1)$ tem a mesma distribuição de peso que o código com $g^{(0)} = (1,1,0)$, $g^{(1)} = (1,0,1)$ e $g^{(2)} = (1,0,0)$. Isto é óbvio uma vez que uma troca deste género apenas permuta os símbolos codificados para uma determinada sequência de informação.

Codificação em sistemas por infravermelhos

- b) Qualquer código de eficiência $1/n$ tem um código equivalente em que $g_0^{(0)} = g_0^{(1)} = \dots = g_0^{(n-1)} = 1$, sendo por isso apenas necessário considerar esses códigos. Para verificar este facto, note-se que a sequência de símbolos codificados produzidos pelo somador k -ário com $(k = 0, 1, \dots, n-1)$, é dada por:

$$y_i^{(k)} = \sum_{j=0}^m g_j^{(k)} x_{i-j}, \quad (3.12)$$

onde $x_j = 0$ para $j < 0$. Demonstra-se em [Wic95] que para o código com os polinómios geradores: $\{g^{(0)} = (g_0^{(0)}, g_1^{(0)}, \dots, g_m^{(0)}), g^{(1)} = (g_0^{(1)}, g_1^{(1)}, \dots, g_m^{(1)}), \dots, g^{(n-1)} = (g_0^{(n-1)}, g_1^{(n-1)}, \dots, g_m^{(n-1)})\}$ existe um código com os geradores: $\{(g_0^{(0)})^{-1} g^{(0)} = (1, (g_0^{(0)})^{-1} g_1^{(0)}, \dots, (g_0^{(0)})^{-1} g_m^{(0)}), \dots, (g_0^{(n-1)})^{-1} g^{(n-1)} = (1, (g_0^{(n-1)})^{-1} g_1^{(n-1)}, \dots, (g_0^{(n-1)})^{-1} g_m^{(n-1)})\}$ que produz palavras de código com peso equivalente para uma dada sequência de informação x , e que tem portanto um espectro informação-peso equivalente.

- c) Invertendo a ordem dos componentes em cada polinómio leva a um código equivalente. Por exemplo, o código com $g^{(0)} = (1,1,0)$ e $g^{(1)} = (1,0,0)$ é equivalente ao código com $g^{(0)} = (0,1,1)$ e $g^{(1)} = (0,0,1)$. As palavras de código resultantes destes dois códigos são imagens de espelho (invertidas) e têm portanto o mesmo peso. Este método não é de fácil implementação e, no caso de o método b) ser usado, não permite eliminar muitas combinações, uma vez que só se aplicará aos códigos em que $g_0^{(0)} = g_0^{(1)} = \dots = g_0^{(n-1)} = g_m^{(0)} = g_m^{(1)} = \dots = g_m^{(n-1)} = 1$. Este método não foi por isso seguido nas pesquisas realizadas, sendo apenas aqui referido por questões de tornar este estudo completo.

O método b) reduz o número de códigos a ser testado de $2^{Kn} = 2^{nm+n}$ para 2^{nm} . Por exemplo, para o codificador convolucional com $n = 8$ e $K = 3$, será necessário testar apenas 6.55×10^4 combinações em vez de 1.68×10^7 . Com o método b) implementado, a utilização do método a) reduz o número de códigos a serem testados. Essas reduções podem ser quantificadas em expressões simples, para $n = 2$ reduz-se de 2^{2m} para $(2^{2m} + 2^m)/2$, e para $n = 3$ de 2^{3m} para $(2^{3m} + 3 \times 2^{2m} + 2 \times 2^m)/6$. No exemplo dado, as 6.55×10^4 combinações necessárias por aplicação de b) foram reduzidas a 3401 por utilização do método a).

Para além disso, a maioria dos códigos pretendidos com elevado número de saídas n foram encontrados pesquisando os códigos que incluíam os polinómios dos códigos óptimos para um número de saídas menor. Note-se, por exemplo, para $K = 6$ que todos os polinómios do melhor código obtido para $n = 2$ estão incluídos no melhor para $n = 4$, os quais são incluídos no código para $n = 8$, etc.. Outra simplificação introduzida consistiu em fazer parar a pesquisa quando o primeiro código óptimo e não catastrófico que atingisse o limite máximo de d_{free} fosse encontrado. Assim, o número de códigos que foi necessário testar para $n = 8$ e $K = 4$ foi de apenas 44 dos 4.3×10^9 possíveis, embora neste caso não garantindo a minimização do parâmetro b_{dfree} .

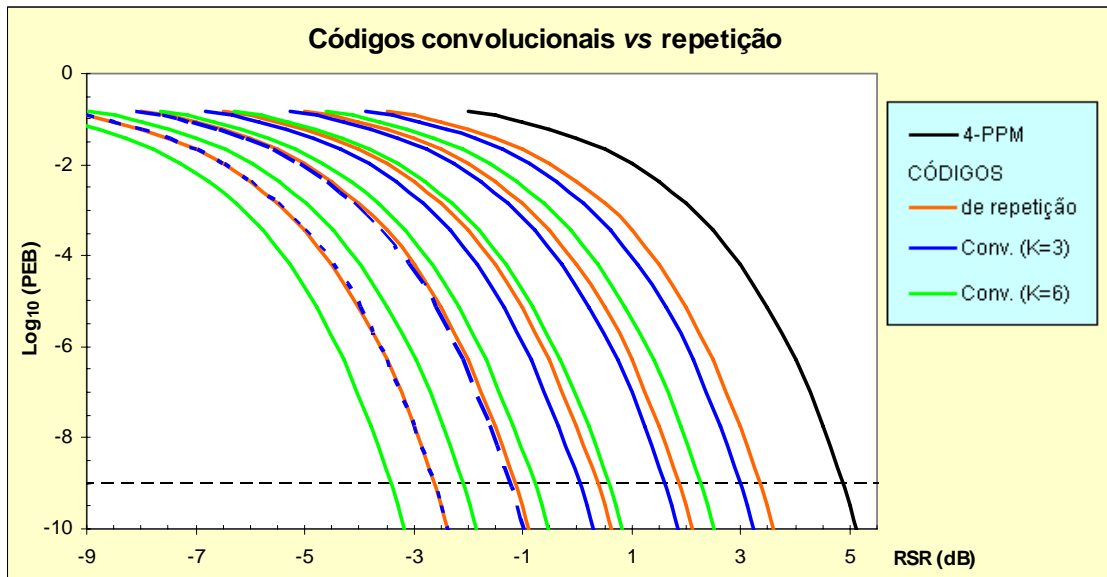


Figura 3-7. Desempenho dos sistemas com modulação 4-PPM: não codificado, com códigos de repetição e com os códigos convolucionais óptimos com comprimentos de dependência K iguais a 3 e 6. Para cada tipo de codificação apresentam-se as curvas de PEB dos códigos de eficiências $1/n$, da direita para a esquerda, para os valores de n iguais a 2, 4, 8, 16 e 32.

Desempenho dos códigos convolucionais óptimos

Os desempenhos dos códigos convolucionais óptimos, apresentados na Tabela 3-1, foram calculados em termos de PEB com recurso à expressão (3.9). Para tal, considera-se a utilização da modulação 4-PPM, ou seja na equação (3.9) p representa a PEB do sistema não codificado com modulação 4-PPM (representada na Figura 2-7). Na Figura 3-7 são representadas as curvas de PEB dos vários sistemas com modulação 4-PPM seguintes: não codificado, com codificação de repetição e com os códigos convolucionais de comprimento de dependência K de valor 3 e 6. Para ambos os tipos de codificação são representados os desempenhos dos códigos de eficiência $1/n$ para os valores de n iguais a 2, 4, 8, 16 e 32. Para os códigos de repetição existe um ganho teórico de 1.5 dB por cada duplicação do factor de repetição do código, equivalente à redução para metade do débito binário numa transmissão não codificada (ver expressão (2.3) da RSR). Assim, pode observar-se um espaçamento constante de -1.5 dB entre as sucessivas curvas de PEB dos sistemas com codificação de repetição com eficiências $1/n$ para os valores

Códigos convolucionais de eficiência $1/n$		Ganhos de codificação				
		$K = m + 1$				
		3	4	5	6	7
n	2	1.88 (+.38)	2.19 (+.69)	2.41 (+.91)	2.61 (+1.11)	3.00 (+1.5)
	4	3.27 (+.27)	3.74 (+.74)	4.14 (+1.14)	4.30 (+1.3)	4.50 (+1.5)
	8	4.83 (+.33)	5.18 (+.68)	5.50 (+1.0)	5.66 (+1.16)	5.82 (+1.32)
	16	6.10 (+.10)	6.49 (+.49)	6.82 (+.82)	6.97 (+.97)	
	32	7.49 (-.01)	7.85 (+.35)	8.12 (+.62)	8.27 (+.77)	

Tabela 3-2. Valores dos ganhos de codificação alcançáveis pela utilização dos códigos convolucionais óptimos pesquisados. Entre parêntesis indicam-se os ganhos da codificação convolucional em relação aos códigos de repetição para a mesma eficiência dos codificadores.

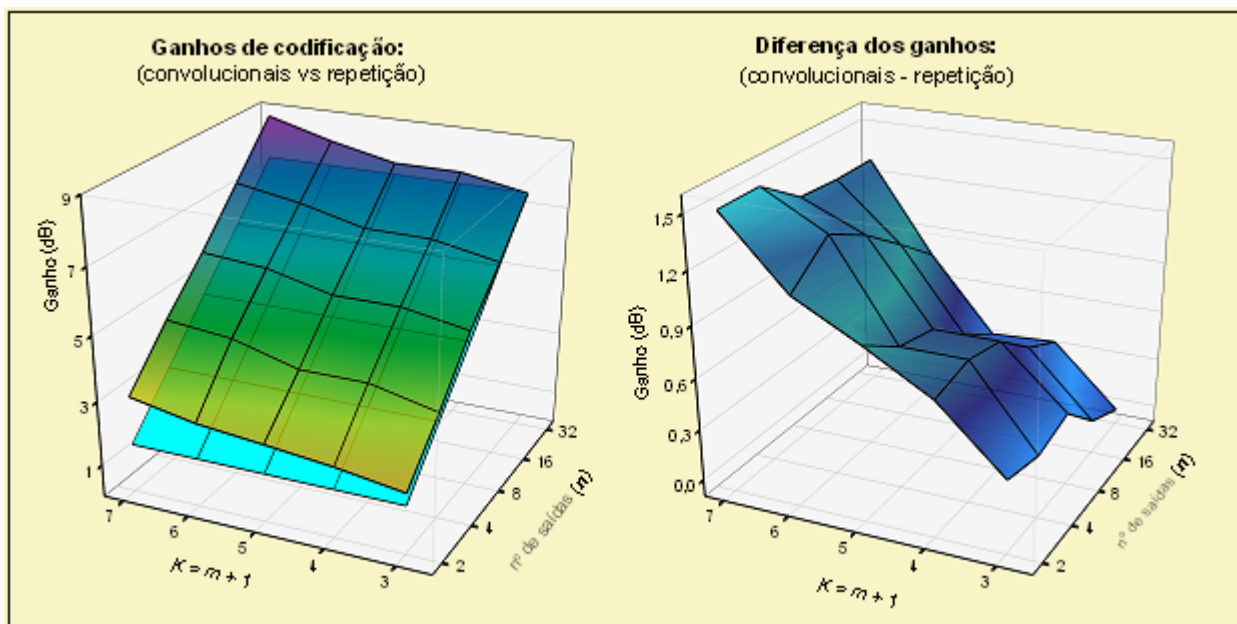


Figura 3-8. À esquerda, representação dos ganhos de codificação dos sistemas com códigos de repetição e com os códigos convolucionais ótimos pesquisados, em função da memória dos codificadores (válido apenas para os convolucionais) e das eficiências de valor $1/n$ para os valores de n iguais a 2, 4, 8, 16 e 32. À direita, comparação dos dois tipos de codificação pela representação da diferença dos ganhos convolucionais pelos respectivos ganhos de repetição.

de n iguais a 1 (sistema sem codificação), 2, 4, 8, 16 e 32. Os códigos convolucionais apresentam ganhos de codificação superiores aos códigos de repetição com as mesmas eficiências, que obviamente aumentam com o comprimento de dependência dos codificadores convolucionais.

Na Tabela 3-2 são apresentados os valores dos ganhos de codificação que se obtêm pela utilização dos códigos convolucionais pesquisados, relativamente ao sistema 4-PPM sem codificação, e são indicados entre parêntesis os ganhos relativos aos sistemas com códigos de repetição com as mesmas eficiências. Estes valores estão ilustrados na Figura 3-8: no gráfico da esquerda é feita a representação dos ganhos de codificação dos sistemas com códigos de repetição e com os códigos convolucionais ótimos pesquisados, em função da memória dos codificadores (válido apenas para os convolucionais) e das eficiências de valor $1/n$ para os valores de n iguais a 2, 4, 8, 16 e 32; no gráfico da direita representam-se as diferenças dos ganhos convolucionais pelos respectivos ganhos de repetição. A representação tridimensional usada, em forma de superfície, não pressupõe uma continuidade das variáveis envolvidas, antes pelo contrário, sendo usada apenas para mais facilmente se poder visualizar a evolução dos ganhos de codificação convolucional com as variáveis envolvidas. Nomeadamente, observa-se que com o aumento de n o desempenho dos códigos convolucionais tende para os ganhos dos códigos de repetição, podendo não justificar o acréscimo de complexidade que requerem. Mas, como já era esperado, pode-se sempre aumentar a memória dos códigos convolucionais para obter melhores desempenhos, uma vez mais à custa de uma maior capacidade de processamento dos descodificadores necessários.

3.4 Técnicas conjuntas de modulação e codificação - TCM

Os resultados obtidos na secção anterior demonstram as limitações em termos de desempenho e aplicabilidade das técnicas clássicas de codificação. Os códigos de blocos apresentam grandes problemas de utilização pela dificuldade em implementar as eficiências de codificação pretendidas. Os códigos de repetição são de simples implementação mas estão limitados a ganhos de 1.5 dB por cada duplicação do factor de repetição. Por último, os códigos convolucionais podem alcançar ganhos de codificação bastante apreciáveis se se aumentar a memória dos codificadores, mas à custa de maior complexidade dos decodificadores. Porém, os ganhos de codificação dos códigos convolucionais relativamente aos códigos de repetição tende a diminuir com a diminuição da eficiência dos codificadores, e a pesquisa dos melhores códigos convolucionais a partir de certos valores de ordem de memória (e também do número de saídas do codificador) pode tornar-se impraticável. Os ganhos obtidos mesmo pela codificação convolucional são uma pequena fracção do atingível teoricamente, ou seja estão longe de aproximar a capacidade de canal para as modulações usadas, sendo por isso necessário explorar outras técnicas de codificação mais eficientes.

Por outro lado, é sabido que a separação clássica de codificação e modulação requer alguma expansão da largura de banda. Quando o canal tem limitações de largura de banda isto torna-se inaceitável. Para ilustrar esta ideia considere-se o uso de uma modulação M -PPM (sendo $M = 2^k$) com um código convolucional de eficiência 1/2. Na ausência de codificação a duração de *chip* para o impulso de 2^k -PPM está relacionado com a duração de *bit* através da expressão seguinte:

$$T_c = \frac{k}{2^k} T_b, \quad (3.13)$$

enquanto que com o código convolucional 1/2 será:

$$T_c = \frac{k}{2 \cdot 2^k} T_b. \quad (3.14)$$

Se existir limitação em termos de largura de banda, e usando a aproximação de primeira ordem de que a largura de banda de PPM é proporcional ao inverso da duração de *chip*, então torna-se necessário reduzir a ordem da modulação PPM para permitir codificação. De acordo com a Tabela 3-3 que traduz os valores de R_b/R_c para as modulações M -PPM, verifica-se por exemplo que para manter (não ultrapassar) a largura de banda de 16-PPM ($R_b/R_c = 0.25$) não codificado, num sistema que permita acomodar uma redundância de eficiência 1/2 ter-se-á que passar para a modulação 4-PPM ($R_b/R_c \cdot 1/2 = 0.25$) uma vez que 8-PPM ($R_b/R_c \cdot 1/2 = 0.1875 < 0.25$) não apresenta eficiência em termos de largura de banda suficiente. De igual forma seria necessário passar de um sistema não codificado usando 64-PPM para a modulação de 16-PPM com codificação de eficiência 1/2, o que assintoticamente representa uma penalidade em potência de aproximadamente 6 dB_{elétricos}. Para compensar essa penalidade o codificador convolucional tem que permitir no mínimo um ganho de codificação de 6 dB_{elétricos} com *hard-decoding*.

Modulação PPM	R_b/R_c
M -PPM	$\log_2 M/M$
2-PPM	0.5
4-PPM	0.5
8-PPM	0.375
16-PPM	0.25
32-PPM	0.15625
64-PPM	0.09375

Tabela 3-3. Valores de R_b/R_c para as modulações M -PPM, podem ser usados como aproximação da eficiência espectral.

Isto significa que se houver uma limitação de largura de banda é necessário combinar as operações de codificação e modulação de acordo com o uso de técnicas TCM. O uso de TCM já foi considerado em comunicações ópticas para o canal de contagem de fótons [Geo89], e para o canal de comunicação sem fios por infravermelhos com PPM [Lee97]. Em [Lee97], os autores usam TCM para combater a IES causada pela dispersão multipercurso, e para expandirem a dimensão do alfabeto usam esquemas de modulação PPM de ordem superior. Os resultados obtidos mostram que esta solução é bastante efectiva no combate da IES. Contudo para canais com baixa IES, os ganhos de codificação são muito pequenos, o que já era de esperar, uma vez que os sinais PPM formam um conjunto ortogonal e consequentemente não existem ganhos por fazer qualquer partição quando os canais são quase ideais.

A abordagem desenvolvida nesta tese difere da apresentada em [Lee97], considerando na pesquisa dos esquemas de codificação TCM a operação em canais sem IES, sendo posteriormente avaliado o seu desempenho em canais com distorção. Para efectuar o aumento do alfabeto sem expansão da largura de banda são considerados dois métodos de modulação: o método híbrido $A \times M$ -APPM onde os impulsos PPM podem ter um de A valores diferentes de amplitude ou a modulação OPPM, que serão objecto de estudo nos Capítulos 4 e 5, respectivamente. Apesar de isto implicar uma complexidade adicional, os resultados mostram que se podem esperar ganhos de codificação bastante apreciáveis relativamente a PPM sem codificação.

3.4.1 Fundamentos das técnicas TCM

A ideia de combinar modulação e codificação, data dos primórdios da teoria de informação [Sle56] e foi amplamente explorada por Ungerboeck [Ung82]. A ideia básica consiste na transmissão de m bits/símbolo em cada intervalo de símbolo, usando um modulador com um conjunto de M símbolos, $M > 2^m$, normalmente $M = 2^{m+1}$. A redundância no número disponível de símbolos é explorada através da escolha apropriada, em cada intervalo de símbolo, dos 2^m símbolos necessários para transmitir m bits. A escolha em cada intervalo é baseada nos últimos sinais transmitidos através da memória do codificador. O processo completo dá origem ao tipo de codificação designado por TCM – *Trellis Coded Modulation*. A

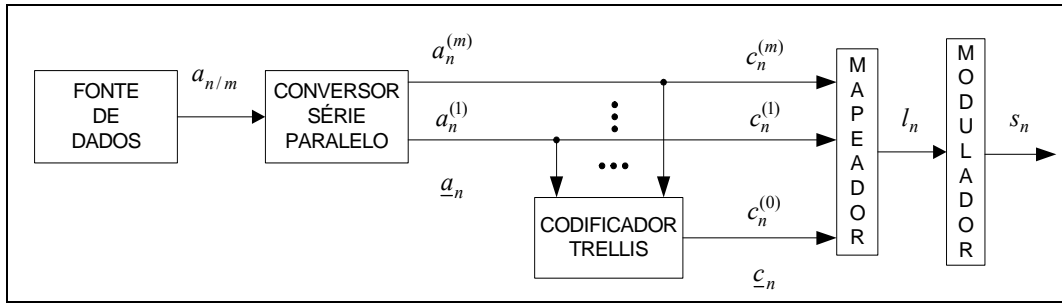


Figura 3-9. Representação dos blocos constituintes de um codificador TCM de eficiência $m/(m+1)$.

Figura 3-9 apresenta um diagrama de blocos do conjunto codificador-modulador que constitui um codificador TCM de eficiência $m/(m+1)$.

A fonte de dados gera uma sequência binária a um ritmo $R_b = 1/T_b$ bits/s. A sequência série é então convertida em m sequências paralelas com um ritmo menor $R = 1/T = R_b/m$ bits/s. Associando a sequência de intervalos temporais de duração T à sequência de números naturais, denota-se como $(a_{n/m})$ a sequência binária emitida pela fonte e como $(a_n^{(i)})$, $i = 1, \dots, m$, cada uma das m sequências binárias à saída do conversor série-paralelo, verificando-se a correspondência óbvia de $a_n^{(i)} = a_{[(n-1)m+i]/m}$. A sequência vector (\underline{a}_n) é uma notação simplificada para as m sequências paralelas.

Os m bits paralelos entram no bloco Codificador que coloca à sua saída um novo bit $c_n^{(0)}$. Como ilustra a Figura 3-9, as $m + 1$ sequências $(c_n^{(i)})$, $i = 0, \dots, m$ então obtidas, entram no bloco Mapeador. Note-se que na estrutura do codificador foi considerada a sua versão sistemática, na qual se verifica a igualdade: $c_n^{(i)} = a_n^{(i)}$, $i = 1, \dots, m$. O codificador é constituído por ν elementos de memória com atrasos de duração T e alguns circuitos de lógica adicional. Nestas condições, o bit $c_n^{(0)}$ depende de:

- os m bits $a_n^{(i)}$, $i = 1, \dots, m$;
- os ν bits na memória do codificador, obtida das sequências $(a_{n-k}^{(i)})$, $k > 0$;
- a maneira como esses $m + \nu$ bits são combinados para produzir $c_n^{(0)}$.

Considere-se $\underline{\sigma}_n$ o vector que contém os ν bits à saída dos elementos de memória do codificador, ou seja em cada instante o vector $\underline{\sigma}_n$ representa o estado do codificador. O inteiro ν é normalmente designado por comprimento de dependência do codificador, e o número de estados possíveis do codificador será igual a 2^ν . O comportamento de um dado codificador pode ser descrito pelas equações (3.15).

$$\begin{aligned} c_n^{(0)} &= \gamma(\underline{a}_n, \underline{\sigma}_n) \\ \underline{\sigma}_{n+1} &= \beta(\underline{a}_n, \underline{\sigma}_n). \end{aligned} \tag{3.15}$$

O diagrama de Trellis representa uma útil ilustração gráfica das funções γ e β . Os nós do diagrama de Trellis são os valores que podem ser assumidos pelo estado do codificador σ_n no instante n ; os ramos do

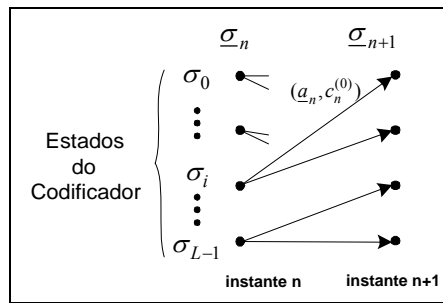


Figura 3-10. Estrutura geral de um diagrama de Trellis.

diagrama de Trellis estão associados com as transições de $\underline{\sigma}_n$ para $\underline{\sigma}_{n+1}$, e cada transição é legendada com os correspondentes valores de \underline{a}_n e $c_n^{(0)}$. Dada a importância do diagrama de Trellis, usualmente se diz abusivamente que um dado vector \underline{c}_n “legenda” uma certa transição entre estados do codificador, com o significado de para essa transição de estados os *bits* à saída do codificador constituírem o vector \underline{c}_n (no caso anterior, dado por \underline{a}_n e $c_n^{(0)}$). A representação genérica de um diagrama de Trellis é apresentada na Figura 3-10.

Esta representação do codificador é bastante abrangente e inclui a maior parte dos esquemas TCM conhecidos na literatura. No entanto, duas considerações devem ser feitas. A primeira diz respeito à cardinalidade do alfabeto de modulação, designado por M . Foi assumido que $M = 2^{m+1}$, ou seja o modulador tem um número de símbolos disponíveis igual ao dobro dos estritamente necessários para transmitir m *bits*. Esta consideração é quase sempre verificada nos esquemas TCM conhecidos, e isso pode ser justificado com base nos ganhos possíveis em termos de capacidade do canal [Ung82], uma vez que apenas se alcançam ganhos incrementais muito pequenos, quando se aumenta a redundância do alfabeto de modulação para além de um factor de 2. A segunda consideração diz respeito à estrutura usada na implementação do codificador. Como os m *bits* que entram no codificador também entram no *Mapeador* inalterados, a estrutura do codificador é designada por *sistemática com feedback* [For70]. Esta não é a única estrutura possível, sendo também possível uma estrutura equivalente designada por: *mínima sem feedback*. Ambas as estruturas requerem o mesmo comprimento de dependência e dão origem a códigos equivalentes na maioria das medidas de desempenho. Em [Ung82], [For70], [Por91] são apresentadas transformações, derivadas das propriedades dos códigos convolucionais, que permitem passar de uma estrutura para outra. Na literatura, a maioria das tabelas de códigos TCM ótimos disponíveis apresentam os codificadores na forma *sistemática com feedback*, cujo desempenho em termos da probabilidade de erro de símbolo é ligeiramente superior [Por91].

O bloco *Mapeador* da Figura 3-9 converte os $m+1$ *bits* à sua entrada num inteiro l_n que toma valores entre 0 e $(2^{m+1}-1)$ que identifica um dos 2^{m+1} símbolos(formas de onda) do modulador, este por sua vez, envia para o canal uma sequência de sinais (s_n) correspondente à sequência (l_n). Se o número de *bits* \underline{a}_n usados em (3.15) for menor que m , ou seja nem todos os *bits* de entrada $a_n^{(i)}$, $i = 1, \dots, m$ influenciam quer

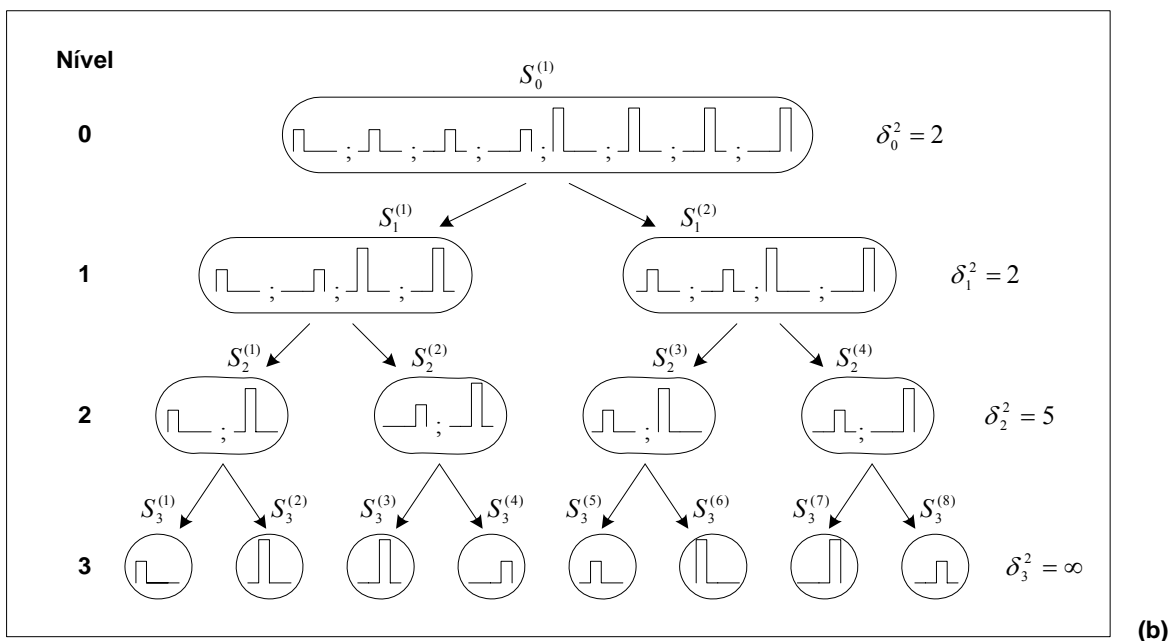
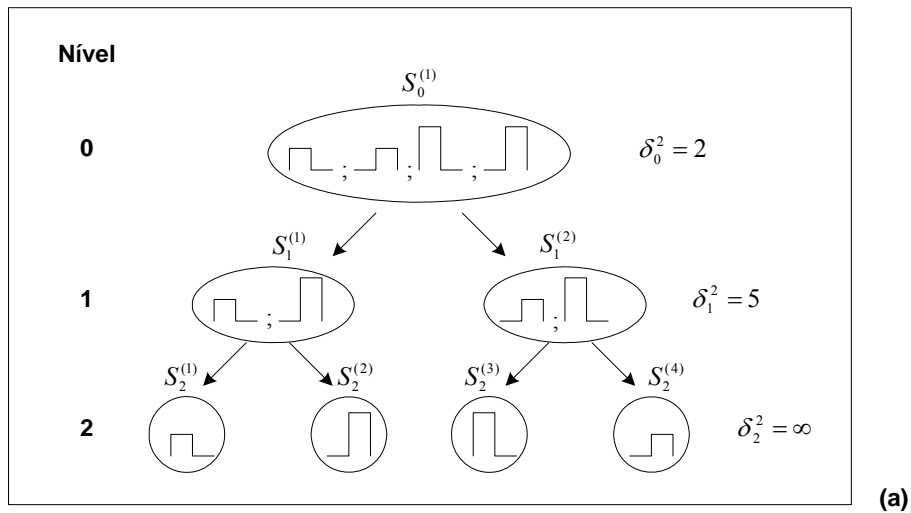


Figura 3-11. Partição da constelação de símbolos das modulações: a) 2x2-APPM b) 2x4-APPM.

o *bit* codificado $c_n^{(0)}$ quer o estado seguinte $\underline{\sigma}_{n+1}$, isso implica que o mesmo par de estados pode ser ligado por dois ou mais ramos no diagrama de Trellis, cada um associado a diferentes conjuntos de *bits* de entrada \underline{a}_n . Nesse caso diz-se que os nós do diagrama de Trellis estão ligados por transições paralelas. Em geral, denota-se \tilde{m} o número de *bits* usados em (3.15) e assume-se, por convenção, que são os primeiros \tilde{m} , o que é sempre possível efectuando permutações dos *bits* paralelos \underline{a}_n sem consequências para as propriedades do código. Assim, de cada estado é possível atingir $2^{\tilde{m}}$ outros estados. Se $m > \tilde{m}$ existem $2^{m-\tilde{m}}$ transições paralelas em cada transição entre estados. Se se verificar que $m = \tilde{m}$ então não existem transições paralelas entre estados.

Partição da constelação de sinais

Os códigos TCM óptimos podem ser encontrados por pesquisa computacional, como os códigos convolucionais. Contudo, uma pesquisa exaustiva torna-se impraticável mesmo para valores moderados de comprimento de dependência. Assim, desenvolveram-se algumas regras baseadas em considerações intuitivas e confirmadas em experiências, que permitem restringir a pesquisa a classes de códigos mais limitadas. Essas regras baseiam-se na técnica de mapeamento por partição de conjuntos (*mapping by set partitioning*) propostas por Ungerboeck [Ung82], que se descreve em seguida.

Partindo de um conjunto S de 2^{m+1} símbolos que formam o alfabeto do modulador, este deve ser sucessivamente particionado em subconjuntos que tenham progressivamente maiores distâncias internas (intrasubconjunto). As sucessivas partições são identificadas pelo seu nível de partição e pela sua distância intrasubconjunto δ_i (distância Euclidiana mínima entre os sinais pertencentes ao mesmo subconjunto, no nível i da partição). A partição em cada nível i consiste em 2^i subconjuntos, cada um composto por 2^{m+1-i} símbolos. Denotam-se estes subconjuntos como $S_i^{(k)}$ para $k = 1, \dots, 2^i$. Baseado nesta técnica de partição do conjunto de sinais, as regras de estruturação do código são as seguintes:

1. Todos os sinais são usados com igual frequência.
2. As transições com origem ou com destino num determinado estado são associadas a sinais do mesmo subconjunto da constelação de sinais.
3. As transições paralelas com origem ou com destino no mesmo estado são associadas a sinais do mesmo subconjunto do nível $\tilde{m} + 1$ da partição.

A última regra implica que cada conjunto de transições paralelas corresponda a um subconjunto da partição no nível $\tilde{m} + 1$, para além disso, a associação de *bits* aos símbolos da partição pode ser feita por forma a que cada conjunto de transições paralelas coincida com os valores dos $\tilde{m} + 1$ *bits* codificados, enquanto os restantes $m - \tilde{m}$ *bits* não codificados correspondem aos $2^{m-\tilde{m}}$ símbolos de cada subconjunto. Ou seja, o valor dos *bits* codificados deve seleccionar o subconjunto da partição a usar, sendo feita a selecção do símbolo dentro do subconjunto através do valor dos *bits* não codificados. Na Figura 3-11 são dados exemplos de partições que obedecem às regras de Ungerboeck, para as modulações 2x2-APPM e 2x4-APPM, identificadas pelo seu nível i , de 0 até 2, e de 0 até 3 respectivamente, e pelas respectivas distâncias intrasubconjunto δ_i .

A forma mais geral de descrever um esquema TCM consiste em conhecer a matriz de codificação C . Esta matriz combina já a descrição conjunta da operação de codificação com a partição da constelação de símbolos da modulação em uso. Esta matriz tem dimensões de $2^V \times 2^V$ sendo cada um dos elementos C_{ij} igual a zero se a transição $\sigma_i \Rightarrow \sigma_j$ não for permitida, e igual ao símbolo S_k (ou o subconjunto de símbolos no caso de haver transições paralelas) associado à transição quando permitida. A Figura 3-12 apresenta um codificador de 4 estados e a respectiva matriz de codificação, onde os subconjuntos $S_2^{(i)}$, $i = 1, \dots, 4$

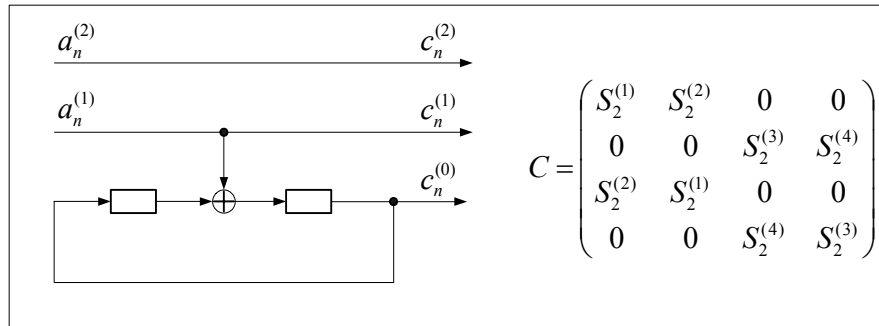


Figura 3-12. Codificador de 4 estados e respectiva matriz de codificação considerando a partição da constelação de símbolos da modulação 2×4-APPM da Figura 3-11 b).

pertencem ao nível 2 da partição da modulação 2×4-APPM apresentado na Figura 3-11 b), uma vez que o número de *bits* que influenciam $c_n^{(0)}$ é 1 e portanto $\tilde{m} + 1 = 2$. Pode-se observar, por exemplo que nas transições do primeiro estado da memória do codificador (primeira linha da matriz C) correspondente aos valores de memória **00** este codificador não permite transições para os estados **10** e **11**, e que para transitar para os estados **00** e **01** o vector de saída c_n deve seleccionar um dos símbolos pertencente ao subconjunto $S_2^{(1)}$ e $S_2^{(2)}$, respectivamente, sendo essa escolha determinada pelos valores dos *bits* não codificados $c_n^{(2)}$ e $c_n^{(1)}$. Para codificadores lineares, i.e. codificadores contendo apenas atrasos e somadores módulo-2, estes ficam perfeitamente definidos e de forma mais concisa pelos seus polinómios geradores, tornando desnecessária a definição da correspondente matriz de codificação C .

Propriedades de simetria e classificação dos esquemas TCM

As características de codificação e modulação dos esquemas TCM determinam diferentes graus de simetria dos códigos. Benedetto em [Ben94] classifica os códigos TCM em quatro classes, por ordem crescente de simetria: geral, quase-regular, regular e geometricamente uniforme. Na secção seguinte são apresentados alguns dos parâmetros usados na avaliação de desempenho dos esquemas TCM, cuja determinação depende do grau de simetria dos códigos. Em geral, quanto maior for o grau de simetria dos códigos mais simples e eficientes (rápidos) são os algoritmos computacionais necessários para avaliar o desempenho desses códigos, e por isso o interesse em conhecer previamente a classe dos esquemas TCM em análise. Em seguida descrevem-se as classes e respectivas condições de simetria.

A. Classe geral de códigos (CG)

Os códigos desta classe não apresentam qualquer simetria, i.e. não verificam nenhuma das condições de simetria das outras classes. Este tipo de códigos deve ser descrito através da sua matriz de codificação C . A determinação dos parâmetros de desempenho para códigos desta classe tem de considerar todos os percursos possíveis do diagrama de Trellis, exigindo por isso uma capacidade computacional elevada.

B. Classe de códigos quase-regulares (CQR) ou códigos Zehavi-Wolf (CZW)

A condição de quase-regularidade para códigos TCM foi introduzido em [Rou89]. Considerando σ e $\hat{\sigma}$ dois estados do diagrama de Trellis e $\mathbf{e} = \{e_0, \dots, e_m\}$ um vector binário $(m+1)$ -úplo chamado *vector de erro*, a distância polinomial $P_{\sigma, \hat{\sigma}, \mathbf{e}}(D)$ é definida como:

$$P_{\sigma, \hat{\sigma}, \mathbf{e}}(D) = \sum_{\mathbf{c} | \sigma} p(\mathbf{c} | \sigma) D^{d^2[s(\mathbf{c}), s(\mathbf{c} \oplus \mathbf{e})]} \quad (3.16)$$

onde $p(\mathbf{c} | \sigma)$ é a probabilidade do vector \mathbf{c} legendar a transição com origem no estado σ , e $d^2[s(\mathbf{c}), s(\mathbf{c} \oplus \mathbf{e})]$ é o quadrado da distância Euclidiana entre os símbolos $s(\mathbf{c})$ (com origem em σ) e os símbolos $s(\mathbf{c} \oplus \mathbf{e})$ (com origem em $\hat{\sigma}$), os quais são legendados por dois $(m+1)$ -úplos binários que diferem de \mathbf{e} . O somatório é estendido por todos os vectores \mathbf{c} que legendam transições com origem em σ .

Definição: um código TCM diz-se CQR se:

- o codificador é linear
- para todos os valores de \mathbf{e} , e todos os pares de estados $(\sigma_i, \hat{\sigma}_i)$ e $(\sigma_j, \hat{\sigma}_j)$, se verifica a igualdade:

$$P_{\sigma_i, \hat{\sigma}_i, \mathbf{e}}(D) = P_{\sigma_j, \hat{\sigma}_j, \mathbf{e}}(D). \quad (3.17)$$

Para verificar esta condição é necessário considerar todos os pares de estados e construir os polinómios para cada valor admissível do vector de erro \mathbf{e} . Estes polinómios só podem ser definidos para valores de \mathbf{e} para os quais existem ramos que saiam de σ e $\hat{\sigma}$ cujas legendas diferem de \mathbf{e} . Se todos os polinómios que diferem de \mathbf{e} forem iguais, então os polinómios não dependem do par de estados considerado, o código é CQR e os polinómios podem ser legendados apenas pelo valor de \mathbf{e} .

Zehavi e Wolf em [Zeh87] expressaram uma formulação diferente da condição de quase-regularidade baseada no perfil de pesos do código (*weight profile*). Considerando novamente o vector de erro binário \mathbf{e} e os dois subconjuntos $S_1^{(1)}$ e $S_1^{(2)}$ que formam o primeiro nível da partição da constelação de sinais, define-se o perfil de pesos de $S_1^{(i)}$, $i = 1, 2$, com respeito a \mathbf{e} , como sendo a função $F(S_1^{(i)}, \mathbf{e}, D)$, dada pela expressão (3.18):

$$F(S_1^{(i)}, \mathbf{e}, D) = \sum_d n_d D^{d^2[s(\mathbf{c}), s(\mathbf{c} \oplus \mathbf{e})]}, \quad i = 1, 2. \quad (3.18)$$

onde n_d é o número de sinais $s(\mathbf{c})$ em $S_1^{(i)}$ que têm uma distância Euclidiana d do sinal $s(\mathbf{c} \oplus \mathbf{e})$, e o somatório é calculado para todos os valores de d possíveis.

Definição [Zeh87]: um código TCM é CZW se:

- o codificador é linear
- os perfis de pesos dos dois subconjuntos da primeira partição da constelação de sinais são idênticos para todos os vectores de erro \mathbf{e} , i.e.:

$$F(S_1^{(1)}, \mathbf{e}, D) = F(S_1^{(2)}, \mathbf{e}, D), \quad \text{para todo o } \mathbf{e}. \quad (3.19)$$

A diferença principal relativamente à condição anterior (condição de quase-regularidade) é que esta é independente da escolha do código, ou seja, esta condição é determinada apenas pela partição e pela regra de mapeamento escolhidas. As condições são equivalentes e quase todos os códigos lineares óptimos apresentados na literatura são CZW ou CQR.

C. Classe de códigos regulares (CRfraco e CRForte)

Aumentando mais o nível de simetria dos códigos TCM, chega-se à condição de regularidade. Esta propriedade de simetria foi apresentada com diferentes formulações em [Cal87], [Ben87] e [Rou89].

Definição: classificam-se como códigos regulares fracos CRfraco (WRC - *weak regularity codes*) os códigos TCM em que:

- o codificador é linear
- os subconjuntos do esquema de partições $S_{\tilde{m}+1}^{(i)}, i=1,2,3,\dots,2^{\tilde{m}+1}, \tilde{m} \leq m$, que formam a partição no nível $\tilde{m}+1$, são tais que a distância Euclidiana mínima entre os elementos de quaisquer dois subconjuntos depende apenas da soma módulo-2 da representação binária dos subconjuntos.

Definição: classificam-se como códigos regulares fortes CRForte (SRC - *strong regularity codes*) [For91] os códigos TCM em que:

- o codificador é linear
- os subconjuntos do esquema de partições $S_{\tilde{m}+1}^{(i)}, i=1,2,3,\dots,2^{\tilde{m}+1}, \tilde{m} \leq m$, que formam a partição no nível $\tilde{m}+1$, são tais que o conjunto de distâncias entre qualquer elemento de um subconjunto $S_{\tilde{m}+1}^{(i)}$ e todos os elementos de outro subconjunto $S_{\tilde{m}+1}^{(j)}$ depende apenas da soma módulo-2 das legendas binárias dos subconjuntos.

Se o código não tiver transições paralelas ($\tilde{m} = m$), as condições de CRfraco e CRForte tornam-se equivalentes. A maioria dos códigos TCM óptimos não são CRFortes [Ben94].

D. Classe de códigos geometricamente uniformes (CGU)

Esta classe de códigos TCM foi definida por Forney em [For91]. Esta definição é bastante extensa e complexa do ponto de vista algébrico. Baseia-se na consideração das sequências de sinais codificadas como pontos-sinal num espaço métrico de dimensão infinita. Quando se transmite através de um canal AWGN, a minimização da probabilidade de erro consiste na escolha do ponto-sinal mais próximo (menor distância Euclidiana) do sinal recebido. Isto permite definir no espaço dos sinais recebidos com ruído, as regiões de decisão (*Voronoi*) de cada um dos pontos-sinal. Para que um dado código TCM seja CGU, as várias regiões de decisão têm que ser congruentes, ou seja elas podem ser sobrepostas umas nas outras usando apenas operações simples de translação e de rotação. Este facto tem implicações significativas na avaliação de desempenho destes códigos, permitindo que a medida de desempenho média possa ser

Codificação em sistemas por infravermelhos

calculada a partir da hipótese de uma sequência particular ter sido transmitida. Dada esta característica designada por propriedade de erro uniforme, o algoritmo para determinação do parâmetro d_{free} para códigos da classe CGU simplifica-se de forma significativa, calculando apenas a distância mínima das várias sequências no diagrama de Trellis para a sequência tudo a zeros. Os códigos CRForte são uma subclasse dos códigos CGU.

3.4.2 Avaliação de desempenho de esquemas TCM

Na Figura 3-9 a sequência codificada (s_n) é enviada por um canal com ruído aditivo gaussiano branco (AWGN) com densidade espectral de ruído bilateral $n_0/2$. O receptor é formado por um *front-end* com desmodulador coerente seguido por um desmodulador de máxima verosimilhança que actua sobre as saídas não quantificadas do desmodulador (*soft-decoding*). A variância do ruído é $\sigma^2 = n_0/2$ e a relação sinal-ruído é definida como $RSR = 1/(2\sigma^2)$, assumindo que a energia média da constelação de sinais é igual a 1. Se cada símbolo contiver a informação de m bits, a relação entre a energia por bit e a densidade espectral de ruído pode ser expressa por:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s}{m n_0} = \frac{1}{2m\sigma^2} = \frac{RSR}{m}. \quad (3.20)$$

Em [Ben94] são apresentados os cinco parâmetros que influenciam ou determinam o desempenho dos esquemas TCM em canais AWGN e as respectivas relações quantitativas. Esses parâmetros são: a distância Euclidiana mínima d_{free} , o número (médio) de vizinhos mais próximos N_{free} , o espectro de distâncias (ED), a probabilidade de eventos de erro (PEE) e a probabilidade de erro de bit (PEB). Estes parâmetros estão correlacionados, por exemplo, o espectro de distâncias pode ser usado para obter a probabilidade de eventos de erro. Os primeiros quatro parâmetros dependem apenas das sequências codificadas enquanto que o último requer o conhecimento completo do procedimento de mapeamento das sequências de entrada para as sequências de saída.

A. Distância mínima (d_{free})

A distância mínima d_{free} é definida como a mínima distância Euclidiana entre todos os pares de sequências codificadas. Sendo C_S o conjunto de todas as sequências codificadas possíveis, e s_n e s'_n duas dessas sequências, então a distância mínima é dada por:

$$d_{free} = \min_{(s_n) \neq (s'_n)} \left[\sum_n d^2(s_n, s'_n) \right]^{1/2}, (s_n), (s'_n) \in C_S. \quad (3.21)$$

A importância deste parâmetro deriva do facto de ele determinar as seguintes medidas de desempenho assintóticas:

- um minorante para a probabilidade de eventos de erro:

$$P_e(e) > Q\left(\frac{d_{free}}{2\sigma}\right) \quad (3.22)$$

- uma estimativa aproximada da probabilidade de eventos de erro (requer também o conhecimento de N_{free}), válida para RSR elevada:

$$P_e(e) \approx N_{free} Q\left(\frac{d_{free}}{2\sigma}\right) \quad (3.23)$$

- o ganho de codificação γ_∞ :

$$\gamma_\infty \triangleq 10 \log_{10} \frac{d_{free}^2}{d_{UC}^2} \quad (3.24)$$

sendo d_{UC}^2 o quadrado da distância Euclidiana mínima, entre todos os pares de símbolos de um esquema de modulação não codificada, devendo esta modulação transmitir o mesmo número m de *bits* por dimensão, i.e. ter igual eficiência de transmissão.

Uma pesquisa de códigos óptimos normalmente usa este parâmetro para restringir o número de potenciais códigos óptimos, executando em seguida uma pesquisa mais apurada. Assim, um algoritmo eficiente de cálculo de d_{free} é de crucial importância e deve ser possível aplicá-lo a todas as classes de esquemas TCM.

B. Número médio de vizinhos mais próximos (N_{free})

Este parâmetro define-se como o número médio de pares de sequências com distância d_{free} , sendo usado para estimar PEE . O parâmetro N_{free} é também usado, em conjunto com d_{free} , para identificar bons códigos numa pesquisa exaustiva.

C. Espectro de distâncias (ED)

O espectro de distâncias ED de um esquema TCM é o conjunto de pares $\{d_i, N_i\}_{i=0}^\infty$, sendo ($d_0 \equiv d_{free}, N_0 \equiv N_{free}$), de todas as distâncias d_i entre as sequências codificadas e as correspondentes multiplicidades médias N_i . Este parâmetro é então usado para a determinação de um majorante de PEE da seguinte forma:

$$P_e(e) \leq \sum_{d_i=d_{free}}^{\infty} \frac{1}{m} N_i Q\left(\frac{d_i}{2\sigma}\right). \quad (3.25)$$

Na prática o somatório é truncado para um número finito de termos, por forma a que a truncatura tenha um erro desprezável. Este parâmetro pode ser usado também para a determinação de um majorante da PEB através de:

$$P_b(e) \leq \sum_{d_i=d_{free}}^{\infty} \frac{1}{m} N_i B_i Q\left(\frac{d_i}{2\sigma}\right). \quad (3.26)$$

onde é necessário conhecer o número médio de *bits* errados B_i , que ocorrem nos percursos com distância d_i , este parâmetro pode ser determinado em conjunto com ED adaptando o algoritmo para determinar mais esta estatística.

D. Probabilidade de eventos de erro (PEE)

Existem expressões analíticas para a determinação de majorantes da PEE que usam métodos baseados na função de transferência do codificador TCM [Vit79]. Estes métodos representam a forma fechada equivalente ao somatório infinito usado com o recurso ao espectro de distâncias (3.25), que permitem calcular PEE directamente (sem conhecer o ED) através duma definição apropriada do diagrama de estados do código. A complexidade destes métodos depende significativamente do grau de regularidade do código.

E. Probabilidade de erro de bit (PEB)

Os métodos analíticos para a determinação de um majorante de PEB são também baseados na função de transferência, representando a forma fechada equivalente ao somatório infinito usado com recurso ao espectro de distâncias em (3.26). A complexidade computacional deste cálculo é aproximadamente a mesma que para a determinação de PEE .

Algoritmos para avaliar o parâmetro de desempenho d_{free}

Os vários algoritmos e respectiva complexidade computacional para determinação dos parâmetros de desempenho anteriormente referenciados, dependem do grau de simetria (classe) do código TCM em avaliação. A panóplia de algoritmos necessária para proceder a pesquisas exaustivas de todo o universo de esquemas TCM é enorme e pode ser encontrada em [Ben94]. Em seguida, descrevem-se os algoritmos de determinação do parâmetro d_{free} , para os três casos distintos de classes de códigos: CG, {CRfraco a CGU} e CQR-CZW.

Códigos da classe CG: Um algoritmo para a determinação de d_{free} para CG foi primeiramente proposto em [Sax83] e [Mul85]. A sua complexidade aumenta com o quadrado do número de estados do diagrama de Trellis. Para um código CG é necessário considerar todos os possíveis eventos de erro, i.e. todos os possíveis pares de percursos que convergem num determinado nó do diagrama de Trellis. Em [Ben94] é apresentada uma extensão do algoritmo GUA (*Geometrically Uniform Algorithm*) que calcula d_{free} recorrendo à definição de super-estados (conjuntos de dois estados que podem estar ligados por ramos no diagrama de Trellis).

Códigos das classes CRfraco a CGU: Foi proposto em [Por91] um algoritmo de pesquisa através do diagrama de Trellis para os códigos pertencentes à classe CGU, que se denomina GUA, e que também

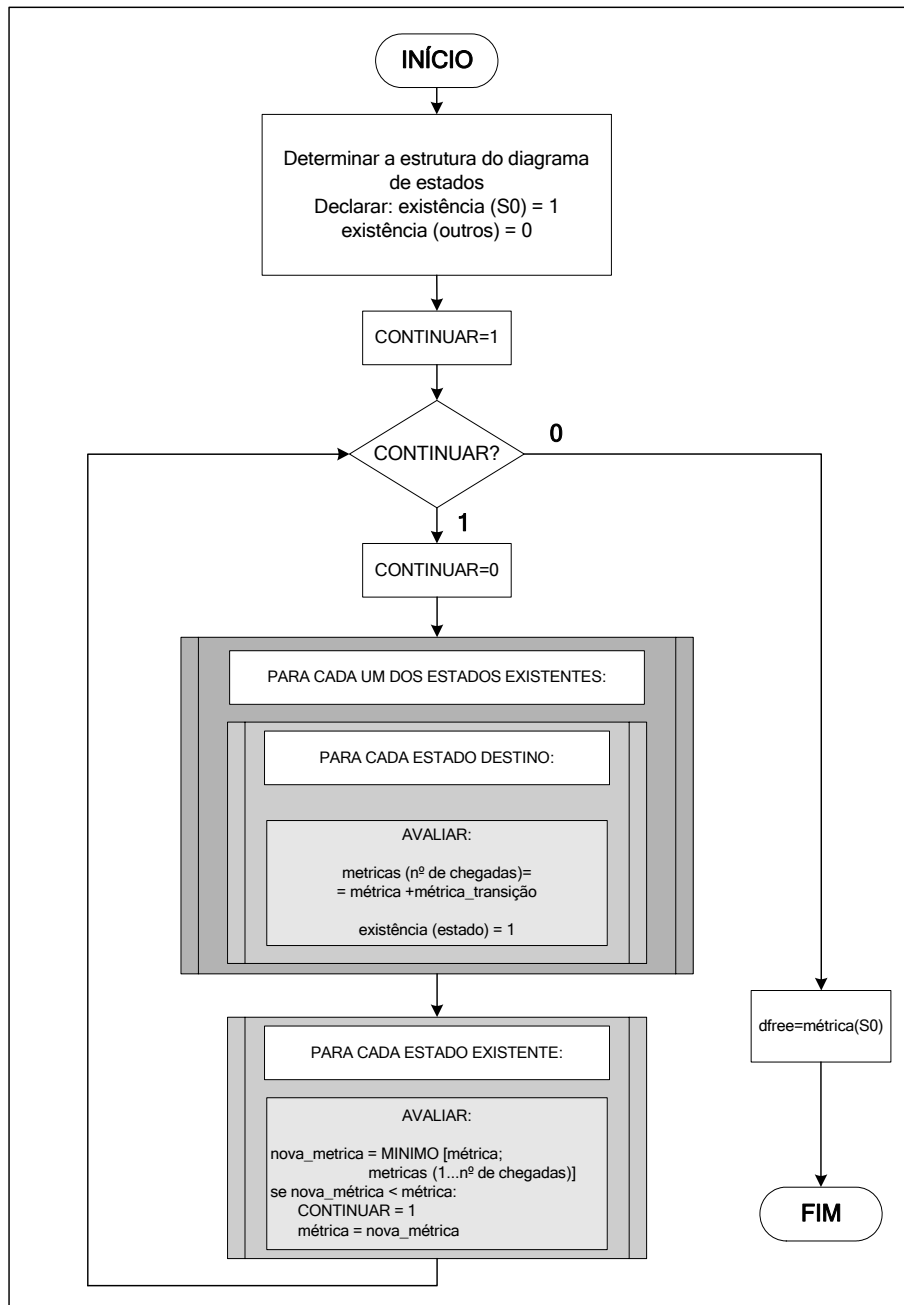


Figura 3-13. Diagrama de fluxo do algoritmo GUA.

pode ser aplicado directamente aos códigos regulares CRfracos e CRFortes. De facto, a mínima distância do código depende apenas da mínima distância entre subconjuntos usados pelo código, e assim, a condição de CRfraco garante que a distância mínima do código pode ser determinada usando a sequência tudo a zeros. A Figura 3-13 ilustra o fluxograma do algoritmo GUA.

Códigos das classes CQR-CZW: O GUA pode ser estendido a esta classe de códigos através da substituição no diagrama de Trellis das legendas de transição pelos vectores de erro e . A distância da legenda e à legenda identidade deve, neste caso, ser definida como a distância mínima que aparece no

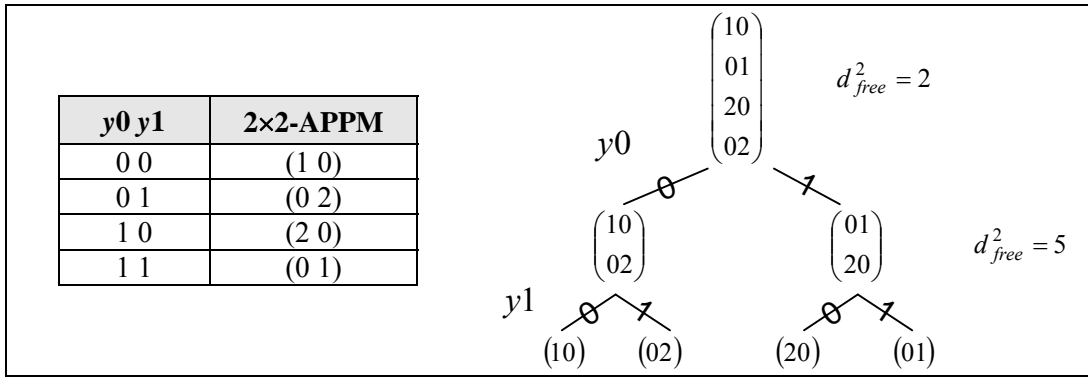


Figura 3-14. Regra de modulação / partição da modulação 2x2-APPM.

perfil de pesos relativo a e . Este algoritmo GUA modificado denomina-se GUZWA [Ben94]. Em qualquer dos casos dos algoritmos GUA normal ou ajustado (GUZWA) é evidente que tem uma complexidade reduzida quando comparado com o algoritmo de *Viterbi* standard, uma vez que não existe a necessidade de considerar todos os nós do diagrama de Trellis. Ou seja, não será necessário comparar as distâncias de todos os percursos possíveis entre si, bastando calcular as distâncias dos percursos com início e retorno ao estado zero.

A título de exemplo demonstram-se os procedimentos usados na determinação do parâmetro d_{free} para a modulação 2x2-APPM. Como será apresentado na secção seguinte, a partição considerada para esta modulação é mostrada na Figura 3-14. Considere-se o codificador convolucional de eficiência 1/2 representado na Figura 3-15. As duas saídas do codificador $y_n^{(0)}$ e $y_n^{(1)}$ vão seleccionar o símbolo a ser transmitido, de acordo com a regra de mapeamento anteriormente apresentada. O diagrama de estados e correspondente diagrama de Trellis do esquema TCM proposto são apresentados na Figura 3-16.

Pode-se verificar que o código TCM pertence à classe CQR, por o codificador ser linear e por verificação da condição (3.17). Para exemplificar o procedimento seguido, apresenta-se em seguida a determinação de alguns dos polinómios de distância (3.16), para o estado $\sigma = 0$:

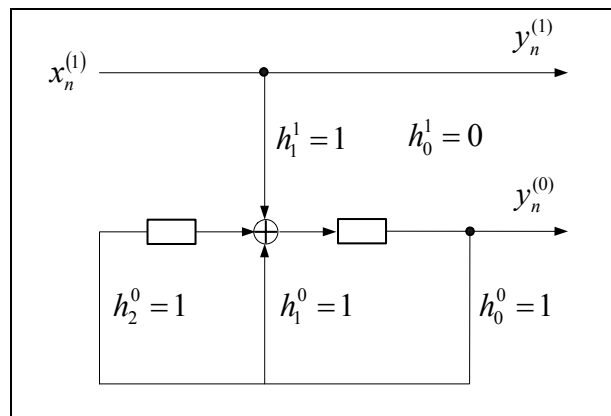


Figura 3-15. Codificador convolucional sistemático de eficiência 1/2 para um comprimento de dependência igual a 2.

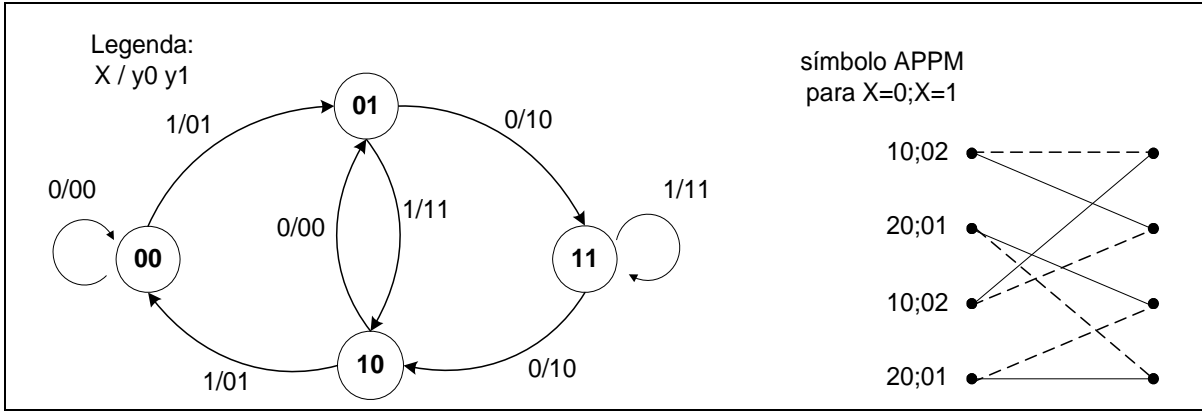


Figura 3-16. Diagrama de estados e diagrama de Trellis para o codificador da Figura 3-15 e para a partição da Figura 3-14.

$$\begin{aligned}
 P_{0,2,00}(D) &= p(00 | 0)D^{d^2[s(00),s(00)]} + p(01 | 0)D^{d^2[s(01),s(01)]} + p(10 | 0)D^{d^2[s(10),s(10)]} + p(11 | 0)D^{d^2[s(11),s(11)]} \\
 &= \frac{1}{2} \cdot D^{d^2\{[10],[10]\}} + \frac{1}{2} \cdot D^{d^2\{[02],[02]\}} + 0 + 0 = D^0 = 1 \\
 P_{0,2,01}(D) &= p(00 | 0)D^{d^2[s(00),s(01)]} + p(01 | 0)D^{d^2[s(01),s(00)]} + p(10 | 0)D^{d^2[s(10),s(11)]} + p(11 | 0)D^{d^2[s(11),s(10)]} \\
 &= \frac{1}{2} \cdot D^{d^2\{[10],[02]\}} + \frac{1}{2} \cdot D^{d^2\{[02],[10]\}} + 0 + 0 = \frac{1}{2} \cdot D^5 + \frac{1}{2} \cdot D^5 = D^5 \\
 P_{0,1,10}(D) &= p(00 | 0)D^{d^2[s(00),s(10)]} + p(01 | 0)D^{d^2[s(01),s(11)]} + p(10 | 0)D^{d^2[s(10),s(00)]} + p(11 | 0)D^{d^2[s(11),s(01)]} \\
 &= \frac{1}{2} \cdot D^{d^2\{[10],[20]\}} + \frac{1}{2} \cdot D^{d^2\{[02],[01]\}} + 0 + 0 = \frac{1}{2} \cdot D^1 + \frac{1}{2} \cdot D^1 = D^1 \\
 P_{0,1,11}(D) &= p(00 | 0)D^{d^2[s(00),s(11)]} + p(01 | 0)D^{d^2[s(01),s(10)]} + p(10 | 0)D^{d^2[s(10),s(01)]} + p(11 | 0)D^{d^2[s(11),s(00)]} \\
 &= \frac{1}{2} \cdot D^{d^2\{[10],[01]\}} + \frac{1}{2} \cdot D^{d^2\{[02],[20]\}} + 0 + 0 = \frac{1}{2} \cdot D^2 + \frac{1}{2} \cdot D^8
 \end{aligned}$$

Note-se que existem certos polinómios que não podem ser definidos, por exemplo o polinómio $P_{0,1,01}(D)$ não existe porque os ramos de saída do estado 0 são legendados por $c = (00, 01)$ e os do estado 1 são $(c \oplus e) = (10, 11)$, não sendo a possível obter legendas c e $(c \oplus e)$ iguais quando o vector de erro $e = 01$. Continuando exhaustivamente o procedimento de determinação de todos os polinómios possíveis, constata-se que:

$$P_{0,2,00}(D) = P_{1,3,00}(D) = D^0 = 1$$

Estado σ	$s(c)$	c	e			
			00	01	10	11
0	$s_0 \equiv [1 \ 0]$	00	0	5	1	2
	$s_3 \equiv [0 \ 2]$	01				8
1	$s_2 \equiv [2 \ 0]$	10	0	5	1	8
	$s_1 \equiv [0 \ 1]$	11				2
2	$s_0 \equiv [1 \ 0]$	00	0	5	1	2
	$s_3 \equiv [0 \ 2]$	01				8
3	$s_2 \equiv [2 \ 0]$	10	0	5	1	8
	$s_1 \equiv [0 \ 1]$	11				2

Tabela 3-4. Valores das distâncias quadradas $d^2[s(c),s(c \oplus e)]$ entre os sinais $s(c)$ (com legenda c) e os sinais $s(c \oplus e)$ (com legenda $c \oplus e$).

Legenda c	Símbolo da modulação $s(c)$	distância ²
0 0	$S_0 \equiv (1\ 0)$	0
0 1	$S_3 \equiv (0\ 2)$	5
1 0	$S_2 \equiv (2\ 0)$	1
1 1	$S_1 \equiv (0\ 1)$	$\min \{2, 8\} = \mathbf{2}$

Tabela 3-5. Correspondência entre as legendas das várias transições no diagrama de Trellis e as respectivas distâncias a usar pelo algoritmo GUZWA, para avaliar d_{free} do código TCM com a modulação 2x2-APPM.

$$P_{0,2,01}(D) = P_{1,3,01}(D) = D^5$$

$$P_{0,1,10}(D) = P_{1,2,10}(D) = P_{0,3,10}(D) = P_{2,3,10}(D) = D^1$$

$$P_{0,1,11}(D) = P_{1,2,11}(D) = P_{0,3,11}(D) = P_{2,3,11}(D) = \frac{1}{2} \cdot D^2 + \frac{1}{2} \cdot D^8$$

A Tabela 3-4 apresenta os valores das distâncias entre os vários sinais 2x2-APPM correspondentes às legendas c e $(c \oplus e)$ para todos os valores possíveis de e . Verifica-se, deste modo, a condição (3.17), uma vez que os polinómios de distâncias podem ser expressos apenas em função do vector de erro e , sendo independentes dos pares de estados de transição. Assim, os polinómios de distância $P_e(D)$ são: $P_{00}(D) = 1$, $P_{01}(D) = D^5$, $P_{10}(D) = D^1$, $P_{11}(D) = \frac{1}{2} \cdot D^2 + \frac{1}{2} \cdot D^8$, e o código TCM proposto pertence à classe CQR.

Alternativamente poder-se-ia verificar a condição de Zehavi-Wolf (3.19) para o código TCM proposto. Para tal, é necessário considerar os subconjuntos do nível 1 da partição, sendo: $S_1^{(1)} = \{s0, s1\} = \{(10), (02)\}$ e $S_1^{(2)} = \{s2, s3\} = \{(01), (20)\}$. A determinação dos vários perfis de pesos(3.18) destes subconjuntos, conduz-nos às igualdades seguintes:

$$F(S_1^{(1)}, 00, D) = F(S_1^{(2)}, 00, D) = 2$$

$$F(S_1^{(1)}, 01, D) = F(S_1^{(2)}, 01, D) = 2D^5$$

$$F(S_1^{(1)}, 10, D) = F(S_1^{(2)}, 10, D) = 2D^1$$

$$F(S_1^{(1)}, 11, D) = F(S_1^{(2)}, 11, D) = D^2 + D^8$$

o que permite concluir que o código TCM proposto pertence à classe CZW. A partir de qualquer um dos exercícios de verificação da classe do código, pode-se determinar a correspondência entre legendas e distâncias, que são usadas no diagrama de Trellis do algoritmo GUZWA. Essas correspondências são apresentadas na Tabela 3-5.

3.5 Resumo

Neste Capítulo são analisadas as vantagens da introdução de codificação nos sistemas sem fios por infravermelhos. De um ponto de vista teórico, tal pode ser feito pela determinação da capacidade de canal para as diferentes técnicas de modulação passíveis de serem usadas. Foram por isso derivadas as expressões e representadas as curvas da capacidade de canal para as modulações OOK, PPM, APPM e OPPM. A capacidade de canal traduz o limite máximo de desempenho atingível por uma certa modulação

se for usada a codificação ideal, e por isso pode ser um instrumento útil na avaliação dos méritos dos vários tipos de codificação em estudo.

Ao longo do Capítulo foram descritas as principais características dos métodos de codificação, e analisada a respectiva adequação aos sistemas por infravermelhos em espaço livre, em particular para a implementação de adaptação da taxa de transmissão. As técnicas de codificação ditas convencionais consideram uma separação entre as operações de codificação e modulação e incluem os códigos de repetição, de blocos e convolucionais.

Os códigos de repetição baseiam-se na transmissão repetida de cada símbolo modulado, por um número de vezes pré definido, o que permite a utilização de um filtro de largura de banda fixa no receptor. Quanto maior for o número de repetições de cada símbolo, maior será a capacidade do sistema de evitar erros, mas obviamente, menor será o ritmo de transmissão de informação. Os códigos de repetição são de simples implementação mas estão limitados a ganhos de 1.5 dB por cada duplicação do factor de repetição. Os códigos de blocos apresentam grandes problemas de utilização pela dificuldade em implementar as eficiências de codificação pretendidas. Os códigos de blocos mais eficientes têm tamanhos naturais e portanto eficiências em número limitado e que na maior parte dos casos não são apropriadas para implementações em electrónica digital. O recurso a técnicas de manipulação dos tamanhos dos códigos de blocos podem ser solução mas obrigam ao aumento da complexidade dos sistemas.

Os códigos convolucionais, ao contrário dos códigos de blocos, não têm os problemas de implementação das eficiências pretendidas e, ao contrário dos códigos de repetição, podem alcançar ganhos de codificação substancialmente superiores, e crescentes com o aumento da memória dos codificadores. Para além disso, como são uma parte integrante dos esquemas de codificação TCM justifica-se uma descrição mais detalhada, que inclui as técnicas gráficas dos diagramas de estados e de Trellis em que se baseia a análise de desempenhos dos códigos convolucionais e também dos TCM. Com vista à utilização deste tipo de codificação num sistema com adaptação da taxa de transmissão, procedeu-se à pesquisa computacional exaustiva dos melhores códigos convolucionais de eficiência $1/n$, para os valores de $n = \{2, 4, 8, 16 \text{ e } 32\}$ e para os comprimentos de dependência dos codificadores de valores $K = \{3, 4, 5, 6 \text{ e } 7\}$, baseada na maximização da distância livre de cada código. Os resultados dessa pesquisa são apresentados e incluem os valores de d_{free} e b_{dfree} e os polinómios geradores dos melhores códigos encontrados. Com recurso a uma expressão do majorante de PEB dos sistemas com codificação convolucional foi possível traçar as curvas de PEB, calcular os ganhos de codificação em termos de RSR para cada um dos códigos pesquisados e compará-los com os desempenhos dos códigos de repetição com eficiências iguais.

Os resultados obtidos permitiram constatar que os ganhos de codificação das várias técnicas convencionais são uma pequena fracção do atingível teoricamente, ou seja estão longe de aproximar a capacidade de canal para as modulações usadas, o que motivou a consideração de técnicas de codificação

Codificação em sistemas por infravermelhos

mais eficientes. Foi então considerada a utilização de esquemas de codificação TCM, que combinam as operações de modulação e codificação, que permitem aumentar a fiabilidade dos sistemas com a vantagem de, ao contrário dos técnicas convencionais, manterem o ritmo de transmissão sem aumentar a largura de banda necessária. Para tal, relativamente aos sistemas com modulação PPM, será necessário usar esquemas de modulação que tenham um alfabeto de símbolos de dimensão superior, que permitam sem expansão da largura de banda a transmissão dos dados ao mesmo ritmo e com inclusão de redundância, para ter ganhos de codificação. Assim, são descritos os principais fundamentos e métodos de análise de desempenho dos esquemas de codificação TCM, nomeadamente a codificação convolucional, as regras de mapeamento e respectiva partição da constelação de símbolos, as classes de simetria dos esquemas TCM e os parâmetros necessários para avaliar o desempenho. A complexidade dos algoritmos necessários para a determinação dos vários parâmetros de desempenho depende da classe de simetria do esquema TCM. Nos capítulos seguintes faz-se a síntese dos melhores códigos TCM com as modulações baseadas na posição de um impulso, APPM e OPPM, pesquisando as melhores combinações de codificadores e partições que maximizam o parâmetro de distância livre. Por isso, descrevem-se os algoritmos para determinação do parâmetro de distância livre, com particular atenção para o algoritmo GUZWA usado para classe de simetria dos códigos quase-regulares, uma vez que as pesquisas dos melhores códigos TCM com as modulações APPM e OPPM se restringem a códigos desta classe.

Capítulo 4

4. CÓDIGOS TCM COM APPM

4.1 Introdução

Neste Capítulo é descrito o método usado na pesquisa de soluções conjuntas de codificação e modulação através da utilização de códigos TCM e modulações APPM. Na secção seguinte são definidas as eficiências e estruturas dos codificadores convolucionais a usar nos esquemas TCM. A secção 3 apresenta os procedimentos seguidos na escolha das partições das modulações APPM. Na secção 4 são apresentados os resultados das pesquisas computacionais dos melhores códigos convolucionais usados com as partições previamente definidas. As expressões dos ganhos assintóticos de codificação em função do parâmetro d_{free} são derivadas e usadas para avaliar os ganhos da utilização dos esquemas de codificação TCM com modulações APPM, sendo alguns destes resultados validados por simulação. É feita também uma comparação entre os sistemas TCM com APPM e os sistemas convencionais PPM sem codificação, em termos dos requisitos de potência (RSR) para um dado desempenho e dos requisitos de largura de banda. A secção 5 analisa a possível vantagem na utilização de modulações APPM assimétricas em esquemas de codificação TCM. Por fim, a secção 6 apresenta o resumo deste Capítulo e as principais conclusões.

4.2 Estrutura dos codificadores

O factor que impõe a eficiência dos codificadores e portanto a redundância introduzida será o da manutenção da largura de banda usada por M -PPM não codificado. Considerando como aproximação, a largura de banda igual ao inverso da duração do impulso (T_c), tanto para 2-PPM como para 4-PPM, $B = 1/T_c = 1/(2R_b)$, sendo R_b o ritmo binário da transmissão. Então temos que escolher a eficiência do

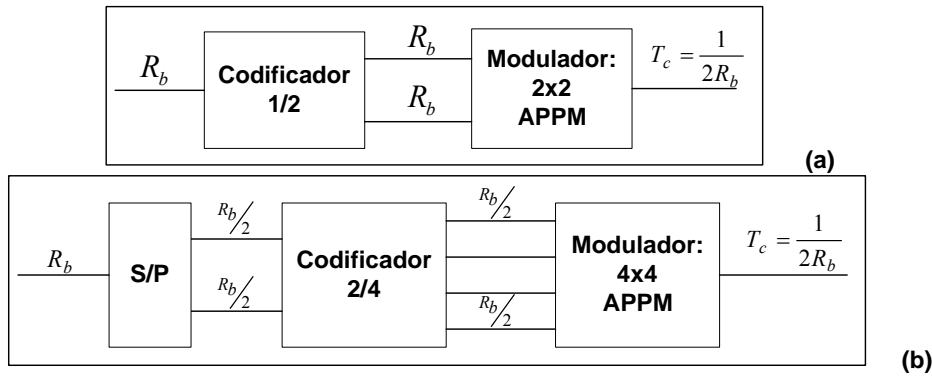


Figura 4-1. Codificadores e moduladores para os sistemas TCM com as modulações: (a) 2x2-APPM; (b) 4x4-APPM.

Modulação	Nº de símbolos	Eficiência
2x2-APPM	4	1/2
4x2-APPM	8	1/3
2x4-APPM	8	2/3
4x4-APPM	16	2/4

Tabela 4-1. Quadro Modulação/Eficiência do codificador TCM.

codificador TCM, por forma a que os símbolos codificados transmitidos usem a mesma largura de banda. Por exemplo, usando a modulação 2x2-APPM, o codificador terá uma eficiência de 1/2, como se mostra na Figura 4-1 a), para usar a mesma duração do impulso que 2-PPM não codificado. Usando a modulação 4x4-APPM, a eficiência do codificador tem que ser 2/4, como representado na Figura 4-1 b). Fica assim patente o significado da fracção usada para definir a eficiência de cada codificador, o numerador representa o número de *bits* à entrada do codificador e o denominador representa o número de *bits* à saída do codificador. Sendo assim evidente a diferença entre uma eficiência igual a 2/4 ou igual a 1/2. A Tabela 4-1 apresenta, para as várias modulações $A \times M$ -APPM consideradas, a cardinalidade do alfabeto de cada modulação e a eficiência do respectivo codificador TCM.

A estrutura do codificador convolucional sistemático de eficiência 1/2 a ser usado em codificadores TCM, usando a modulação 2x2-APPM é a representada na Figura 4-2 b). Um codificador de ν memórias pode ser definido pelos dois polinómios $h^0 = (h_0^0, h_1^0, \dots, h_\nu^0)$ e $h^1 = (h_0^1, h_1^1, \dots, h_{\nu-1}^1)$ de $\nu+1$ e ν coeficientes binários, respectivamente. Demonstra-se em [Pie90] que os codificadores de melhor desempenho têm $h_0^0 = 1$ e $h_\nu^0 = 1$, o que garante a função de realimentação do polinómio h^0 . Assim a pesquisa dos melhores códigos exige a análise das combinações dos restantes $\nu-1$ coeficientes de h^0 e dos ν coeficientes de h^1 , excluindo neste caso apenas a situação de todos os coeficientes serem nulos.

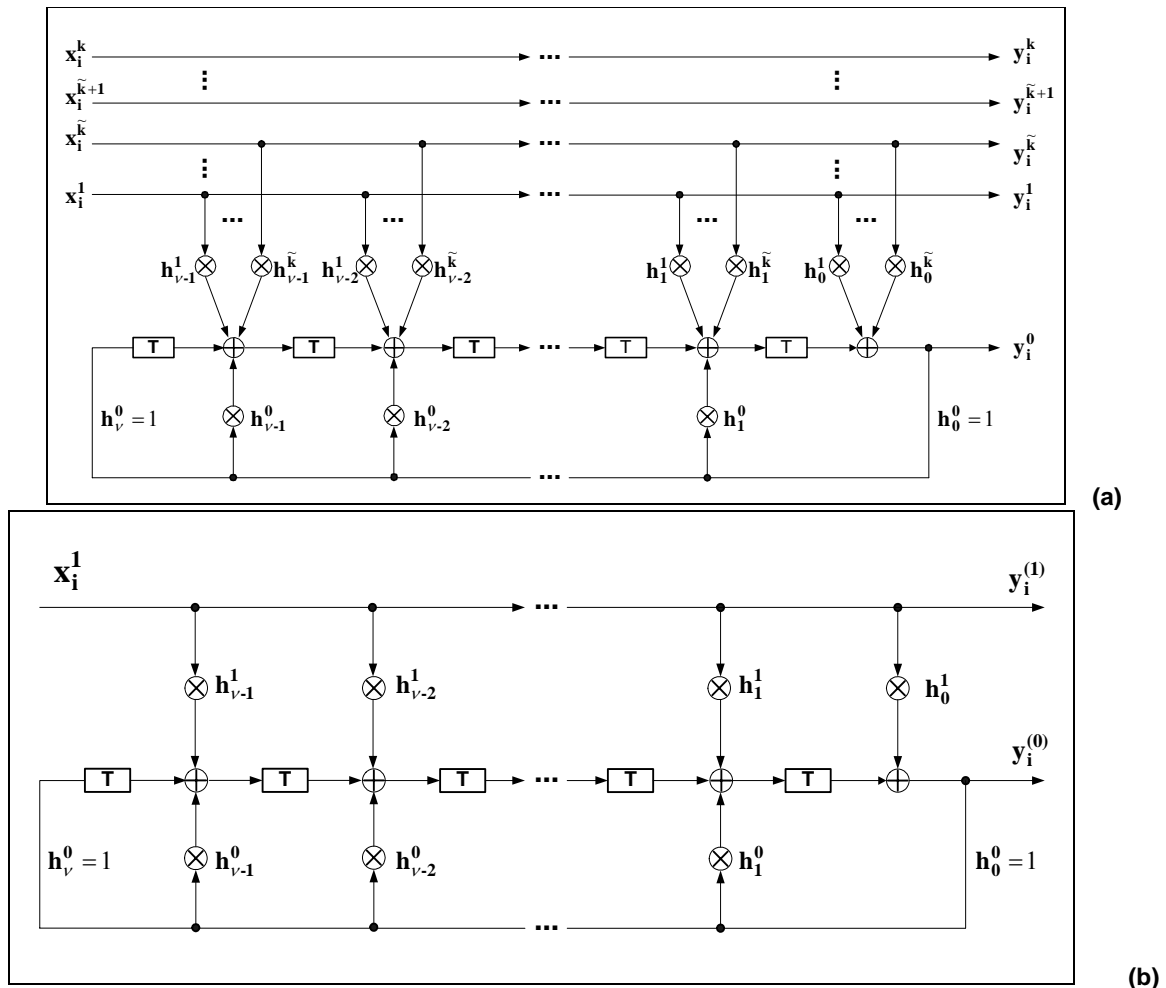


Figura 4-2. (a) Estrutura geral para um codificador convolucional sistemático com \tilde{k} bits testados (com influência na saída y_i^0) de eficiência $k/(k+1)$ e com ν memórias, definido pelos polinômios h^0 e h^1 ; (b) Caso particular para codificador de eficiência 1/2.

Na Figura 4-3 é apresentada a estrutura do codificador convolucional sistemático de eficiência 1/3 a ser usado em codificadores TCM, usando a modulação 4x2-APPM. Esta estrutura foi proposta em [Ben96] sendo o codificador definido pelos polinômios h^0, z^1 e z^2 de coeficientes binários. Para um codificador eficiente com ν memórias, h^0 é o polinômio de realimentação que tem ν coeficientes e z^1 e z^2 têm $\nu+1$ coeficientes. Na Figura 4-2 é apresentada a estrutura geral para um codificador convolucional sistemático com \tilde{k} bits testados (entradas que influenciam a saída y_i^0) e com eficiência $k/(k+1)$ [Pie90]. A estrutura do codificador de eficiência 1/2 é um caso particular desta estrutura, fazendo $k = 1$ e $\tilde{k} = 1$. Para o codificador de eficiência 2/3, usado nos codificadores TCM com a modulação 2x4-APPM, a estrutura obtém-se fazendo $k = 2$ e $\tilde{k} = 2$.

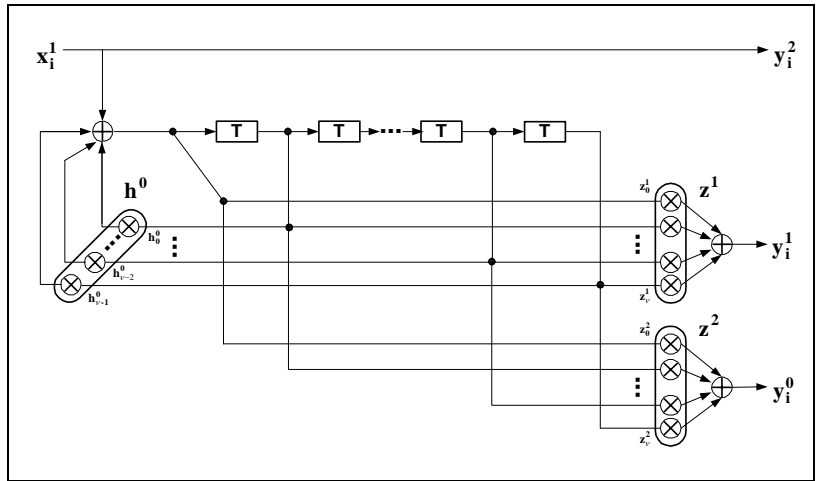


Figura 4-3. Estrutura para um codificador de eficiência 1/3 com ν memórias, definido pelos polinómios h^0 , z^1 e z^2 .

A Figura 4-4 representa a estrutura para o codificador convolucional sistemático de eficiência 2/4 [Ben96], constituída por duas linhas de memórias independentes de ordem p_1 e p_2 cuja soma é igual à ordem de memória do codificador ν . Assim o codificador é definido por 8 polinómios, 4 polinómios do tipo h^{xy} em que x identifica a entrada que está relacionada com esse polinómio e y a saída que será afectada por este polinómio; e 4 polinómios do tipo z^{xy} com x relativo à linha de atraso e y à saída que será afectada por este polinómio, sendo em ambos os casos $x, y \in \{1,2\}$.

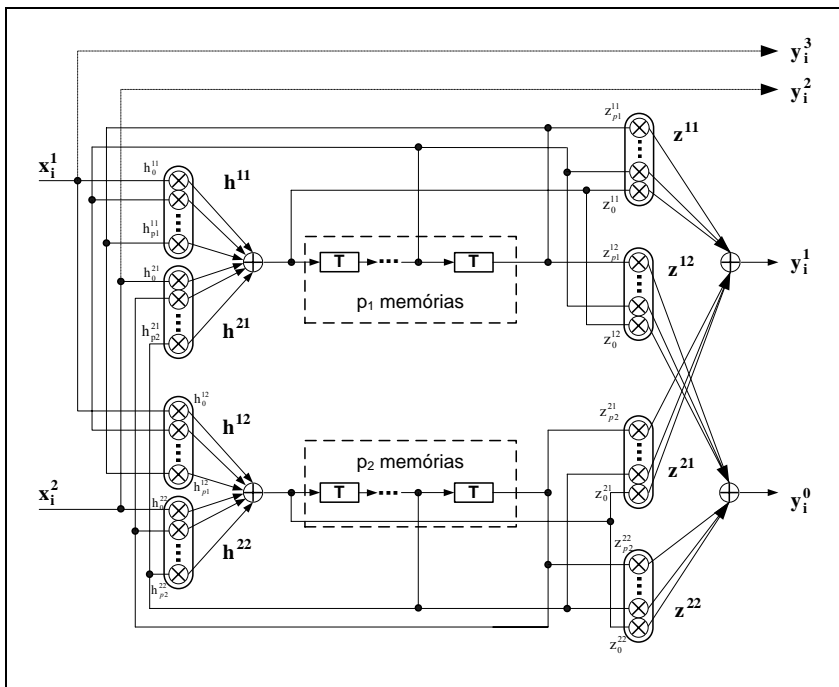


Figura 4-4. Estrutura para codificador convolucional sistemático de eficiência 2/4 constituída por duas linhas de memórias independentes de ordem p_1 e p_2 sendo a memória do codificador $\nu = p_1 + p_2$. Este codificador é definido pelos polinómios: h^{11} , h^{12} , h^{21} , h^{22} , z^{11} , z^{12} , z^{21} e z^{22} .

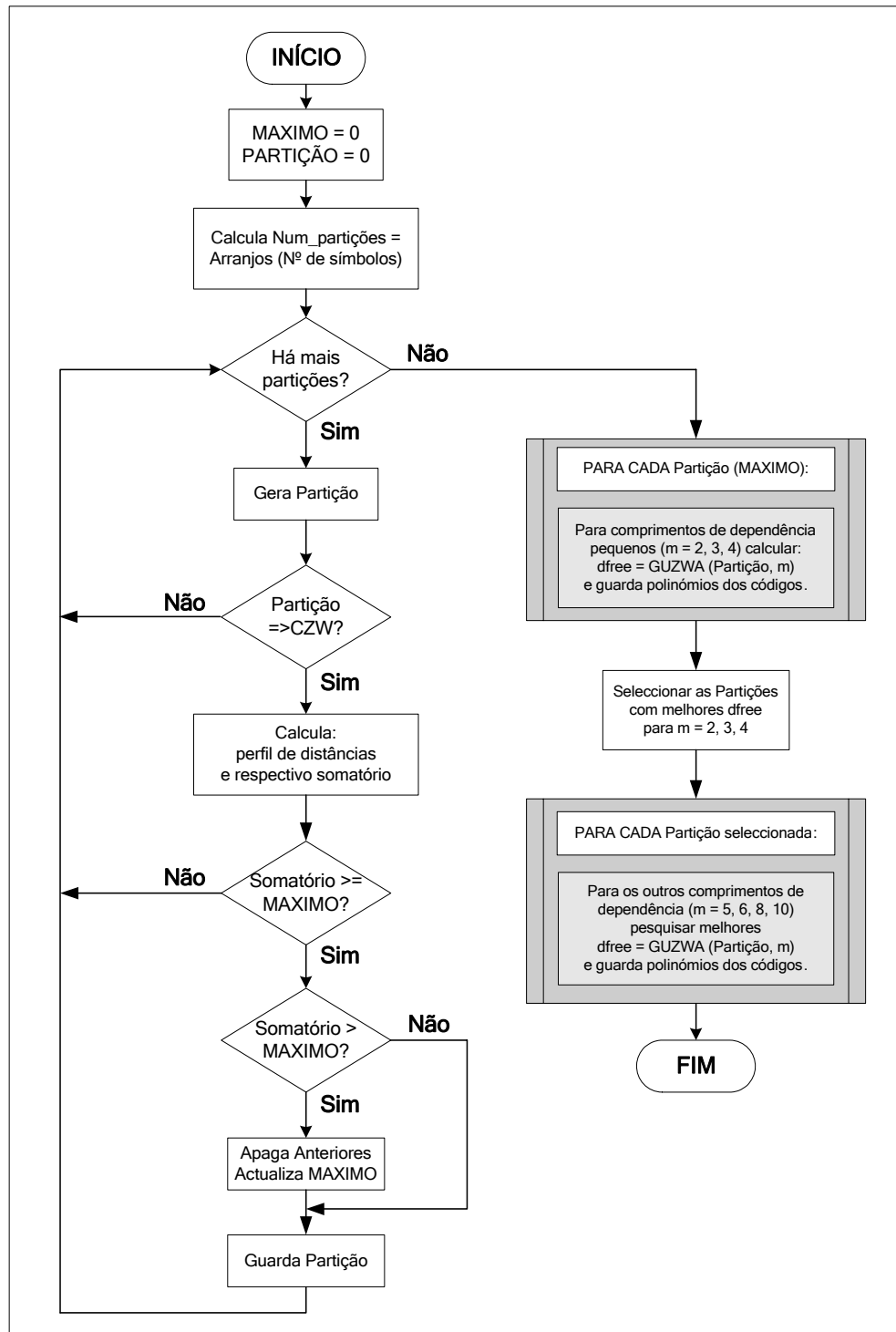


Figura 4-5. Fluxograma do procedimento seguido na pesquisa dos melhores códigos TCM.

4.3 Síntese de códigos TCM com APPM

Os códigos TCM óptimos têm sido encontrados por pesquisa computacional, tal como os códigos convolucionais. No entanto, uma pesquisa exaustiva torna-se impraticável mesmo para valores moderados do comprimento de dependência do código. A primeira selecção dos esquemas TCM possíveis como potenciais códigos óptimos é feita pela imposição das regras propostas por Ungerboeck [Ung82] à

Códigos TCM com APPM

partição da constelação de sinais. Essas regras de mapeamento por partição de conjuntos (*mapping by set partitioning*) foram já descritas na secção 3.5.1. Ainda assim, mesmo cumprindo estas regras existem ainda bastantes possibilidades diferentes de proceder à partição da modulação, sendo necessário encontrar formas de limitar ainda mais o conjunto de partições que potencialmente permitam obter códigos TCM óptimos.

Como se demonstra no Apêndice - A5, os esquemas TCM com modulações APPM são não regulares quando usam codificadores de eficiências $k/(k+1)$, e para outras eficiências dos codificadores podem excepcionalmente ser regulares mas não apresentam características para serem códigos óptimos. Assim, as partições consideradas para as modulações APPM limitaram-se às que verificam a condição de Zehavi-Wolf e que permitem a determinação do parâmetro de desempenho dos códigos TCM d_{free} através do algoritmo GUZWA.

A Figura 4-5 representa fluxograma do algoritmo seguido para minimizar o tempo de pesquisa. Quando praticável em termos de tempo de pesquisa necessário, todas as partições possíveis foram avaliadas e de entre as que cumpriam a condição de Zehavi-Wolf consideraram-se apenas as que tinham o somatório máximo das distâncias que compõem o perfil de distâncias. Para essas partições e para alguns valores de comprimento de dependência mais baixos fez-se uma pesquisa exaustiva dos polinómios do codificador para a determinação do melhor (máxima distância livre) conjunto modulação/codificação, ou seja do melhor código TCM, fazendo em seguida apenas para essa partição a pesquisa exaustiva dos melhores códigos com comprimentos de dependência maiores. Seguindo esta metodologia não se pode afirmar com certeza absoluta que foram encontrados os códigos óptimos, no entanto encontraram-se seguramente bons códigos.

Partição da modulação 2×2-APPM

Foi considerada para a modulação 2×2-APPM a sua versão simétrica, ou seja são consideradas as duas amplitudes de valores $A_1 = 1$ e $A_2 = 2$. O número de partições diferentes para a modulação 2×2-APPM é igual a $A_4^4 = 4! = 24$. A Figura 4-6 representa do lado esquerdo a partição da constelação de símbolos escolhida, e do lado direito a regra de mapeamento para a modulação 2×2-APPM. Os dois *bits* de saída (y_0 e y_1) do codificador de eficiência 1/2 determinam a escolha do símbolo da modulação a transmitir. Por exemplo, se à saída do codificador estiver a palavra de dois *bits* $(y_0, y_1) = (1, 0)$, esta será modulada pelo símbolo S_2 representado por $(2 \ 0)$, correspondendo à transmissão de um impulso de amplitude 2 no primeiro *chip* do símbolo 2×2-APPM.

Qualquer código TCM que use um codificador linear e que utilize a partição apresentada constitui um código Quase-Regular ou de Zehavi-Wolf. Assim, a determinação de d_{free} é feita através do algoritmo GUZWA que é o mesmo que GUA com as modificações (correspondências entre legendas e distâncias) apresentadas na Tabela 4-2. A partição foi escolhida por forma a maximizar o somatório das distâncias a

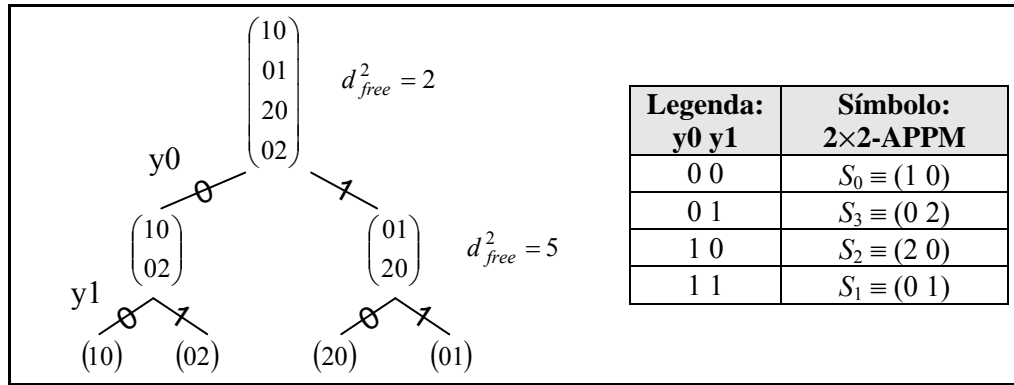


Figura 4-6. Partição da constelação de símbolos e regra de mapeamento da modulação 2x2-APPM.

Legenda Bits: (y0 y1)	l_n	Sinal de saída 2x2-APPM	distância ²	
			expressão	valor
0 0	0	$S_0 \equiv (1\ 0)$	0	0
0 1	1	$S_3 \equiv (0\ 2)$	$A_2^2 + A_1^2$	5
1 0	2	$S_2 \equiv (2\ 0)$	$(A_2 - A_1)^2$	1
1 1	3	$S_1 \equiv (0\ 1)$	$\min(2A_2^2, 2A_1^2) = 2A_1^2$	2

Tabela 4-2. Distâncias usadas pelo algoritmo GUZWA para determinação de d_{free} de códigos TCM usando a partição da modulação 2x2-APPM da Figura 4-6.

usar no algoritmo GUZWA, atingindo o valor de 8. A terceira coluna da Tabela 4-2 apresenta as expressões das distâncias para uma modulação 2x2-APPM genérica de amplitudes A_1 e A_2 .

Partição da modulação 4x2-APPM

Considerando a versão simétrica da modulação 4x2-APPM as quatro amplitudes admitidas para os pulsos são $A_1 = 1$, $A_2 = 2$, $A_3 = 3$ e $A_4 = 4$. O número de partições diferentes para a modulação 4x2-APPM é igual a $A_8^8 = 8! = 40320$. A Figura 4-7 representa do lado esquerdo a partição da constelação de símbolos escolhida, e do lado direito a regra de mapeamento para a modulação 4x2-APPM. Os três bits de saída (y0, y1 e y2) do codificador de eficiência 1/3 determinam a escolha do símbolo da modulação a transmitir. Por exemplo, se à saída do codificador estiver a palavra de três bits (y0, y1, y2) = (1, 0, 1), esta será modulada pelo símbolo S_7 representado por (0 4), correspondendo à transmissão de um impulso de amplitude 4 no segundo chip do símbolo 4x2-APPM.

Qualquer código TCM que use um codificador linear e a partição da modulação 4x2-APPM da Figura 4-7 pertence à classe CQR ou CZW. A determinação de d_{free} é feita através do algoritmo GUZWA usando as correspondências entre legendas e distâncias apresentadas na Tabela 4-3. O valor máximo do somatório das distâncias a usar no algoritmo GUZWA foi de 36. A terceira coluna da Tabela 4-3 apresenta as expressões das distâncias para uma modulação 4x2-APPM genérica de amplitudes crescentes: A_1 , A_2 , A_3 e A_4 .

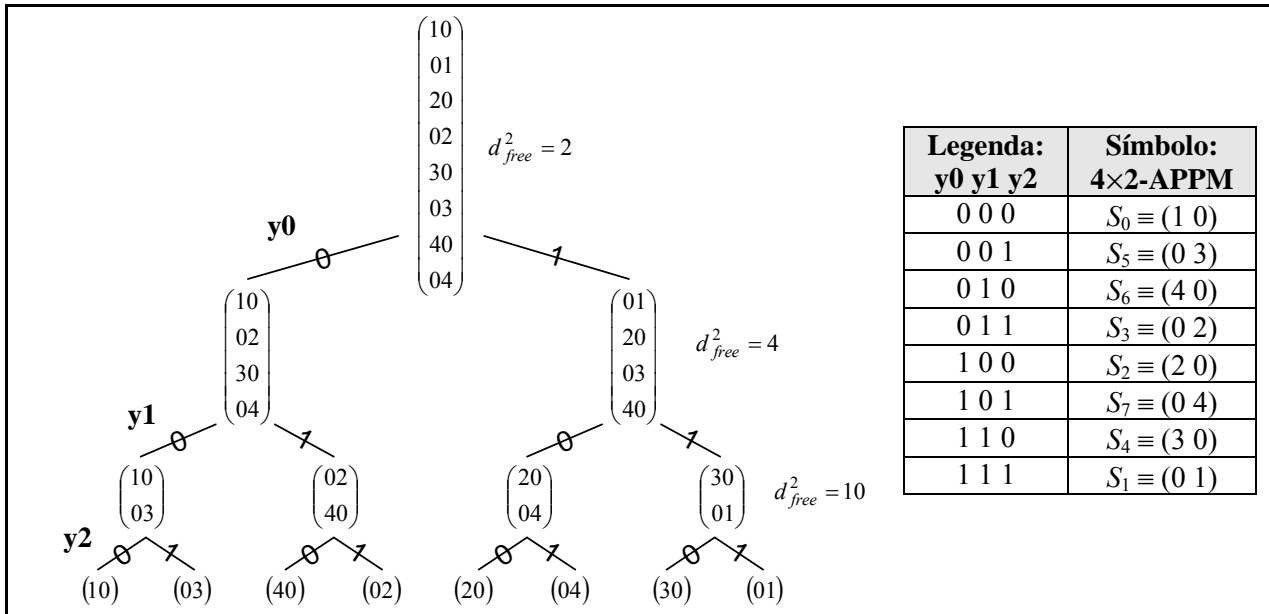


Figura 4-7. Partição da constelação de símbolos e regra de mapeamento da modulação 4x2-APPM.

Legenda Bits: (y0 y1 y2)	l_n	Sinal de saída 4x2-APPM	distância ²	
			expressão	valor
0 0 0	0	$S_0 \equiv (1\ 0)$	0	0
0 0 1	1	$S_5 \equiv (0\ 3)$	$\min[(A_1^2 + A_3^2), (A_2^2 + A_4^2)]$	10
0 1 0	2	$S_6 \equiv (4\ 0)$	$\min[(A_4 - A_1)^2, (A_3 - A_2)^2]$	1
0 1 1	3	$S_3 \equiv (0\ 2)$	$A_1^2 + A_2^2$	5
1 0 0	4	$S_2 \equiv (2\ 0)$	$\min[(A_2 - A_1)^2, (A_4 - A_3)^2]$	1
1 0 1	5	$S_7 \equiv (0\ 4)$	$\min[(A_1^2 + A_4^2), (A_2^2 + A_3^2)]$	13
1 1 0	6	$S_4 \equiv (3\ 0)$	$\min[(A_3 - A_1)^2, (A_4 - A_2)^2]$	4
1 1 1	7	$S_1 \equiv (0\ 1)$	$2 A_1^2$	2

Tabela 4-3. Distâncias usadas pelo algoritmo GUZWA para determinação de d_{free} de códigos TCM usando a partição da modulação 4x2-APPM da Figura 4-7.

Partição da modulação 2x4-APPM

Para a modulação 2x4-APPM foi considerada a sua versão simétrica, ou seja são consideradas as duas amplitudes de valores $A_1 = 1$ e $A_2 = 2$. O número de partições diferentes para a modulação 2x4-APPM é igual a $A_8^8 = 8! = 40320$. A Figura 4-8 representa do lado esquerdo a partição da constelação de símbolos escolhida, e do lado direito a regra de mapeamento para a modulação 2x4-APPM. Os três bits de saída (y0, y1 e y2) do codificador de eficiência 2/3 determinam a escolha do símbolo da modulação a transmitir. Por exemplo, se à saída do codificador estiver a palavra de três bits (y0, y1, y2) = (0, 1, 0), esta será modulada pelo símbolo representado por (0 0 2 0), correspondendo à transmissão de um impulso de amplitude 2 no terceiro chip do símbolo 2x4-APPM. Qualquer código TCM usando a partição apresentada e que use um codificador linear pertence à classe CQR ou CZW. Assim, a determinação de d_{free} é feita através do algoritmo GUZWA usando as correspondências entre

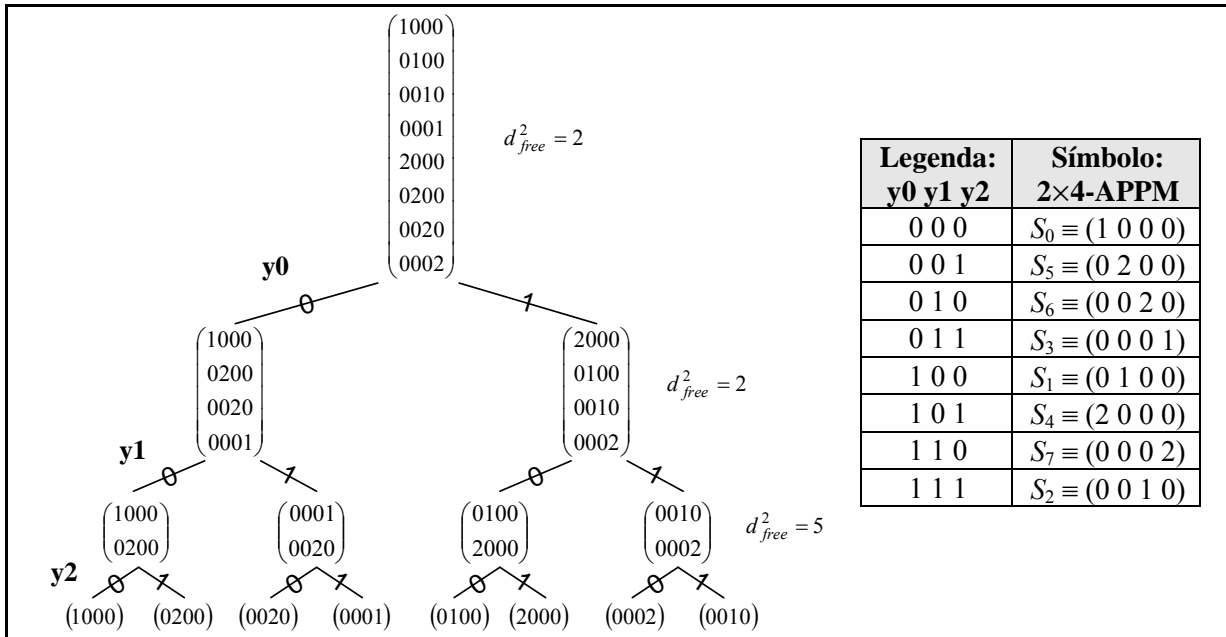


Figura 4-8. Partição da constelação de símbolos e regra de mapeamento da modulação 2x4-APPM.

Legenda Bits: (y0 y1 y2)	l_n	Sinal de saída 2x4-APPM	distância ²	
			expressão	valor
0 0 0	0	$S_0 \equiv (1\ 0\ 0\ 0)$	0	0
0 0 1	1	$S_5 \equiv (0\ 2\ 0\ 0)$	$A_1^2 + A_2^2$	5
0 1 0	2	$S_6 \equiv (0\ 0\ 2\ 0)$	$A_1^2 + A_2^2$	5
0 1 1	3	$S_3 \equiv (0\ 0\ 0\ 1)$	$\min(2A_2^2, 2A_1^2) = 2A_1^2$	2
1 0 0	4	$S_1 \equiv (0\ 1\ 0\ 0)$	$\min(2A_2^2, 2A_1^2) = 2A_1^2$	2
1 0 1	5	$S_4 \equiv (2\ 0\ 0\ 0)$	$(A_2 - A_1)^2$	1
1 1 0	6	$S_7 \equiv (0\ 0\ 0\ 2)$	$A_1^2 + A_2^2$	5
1 1 1	7	$S_2 \equiv (0\ 0\ 1\ 0)$	$\min(2A_2^2, 2A_1^2) = 2A_1^2$	2

Tabela 4-4. Distâncias usadas pelo algoritmo GUZWA para determinação de d_{free} de códigos TCM usando a partição da modulação 2x4-APPM da Figura 4-8.

legendas e distâncias apresentadas na Tabela 4-4. A partição foi escolhida por forma a maximizar o somatório das distâncias a usar no algoritmo GUZWA, atingindo o valor de 22.

Partição da modulação 4x4-APPM

Para a modulação 4x4-APPM foi considerada a sua versão simétrica, ou seja são consideradas as quatro amplitudes de valores $A_1 = 1$, $A_2 = 2$, $A_3 = 3$ e $A_4 = 4$. O número de partições diferentes para a modulação 4x4-APPM é igual a $A_{16}^{16} = 16! \approx 21 \times 10^{12}$. Para este número de combinações torna-se impraticável uma pesquisa computacional exaustiva de todas as partições possíveis. Assim, foi feita uma pesquisa da melhor partição de entre um número limitado de partições, sendo seleccionada de entre as que verificam a condição de Zehavi-Wolf a que maximiza o somatório de distâncias a usar no algoritmo

Legenda: y0 y1 y2 y3	Símbolo: 4×4-APPM	Legenda: y0 y1 y2 y3	Símbolo: 4×4-APPM
0 0 0 0	$S_0 \equiv (1 0 0 0)$	1 0 0 0	$S_2 \equiv (0 0 1 0)$
0 0 0 1	$S_{15} \equiv (0 0 0 4)$	1 0 0 1	$S_{13} \equiv (0 4 0 0)$
0 0 1 0	$S_6 \equiv (0 0 2 0)$	1 0 1 0	$S_4 \equiv (2 0 0 0)$
0 0 1 1	$S_9 \equiv (0 3 0 0)$	1 0 1 1	$S_{11} \equiv (0 0 0 3)$
0 1 0 0	$S_1 \equiv (0 1 0 0)$	1 1 0 0	$S_3 \equiv (0 0 0 1)$
0 1 0 1	$S_{14} \equiv (0 0 4 0)$	1 1 0 1	$S_{12} \equiv (4 0 0 0)$
0 1 1 0	$S_7 \equiv (0 0 0 2)$	1 1 1 0	$S_5 \equiv (0 2 0 0)$
0 1 1 1	$S_8 \equiv (3 0 0 0)$	1 1 1 1	$S_{10} \equiv (0 0 3 0)$

Tabela 4-5. Regra de mapeamento da modulação 4×4-APPM de acordo com a partição representada na Figura 4-9.

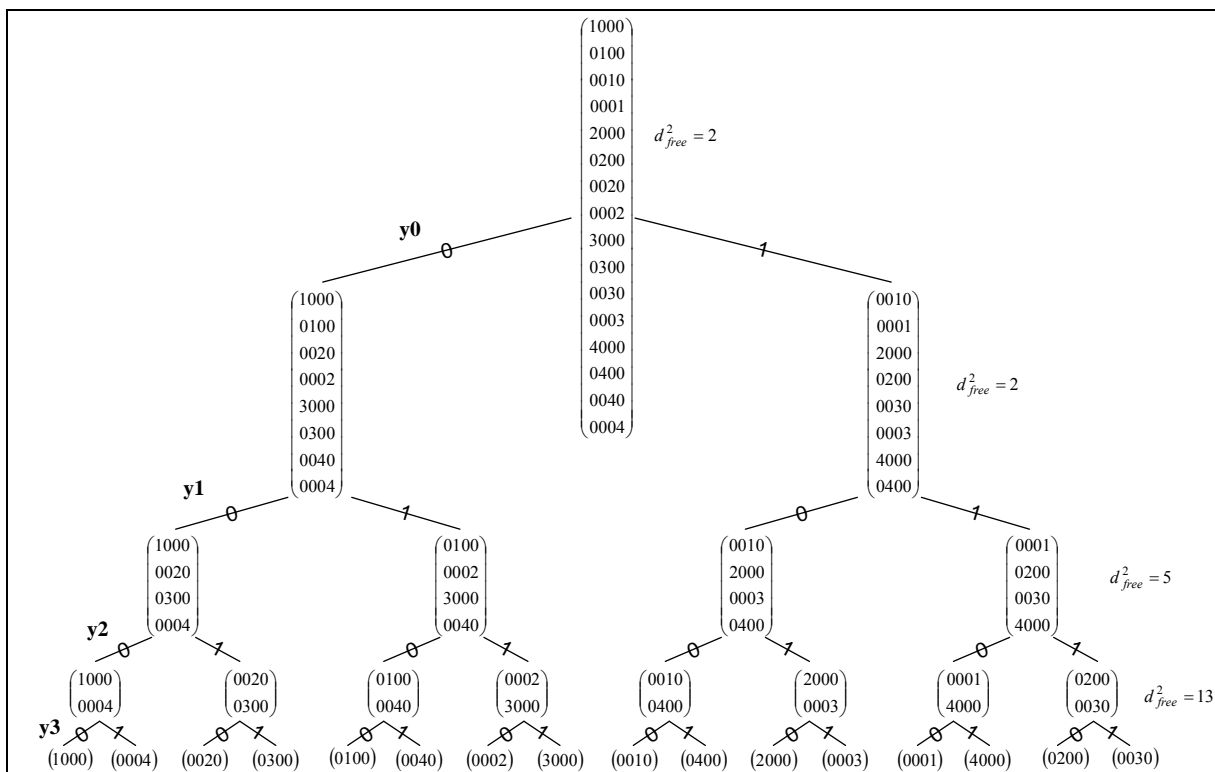


Figura 4-9. Partição da constelação de símbolos da modulação 4×4-APPM.

GUZWA, sendo realizada apenas para essa partição a pesquisa exaustiva dos melhores códigos. A Figura 4-9 representa a partição da constelação de símbolos escolhida para a modulação 4×4-APPM. Os quatro bits de saída (y0, y1, y2 e y3) do codificador de eficiência 2/4 determinam a escolha do símbolo da modulação a transmitir de acordo com a regra de mapeamento apresentada na Tabela 4-5. Se à saída do codificador estiver, por exemplo, a palavra de quatro bits (y0, y1, y2, y3) = (1, 1, 0, 1), esta será modulada pelo símbolo S_{12} representado por (4 0 0 0), correspondendo à transmissão de um impulso de amplitude 4 no primeiro chip do símbolo 4×4-APPM.

Qualquer código TCM que use um codificador linear e a partição apresentada pertence à classe CQR ou CZW, devendo a determinação de d_{free}^2 ser feita através do algoritmo GUZWA usando as

Legenda Bits: (y0 y1 y2 y3)	I_n	Sinal de saída 4x4-APPM	distância ²	
			expressão	valor
0 0 0 0	0	$S_0 \equiv (1 0 0 0)$	0	0
0 0 0 1	1	$S_{15} \equiv (0 0 0 4)$	$\min(A_1^2 + A_4^2, A_2^2 + A_3^2)$	13
0 0 1 0	2	$S_6 \equiv (0 0 2 0)$	$A_1^2 + A_2^2$	5
0 0 1 1	3	$S_9 \equiv (0 3 0 0)$	$A_1^2 + A_3^2$	10
0 1 0 0	4	$S_1 \equiv (0 1 0 0)$	$2A_1^2$	2
0 1 0 1	5	$S_{14} \equiv (0 0 4 0)$	$\min(A_1^2 + A_4^2, A_2^2 + A_3^2)$	13
0 1 1 0	6	$S_7 \equiv (0 0 0 2)$	$A_1^2 + A_2^2$	5
0 1 1 1	7	$S_8 \equiv (3 0 0 0)$	$\min((A_3 - A_1)^2, (A_4 - A_2)^2)$	4
1 0 0 0	8	$S_2 \equiv (0 0 1 0)$	$2A_1^2$	2
1 0 0 1	9	$S_{13} \equiv (0 4 0 0)$	$\min(A_1^2 + A_4^2, A_2^2 + A_3^2)$	13
1 0 1 0	10	$S_4 \equiv (2 0 0 0)$	$\min((A_2 - A_1)^2, (A_4 - A_3)^2)$	1
1 0 1 1	11	$S_{11} \equiv (0 0 0 3)$	$A_1^2 + A_3^2$	10
1 1 0 0	12	$S_3 \equiv (0 0 0 1)$	$2A_1^2$	2
1 1 0 1	13	$S_{12} \equiv (4 0 0 0)$	$(A_3 - A_2)^2$	1
1 1 1 0	14	$S_5 \equiv (0 2 0 0)$	$A_1^2 + A_2^2$	5
1 1 1 1	15	$S_{10} \equiv (0 0 3 0)$	$A_1^2 + A_3^2$	10

Tabela 4-6. Distâncias usadas pelo algoritmo GUZWA para determinação de d_{free} de códigos TCM usando a partição da modulação 4x4-APPM da Figura 4-9.

correspondências entre legendas e distâncias apresentadas na Tabela 4-6. Da pesquisa parcial de partições foi escolhida a que apresentava o maior somatório das distâncias a usar no algoritmo GUZWA. O valor máximo alcançado para este somatório atingiu o valor de 96.

4.4 Resultados numéricos

4.4.1 Ganho de codificação assintótico

O ganho de codificação assintótico de um código TCM usando uma determinada modulação relativamente à transmissão não codificada usando modulação 2-PPM é dado pela expressão (4.1) deduzida no Apêndice - A6.

$$G_{TOT} = G_{cod_{A-C}} = 10 \log_{10} \left[\frac{d_{free}^2(P_p = 1) \cdot P_p^2(mod_cod)}{d_{unc}^2 \cdot P_p^2(2-PPM)} \right] \quad (dB). \quad (4.1)$$

Sendo $d_{free}^2(P_p = 1)$ o quadrado da distância Euclidiana mínima entre palavras de código (considerando que a modulação codificada tem uma potência de pico $P_p = 1$), d_{unc}^2 é o quadrado da distância Euclidiana entre símbolos 2-PPM, $P_p^2(mod_cod)$ é o quadrado da potência de pico na modulação codificada expresso em função de P_{av} , e $P_p^2(2-PPM)$ representa o mesmo mas para a modulação de referência 2-PPM.

Modulação:	$P_p^2 / P_{av_0}^2$	G_{TOT} (dB _{elétricos})
2-PPM	4	0 (referência)
4-PPM	16	6
2×2-APPM	16/9	$10 \log_{10} \left(\frac{2}{9} d_{free}^2 \right)$
4×2-APPM	16/25	$10 \log_{10} \left(\frac{2}{25} d_{free}^2 \right)$
2×4-APPM	64/9	$10 \log_{10} \left(\frac{8}{9} d_{free}^2 \right)$
4×4-APPM	64/25	$10 \log_{10} \left(\frac{8}{25} d_{free}^2 \right)$

Tabela 4-7. Expressões dos ganhos de codificação assintóticos das várias modulações APPM em estudo relativamente a 2-PPM não codificado.

Por razões de simplificação da notação usada, o termo $d_{free}^2 (P_p = 1)$ passará a ser designado de forma simplificada apenas por d_{free}^2 , ficando implícito o facto dos algoritmos de determinação da distância Euclidiana mínima entre palavras de código TCM considerarem a modulação com potência de pico normalizada à unidade. Deste modo obtém-se as expressões, apresentadas na Tabela 4-7, dos ganhos obtidos para as modulações APPM consideradas relativamente a 2-PPM sem codificação.

Na Tabela 4-8 são apresentados os valores dos ganhos de codificação dos esquemas TCM encontrados para as modulações APPM, calculados a partir das expressões da Tabela 4-7 e usando os valores de d_{free}^2 dos melhores códigos apresentados na Tabela 4-9. Para se definir completamente o melhor esquema TCM para uma determinada modulação e usando uma determinada ordem de memória no codificador, é necessário conhecer a partição usada e os polinómios que definem o codificador. Por exemplo, para o sistema de codificação TCM que use a modulação 2×2-APPM com 16 estados no diagrama de Trellis ($\nu = 4$) deve usar-se a partição e regras de mapeamento da Figura 4-6 e um codificador de eficiência 1/2 como o representado na Figura 4-2 b) com os polinómios: $h^0 = 31$ e $h^1 = 02$; a partir da Tabela 4-8 verifica-se que com este esquema de TCM se atinge um ganho de codificação assintótico de 5.51 dB_{elétricos} relativamente a um sistema não codificado que usasse a modulação 2-PPM. Dado o efeito quadrador do fotodetector torna-se evidente que o ganho de codificação em termos

Modulação	Ordem de memória (ν)						
	2	3	4	5	6	8	10
2×2-APPM	4.26	4.93	5.51	5.77	6.26	6.89	7.62
4×2-APPM	3.94	4.59	5.26	5.66	6.27	7.22	
2×4-APPM	7.27	7.94	8.52	9.49	9.90	10.63	11.25
4×4-APPM	9.96	10.85	11.28	11.86	12.37		

Tabela 4-8. Valores dos ganhos de codificação assintóticos dos melhores códigos TCM, para as modulações $A \times M$ -APPM consideradas.

Modulação	Eficiência codificador	Código	Ordem de memória (ν)						
			2	3	4	5	6	8	10
2×2-APPM	$\frac{1}{2}$	d_{free}^2	12	14	16	17	19	22	26
		h^0	7	15	31	45	107	607	3427
		h^1	2	2	02	12	32	20	0274
4×2-APPM	$\frac{1}{3}$	d_{free}^2	31	36	42	46	53	66	
		h^0	3	6	16	36	71	375	
		z^1	2	02	12	16	056	236	
		z^2	5	17	27	63	135	545	
2×4-APPM	$\frac{2}{3}$	d_{free}^2	6	7	8	10	11	13	15
		h^0	7	13	27	65	147	661	3035
		h^1	2	1	1	02	6	004	0002
		h^2	1	7	4	20	70	376	1155
4×4-APPM	$\frac{2}{4}$	d_{free}^2	31	38	42^(a)	48^(b)	54^(c)		
		$h^{11}; h^{12}$	2; 1	4; 0	4; 4	10; 10	10; 10		
		$h^{21}; h^{22}$	2; 3	2; 1	4; 7	7; 4	02; 05		
		$z^{11}; z^{12}$	2; 0	0; 0	0; 6	01; 03	10; 10		
		$z^{21}; z^{22}$	2; 3	1; 3	3; 1	3; 7	05; 17		

Tabela 4-9. Melhores códigos TCM para modulações $A \times M$ -APPM (polinómios dos codificadores que têm d_{free}^2 mais elevadas). Os valores ausentes correspondem a pesquisas não efectuadas devido à sua morosidade. Para 4×4-APPM foram pesquisadas várias combinações em que $p_1 + p_2 = \nu$, obedecendo os melhores códigos às combinações: em (a) $p_1 = p_2 = 2$; em (b) $p_1 = 3$ e $p_2 = 2$ e em (c) $p_1 = p_2 = 3$.

da potência óptica recebida (em $\text{dB}_{\text{ópticos}}$) é metade dos valores da Tabela 4-8. No entanto podemos concluir que com esquemas de codificação TCM que usam modulações APPM é possível alcançar ganhos bastante apreciáveis, mesmo usando codificadores convolucionais com ordens de memória baixas a moderadas.

Na Tabela 4-9 são apresentados os resultados obtidos a partir das pesquisas computacionais exaustivas, das quais resultaram os códigos com melhores distâncias livres: a definição dos codificadores convolucionais e respectivos valores de distância livre dos melhores esquemas TCM. Os vários polinómios que definem os codificadores estão de acordo com a definição das estruturas dos codificadores convolucionais apresentada na secção 4.2. O valor destes polinómios de coeficientes binários é indicado em octal de acordo com a notação usada por Pietrobon em [Pie90]. Para exemplificar, considere-se o polinómio h^0 com cinco coeficientes binários: $h^0 = (h_4^0, h_3^0, h_2^0, h_1^0, h_0^0)_2 = (0,1,1,0,1)_2$, este será representado em octal por: $h^0 = \left(\begin{bmatrix} 0 & h_4^0 & h_3^0 \\ h_2^0 & h_1^0 & h_0^0 \end{bmatrix} \right)_8 = \left(\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right)_8 = (15)_8$. Foi possível realizar pesquisas computacionais exaustivas dos codificadores com ordens de memória $\nu = \{2, 3, 4, 5, 6, 8, 10\}$ para todas as modulações APPM consideradas, com a excepção de $\nu = 10$ para 4×2-APPM e de $\nu = \{8, 10\}$ para 4×4-APPM, devido à morosidade das respectivas pesquisas.

Modulação	Memória	Ganho (dB _{elétricos})	RSR_N (dB _{elétricos})
2-PPM	0	referência	15.56
4-PPM	0	≈ 6	9.78
2×2-APPM	2	4.26	11.30
	4	5.51	10.05
	6	6.26	9.30
	8	6.89	8.67
	10	7.62	7.94
4×2-APPM	2	3.94	11.62
	4	5.26	10.30
	6	6.27	9.29
	8	7.22	8.34
2×4-APPM	2	7.27	8.29
	4	8.52	7.04
	6	9.90	5.66
	8	10.63	4.93
	10	11.25	4.31
4×4-APPM	2	9.96	5.60
	4	11.28	4.28
	6	12.37	3.19

Tabela 4-10. Valores de RSR_N necessárias para um desempenho de $PEB = 10^{-9}$, para as modulações M -PPM e $A \times M$ -APPM.

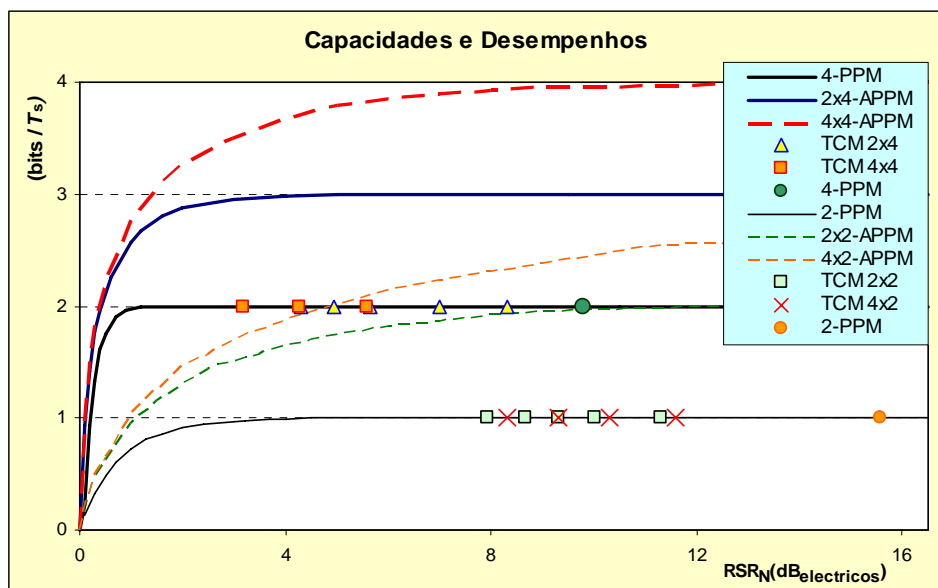


Figura 4-10. RSR_N necessárias para um desempenho de $PEB = 10^{-9}$, para as modulações que permitem transmissões a 1 e 2 bit / $T_{símbolo}$.

A Tabela 4-10 contém os valores de RSR_N (expressa em dB_{elétricos} e em valores lineares) para alcançar o desempenho de $PEB = 10^{-9}$ nos diferentes sistemas considerados, calculados a partir do valor de referência de $RSR_N = 15.56$ para 2-PPM sem codificação (valor encontrado no Capítulo 2) e dos ganhos de codificação dos vários esquemas TCM apresentados na Tabela 4-8.

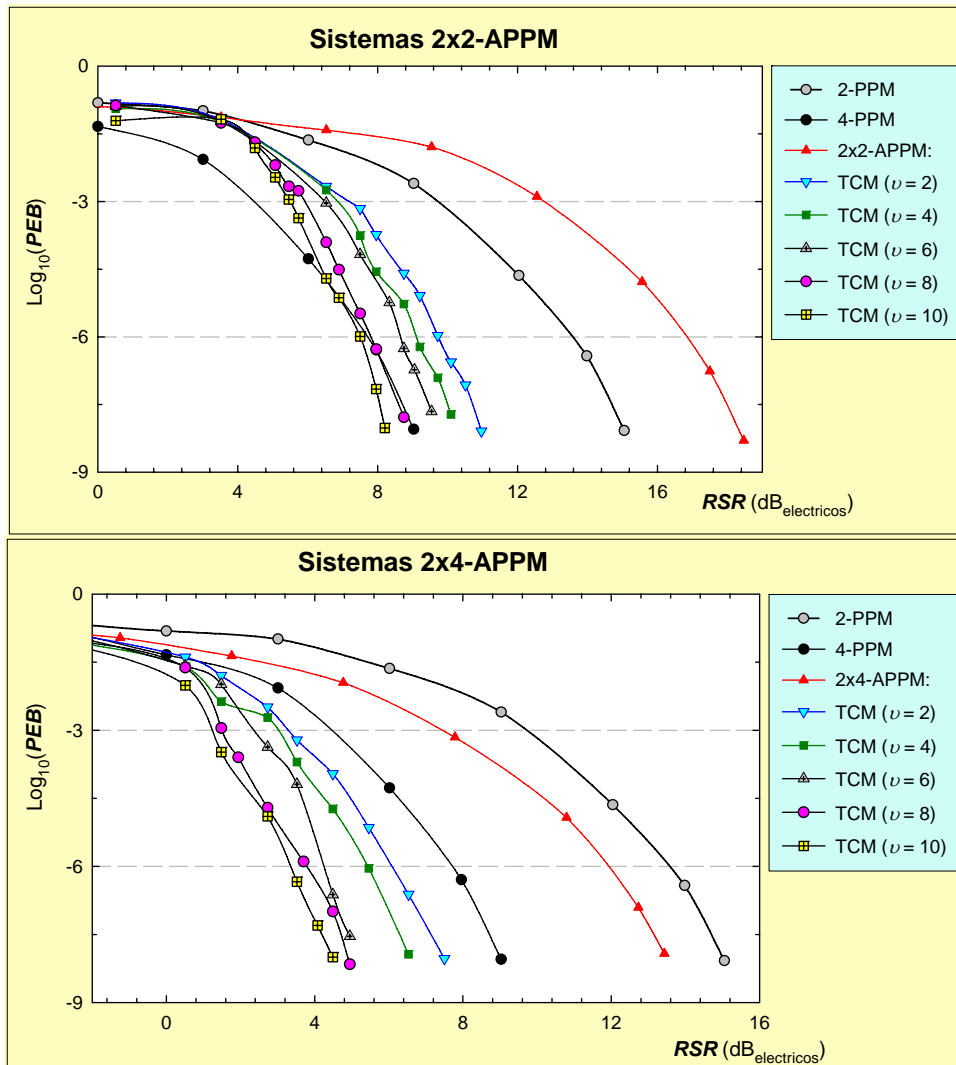


Figura 4-11. Comparação de desempenho entre sistemas codificados e não codificado, usando as modulações 2x2- e 2x4-APPM.

Para melhor avaliar o incremento no desempenho dos sistemas codificados com esquemas TCM usando as modulações APPM na Figura 4-10 são representadas as curvas de capacidade (em $bits / T_{símbolo}$) das modulações usadas em sistemas de transmissão a $1 bit / T_{símbolo}$: 2-PPM sem codificação, 2x2-APPM com codificação de eficiência 1/2 e 4x2-APPM com codificação de eficiência 1/3, e em sistemas de transmissão a $2 bit / T_{símbolo}$: 4-PPM sem codificação, 2x4-APPM com codificação de eficiência 2/3 e 4x4-APPM com codificação de eficiência 2/4. Os vários pontos marcados na figura assinalam os valores mínimos de RSR_N que permitem aos sistemas que representam alcançarem o desempenho de $PEB = 10^{-9}$. Os pontos relativos aos sistemas codificados representam, da direita para a esquerda, o aumento da ordem de memória ν dos codificadores convolucionais pesquisados. Verifica-se a existência de uma nítida vantagem em termos de desempenho dos sistemas de transmissão a $2 bit / T_{símbolo}$. Nota-se também não existir vantagem significativa em aumentar o número de níveis de amplitude de 2 para 4 nas modulações $A \times 2$ -APPM, ou seja o desempenho dos sistemas 4x2-APPM codificados não superam significativamente

Modulação APPM	Memória	Ganhos (dB _{elétricos})		Diferença
		Assimptótico	Simulado	
2×2	2	4.3	4.2	-0.1
	4	5.5	5.0	-0.5
	6	6.3	5.5	-0.8
	8	6.9	6.3	-0.6
	10	7.6	7.1	-0.5
2×4	2	7.3	7.4	+0.1
	4	8.5	8.6	+0.1
	6	9.9	9.9	0.0
	8	10.6	10.2	-0.4
	10	11.2	10.8	-0.4

Tabela 4-11. Comparação entre os valores de ganhos assimptóticos e ganhos simulados extrapolados para PEB = 10⁻⁹.

os congéneres 2×2-APPM, sendo mesmo piores para valores de ν menores que 6. Este resultado está concordante com os esquemas TCM mais conhecidos nos quais com aumentos da redundância do alfabeto da modulação para além de um factor de 2 apenas se alcançam ganhos incrementais muito pequenos, sendo isso justificado com base nos ganhos possíveis em termos de capacidade do canal [Ung82]. No entanto quando se comparam os desempenhos dos sistemas 2×4-APPM e 4×4-APPM codificados, verifica-se haver uma expressiva vantagem destes últimos, por exemplo: o sistema com modulação 4×4-APPM e codificação TCM com 4 estados ($\nu=2$) tem um melhor desempenho que o sistema com modulação 2×4-APPM e codificação TCM com 64 estados ($\nu=6$); e para sistemas com igual ν os de modulação 4×4-APPM apresentam um desempenho superior em aproximadamente 2.5 dB_{elétricos}. Da análise da Figura 4-10 pode-se concluir que, para modulações $A \times M$ -APPM, a utilização do tipo de codificação TCM permite de forma significativa, aproximar o desempenho dos sistemas codificados da capacidade do canal.

4.4.2 Simulações dos sistemas

Para os esquemas de modulação 2×2-APPM e 2×4-APPM foram simulados na plataforma *COSSAP* os sistemas de transmissão com codificação (códigos com ordens de memória de valores 2, 4, 6, 8 e 10) avaliando o seu desempenho em termos da PEB. No Apêndice - A7 é feita a descrição do método usado para efectuar as simulações. Apesar da morosidade das simulações, foi possível simular sistemas com desempenhos de PEB na ordem de 10⁻⁷ a 10⁻⁸. A Figura 4-11 apresenta os resultados das simulações efectuadas para os sistemas codificados e não codificados com modulações 2×2- e 2×4-APPM.

A Tabela 4-11 apresenta a comparação entre os valores dos ganhos de codificação assimptóticos (valores teóricos esperados) e os obtidos por simulação, para os códigos TCM com ordens de memória 2, 4, 6, 8 e 10 usando as modulações 2×2 e 2×4-APPM. Uma vez que não foi possível simular os sistemas com desempenhos de PEB da ordem de 10⁻⁹, os valores apresentados como simulados resultam duma extrapolação (prolongamento esperado das curvas da Figura 4-11) para estes valores de PEB = 10⁻⁹. As

Modulação	M	$\log_2 M$	$(B_{90} \cdot T_s)_{unc}$	Eficiência k/n	$(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$	$(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$ normalizada
2-PPM	2	1	3.04	1	3.04	1
4-PPM	4	2	5.54	1	2.77	0.911
2x2-APPM	4	2	2.96	1/2	2.96	0.974
4x2-APPM	8	3	2.91	1/3	2.91	0.957
2x4-APPM	8	3	5.37	2/3	2.68	0.883
4x4-APPM	16	4	5.32	2/4	2.66	0.875

Tabela 4-12. Valores de $(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$ para os diferentes esquemas de modulação M -PPM e $A \times M$ -APPM considerados. Estes valores estão normalizados a 1 para o sistema 2-PPM.

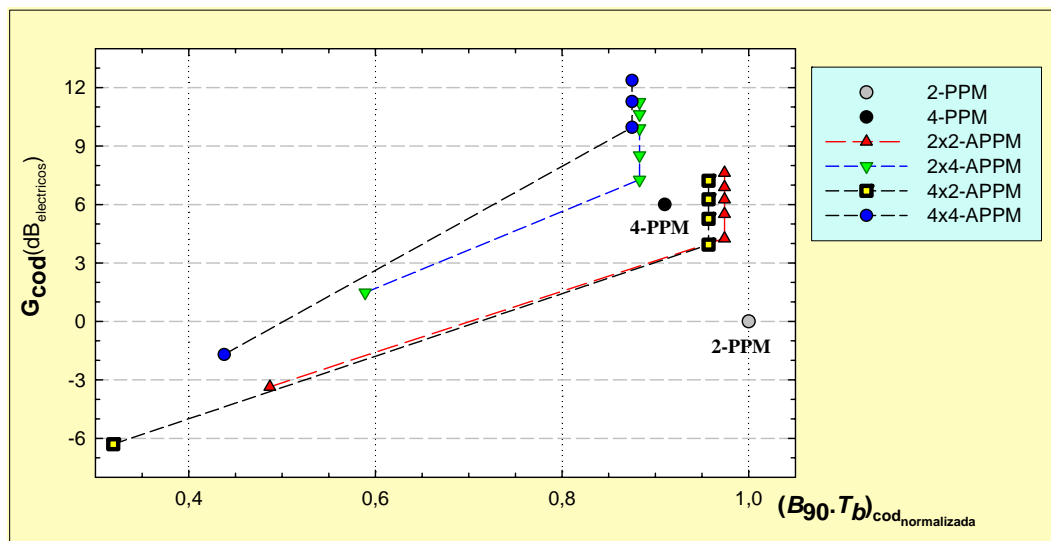


Figura 4-12. Ganhos de codificação assintóticos (G_{cod}) versus $(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$ dos sistemas com modulação 2- e 4-PPM não codificados e dos sistemas TCM com modulação $A \times M$ -APPM. A posição de cada ponto representa o compromisso entre o ganho de codificação TCM e o requisito de largura de banda do sistema.

diferenças entre os valores esperados e simulados podem considerar-se pequenos, sendo em geral inferiores a $0.5 \text{ dB}_{elétricos}$. Por isso, pode-se concluir que as simulações confirmam o modelo e método usados para a escolha dos esquemas de modulação TCM usando modulações $A \times M$ -APPM.

4.4.3 Característica “Ganho de codificação / Requisito de LB”

Os méritos dos vários sistemas de codificação TCM com modulações APPM têm que ser avaliados considerando os ganhos de codificação (ganhos em potência) que permitem alcançar, mas também as suas eficiências em termos de LB. Para aferir os requisitos de LB de um dado sistema com codificação TCM de eficiência a/b considera-se o parâmetro $(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$, (B_{90} representa a LB a 90%) o qual se relaciona de acordo com a expressão (4.2) com o respectivo valor de $(B_{90} \cdot T_s)_{unc}$, cujos valores foram calculados no Capítulo 2 e apresentados na Tabela 2-4. Os valores de $(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$ calculados para os sistemas de modulação 2- e 4-PPM não codificados e para os sistemas TCM de modulação APPM considerados, são

apresentados na Tabela 4-12. Estes valores foram normalizados para o sistema de modulação 2-PPM não codificado considerando para este sistema um valor de $(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$ igual a 1.

$$(B_{90} \cdot T_b)_{cod} = (B_{90} \cdot T_s)_{unc} \frac{b}{a \cdot \log_2 M} \quad (4.2)$$

A Figura 4-12 apresenta uma representação gráfica da característica “ganho de codificação / requisito de largura de banda” para as modulações APPM estudadas. Os ganhos de codificação (G_{cod}) são calculados relativamente ao sistema 2-PPM sem codificação e medidos em $\text{dB}_{el\u00e9tricos}$. Na figura s\u00e3o representadas as caracter\u00edsticas dos sistemas:

- 2-PPM n\u00e3o codificado, usado como refer\u00eancia e LB normalizada a 1.
- 4-PPM n\u00e3o codificado, com LB normalizada de 0.911 e ganho de codifica\u00e7\u00e3o de $6 \text{ dB}_{el\u00e9tricos}$.
- modula\u00e7\u00f5es APPM usando codificadores TCM com ordens de mem\u00f3ria ν de valor 2, 4, 6, 8 e 10 (quando dispon\u00edveis).

Da an\u00e1lise da Figura 4-12 conclui-se que se podem obter ganhos de codifica\u00e7\u00e3o apreci\u00e1veis utilizando codifica\u00e7\u00e3o TCM com modula\u00e7\u00f5es $A \times M$ -APPM sem perda de efici\u00eancia de largura de banda, relativamente aos sistemas n\u00e3o codificados com modula\u00e7\u00f5es M -PPM.

4.5 Codifica\u00e7\u00e3o com modula\u00e7\u00f5es APPM assim\u00e9tricas

Nas sec\u00e7\u00f5es anteriores, as amplitudes usadas nos esquemas de modula\u00e7\u00e3o APPM consideradas at\u00e9 ao momento foram P_p e $2P_p$ para as modula\u00e7\u00f5es com duas amplitudes e P_p , $2P_p$, $3P_p$ e $4P_p$ para as de quatro amplitudes, sendo ent\u00e3o designadas como sim\u00e9tricas. Mas \u00e0 partida n\u00e3o existe raz\u00e3o para estas serem as modula\u00e7\u00f5es que usadas em codifica\u00e7\u00f5es TCM proporcionem os melhores desempenhos. Assim, por forma a verificar a possibilidade de se obterem ganhos com modula\u00e7\u00f5es APPM assim\u00e9tricas, foram pesquisados os melhores c\u00f3digos TCM considerando os valores de P_p e αP_p para modula\u00e7\u00f5es com duas amplitudes (2×2 - e 2×4 -APPM) e de $A_1 P_p$, $A_2 P_p$, $A_3 P_p$ e $A_4 P_p$ para a modula\u00e7\u00e3o 4×2 -APPM. Para 4×4 -APPM, devido \u00e0 morosidade de uma pesquisa exaustiva mesmo para codificadores de reduzida ordem de mem\u00f3ria, n\u00e3o foi feito o estudo de modula\u00e7\u00f5es assim\u00e9tricas.

Os ganhos relativos a 2-PPM n\u00e3o codificado das modula\u00e7\u00f5es assim\u00e9tricas estudadas s\u00e3o calculados atrav\u00e9s das express\u00f5es (4.3), que foram obtidas de acordo com o exposto no Ap\u00eandice - A6 para as modula\u00e7\u00f5es sim\u00e9tricas. Tal como para as modula\u00e7\u00f5es sim\u00e9tricas, e neste caso por maioria de raz\u00e3o, \u00e9 imposs\u00edvel proceder a pesquisas exaustivas dos melhores c\u00f3digos TCM. Assim foi seguido o m\u00e9todo descrito na sec\u00e7\u00e3o 4.3, apenas para as ordens de mem\u00f3ria ν dos codificadores mais pequenas (tipicamente 2, 3 e 4) foram consideradas todas as parti\u00e7\u00f5es poss\u00edveis da constela\u00e7\u00e3o de s\u00edmbolos da modula\u00e7\u00e3o, e para aquelas que obedeciam \u00e0 condi\u00e7\u00e3o Zehavi-Wolf foi feita a pesquisa para todos os polin\u00f3mios geradores do codificador, determinando qual o codificador que permite a m\u00e1xima dist\u00e2ncia livre, ou seja, qual o melhor c\u00f3digo TCM. Para valores superiores de m , apenas se considerou na pesquisa a parti\u00e7\u00e3o que dera

2×2-APPM	$\nu=2$		$\nu=3$		$\nu=4$		$\nu=6$		$\nu=8$		$\nu=10$	
α	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G
0	2.00	6.02	2.00	6.02	3.00	7.78	4.00	9.03	4.00	9.03	6.00	10.8
0.1	2.06	5.32	2.10	5.40	3.05	7.02	3.74	7.91	3.90	8.09	5.68	9.73
0.25	2.38	4.83	2.62	5.26	3.31	6.27	3.87	6.95	4.56	7.66	5.69	8.62
0.5	3.00	4.26	3.50	4.93	4.00	5.51	4.75	6.26	5.50	6.89	6.50	7.62
0.75	3.25	3.27	3.37	3.43	4.75	4.92	5.69	5.70	6.06	5.98	8.56	7.48
1	4.00	3.01	4.00	3.01	4.00	3.01	8.00	6.02	8.00	6.02	12.0	7.78
1.25	5.25	3.17	5.37	3.27	5.62	3.47	9.44	5.72	9.87	5.91	14.3	7.52
1.5	7.00	3.50	7.50	3.80	8.50	4.35	11.7	5.75	13.5	6.35	17.2	7.42
1.75	9.25	3.88	10.4	4.38	12.4	5.15	14.9	5.97	17.6	6.67	21.9	7.62
2	12.0	4.26	14.0	4.93	16.0	5.51	19.0	6.26	22.0	6.89	26.0	7.62
2.5	16.7	4.37	19.0	4.91	21.2	5.40	27.5	6.52	33.5	7.38	38.0	7.93
4	38.0	4.83	42.0	5.26	50.0	6.02	62.0	6.95	73.0	7.66	91.0	8.62

Tabela 4-13. Distâncias livres e respectivos ganhos de codificação assintóticos para algumas modulações 2×2-APPM assimétricas e simétricas (valores de α iguais a 0.5 ou 2).

os melhores resultados para as ordens de memória inferiores. Da infinidade de modulações assimétricas possíveis apenas algumas foram consideradas, mas criteriosamente escolhidas de forma a se poderem tirar conclusões quanto à vantagem da assimetria nas modulações APPM. As tabelas seguintes apresentam os resultados obtidos mais significativos.

$$G_{2 \times 2-APPM} = 10 \log_{10} \left[\frac{2}{(1 + \alpha)^2} d_{free}^2 \right], \text{ com } A_1 = 1 \text{ e } A_2 = \alpha$$

$$G_{2 \times 4-APPM} = 10 \log_{10} \left[\frac{8}{(1 + \alpha)^2} d_{free}^2 \right], \text{ com } A_1 = 1 \text{ e } A_2 = \alpha \quad (4.3)$$

$$G_{4 \times 2-APPM} = 10 \log_{10} \left[\frac{8}{(A_1 + A_2 + A_3 + A_4)^2} d_{free}^2 \right]$$

A Tabela 4-13 mostra as distâncias livres máximas e os correspondentes ganhos de codificação de modulações 2×2-APPM assimétricas com os seus dois níveis de amplitude $A_1 = 1$ e $A_2 = \alpha$. São indicadas na tabela duas linhas sombreadas (para α igual a 0.5 e 2) representando ambas a modulação simétrica e que por isso são equivalentes (pela mesma razão os valores de α iguais a 0.25 e 4 também representam a mesma modulação). Do conjunto de valores de α pesquisados, reportam-se os valores obtidos para os mais representativos e são destacados na Tabela 4-13 aqueles com os quais se obtêm ganhos de codificação superiores aos esquemas simétricos. Verifica-se que nos esquemas de modulação 2×2-APPM existem ganhos superiores nas modulações em que são usados níveis de amplitude mais afastados, ou seja, em que a relação A_1 / A_2 (ou A_2 / A_1) seja maior, em relação à modulação simétrica em que $A_1 / A_2 = 0.5$. Pelo contrário, quanto mais próximas estiverem as amplitudes dos pulsos pior será o desempenho das modulações. A situação ideal (ganhos máximos em relação à modulação simétrica) é

2×4-APPM	$\nu=2$		$\nu=3$		$\nu=4$		$\nu=6$		$\nu=8$	
	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G
0.1	0.06	-4.01	0.08	-2.77	0.10	-1.80	0.14	-0.33	0.16	0.24
0.25	0.37	2.83	0.50	4.08	0.62	5.05	0.88	6.51	1.00	7.09
0.5	1.50	7.27	1.75	7.94	2.00	8.52	2.75	9.90	3.25	10.6
0.75	2.69	8.46	2.69	8.46	2.81	8.66	3.62	9.76	4.38	10.6
1	4.00	9.03	4.00	9.03	4.00	9.03	4.00	9.03	4.00	9.03
1.25	4.56	8.58	4.56	8.58	4.69	8.70	5.69	9.54	7.12	10.5
1.5	5.25	8.27	5.25	8.27	6.00	8.85	7.75	9.97	9.25	10.7
1.75	6.00	8.03	6.06	8.07	7.69	9.10	9.12	9.85	11.1	10.7
2	6.00	7.27	7.00	7.94	8.00	8.52	11.0	9.90	13.0	10.6

Tabela 4-14. Distâncias livres e respectivos ganhos de codificação assintóticos para algumas modulações 2×4-APPM assimétricas e simétricas (valores de α iguais a 0.5 ou 2).

mesmo para $\alpha=0$ em que a relação A_1/A_2 é infinita e a modulação consiste na constelação: $\{(A_1,0); (0,A_1); (0,0); (0,0)\}$, em que a cardinalidade 4 é obtida pela utilização dos dois símbolos 2-PPM e pela utilização repetida do símbolo (0,0) sem transmissão de pulso. A eficiência energética desta modulação deriva precisamente da não transmissão de energia em metade dos símbolos usados, e na outra metade apenas em metade da duração do símbolo existe um pulso, o que resulta que em 75% da transmissão das seqüências codificadas não há gasto de energia. Com o aumento de ν este resultado acentua-se, por exemplo para os valores de ν iguais a 2, 6 e 10 os ganhos desta modulação em relação à congénere simétrica são respectivamente 1.76, 2.77 e 3.17 dB.

A Tabela 4-14 apresenta as distâncias livres máximas e os correspondentes ganhos de codificação de modulações 2×4-APPM assimétricas com os seus dois níveis de amplitude $A_1=1$ e $A_2=\alpha$, para os valores de α pesquisados mais representativos. As linhas sombreadas (para α igual a 0.5 e 2) representam ambas a modulação simétrica. Os esquemas de codificação com modulações assimétricas que permitem a obtenção de ganhos de codificação superiores aos esquemas simétricos estão destacados na tabela. Sendo possível constatar que na modulação 2×4-APPM só existe vantagem nos esquemas assimétricos em que os níveis de amplitude dos pulsos se aproximam para um factor inferior ao usado na modulação simétrica em que essa relação é igual a 2. Por exemplo, para a modulação em que $A_1=1$ e $A_2=1.5$, os ganhos em relação à modulação simétrica para os valores 2, 3, 4, 6 e 8 de ν seriam respectivamente 1.0, 0.33, 0.33, 0.07 e 0.1 dB. No entanto, esta vantagem é marginal e tende a desaparecer (e tornar-se desvantagem) com o aumento da ordem de memória do codificador. Note-se ainda o caso particular de $\alpha=1$ que transforma a modulação 2×4-APPM numa utilização duplicada de cada um dos símbolos 4-PPM e que possui um ganho de codificação constante de 9.03 dB, o que supera a modulação simétrica com ν até 4.

Para 4×2-APPM os casos possíveis de assimetria a considerar são quase infindáveis, uma vez que existem pulsos com 4 amplitudes possíveis, sendo por isso impossível tirar conclusões definitivas do estudo efectuado. Do vasto conjunto de situações testadas, a Tabela 4-15 reporta os mais significativos e

4×2-APPM				$\nu=2$		$\nu=3$		$\nu=4$		$\nu=6$		$\nu=8$	
A_1	A_2	A_3	A_4	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G	d_{free}^2	G
0	0	0.5	1	0.50	2.50	0.50	2.50	0.75	4.26	1.00	5.51	1.00	5.51
0	0	0.75	1	1.12	4.68	1.12	4.68	1.69	6.44	2.25	7.69	2.25	7.69
0	0	1	1	2.00	6.02	2.00	6.02	3.00	7.78	4.00	9.03	4.00	9.03
0	0.25	1	1	2.12	5.26	2.25	5.51	3.00	6.76	4.00	8.01	4.00	8.01
0	0.5	1	1	2.25	3.01	2.50	5.05	3.00	5.84	4.00	7.09	4.25	7.36
0.25	0.5	0.75	1	1.94	3.94	2.25	4.59	2.62	5.26	3.31	6.27	4.12	7.23
0.25	0.75	1	1	2.25	3.10	2.38	3.25	3.00	4.26	3.69	5.12	4.25	5.77
0.25	0.5	1	1	2.44	4.11	2.75	4.64	3.06	5.11	3.81	6.06	4.38	6.65
0.5	0.5	1	1	3.00	4.26	3.50	4.93	4.00	5.51	4.75	6.26	5.75	7.08
0.5	0.5	0.5	1	1.00	1.07	1.00	1.07	1.50	2.83	2.00	4.08	2.00	4.08
0.5	0.75	0.75	1	2.38	3.26	2.50	3.47	3.31	4.69	4.19	5.71	4.62	6.14
1	2	3	4	31.0	3.94	36.0	4.59	42.0	5.26	53.0	6.27	66.0	7.23

Tabela 4-15. Distâncias livres e respectivos ganhos de codificação assintóticos para algumas modulações 4×2-APPM assimétricas e simétricas (assinaladas a sombreado).

que permitem observar alguns padrões mais vantajosos na escolha das amplitudes dos pulsos. Dos resultados obtidos parece haver vantagem em escolher duas amplitudes iguais de valor bastante superior às outras duas, que por sua vez também devem ser iguais. Assim, o melhor desempenho obtido foi para a modulação com: $A_1 = A_2 = 0$ e $A_3 = A_4 = 1$, que corresponde à formação de uma constelação de oito símbolos usando os dois símbolos 2-PPM duas vezes cada e mais quatro símbolos sem transmissão de energia, à semelhança do que se verificou para as modulações 2×2-APPM.

Foi realizado um conjunto limitado de simulações de sistemas TCM com modulações APPM assimétricas, seguindo o método descrito na secção 4.4.2, que permitiram apenas observar a existência de modulações assimétricas com desempenhos superiores aos atingíveis com modulações simétricas, mas não permitem confirmar os ganhos de codificação calculados. Estas simulações devem ser realizadas de forma mais exaustiva, devendo no caso particular das modulações $A \times 2$ -APPM analisar a expansão do alfabeto da modulação pela utilização dos símbolos sem transmissão de pulso. Para modulações $A \times M$ -APPM em que $M \geq 4$ em princípio (baseado nos resultados obtidos para 2×4-APPM) a inclusão dos símbolos sem transmissão de pulso parece ser catastrófica (péssimo desempenho com ganhos de codificação negativos), sendo para estas modulações necessário analisar/simular a expansão do alfabeto da modulação pela repetição dos símbolos M -PPM. Por outro lado, estas pseudo-conclusões não poderão ser tomadas como definitivas, uma vez que se baseiam num conjunto limitado de modulações estudadas, devendo este assunto ser tratado com maior profundidade e provavelmente assente numa base matemática para se poderem estabelecer conclusões absolutas.

4.6 Resumo

Ao longo deste Capítulo descreveu-se o método seguido na pesquisa de soluções conjuntas de codificação e modulação usando modulações APPM. A utilização de modulações APPM foi proposta como forma de expandir os alfabetos das modulações PPM permitindo várias amplitudes para os pulsos, para dessa forma acomodar e explorar a introdução de redundância na transmissão sem um aumento significativo de largura de banda, utilizando para tal esquemas de codificação TCM. Assim, foram definidas as eficiências e estruturas dos codificadores convolucionais a usar pelos códigos TCM com as modulações 2×2 -, 4×2 -, 2×4 - e 4×4 -APPM. Foi demonstrada a não regularidade dos esquemas TCM com modulações APPM e feita a determinação das partições e dos polinômios geradores dos codificadores de várias ordens de memória que permitem maximizar d_{free} . No entanto, dada a impraticabilidade de proceder a pesquisas exaustivas, as partições consideradas limitaram-se às que verificam a condição de Zehavi-Wolf e que por isso permitem a determinação da distância livre através do algoritmo GUZWA. Para essas partições fez-se de forma exaustiva a pesquisa dos melhores códigos para ordens de memória mais baixos determinando qual proporcionava os melhores códigos, fazendo em seguida apenas para essa partição a pesquisa exaustiva dos melhores códigos com ordens de memória maiores. Seguindo esta metodologia não se pode afirmar com certeza absoluta que foram encontrados os códigos ótimos, no entanto encontraram-se seguramente bons códigos.

As expressões para a determinação dos ganhos de codificação assintóticos em função do parâmetro d_{free} foram deduzidas e usadas para avaliar os ganhos dos esquemas de codificação TCM com modulações APPM. Alguns destes resultados foram validados por simulação, nomeadamente os sistemas com esquemas TCM de eficiências $1/2$ e $2/3$ usando as modulações 2×2 - e 2×4 -APPM, respectivamente.

As vantagens da utilização dos esquemas TCM com modulações $A \times M$ -APPM propostos foram avaliadas tendo em conta os ganhos de codificação proporcionados bem como as suas eficiências em termos de LB, quando comparados com sistemas M -PPM não codificados. Os resultados obtidos demonstraram que com os primeiros se podem obter ganhos de codificação apreciáveis sem perda de eficiência de LB, nomeadamente para os sistemas em comparação com valores iguais de M .

Por último, foi estudada e constatada a vantagem de usar algumas modulações APPM assimétricas em esquemas de codificação TCM. Por exemplo, na modulação $2 \times M$ -APPM designada por simétrica as duas amplitudes permitidas para os pulsos tem uma relação de $1/2$, não existindo à partida razão para que esta fosse a modulação que quando usada em esquemas TCM proporcionasse os melhores desempenhos, tendo sido por isso estudadas as modulações assimétricas em que as relações entre as amplitudes dos pulsos permitidas tenham outros valores. No caso das modulações $A \times 2$ -APPM assimétrica foi possível verificar que a situação ideal ocorre quando uma das amplitudes se anula, ou seja, que a expansão do alfabeto da modulação relativamente a 2-PPM deve ser feita através da inclusão de símbolos sem transmissão de pulso.

5. CÓDIGOS TCM COM OPPM

5.1 Introdução

Neste Capítulo descreve-se o método seguido na pesquisa e análise de desempenho de técnicas conjuntas de codificação e modulação, usando códigos TCM com modulações OPPM. Inicialmente são apresentados os requisitos de eficiência das modulações OPPM quando usadas em codificação TCM. Em seguida descrevem-se os algoritmos de pesquisa dos melhores códigos TCM, nomeadamente a selecção da partição da constelação de sinais da modulação e a determinação dos códigos de máxima distância livre. Este parâmetro é usado para estimar o ganho máximo atingível com cada um dos códigos obtidos (conjunto codificador/modulação), que são depois comparados com valores obtidos por simulação. Finalmente é feita uma análise comparativa entre as várias modulações APPM e OPPM estudadas, em sistemas com e sem codificação, avaliando os méritos da utilização de codificação TCM e os requisitos de largura de banda.

5.2 Técnicas de modulação OPPM eficientes

Nem todas as modulações OPPM são apropriadas para uma utilização eficiente num sistema de transmissão binária. A escolha das modulações OPPM eficientes é ditada pela necessidade de ter um alfabeto da modulação cuja dimensão seja uma potência de 2. Por outro lado, num esquema TCM com modulação OPPM deve ser escolhida uma modulação cuja cardinalidade verifique a condição $M = 2^k$, sendo k o número de saídas do codificador TCM. Para uma modulação (n, w) OPPM a sua cardinalidade M é dada por $M = n - w + 1$. A Tabela 5-1 apresenta algumas das modulações OPPM eficientes de dimensão $M = 4, 8$ e 16 .

$M = n - w + 1$	n	w	Modulação	w / n
4	5	2	(5 2)	0.4
	6	3	(6 3)	0.5
	7	4	(7 4)	0.571

	$n = w + 3$	w	$(w+3 \ w)$	$w / (w + 3)$
8	9	2	(9 2)	0.222
	10	3	(10 3)	0.3
	11	4	(11 4)	0.364

	$n = w + 7$	w	$(w+7 \ w)$	$w / (w + 7)$
16	17	2	(17 2)	0.118
	18	3	(18 3)	0.167

	$n = w + 15$	w	$(w + 15 \ w)$	$w / (w + 15)$

Tabela 5-1. Modulações eficientes ($n \ w$) OPPM com cardinalidades $M = 4, 8$ e 16 .

Dada a existência de várias modulações ($n \ w$) OPPM com igual M disponíveis, importa analisar alguns dos critérios de escolha a aplicar na selecção dessas modulações. Esses critérios são a eficiência de cada uma das modulações em termos dos requisitos de LB e de potência, e também a complexidade de implementação.

Numa transmissão com um ritmo binário R_b , usando diferentes modulações com igual M , à medida que n (ou w) aumenta, a duração do *chip* diminui, uma vez que $T_c = \log_2 M / (R_b \cdot n)$. Deste modo, com o aumento de n os requisitos de LB tendem a aumentar, uma vez que correspondem a modulações com ritmos de *chip* R_c cada vez maiores. No entanto, como se verificou na secção 2.4.6 do Capítulo 2, a LB de modulações OPPM não pode ser bem aproximada pelo inverso da duração de *chip*, tendo-se verificado que nos esquemas de modulação ($n \ w$) OPPM com igual número de símbolos, existe uma diminuição da LB à medida que w cresce enquanto $w \leq n/2$, a partir desse valor a LB cresce com o aumento de w .

Existem dois factores a favor da escolha das modulações OPPM com valores de w mais baixos: a melhor eficiência em potência e a menor complexidade de implementação. No Capítulo 2 (ver Tabela 2-1) derivou-se a expressão da potência média de uma modulação ($n \ w$) OPPM dada por $P_{av} = P_p \cdot (w/n)$, de onde se constata que a potência média é proporcional ao termo w/n , que como se pode verificar na Tabela 5-1, aumenta com w para modulações com igual M . Por outro lado, em geral a complexidade do sistema está directamente relacionada com o ritmo de *chip* R_c exigido pelo sistema, e portanto aumenta com n (ou w). Quanto maior for o número de *chips* no símbolo (n) menor é a sua duração, o que impõe uma maior exigência à electrónica responsável pelo sincronismo de *chip*, necessário em particular na operação de desmodulação efectuada no receptor do sistema de transmissão.

Assim, existem entre os vários esquemas de modulação OPPM compromissos entre eficiência espectral *versus* eficiência em potência e complexidade de implementação. Para além destes factores, quando usadas estas modulações em esquemas de codificação TCM, ressalta um outro factor que é o ganho de codificação que cada esquema de modulação irá permitir atingir. Este facto motivou que ao

longo deste Capítulo se tenham considerado várias modulações com igual número de símbolos (as de valores de n e w mais baixos), por exemplo para $M = 4$ estudaram-se os desempenhos das modulações (5 2), (6 3) e (7 4)-OPPM.

Eficiências dos codificadores TCM

O principal factor que limita a eficiência dos codificadores e portanto a redundância introduzida nos esquemas TCM propostos é a tentativa de manter a largura de banda usada pelos sistemas não codificados com os quais se pretendem comparar. Neste trabalho foi usado como referência o sistema 2-PPM não codificado.

A Tabela 5-2 apresenta um quadro de correspondências entre as modulações com diferentes cardinalidades e as eficiências dos codificadores TCM consideradas. Nesta tabela são indicados os valores do parâmetro $(B_{90} . T_b)$, normalizados à modulação 2-PPM, para as primeiras quatro modulações OPPM. Estes valores foram calculados na secção 2.4.6 e apresentados na Tabela 2-4, e são usados agora para avaliar a disponibilidade das várias modulações OPPM, em termos dos requisitos de LB, para acomodarem os esquemas TCM propostos. Pretende-se que a utilização de codificação TCM com as modulações OPPM não implique um aumento da LB, ou que esse aumento não seja excessivo. Assim, para uma dada modulação OPPM poder ser usada num esquema de codificação TCM de eficiência a/b , o valor de $(B_{90} . T_b)_{norm}$ não deve exceder (ou exceder pouco) o valor igual à eficiência a/b proposta.

Por exemplo, para as modulações 8-OPPM (9 2), (10 3), (11 4) e (12 5), cujos valores de $(B_{90} . T_b)_{norm}$ são respectivamente 0.678, 0.543, 0.48 e 0.454, quando usadas num esquema de codificação em que os três *bits* transmitidos em cada símbolo sejam dois de informação e um de redundância, ou seja o codificador tenha uma eficiência de $2/3$, o valor de $(B_{90} . T_b)_{norm}$ da modulação não deveria exceder o valor $2/3 \cong 0.667$. Verifica-se que as modulações 8-OPPM permitem acomodar esta eficiência de codificação sem recurso a um aumento de LB, com a excepção da modulação (9 2)-OPPM que irá necessitar de um pequeno incremento de LB relativamente à usada num sistema com modulação 2-PPM não codificado.

Assim da Tabela 5-2 verifica-se que: para as modulações 4-OPPM é proposta a sua utilização em esquemas TCM de eficiência $1/2$ mas constata-se que será necessário um pequeno aumento da LB; para as modulações 8-OPPM consideram-se codificadores de eficiências $2/3$ e $1/3$, sendo que enquanto os primeiros praticamente não exigem aumentos de LB, os segundos implicam aumentos significativos de LB; para as modulações 16-OPPM consideram-se codificadores de eficiências $3/4$ e $2/4$, onde há semelhança de 8-OPPM os primeiros praticamente não exigem aumentos de LB e os segundos exigem aumentos consideráveis de LB. Pode-se concluir que as eficiências naturais, por serem mais conservadoras em termos de exigência em LB, para os codificadores de esquemas TCM com modulações 8-OPPM e 16-OPPM são $2/3$ e $3/4$, respectivamente, no entanto, pretende-se avaliar se o maior ganho de

Modulação	Nº de Símbolos	Bits/Símbolo	$(B_{90} \cdot T_b)_{norm}$	Eficiência do codificador
4-OPPM	4	2 = 1 inf.+ 1 redun.	(5 2); (6 3); (7 4); (8 5) {0.605;0.549;0.681;0.720}	1/2 \Rightarrow 0.5
8-OPPM	8	3 = 2 inf.+ 1 redun.	(9 2); (10 3); (11 4); (12 5)	2/3 \Rightarrow 0.667
		3 = 1 inf.+ 2 redun.	{0.678;0.543;0.48;0.454}	1/3 \Rightarrow 0.333
16-OPPM	16	4 = 3 inf.+ 1 redun.	(17 2); (18 3); (19 4); (20 5)	3/4 \Rightarrow 0.75
		4 = 2 inf.+ 2 redun.	{0.852;0.668;0.549;0.48}	2/4 \Rightarrow 0.5

Tabela 5-2. Correspondência entre as cardinalidades das modulações OPPM e as eficiências dos codificadores TCM propostos.

codificação obtido por códigos TCM de eficiência 1/3 e 2/4, respectivamente, compensam os aumentos de LB exigidos.

5.3 Síntese de códigos TCM com OPPM

A pesquisa dos melhores códigos TCM para as modulações OPPM consideradas repete o procedimento seguido para as modulações APPM, descrito na secção 4.3. Também neste caso, se demonstra no Apêndice - A5 que os esquemas TCM de eficiências $k/(k+1)$ com modulações OPPM são não regulares e que para outras eficiências podem excepcionalmente ser regulares mas não apresentam características para serem códigos ótimos. Assim, as partições consideradas para as modulações OPPM limitaram-se às que verificam a condição de Zehavi-Wolf sendo então a determinação do parâmetro de desempenho d_{free} feita com recurso ao algoritmo GUZWA. Para tal, apresentam-se em seguida as partições das modulações OPPM com 4 e 8 símbolos que foram estudadas.

Partições das modulações 4-OPPM

As modulações 4-OPPM estudadas foram (5 2), (6 3) e (7 4), sendo adequadas ao uso em esquemas TCM de eficiência 1/2. Para estas modulações foram pesquisadas as melhores regras de mapeamento e correspondente partição a usar nos esquemas TCM, de acordo com o método descrito e seguido na secção 4.3. A Figura 5-1 representa do lado esquerdo a partição da constelação de símbolos e do lado direito as regras de mapeamento para as modulações (5 2), (6 3) e (7 4)-OPPM. Os dois *bits* de saída (y_0 e y_1) do codificador de eficiência 1/2 determinam a escolha do símbolo da modulação a transmitir. Por exemplo, no caso da modulação (5 2)-OPPM, se à saída do codificador estiver a palavra de 2 *bits* (y_0, y_1) = (0, 1), esta será modulada pelo símbolo S_3 representado por (00110), correspondendo à transmissão de um impulso nos terceiro e quarto *chips* do símbolo (5 2)-OPPM.

Os valores de distância livre ao quadrado d_{free}^2 indicados na partição representam, de forma abusiva, o número de *chips* de distância (diferença) entre os vários símbolos dos vários subconjuntos em cada

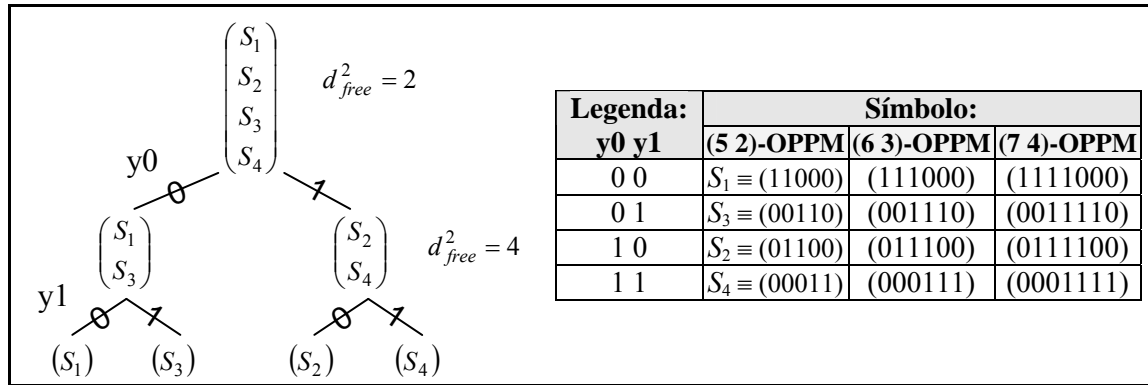


Figura 5-1. Partição da constelação de símbolos e regra de mapeamento das modulações OPPM de cardinalidade igual a 4. A partição considerada para as modulações (5 2), (6 3) e (7 4) foi a mesma.

Legenda Bits: (y0 y1)	I_n	Sinal de Saída 4-OPPM	distância ²
0 0	0	S_1	0
0 1	1	S_3	4
1 0	2	S_2	2
1 1	3	S_1	2

Tabela 5-3. Distâncias usadas pelo algoritmo GUZWA para determinação de d_{free} de códigos TCM usando as partições das modulações 4-OPPM da Figura 5-1.

nível da partição. Na secção seguinte, na determinação dos ganhos de codificação é apresentada a expressão de conversão de d_{free}^2 (em *chips*) no valor absoluto de d_{free}^2 (quadrado da mínima distância Euclidiana entre as sequências de símbolos codificados).

Verificou-se que a partir da modulação (5 2) OPPM, o aumento de n e w não possibilita um aumento da distância livre dos subconjuntos, uma vez que esta no primeiro nível de partição está limitada a quatro *chips*, para qualquer das modulações 4-OPPM. Foi por isso considerada a mesma partição para as modulações (5 2), (6 3) e (7 4)-OPPM. Com a partição apresentada na Figura 5-1 qualquer código TCM que use um codificador linear constitui um código Quase-Regular ou de Zehavi-Wolf sendo a determinação de d_{free} feita através do algoritmo GUZWA usando as correspondências entre legendas e distâncias apresentadas na Tabela 5-3. As partições foram escolhidas por forma a maximizarem o somatório das distâncias a usar no algoritmo GUZWA, atingindo-se no máximo o valor 8.

Partições das modulações 8-OPPM

As modulações 8-OPPM: (9 2), (10 3), (11 4) e (12 5), foram consideradas na utilização em esquemas de codificação TCM com eficiências de 2/3 e 1/3. As Figuras 5-2, 5-3 e 5-4 representam do lado esquerdo a partição da constelação de símbolos e do lado direito as regras de mapeamento, para as modulações (9 2), (10 3) e (11 4)-OPPM, respectivamente, quando usadas em codificadores de eficiência

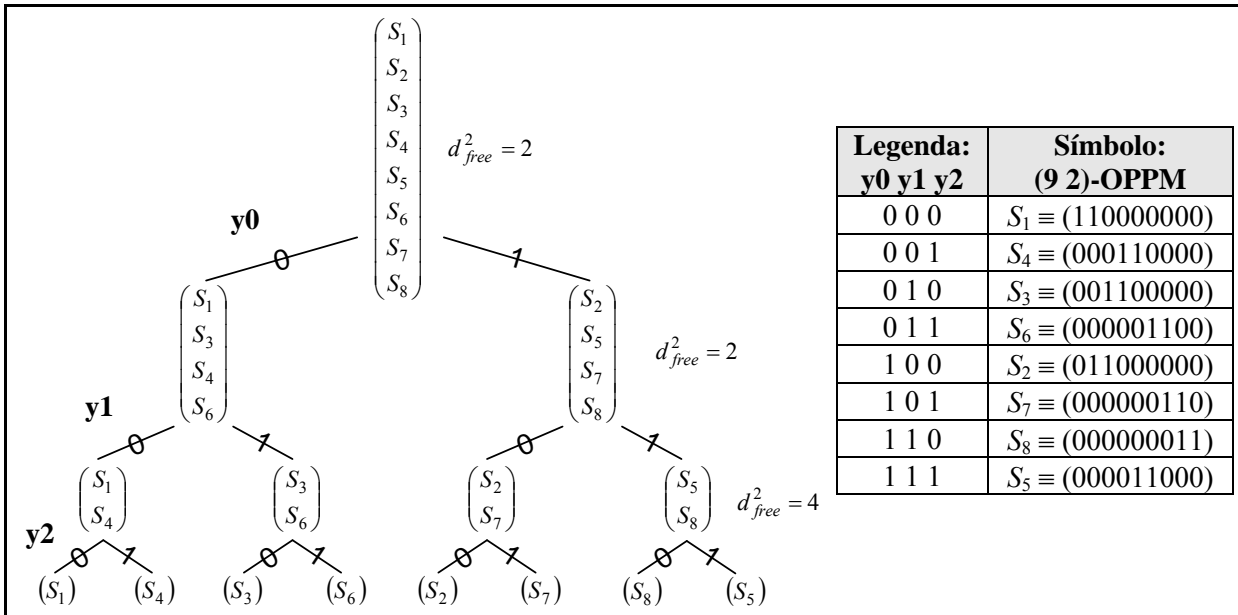


Figura 5-2. Partição da constelação de símbolos e regra de mapeamento da modulação (9 2)-OPPM, quando usado em códigos TCM de eficiência 2/3.

Legenda Bits: (y0 y1 y2)	l_n	Sinal de Saída (9 2)-OPPM	distância ²
0 0 0	0	$S_1 \equiv (110000000)$	0
0 0 1	1	$S_4 \equiv (000110000)$	4
0 1 0	2	$S_3 \equiv (001100000)$	4
0 1 1	3	$S_6 \equiv (000001100)$	2
1 0 0	4	$S_2 \equiv (011000000)$	2
1 0 1	5	$S_7 \equiv (000000110)$	4
1 1 0	6	$S_8 \equiv (000000011)$	2
1 1 1	7	$S_5 \equiv (000011000)$	4

Tabela 5-4. Distâncias usadas pelo algoritmo GUZWA para determinação de d_{free} de códigos TCM de eficiência 2/3, usando a partição da Figura 5-2 da modulação (9 2)-OPPM.

2/3, onde os três bits de saída (y0, y1 e y2) do codificador determinam a escolha do símbolo da modulação a transmitir. Por exemplo, no caso da modulação (9 2)-OPPM, se à saída do codificador estiver a palavra de três bits (y0, y1, y2) = (0, 1, 0), esta será modulada pelo símbolo S_3 representado por (001100000), correspondendo à transmissão de um impulso nos terceiro e quarto chips do símbolo (9 2)-OPPM.

As partições foram escolhidas por forma a maximizarem o somatório das distâncias a usar no algoritmo GUZWA, sendo esses valores 22, 26 e 28 para as modulações (9 2), (10 3) e (11 4)-OPPM, respectivamente. Verificou-se também que a partir do valor de $w=4$ não se consegue aumentar o somatório das distâncias, razão pela qual para a modulação (12 5)-OPPM se usou a mesma partição da modulação (11 4)-OPPM. As partições foram propostas de forma a que qualquer código TCM, desde que use um codificador linear, pertença à classe de códigos CQR ou CZW. Por isso, a determinação de d_{free} é

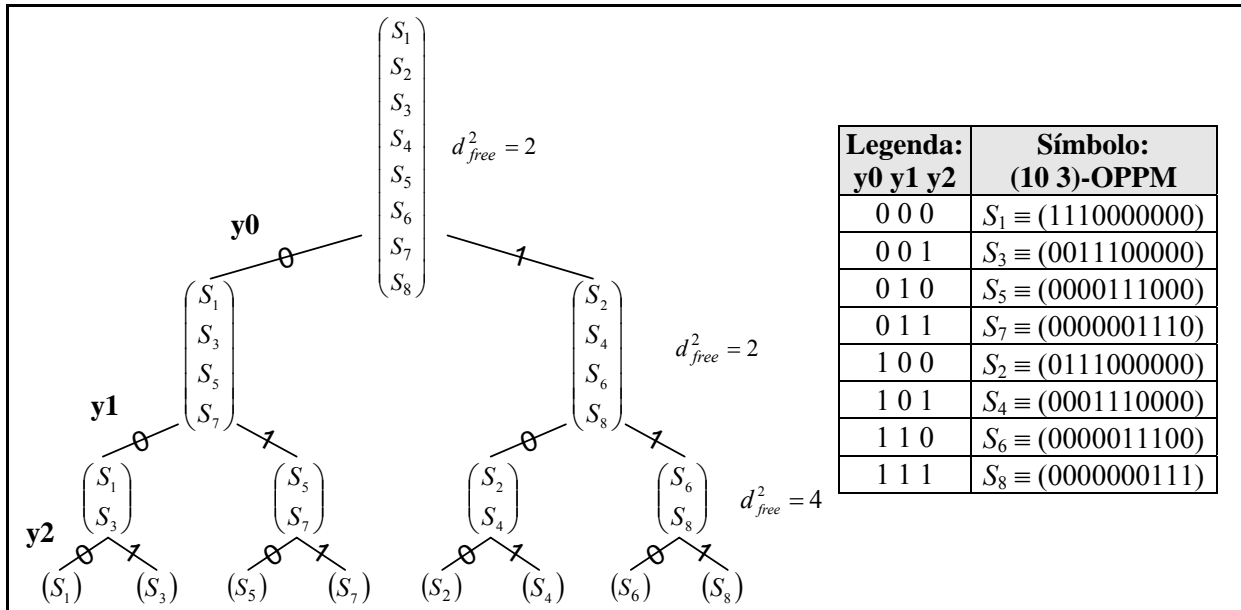


Figura 5-3. Partição da constelação de símbolos e regra de mapeamento da modulação (10 3)-OPPM, quando usado em códigos TCM de eficiência 2/3.

Legenda Bits: (y0 y1 y2)	l_n	Sinal de Saída (10 3)-OPPM	distância ²
0 0 0	0	$S_1 \equiv (1110000000)$	0
0 0 1	1	$S_3 \equiv (0011100000)$	4
0 1 0	2	$S_5 \equiv (0000111000)$	6
0 1 1	3	$S_7 \equiv (0000001110)$	4
1 0 0	4	$S_2 \equiv (0111000000)$	2
1 0 1	5	$S_4 \equiv (0001110000)$	2
1 1 0	6	$S_6 \equiv (0000011100)$	6
1 1 1	7	$S_8 \equiv (0000000111)$	2

Tabela 5-5. Distâncias usadas pelo algoritmo GUZWA para determinação de d_{free} de códigos TCM de eficiência 2/3, usando a partição da Figura 5-3 da modulação (10 3)-OPPM.

feita através do algoritmo GUZWA usando as correspondências entre legendas e distâncias apresentadas na Tabela 5-4 para a modulação (9 2), na Tabela 5-5 para a modulação (10 3) e na Tabela 5-6 para as modulações (11 4) e (12 5)-OPPM.

As mesmas modulações 8-OPPM foram consideradas para utilização em esquemas de codificação TCM com eficiência 1/3. Também neste caso, para a modulação (12 5)-OPPM foi usada a mesma partição da modulação (11 4)-OPPM. Novamente foram seleccionadas do conjunto das partições que conduzem a códigos CQR ou CZW aquelas que maximizam o somatório das distâncias a usar no algoritmo GUZWA. Os valores máximos destes somatórios são 22, 26 e 28 para as modulações (9 2), (10 3) e (11 4)-OPPM, respectivamente. A determinação de d_{free} é feita através do algoritmo GUZWA usando as correspondências entre legendas e distâncias apresentadas na Tabela 5-7.

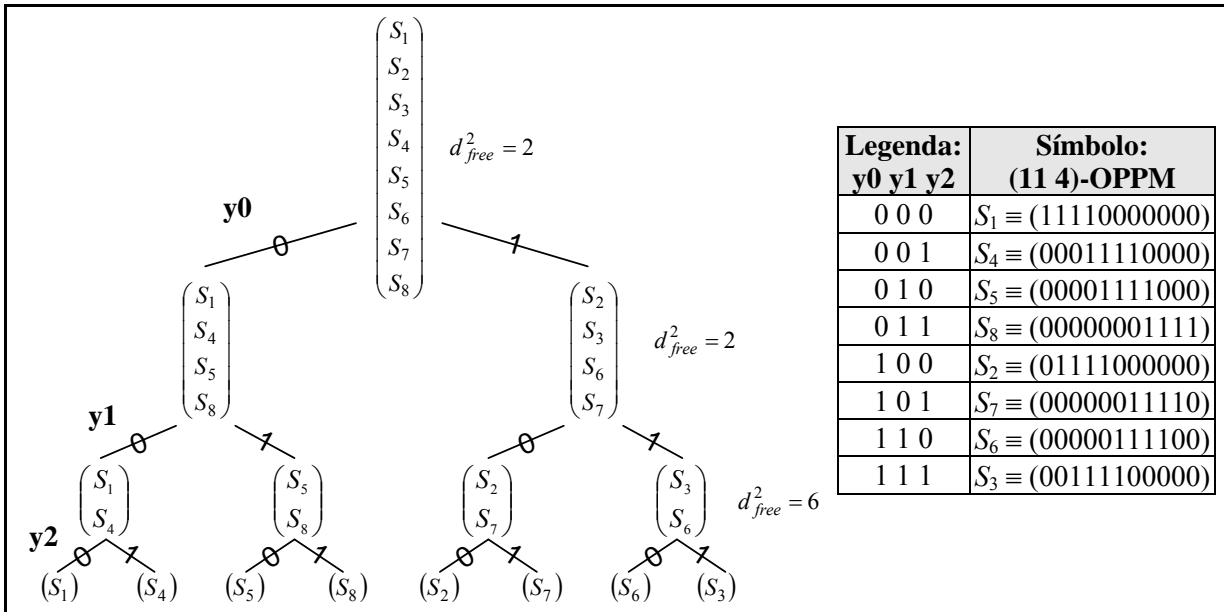


Figura 5-4. Partição da constelação de símbolos e regra de mapeamento da modulação (11 4)-OPPM, quando usado em códigos TCM de eficiência 2/3 (esta partição também foi usada para a modulação (12 5)-OPPM).

Legenda Bits: (y0 y1 y2)	l_n	Sinal de Saída (11 4)-OPPM	distância ²
0 0 0	0	S ₁ ≡ (11110000000)	0
0 0 1	1	S ₄ ≡ (00011110000)	6
0 1 0	2	S ₅ ≡ (00001111000)	8
0 1 1	3	S ₈ ≡ (00000001111)	2
1 0 0	4	S ₂ ≡ (01111000000)	2
1 0 1	5	S ₇ ≡ (00000011110)	4
1 1 0	6	S ₆ ≡ (00000111100)	2
1 1 1	7	S ₃ ≡ (00111100000)	4

Tabela 5-6. Distâncias usadas pelo algoritmo GUZWA para determinação de d_{free} de códigos TCM de eficiência 2/3, usando a partição da Figura 5-4 das modulações (11 4) e (12 5)-OPPM.

5.4 Resultados numéricos

5.4.1 Ganho de codificação assintótico

Para avaliar o desempenho dos esquemas TCM com modulações OPPM, calcula-se o ganho de codificação assintótico relativamente à transmissão não codificada usando modulação 2-PPM. Tal como foi deduzido no Apêndice - A6, os ganhos alcançáveis pelas modulações ($n w$)-OPPM podem ser calculados usando a expressão (5.1).

$$G_{cod_{(n w)OPPM}} = 10 \log_{10} \left(\frac{n^2}{8w^2} d_{free}^2 \right) \quad (5.1)$$

Modulação	Legenda Bits: (y0 y1 y2)	l_n	Sinal de Saída	distância ²
(9 2)-OPPM	0 0 0	0	$S_1 \equiv (110000000)$	0
	0 0 1	1	$S_2 \equiv (011000000)$	2
	0 1 0	2	$S_4 \equiv (000110000)$	2
	0 1 1	3	$S_3 \equiv (001100000)$	4
	1 0 0	4	$S_7 \equiv (000000110)$	4
	1 0 1	5	$S_6 \equiv (000001100)$	2
	1 1 0	6	$S_8 \equiv (000000011)$	4
	1 1 1	7	$S_5 \equiv (000011000)$	4
(10 3)-OPPM	0 0 0	0	$S_1 \equiv (1110000000)$	0
	0 0 1	1	$S_2 \equiv (0111000000)$	2
	0 1 0	2	$S_3 \equiv (0011100000)$	4
	0 1 1	3	$S_8 \equiv (0000000111)$	2
	1 0 0	4	$S_4 \equiv (0001110000)$	6
	1 0 1	5	$S_7 \equiv (0000001110)$	4
	1 1 0	6	$S_6 \equiv (0000011100)$	2
	1 1 1	7	$S_5 \equiv (0000111000)$	6
(11 4)-OPPM e (12 5)-OPPM	0 0 0	0	$S_1 \equiv (11110000000)$	0
	0 0 1	1	$S_2 \equiv (01111000000)$	2
	0 1 0	2	$S_3 \equiv (00111100000)$	4
	0 1 1	3	$S_4 \equiv (00011110000)$	2
	1 0 0	4	$S_6 \equiv (00000111100)$	6
	1 0 1	5	$S_5 \equiv (00001111000)$	8
	1 1 0	6	$S_8 \equiv (00000001111)$	2
	1 1 1	7	$S_7 \equiv (00000011110)$	4

Tabela 5-7. Regras de mapeamento e distâncias usadas pelo algoritmo GUZWA para determinação de d_{free} de códigos TCM de eficiência 1/3 para as modulações (9 2), (10 3) (11 4) e (12 5)-OPPM.

O ganho de codificação atingível por uma dada modulação ($n w$) OPPM depende directamente da distância livre d_{free}^2 (quadrado da distância Euclidiana mínima entre palavras de código). Assim a pesquisa dos melhores códigos implica a procura dos esquemas de codificação TCM que maximizem as menores distâncias entre as diferentes palavras de código, ou seja a maximização da distância livre do código. Os valores de d_{free}^2 foram determinados a partir da distância mínima entre palavras codificadas somando as diferenças em *chips* entre os símbolos OPPM. Por isso representa-se por d_{free}^2 (*chips*) a distância livre do código medida em *chips* da modulação OPPM, e por d_{free}^2 o valor absoluto da distância livre.

Modulação	Eficiência codificador	Codificador	Ordem de memória (v)								
			2	3	4	5	6	8	10		
4 - OPPM	$\frac{1}{2}$	d_{free}^2 (chips)	10	12	14	16	20	24	28		
		h^0	7	15	31	55	117	515	3453		
		h^1	2	2	02	02	42	072	0246		
(9 2)-OPPM	$\frac{1}{3}$	d_{free}^2 (chips)	12	16	20	24	28	34			
		h^0	0	1	02	05	22	131			
		$z^1; z^2$	1;6	03;15	05;32	13;65	045;133	223;536			
d_{free}^2 (chips)		16	22	26	30	34	40				
h^0		1	3	16	17	76	067				
$z^1; z^2$		1;7	05;17	27;35	35;57	123;175	035;557				
(10 3)-OPPM	$\frac{1}{3}$	d_{free}^2 (chips)	20	24	32	34	40	48			
h^0		2	2	13	30	47	342				
$z^1; z^2$		2;5	02;15	12;27	02;55	022;177	056;705				
(11 4)-OPPM e (12 5)-OPPM		$\frac{2}{3}$	d_{free}^2 (chips)	6	8	10	12	12	16	18*	
h^0			5	11	21	45	103	523	2741		
$h^1; h^2$			1;2	1;2	03;10	07;24	01;22	151;344	0017;1044		
(10 3)-OPPM	d_{free}^2 (chips)		8	10	12	12	14	18	20*		
h^0	7		11	23	63	143	667	2353			
$h^1; h^2$	1;3		2;4	04;16	01;14	01;24	112;314	0006;0704			
(11 4)-OPPM e (12 5)-OPPM	$\frac{2}{3}$	d_{free}^2 (chips)	6	8	12	12	14	18	20*		
h^0		5	11	21	73	137	453	3147			
$h^1; h^2$		1;2	1;2	01;02	01;06	05;76	275;154	0001;0220			
(17 2)-OPPM		$\frac{2}{4}$	d_{free}^2 (chips)	12	16	20	24	28			
			$h^{11}; h^{12}; z^{11}$	2;0;0	4;0;4	4;1;0	06;01;15	05;10;16			
			$z^{12}; h^{21}; h^{22}$	0;2;1	0;1;1	0;4;0	07;4;4	05;00;10			
	$z^{21}; z^{22}$		3;1	3;1	6;1	6;1	00;00				
(18 3)-OPPM	$\frac{2}{4}$		d_{free}^2 (chips)	16	22	26	30	34*			
			$h^{11}; h^{12}; z^{11}$	2;0;2	4;1;4	4;7;0	10;01;10	15;10;02			
			$z^{12}; h^{21}; h^{22}$	0;2;3	4;2;2	6;4;0	14;2;4	15;00;10			
			$z^{21}; z^{22}$	2;3	2;3	2;1	0;6	00;00			
(17 2)-OPPM			$\frac{3}{4}$	d_{free}^2 (chips)	8	8	12	12	14	18*	
				$h^0; h^1$	5;1	15;1	33;05	43;01	175;01	001;117	
				$h^2; h^3$	1;3	6;1	05;15	27;01	01;47	001;703	
(18 3)-OPPM				$\frac{3}{4}$	d_{free}^2 (chips)	8	10	12	16	18	22
		$h^0; h^1$			5;1	15;1	23;01	43;21	101;23	431;055	
		$h^2; h^3$			3;1	6;1	07;01	16;37	76;55	055;263	

Tabela 5-8. Polinómios dos codificadores dos melhores códigos TCM de modulações OPPM pesquisados e respectivos valores de d_{free}^2 (chips). Os valores ausentes correspondem a pesquisas não efectuadas devido à sua morosidade. Os valores assinalados pelo símbolo * correspondem a resultados de pesquisas incompletas.

Para se poder usar a expressão (5.1) torna-se necessário conhecer a relação existente entre d_{free}^2 (chips) e d_{free}^2 . Considerando a utilização de uma eficiência de codificação genérica igual a a/b , sendo b tal que a cardinalidade da modulação OPPM usada seja $M = 2^b$, verifica-se a relação:

Modulação (<i>n w</i>)-OPPM	Eficiência do Codificador	$G_{cod} (dB_{electricos})$						
		Ordem de Memória (ν)						
		2	3	4	5	6	8	10
(5 2)	1/2	4.95	5.74	6.41	6.99	7.96	8.75	9.42
(6 3)		2.22	3.01	3.68	4.26	5.23	6.02	6.69
(7 4)		0.39	1.18	1.85	2.43	3.40	4.19	4.86
(9 2)	1/3	8.29	9.54	10.5	11.3	12.0	12.8	
(10 3)		6.48	7.86	8.59	9.21	9.75	10.5	
(11 4)		5.36	6.15	7.40	7.67	8.37	9.16	
(12 5)		3.80	4.59	5.84	6.11	6.81	7.60	
(9 2)	2/3	8.29	9.54	10.5	11.3	11.3	12.6	13.1
(10 3)		6.48	7.44	8.24	8.24	8.91	10.0	10.5
(11 4)		3.14	4.39	6.15	6.15	6.82	7.92	8.37
(12 5)		1.58	2.83	4.59	4.59	5.26	6.35	6.81
(17 2)	2/4	14.1	15.3	16.3	17.1	17.7		
(18 3)		12.0	13.4	14.1	14.8	15.3		
(17 2)	3/4	14.1	14.1	15.8	15.8	16.5	17.6	
(18 3)		10.8	11.7	12.6	13.8	14.3	15.2	

Tabela 5-9. Valores dos ganhos de codificação assintóticos dos melhores códigos TCM, para as modulações (*n w*)-OPPM consideradas.

$$d_{free}^2 = d_{free}^2(chips) \cdot \frac{\text{duração do chip de } (n w)\text{OPPM}}{\text{duração do chip de } 2-PPM} = d_{free}^2(chips) \cdot \frac{a \cdot T_b}{\frac{n}{2}} \quad (5.2)$$

$$d_{free}^2 = d_{free}^2(chips) \cdot \frac{2a}{n}$$

Assim, fazendo em (5.1) a substituição da relação expressa em (5.2), obtém-se a expressão (5.3) usada na determinação dos ganhos de codificação assintóticos de um esquema TCM de eficiência a/b com modulações OPPM relativamente a 2-PPM sem codificação.

$$G_{cod_ (n w)\text{OPPM}} = 10 \log_{10} \left(\frac{a \cdot n}{4 w^2} d_{free}^2(chips) \right) \quad (5.3)$$

Na Tabela 5-8 são apresentados os resultados obtidos a partir das pesquisas computacionais exaustivas dos melhores esquemas TCM, que incluem a definição dos respectivos codificadores convolucionais e os correspondentes valores de distância livre medida em *chips* $d_{free}^2(chips)$. Os polinómios que definem os codificadores seguem a definição das estruturas dos codificadores convolucionais apresentada na secção 4.2. O valor desses polinómios de coeficientes binários é indicado em octal de acordo com a notação usada por Pietrobon em [Pie90] e já descrita anteriormente na secção 4.4. Foi possível realizar pesquisas computacionais exaustivas dos esquemas TCM com codificadores com ordens de memória $\nu = \{2, 3, 4, 5, 6, 8, 10\}$ para praticamente todas as modulações OPPM consideradas. Em alguns dos casos, como por exemplo para modulações 8-OPPM com codificadores de eficiência 2/3 e $\nu = 10$, foi impossível realizar as pesquisas computacionais completas

Modulação	Memória	Ganho (dB _{elétricos})	RSR_N (dB _{elétricos})
2-PPM	0	referência	15.6
4-PPM	0	5.78	9.78
(5 2)-OPPM	2	4.95	10.6
	4	6.41	9.15
	6	7.96	7.60
	8	8.75	6.81
	10	9.42	6.14
(6 3)-OPPM	2	2.22	13.3
	4	3.68	11.9
	6	5.23	10.3
	8	6.02	9.54
	10	6.69	8.87
(9 2)-OPPM (efici. = 2/3)	2	8.29	7.27
	4	10.5	5.06
	6	11.3	4.26
	8	12.6	2.96
	10	13.1	2.46
(10 3)-OPPM (efici. = 2/3)	2	6.48	9.08
	4	8.24	7.32
	6	8.91	6.65
	8	10.0	5.56
	10	10.5	5.06

Tabela 5-10. Valores de RSR_N necessárias para um desempenho de $PEB = 10^{-9}$, para as modulações M -PPM e $(n w)$ -OPPM.

devido aos tempos envolvidos para tal. Esses casos são assinalados na Tabela 5-8 com o símbolo *, e são indicados os resultados obtidos nas pesquisas parciais efectuadas.

Na Tabela 5-9 apresentam-se os valores dos ganhos de codificação dos esquemas TCM encontrados para as modulações OPPM, calculados a partir de (5.3) e usando os valores de d_{free}^2 (chips) dos melhores códigos apresentados na Tabela 5-8. A definição completa do melhor esquema TCM para uma determinada modulação com uma determinada ordem de memória no codificador, impõe o conhecimento da partição usada e dos polinómios que definem o codificador. Por exemplo, o melhor sistema de codificação TCM que usa a modulação (5 2)-OPPM com 64 estados no diagrama de Trellis ($\nu = 6$) deve usar a partição e regras de mapeamento da Figura 5-1 e um codificador de eficiência 1/2 definido pelos polinómios: $h^0 = 117$ e $h^1 = 42$, como indicado na Tabela 5-8. O desempenho teórico deste código pode ser avaliado a partir do respectivo ganho de codificação assintótico apresentado na Tabela 5-9, verificando-se neste caso o valor de 7.96 dB_{elétricos}.

Dos valores apresentados na Tabela 5-9 pode-se concluir que é possível com esquemas de codificação TCM que usam modulações OPPM alcançar ganhos bastante apreciáveis, mesmo usando codificadores convolucionais com ordens de memória baixas a moderadas. A Tabela 5-10 contém os

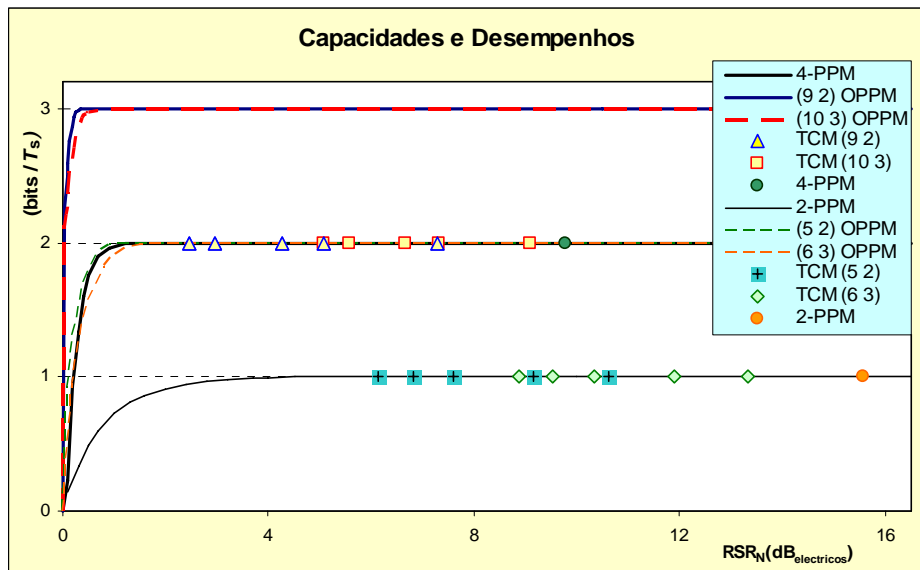


Figura 5-5. RSR_N necessárias para um desempenho de $PEB = 10^{-9}$, para as modulações que permitem transmissões a 1 e 2 $bit / T_{símbolo}$.

valores de RSR_N (expressa em $dB_{elétricos}$) para alcançar o desempenho de $PEB = 10^{-9}$ nos diferentes sistemas considerados, calculados a partir do valor de referência de $RSR_N = 15.56$ para 2-PPM sem codificação (valor encontrado no Capítulo 2) e dos ganhos de codificação dos vários esquemas TCM apresentados na Tabela 5-9.

Por forma a ilustrar graficamente os sucessivos incrementos de desempenho dos sistemas codificados com esquemas TCM usando as modulações OPPM foi feita a Figura 5-5. Nesta figura são representadas as curvas de capacidade (em $bits / T_{símbolo}$) das modulações usadas em sistemas de transmissão a 1 $bit / T_{símbolo}$: 2-PPM sem codificação, (5 2)- e (6 3)-OPPM com codificação de eficiência 1/2, e das modulações usadas em sistemas de transmissão a 2 $bit / T_{símbolo}$: 4-PPM sem codificação, (9 2)- e (10 3)-OPPM com codificação de eficiência 2/3. Os vários pontos assinalados representam o desempenho dos diferentes sistemas, tendo como abcissas os valores mínimos de RSR_N que permitem alcançar o desempenho de $PEB = 10^{-9}$. Os pontos relativos aos sistemas codificados representam da direita para a esquerda os sistemas com codificação TCM com os valores crescentes da ordem de memória (ν) do codificador: 2, 4, 6, 8 e 10. Da observação da Figura 5-5 verifica-se a existência de uma nítida vantagem em termos de desempenho dos sistemas de transmissão a 2 $bit / T_{símbolo}$. Constata-se também que as modulações ($n w$) OPPM com menor valor de n permitem obter os melhores desempenhos. Em todos os casos torna-se evidente que, para modulações OPPM, a utilização do tipo de codificação TCM permite, de forma significativa, aproximar o desempenho dos sistemas codificados à capacidade do canal.

5.4.2 Simulações dos sistemas

Para os esquemas de modulação (5 2) e (9 2) OPPM foram simulados na plataforma *COSSAP* os sistemas de transmissão com codificação TCM (códigos com ordens de memória de valores 2, 4, 6, 8 e

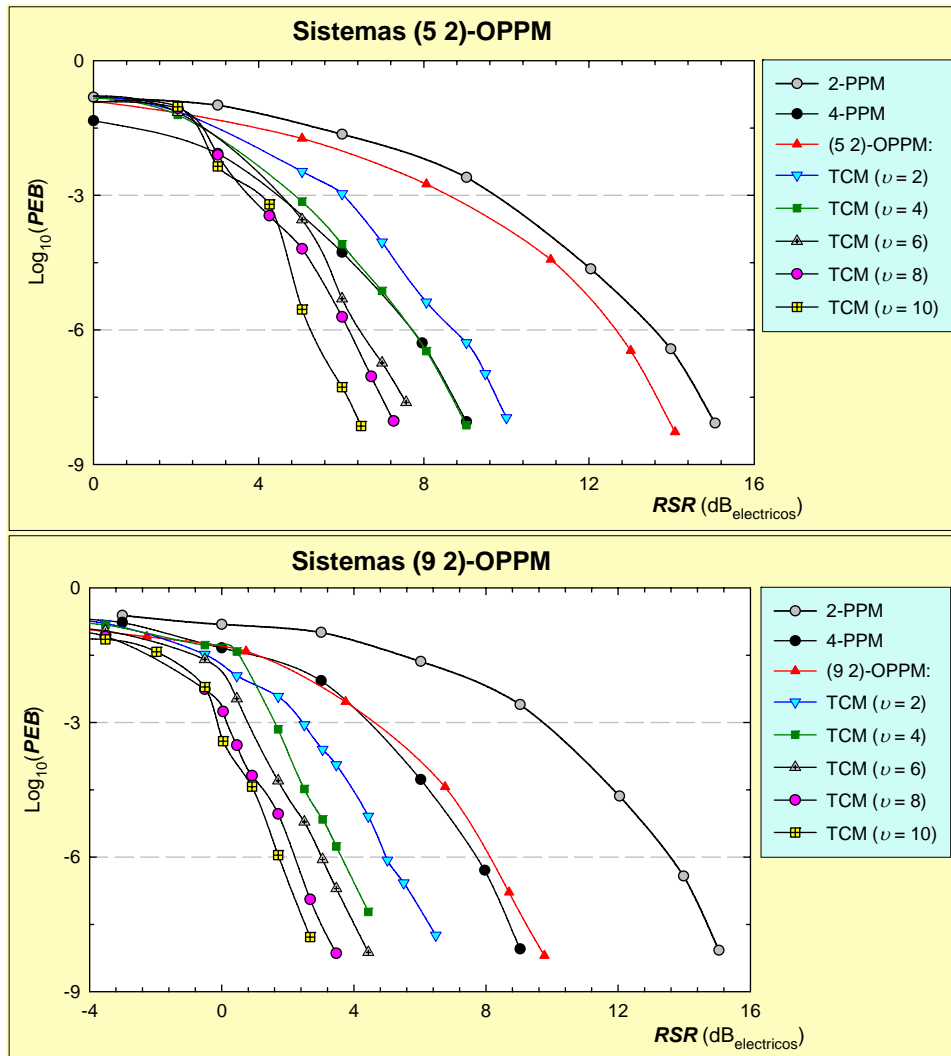


Figura 5-6. Comparações de desempenho para sistemas codificados e não codificados, usando as modulações (5 2) e (9 2) OPPM.

10) avaliando o seu desempenho em termos da PEB. No Apêndice - A7 é feita a descrição do método usado para efectuar as simulações. Apesar da morosidade das simulações, foi possível simular sistemas com desempenhos de PEB na ordem de 10^{-7} a 10^{-8} . Os resultados das simulações efectuadas para (5 2) e (9 2) OPPM, são ilustrados nas Figuras 5-9 e 5-10, respectivamente. Estas figuras fazem também a comparação dos desempenhos dos sistemas codificados com o desempenho dos sistemas sem codificação apresentados no Capítulo 2.

A Tabela 5-11 apresenta a comparação entre os valores dos ganhos de codificação assintóticos (valores teóricos esperados) e os obtidos por simulação, para os códigos TCM com ordens de memória 2, 4, 6, 8 e 10 usando as modulações (5 2) e (9 2) OPPM. Uma vez que não foi possível simular os sistemas com desempenhos de PEB da ordem de 10^{-9} , os valores apresentados como simulados resultam da extrapolação das curvas de simulação. As diferenças entre os valores esperados e simulados podem considerar-se pequenos, uma vez que em geral são inferiores a meio $dB_{eléctrico}$, o que permite concluir que

Modulação OPPM	Memória	Ganhos ($\text{dB}_{\text{elétricos}}$)		Diferença
		Assimptótico	Simulado	
(5 2)	2	5.0	5.0	0.0
	4	6.4	6.1	-0.3
	6	8.0	7.5	-0.5
	8	8.8	8.0	-0.8
	10	9.4	8.8	-0.6
(9 2)	2	8.3	8.4	+0.1
	4	10.5	10.2	-0.3
	6	11.3	10.6	-0.7
	8	12.6	11.7	-0.9
	10	13.1	12.4	-0.7

Tabela 5-11. Comparação entre os valores de ganhos assimptóticos e ganhos simulados extrapolados para $\text{PEB} = 10^{-9}$.

as simulações confirmam o modelo e método usados para a escolha dos esquemas de modulação TCM usando modulações $(n w)$ OPPM.

5.4.3 Característica “Ganho de codificação / Requisito de LB”

Os méritos dos vários sistemas de codificação TCM com modulações OPPM têm que ser avaliados a partir dos ganhos de codificação (ganhos em potência) que permitem alcançar, mas também das suas eficiências em termos de LB. Os requisitos de LB são calculados de forma idêntica ao efectuado para os esquemas TCM com modulações APPM, como descrito no Capítulo anterior na secção 4.4.3. Os valores de $(B_{90} \cdot T_b)_{\text{cod}}$ para os sistemas de modulação M -PPM não codificados e para os sistemas TCM de modulação $(n w)$ OPPM considerados são apresentados na Tabela 5-12, sendo normalizados a 1 para o sistema de modulação 2-PPM.

A Figura 5-7 apresenta uma representação gráfica da característica “ganho de codificação / requisito de largura de banda” para as modulações OPPM estudadas. Os ganhos de codificação (G_{cod}) são calculados relativamente ao sistema 2-PPM sem codificação e medidos em $\text{dB}_{\text{elétricos}}$. Na figura são representadas as características dos sistemas:

- 2-PPM não codificado, usado como referência e LB normalizada a 1 e G_{cod} igual a 0.
- 4- e 8-PPM não codificados, com G_{cod} iguais a 6 e 10.3 $\text{dB}_{\text{elétricos}}$, respectivamente.
- TCM com modulações 4-OPPM $\{(5\ 2), (6\ 3), (7\ 4)\}$ com codificadores de eficiência 1/2 e ordens de memória de valores 2, 4, 6, 8 e 10.
- TCM com modulações 8-OPPM $\{(9\ 2), (10\ 3), (11\ 4)\}$ com codificadores de eficiência 1/3 e 2/3 e ordens de memória de valores 2, 4, 6, 8 e 10.
- TCM com modulações 16-OPPM $\{(17\ 2), (18\ 3)\}$ com codificadores de eficiência 2/4 e 3/4 e ordens de memória de valores 2, 4, 6 e 8.
- OPPM não codificados que foram usados nos sistemas TCM anteriores.

Códigos TCM com OPPM

Modulação	M	$\log_2 M$	$(B_{90} \cdot T_s)_{unc}$	Eficiência a / b	$(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$	$(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$ <i>normalizada</i>
2-PPM	2	1	3.04	1	3.04	1.00
4-PPM	4	2	5.54	1	2.77	0.91
8-PPM	8	3	10.2	1	3.41	1.12
(5 2) OPPM	4	2	3.68	1/2	3.68	1.21
(6 3) OPPM	4	2	3.34	1/2	3.34	1.09
(7 4) OPPM	4	2	4.14	1/2	4.14	1.37
(9 2) OPPM	8	3	6.19	1/3	6.19	2.04
				2/3	3.10	1.02
(10 3) OPPM	8	3	4.94	1/3	4.94	1.63
				2/3	2.47	0.81
(11 4) OPPM	8	3	4.38	1/3	4.38	1.44
				2/3	2.19	0.72
(12 5) OPPM	8	3	4.16	1/3	4.16	1.37
				2/3	2.08	0.68
(17 2) OPPM	16	4	10.4	2/4	5.18	1.71
				3/4	3.46	1.14
(18 3) OPPM	16	4	8.10	2/4	4.05	1.33
				3/4	2.70	0.89

Tabela 5-12. Valores de $(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$ para os vários sistemas considerados: M -PPM não codificados e com codificação TCM com modulações $(n w)$ OPPM. Estes valores estão normalizados a 1 para 2-PPM.

Da análise da Figura 5-7 constata-se que para as modulações 8-OPPM e 16-OPPM os esquemas TCM de eficiência 1/3 e 2/4, respectivamente, exigem um aumento de LB excessivo e não produzem ganhos em potência significativos relativamente aos esquemas TCM de eficiência 2/3 e 3/4, respectivamente. Estes resultados já eram esperados, confirmando a conveniência da utilização dos esquemas de codificação TCM com eficiências $k / (k+1)$.

Quanto às modulações 4-OPPM codificadas verifica-se uma exigência de LB significativamente superior ao sistema 2-PPM. Os sistemas 8-OPPM com eficiência 2/3 e 16-OPPM com eficiência 3/4 exigem LB inferiores ou em alguns casos ligeiramente superiores às requeridas pelos sistemas PPM não codificados. Apresentam-se, desta forma, como soluções viáveis na concretização do objectivo de proporcionar sistemas com ganhos de potência consideráveis relativamente aos sistemas PPM não codificados, sem recurso ao aumento da LB.

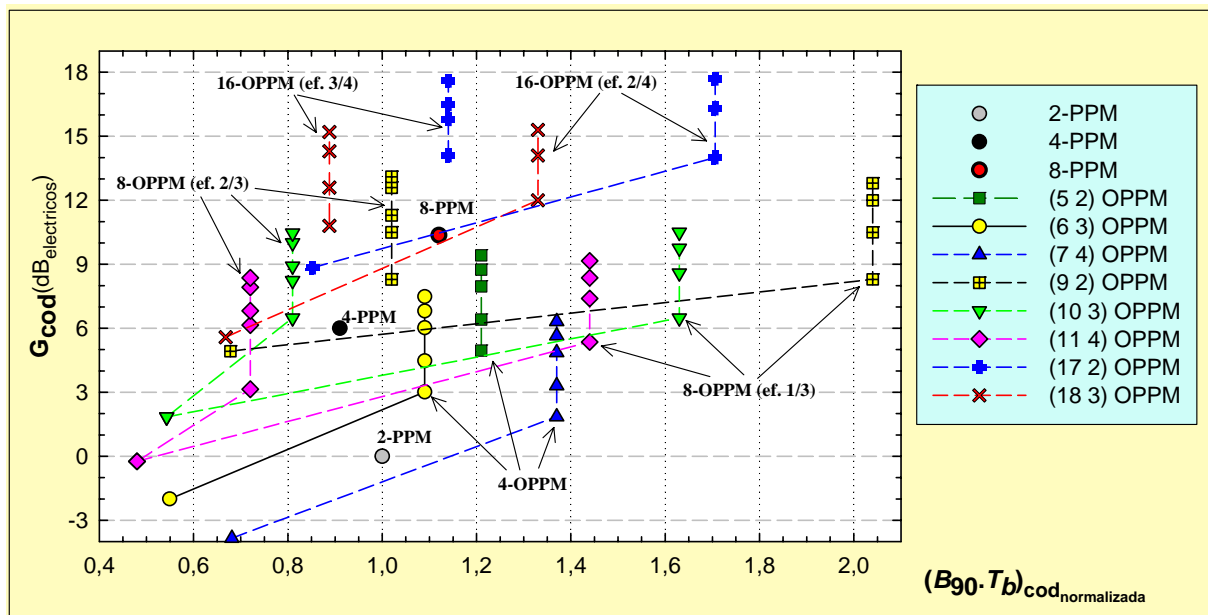


Figura 5-7. Ganhos de codificação assintóticos (G_{cod}) versus $(B_{90} \cdot T_b)_{cod}$ normalizada dos sistemas com modulação 2-, 4- e 8-PPM não codificados e dos sistemas TCM com modulações $(n \ w)$ OPPM. A posição de cada ponto representa o compromisso entre o ganho de codificação TCM e o requisito de largura de banda do sistema.

5.5 Comparação entre os sistemas OPPM e APPM codificados

Nesta secção comparam-se os desempenhos de alguns dos esquemas com codificação TCM propostos com esquemas de modulação OPPM e APPM, estes últimos analisados com maior detalhe no Capítulo 4. A Figura 5-8 faz a comparação dos desempenhos, em termos de PEB obtidas por simulação, dos sistemas 2- e 4-PPM sem codificação e dos sistemas com codificação TCM com ordens de memória iguais a 6 e 10 (64 e 1024 estados) usando as modulações: 2×2 - e 2×4 -APPM, e (5 2) e (9 2) OPPM, reunindo alguns dos resultados que foram previamente apresentados diferenciadamente para cada uma destas modulações.

Na Figura 5-9 faz-se a comparação gráfica das características “ganho de codificação / requisito de largura de banda” para alguns dos esquemas TCM propostos com modulações APPM (ver Figura 4-12) e OPPM (ver Figura 5-7). As modulações $A \times M$ -APPM são 2×2 -, 4×2 -, 2×4 - e 4×4 - usadas em esquemas TCM de eficiências 1/2, 1/3, 2/3 e 2/4, respectivamente. As modulações $(n \ w)$ OPPM representadas são apenas (5 2), (9 2) e (17 2), usadas respectivamente em esquemas TCM de eficiências 1/2, 2/3 e 3/4. Fica demonstrado o compromisso existente entre as eficiências em potência e em LB dos sistemas estudados, que inviabilizam a selecção de um único sistema como sendo o melhor. Os melhores sistemas são aqueles que, na Figura 5-9, mais se aproximam do canto superior esquerdo, permitindo uma maior eficiência em potência (G_{cod} superior) e uma menor exigência de LB ($B_{90} \cdot T_b$ menor). Nesse sentido, os esquemas TCM com as modulações 4×4 - e 2×4 -APPM ocupam um lugar de destaque, sendo de considerar também como

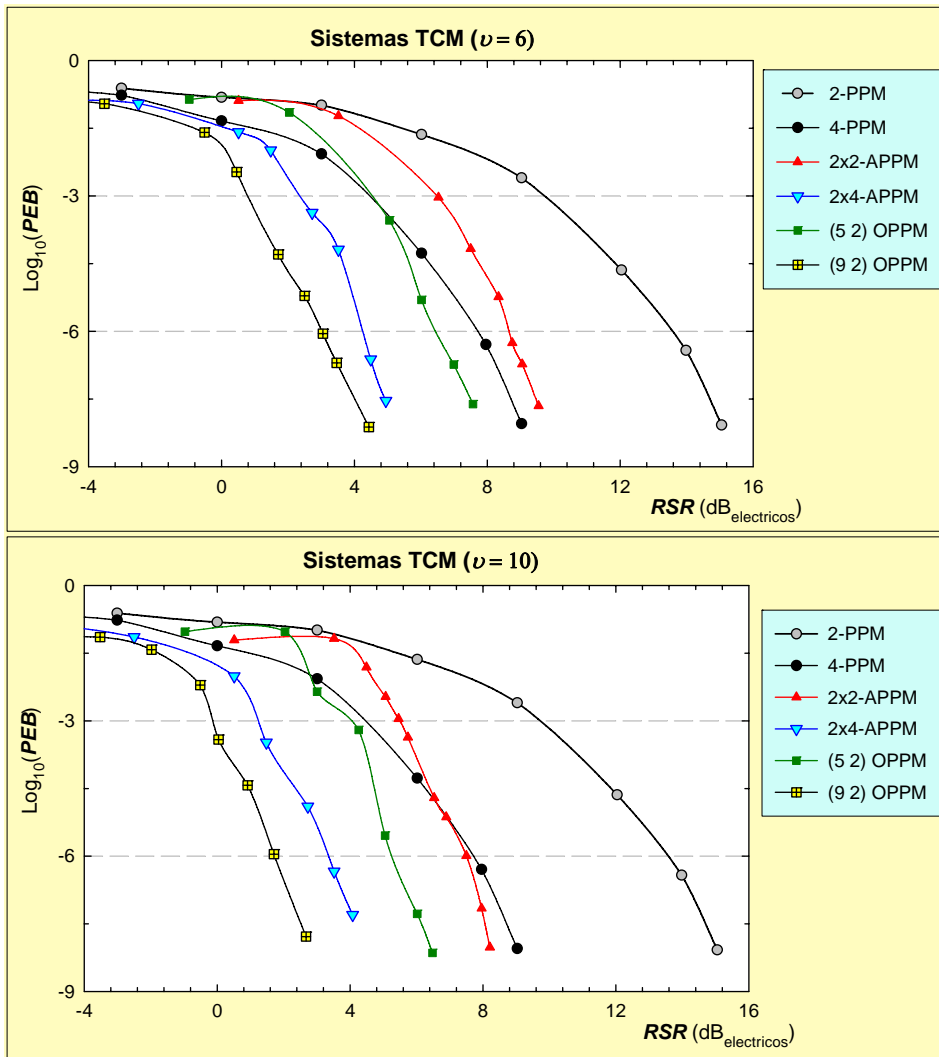


Figura 5-8. Comparação do desempenho dos sistemas codificados com esquemas TCM (ordem de memória 6 e 10) e modulações APPM e OPPM, e sistemas PPM não codificados.

apreciável a característica equilibrada do sistema com modulação (9 2)-OPPM. O sistema (17 2)-OPPM apresenta ganhos de codificação muito superiores mas já requer uma LB ao nível do sistema 8-PPM não codificado, sendo de prever que o sistema TCM com modulação 2x8-APPM, que não foi estudado, daria ganhos de potência da mesma ordem de grandeza e com uma superior eficiência de LB. Os sistemas com codificação TCM com as modulações (5 2) OPPM e 2x2- e 4x2-APPM, tendo sido estudados na perspectiva de superarem o desempenho de 2-PPM, embora concretizem esse objectivo não se oferecem, no entanto, como alternativas viáveis ao sistema 4-PPM não codificado. Em particular, o sistema OPPM pela sua ineficiência em termos de LB, e em geral porque os incrementos dos ganhos de potência alcançáveis não serem significativos, superando 4-PPM apenas em esquemas TCM de ordem de memória elevada, ou seja necessitando de complexidades excessivas e pouco compensadoras na implementação destes sistemas.

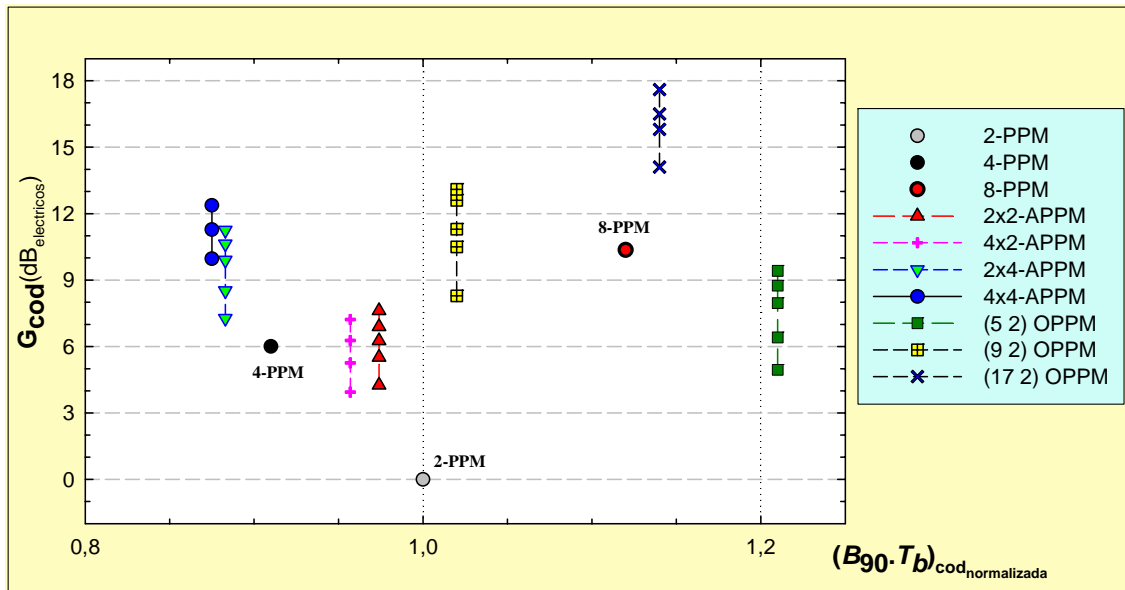


Figura 5-9. Ganhos de codificação assintóticos (G_{cod}) versus $(B_{90} \cdot T_b)$ dos sistemas com modulação 2- e 4-PPM não codificados e dos sistemas TCM com modulações $A \times M$ -APPM e $(n \ w)$ OPPM. O posicionamento de cada ponto representa o compromisso entre o ganho de codificação TCM e o requisito de largura de banda do sistema.

Em termos gerais, pode-se concluir da possibilidade de se atingirem ganhos de codificação apreciáveis utilizando esquemas TCM com modulações $A \times M$ -APPM sem perda de eficiência de largura de banda, relativamente aos sistemas não codificados com modulações M -PPM. Esses ganhos podem ainda ser aumentados se forem utilizados alguns dos esquemas TCM com modulações OPPM, mas normalmente à custa de uma maior disponibilidade em termos de LB.

5.6 Resumo

Neste Capítulo descreveram-se os procedimentos necessários para proceder à pesquisa dos melhores esquemas de codificação TCM com modulações OPPM, tendo sido seguido o método apresentado no Capítulo anterior para as modulações APPM. As modulações OPPM foram assim propostas como outra forma de expandir os alfabetos das modulações PPM sem um aumento significativo de largura de banda, para acomodarem a introdução de redundância na transmissão explorada pela utilização de esquemas TCM. De entre as várias modulações OPPM apenas as de cardinalidade igual a uma potência de 2 podem ser consideradas eficientes do ponto de vista de uma implementação prática. Foram assim consideradas algumas modulações OPPM com cardinalidades iguais a 4, 8 e 16, para as quais foram definidas as eficiências e estruturas dos codificadores convolucionais a usar pelos códigos TCM. Uma vez demonstrada a não regularidade dos esquemas TCM com modulações OPPM foi feita a determinação das partições que verificam a condição de Zehavi-Wolf e dos polinômios geradores dos codificadores de várias ordens de memória que permitem maximizar d_{free} , usando o algoritmo GUZWA. A partir das expressões deduzidas para os ganhos de codificação assintóticos em função do parâmetro d_{free} foram

Códigos TCM com OPPM

avaliados os ganhos dos esquemas de codificação TCM com modulações OPPM, tendo-se realizado simulações dos sistemas (5 2) e (9 2)-OPPM cujos resultados comprovaram os ganhos teóricos esperados.

Nas últimas secções deste Capítulo são apreciados os benefícios de todos os sistemas codificados propostos com esquemas TCM tanto com modulações OPPM como APPM, relativamente aos sistemas PPM não codificados. Essa apreciação baseia-se na determinação da característica “ganho de codificação *versus* requisitos de LB” para as várias modulações, então representadas graficamente para facilitar as comparações. Da análise destas figuras de mérito das várias modulações foi possível conferir a possibilidade de se atingirem ganhos de codificação apreciáveis com os esquemas TCM propostos sem perdas significativas de eficiência de largura de banda, relativamente aos sistemas PPM não codificados. Em geral esses ganhos são maiores nos sistemas codificados OPPM do que nos congéneres APPM mas à custa de uma maior disponibilidade em termos de LB.

Capítulo 6

6. CENÁRIOS PRÁTICOS COM TCM

6.1 Introdução

Neste Capítulo é feita a análise do desempenho dos códigos TCM com modulações APPM e OPPM propostos nos Capítulos 4 e 5 em situações mais próximas de uma implementação prática de um sistema de comunicações sem fios por infravermelhos. Na secção 2 consideram-se vários sistemas de transmissão com adaptação da taxa de transmissão que usam códigos TCM em alguns dos seus modos de funcionamento. Alguns critérios de avaliação do desempenho operacional destes sistemas multi-taxa são definidos e calculados para efectuar comparações em termos das distâncias emissor-receptor e, dessa forma, avaliar a eficiência de transmissão que os vários sistemas permitem alcançar. Na secção 3 faz-se a análise do desempenho dos esquemas TCM com modulações APPM e OPPM em canais com dispersão multipercurso, que provoca na recepção o aparecimento de interferência entre símbolos (IES). Para isso é necessário considerar um modelo de sistema que inclua a adaptação do receptor à resposta impulsional do canal com IES. Os códigos TCM propostos nos Capítulos anteriores foram pesquisados como óptimos para o canal AWGN sem interferência, daí o interesse de avaliar o seu desempenho em ambientes mais realistas, ou seja em canais não ideais em termos de IES. Os desempenhos destes códigos em canais com IES são avaliados por recurso a simulação e comparados com os esquemas TCM com modulações PPM propostos como óptimos especificamente para ambientes com IES, apresentados em [Lee97].

6.2 TCM em sistemas com adaptação de velocidades

A complexidade envolvida na implementação dos sistemas de comunicação com codificação TCM, ou em geral na codificação convolucional, está directamente relacionada com a complexidade exigida

Cenários práticos com TCM

pela operação de descodificação. A descodificação usa o algoritmo de *Viterbi*, cuja complexidade aumenta com o número de estados do diagrama de *Trellis* (igual a 2^v , sendo v a ordem de memória do codificador) e com o ritmo binário que a transmissão exige. O primeiro factor implica uma maior capacidade de processamento (velocidade e memória) dos circuitos do descodificador, enquanto o segundo factor exige uma maior celeridade da operação de descodificação. Assim, qualquer implementação de um sistema com adaptação da taxa de transmissão que use codificação estará limitado pelos factores: velocidades de transmissão admitidas e complexidade dos códigos usados.

Quando as condições de transmissão se degradam, havendo uma diminuição significativa da *RSR*, torna-se necessário adaptar as condições de operacionalidade do sistema diminuindo a velocidade de transmissão de dados e/ou aumentar o grau de protecção dos dados, pelo aumento da redundância da codificação. Em esquemas convencionais de codificação esta última solução implica também a primeira. No entanto, a utilização de códigos TCM permite proceder à introdução de redundância na transmissão sem necessariamente diminuir a velocidade dos dados, por exemplo com a transição da operação com modulação 2-PPM não codificado para a operação com códigos TCM com 2×2-APPM.

Uma questão óbvia merece então ser colocada: uma vez que o desempenho do sistema 2-PPM é inferior ao sistema TCM com 2×2-APPM: este último pode e deve ser sempre usado? De facto seria conveniente usar o sistema codificado mas, devido à sua maior complexidade de implementação, constrangimentos de ordem prática podem preterir a sua utilização em detrimento do sistema não codificado. Na fase de projecto de um sistema de transmissão adaptativa deve avaliar-se qual a complexidade máxima admissível do sistema (frequência de relógio, capacidade de memória, paralelismo de circuitos, etc.) que determinará a capacidade de processamento do descodificador. Uma vez definida a complexidade máxima do sistema, consideremos que para o modo de operação com codificação TCM de quatro estados com 2×2-APPM ficava limitado a um ritmo binário máximo $R_{b_{max}}$. Caso se exigisse que o sistema suportasse ritmos binários superiores a $R_{b_{max}}$ ter-se-ia que usar outro modo de operação cuja complexidade fosse menor, como por exemplo a modulação 2-PPM sem codificação. Se por outro lado se pretendesse equipar o sistema com modos de operação que, para responder a condições de transmissão mais desfavoráveis, funcionem em ritmos binários inferiores a $R_{b_{max}}$, então podia-se aumentar a complexidade desses modos de operação utilizando codificação TCM com 2×2-APPM com um número maior de estados.

Pode-se então concluir que num sistema de transmissão com adaptação do ritmo de transmissão, a utilização de um determinado modo de operação (modulação e codificação) está dependente do produto da sua complexidade (operações/bit) pelo ritmo binário (bits/seg) não ultrapassar a capacidade de processamento do descodificador (operações/seg).

$$\text{Capacidade do descodificador} \geq \text{Complexidade}_{\text{modo}_i} \times \text{Ritmo binário}_{\text{modo}_i} \quad (6.1)$$

$(\text{operações} / \text{seg}) \qquad \qquad \qquad (\text{operações} / \text{bit}) \qquad \qquad \qquad (\text{bits} / \text{seg})$

Sistema	Modulação		Codificação
1	4-PPM		Sem codificação
2	2×2-APPM		Códigos TCM com $v = \{2, 4, 6, 8, 10\}$
3	4 Mbps	4-PPM	Sem codificação
	restantes taxas	2×4-APPM	Códigos TCM com $v = \{2, 4, 6, 8\}$
4	4×4-APPM		Códigos TCM com $v = \{2, 3, 4, 5, 6\}$
5	(9 2)-OPPM		Códigos TCM com $v = \{2, 4, 6, 8, 10\}$

Tabela 6-1. Caracterização da modulação e codificação dos cinco sistemas multitaxa com adaptação da velocidade de transmissão.

De acordo com estas limitações de ordem prática podemos definir e comparar o desempenho de vários hipotéticos sistemas adaptativos em termos da sua eficiência de conectividade (alcance, ritmos binários). Uma vez que na definição dos vários sistemas propostos não foram consideradas as mesmas limitações de complexidade admitidas, não se podem retirar das comparações entre os sistemas conclusões definitivas à cerca de qual dos sistemas é melhor. De facto, o objectivo deste estudo pretende ser meramente demonstrativo do trabalho de comparação do desempenho de diferentes sistemas.

6.2.1 Sistemas e cenários

Neste estudo foram considerados cinco sistemas multitaxa, todos apresentam cinco modos de operação correspondentes às taxas de transmissão de informação de valores 4, 2 e 1 Mbps, 500 e 250 kbps. Este é o mesmo conjunto de taxas de transmissão suportado pela norma *Advanced IrDA* [3] utilizando códigos de repetição. A Tabela 6-1 caracteriza os cinco sistemas considerados, em termos das técnicas de modulação e codificação usadas. O sistema 1 é o único que não apresenta codificação e usa a modulação 4-PPM em todos os modos de operação. Este sistema é considerado no estudo para servir como referência em comparações com os restantes. Em termos de desempenho este sistema seria equivalente a um sistema que operasse sempre com um ritmo binário efectivo no canal igual a 4 Mbps, sem redundância no modo 1 e com redundância introduzida por códigos de repetição de factores 2, 4, 8 e 16 para os modos consecutivos seguintes. No sistema 2 são empregues esquemas TCM com modulação 2×2-APPM, sendo a memória dos codificadores crescente (2, 4, 6, 8 e 10) à medida que a velocidade de transmissão diminui. O sistema 3 pretende representar um sistema que por restrições na complexidade máxima admitida obrigue à utilização da modulação de 4-PPM sem codificação para a velocidade de transmissão mais elevada, e que só para as velocidades menores possibilite a utilização de codificação. Neste caso essa codificação é feita com esquemas TCM com a modulação 2×4-APPM, sendo a memória dos codificadores crescente (2, 4, 6 e 8) à medida que a velocidade de transmissão diminui. O sistema 4 utiliza os esquemas TCM com a modulação 4×4-APPM e codificadores com memórias de ordem 2, 3, 4,

Cenários práticos com TCM

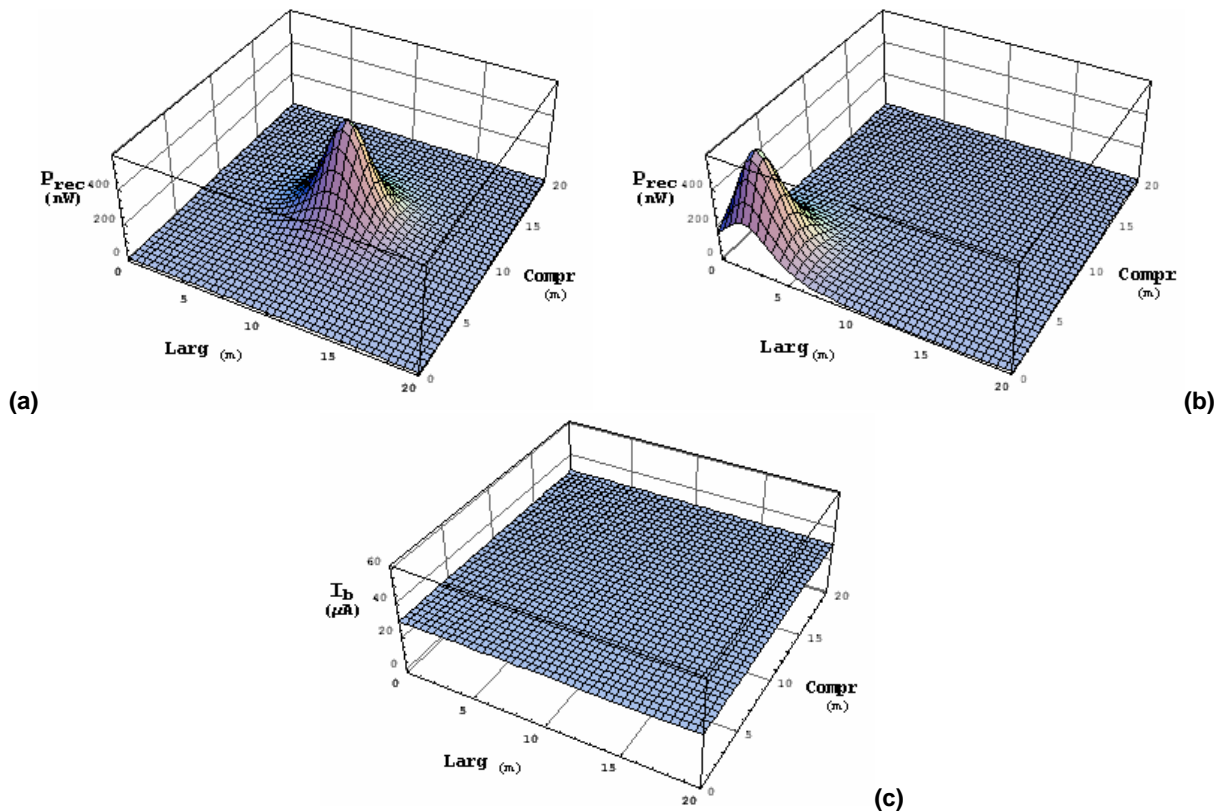


Figura 6-1. Modelos de distribuição espacial do sinal de potência recebida: (a) no Cenário 1; (b) no Cenário 2. (c) Distribuição isotrópica do nível de corrente de *shot noise* no receptor.

5 e 6. O sistema 5 explora a utilização de esquemas TCM com a modulação (9 2)-OPPM com codificadores com memórias de ordem 2, 4, 6, 8 e 10.

A complexidade do sistema está intimamente relacionada com o número de operações requeridas pelo algoritmo de *Viterbi* usado para efectuar a descodificação. Este valor é proporcional a 2^v , ou seja ao número de estados do diagrama de *Trellis* usado pelo algoritmo de *Viterbi*. Para o sistema 4 considera-se que a diminuição da taxa de transmissão para metade só permite acomodar um incremento linear da ordem de memória do código, o que, de acordo com a expressão (6.1), faz a complexidade do descodificador constante em todas as taxas de transmissão. Os sistemas 2, 3 e 5 não obedecem a esta limitação, e para cada redução para metade da taxa de transmissão existe um incremento de dois na ordem de memória do código, o que pela expressão (6.1) implicaria em princípio um aumento para o dobro na complexidade do descodificador. Na prática este tipo de limitações pode ser compensado explorando técnicas de descodificação paralela e/ou técnicas de optimização do algoritmo de *Viterbi*.

Para avaliar o desempenho dos vários sistemas são feitas simulações considerando dois cenários diferentes, ambos numa sala de grandes dimensões com (Comp, Larg, Alt) = (20, 20, 2.6) metros. Considera-se que os dispositivos emissores e receptores de comunicação por infravermelhos podem estar colocados na sala nas várias mesas de trabalho cuja altura acima do chão é 1 m. Os dois cenários considerados diferem apenas na localização do emissor na célula óptica, num o emissor está colocado

exactamente no centro da sala (10, 10, 1) (m) e no outro próximo de um dos cantos da sala (2, 2, 1) (m). O emissor é modelado como uma fonte com diagrama de radiação do tipo Lambertiano generalizado tendo simetria rotacional, com uma potência média de 125 mW e uma largura de feixe a meia potência ($hpbw$) igual a 60° . Em canais interiores de comunicações por infravermelhos sem fios, apenas a superfície do tecto tem um coeficiente de reflexão significativo. Isto, porque as paredes da sala normalmente estão muito afastadas (espaços livres ou amplos), sendo assim suficiente considerar apenas uma única reflexão na superfície do tecto. Assim, para realizar o cálculo da potência recebida nas diferentes posições da célula óptica foi usado o modelo de propagação de reflexão única, inicialmente proposto por Gfeller em [Gfe79], e usado por exemplo em [Tav97]. Nas simulações considera-se o coeficiente de reflexão do tecto igual a 0.8. As características do receptor são: o fotodiodo PIN está orientado verticalmente apontando para cima com um FOV de 90° , tem uma responsividade de 0.6 e uma área activa de 0.35 cm^2 .

Considera-se que a sala está iluminada por um nível constante de luz ambiente natural, existindo portanto uma distribuição espacial isotrópica do ruído com uma intensidade de $200 \mu\text{A}/\text{cm}^2$ induzindo no fotodetector uma corrente de *shot noise* $I_b = 70\mu\text{A}$. As distribuições espaciais do sinal de potência recebida e da corrente de *shot noise* na sala são apresentadas na Figura 6-1. Uma vez que a distribuição do ruído é constante, a forma da distribuição do sinal de potência recebida coincide com a distribuição da RSR . O valor máximo de potência recebida é obviamente atingido na exacta posição do emissor com o valor de 116 nW.

6.2.2 Definição de medidas de desempenho

Por forma a avaliar e comparar o desempenho dos vários sistemas em estudo, em termos da eficiência das suas transmissões emissor-receptor dentro da célula óptica, definem-se as seguintes medidas de desempenho:

- *Alcance Máximo* (m): distância máxima entre emissor e receptor que permite a existência de conectividade, obviamente este valor coincide com o alcance da menor velocidade de transmissão do sistema.
- *Cobertura Total* (m^2): área de toda a zona de conectividade do sistema obtido a partir da expressão (6.2). Este valor é igual ao resultante da sobreposição de todas as zonas de conectividade das várias velocidades de transmissão do sistema.

$$\text{Cobertura Total} = \pi \cdot (\text{Alcance Máximo})^2 \quad (6.2)$$

- *DLV - Distribuição Linear de Velocidade* (Mbps.m): soma ponderada dos alcances dos vários modos de operação do sistema, pelas respectivas taxas de transmissão. A expressão para determinar o valor de DLV de um sistema é a seguinte:

$$DLV = \sum_i \text{velocidade}_i \cdot \text{alcance}_i \quad (6.3)$$

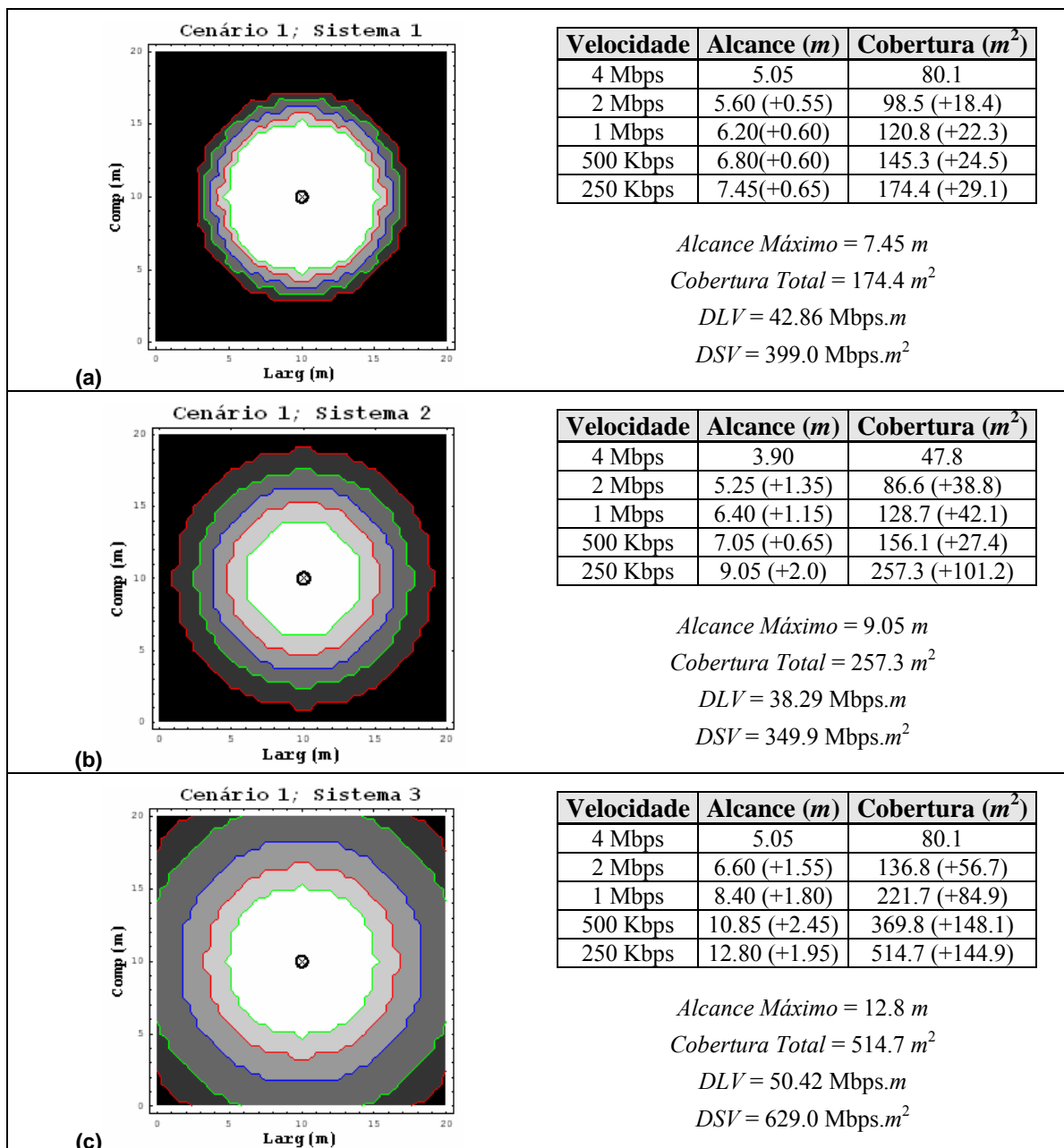


Figura 6-2. Representação das zonas de operacionalidade das várias velocidades de transmissão dos sistemas 1, 2 e 3, nas condições do cenário 1 (emissor no centro da sala assinalado pelo símbolo ⊗). Do lado direito, são apresentados alguns dos respectivos valores de desempenho.

- *DSV - Distribuição Superficial de Velocidade* (Mbps.m²): soma ponderada das várias áreas de cobertura atingidas pelo sistema, pelas várias taxas de transmissão usadas. Ou seja, para determinar o valor de DSV de um sistema usa-se a expressão:

$$DSV = \sum_i velocidade_i \cdot cobertura_i \tag{6.4}$$

As definições feitas anteriormente só fazem sentido num cenário de distribuições espaciais isotrópicas de ruído e sinal. Apenas nestas condições, as zonas de conectividade são circulares e os raios desses círculos representam os alcances de conectividade entre emissor e receptor.

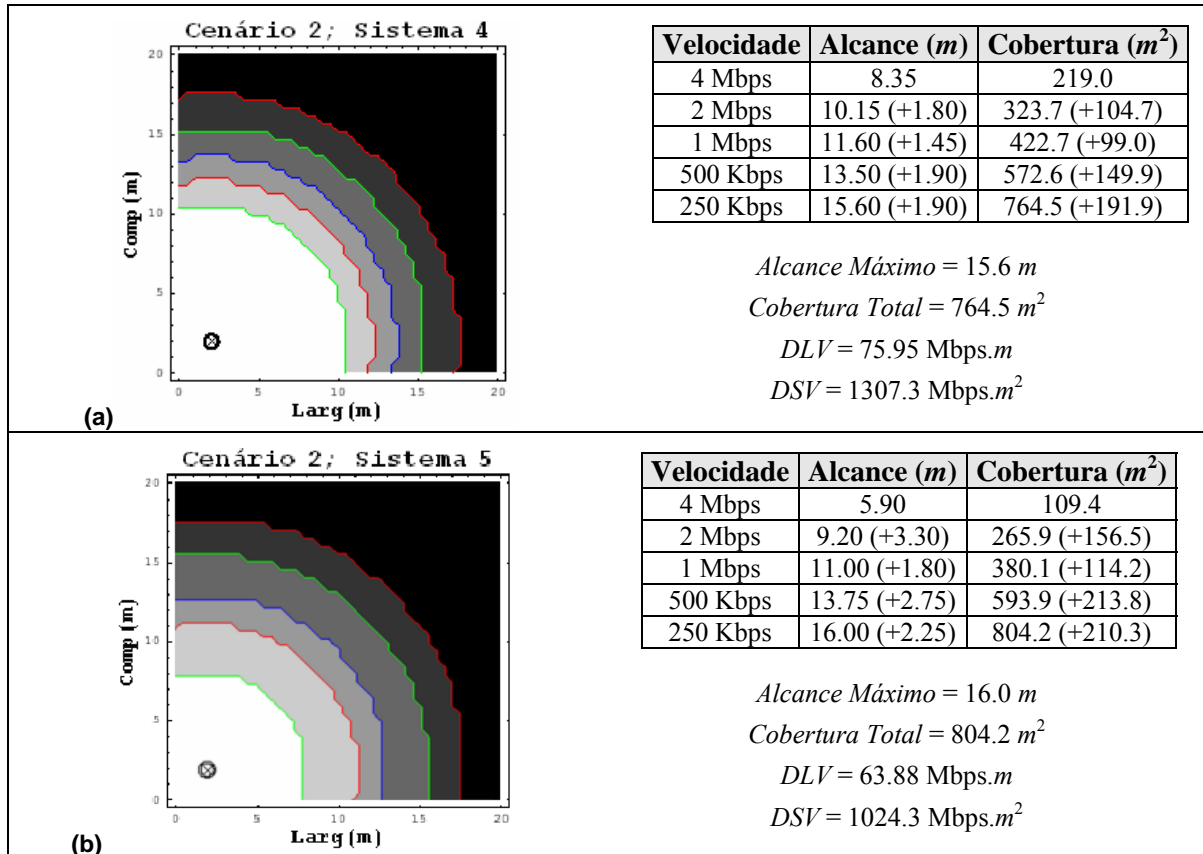


Figura 6-3. Representação das zonas de operacionalidade das várias velocidades de transmissão dos sistemas 4 e 5 nas condições do cenário 2. O símbolo ⊗, assinala a posição do emissor na sala. Do lado direito, são apresentados alguns dos respectivos valores de desempenho.

6.2.3 Desempenho dos sistemas com adaptação de velocidades

Os sistemas 1, 2 e 3 são avaliados nas condições do cenário 1, representando-se na Figura 6-2 as zonas de operacionalidade das diferentes taxas de transmissão suportadas por estes sistemas. À direita de cada figura encontra-se uma tabela onde estão quantificados os alcances lineares e as áreas de cobertura de cada uma das taxas de transmissão, bem como os respectivos incrementos obtidos com as sucessivas diminuições de velocidade. Na Figura 6-2 a) está representado o desempenho do sistema 1 quando o emissor se encontra no centro da sala. Pode-se constatar que o alcance do modo de operação de 4 Mbps é de 5.05 m e que os sucessivos decrementos da taxa de transmissão possibilitam aumentos do alcance da conectividade de cerca de 60 cm. No caso do sistema 2, quando usado nas condições do cenário 1, tem o desempenho ilustrado na Figura 6-2 b) que comparativamente com o sistema 1 permite alcances menores nas duas taxas de transmissão mais altas, mas a partir daí, para as outras taxas mais baixas consegue superar o sistema 1 em termos de alcance. Este resultado está de acordo com o facto de os esquemas TCM com 2x2-APPM (analisados no Capítulo 4) só apresentarem ganhos, relativamente a 4-PPM, quando a ordem de memória dos códigos toma valores a partir de 6. Em termos gerais, quando comparados os sistemas 1 e 2 nos parâmetros de *DLV* e *DSV*, o sistema 1 apresenta desempenhos superiores. Na Figura 6-2 c) que representa o desempenho do sistema 3 no cenário 1 verifica-se uma

Cenários práticos com TCM

Sistema	Alcance Máximo		Cobertura Total		DLV		DSV	
	valor	ganho	valor	ganho	valor	ganho	valor	ganho
1	7.45	----	174.4	----	42.86	----	399.0	----
2	9.05	+21%	257.3	+48%	38.29	-11%	349.9	-12%
3	12.8	+72%	514.7	+195%	50.42	+18%	629.0	+58%
4	15.6	+109%	764.5	+338%	75.95	+77%	1307.3	+228%
5	16.0	+115%	804.5	+361%	63.88	+49%	1024.3	+157%

Tabela 6-2. Resumo dos parâmetros de desempenho Alcance Máximo, Cobertura Total, DLV e DSV, para os sistemas em estudo: valores obtidos e correspondentes ganhos relativamente ao sistema 1.

quase cobertura total de toda a área da sala. O alcance do modo de operação de 4 Mbps que usa a modulação de 4-PPM é de 5.05 m, e os sucessivos decrementos da taxa de transmissão, para os quais se utilizam esquemas TCM com 2x4-APPM, permitem obter ganhos de alcance da conectividade de cerca de 2 m. Assim, o sistema 3 apresenta valores superiores em todos os índices de desempenho calculados.

Uma vez que os sistemas 4 e 5 têm alcances superiores aos restantes, é considerado e avaliado o seu desempenho nas condições do cenário 2, estando o emissor próximo de um dos cantos da sala. Nas condições do cenário 1, os sistemas 4 e 5 permitiriam, mesmo usando a taxa de transmissão mais elevada, uma cobertura quase total. A Figura 6-3 a) representa o desempenho do sistema 4, que usa esquemas TCM com 4x4-APPM, conseguindo um alcance de 8.35 m no modo de operação de 4 Mbps, e com os sucessivos decrementos da taxa de transmissão atinge aumentos do alcance da conectividade da ordem de 1.8 m. Para o sistema 5 que usa esquemas TCM com (9 2) OPPM, representado na Figura 6-3 b), o alcance para os 4 Mbps é de 5.9 m e os ganhos de alcance sucessivos são da ordem de 2.5 m.

A Tabela 6-2 reúne os valores das várias medidas de desempenho para os sistemas considerados, bem como, os respectivos ganhos operacionais dos vários sistemas relativamente ao sistema 1 usado como referência. Em termos de alcance máximo e de cobertura total todos os sistemas apresentam valores superiores à referência. Quando analisados os parâmetros de distribuição linear e superficial de velocidade, o sistema 2 apresenta um pior desempenho relativamente ao sistema 1, o sistema 3 apresenta um ganho moderado e os sistemas 4 e 5 têm ganhos muito significativos. Estes resultados podem ser considerados reveladores dos ganhos alcançáveis com a utilização de codificação TCM nos sistemas com adaptação da taxa de transmissão. Esses ganhos podem traduzir-se na melhoria da conectividade, possibilitando ligações a distâncias maiores e portanto aumentando a cobertura do sistema, e na eficiência das transmissões possibilitando que para uma dada distância emissor-receptor possa ser usada uma taxa de transmissão mais elevada.

6.3 TCM em canais com Interferência Entre Símbolos

Nesta secção será considerado e avaliado o efeito da IES no desempenho dos sistemas de transmissão óptica, nomeadamente nos sistemas com codificação TCM propostos nos Capítulos anteriores. Por forma a se obterem elevadas *RSRs*, na prática, os sistemas de comunicação ópticos não direccionados com modulação de intensidade e detecção directa (IM/DD) usam fotodetectores com áreas relativamente grandes, da ordem de 0.01 a 1 cm^2 , ou seja de 10^6 a 10^8 comprimentos de onda quadrados, o que resulta numa recepção óptica incoerente sem desvanecimento (*fading*) multipercurso. A dispersão multipercurso resultante das reflexões das paredes, do chão e de objectos presentes na célula óptica irá provocar o aparecimento de IES na transmissão dos sinais ópticos, que pode ser descrita por uma resposta impulsional linear e invariante no tempo $h(t)$, que apenas terá variações significativas se o emissor, o receptor e/ou os reflectores intervenientes sofrerem movimentações da ordem dos centímetros[Kah94].

6.3.1 Modelos do canal e do ruído

O modelo do canal óptico para uma ligação IM/DD não direccionada por infravermelhos pode ser traduzida pela expressão seguinte:

$$Z(t) = \Re (X(t) \otimes h(t)) + N(t), \quad (6.5)$$

ou seja, a fotocorrente $Z(t)$ é dada pelo produto da responsividade \Re do fotodetector com o resultado da convolução da potência óptica transmitida $X(t)$ com a resposta impulsional do canal $h(t)$ (fixa para uma determinada configuração de emissor, receptor e reflectores intervenientes), adicionado do ruído aditivo $N(t)$, o qual é normalmente modelado como branco, gaussiano e independente de $X(t)$ [Bar94].

O diagrama de blocos do sistema com codificação TCM é representado na Figura 6-4. O codificador convolucional converte os *bits* de entrada na sequência de *bits* codificados. De acordo com a regra de modulação, o Modulador usa um bloco de *bits* codificados para mapear o símbolo da modulação a transmitir através da respectiva forma de onda $p_i(t)$. A sequência de formas de onda $p_i(t)$ compõe a forma de onda da sequência de *chips* $b(t)$, a qual é escalada pelo pico de potência óptica P_p e transmitida através do canal multipercurso $h(t)$. O receptor MLSD usa um filtro branqueador adaptado (*WMF – Whitening Matched Filter*), que consiste num filtro adaptado de energia unitária e contínuo no tempo $r(t)$, cuja saída é amostrada ao ritmo de *chip* seguido por um filtro discreto de branqueamento do ruído w_k . A sequência de saída do *WMF* q_k é usada para proceder à detecção óptima efectuada em seguida pelo decodificador de *Viterbi*. O sistema é representado na Figura 6-4 a) e b) na sua forma contínua no tempo, podendo ser simplificado considerando a discretização do canal como representado no modelo equivalente c). A combinação do filtro de transmissão, canal, filtro receptor e filtro de branqueamento do ruído é descrita pela resposta impulsional discreta no tempo c_k . As amostras recebidas q_k serão dadas pela expressão (6.6), onde as amostras de ruído v_k são variáveis aleatórias Gaussianas independentes e identicamente distribuídas de média zero e variância n_0 devido à normalização de w_k .

Cenários práticos com TCM

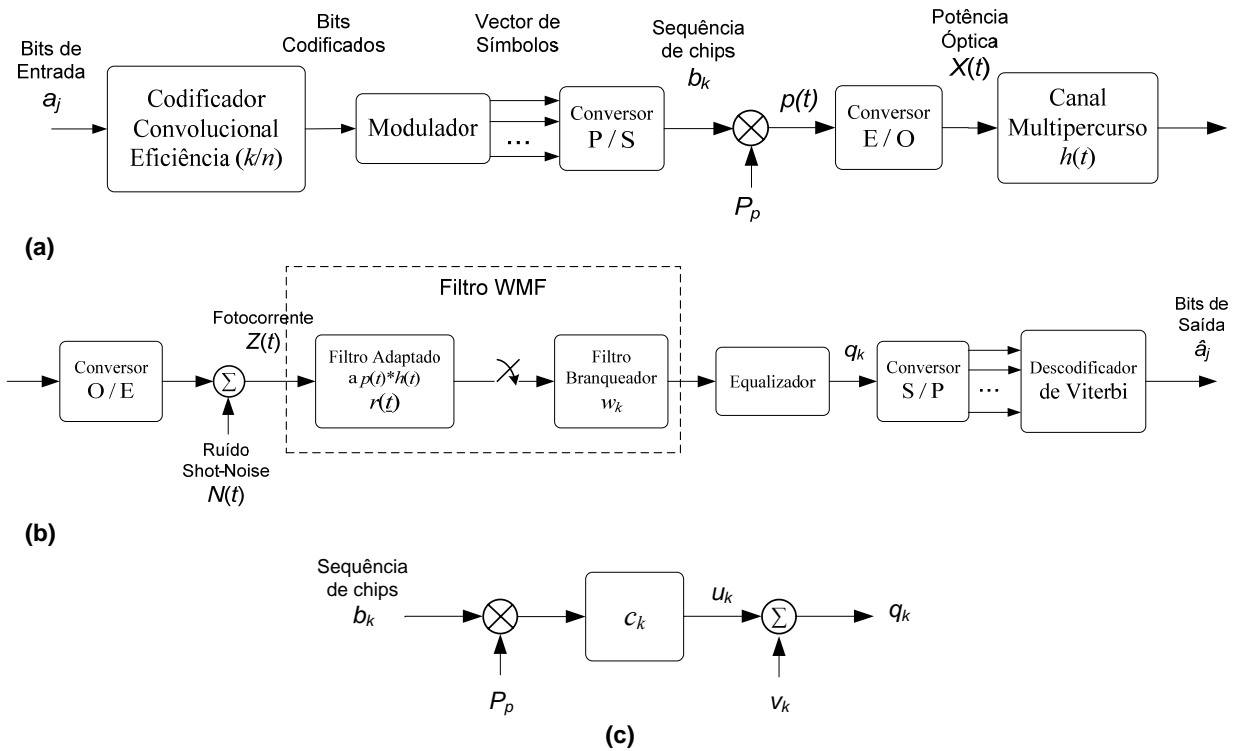


Figura 6-4. Diagrama de blocos do sistema com transmissão através de canal com dispersão multipercurso. (a) Diagrama de blocos do emissor com codificação de Trellis e do canal. (b) Diagrama de blocos do receptor com filtro WMF seguido de decodificador de Viterbi. (c) Modelo discreto equivalente do canal adaptado.

$$q_k = P_p b_k \otimes c_k + v_k = u_k + v_k \quad (6.6)$$

Uma medida útil do impacto da interferência intersimbólica provocada pela dispersão multipercurso num dado canal, é o parâmetro τ_{bit} definido como:

$$\tau_{bit} = rms(\text{espalhamento do atraso}) / (\text{duração de bit}) \quad (6.7)$$

Nos estudos apresentados em [Aud96] e [Lee95], foram feitas medições experimentais das respostas impulsivas de canais nas configurações linha-de-vista e difusa em divisões típicas de reuniões e conferências. Estas respostas nestes canais apresentaram valores de espalhamento de atraso de 1 a 10 ns, o que para taxas de transmissão entre 10 a 30 Mbps implicam valores de τ_{bit} de 0.01 a 0.3. A resposta impulsional do canal pode ser aproximada pelo modelo funcional de reflexão no tecto dada por:

$$h(t) = H(0)(t+a)^{-7}u(t) \quad (6.8)$$

onde o parâmetro a se relaciona com o valor rms do espalhamento do atraso D , da seguinte forma:

$$D(h(t,a)) = \frac{a}{12} \sqrt{\frac{13}{11}} \quad (6.9)$$

O uso do modelo de reflexão única no tecto proporciona um método simples mas de elevada precisão na avaliação do desempenho em termos de PEB em canais de transmissão por infravermelhos com interferência provocada pela dispersão multipercurso [Car96].

Sistema	Modulação	Codificação	T_c/T_b
1	OOK	não	1
2	2-PPM	não	1/2
3	4-PPM	não	1/2
4	2×2-APPM	não	1
5	2×2-APPM	Codificação TCM de 2^{10} estados	1/2
6	2×4-APPM	não	3/4
7	2×4-APPM	Codificação TCM de 2^{10} estados	1/2
8	(5 2) OPPM	não	2/5
9	(5 2) OPPM	Codificação TCM de 2^{10} estados	1/5
10	(9 2) OPPM	não	1/3
11	(9 2) OPPM	Codificação TCM de estados	2/9

Tabela 6-3. Identificação dos sistemas a simular em canais com IES provocada pela dispersão multipercurso.

6.3.2 Descrição dos sistemas simulados

O modelo apresentado na secção anterior foi usado para avaliar o desempenho de um vasto conjunto de sistemas de transmissão, apresentados na Tabela 6-3, em cenários com diferentes níveis de IES. Cada um desses sistemas difere dos demais pela modulação que usa (OOK, M -PPM, $A \times M$ -APPM e $(n w)$ -OPPM), e pela utilização de codificação ou não. Para cada um dos sistemas referidos foram simulados e comparados os respectivos desempenhos em termos de PEB para três níveis de IES, dados por $\tau_{bit} = \{0, 0.06, 0.2\}$. O primeiro caso constitui a situação ideal de ausência de IES, o segundo representa uma situação realista típica e o terceiro um cenário com elevado nível de dispersão multipercurso.

Na Figura 6-5 representam-se, para os sistemas 3, 6 e 10 da Tabela 6-3, do lado esquerdo, as respostas à saída do WMF , a um único *chip* transmitido através dos canais sem ruído com $\tau_{bit} = \{0, 0.06, 0.2\}$, e do lado direito, as respectivas curvas de desempenho (PEB). Nota-se para todas as modulações consideradas que, relativamente ao canal ideal, quando se consideram os canais com IES existe uma degradação das condições de operacionalidade dos sistemas traduzidas por um aumento da RSR necessária para manter os mesmos níveis de desempenho.

Assim, relativamente ao sistema a operar num canal sem distorção ($\tau_{bit} = 0$), obtiveram-se para os valores de τ_{bit} iguais a 0.06 e 0.2 os seguintes aumentos de RSR : para a modulação 4-PPM de aproximadamente 3 e 10 $\text{dB}_{\text{elétricos}}$; para a modulação 2×4-APPM de aproximadamente 1.5 e 7 $\text{dB}_{\text{elétricos}}$; enquanto que para a (9 2)-OPPM aproximadamente 5 e 27 $\text{dB}_{\text{elétricos}}$. Dos três casos apresentados a modulação (9 2)-OPPM é a mais severamente penalizada com o aumento do nível de IES, resultado já esperado pelo facto de ser a que apresenta a menor relação T_c/T_b (consultar Tabela 6-3).

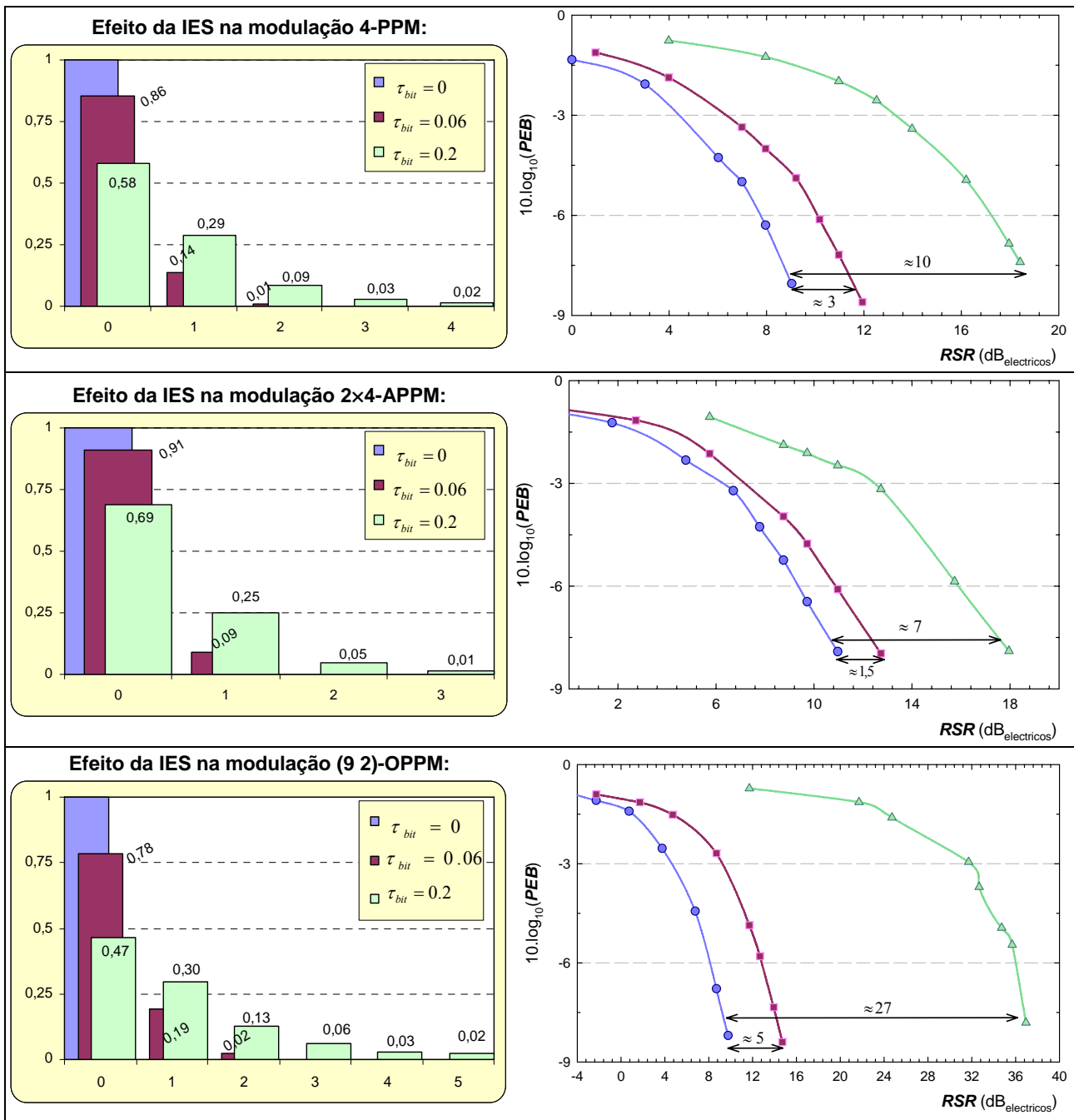


Figura 6-5. À esquerda, saída do WMF em resposta a um único chip transmitido em sistemas com as modulações 4-PPM, 2x4-APPM e (9 2)-OPPM, nos canais com $\tau_{bit} = \{0, 0.06, 0.2\}$. À direita, representação dos respectivos desempenhos em termos de PEB e quantificação das penalidades provocadas pelo aumento de IES.

Deste modo, tornou-se óbvia a necessidade de proceder a equalização, a qual foi introduzida usando a técnica de zeros forçados. A Tabela 6-4 contém os coeficientes usados nas simulações COSSAP nos filtros FIR que implementam os filtros WMF e de equalização de zeros forçados. Com a aplicação de equalização as penalidades devidas à existência de IES são, em alguns dos casos, bastante atenuadas. Na Figura 6-6 são representados os desempenhos, em termos de PEB, dos sistemas que utilizam a respectiva modulação, na ausência de IES, e nos canais com níveis de IES com valores de $\tau_{bit} = \{0.06, 0.2\}$, com e

Sistema:	τ_{bit}	FIR do WMF	FIR do Equalizador
1	0.06	0.9366, 0.0628, 0.006	1.0677, -0.0716, 0.0041
	0.2	0.7565, 0.2086, 0.0273, 0.0058, 0.0018	1.322, -0.3646, 0.0528, -0.0115, 0.009, 0.007
2	0.06	0.8551, 0.1373, 0.0075	1.1694, -0.1878, 0.0198, -0.0015
	0.2	0.5797, 0.2866, 0.0867, 0.0306, 0.0163	1.7249, -0.8529, 0.1638, -0.0446, -0.0060, 0.0250, -0.0137, 0.0046
3	0.06	0.8551, 0.1373, 0.0075	1.1694, -0.1878, 0.0198, -0.0015
	0.2	0.5797, 0.2866, 0.0867, 0.0306, 0.0163	1.7249, -0.8529, 0.1638, -0.0446, -0.0060, 0.0250, -0.0137, 0.0046
4	0.06	0.8551, 0.1373, 0.0075	1.1694, -0.1878, 0.0198, -0.0015
	0.2	0.5797, 0.2866, 0.0867, 0.0306, 0.0163	1.7249, -0.8529, 0.1638, -0.0446, -0.0060, 0.0250, -0.0137, 0.0046
5	0.06	0.9371, 0.0629	1.0671, -0.0716, 0.0048
	0.2	0.7575, 0.2089, 0.0273, 0.0063	1.3201, -0.3641, 0.0529, -0.0125, 0.0046, -0.0013
6	0.06	0.8551, 0.1373, 0.0075	1.1694, -0.1878, 0.0198, -0.0015
	0.2	0.5797, 0.2866, 0.0867, 0.0306, 0.0163	1.7249, -0.8529, 0.1638, -0.0446, -0.0060, 0.0250, -0.0137, 0.0046
7	0.06	0.9103, 0.0897	1.0985, -0.1082, 0.0107
	0.2	0.6898, 0.2479, 0.0477, 0.0146	1.4498, -0.5211, 0.0869, -0.0258, 0.0143
8	0.06	0.6597, 0.2622, 0.0581, 0.0199	1.5158, -0.6025, 0.1060, -0.0348, 0.0227, -0.0092
	0.2	0.3338, 0.2754, 0.1575, 0.0939, 0.0602, 0.0318, 0.0474	2.9962, -2.4727, 0.6271, -0.1940, 0.0192, 0.0600, -0.3072, 0.5463, -0.3969, 0.1711, -0.0607
9	0.06	0.8176, 0.1681, 0.0143	1.2231, -0.2515, 0.0304, -0.0018
	0.2	0.5154, 0.2957, 0.1086, 0.0456, 0.0201, 0.0145	1.9402, -1.1133, 0.2299, -0.0691, 0.0140, -0.0248, 0.0397, -0.0225, 0.0082
10	0.06	0.6863, 0.2496, 0.0489, 0.0151	1.4570, -0.5300, 0.0890, -0.0267, 0.0151, -0.0055, 0.0015
	0.2	0.3592, 0.2817, 0.1529, 0.0872, 0.0533, 0.0283, 0.0374	2.7839, -2.1831, 0.5269, -0.1594, 0.0173, 0.0313, -0.1892, 0.3402, -0.2386, 0.0988, -0.0346
11	0.06	0.7827, 0.1945, 0.0228	1.2777, -0.3176, 0.0417
	0.2	0.4659, 0.2980, 0.1258, 0.0591, 0.0278, 0.0234	2.1462, -1.3726, 0.2984, -0.0924, 0.0243, -0.0540, 0.0907, -0.0559, 0.0213, -0.0080

Tabela 6-4. Coeficientes usados, nas simulações COSSAP, nos filtros FIR que implementam os filtros WMF e de equalização de zeros forçados.

sem a utilização de equalização. Para os sistemas com as modulações 4-PPM e 2×4-APPM, verifica-se que os ganhos da utilização de equalização são mínimos para $\tau_{bit} = 0.06$, e da ordem dos 2 dB para $\tau_{bit} = 0.2$. Para os sistemas com a modulação (9 2) OPPM a utilização da equalização mostra-se indispensável pelos ganhos da ordem de 2.5 e 19 dB nos canais com $\tau_{bit} = \{0.06, 0.2\}$, respectivamente.

6.3.3 Desempenho dos sistemas com codificação TCM

O objectivo principal deste estudo é avaliar o desempenho dos sistemas codificados com os códigos TCM, pesquisados nos Capítulos anteriores, em canais não ideais em termos de IES. Uma vez que a pesquisa dos melhores códigos TCM com modulações APPM e OPPM foi feita para o canal AWGN, ou seja sem IES, torna-se necessário investigar qual o comportamento dos referidos códigos quando operam em canais com IES. Para um dado sistema, codificado ou não, é de esperar que o seu desempenho seja tão mais degradado quanto mais elevado for o nível de IES. Por outro lado, para comparar o desempenho de

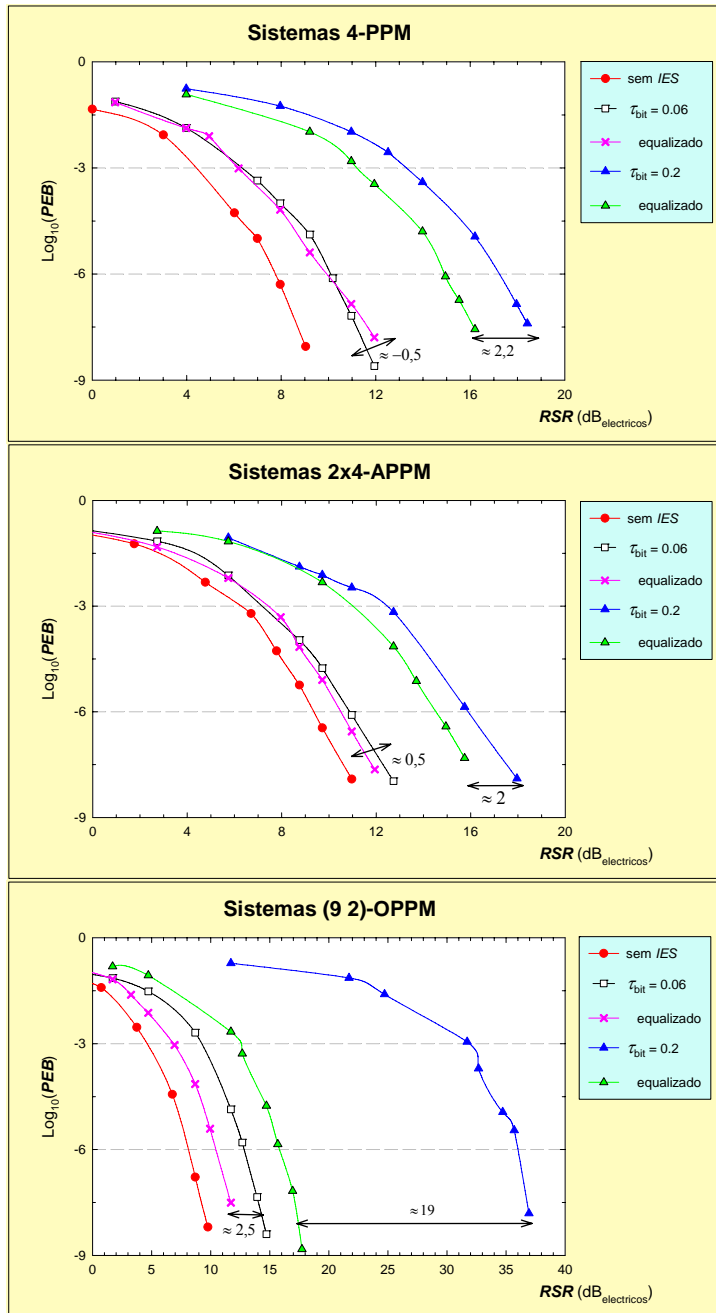


Figura 6-6. PEB dos sistemas de transmissão com as modulações 4-PPM, 2x4-APPM e (9 2)-OPPM, nos canais com níveis de IES dados por $\tau_{bit} = \{0, 0.06, 0.2\}$. Para os canais com interferência são apresentados os desempenhos dos sistemas sem e com equalização, e dos respectivos ganhos devidos à equalização.

diferentes sistemas estes devem considerar-se a operar em condições idênticas de IES traduzidas pelos mesmos valores de τ_{bit} .

Para este estudo foram feitas simulações dos sistemas 2, 3, 5, 7, 9 e 11 descritos na Tabela 6-3. Os sistemas 2 e 3 usam as modulações 2- e 4-PPM, sem codificação. Os sistemas 5, 7, 9 e 11 usam as modulações 2x2- e 2x4-APPM, (5 2)- e (9 2)-OPPM respectivamente, ambos utilizando codificação TCM com codificadores de 2^{10} estados, ou seja com uma ordem de memória (ν) igual a 10. A Figura 6-7

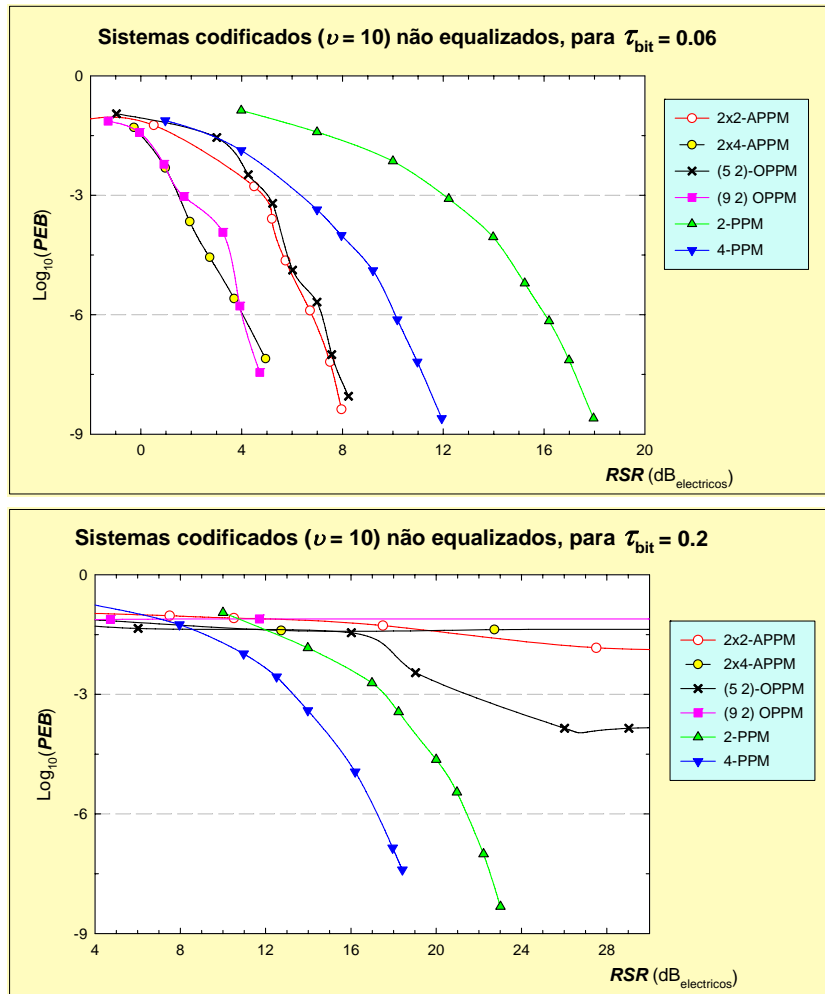


Figura 6-7. PEB dos sistemas de transmissão, não equalizados, PPM não codificados e APPM e OPPM codificados ($\nu = 10$), em canais com IES de $\tau_{bit} = \{0.06 \text{ e } 0.2\}$.

apresenta os desempenhos dos vários sistemas simulados sem equalização para os valores de $\tau_{bit} = \{0.06, 0.2\}$. Note-se que para o nível de IES mais baixo existe um comportamento dentro do esperado para os vários sistemas, havendo ganhos dos vários sistemas codificados relativamente aos sistemas PPM. Já para o canal com elevado nível de IES ($\tau_{bit} = 0.2$), observa-se uma clara penalização dos sistemas codificados relativamente aos sistemas PPM. O aumento do nível de IES implica uma óbvia degradação dos sistemas PPM, tornando necessário um aumento da *RSR* para que se possam atingir os mesmos valores de desempenho desejados ($PEB = 10^{-9}$). No caso dos sistemas codificados, independentemente da *RSR* usada, o desempenho fica limitado a valores de PEB de 10^{-4} para (5 2)-OPPM e de 10^{-2} para os restantes.

Por forma a tentar melhorar o desempenho dos vários sistemas codificados na presença de IES, fez-se novamente a simulação dos mesmos com a introdução de equalização de zeros forçados, à saída do filtro *WMF*. A Tabela 6-4 contém os coeficientes usados nas simulações *COSSAP* nos filtros *FIR* que implementam os filtros *WMF* e de equalização. A Figura 6-8 apresenta os desempenhos dos vários sistemas simulados com equalização para os valores de τ_{bit} iguais a 0.06 e 0.2. Observam-se ganhos nos vários sistemas codificados relativamente aos sistemas PPM, com valores próximos dos calculados

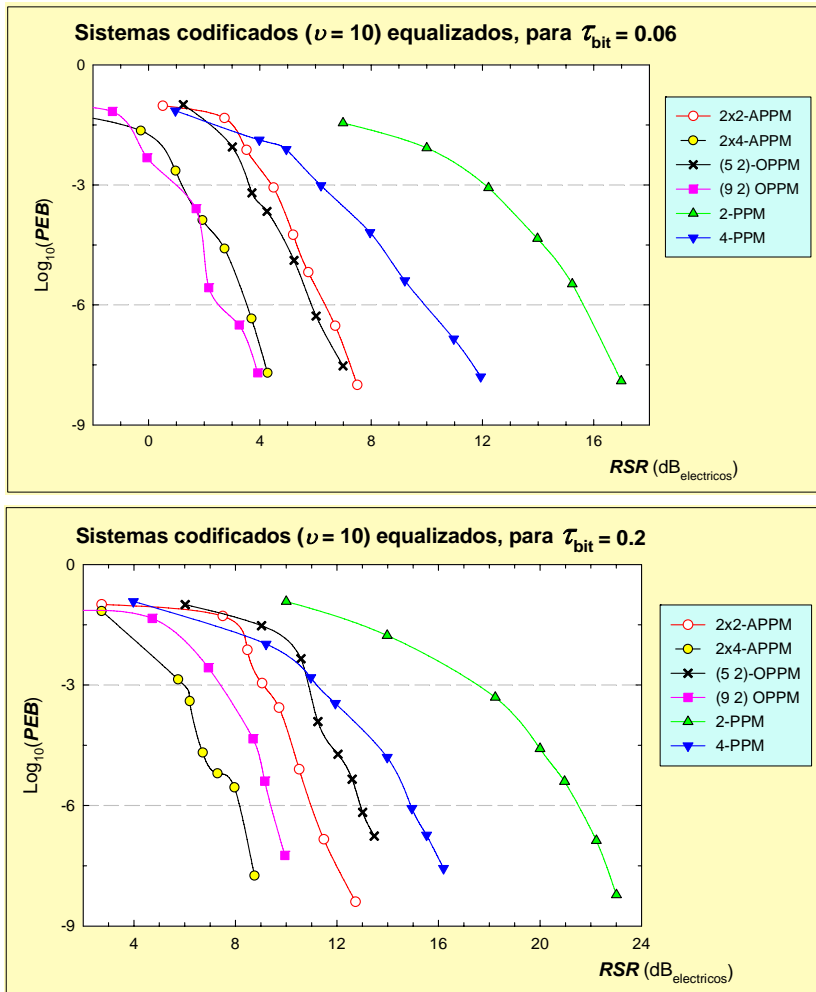


Figura 6-8. PEB dos sistemas de transmissão com equalização, PPM não codificados e APPM e OPPM codificados ($\nu = 10$), num canal com IES de $\tau_{\text{bit}} = \{0.06 \text{ e } 0.2\}$.

(e simulados) para o caso do canal ideal, sem IES. Pode-se assim constatar a efectividade da equalização introduzida nos vários sistemas codificados, e por isso concluir da necessidade da sua utilização.

A Tabela 6-5 apresenta os resultados das simulações dos sistemas codificados, cujos desempenhos foram apresentadas nas figuras anteriores. Nesta Tabela são comparados os sistemas 2, 3, 5, 7, 9 e 11 da Tabela 6-3 nos três cenários de IES considerados, caracterizados pelos valores de $\tau_{\text{bit}} = \{0, 0.06, 0.2\}$. As curvas de PEB dos vários sistemas simulados foram extrapoladas para o valor de 10^{-9} , por forma a determinar qual a RSR mínima necessária para atingir esse nível de desempenho em cada sistema (modulação/codificação, τ_{bit} , com/sem equalização). Os valores apresentados são os ganhos de RSR em relação ao sistema com modulação 2-PPM a funcionar nas mesmas condições de IES e de equalização. Os valores da coluna correspondente ao canal ideal ($\tau_{\text{bit}} = 0$), tinham já sido apresentados nos Capítulos 4 e 5 para os códigos TCM com modulações APPM e OPPM, respectivamente. Para os canais com IES ($\tau_{\text{bit}} = \{0.06, 0.2\}$) são apresentados os ganhos nos sistemas sem e com equalização. Note-se que para $\tau_{\text{bit}} = 0.2$, sem equalização, nos sistemas codificados, os ganhos são indicados como $-\infty$, o que representa a impossibilidade de atingir o desempenho pretendido ($\text{PEB} = 10^{-9}$), como verificado na Figura 6-7.

Sistema		Ganhos relativos a 2-PPM (dB _{elétricos})				
Número	Modulação	$\tau_{bit} = 0$	τ_{bit} em canais com IES			
			sem equalização		com equalização	
			0.06	0.2	0.06	0.2
3	4-PPM	5.9	6.1	4.4	5	6.5
5	2x2-APPM	9.7	10.1	- ∞	9.8	10.2
7	2x4-APPM	12.4	12.5	- ∞	12.9	14.2
9	(5 2) OPPM	11.4	9.7	- ∞	10.1	9.1
11	(9 2) OPPM	14.0	13.1	- ∞	13.2	12.9

Tabela 6-5. Ganhos teóricos e simulados dos vários sistemas estudados. Os ganhos são calculados para um desempenho de $PEB = 10^{-9}$ relativamente ao sistema 2-PPM.

Da análise dos valores apresentados, pode-se concluir que com a introdução de equalização nos sistemas APPM e OPPM codificados com os esquemas TCM pesquisados, os ganhos relativos ao sistema 2-PPM apresentam um nível praticamente constante, independentemente da degradação do canal em termos de IES. Numa análise mais rigorosa pode-se constatar que com o aumento de τ_{bit} existe um ligeiro aumento dos ganhos das modulações APPM codificadas e uma também ligeira diminuição dos ganhos das modulações OPPM.

Dos resultados obtidos pela simulação dos sistemas com codificação TCM e modulações APPM e OPPM podemos constatar que os esquemas TCM resultantes da pesquisa dos melhores códigos para o canal AWGN sem IES apresentam um desempenho equivalente quando usados em canais com IES. Ou seja, os melhores códigos TCM para o canal AWGN são efectivos mesmo em canais com IES. No entanto, seria possível proceder à pesquisa dos melhores códigos TCM considerando a existência de IES, que provavelmente teriam ainda desempenhos superiores.

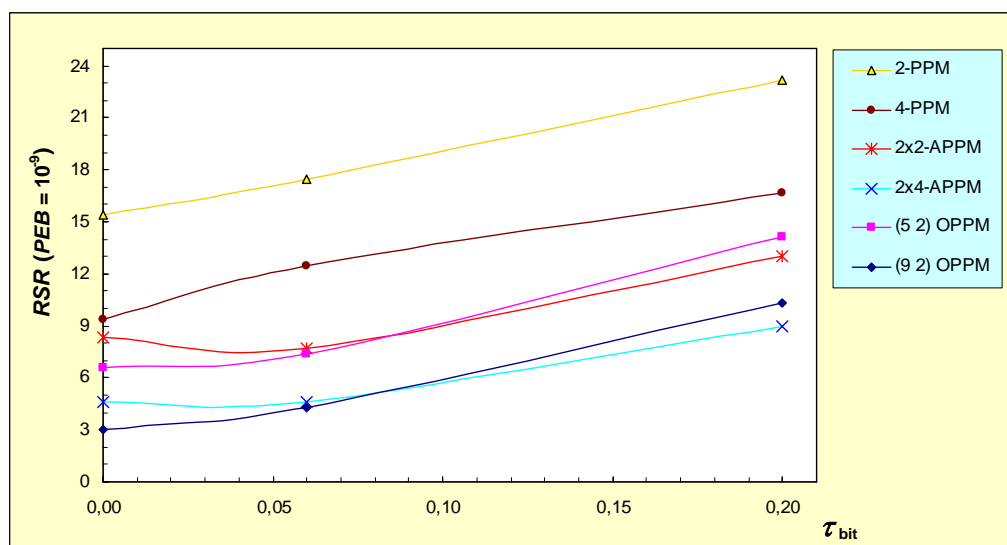


Figura 6-9. RSR necessária para desempenho de $PEB = 10^{-9}$ em função do nível de IES do canal (τ_{bit}).

Sistema		RSR (dB _{elétricos}) para $PEB = 10^{-6}$		
Modulação	Codificação	$\tau_{bit} = 0$	$\tau_{bit} = 0.06$	$\tau_{bit} = 0.2$
2-PPM	não	13.5	+2.2	+7.9
4-PPM	não	7.7	+2.3	+7.1
2×2-APPM	$v = 10$	4.5	+1.8	+6.5
2×4-APPM	$v = 10$	1.6	+1.8	+6.5
(5 2) OPPM	$v = 10$	2.3	+3.5	+10.5
(9 2) OPPM	$v = 10$	0.0	+2.5	+9.3
16-PPM	não	-0.5	+3.1	+9.3
32-PPM	não	-4.4	+4.9	+12.3
8-PPM	$v = 10$	-3.0	+2.4	+7.1
16-PPM	$v = 9$	-5.2	+2.7	+7.7

Tabela 6-6. $RSRs$ necessárias para um desempenho de $PEB = 10^{-6}$ nos sistemas estudados e simulados nesta tese, e de alguns dos sistemas apresentados em [Lee97]. Valores determinados para canais com níveis de IES dados por $\tau_{bit} = \{0, 0.06, 0.2\}$.

Por forma a avaliar o impacto do aumento da IES na degradação do desempenho dos sistemas em estudo, a Figura 6-9 representa os valores de RSR necessários para um desempenho de $PEB = 10^{-9}$ em função do valor de τ_{bit} . Apenas os pontos assinalados para os valores de $\tau_{bit} = \{0, 0.06, 0.2\}$ são resultado de simulação, encontrando-se ligados por linhas rectas que de forma extrapolada podem representar a variação contínua do requisito de RSR em função de τ_{bit} . Comparando os declives das várias curvas constata-se que com o aumento da IES, os sistemas codificados com modulações OPPM apresentam uma maior penalização do que os congéneres de modulações APPM.

Neste ponto do trabalho foi considerado importante fazer uma comparação qualitativa com os resultados apresentados em [Lee97], onde se apresenta o trabalho de pesquisa de códigos TCM para canais com IES, usando modulações M -PPM. Os sistemas considerados e comparados em [Lee97] compreendem os sistemas com codificação TCM para as modulações 8- e 16-PPM para ordens de memória de 4 a 10, e também os sistemas 16- e 32-PPM não codificados. As eficiências dos codificadores dos esquemas TCM foram $2/3$ para 8-PPM e $3/4$ para 16-PPM, ou seja da forma $k/(k+1)$, sendo $(k+1)$ a ordem da modulação PPM usada. Os sistemas apresentados são comparados em termos da RSR necessária para um desempenho de $PEB = 10^{-6}$ em função de τ_{bit} , para isso são usadas curvas de aproximação do *Union Bound*. Assim para poder comparar os sistemas estudados nesta tese e em [Lee97] foi necessário uniformizar o critério de desempenho para $PEB = 10^{-6}$. A Tabela 6-6 contém os valores das $RSRs$ necessárias nos sistemas estudados e simulados nesta tese, e de alguns dos sistemas apresentados em [Lee97]. Para o canal sem IES ($\tau_{bit} = 0$) são indicados os valores absolutos de RSR necessária e para os canais com níveis de IES dados por $\tau_{bit} = \{0.06, 0.2\}$ são apresentados os valores do incremento da RSR necessária para, nessas condições mais adversas, continuar a garantir o desempenho de $PEB = 10^{-6}$.

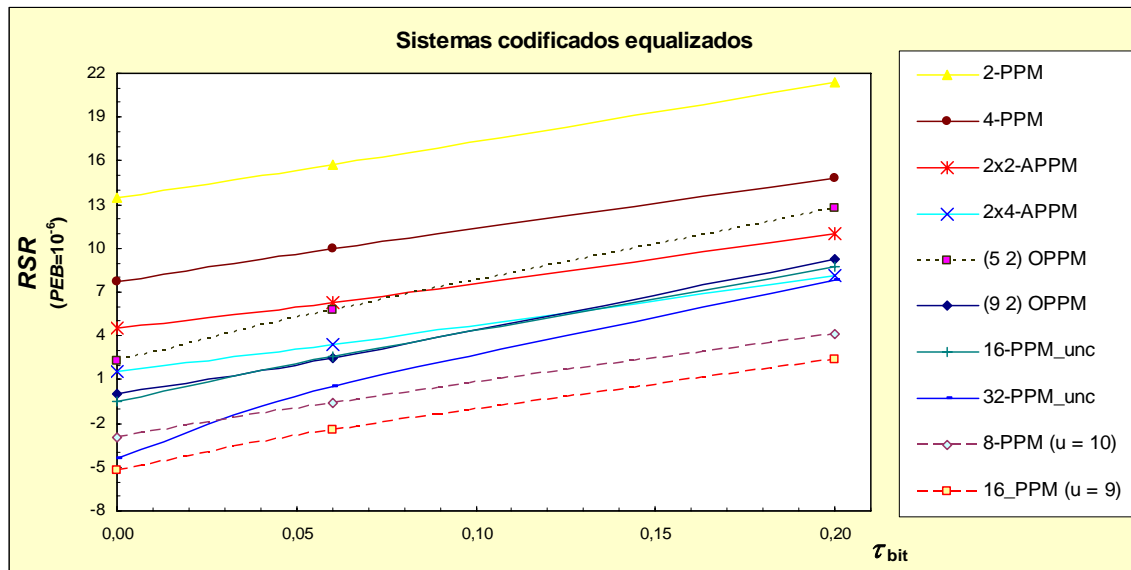


Figura 6-10. Valores de RSR necessários para alcançar um desempenho de $PEB = 10^{-6}$, em função do nível de IES do canal (τ_{bit}).

A Figura 6-10 compara todos os sistemas referidos anteriormente representando os requisitos de RSR em função do nível de IES para os valores de $\tau_{bit} = \{0, 0.06, 0.2\}$. Note-se a impossibilidade de fazer uma comparação directa entre as diferentes modulações representadas, uma vez que estas têm requisitos de largura de banda diversos. Por exemplo, considerando apenas os sistemas M -PPM não codificados, quando comparados o sistema 4-PPM com os sistemas de ordem mais elevada 16-PPM e 32-PPM, na ausência de IES ($\tau_{bit} = 0$), estes últimos apresentam ganhos de RSR iguais a 8.2 e 12.1 dB, respectivamente. No entanto, para um mesmo ritmo binário os sistemas 16-PPM e 32-PPM requerem, respectivamente, larguras de banda 2 e 3.2 vezes superiores à necessária no sistema 4-PPM. Por isso, seria incorrecto fazer a comparação dos sistemas apresentados apenas baseada na eficiência da RSR sem atender à eficiência em largura de banda das várias modulações usadas. De facto o alcance da comparação de todos os sistemas representados na Figura 6-10 é apenas o de averiguar se os sistemas codificados com esquemas TCM e modulações APPM e OPPM propostos nesta tese têm ou não um comportamento idêntico aos sistemas PPM codificados propostos por [Lee97], quando operam em canais com IES. Para isso basta comparar os declives das curvas (quase rectas) da Figura 6-10, ou os incrementos de RSR apresentados na Tabela 6-6, quando se aumenta o nível de IES.

No canal com $\tau_{bit} = 0.06$ todos os sistemas codificados são penalizados de forma sensivelmente idêntica, necessitando de incrementos de RSR da ordem de 1.8 dB para as modulações APPM, 3.5 e 2.5 dB para (5 2) e (9 2)-OPPM respectivamente, e de 2.4 e 2.7 dB para as modulações 8- e 16-PPM. Quando o nível de IES do canal é de $\tau_{bit} = 0.2$ os incrementos necessários de RSR são de 6.5 dB para as modulações APPM, 10.5 e 9.3 dB para (5 2) e (9 2)-OPPM, e de 7.1 e 7.7 dB para as modulações 8- e 16-PPM, respectivamente. Nota-se portanto uma maior penalização dos sistemas codificados com a

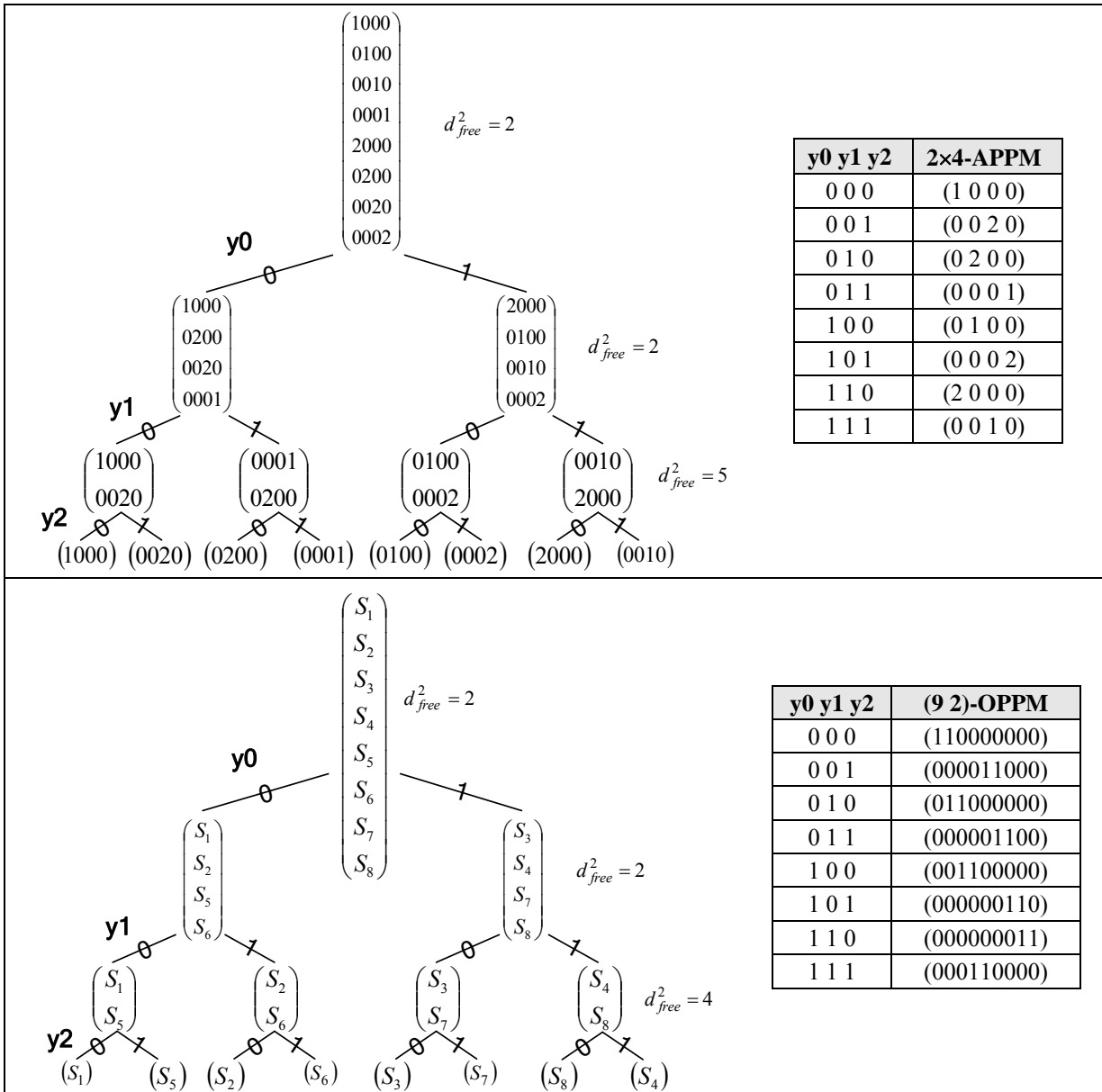


Figura 6-11. Propostas alternativas às partições da constelação de símbolos e regra de mapeamento da modulação 2x4-APPM apresentada na Figura 4-8, e da modulação (9 2)-OPPM na Figura 5-2. As alterações são a partir do nível 2 da partição, por forma a que os pares de símbolos tenham os seus impulsos transmitidos em posições não adjacentes, tornando as sequências codificadas menos próximas quando sujeitas ao efeito da IES.

modulações OPPM quando sujeitos a níveis mais elevados de IES. No entanto, embora os sistemas codificados propostos nesta tese tenham sido pesquisados como óptimos para operar no canal AWGN (sem IES), pode-se concluir que em geral em canais com IES apresentam um comportamento idêntico aos códigos de [Lee97], pesquisados especificamente para serem óptimos em canais com IES.

Como trabalho futuro será interessante proceder à pesquisa dos melhores esquemas TCM com as modulações APPM e OPPM considerando a existência de IES do canal multipercurso. Esse factor implica que no método de pesquisa dos melhores esquemas TCM, se proceda a uma escolha mais criteriosa da partição da constelação de símbolos e respectiva regra de mapeamento da modulação, do que na pesquisa

feita para o canal AWGN simples. Por exemplo, as partições da constelação de símbolos e regra de mapeamento das modulações 2×4-APPM apresentadas nas Figuras 4-7 e 5-2, respectivamente, poderiam ser substituídas pelas da Figura 6-11. As alterações propostas são apenas a partir do nível 2 das partições, com a preocupação de os subconjuntos de símbolos destas modulações serem menos afectados pela IES, para isso, devem-se particionar os símbolos por forma a maximizar não só a distância mínima dos vários subconjuntos mas também a distância entre as posições dos impulsos dos símbolos dos vários subconjuntos. Assim no caso de 2×4-APPM, onde antes se propuseram os subconjuntos do nível 2 da partição como: $\{(1000, 0200), (0001, 0020), (0100, 2000), (0010, 0002)\}$, dever-se-ia ter usado: $\{(1000, 0020), (0001, 0200), (0100, 0002), (0010, 2000)\}$. Pode-se facilmente observar que com esta partição mais cuidada, se consegue fazer com que os símbolos, de cada subconjunto da partição no nível 2, transmitam os seus impulsos em posições não adjacentes, e desta forma tornaram as sequências codificadas menos próximas quando sujeitas ao efeito da IES. No caso da modulação (9 2)-OPPM, consegue-se que todos os pares de símbolos dos vários subconjuntos do nível 2 tenham os seus impulsos transmitidos a uma distância de dois *chips*, quando na partição antes considerada (Figura 5-2) essa distância mínima era de apenas um *chip*. Previsivelmente, com as suas partições ajustadas para canais com IES, os códigos TCM então pesquisados devem apresentar desempenhos ligeiramente inferiores no canal sem IES, mas serem menos penalizados pelo aumento do nível de IES.

6.4 Resumo

Neste Capítulo analisou-se o desempenho dos códigos TCM, propostos anteriormente, com modulações APPM e OPPM em cenários mais realistas de um sistema de comunicações sem fios por infravermelhos. Foram assim consideradas duas situações: a sua utilização em sistemas de transmissão com adaptação da taxa de transmissão e em canais com dispersão multipercurso que provoca IES.

A primeira situação teve como principal objectivo poder traduzir os ganhos de codificação calculados para os vários códigos em termos de ganhos de operacionalidade dos sistemas multi-taxa em que foram empregues. Para tal, foram definidas e calculadas medidas de alcance, cobertura e distribuições linear e superficial de velocidade de transmissão. Os resultados obtidos espelham as vantagens da utilização de codificação TCM nos sistemas com adaptação da taxa de transmissão, nomeadamente na melhoria da conectividade das estações comunicantes quer na cobertura do sistema, possibilitando o estabelecimento de ligações a distâncias maiores, quer na eficiência das transmissões possibilitando que para uma dada distância emissor-receptor se possam usar taxas de transmissão mais elevadas.

Na segunda situação, fez-se a análise do desempenho dos esquemas TCM com modulações APPM e OPPM em canais com dispersão multipercurso, que provocam na recepção o aparecimento de interferência entre símbolos (IES), tendo sido para isso considerado um modelo de sistema que inclui a adaptação do receptor à resposta impulsional do canal. Foi definido um vasto conjunto de sistemas, que

Cenários práticos com TCM

inclui os sistemas M -PPM não codificados e alguns dos sistemas TCM propostos, cujos desempenhos foram simulados e comparados em termos de PEB para os três valores de $\tau_{bit} = \{0, 0.06, 0.2\}$, correspondentes a níveis de IES de ausência, moderado e severo. Nos casos de existência de interferência foi também analisada a necessidade de se proceder a equalização recorrendo à técnica de zeros forçados, que se revelou ser bastante efectiva na redução dos efeitos da IES provocada pelo canal. Das comparações efectuadas foi possível concluir que os sistemas com codificação TCM e modulações APPM e OPPM, embora usando esquemas resultantes da pesquisa dos melhores códigos para o canal AWGN sem IES, apresentam um desempenho equivalente quando usados em canais com IES. Ou seja, os ganhos de codificação relativamente aos sistemas M -PPM não codificados atingidos na ausência de IES mantêm-se praticamente constantes em canais com IES, verificando-se apenas uma ligeira penalização dos sistemas codificados com modulações OPPM quando sujeitos a níveis mais elevados de IES. Verificou-se também um comportamento idêntico relativamente aos esquemas TCM com modulações M -PPM de ordem mais elevada propostos por [Lee97], que foram pesquisados como óptimos especificamente para ambientes com IES. É de prever que nos cenários com dispersão se possam alcançar desempenhos superiores caso se proceda à pesquisa dos melhores códigos TCM com APPM e OPPM considerando a existência de IES. Para tal, no método de pesquisa dos melhores esquemas TCM deve haver uma escolha mais criteriosa da partição da constelação de símbolos e respectiva regra de mapeamento da modulação, por forma a maximizar não só a distância mínima dos vários subconjuntos da partição mas também a distância entre as posições dos impulsos dos símbolos pertencentes a cada um dos subconjuntos da partição. Com as partições assim ajustadas para canais com IES, os códigos TCM então pesquisados podem apresentar desempenhos ligeiramente inferiores no canal sem IES mas serem menos penalizados pelo aumento do nível de IES.

7. CONTRIBUIÇÕES PARA O PROJECTO DE UM SISTEMA POR INFRAVERMELHOS

7.1 O projecto IRWLAN

Parte dos trabalhos de investigação que culminaram nesta Tese de Doutoramento foram desenvolvidos no âmbito do projecto IRWLAN - *InfraRed Wireless Local Area Network*. O objectivo principal deste projecto foi a investigação de técnicas de processamento de sinal e de recepção para minimizar os efeitos do ruído quântico introduzido nos receptores ópticos devido à iluminação ambiente, e assim incrementar o desempenho dos sistemas de transmissão sem fios por raios infravermelhos. Foram consideradas duas abordagens distintas, uma consistindo na utilização de técnicas de diversidade angular no receptor óptico e outra consistindo na utilização de sistemas de transmissão com adaptação de velocidades de transmissão, tendo o trabalho efectuado incidido sobre esta última abordagem. A introdução de adaptação de velocidades nos sistemas de transmissão ópticos deve-lhes permitir usar a taxa de transmissão mais elevada que as condições de distância emissor-receptor, as propriedades de propagação e os níveis de luz ambiente locais permitem num dado instante, tendo para isso que existir uma constante monitorização da qualidade de transmissão que garanta um adequado ajuste da taxa de transmissão sem repentinas perdas de comunicação.

O estudo de técnicas de adaptação de velocidades nos sistemas de transmissão ópticos deveria contemplar dois tipos de sistema: um com filtragem adaptativa e outro com códigos correctores de erros. O primeiro adapta-se a condições menos favoráveis de transmissão fazendo diminuir a taxa de transmissão efectiva (*baud-rate*) no canal, o que permite uma filtragem mais apertada no receptor e dessa forma uma redução do ruído ambiente que atinge o receptor óptico. Pelo contrário, o segundo mantém

constante o *baud-rate* no canal, respondendo à degradação das condições de transmissão baixando a taxa de transmissão de dados (*bit-rate*) e introduzindo maiores níveis de redundância explorados no receptor pela capacidade dos códigos correctores de erros de corrigirem os erros introduzidos pelo canal.

O trabalho desenvolvido conduziu à produção de três relatórios técnicos de especificações de alguns dos sistemas a desenvolver, nomeadamente: “Especificação do conjunto de velocidades de transmissão”, “Especificação do sistema com correcção de erros” e “Especificação do sistema com filtragem adaptativa”. Nas secções seguintes apresentam-se alguns dos estudos realizados neste âmbito.

7.2 Definição de um conjunto de taxas de transmissão

A definição do conjunto de taxas de transmissão obrigou à realização de algumas simulações de um sistema óptico em que se usaram os seguintes modelos de propagação, do emissor e do receptor. Em canais interiores de comunicações por infravermelhos sem fios, apenas a superfície do tecto tem um coeficiente de reflexão significativo, uma vez que as paredes da sala normalmente estão muito afastadas (espaços livres ou amplos), sendo assim suficiente considerar apenas uma única reflexão na superfície do tecto. O modelo de propagação com reflexão única foi introduzido inicialmente por Gfeller [Gfe79], outros trabalhos significativos nesta área são [Bar93, Lom97, Val95]. Assim, para o cálculo da potência recebida nas diferentes posições na sala, foi usado o modelo de propagação de reflexão única apresentado em [Tav97]. Nas simulações realizadas considerou-se o coeficiente de reflexão do tecto ρ igual a 0.8. O emissor foi modelado como uma fonte com diagrama de radiação do tipo Lambertiano generalizado com simetria rotacional e uma largura de feixe a meia potência (*hpbw*) de 60 graus. No receptor considerou-se o fotodiodo PIN orientado verticalmente, apontando para cima com um *FOV* de 90 graus, com responsividade igual a 0.6 e uma área activa de 0.35 cm^2 .

Na concepção inicial do projecto IRWLAN havia algumas especificações já definidas, tais como, a utilização da modulação 4-PPM, a taxa de transmissão máxima de 4 Mbps e o valor de 125 kbps para taxa de transmissão mínima, tendo sido estes valores usados por Gfeller em [Gfe96]. Note-se que neste estudo foi sempre considerado para os cálculos de PEB a utilização da modulação 4-PPM com detecção de limiar, e não a sua forma mais eficiente de detecção MAP. Para se proceder à definição das taxas de transmissão intermédias foram então analisados dois critérios diferentes.

O primeiro consiste na equalização das gamas de variação da *RSR* para as diferentes taxas de transmissão, sendo para isso necessário definir as gamas de variação esperadas para o sinal de potência recebida e para o ruído. Para uma distância máxima entre emissor e receptor de 10 m tem-se uma gama dinâmica de aproximadamente 24dB para o sinal. Para o ruído, a corrente de *shot noise* considera-se uma gama dinâmica de 30 dB ($I_b = [2\mu\text{A}/\text{cm}^2, 2\text{mA}/\text{cm}^2]$), apesar da diminuta probabilidade dos valores extremos neste intervalo, estes correspondem a valores observados em situações práticas. Assim, resulta uma gama dinâmica da *RSR* de aproximadamente 54 dB ópticos, que é um valor incomportável para o

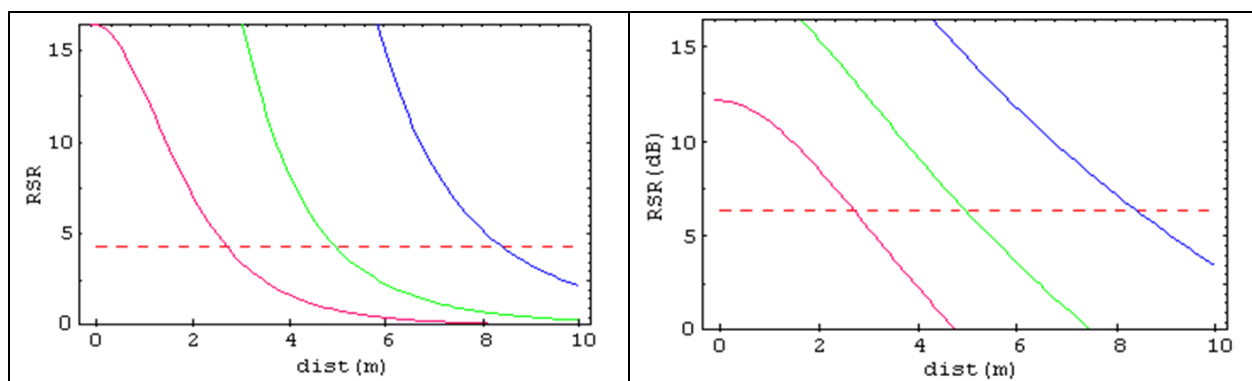


Figura 7-1. Variação da RSR para uma taxa de 4 Mbps.

Nível de Ruído	I_b (μA)	P_{REC} (nW)	Alcance (m)
Mínimo	0.7	4.84	8.4
Projecto	30	31.7	5.0
Máximo	700	153	2.7

Tabela 7-1. A potência recebida requerida e o alcance obtido para a taxa de transmissão máxima de 4 Mbps.

desenvolvimento do sistema que obedeça a este critério, com a desvantagem de que algumas das taxas de transmissão apenas seriam usadas em sub-gamas de *RSR* com muito baixas probabilidades de operação.

O segundo critério foi considerado preferível e consiste na equalização dos ganhos de distância alcançáveis com cada decréscimo na taxa de transmissão. Uma vez escolhidas as taxas máxima e mínima, as intermédias devem ser seleccionadas por forma a equalizar os ganhos de distância de cada uma das taxas, fazendo para isso uma divisão equitativa da diferença de alcances das taxas máxima e mínima. Uma vez mais, considerou-se a gama de variação $I_b = [2\mu\text{A}/\text{cm}^2, 2\text{mA}/\text{cm}^2]$. Neste intervalo foi escolhido um valor considerado típico de $I_b = 85 \mu\text{A}/\text{cm}^2$, para se proceder ao projecto de um sistema com as seguintes características: garantir conectividade a uma distância de 5 m usando a taxa máxima de transmissão de 4 Mbps. Para a área activa do receptor de 0.35 cm^2 o valor de I_b é de $30\mu\text{A}$ e para obter o desempenho desejado ($\text{PEB} = 10^{-9}$) a uma distância de 5 m do emissor, é necessária uma potência média recebida de 31.7 nW numa transmissão a 4 Mbps usando a modulação 4-PPM, e de 43.8 nW numa transmissão a 4 Mbps usando a modulação OOK. Embora a modulação a usar fosse 4-PPM foi sempre feita a análise comparativa com a modulação OOK. Usando o modelo de propagação de reflexão única do sinal óptico, verificou-se ser necessário que o emissor transmitisse uma potência média de 498.7 mW para uma transmissão usando 4-PPM e de 689.0 mW no caso de OOK.

A Figura 7-1 mostra a variação de *RSR* para diferentes níveis de ruído como função da distância emissor-receptor, quando é usada a modulação 4-PPM à taxa de transmissão máxima de 4 Mbps. As linhas rectas a tracejado representam a *RSR* necessária para garantir o desempenho de $\text{PEB} = 10^{-9}$ na transmissão. As curvas, da esquerda para a direita, representam as transmissões considerando os seguintes

Contribuições para o projecto de um sistema por IV

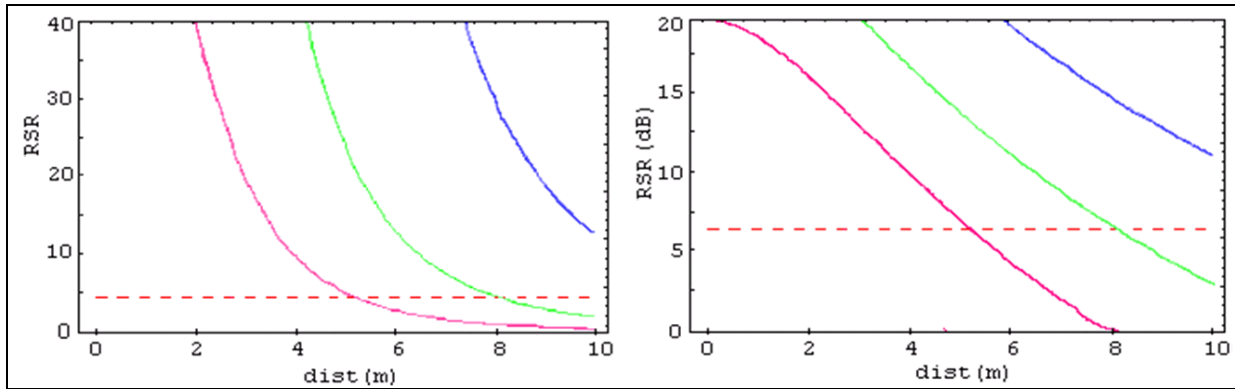


Figura 7-2. A potência recebida necessária e o alcance obtido para a taxa de transmissão 125 Kbps.

Nível de Ruído	I_b (μA)	P_{REC} (nW)	Alcance (m)
Mínimo	0.7	0.85	13.3
Projecto	30	5.6	8.1
Máximo	700	27	5.3

Tabela 7-2. A potência recebida requerida e o alcance obtido para a taxa de transmissão (125 Kbps).

níveis de ruído: $I_b = 700\mu\text{A}$, $30\mu\text{A}$ e $0.7\mu\text{A}$, respectivamente. A potência recebida necessária e o alcance obtido são apresentados na Tabela 7-1. Para a taxa de transmissão mínima de 125 kbps esses resultados são apresentados na Figura 7-2 e Tabela 7-2. De acordo com estes resultados, o sistema a projectar obedece aos condicionamentos seguintes: se o nível de ruído for igual ao nível de projecto ($85 \mu\text{A}/\text{cm}^2 = 30\mu\text{A}$) a taxa de 4 Mbps deve poder ser usada para distâncias emissor-receptor de até 5 m; se o nível de ruído for menor, óptimo, e a taxa de transmissão máxima permitirá alcances superiores a 5 m (até 8.4 m para o nível de ruído mais baixo considerado); se o ruído aumentar, a correspondente diminuição da RSR deverá ser detectada e o sistema passará a operar a uma taxa de transmissão de informação menor; a taxa de transmissão mínima de 125 kbps garante transmissões eficientes até 5.3 m nas piores condições ($I_b = 2 \text{ mA}/\text{cm}^2 = 700\mu\text{A}$), e para o nível de ruído mais favorável ($I_b = 2\mu\text{A}/\text{cm}^2 = 0.7\mu\text{A}$) podem ser alcançadas distâncias de até 13.3 m com o desempenho pretendido de $\text{PEB} \leq 10^{-9}$.

Para o nível de ruído de projecto, o ganho total de alcance pretendido pela diminuição da taxa de transmissão desde o valor máximo ao mínimo será de $8.1 - 5 = 3.1 \text{ m}$, sendo o ganho de distância (alcance) para cada diminuição da taxa de transmissão (Δd) dado pelo quociente desse ganho total pelo número de taxas disponíveis menos um. Na Tabela 7-3 são apresentados os valores das taxas de transmissão a usar, de acordo com o critério de equalização de ganho de distâncias, para sistemas multi-taxa com 4, 6 e 8 taxas de transmissão. Por exemplo, para um sistema com 4 taxas de transmissão o incremento de distância obtido por cada decréscimo de taxa deve ser $\Delta d = 3.1 / (4 - 1) = 1.033 \text{ m}$, a que correspondem os sucessivos alcances de 5.0, 6.03, 7.07 e 8.1 m. Para estas distâncias emissor-receptor os níveis de potência recebidos, quando o emissor transmite uma potência média de 498.7 mW, são 31.7, 16.8, 9.45 e 5.6 nW, que para

Nº de Taxas	Δd (m)	Alcance (m)	P_{REC} (nW)	Taxa (Mbps)
4	1.033	5.00	31.7	4
		6.03	16.8	1.13
		7.07	9.45	0.356
		8.10	5.60	0.125
6	0.62	5.00	31.7	4
		5.62	21.5	1.84
		6.24	14.9	0.885
		6.86	10.5	0.440
		7.48	7.64	0.233
		8.10	5.60	0.125
8	0.443	5.00	31.7	4
		5.44	24.0	2.29
		5.89	18.3	1.33
		6.33	14.1	0.798
		6.77	11.1	0.492
		7.21	8.77	0.307
		7.66	6.98	0.194
		8.10	5.60	0.125

Tabela 7-3. Conjuntos de 4, 6 e 8 taxas de acordo com o critério de equalização do ganho de distância.

garantirem um desempenho de $PEB = 10^{-9}$ obrigam a que as taxas de transmissão tenham os valores de 4, 1.13, 0.356 e 0.125 Mbps.

Numa implementação prática, este tipo de valores não são exequíveis havendo a necessidade de os aproximar para valores electronicamente realizáveis. Verificou-se então que o conjunto de 6 taxas que obedece ao critério de equalização de ganhos de distâncias é bem aproximado por {125, 250 e 500 kbps, 1, 2 e 4 Mbps}, que por sua vez é ideal do ponto de vista prático uma vez que as várias taxas de transmissão se relacionam com as restantes por factores dados por potências de base 2. Foi assim decidido propor este conjunto de taxas de transmissão para o sistema óptico por infravermelhos do projecto

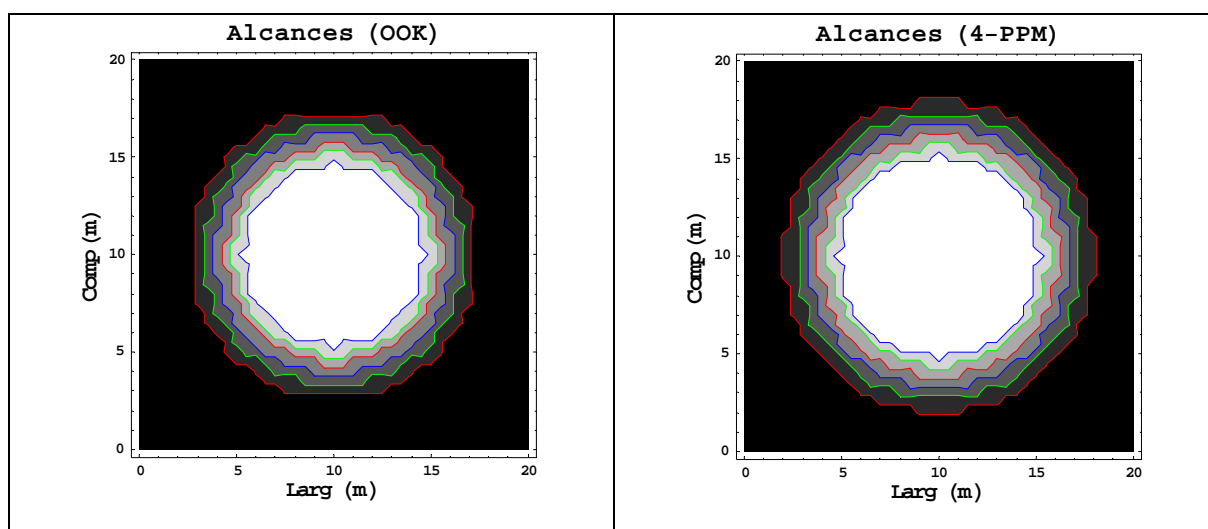


Figura 7-3. Zonas de conectividade para o sistema com seis taxas de transmissão usando as modulações OOK e 4-PPM. Considera-se a emissão de potência média 498.7 mW e um nível de ruído isotrópico que induz no fotodetector uma corrente $I_b = 30\mu A$.

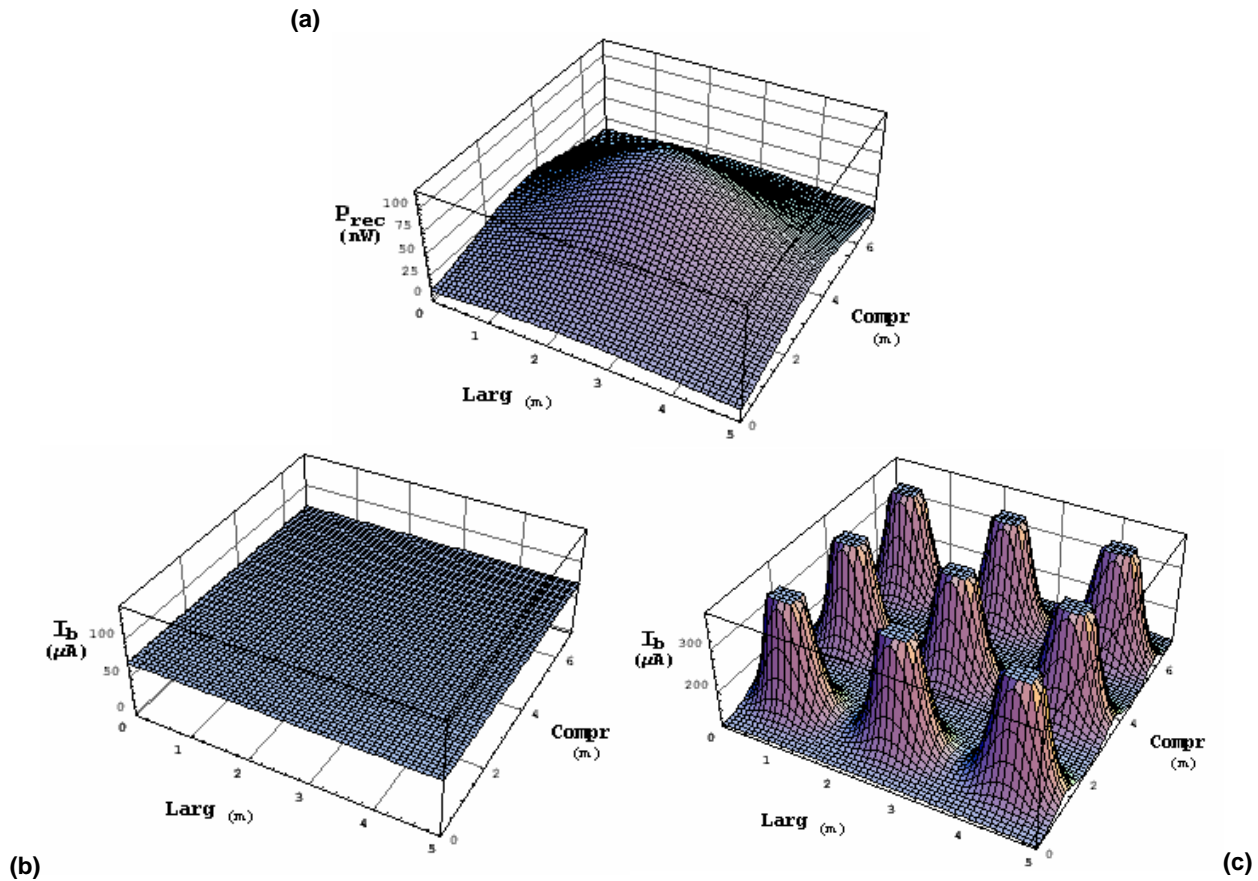


Figura 7-4. (a) Modelo do Sinal de potência recebida nos Cenários 1 e 2. Distribuição espacial dos níveis de fotocorrente induzida pelo ruído de *shot noise* no receptor: (b) no Cenário 1; (c) no Cenário 2.

IRWLAN. Na Figura 7-3 apresentam-se as zonas de conectividade obtidas pelo sistema com este conjunto de taxas de transmissão numa sala com o nível de ruído isotrópico de projecto ($I_b = 30 \mu A$) e de dimensões $(C \times L \times A) = 20 \times 20 \times 2.6 (m)$. Em ambas as modulações OOK e 4-PPM considerou-se uma potência média do emissor de 498.7 mW.

Análise do sistema proposto em cenários realistas

O desempenho do sistema multi-taxa proposto foi então avaliado em condições mais realistas, tendo para isso sido consideradas as dimensões de salas de teste reais e os valores de ruído nelas medidos. Foram considerados neste estudo três cenários tidos como representativos da enorme variedade de ambientes onde o sistema pode operar. O primeiro, uma sala com um nível constante de ruído de luz natural, e os outros dois cenário descritos em [Tav97], correspondendo a casos de iluminação artificial complementares, um de iluminação uniforme produzida por unidades fluorescentes compostas por lâmpadas tubulares e outro com iluminação produzida por lâmpadas incandescentes direccionais, também designadas por lâmpadas do tipo *spot*. As características do emissor, receptor e tecto das salas consideradas são as apresentadas no início desta secção, tendo sido usada uma potência média do emissor

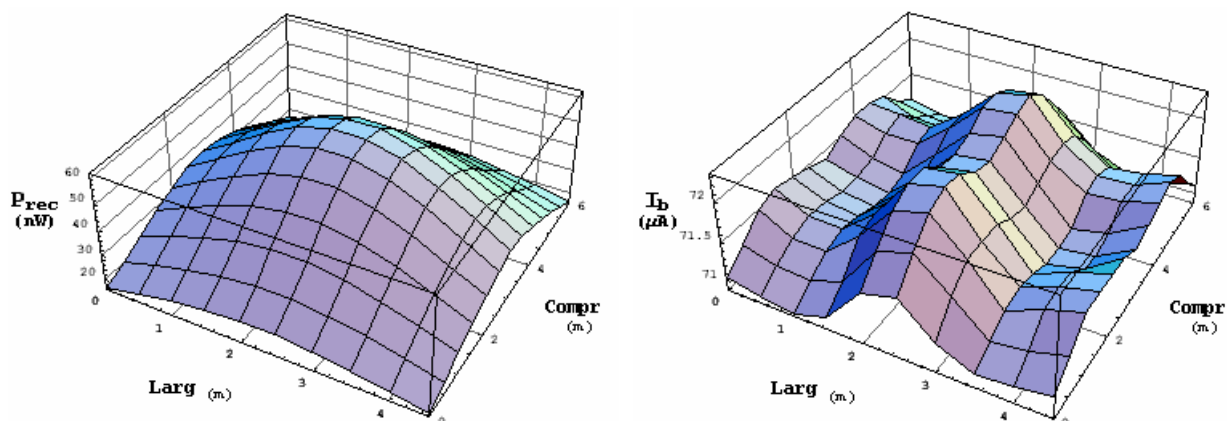


Figura 7-5. Distribuição espacial do sinal de potência recebida à esquerda, e dos níveis de fotocorrente de ruído induzido no receptor à direita, para o Cenário 3.

de 125 mW. Os valores simulados da potência emitida e os níveis de ruído dos cenários em estudo foram escolhidos por forma a que, na maior parte das situações, exista uma zona de conectividade para a taxa máxima e que para as taxas mais baixas não haja cobertura total da célula óptica considerada. Foi também considerada a existência de filtragem óptica no receptor com os factores de atenuação medidos em [Tav97] de 0.675 e 0.0682 para luz proveniente de lâmpadas incandescentes e fluorescentes, respectivamente.

No Cenário 1 considera-se o emissor colocado no centro de uma sala de reuniões com bastante luz solar de forma rectangular com dimensões $(C \times L \times A) = 7.0 \times 5.0 \times 2.6$ (m), em cima de uma mesa de trabalho com 1.0 m de altura. A distribuição espacial do ruído de luz ambiente natural considera-se isotrópica com uma intensidade de $200 \mu A/cm^2$ induzindo no fotodetector uma corrente de *shot noise* $I_b = 70 \mu A$. As distribuições espaciais do sinal de potência recebida e da corrente de *shot noise* na sala são apresentadas nas Figura 7-4, em que o valor máximo de potência recebida pelo receptor é de 116 nW para a posição do receptor coincidente com o emissor.

O Cenário 2 considera uma sala de reuniões de dimensões idênticas ao Cenário 1 em que para além da luz natural, a iluminação da sala é feita por nove lâmpadas incandescentes do tipo *spot* de 100 W. Para modelar o ruído das lâmpadas foram feitas medições do nível de intensidade de corrente num fotodetector colocado 1.0 m acima do chão em posições da sala com um intervalo de 0.1 m. Estas medições foram realizadas durante a noite para minimizar a contribuição da luz natural que viria das janelas. Neste cenário considera-se somado ao modelo de ruído das lâmpadas incandescentes um nível de ruído isotrópico de $200 \mu A/cm^2$, por forma a simular uma situação de funcionamento do sistema durante o dia. O modelo de sinal de potência recebida é exactamente igual ao do Cenário 1, uma vez que as dimensões da sala são iguais. Os níveis de corrente de *shot noise* apresentados, cuja distribuição se mostra também na Figura 7-4, já consideram a filtragem óptica do receptor da componente de luz das lâmpadas incandescentes. Deve-se

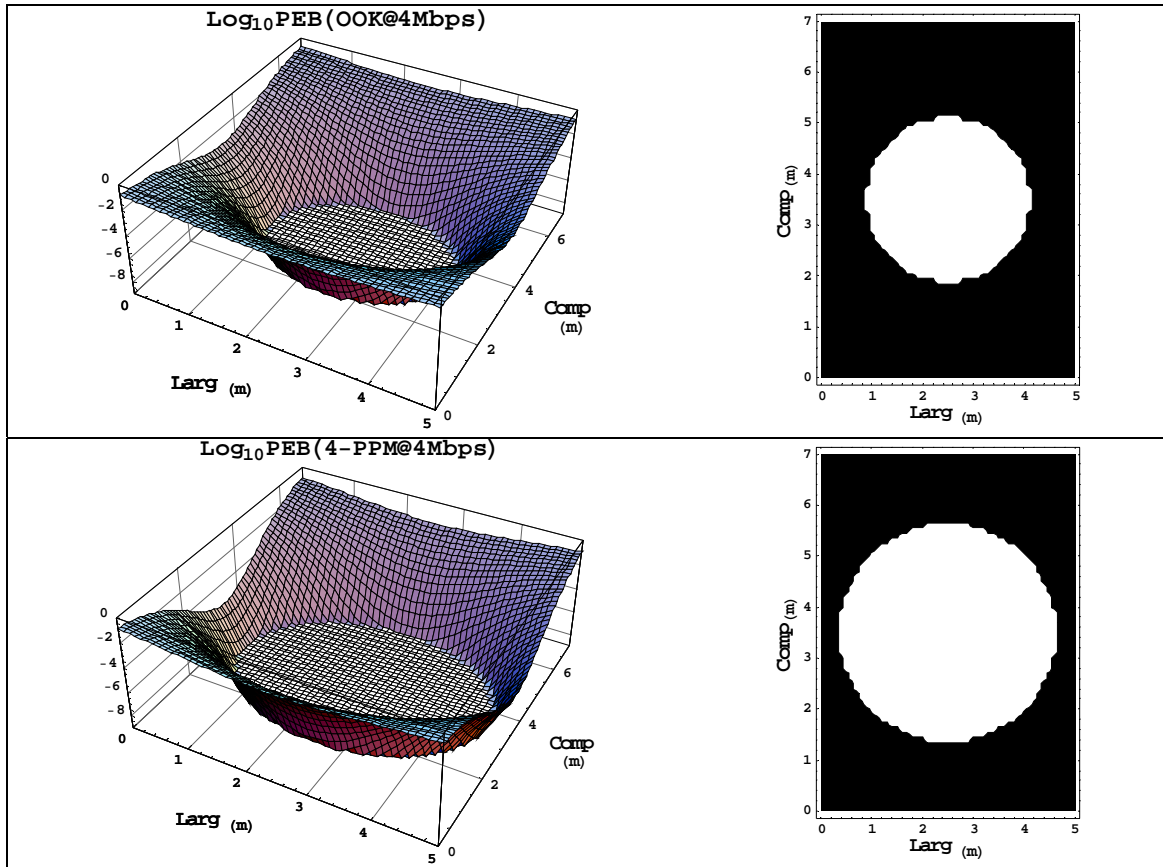


Figura 7-6. PEBs e zonas de conectividade usando as modulações OOK e 4-PPM com a taxa de transmissão de 4 Mbps nas condições do Cenário 1.

notar que a representação está cortada devido aos valores enormes dos picos de ruído sob as lâmpadas do tipo *spot* que chegam a induzir valores de corrente de *shot noise* da ordem de $I_b = 550\mu A$.

O Cenário 3 consiste num laboratório sem janelas de forma rectangular com dimensões $(C \times L \times A) = 6.0 \times 4.5 \times 3.1 (m)$, apenas com luz artificial produzida por quatro unidades fluorescentes com lentes prismáticas planas, em que cada unidade fluorescente contém duas lâmpadas de 36 W. O ruído provocado pelas lâmpadas foi medido em toda a sala em posições com intervalo de 0.5 m colocando o aparelho de medida a 0.9 m acima do chão (altura das mesas existentes na sala). Note-se que o sinal de potência recebida é agora menor devido à maior altura do tecto da sala e menor altura das mesas, sendo o valor de potência máximo de 60.9 nW. Embora a sala real fosse desprovida de luz natural, somada à luz fluorescente filtrada foi considerado um nível de ruído isotrópico de $200 \mu A/cm^2$, uma vez que a filtragem da luz fluorescente por parte do filtro do receptor é bastante efectiva. Assim resulta um nível de ruído quase isotrópico havendo apenas uma pequena variação em torno do valor de $I_b = 70 \mu A$. As distribuições da potência de sinal e dos níveis de ruído são apresentadas na Figura 7-5. Note-se que neste cenário a precisão dos modelos é de 0.5 m, isto deve-se ao facto de terem sido considerados os valores medidos no cenário real efectuados com este espaçamento.

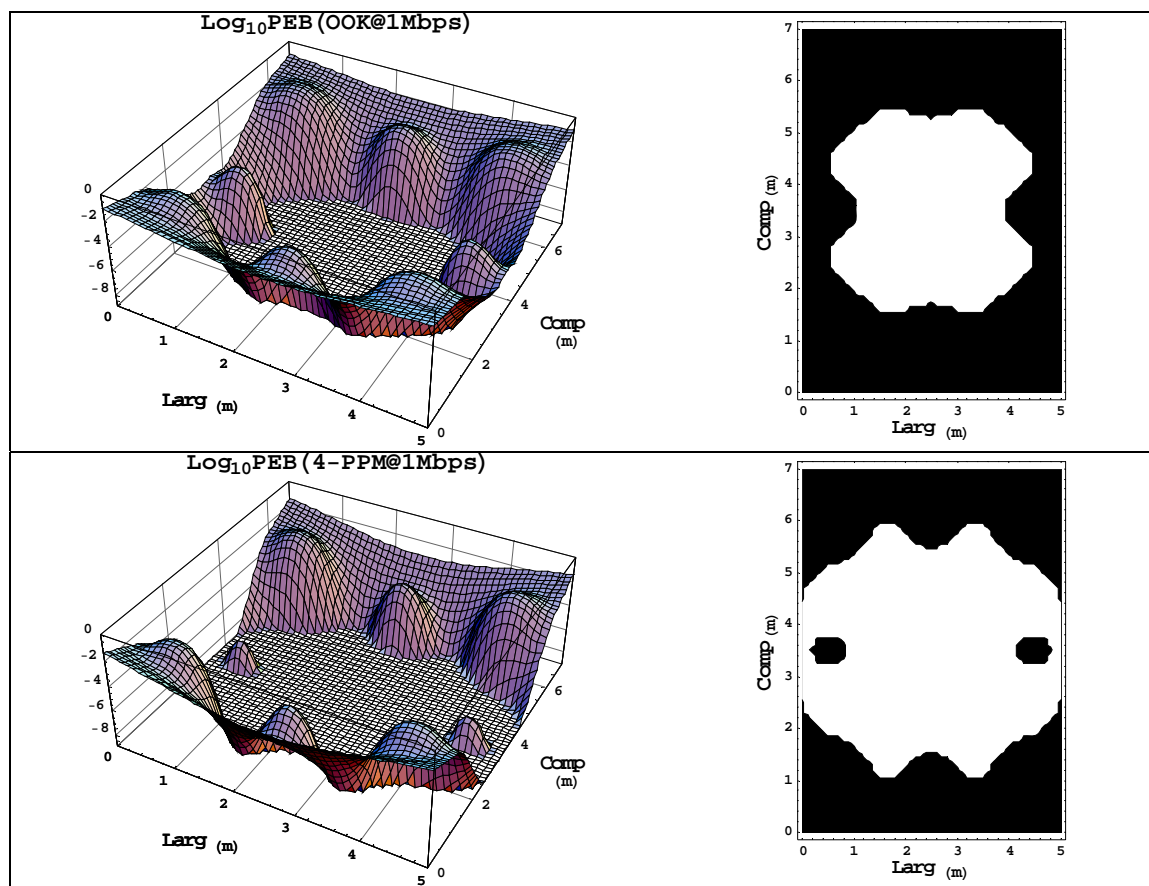


Figura 7-7. PEBs e zonas de conectividade usando as modulações OOK e 4-PPM para a taxa de transmissão de 1 Mbps nas condições do Cenário 2.

Para estes cenários foi feita a determinação das zonas de conectividade das várias taxas de transmissão do sistema considerando para tal um nível de desempenho de $PEB < 10^{-9}$. Uma vez mais, consideraram-se neste estudo as modulações OOK e 4-PPM. No Cenário 1 com as modulações OOK e 4-PPM e para uma taxa de transmissão de 4 Mbps obtiveram-se os resultados da Figura 7-6. Em cada figura estão representadas, à esquerda a variação da PEB ao longo da sala e à direita a correspondente cobertura ou zona de conectividade de acordo com o critério definido de $PEB < 10^{-9}$. É interessante fazer a comparação das zonas de conectividade para as duas modulações, notando um maior raio de alcance para a modulação 4-PPM, resultado da sua maior eficiência de potência. Nas condições do Cenário 2, para as modulações OOK e 4-PPM e para uma taxa de transmissão de 1 Mbps obtiveram-se os resultados apresentados na Figura 7-7. Fazendo a comparação das zonas de conectividade para as duas modulações, verifica-se novamente que as áreas de cobertura para a modulação 4-PPM são substancialmente maiores que para OOK. Neste cenário o efeito dos elevados níveis de ruído nas zonas sob as lâmpadas *spot* é evidente no formato das zonas de conectividade.

A sobreposição das várias zonas de conectividade para as taxas de transmissão {125, 250 e 500 kbps, 1, 2 e 4 Mbps} deu origem às representações da Figura 7-8. Note-se que o emissor está posicionado no centro da sala, o que representa a situação mais favorável em termos de área de conectividade. Nas várias

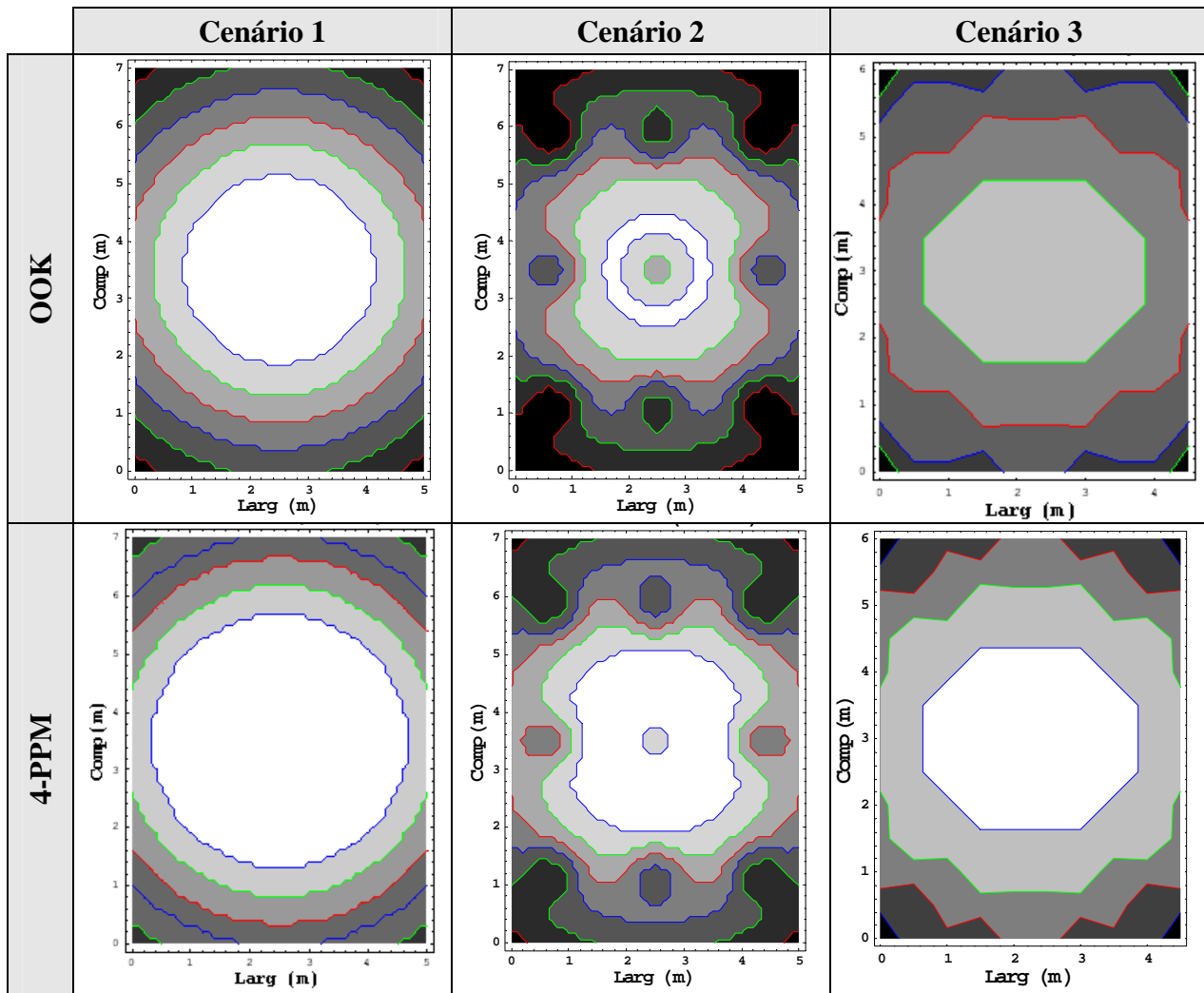


Figura 7-8. Zonas de conectividade das seis taxas de transmissão dos sistemas com modulação OOK e 4-PPM, nos três cenários estudados. Nas situações em que o número de zonas é inferior a seis, significa a existência de cobertura total para a(s) taxa(s) menor(es).

figuras obtidas, a área branca interior corresponde à taxa máxima de 4 Mbps, o contorno seguinte delimita a área da taxa imediatamente inferior de 2 Mbps, e assim sucessivamente. As áreas de conectividade são apresentadas numa escala de cinzentos, correspondendo os mais claros às taxas mais elevada. Existem figuras com menos áreas do que o número de taxas consideradas, por exemplo, no caso do Cenário 3 com a modulação 4-PPM há apenas quatro áreas, resultado do facto de as duas taxas mais baixas cobrirem toda a célula óptica, i.e. os limites da sala estão dentro do alcance destas taxas.

Devido à distribuição isotrópica do ruído no Cenário 1, as zonas de conectividade têm um formato circular, o que nos permite falar em distância de alcance (raio da área circular). Assim os valores de alcance em metros, por ordem decrescente das taxas de transmissão, são: para OOK 1.75, 2.28, 2.78, 3.26, 3.72 e 4.22; e para 4-PPM: 2.28, 2.76, 3.24, 3.72, 4.20 e > 4.3 (superior à máxima distância possível dentro da sala, ou seja cobertura total). Verificando-se pelos valores obtidos que para o mesmo alcance, a

modulação 4-PPM mesmo com detecção do tipo DL (detecção de limiar, cujo desempenho é inferior à detecção do tipo MAP) permite a duplicação da taxa de transmissão relativamente a OOK.

7.3 O sistema com filtragem adaptativa

A utilização de filtragem adaptativa é uma das formas de adaptação da taxa de transmissão que consiste em diminuir a taxa de transmissão efectiva (*baud-rate*) no canal, tornando assim possível a diminuição da largura de banda do receptor e conseqüentemente uma redução dos efeitos do ruído ambiente. Quando as condições de comunicação se degradam (elevada PEB ou *RSR* baixa), o ritmo de transmissão deve ser diminuído até que o desempenho desejado possa ser retomado. A implementação deste sistema precisa de um banco de filtros passa-baixo adaptados para o conjunto de taxas de transmissão {4, 2 e 1 Mbps, 500, 250 e 125 kbps} que para a modulação 4-PPM, em que a duração dos pulsos é metade da duração de *bit*, implica a utilização de filtros com frequências de corte {8, 4, 2 e 1 MHz, 500 e 250 kHz}.

O sistema com filtragem adaptativa é de implementação complexa devido ao desenho dos filtros analógicos adaptados às várias taxas de transmissão no canal. Para fazer a comparação em termos de desempenho esperado entre os sistemas com filtragem adaptativa e com correcção de erros, foi considerado o sistema com códigos de repetição. Os sistemas com filtragem adaptativa e com códigos de repetição são diferentes do ponto de vista conceptual, mas têm um desempenho idêntico, uma vez que a repetição de um determinado símbolo (usando códigos de repetição) é equivalente ao correspondente aumento de duração do símbolo pelo uso de uma taxa de transmissão mais baixa (filtragem adaptativa).

Na Figura 7-9 apresenta-se o diagrama de blocos de um sistema com adaptação da taxa de transmissão com códigos de repetição, que para o conjunto de taxas de transmissão {4, 2 e 1 Mbps, 500, 250 e 125 kbps} e supondo a não repetição de símbolos para a taxa máxima deve funcionar com os factores de repetição n 1, 2, 4, 8, 16 e 32. No emissor os sinais de entrada são: a sequência de dados de entrada a_k , o sinal de relógio com a frequência dos dados de entrada e síncrono com estes; e o valor da ordem de repetição (n). São usados dois sinais de relógio, um com a frequência dos dados de entrada (*relógio*) e o outro, no caso de se usar a modulação 4-PPM, de 8 MHz correspondendo ao ritmo de *chips* no canal que pode ser obtido pela multiplicação do sinal *relógio* pelo factor $(2.n)$. A sequência de dados de entrada $\{a_k\}$ é modulada em símbolos PPM que são repetidos n vezes, tendo a sequência resultante um ritmo de 4 Mbps ou 8 *Mchip/s*, sendo em seguida convertida para um sinal de potência óptica $s(t)$. O canal adiciona ao sinal ruído que é modelado por uma fonte de ruído aditivo $n_b(t)$. No receptor, o fotodíodo converte a potência óptica recebida $p_r(t) = p_t(t) + n_b(t)$ num sinal de corrente eléctrica $z(t)$, que em seguida é filtrado e amplificado. Então, o sinal atravessa um registo de deslocamento com 31 (máximo(n) - 1) blocos de memórias, usado para guardar os últimos 31 símbolos recebidos. Note-se que cada bloco de memória deve guardar um símbolo PPM (para 4-PPM os seus 4 *chips*). Segue-se o bloco mais importante do decodificador de repetição, que deve seleccionar o número apropriado de símbolos e

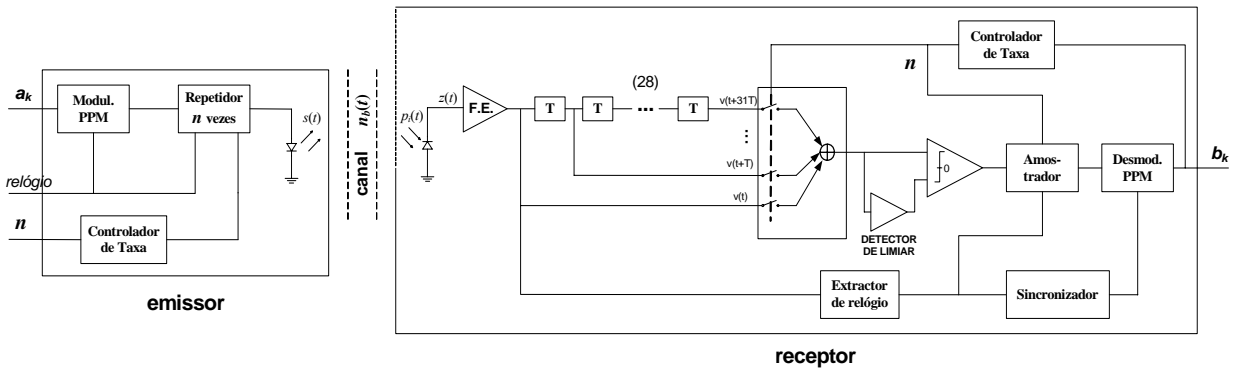


Figura 7-9. Diagrama de blocos de um sistema com adaptação de taxa de transmissão com códigos de repetição de ordem n até 32.

fazer a soma da sobreposição destes. O sinal passa por um processo de regeneração binária após comparação com um sinal de detecção de limiar, após o qual é amostrado nas posições convenientes e então desmodulado para se obter a sequência de dados reconstruída b_k . Paralelamente, deve actuar um extractor de relógio da taxa de transmissão efectiva no canal (4 Mbps, para 4-PPM implica um ritmo de *chip* de 8 MHz) usado pelos processos de selecção de símbolos e de desmodulação. O bloco Controlador de Taxa é responsável pela descodificação do valor da ordem de repetição usado na transmissão, que comunica ao bloco somador por forma a este seleccionar e somar um número de símbolos igual à ordem de repetição (o actual e os $n-1$ anteriores), e ao amostrador para uma correcta amostragem dos símbolos PPM. A informação da ordem de repetição n deve estar contida no cabeçalho da própria trama de dados, sendo esta parte da trama transmitida usando um nível de repetição pré definido no protocolo de comunicação, o que dada a importância desta informação deve ser o nível de protecção/repetição mais elevado.

7.4 O sistema com códigos correctores de erros

No sistema com códigos correctores de erros, a adaptação da taxa de transmissão faz-se mantendo a taxa de transmissão efectiva no canal e acrescentando maior ou menor redundância aos dados a transmitir por forma a tirar proveito das potencialidades de códigos correctores de erros. O projecto deste sistema para o conjunto de taxas de transmissão $\{4, 2 \text{ e } 1 \text{ Mbps}, 500, 250 \text{ e } 125 \text{ kbps}\}$, e uma vez definido que a taxa máxima de 4 Mbps não é codificada, necessita de códigos com as seguintes eficiências: $\{1/2, 1/4, 1/8, 1/16 \text{ e } 1/32\}$. A taxa de transmissão efectiva no canal é mantida em 4 Mbps, sendo uma parte usada na transmissão de *bits* de informação e os restantes são *bits* de redundância explorada pelos respectivos códigos para corrigirem os erros introduzidos pelo canal. Quanto piores forem as condições de *RSR* do canal, menor será a informação transmitida, maior será a redundância e maior será a capacidade de correcção dos códigos usados, garantindo-se uma maior robustez da transmissão da informação.

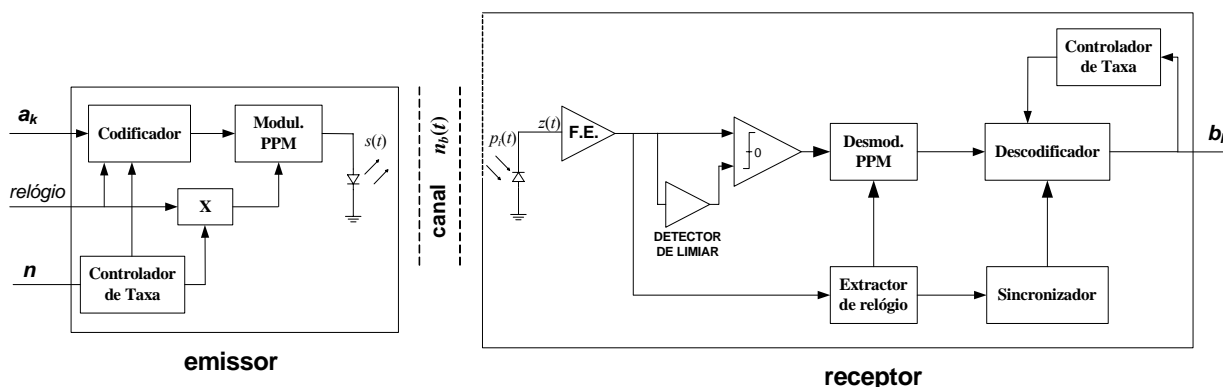


Figura 7-10. Diagrama de blocos do sistema de transmissão com códigos correctores de erros.

O diagrama de blocos do sistema com correcção de erros é apresentado na Figura 7-10. No emissor os sinais de entrada são: a sequência de dados de entrada a_k , o sinal (*relógio*) com uma frequência igual à taxa de dados de entrada e síncrono com estes; e o valor da ordem de codificação (n). São usados dois sinais de relógio: um com a frequência dos dados de entrada (*relógio*) e o outro de 4 MHz, correspondendo à taxa de dados efectiva no canal, obtida pela multiplicação do sinal *relógio* pelo factor n . O bloco codificador recebe a sequência dados de entrada a_k e codifica-a, necessitando para isso do sinal de *relógio* e do sinal de controlo de taxa n por forma a seleccionar o código a usar. A sequência codificada com uma taxa de 4 Mbps, é então modulada e convertida para um sinal de potência óptica $s(t)$. O canal é modelado por uma fonte de ruído aditivo $n_b(t)$. No receptor o fotodiodo converte a potência óptica recebida num sinal de corrente eléctrica $z(t)$, que após filtragem e amplificação é regenerado binariamente. Paralelamente, existe um extractor de relógio da taxa efectiva no canal (4 Mbps) que é usado como entrada para os blocos: desmodulador PPM e decodificador. O bloco de Controlador de Taxa deve passar ao decodificador a informação correcta sobre qual a taxa que foi usada na transmissão, por forma a que o decodificador possa seleccionar o algoritmo de decodificação apropriado. Esta informação só estará disponível depois da interpretação do campo do cabeçalho da trama de dados que contém a informação de taxa. A saída do decodificador é a sequência de dados reconstruída b_k , que é uma réplica da sequência a_k excepto para algumas posições onde o decodificador não tenha conseguido corrigir erros introduzidos pelo canal.

Procedeu-se a uma aturada pesquisa das soluções de *codecs* comercialmente disponíveis que pudessem ser usadas no projecto do sistema com adaptação de taxas de transmissão. As únicas soluções comerciais que podiam operar a velocidades de 4Mbps eram três: LSILOGIC – L64715, um *codec* Reed-Solomon com palavras de 1 byte, redundância fixa de 16 bytes para um tamanho variável da palavra codificada de 54 a 255 bytes, correspondendo a eficiências de 2/3 a 9/10; Stanford Telecom – STEL2030B, codificador convolucional e decodificador de *Viterbi* com eficiência natural de 1/2 e 2/3 e 3/4 obtidas por códigos perfurados; e Qualcomm – Q1900, codificador convolucional e decodificador de *Viterbi* com eficiências de 1/3, 1/2, 3/4 e 7/8. Tendo-se constatado a pouca flexibilidade destas soluções e

Contribuições para o projecto de um sistema por IV

a inexistência das eficiências menores pretendidas, considerou-se a possibilidade de obter essas eficiências fazendo a concatenação dos códigos de maiores eficiências disponíveis. Por exemplo concatenando dois codificadores de eficiências $1/2$, ou um de $1/3$ com outro de $3/4$, obter-se-ia um codificador de eficiência $1/4$, sendo necessária a utilização de *interleaving* entre os codificadores. No entanto, feita a análise do desempenho destes códigos concatenados verificou-se serem substancialmente piores do que os alcançáveis com os códigos óptimos para as eficiências pretendidas. Foi por isso decidido proceder ao desenvolvimento de um *codec* de codificadores convolucionais e respectivos decodificadores de *Viterbi* ajustado às necessidades do sistema multi-taxa a projectar, ou seja com os códigos de eficiências $1/2$, $1/4$, $1/8$, $1/16$ e $1/32$. A pesquisa computacional dos polinómios geradores dos melhores códigos convolucionais com essas eficiências foi apresentada na secção 3.3.3.

8. CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

8.1 Conclusões

Os objectivos traçados no início deste Doutoramento envolviam a investigação de técnicas de processamento de sinal que pudessem ser usados na camada física dos sistemas de transmissão sem fios por raios infravermelhos por forma a incrementar o seu desempenho. Numa primeira fase esse trabalho, enquadrado no âmbito do projecto IRWLAN, centrou-se no projecto de um sistema de transmissão óptica com adaptação de velocidades quer por filtragem adaptativa quer pela introdução de códigos correctores de erros. Para esse efeito, foi então avaliada a viabilidade da utilização das técnicas de codificação ditas convencionais (repetição, blocos e convolucionais), de que resultou a proposta de utilização de códigos convolucionais tendo-se procedido à pesquisa dos melhores códigos e respectiva análise de desempenho.

O trabalho de investigação propriamente dito consistiu no estudo de técnicas conjuntas de modulação e codificação nomeadamente na análise de esquemas TCM. As características dos sistemas de transmissão por infravermelhos em espaço livre, em especial as exigências em termos de eficiência de potência, ditaram que os esquemas de modulação a estudar se centrassem na família das modulações da posição de um pulso. Consideraram-se então as modulações PPM, APPM e OPPM. A primeira foi sempre usada como referência em sistemas sem codificação. As outras foram propostas especificamente como formas de expansão dos alfabetos das modulações PPM para acomodarem a redundância dos esquemas de codificação TCM, no caso de APPM permitindo vários níveis de amplitude dos pulsos e no caso de OPPM permitindo a sobreposição dos pulsos dos vários símbolos. Foram deduzidas expressões para a determinação das probabilidades de erro de *bit*, densidades espectrais de potência e capacidade de canal

Conclusões e trabalho futuro

para estas modulações que permitiram fazer uma análise comparativa do seu desempenho em sistemas não codificados e os limites teóricos em sistemas com codificação.

Tendo em conta os requisitos de LB dos sistemas M -PPM com $M = 2$ e 4 foram definidas as eficiências dos esquemas TCM, com algumas das modulações $A \times M$ -APPM e $(n \ w)$ OPPM, que não exigissem um significativo incremento da disponibilidade de LB. Limitando a pesquisa computacional dos melhores códigos TCM às partições que verificam a condição de quase-regularidade, foi possível usando o algoritmo GUZWA encontrar os de máxima distância livre d_{free} para ordens de memória dos codificadores de valores entre 2 e 10 (na maioria dos casos). Foram deduzidas expressões para o cálculo dos ganhos de codificação assintóticos, relativamente ao sistema 2-PPM não codificado, em função do parâmetro d_{free} . Os valores desses ganhos teóricos puderam ser comprovados pelas boas aproximações dos desempenhos simulados de alguns dos sistemas, nomeadamente para alguns dos esquemas TCM de eficiência $k/(k+1)$.

A representação gráfica da característica “ganho de codificação *versus* requisitos de LB”, dos vários sistemas TCM com modulações APPM e OPPM propostos e dos sistemas PPM não codificados, permitiu apreciar os benefícios relativos de cada uma das soluções. A análise dessas figuras de mérito demonstrou a possibilidade de se atingirem ganhos de codificação apreciáveis com os esquemas TCM propostos sem perdas significativas de eficiência de largura de banda, relativamente aos sistemas PPM não codificados. Em geral esses ganhos são maiores nos sistemas codificados OPPM do que nos congéneres APPM mas à custa de uma maior disponibilidade em termos de LB.

A pesquisa dos melhores esquemas TCM com modulações APPM e OPPM foi feita por forma a otimizar o seu desempenho no canal AWGN sem IES. Ora, dada a dispersão multipercorso que caracteriza o canal óptico em transmissão sem fios por infravermelhos, houve a necessidade de avaliar o comportamento dos esquemas TCM propostos, na presença de IES. Procedeu-se então à análise de desempenho dos vários sistemas em canais com os níveis de IES de: ausência, moderada e severa, tendo-se constatado que os sistemas TCM propostos apresentam um desempenho equivalente em ambos os casos. Sendo possível concluir que os seus ganhos de codificação relativamente aos sistemas M -PPM não codificados atingidos na ausência de IES mantêm-se praticamente constantes em canais com IES, verificando-se apenas uma ligeira penalização dos sistemas codificados com a modulações OPPM, quando sujeitos a níveis mais elevados de IES. Este tipo de comportamento foi também notado relativamente a esquemas TCM pesquisados como óptimos especificamente para ambientes com IES usando modulações M -PPM de ordem elevada. Ainda assim foram dados exemplos de alterações a efectuar na selecção das partições das modulações nos esquemas TCM, nomeadamente aumentando a distância dos impulsos dos símbolos de cada subconjuntos, que permitiriam atenuar os efeitos da IES nas sequências codificadas.

Retomando o cenário dos sistemas de transmissão com adaptação da taxa de transmissão, foi proposta e avaliada a utilização da codificação TCM com modulações APPM e OPPM, com o objectivo

de poder traduzir os seus ganhos de codificação em termos de ganhos de operacionalidade dos sistemas multi-taxa em que fossem empregues. Não obstante a maior complexidade exigida pela implementação das soluções codificadas, ficaram patentes as vantagens da sua utilização no desempenho dos sistemas multi-taxa, tanto ao nível da cobertura, possibilitando o estabelecimento de ligações entre estações mais distantes, como ao nível da eficiência, possibilitando que para uma determinada distância emissor-receptor possam ser usadas taxas de transmissão mais elevadas.

Os vários tópicos estudados e aqui descritos tentaram dar resposta aos objectivos inicialmente formulados no plano de trabalhos de Doutoramento. Ao longo do tempo, os principais resultados obtidos no âmbito desta Tese foram sendo publicados em conferências internacionais e nacionais.

8.2 Trabalho Futuro

De alguns anos a esta parte assiste-se a um predomínio avassalador da tecnologia rádio em relação à tecnologia óptica em meio livre, mesmo nas comunicações em ambientes interiores onde o potencial de aplicabilidade dos sistemas ópticos era previsivelmente muito maior. Este facto pode de alguma forma por em causa o interesse do trabalho descrito nesta Tese, mas não obstante o desinteresse que tem havido no desenvolvimento da tecnologia dos infravermelhos, isso não impede a sua retoma num curto-médio prazo. Os dispositivos opto-electrónicos têm uma enorme margem de evolução encontrando-se ainda distantes dos limites físicos da radiação óptica. Se houver um desenvolvimento significativo destes dispositivos isso despertará certamente o interesse pelas redes de comunicação ópticas não guiadas.

Por outro lado, embora o trabalho descrito nesta Tese se enquadre no âmbito das comunicações ópticas sem fios por infravermelhos pode ser aproveitado noutras áreas, nomeadamente na tecnologia rádio. Para além das especificidades deste trabalho, impostas pelas condicionantes da transmissão óptica em espaço livre, ressalta o conhecimento adquirido e o método seguido na definição, pesquisa, análise e simulação de esquemas de codificação TCM. Actualmente existe uma área de grande interesse científico, a das redes de sensores sem fios, em que a similitude com os sistemas ópticos é notória, em particular no que concerne à necessidade de usar esquemas de modulação e codificação simples mas de elevada eficiência em termos de consumo de energia. Nesse caso, a eficiência energética decorre da necessidade de garantir a autonomia dos sensores alimentados por pequenas baterias por largos períodos de tempo (tipicamente de vários meses a alguns anos), enquanto que nos infravermelhos ela deriva essencialmente das limitações dos níveis de radiação por razões de segurança. Neste contexto e não só, existe uma técnica de transmissão rádio que está a ser intensamente investigada e com elevado potencial de utilização, que é UWB - *Ultra Wide Band* (também designada por impulso digital sem fios), em que se transmitem impulsos muito estreitos (de elevada largura de banda) modulados em posição (PPM) ou em amplitude (PAM). Esta técnica permite alcançar elevados débitos binários em distâncias curtas com potências muito reduzidas, exigindo para isso uma elevada precisão de sincronismo. Os sinais UWB têm ainda a capacidade de atravessar certos objectos que são obstáculos para sinais com potência mais elevada mas de

Conclusões e trabalho futuro

banda mais estreita. A transposição e interesse do trabalho desenvolvido nesta Tese para a sua aplicação à tecnologia UWB parecem evidentes.

Ao longo do texto desta Tese foram identificados alguns pontos cujo tratamento mais aprofundado se aconselha, dos quais se destacam: as simulações dos sistemas com esquemas TCM foram feitas apenas para os casos de eficiências do tipo $k/(k+1)$, sendo conveniente estender essas simulações aos sistemas de eficiências $1/3$ e $2/4$ cujos ganhos de codificação assintóticos não foram por isso validados; o impacto da codificação TCM na densidade espectral dos sinais codificados deve ser analisada; aprofundar a análise feita dos esquemas de modulação APPM assimétricas, em particular considerando as constelações de sinais com inclusão de símbolos PPM repetidos e símbolos com ausência de impulso.

Um trabalho interessante, que pode ser feito no futuro, é a integração e otimização dos vários programas desenvolvidos para pesquisar os melhores esquemas TCM numa única ferramenta informática. A evolução natural do trabalho levou à constante criação de novos programas para as diferentes modulações, para diferentes eficiências de codificadores, para a selecção das melhores partições, para obter parâmetros necessários às simulações no *COSSAP*, etc.. Por outro lado, alguns destes programas foram desenvolvidos em ambiente Matlab tendo havido posteriormente necessidade de migrar para a programação em C++ por questões de rapidez de execução dos programas, nomeadamente para pesquisar códigos de elevada ordem de memória. Seria portanto conveniente criar um aplicativo que de forma parametrizável e modular pudesse proceder à pesquisa computacional dos melhores códigos TCM com as características pretendidas.

APÊNDICES

A1. Regras de detecção MAP e MV

A desmodulação e descodificação de sinais com ruído são uma aplicação directa da teoria de decisão estatística. De forma geral, temos um conjunto finito de hipóteses possíveis para um determinado experimento, e ao longo das observações relacionadas estatisticamente com as várias hipóteses, a teoria dá-nos regras para tomar as melhores decisões (de acordo com um determinado critério de desempenho) sobre qual das hipóteses é mais provavelmente correcta.

Em comunicações digitais, as hipóteses são as possíveis mensagens e as observações são as saídas de um canal probabilístico. A situação é esquematicamente representada na Figura A1-1. Assumiremos que as observações são variáveis aleatórias contínuas ou vectores aleatórios, e assim a influência do canal de comunicações é expressa através de funções densidade de probabilidade. A conversão para variáveis aleatórias discretas é feita de maneira óbvia.

Supondo que temos M possíveis hipóteses (sinais), designadas por S_i , $i = 0, 1, \dots, M-1$, associados a um experimento probabilístico, consideremos P_i como as probabilidades à priori para as hipóteses. Assumimos que a observação do experimento é um conjunto de n valores reais, representado pelo vector



Figura A1-1. Esquema da teoria de decisão estatística.

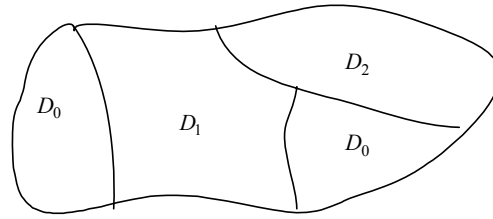


Figura A1-2. Partição abstracta do espaço de observações para $M = 3$.

$r = (r_1, r_2, \dots, r_n)$, e presumimos que são conhecidas ou calculáveis as densidades de probabilidade condicional $f(r | S_i)$ ou $P(r | S_i)$, consoante a observação é um vector aleatório contínuo ou discreto. Baseado em r , o decisor produz a decisão \hat{S}_i . Estamos interessados no algoritmo de melhor decisão no sentido de minimizar $P(\hat{S}_i \neq S_i)$, ou seja, minimizar a probabilidade de decisão errada.

O vector r observado pode ser visto como um ponto num espaço de observações, por exemplo R^n . Conceptualmente, é útil considerar o decisor como particionador do espaço de observações em zonas de decisão como se ilustra na Figura A1-2 para um caso com três hipóteses. As zonas de decisão são denominadas D_i , $i = 0, 1, \dots, M-1$, sendo que a decisão se faz em favor da hipótese S_i se $r \in D_i$. Note-se que, em geral as regiões de decisão podem ser descontínuas no espaço de observações (ver D_0 na Figura A1-2). O objectivo é definir os limites de partição óptimas, os quais representam a regra para processar r para obter a melhor decisão \hat{S}_i .

Estamos assim, interessados em minimizar $P(\hat{S}_i \neq S_i) = P(\varepsilon)$, onde ε designa um evento de erro. Primeiro, consideremos a probabilidade de erro, condicionada a S_i que é a hipótese verdadeira. Assim,

$$P(\varepsilon | S_i) = P(r \in D_i^c | S_i) = \int_{D_i^c} f(r | S_i) dr, \tag{A1.1}$$

onde D_i^c denota o complemento da i -ésima região de decisão e o integral é interpretado como um integral de dimensão n ou um somatório de ordem n no caso de observações de variáveis aleatórias discretas.

A probabilidade de erro média é assim

$$P(\varepsilon) = \sum_{i=0}^{M-1} P_i P(\varepsilon | S_i) = \sum_{i=0}^{M-1} P_i \int_{D_i^c} f(r | S_i) dr. \tag{A1.2}$$

A partição óptima do espaço de observações pode ser descrita da seguinte forma: atribuir r à região D_i para a qual $P_i f(r | S_i)$, é máxima. Se existirem empates nesta atribuição, pode ser feita uma escolha arbitrária entre as regiões empatadas. Assim a regra de decisão óptima é:

$$\hat{S}_i = \arg_{S_i} \max P_i f(r | S_i). \tag{A1.3}$$

O operador “*arg max*” deve ser entendido como produzindo o argumento que maximiza a função indicada. Para observações discretas, as funções densidade de probabilidade devem simplesmente ser substituídas pelas apropriadas probabilidades condicionadas.

Usando a regra de Bayes, podemos escrever a probabilidade posterior para a hipótese S_i , dada a observação r , como:

$$P(S_i | r) = \frac{P_i f(r | S_i)}{f(r)}. \quad (\text{A1.4})$$

Note-se que o denominador da última expressão não envolve i , e portanto, maximizar a expressão é equivalente a maximizar $P_i f(r | S_i)$. De facto, a maximização em ordem a i de qualquer função monótona do produto $P_i f(r | S_i)$ é óptima. Normalmente, uma escolha apropriada da função monótona pode simplificar consideravelmente o cálculo.

Devido à sua equivalência com a maximização de (A1.4), a regra indicada em (A1.3) é conhecida como detecção *maximum a posteriori* ou MAP.

Se as hipóteses tiverem igual probabilidade, como normalmente acontece em transmissão digital, a melhor estratégia é maximizar $f(r | S_i)$ para as várias mensagens de índice i . Esta função de densidade condicional é chamada de verosimilhança de r , dada S_i , e nesse caso o detector é designado por *máxima verosimilhança* ou MV.

Em resumo, as regras são as seguintes:

$$\text{MAP: } \hat{S}_i = \arg_{S_i} \max P_i f(r | S_i)$$

$$\text{MV: } \hat{S}_i = \arg_{S_i} \max f(r | S_i)$$

Claramente, se as probabilidades P_i forem iguais, ambas as regras produzem a mesma decisão \hat{S}_i para qualquer r . Para valores de P_i diferentes, as duas regras podem produzir valores diferentes, mas se as probabilidades P_i forem correctamente conhecidas a regra MAP terá menor probabilidade de erro do que a regra MV. Se essas probabilidades forem desconhecidas, usa-se a regra MV.

A2. Expressões da probabilidade de erro

A regra de decisão de MV equivale a uma decisão da mínima distância, i.e. haverá uma desmodulação errada se tiver sido transmitido o símbolo j e houver um símbolo $i \neq j$ mais próximo de \vec{r} . Assim, a probabilidade de erro de símbolo é a soma das probabilidades de todas as decisões erradas e é dada pela seguinte expressão:

$$P_{es} = \sum_j p(x_j) \cdot \text{Prob} \left[\left(d(\vec{r}; \vec{x}_1) < d(\vec{r}; \vec{x}_j) \right) \vee \dots \vee \left(d(\vec{r}; \vec{x}_n) < d(\vec{r}; \vec{x}_j) \right) \right]. \quad (\text{A2.1})$$

Considerando uma modulação com M símbolos equiprováveis, então $p(x_j) = 1/M$, e nesse caso:

$$P_{es} = \frac{1}{M} \sum_j \text{Prob} \left[\left(d(\vec{r}; \vec{x}_1) < d(\vec{r}; \vec{x}_j) \right) \vee \dots \vee \left(d(\vec{r}; \vec{x}_n) < d(\vec{r}; \vec{x}_j) \right) \right] \quad (\text{A2.2})$$

Recorrendo ao *Union Bound* pode-se obter um majorante da probabilidade de erro de símbolo:

$$P_{es} \leq \frac{1}{M} \sum_j \sum_{i \neq j} \text{Prob} \left[\left(d(\vec{r}; \vec{x}_i) < d(\vec{r}; \vec{x}_j) \right) | j \right] \quad (\text{A2.3})$$

A2.1 Probabilidade de erro para M-PPM

Consideremos que foi transmitido o símbolo PPM, cujas posições têm os valores $\{A, 0, \dots, 0\}$, sendo $A = M P_{av} \Re T_c$ a amplitude do pulso após o I&D. Por efeito do ruído, o símbolo recebido será $\{A+n_1, n_2, \dots, n_M\}$, onde os valores n_k são as amostras de ruído de variância $\sigma^2 = \frac{n_0}{2} T_c$. A probabilidade do símbolo transmitido ser erradamente desmodulado como $\{0, A, \dots, 0\}$, é dada por $\text{Prob}[n_2 > (A + n_1)] = \text{Prob}[(n_2 - n_1) > A]$, sendo $(n_2 - n_1)$ uma variável Gaussiana de média nula e variância $2\sigma^2$. Logo a probabilidade de trocar o símbolo j por um dos $M-1$ símbolos $i \neq j$ será:

$$\text{prob}(j \rightarrow i) = Q\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma}\right) = Q\left(\frac{M P_{av} \Re T_c}{\sqrt{2}\sigma}\right) = Q\left(M P_{av} \Re \sqrt{\frac{T_c}{n_0}}\right) \quad (\text{A2.4})$$

Logo, recorrendo ao *Union Bound* [Wil96] o majorante da probabilidade de erro de símbolo da expressão (A2.3) é equivalente a:

$$P_{es,PPM} \leq (M-1) Q\left(M P_{av} \Re \sqrt{\frac{T_c}{n_0}}\right). \quad (\text{A2.5})$$

A expressão do majorante da probabilidade de erro de *bit*, em função da *RSR* definida em (A2.7) é a seguinte:

$$P_{b,PPM} \leq \log_2 M \cdot (M-1) Q\left(\sqrt{\frac{M \cdot \log_2 M}{2}} \cdot RSR\right). \quad (\text{A2.6})$$

$$RSR = \frac{\sqrt{2} P_{av} \Re}{\sqrt{n_0} R_b} \quad (\text{A2.7})$$

A2.2 Probabilidade de erro para (n w) M-OPPM

Para se determinar o valor do majorante da expressão (A2.3) teremos que proceder à determinação dos termos da forma: $\text{Prob}[(d(\vec{r}; \vec{x}_j) < d(\vec{r}; \vec{x}_i)) | j]$. Sendo $\vec{r} = \vec{x}_j + \vec{n}$, o vector recebido que resulta da soma do vector transmitido \vec{x}_j e do vector de ruído \vec{n} . A distância entre o vector recebido e um qualquer vector diferente do transmitido é dada por: $d^2(\vec{r}; \vec{x}_i) = \|\vec{r} - \vec{x}_i\|^2 = \|\vec{x}_j - \vec{x}_i + \vec{n}\|^2$. A distância entre o vector recebido e o vector transmitido é dada por: $d^2(\vec{r}; \vec{x}_j) = \|\vec{n}\|^2$. Assim, será tomada uma decisão errada de decidir o símbolo i , se:

$$\begin{aligned} d^2(\vec{r}; \vec{x}_i) < d^2(\vec{r}; \vec{x}_j) &\Leftrightarrow \|\vec{x}_j - \vec{x}_i + \vec{n}\|^2 - \|\vec{n}\|^2 < 0 \Leftrightarrow \|\vec{x}_j - \vec{x}_i\|^2 + 2\vec{n}(\vec{x}_j - \vec{x}_i) < 0 \\ &\Leftrightarrow 2\vec{n}(\vec{x}_j - \vec{x}_i) < -d^2(\vec{x}_i; \vec{x}_j) \end{aligned} \quad (\text{A2.8})$$

sendo $2\vec{n}(\vec{x}_j - \vec{x}_i)$ uma variável Gaussiana de média nula e variância $4\sigma^2 A^2 d_{ij}$, onde d_{ij} é o número de posições onde x_i e x_j diferem, e $A = n/w P_{av} \Re T_c$ é a amplitude do pulso após o I&D. Ou seja,

	S_0	S_1	S_2	...	S_w	...	S_{M-1}
S_0	0	2	4	...	$2w$...	$2w$
S_1	2	0	2	4	$2w$
S_2	4	2	0	2	4	...	$2w$
\vdots	...	4	2	0	2	4	...
S_w	$2w$...	4	2	0
\vdots	\ddots	...
S_{M-1}	$2w$	$2w$	$2w$	$2w$	0

distância	frequência
2	$2(M-1)$
4	$2(M-2)$
...	...
$2k$	$2(M-k)$
...	...
$2w$	$2[(M-w)+(M-w-1)+\dots+2+1]$

Tabela A2-1. Distâncias entre símbolos de uma modulação $(n w) M$ -OPPM genérica e respectivas frequências.

	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7
S_0	0	2	4	6	6	6	6	6
S_1	2	0	2	4	6	6	6	6
S_2	4	2	0	2	4	6	6	6
S_3	6	4	2	0	2	4	6	6
S_4	6	6	4	2	0	2	4	6
S_5	6	6	6	4	2	0	2	4
S_6	6	6	6	6	4	2	0	2
S_7	6	6	6	6	6	4	2	0

distância	frequência
2	$2(M-1) = 14$
4	$2(M-2) = 12$
$2w=6$	$2[(M-w)+(M-w-1)+\dots+2+1]$ $= 2[(8-3)+(8-4)+(8-5)+2+1]$ $= 2(5+4+3+2+1)$ $= 30$

Tabela A2-2. Distâncias entre símbolos da modulação com 8 símbolos $(10 3)$ -OPPM e respectivas frequências.

$d^2(\bar{x}_i; \bar{x}_j) = A^2 d_{ij}$. Logo a probabilidade de trocar o símbolo j por um dos $M-1$ símbolos i diferentes de j , é dada por:

$$prob(j \rightarrow i) = Q\left(\frac{A^2 d_{ij}}{2\sigma A\sqrt{d_{ij}}}\right) = Q\left(\frac{A\sqrt{d_{ij}}}{2\sigma}\right) \quad (A2.9)$$

Assim, recorrendo ao *Union Bound* a probabilidade de erro de símbolo é maximizada pela expressão:

$$P_{es,OPPM} \leq \frac{1}{M} \sum_j \sum_{i \neq j} Q\left(\frac{A\sqrt{d_{ij}}}{2\sqrt{\frac{n_0}{2} T_c}}\right) \quad (A2.10)$$

É necessário determinar os valores de d_{ij} , para as diferentes combinações de símbolos i e j , que constituem o alfabeto de OPPM. Verifica-se por um processo de contagem que as distâncias de Hamming, entre os símbolos S_i com $i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$, vêm dadas de acordo com a Tabela A2-1, onde se considera, a distância entre dois símbolos como sendo o número de *chips* em que estes diferem e portanto está limitada a duas vezes o número de *chips* que constituem o pulso, ou seja $2w$.

Note-se que o termo $2[(M-w)+(M-w-1)+\dots+2+1]$, constitui uma série aritmética cuja soma é: $(M-w)(M-w+1)$. Assim é possível expressar os somatórios $\sum_j \sum_{i \neq j} d_{ij}$ como sendo:

Apêndices

$$\sum_{k=1}^{w-1} 2(M-k)2k + (M-w)(M-w+1)2w. \quad (\text{A2.11})$$

Como exemplo é descrita na Tabela A2-2 a distribuição de distâncias (em *chips*) entre símbolos da modulação (10 3)-OPPM.

Assim a expressão do majorante da probabilidade de erro de *bit* para uma modulação ($n w$) OPPM com M símbolos é dada, em função da *RSR* definida em (A2.7), pela expressão:

$$P_{b,OPPM} \leq \frac{\log_2 M}{M} \left[\sum_{k=1}^{w-1} [2(M-k)Q(\alpha\sqrt{2k})] + (M-w)(M-w+1)Q(\alpha\sqrt{2w}) \right] \quad (\text{A2.12})$$

$$\text{sendo } \alpha = \frac{n P_{av} \Re \sqrt{T_c}}{w \sqrt{2n_0}} = \frac{RSR}{2w} \sqrt{n \cdot \log_2 M}.$$

A2.3 Probabilidade de erro para $A \times M$ -APPM

Considerando, que na detecção ou desmodulação dos símbolos $A \times M$ -APPM transmitidos se usa a regra de MV, de entre os símbolos que constituem o alfabeto, é tomada a decisão de escolher o símbolo j correspondente ao vector \vec{x}_j que maximiza a probabilidade de se observar a palavra recebida \vec{r} , i.e.

procura-se $\max[p(\vec{r} | \vec{x}_j)]$.

A probabilidade condicionada de se receber o vector \vec{r} , se tiver sido transmitido o símbolo j , é dada pela seguinte expressão:

$$p(\vec{r} | \vec{x}_j) = \frac{1}{(\sigma\sqrt{2\pi})^n} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_i (r_i - x_{ij})^2\right\}, \quad (\text{A2.13})$$

onde $\sigma^2 = \frac{n_0}{2} T_c$ e x_{ij} é a i -ésima componente do vector \vec{x}_j .

A regra de decisão de MV equivale a uma decisão da mínima distância. Vamos ter erro se tiver sido transmitido j e houver um $i \neq j$ mais próximo de \vec{r} .

A expressão A(2.1-3) toma nesta modulação a forma:

$$P_{es, A \times M - APPM} \leq \frac{1}{A \cdot M} \sum_j \sum_{i \neq j} \text{Pr ob}[(d(\vec{r}; \vec{x}_i) < d(\vec{r}; \vec{x}_j)) | j]. \quad (\text{A2.14})$$

Para se determinar o valor deste majorante teremos que proceder à determinação dos termos da forma: $\text{Pr ob}[(d(\vec{r}; \vec{x}_i) < d(\vec{r}; \vec{x}_j)) | j]$.

Sendo $\vec{r} = \vec{x}_j + \vec{n}$, o vector recebido que resulta da soma do vector transmitido \vec{x}_j e do vector de ruído \vec{n} . A distância entre o vector recebido e um qualquer vector diferente do transmitido é dada por:

$d^2(\vec{r}; \vec{x}_i) = \|\vec{r} - \vec{x}_i\|^2 = \|\vec{x}_j - \vec{x}_i + \vec{n}\|^2$. A distância entre o vector recebido e o vector transmitido é dada por:
 $d^2(\vec{r}; \vec{x}_j) = \|\vec{n}\|^2$.

Assim, será tomada uma decisão errada de decidir o símbolo i , se:

$$\begin{aligned} d^2(\vec{r}; \vec{x}_i) < d^2(\vec{r}; \vec{x}_j) &\Leftrightarrow \|\vec{x}_j - \vec{x}_i + \vec{n}\|^2 - \|\vec{n}\|^2 < 0 \Leftrightarrow \|\vec{x}_j - \vec{x}_i\|^2 + 2\vec{n}(\vec{x}_j - \vec{x}_i) < 0 \\ &\Leftrightarrow 2\vec{n}(\vec{x}_j - \vec{x}_i) < -d^2(\vec{x}_i; \vec{x}_j) \end{aligned} \quad (\text{A2.15})$$

Pode-se analisar a probabilidade de erro, dividindo os erros em várias classes diferentes:

- a1)** Transmite-se um símbolo de amplitude 1 numa posição j e decide-se um símbolo de amplitude 2 na posição j . Este erro tem uma probabilidade de $1/2$.
- a2)** Transmite-se um símbolo de amplitude 2 numa posição j e decide-se um símbolo de amplitude 1 na posição j . Este erro tem uma probabilidade de $1/2$.
- b1)** Transmite-se um símbolo de amplitude 1 numa posição j e decide-se um símbolo de amplitude 2 numa das $(M-1)$ posições $i \neq j$. Este erro tem uma probabilidade de $(M-1)/2$.
- b2)** Transmite-se um símbolo de amplitude 2 numa posição j e decide-se um símbolo de amplitude 1 numa das $(M-1)$ posições $i \neq j$. Este erro tem uma probabilidade de $(M-1)/2$.
- c)** Transmite-se um símbolo de amplitude 1 numa posição j e decide-se um símbolo de amplitude 1 numa das $(M-1)$ posições $i \neq j$. Este erro tem uma probabilidade de $(M-1)/2$.
- d)** Transmite-se um símbolo de amplitude 2 numa posição j e decide-se um símbolo de amplitude 2 numa das $(M-1)$ posições $i \neq j$. Este erro tem uma probabilidade de $(M-1)/2$.

Podemos analisar a1) e a2) conjuntamente como sendo um erro de amplitude, nesse caso $2\vec{n}(\vec{x}_j - \vec{x}_i)$ é uma variável Gaussiana de variância $4\sigma^2 T_c^2$ e $d^2(\vec{x}_i; \vec{x}_j) = T_c^2$. Sendo assim a probabilidade deste tipo de erro será dada por:

$$P_{ea}) \propto Q\left(\frac{T_c^2}{2\sigma T_c}\right) = Q\left(\frac{T_c}{2\sigma}\right).$$

Podemos também analisar b1) e b2) conjuntamente como sendo um erro de amplitude e de posição, nesse caso $2\vec{n}(\vec{x}_j - \vec{x}_i)$ é uma variável Gaussiana de variância $4\sigma^2 5T_c^2$ e $d^2(\vec{x}_i; \vec{x}_j) = 5T_c^2$. Sendo assim a probabilidade deste tipo de erro será dada por:

$$P_{eb}) \propto Q\left(\frac{5T_c^2}{2\sigma\sqrt{5}T_c}\right) = Q\left(\frac{\sqrt{5}T_c}{2\sigma}\right).$$

Apêndices

O erro da classe c) é um erro de posição com amplitude 1, nesse caso $2\bar{n}(\bar{x}_j - \bar{x}_i)$ é uma variável Gaussiana de variância $4\sigma^2 2T_c^2$ e $d^2(\bar{x}_i; \bar{x}_j) = 2T_c^2$. Sendo assim a probabilidade deste tipo de erro dada por:

$$P_{ec} \propto Q\left(\frac{2T_c^2}{2\sigma\sqrt{2}T_c}\right) = Q\left(\frac{T_c}{\sqrt{2}\sigma}\right).$$

O erro da classe d) é um erro de posição com amplitude 2, nesse caso $2\bar{n}(\bar{x}_j - \bar{x}_i)$ é uma variável Gaussiana de variância $4\sigma^2 8T_c^2$ e $d^2(\bar{x}_i; \bar{x}_j) = 8T_c^2$. Sendo assim a probabilidade deste tipo de erro dada por:

$$P_{ed} \propto Q\left(\frac{8T_c^2}{2\sigma\sqrt{8}T_c}\right) = Q\left(\frac{\sqrt{2}T_c}{\sigma}\right).$$

Assim, a probabilidade de erro de *bit* é majorada por:

$$P_{e,2 \times M-APPM} \leq \frac{\log_2(A \cdot M)}{A \cdot M} \left\{ \frac{M-1}{2} [Q(2\sqrt{2}\gamma) + Q(\sqrt{2}\gamma)] + (M-1)Q(\sqrt{5}\gamma) + Q(\gamma) \right\}, \quad (\text{A2.16})$$

onde o factor γ é dado por:

$$\gamma = RSR \cdot \frac{\sqrt{M \log_2(A \cdot M)}}{1 + A}. \quad (\text{A2.17})$$

A expressão geral da probabilidade de erro de *bit* para uma modulação $A \times M$ -APPM é a seguinte:

$$P_{b,A \times M-APPM} \leq \frac{\log_2(A \cdot M)}{A \cdot M} \left\{ \begin{aligned} & \sum_{i=1}^{A-1} \left[Q(i \cdot \gamma) \frac{2(A-i)}{A} \right] + (M-1) \sum_{i=1}^A [Q(\sqrt{2}\gamma)] + \\ & + \frac{(M-1)}{A} \sum_{i=1}^{A-1} \sum_{j=i+1}^A [Q(\sqrt{i^2 + j^2}\gamma) 2] \end{aligned} \right\}, \quad (\text{A2.18})$$

A3. Expressões da densidade espectral de potência

Nesta secção apresenta-se a obtenção das expressões para as densidades espectrais de potência (*DEP*) que permitem avaliar os requisitos de Largura de Banda (*LB*) das várias modulações: PPM, OPPM e APPM. A determinação da densidade espectral de potência das várias modulações parte da expressão geral para uma modulação M -ária, quando a entrada digital é Markoviana. Esta expressão é apresentada em (A3.1), cuja dedução pode ser encontrada em [Wil96] no Apêndice - 3A3.

$$\gamma(f) = \frac{1}{T_s} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N p_i G_i(f) G_j^*(f) \left[\sum_{k=-\infty}^{+\infty} (p_{ij}^{(k)} - p_j) e^{-2j\pi f k T_s} \right] + \frac{1}{T_s^2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left| \sum_{i=1}^N p_i G_i\left(\frac{k}{T_s}\right) \right| \delta\left(f - \frac{k}{T_s}\right) \quad (\text{A3.1})$$

onde $G_i(f)$ e p_i são, respectivamente, a transformada de Fourier e a probabilidade do i -ésimo sinal $s_i(t)$, e $p_{ij}^{(k)}$ é a probabilidade do sinal $s_j(t)$ ser transmitido k vezes a seguir ao sinal $s_i(t)$. Estas probabilidades de transições de k passos são entradas (i, j) na matriz \mathbf{A}^k de uma sequência regular de Markov. Esta expressão é deduzida com a premissa de a modulação ser um processo sem memória, i.e. todos os T_s segundos o modulador produz uma das M formas de onda, consoante o símbolo x_n que recebe, e superposiciona-a com as outras respostas, de acordo com: $s(t) = \sum_n s_{x_n}(t - nT_s)$. Esta exigência está de acordo com o modelo que foi considerado na expressão (2.2). Normalmente, as probabilidades dos M símbolos é igual e usa-se um modelo no qual os símbolos de entrada são escolhidos de forma independente. Note-se que o facto do modulador não ter memória não implica que os símbolos de entrada sejam estatisticamente independentes. No entanto, existem situações em que os símbolos não são escolhidos de forma independente, nomeadamente quando a sequência de entrada do modulador é codificada. Esta codificação pode ser feita para aumentar o desempenho das comunicações na presença de ruído, ou para formatação do espectro do sinal, ou ambas. Ainda assim, continua a ser possível na maioria dos casos descrever a entrada codificada como uma sequência de estados finitos de Markov.

A derivação das expressões para a *DEP* é feita separadamente para as componentes contínua e discreta do espectro. Assim, na expressão (A3.1) o primeiro termo representa a parte contínua e o segundo a parte discreta da densidade espectral de potência do sinal, ou riscas do espectro resultantes das periodicidades na função de autocorrelação. Ou seja, a expressão geral da parte contínua da densidade espectral de potência é dada por (A3.2).

$$\gamma_c(f) = \frac{1}{T_s} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M p_i G_i(f) G_j^*(f) \left[\sum_{k=-\infty}^{+\infty} (p_{ij}^{(k)} - p_j) e^{-2j\pi f k T_s} \right] \quad (\text{A3.2})$$

A expressão geral da parte discreta da densidade espectral de potência é dada por (A3.3).

$$\gamma_D(f) = \frac{1}{T_s^2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left| \sum_{i=1}^M p_i G_i\left(\frac{k}{T_s}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{k}{T_s}\right) \quad (\text{A3.3})$$

No caso de sistemas de transmissão usando símbolos M -ários independentes e equiprováveis verifica-se que:

$$\left\{ \begin{array}{l} p_i = \frac{1}{M}, \quad \forall i \\ p_{ij}^{(k)} = \text{Prob}[c_{i+k} = j | c_i] = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \\ \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}} (p_{ij}^{(k)} - p_j) e^{-2j\pi f k T_s} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{A3.4})$$

Apêndices

Então a expressão (A3.2) pode ser simplificada para:

$$\begin{aligned}
 \gamma_c(f) &= \frac{1}{T_s} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M p_i G_i(f) G_j^*(f) (p_{ij}^{(0)} - p_j) = \frac{1}{MT_s} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M G_i(f) G_j^*(f) \left(\delta_{ij} - \frac{1}{M} \right) = \\
 &= \frac{1}{MT_s} \sum_{i=1}^M |G_i(f)|^2 \left(1 - \frac{1}{M} \right) + \frac{1}{MT_s} \sum_{i=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M G_i(f) G_j^*(f) \left(-\frac{1}{M} \right) = \\
 &= \frac{1}{MT_s} \sum_{i=1}^M |G_i(f)|^2 \left(1 - \frac{1}{M} \right) - \frac{1}{M^2 T_s} \sum_{i=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M G_i(f) G_j^*(f) = \\
 &= \frac{1}{MT_s} \sum_{i=1}^M |G_i(f)|^2 \left(1 - \frac{1}{M} \right) - \frac{1}{M^2 T_s} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M G_i(f) G_j^*(f) + \frac{1}{M^2 T_s} \sum_{i=1}^M |G_i(f)|^2
 \end{aligned} \tag{A3.5}$$

Uma vez que, $\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M G_i(f) G_j^*(f) = \left| \sum_{i=1}^M G_i(f) \right|^2 \neq \sum_{i=1}^M |G_i(f)|^2$ resulta assim, a expressão geral para a parte contínua do espectro na sua forma mais simplificada dada pela expressão (A3.6).

$$\gamma_c(f) = \frac{1}{MT_s} \sum_{i=1}^M |G_i(f)|^2 - \frac{1}{M^2 T_s} \left| \sum_{i=1}^M G_i(f) \right|^2 \tag{A3.6}$$

A parte discreta da densidade espectral de potência ou riscas do espectro é dada pela expressão (A3.7).

$$\gamma_D(f) = \frac{1}{M^2 T_s^2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left| \sum_{i=1}^M G_i \left(\frac{k}{T_s} \right) \right|^2 \delta \left(f - \frac{k}{T_s} \right). \tag{A3.7}$$

A3.1 Densidade espectral de potência para PPM

Numa modulação M -PPM, considerando impulsos rectangulares, os espectros dos M símbolos que constituem o alfabeto da modulação são apresentados em (A3.8), onde P_p representa a potência do pulso do símbolo emitido e T_c é a duração do pulso.

$$\begin{cases} G_1(f) = P_p \operatorname{sinc}(fT_p) e^{-j\pi f T_c} \\ G_2(f) = P_p \operatorname{sinc}(fT_p) e^{-j3\pi f T_c} \\ \vdots \\ G_M(f) = P_p \operatorname{sinc}(fT_p) e^{-j(M-1)\pi f T_c} \end{cases} \tag{A3.8}$$

$$G_i(f) = P_p \operatorname{sinc}(fT_c) e^{-j2\pi f (iT_c + T_c/2)}, \quad i = 0, 1, \dots, M-1$$

A componente contínua da densidade espectral de potência pode ser deduzida:

$$\begin{aligned}
 \gamma_C(f) &= \frac{1}{M T_s} \sum_{i=1}^M P_p^2 \operatorname{sinc}^2(f T_c) - \frac{P_p^2}{M^2 T_s} \left| e^{-j\pi f T_c} \operatorname{sinc}^2(f T_c) \left\{ 1 + e^{-j2\pi f T_c} + \dots + e^{-j2(M-1)\pi f T_c} \right\} \right|^2 = \\
 &= \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2(f T_c) - \frac{P_p^2}{M^2 T_s} \operatorname{sinc}^2(f T_c) \left| \frac{1 - e^{-j2M\pi f T_c}}{1 - e^{-j2\pi f T_c}} \right|^2 = \\
 &= \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2(f T_c) \left[1 - \frac{1}{M^2} \left| \frac{1 - e^{-j2M\pi f T_c}}{1 - e^{-j2\pi f T_c}} \right|^2 \right]
 \end{aligned} \tag{A3.9}$$

Uma vez que a série geométrica obedece à igualdade seguinte:

$$\left\{ 1 + e^{-j2\pi f T_c} + \dots + e^{-j2(M-1)\pi f T_c} \right\} = \frac{e^{-j2M\pi f T_c} - 1}{e^{-j2\pi f T_c} - 1} = \frac{1 - e^{-j2M\pi f T_c}}{1 - e^{-j2\pi f T_c}}.$$

que atendendo à igualdade da expressão

$$\frac{1 - e^{-j2M\pi f T_c}}{1 - e^{-j2\pi f T_c}} = \frac{e^{-jM\pi f T_c} (e^{jM\pi f T_c} - e^{-jM\pi f T_c})}{e^{-j\pi f T_c} (e^{j\pi f T_c} - e^{-j\pi f T_c})} = e^{-j(M-1)\pi f T_c} \cdot \frac{\sin(M\pi f T_c)}{\sin(\pi f T_c)}$$

e fazendo a substituição em (A3.9) obtém-se a expressão (A3.10) da componente contínua da densidade espectral de potência de uma modulação do tipo M -PPM.

$$\gamma_C(f) = \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2\left(f \frac{T_s}{M}\right) \left[1 - \frac{1}{M^2} \left| \frac{\sin(\pi f T_s)}{\sin(\pi f T_s / M)} \right|^2 \right]. \tag{A3.10}$$

Para uma modulação M -PPM, o termo $\left| \sum_{i=1}^M G_i\left(\frac{k}{T}\right) \right|^2$, fica igual a:

$$\left| \sum_{i=1}^M G_i\left(f = \frac{k}{T_s}\right) \right|^2 = P_p^2 \operatorname{sinc}^2(f T_c) \left| \frac{1 - e^{-j2M\pi f T_c}}{1 - e^{-j2\pi f T_c}} \right|^2 = P_p^2 \operatorname{sinc}^2(f T_c) \left| \frac{\sin(M\pi f T_c)}{\sin(\pi f T_c)} \right|^2 \tag{A3.11}$$

Assim, concretizando a expressão (A3.11) para os valores de frequência em que $\delta(f - k/T_s) = 1$, a parte discreta da densidade espectral de potência ou riscas do espectro, é dada por:

$$\gamma_D(f) = \begin{cases} (f = 0) \Rightarrow \gamma_D = \frac{P_p^2}{M^2} \cdot \operatorname{sinc}^2(0) \cdot \left| \frac{\sin(M \cdot 0)}{\sin(0)} \right|^2 = \frac{P_p^2}{M^2} \cdot 1 \cdot M^2 = P_p^2 \\ \left(f = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{M T_c} \right) \Rightarrow \gamma_D = \frac{P_p^2}{M^2} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{1}{M}\right) \cdot \left| \frac{\sin(\pi)}{\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)} \right|^2 = 0 \\ \left(f = \frac{2}{T_s} \right) \Rightarrow \dots \gamma_D = 0 \\ \vdots \Rightarrow \dots \gamma_D(f) = 0, \forall f = \frac{k}{T_s} : k \in \mathbb{Z} \setminus \{0\} \end{cases} \tag{A3.12}$$

Apêndices

Verifica-se desta forma que a única risca do espectro de uma modulação M -PPM é para a frequência $f=0$, i.e. a única componente discreta do espectro de uma modulação PPM é a componente DC do seu sinal.

A3.2 Densidade espectral de potência para OPPM

Uma modulação (n w) M -OPPM tem M símbolos, sendo cada símbolo constituído por n slots, em que o pulso emitido ocupa w slots consecutivos a “on” e os restantes slots estão a “off”, verificando-se a relação $M = n - w + 1$. Considerando impulsos rectangulares, os espectros dos M símbolos da modulação M -OPPM são apresentados em (A3.11), onde P_p representa a potência do pulso do símbolo emitido, T_c é a duração do slot e T_p é a duração do pulso ou seja, $T_p = wT_c$.

$$\begin{cases} G_1(f) = P_p \operatorname{sinc}(fT_p) e^{-j2\pi f T_p / 2} \\ G_2(f) = P_p \operatorname{sinc}(fT_p) e^{-j2\pi f T_c} e^{-j2\pi f T_p / 2} \\ \vdots \\ G_M(f) = P_p \operatorname{sinc}(fT_p) e^{-j2\pi f (M-1)T_c} e^{-j2\pi f T_p / 2} \end{cases} \quad (\text{A3.13})$$

$$G_i(f) = P_p \operatorname{sinc}(fT_p) e^{-j2\pi f (iT_c + T_p / 2)}, \quad i = 0, 1, \dots, M - 1$$

Assim, teremos para a parte contínua do espectro:

$$\begin{aligned} \gamma_C(f) &= \frac{1}{MT_s} \sum_{i=1}^M P_p^2 \operatorname{sinc}^2(fT_p) - \frac{P_p^2}{M^2 T_s} \left| e^{-j2\pi f T_p / 2} \operatorname{sinc}^2(fT_p) \{1 + e^{-j2\pi f T_c} + \dots + e^{-j2\pi f (M-1)T_c}\} \right|^2 = \\ &= \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2(fT_p) - \frac{P_p^2}{M^2 T_s} \operatorname{sinc}^2(fT_p) \left| \frac{1 - e^{-j2\pi f M T_c}}{1 - e^{-j2\pi f T_c}} \right|^2 = \\ &= \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2(fT_p) \left[1 - \frac{1}{M^2} \left| \frac{1 - e^{-j2\pi f M T_c}}{1 - e^{-j2\pi f T_c}} \right|^2 \right] = \\ &= \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2(fT_p) \left[1 - \frac{1}{M^2} \left| \frac{\sin(M\pi f T_c)}{\sin(\pi f T_c)} \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (\text{A3.14})$$

Assim, a expressão da componente contínua da densidade espectral de potência de uma modulação M -OPPM é dada pela expressão (A3.15).

$$\gamma_C(f) = \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2\left(f \frac{w}{n} T_s\right) \left[1 - \frac{1}{M^2} \left| \frac{\sin\left(M \pi f \frac{T_s}{n}\right)}{\sin\left(\pi f \frac{T_s}{n}\right)} \right|^2 \right] \quad (\text{A3.15})$$

Para uma modulação M -OPPM, o termo $\left| \sum_{i=1}^M G_i\left(\frac{k}{T}\right) \right|^2$, fica igual a:

$$\left| \sum_{i=1}^M G_i \left(f = \frac{k}{T_s} \right) \right|^2 = P_p^2 \operatorname{sinc}^2(fT_p) \left| \frac{1 - e^{-j2M\pi f T_c}}{1 - e^{-j2\pi f T_c}} \right|^2 = P_p^2 \operatorname{sinc}^2 \left(f \frac{w}{n} T_s \right) \left| \frac{\sin(M \pi f T_c)}{\sin(\pi f T_c)} \right|^2 \quad (\text{A3.16})$$

Assim, concretizando a expressão (A3.16) para os valores de frequência em que $\delta(f-k/T_s) = 1$, a parte discreta da densidade espectral de potência ou riscas do espectro, é dada por:

$$\gamma_D(f) = \begin{cases} (f = 0) \Rightarrow \gamma_D = \frac{P_p^2}{M^2} \cdot \operatorname{sinc}^2(0) \cdot \left| \frac{\sin(M \cdot 0)}{\sin(0)} \right|^2 = \frac{P_p^2}{M^2} \cdot 1 \cdot M^2 = P_p^2 \\ \left(f = \frac{1}{T_s} = \frac{w}{nT_p} \right) \Rightarrow \gamma_D = \frac{P_p^2}{M^2} \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{w}{n} \right) \cdot \left| \frac{\sin \left(\frac{M\pi}{n} \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{n} \right)} \right|^2 \\ \dots \\ \left(f = \frac{k}{T_s} = \frac{k w}{nT_p} \right) \Rightarrow \gamma_D = \frac{P_p^2}{M^2} \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{k w}{n} \right) \cdot \left| \frac{\sin \left(\frac{k M \pi}{n} \right)}{\sin \left(\frac{k \pi}{n} \right)} \right|^2 \end{cases} \quad (\text{A3.17})$$

Conclui-se assim que a parte discreta do espectro do sinal OPPM é constituída por várias riscas.

A3.3 Densidade espectral de potência para APPM

Uma modulação $A \times M$ -APPM é constituída por $A \times M$ símbolos, onde cada símbolo é constituído por M intervalos de duração T_c . É usado o mesmo desenho de M -PPM permitindo A valores de amplitude diferentes no intervalo onde é transmitido o impulso. Considerando impulsos rectangulares, os espectros dos $A \times M$ símbolos que constituem o alfabeto da modulação são apresentados em (A3.18), onde P_p representa a menor potência do pulso do símbolo emitido (o maior valor de potência do pulso é AP_p) e T_c é a duração do pulso.

$$\left\{ \begin{array}{lll} G_1 = P_p \operatorname{sinc}(fT_c) e^{-j\pi f T_c} & G_{M+1} = 2P_p \operatorname{sinc}(fT_c) e^{-j\pi f T_c} & \dots G_{(A-1)M+1} = AP_p \operatorname{sinc}(fT_c) e^{-j\pi f T_c} \\ G_2 = P_p \operatorname{sinc}(fT_c) e^{-j3\pi f T_c} & G_{M+2} = 2P_p \operatorname{sinc}(fT_c) e^{-j3\pi f T_c} & \dots G_{(A-1)M+2} = AP_p \operatorname{sinc}(fT_c) e^{-j3\pi f T_c} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ G_M = P_p \operatorname{sinc}(fT_c) e^{-j(2M-1)\pi f T_c} & G_{2M} = 2P_p \operatorname{sinc}(fT_c) e^{-j(2M-1)\pi f T_c} & \dots G_{AM} = AP_p \operatorname{sinc}(fT_c) e^{-j(2M-1)\pi f T_c} \end{array} \right. \quad (\text{A3.18})$$

Assim, teremos para a parte contínua do espectro:

Apêndices

$$\begin{aligned}
\gamma_c(f) &= \frac{1}{A \cdot M T_s} \sum_{i=1}^{AM} |G_i(f)|^2 - \frac{1}{A \cdot M T_s} \left| \sum_{i=1}^M G_i(f) \right|^2 = \\
&= \frac{1}{A \cdot M T_s} \left[\sum_{i=1}^M P_p^2 \operatorname{sinc}^2(fT_c) + \sum_{i=M+1}^{2M} 2^2 P_p^2 \operatorname{sinc}^2(fT_c) + \dots + \sum_{i=(A-1)M+1}^{AM} A^2 P_p^2 \operatorname{sinc}^2(fT_c) \right] - \frac{P_p^2}{(A \cdot M)^2 T_s} \cdot \\
&\quad \cdot \left| e^{-j\pi f T_c} \operatorname{sinc}(fT_c) \left\{ \left(1 + e^{-j2\pi f T_c} + \dots + e^{-j2(M-1)\pi f T_c} \right) + 2 \left(1 + e^{-j2\pi f T_c} + \dots + e^{-j2(M-1)\pi f T_c} \right) + \dots \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \dots + A \left(1 + e^{-j2\pi f T_c} + \dots + e^{-j2(M-1)\pi f T_c} \right) \right\} \right|^2 = \\
&= \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2(fT_c) \cdot \frac{M(1 + 2^2 + \dots + A^2)}{A \cdot M} - \frac{P_p^2}{T_s} \operatorname{sinc}^2(fT_c) \cdot \\
&\quad \cdot \frac{(1 + 2 + \dots + M)^2}{(A \cdot M)^2} \left| \left(1 + e^{-j2\pi f T_c} + \dots + e^{-j2(M-1)\pi f T_c} \right) \right|^2 = \\
&= \frac{P_p^2}{A \cdot M T_s} \operatorname{sinc}^2(fT_c) \left[M \sum_{i=1}^A i^2 - \frac{\left(\sum_{i=1}^A i \right)^2}{A \cdot M} \left| \frac{\sin(M\pi f T_c)}{\sin(\pi f T_c)} \right|^2 \right]
\end{aligned} \tag{A3.19}$$

Assim, a expressão da componente contínua da densidade espectral de potência de uma modulação $A \times M$ -APPM é dada pela expressão (A3.20).

$$\gamma_c(f) = \frac{P_p^2}{A \cdot M T_s} \operatorname{sinc}^2\left(f \frac{T_s}{M}\right) \left[M \sum_{i=1}^A i^2 - \frac{\left(\sum_{i=1}^A i \right)^2}{A \cdot M} \left| \frac{\sin(\pi f T_s)}{\sin(\pi f T_s / M)} \right|^2 \right] \tag{A3.20}$$

Para uma modulação $A \times M$ -APPM, o termo $\left| \sum_{i=1}^M G_i\left(\frac{k}{T}\right) \right|^2$, fica igual a:

$$\left| \sum_{i=1}^M G_i\left(f = \frac{k}{T_s}\right) \right|^2 = P_p^2 \operatorname{sinc}^2(fT_c) \left(\sum_{i=1}^A i \right)^2 \left| \frac{1 - e^{-j2M\pi f T_c}}{1 - e^{-j2\pi f T_c}} \right|^2 = P_p^2 \operatorname{sinc}^2(fT_c) \left(\sum_{i=1}^A i \right)^2 \left| \frac{\sin(\pi f T_s)}{\sin(\pi f T_s / M)} \right|^2 \tag{A3.21}$$

Assim, concretizando a expressão (A3.21) para os valores de frequência em que $\delta(f-k/T_s) = 1$, a parte discreta da densidade espectral de potência ou riscas do espectro, é dada por:

$$\gamma_D(f) = \begin{cases} (f=0) \Rightarrow \gamma_D = \frac{P_p^2}{(AM)^2} \cdot \operatorname{sinc}^2(0) \cdot \left| \frac{\sin(M \cdot 0)}{\sin(0)} \right|^2 = \frac{P_p^2}{(A \cdot M)^2} \cdot 1 \cdot M^2 = \frac{P_p^2}{A^2} \\ \left(f = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{MT_c} \right) \Rightarrow \gamma_D = \frac{P_p^2}{(A \cdot M)^2} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{1}{M}\right) \cdot \left| \frac{\sin(\pi)}{\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)} \right|^2 = 0 \\ \left(f = \frac{2}{T_s} \right) \Rightarrow \dots \gamma_D = 0 \\ \vdots \Rightarrow \dots \gamma_D(f) = 0, \forall f = \frac{k}{T_s} : k \in Z / \{0\} \end{cases} \tag{A3.22}$$

Verifica-se assim que, a única risca do espectro de uma modulação $A \times M$ -APPM é para a frequência $f=0$, i.e. a única componente discreta do espectro de uma modulação $A \times M$ -APPM é a componente DC do seu sinal.

A4. Capacidade de canal

Usando códigos correctores de erros, os limites máximos dos ganhos de codificação são impostos pelo teorema de Shannon [Gal68]. A capacidade de canal representa o limite teórico de transmissão de dados que pode ser alcançado usando codificação ideal. Considerando as amostras à saída do filtro I&D sobre a duração de *chip* para as várias modulações consideradas, o símbolo recebido pode ser expresso como um vector de sinal corrompido por ruído $\vec{r}_k = \vec{a}_k + \vec{n}_k$, onde a dimensão do vector depende da modulação considerada.

A capacidade por símbolo é dada por:

$$C = \max_{p(i)} \sum_{i=0}^{M-1} p(i) \int_{-\infty}^{+\infty} p(\vec{r} | \vec{a}^{(i)}) \log_2 \left(\frac{p(\vec{r} | \vec{a}^{(i)})}{\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} p(j) p(\vec{r} | \vec{a}^{(j)})} \right) d\vec{r} \quad (\text{A4.1})$$

Por forma a avaliar os ganhos máximos que se podem obter quando se passa de M -PPM para os alfabetos estendidos de $A \times M$ -APPM ou para OPPM, calcula-se a capacidade do canal discreto para as diferentes técnicas de modulação. Para proceder a comparações entre as diferentes modulações define-se uma relação sinal ruído normalizada RSR_N que esteja directamente relacionada com a potência óptica média recebida:

$$RSR_N = \frac{2 P_{av}^2 \mathfrak{R}^2 T_c}{n_o}, \quad (\text{A4.2})$$

sendo P_{av} a potência média do sinal, T_c a duração de *chip* e n_o a densidade espectral de potência do ruído.

A4.1 Capacidade de OOK

A expressão geral da capacidade, simplifica-se no caso da modulação OOK, para a seguinte expressão:

$$C_{OOK} = \max_{p(0), p(1)} \sum_i p(i) \int_{-\infty}^{+\infty} p(z | i) \log_2 \frac{p(z | i)}{p(z | 0)p(0) + p(z | 1)p(1)} dz \quad (\text{A4.3})$$

Neste caso $p(0) = p(1) = 1/2$, donde:

$$C_{OOK} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} p(z | 0) \log_2 \frac{2p(z | 0)}{p(z | 0) + p(z | 1)} dz + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} p(z | 1) \log_2 \frac{2p(z | 1)}{p(z | 0) + p(z | 1)} dz$$

Apêndices

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} p(z|0) \left\{ \log_2 2 - \log_2 \left[1 + \frac{p(z|1)}{p(z|0)} \right] \right\} dz + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} p(z|1) \left\{ \log_2 2 - \log_2 \left[1 + \frac{p(z|0)}{p(z|1)} \right] \right\} dz \\
&= 1 - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} p(z|0) \log_2 \left[1 + \frac{p(z|1)}{p(z|0)} \right] dz - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} p(z|1) \log_2 \left[1 + \frac{p(z|0)}{p(z|1)} \right] dz
\end{aligned}$$

Como:

$$\begin{cases} p(z|0) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) \\ p(z|1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(z-1)^2}{2\sigma^2}\right) \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
C_{OOK} &= 1 - \frac{1}{2\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) \log_2 \left[1 + \exp\left(\frac{2z-1}{2\sigma^2}\right) \right] dz \\
&\quad - \frac{1}{2\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{(z-1)^2}{2\sigma^2}\right) \log_2 \left[1 + \exp\left(\frac{1-2z}{2\sigma^2}\right) \right] dz
\end{aligned}$$

Fazendo as mudanças de variável $x = z / \sigma$ no primeiro integral e $x = (z-1) / \sigma$ no segundo, os limites de integração mantêm-se $-\infty$ e $+\infty$, e sendo $x = dz / \sigma$, obtém-se:

$$\begin{aligned}
C_{OOK} &= 1 - \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \log_2 \left[1 + \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\right) \exp\left(\frac{x}{\sigma}\right) \right] dx \\
&\quad - \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \log_2 \left[1 + \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{x}{\sigma}\right) \right] dx
\end{aligned} \tag{A4.4}$$

Considerando a relação $RSR_N = \frac{1}{2\sigma^2}$:

$$\begin{aligned}
C_{OOK} &= 1 - \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \log_2 \left[1 + \exp(-RSR_N) \exp(x\sqrt{2RSR_N}) \right] dx \\
&\quad - \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \log_2 \left[1 + \exp(-RSR_N) \exp(-x\sqrt{2RSR_N}) \right] dx
\end{aligned} \tag{A4.5}$$

assim, desenvolvendo a expressão e atendendo à relação $\cosh(x) = (e^x + e^{-x}) / 2$, obtém-se a expressão final:

$$C_{OOK} = 1 - \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} \log_2 \left\{ 1 + 2e^{-RSR_N} \cosh\left(x\sqrt{2RSR_N}\right) + e^{-2RSR_N} \right\} dx \tag{A4.6}$$

A4.2 Capacidade de M-PPM

Em seguida apresenta-se a derivação da expressão para a capacidade da modulação M -PPM com $M = 2^k$. O intervalo de símbolo tem duração $T_s = M T_c$, correspondente a M posições de duração T_c que designamos por *chips*. A desmodulação de cada símbolo M -PPM necessita efectuar a amostragem dos M *chips* para decidir acerca de qual dos símbolos M -PPM foi transmitido. Para decidir acerca do símbolo k que foi transmitido, é necessário processar vectores com M pontos $\vec{r} = (r_0, r_1, \dots, r_{M-1}) = \vec{a} + \vec{n}$ com

$r_k = a_k + n_k$, sendo \vec{a} um vector que tem uma das componentes ‘on’ e todas as outras ‘off’ e \vec{n} é um vector de ruído com amostras independentes Gaussianas com distribuição $N(0, \sigma^2)$.

Considerando sinalização rectangular com *chips* de duração T_c e potência média recebida $P_{av} = P1 / M$, sendo $P1$ a potência emitida durante um *chip* ‘on’, a amplitude do sinal após detecção óptica é $A = P1\mathfrak{R} = MP_{av}\mathfrak{R}$, onde \mathfrak{R} é a responsividade do fotodíodo. O sinal após o filtro integrador (I&D) sobre T_c , vai ter amostras, sobre as quais vão ser feitas as decisões, cujas amplitudes são: 0 e $MP_{av}\mathfrak{R}T_c$ para *chips* a ‘off’ e ‘on’, respectivamente. A variância das amostras de ruído é dada pela expressão $T_c n_o / 2$.

Para se efectuar a normalização das amplitudes das várias amostras, dividem-se os valores anteriores por $MP_{av}\mathfrak{R}T_c$ obtendo-se assim:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_k \in \{0,1\} \\ \sigma^2 = \frac{n_o}{2M^2 P_{av}^2 \mathfrak{R}^2 T_c} = \frac{1}{M^2 \cdot RSR_N} \end{array} \right.$$

com RSR_N sendo a relação sinal ruído definida em (A4.2).

Na hipótese de os impulsos serem rectangulares as amostras de ruído são independentes e vamos ter a expressão da capacidade:

$$C_{PPM} = \max_{p(i)} \sum_{i=0}^{M-1} p(i) \int_{-\infty}^{+\infty} p(\vec{z} | \vec{a}^{(i)}) \log_2 \frac{p(\vec{z} | \vec{a}^{(i)})}{\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} p(j) p(\vec{z} | \vec{a}^{(j)})} d\vec{z} \quad (A4.7)$$

onde $\vec{a}^{(i)}$ pode ser cada uma das M formas de onda possíveis:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{a}^{(0)} = (1,0,\dots,0) \\ \vec{a}^{(1)} = (0,1,\dots,0) \\ \vdots \\ \vec{a}^{(M-1)} = (0,0,\dots,1) \end{array} \right. ,$$

ou seja $\vec{a}^{(i)} = \{a_i^{(j)}\}$, sendo $a_i^{(j)} = \delta_{ij}$, e \vec{z} é uma variável aleatória Gaussiana M -dimensional condicionada a $\vec{a}^{(i)}$. Como o ruído é branco e supondo impulsos rectangulares não distorcidos pelo canal, o canal não tem memória e as variáveis aleatórias z_i são independentes, então:

$$\begin{aligned} p(\vec{z} | \vec{a}^{(i)}) &= \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right)^M \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \left[\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} z_j^2 + (z_i - 1)^2 \right]\right\} = \\ &= \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right)^M \cdot \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \cdot z_j^2\right] \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \cdot (z_i - 1)^2\right] = \prod_{j=0}^{M-1} p(z_j | a_j^{(i)}) \end{aligned}$$

Sendo:

Apêndices

$$p(z_j | a_j^{(i)}) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{z_j^2}{2\sigma^2}\right], & \text{se } j \neq i \\ \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(z_i - 1)^2}{2\sigma^2}\right], & \text{se } j = i \end{cases}$$

Considerando então $p(i)$ fixo com $p(i) = 1/M, \forall i$, o cálculo da capacidade fica:

$$\begin{aligned} C_{PPM} &= \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)}) \log_2 \frac{M \cdot p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)})}{\sum_{j=0}^{M-1} p(j) p(\bar{z} | \bar{a}^{(j)})} d\bar{z} = \\ &= \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)}) \log_2 M d\bar{z} + \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)}) \log_2 \frac{p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)})}{\sum_{j=0}^{M-1} p(j) p(\bar{z} | \bar{a}^{(j)})} d\bar{z} = \\ &= \log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)}) \log_2 \left[1 + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} \frac{p(\bar{z} | \bar{a}^{(j)})}{p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)})} \right] d\bar{z} \end{aligned}$$

$$\text{Ora } \frac{p(\bar{z} | \bar{a}^{(j)})}{p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)})} = \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} [(z_j - 1)^2 + z_i^2 - (z_i - 1)^2 - z_j^2]\right\} = \exp\left(\frac{z_j - z_i}{\sigma^2}\right)$$

Logo:

$$C_{PPM} = \log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)}) \cdot \log_2 \left[1 + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} \exp\left(\frac{z_j - z_i}{\sigma^2}\right) \right] \cdot d\bar{z} \quad (\text{A4.8})$$

Seja $f[(\bar{z} | \bar{a}^{(i)})] = \log_2 \left[1 + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} \exp\left(\frac{z_j - z_i}{\sigma^2}\right) \right]$ então:

$$C_{PPM} = \log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \int f(\bar{z} | \bar{a}^{(i)}) p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)}) d\bar{z} = \log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} E[f(\bar{z} | \bar{a}^{(i)})]$$

sendo $E\{\cdot\}$ a função expectância.

Dada a simetria do problema, $E\{f(\bar{z} | \bar{a}^{(i)})\} = E\{f(\bar{z} | \bar{a}^{(j)})\}$ para $\forall i, j$, logo:

$$C_{PPM} = \log_2 M - E \left\{ \log_2 \left[1 + \sum_{j=1}^{M-1} \exp\left(\frac{z_j - z_0}{\sigma^2}\right) \right] \right\}$$

A capacidade de canal por *chip* para a modulação M-PPM é dada pela expressão (A4.9),

$$C_{PPM} = \frac{\log_2 M}{M} - \frac{1}{M} E \left\{ \log_2 \left[1 + \sum_{j=1}^{M-1} \exp\left(\frac{z_j - z_0}{\sigma^2}\right) \right] \right\} \quad (\text{A4.9})$$

sujeito às distribuições:

$$\begin{aligned} z_0 &: N(1, \sigma^2) = N\left(1, \frac{1}{M^2 RSR_N}\right) \\ z_j &: N(0, \sigma^2) = N\left(0, \frac{1}{M^2 RSR_N}\right) \quad j \neq 0 \end{aligned} \quad (\text{A4.10})$$

A4.3 Capacidade de A×M-APPM

Na modulação $A \times M$ -APPM cada símbolo é constituído por M chips (posições) tal como em M -PPM, sendo transmitido um impulso num dos chips e tendo os restantes amplitude 0. Este impulso pode ter um de A valores possíveis de amplitude. A expressão geral da capacidade, simplifica-se no caso da modulação APPM, para a seguinte expressão:

$$C_{APPM} = \log_2(AM) - \frac{1}{AM} \sum_{i=0}^{A-M-1} \int p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)}) \log_2 \left\{ 1 + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{A-M-1} \frac{p(\bar{z} | \bar{a}^{(j)})}{p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)})} \right\} d\bar{z} \quad (\text{A4.11})$$

Consideremos a função F_i :

$$F_i = \int p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)}) \log_2 \left\{ 1 + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{A-M-1} \frac{p(\bar{z} | \bar{a}^{(j)})}{p(\bar{z} | \bar{a}^{(i)})} \right\} d\bar{z}, \quad (\text{A4.12})$$

ficando a capacidade para $A \times M$ -APPM, dada pela expressão:

$$C_{APPM} = \log_2(AM) - \frac{1}{AM} \sum_{i=0}^{A-M-1} F_i \quad (\text{A4.13})$$

Os sinais ópticos no receptor, após o fotodetector e o filtro integrador (I&D), podem tomar os valores: $0, \Re P_p T_c, 2\Re P_p T_c, \dots, (A-1) \Re P_p T_c$.

A relação entre a potência média e a potência de pico P_p é dada pela relação:

$$P_{av} = \frac{\sum_{i=1}^A i}{A \cdot M} P_p = \frac{(1+A)}{2M} P_p = \gamma P_p, \text{ sendo } \gamma = \frac{(1+A)}{2M}. \text{ As amostras de ruído têm variância } \frac{n_o}{2} T_c.$$

Para se terem amostras com amplitudes normalizadas a $\{0, 1, 2, \dots, A-1, A\}$, é necessário multiplicá-las pelo factor de normalização:

$$\frac{\gamma}{\Re P_{av} T_c} = \frac{(1+A)}{2M \Re P_{av} T_c}$$

Assim a variância do ruído será:

$$\sigma^2 = \frac{\gamma^2}{RSR_N}$$

com RSR_N , sendo a relação sinal ruído normalizada dada por (A4.2).

A probabilidade condicionada $p(\bar{z} | i)$, é então dada pela expressão:

$$p(\bar{z} | i) = \begin{cases} \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right)^M \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(z_i - 1)^2\right\} \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} z_j^2\right), & 0 \leq i \leq M-1 \\ \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right)^M \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(z_i - 2)^2\right\} \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq i-M}}^{M-1} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} z_j^2\right), & M \leq i \leq 2M-1 \\ \vdots \\ \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right)^M \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(z_i - A)^2\right\} \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq i-(A-1)M}}^{M-1} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} z_j^2\right), & (A-1)M \leq i \leq AM-1 \end{cases}$$

A expressão da capacidade tem termos da forma $\frac{p(\bar{z} | j)}{p(\bar{z} | i)} = \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} [\dots]\right\}$, que podem ser simplificados, considerando separadamente as várias situações possíveis para i e j .

O argumento da exponencial será:

1)- Para $0 \leq i \leq (M-1)$:

a) Se existir falha na posição do pulso mas com igual amplitude, $0 \leq j \leq (M-1)$:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ (z_i - 1)^2 + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i, j}}^{M-1} z_k^2 + z_j^2 - (z_j - 1)^2 - \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i, j}}^{M-1} z_k^2 - z_i^2 \right\} = \\ & = \frac{1}{2\sigma^2} \{ z_i^2 - 2z_i + 1 + z_j^2 - z_j^2 + 2z_j - 1 - z_i^2 \} = \\ & = \frac{1}{2\sigma^2} (2z_j - 2z_i) = -\frac{1}{\sigma^2} (z_i - z_j) \end{aligned}$$

b) Se um pulso de amplitude diferente mas na mesma posição, $j = i + aM$, com $a = 1, \dots, A-1$:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ (z_i - 1)^2 + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{M-1} z_k^2 - (z_i - (a+1))^2 - \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{M-1} z_k^2 \right\} = \\ & = \frac{1}{2\sigma^2} \{ [2(A-1) - 2]z_i - [(a+1)^2 - 1] \} = \\ & = \frac{1}{2\sigma^2} [(2a)z_i - (a^2 + 2a)] \end{aligned}$$

A soma de todos os termos será dada pelo somatório:

$$\sum_{a=1}^{A-1} \frac{1}{2\sigma^2} [(2a)z_i - (a^2 + 2a)]$$

c) Se pulso tem posição e amplitude diferentes, $(aM \leq j \leq (a+1)M-1) \wedge j \neq i + aM$, $a = 1, \dots, A-1$:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ (z_i - 1)^2 + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i, j-aM}}^{M-1} z_k^2 + z_{j-aM}^2 - (z_{j-aM} - (a+1))^2 - \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i, j-aM}}^{M-1} z_k^2 - z_i^2 \right\} = \\ & = \frac{1}{2\sigma^2} \{ 2(a-1)z_{j-aM} - 2z_i - [(a+1)^2 - 1] \} = \\ & = \frac{1}{\sigma^2} [(a+1)z_{j-aM} - z_i] - \frac{1}{2\sigma^2} [(a^2 + 2a)] \end{aligned}$$

A soma de todos os termos será dada pelo somatório:

$$\frac{1}{\sigma^2} \sum_{a=1}^{A-1} \left\{ \left[(a+1)z_{j-aM} - z_i \right] - \frac{a^2 + 2a}{2} \right\}$$

2)- Para $aM \leq i \leq (a+1)M - 1$:

a) Falha de posição, $aM \leq j \leq (a+1)M - 1$:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ (z_{i-aM} - (a+1))^2 + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i-aM, j-aM}}^{M-1} z_k^2 + z_{j-aM}^2 - (z_{j-aM} - (a+1))^2 - \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i-aM, j-aM}}^{M-1} z_k^2 - z_{i-aM}^2 \right\} = \\ & = \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ -2(a+1)z_{i-aM} + (a+1)^2 + 2(a+1)z_{j-aM} - (a+1)^2 \right\} = \\ & = -\frac{(a+1)}{2\sigma^2} (2z_{i-aM} - 2z_{j-aM}) = -\frac{(a+1)}{\sigma^2} (z_{i-aM} - z_{j-aM}) \end{aligned}$$

b) Falha de amplitude:

i) j em grupo de amplitude inferior, $j = i - a'M, \quad a' = 1, \dots, a - 1$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ (z_{i-aM} - (a+1))^2 + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i-aM}}^{M-1} z_k^2 - (z_{i-aM} - (a-a'+1))^2 - \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i-aM}}^{M-1} z_k^2 \right\} = \\ & = \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ [2(a-a'+1) - 2(a+1)]z_{i-aM} + (a+1)^2 - (a-a'+1)^2 \right\} = \\ & = -\frac{1}{\sigma^2} \left[a'z_{i-aM} + a'(a+1) - \frac{a'^2}{2} \right] \end{aligned}$$

A soma de todos os termos será dada pelo somatório:

$$\frac{1}{\sigma^2} \sum_{a'=1}^a \left\{ -a'z_{i-aM} - a'(a+1) + \frac{a'^2}{2} \right\}$$

ii) j em grupo de amplitude superior, $j = i + a'M, \quad a' = 1, \dots, A - a - 1$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ (z_{i-aM} - (a+1))^2 + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i-aM}}^{M-1} z_k^2 - (z_{i-aM} - (a+a'+1))^2 - \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i-aM}}^{M-1} z_k^2 \right\} = \\ & = \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ [2(a+a'+1) - 2(a+1)]z_{i-aM} + (a+1)^2 - (a+a'+1)^2 \right\} = \\ & = -\frac{1}{\sigma^2} \left[a'z_{i-aM} - \frac{2a'(a+1) + a'^2}{2} \right] \end{aligned}$$

A soma de todos os termos será dada pelo somatório:

$$\frac{1}{\sigma^2} \sum_{a'=1}^{A-a-1} \left\{ a'z_{i-aM} - \frac{2a'(a+1) + a'^2}{2} \right\}$$

c) Falha de amplitude e posição:

i) $a'M \leq j \leq (a+1)M - 1 \quad \wedge \quad j \neq i - M(a'+1), \quad a' = 0, \dots, a - 1$, j em grupo de amplitude inferior:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ (z_{i-aM} - (a+1))^2 - (z_{j-a'M} - (a'+1))^2 + z_{j-a'M}^2 - z_{i-aM}^2 \right\} = \\ & = \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ [2(a'+1)z_{j-a'M} - 2(a+1)z_{i-aM}] - (a'+1)^2 + (a+1)^2 \right\} = \\ & = \frac{1}{\sigma^2} \left[[(a+a'+1)z_{j-(a+a')M} - (a+1)z_{i-aM}] + \frac{(a+1)^2 - (a'+1)^2}{2} \right] \end{aligned}$$

A soma de todos os termos será dada pelo somatório:

$$\frac{1}{\sigma^2} \sum_{a'=1}^a \left\{ [(a'+1)z_{j-a'M} - (a+1)z_{i-aM}] + \frac{(a+1)^2 - (a'+1)^2}{2} \right\}$$

ii) $\boxed{(a+a')M \leq j \leq (a+a'+1)M - 1 \wedge j \neq i + M(a+a'), a'=1, \dots, A-a-1}$, j em grupo de amplitude superior:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ (z_{i-aM} - (a+1))^2 - (z_{j-(a+a')M} - (a+a'+1))^2 + z_{j-(a+a')M}^2 - z_{i-aM}^2 \right\} = \\ & = \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ [2(a+a'+1)z_{j-(a+a')M} - 2(a+1)z_{i-aM}] - (a+a'+1)^2 + (a+1)^2 \right\} = \tag{A4.14} \\ & = \frac{1}{\sigma^2} \left[[(a+a'+1)z_{j-(a+a')M} - (a+1)z_{i-aM}] - \frac{a'(a+1)^2 + a'^2}{2} \right] \end{aligned}$$

A soma de todos os termos será dada pelo somatório:

$$\frac{1}{\sigma^2} \sum_{a'=1}^a \left[[(a+a'+1)z_{j-(a+a')M} - (a+1)z_{i-aM}] - \frac{a'(a+1)^2 + a'^2}{2} \right] \tag{A4.15}$$

Foram feitos vários exercícios de simplificação, e as conclusões foram as seguintes: o ponto 1) pode ser englobado nas expressões genéricas de 2), fazendo $a=0$; a alínea b) pode ser englobada nas expressões de c), excluindo a condição $j \neq i \pm M \dots$

Assim, a expressão mais simplificada para F_i , é a seguinte:

$$\begin{aligned} F_i = & \int p(\vec{z} | i) \cdot \log_2 \left(1 + \sum_{\substack{j=aM \\ j \neq i}}^{(a+1)M-1} \exp \left\{ -\frac{a+1}{\sigma^2} (z_{i-aM} - z_{j-aM}) \right\} + \right. \\ & \sum_{a'=0}^{a-1} \sum_{j=a'M}^{(a'+1)M-1} \exp \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \left((a'+1)z_{j-a'M} - (a+1)z_{i-aM} + \frac{(a+1)^2 - (a'+1)^2}{2} \right) \right\} + \\ & \left. \sum_{a'=1}^{A-a-1} \sum_{j=(a+a')M}^{(a+a'+1)M-1} \exp \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \left((a+a'+1)z_{j-(a+a')M} - (a+1)z_{i-aM} + \frac{a'^2 - 2a'(a+1)}{2} \right) \right\} \right\} d\vec{z} \end{aligned}$$

$$\text{com } z_j : \begin{cases} N \left[\text{Quociente} \left[\frac{j}{M} \right] + 1; \sigma^2 \right] & \text{se } j = i \\ N[0; \sigma^2] & \text{se } j \neq i \end{cases}$$

Sabendo que:

F_0	=	F_1	=	...	=	F_{M-1}
F_M	=	F_{M+1}	=	...	=	F_{2M-1}
\vdots		\vdots	=	\ddots	=	\vdots
$F_{(A-1)M}$	=	$F_{(A-1)M+1}$	=	...	=	F_{AM-1}

Então:

$$C_{APPM} = \log_2(A \cdot M) - \frac{1}{A \cdot M} \sum_{i=0}^{AM-1} F_i = \log_2(A \cdot M) - \frac{1}{A} \sum_{a=0}^{A-1} \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} F_i$$

Como os F_i 's para um dado a são todos iguais, então basta calcular um, ou seja considerando apenas os termos em que $i = aM$:

$$C_{APPM} = \log_2(A \cdot M) - \frac{1}{A} \sum_{a=0}^{A-1} F_{aM}$$

Então, podem fazer-se as seguintes simplificações:

$$F_i = E \left\{ \log_2 \left[\begin{aligned} & \left(1 + \sum_{j=aM+1}^{(a+1)M-1} \exp \left\{ -\frac{a+1}{\sigma^2} (z_a - z_0) \right\} \right) + \\ & + \sum_{a'=0}^{a-1} \sum_{j=a'M}^{(a'+1)M-1} \exp \left[\frac{1}{\sigma^2} \left((a'+1)z_{j-a'M} - (a+1)z_a + \frac{(a+1)^2 - (a'+1)^2}{2} \right) \right] + \\ & + \sum_{a'=1}^{A-a-1} \sum_{j=(a+a')M}^{(a+a'+1)M-1} \exp \left[\frac{1}{\sigma^2} \left((a+a'+1)z_{j-(a+a')M} - (a+1)z_a + \frac{a'^2 - 2a'(a+1)}{2} \right) \right] \end{aligned} \right] \right\}$$

sendo $E\{\cdot\}$ a função expectância, e com as seguintes distribuições para as variáveis $z_a: N[a+1, \sigma^2]$ e $z_0: N[0, \sigma^2]$ e

$$z_j := \begin{cases} N \left[\text{Quociente} \left[\frac{j}{M} \right] + 1; \sigma^2 \right] & \text{se } j = i \\ N[0; \sigma^2] & \text{se } j \neq i \end{cases}$$

A5. Condição de Regularidade de códigos TCM com modulações APPM e OPPM

Demonstra-se neste apêndice que os esquemas de codificação TCM que usam modulações APPM ou OPPM não verificam a condição de regularidade [Cal87], [Ben87] e [Rou89].

Existem duas classes de simetria para os códigos regulares, os códigos regulares fracos CRfraco (WRC - *weak regularity codes*) e os códigos regulares fortes CRForte (SRC - *strong regularity codes*) [For91]. Uma vez efectuada a partição da constelação S com 2^{m+1} símbolos da modulação [Ung82], obtêm-se sucessivamente os vários subconjuntos tendo estes progressivamente maiores distâncias internas (intra-subconjunto). A partição em cada nível i consiste em 2^i subconjuntos, cada um composto por 2^{m+1-i} símbolos. Denotam-se estes subconjuntos como $S_i^{(k)}$ para $k = 1, \dots, 2^i$. A verificação da condição de

Apêndices

regularidade dos códigos TCM envolve os subconjuntos da partição $S_{\tilde{m}+1}^{(i)}, i = 1, 2, 3, \dots, 2^{\tilde{m}+1}, \tilde{m} \leq m$, onde \tilde{m} representa o número de *bits* de entrada do codificador que influenciam o(s) *bit*(s) codificado(s).

Um código TCM classifica-se como CRfraco se:

- o codificador é linear
- os subconjuntos do esquema de partições $S_{\tilde{m}+1}^{(i)}, i = 1, 2, 3, \dots, 2^{\tilde{m}+1}, \tilde{m} \leq m$, que formam a partição no nível $\tilde{m} + 1$, são tais que a distância Euclidiana mínima entre os elementos de quaisquer dois subconjuntos depende apenas da soma módulo-2 da representação binária dos subconjuntos.

Classificam-se como CRFortes os códigos TCM em que:

- o codificador é linear
- os subconjuntos do esquema de partições $S_{\tilde{m}+1}^{(i)}, i = 1, 2, 3, \dots, 2^{\tilde{m}+1}, \tilde{m} \leq m$, que formam a partição no nível $\tilde{m} + 1$, são tais que o conjunto de distâncias entre qualquer elemento de um subconjunto $S_{\tilde{m}+1}^{(i)}$ e todos os elementos de outro subconjunto $S_{\tilde{m}+1}^{(j)}$ depende apenas da soma módulo-2 das legendas binárias dos subconjuntos.

Se o código não tem transições paralelas ($\tilde{m} = m$), as condições de CRfraco e CRForte tornam-se equivalentes. Uma vez que em todos os códigos TCM propostos neste trabalho $\tilde{m} = m$, em seguida considera-se como teste de regularidade apenas a verificação ou não da condição de um código ser CRfraco.

A5.1 Esquemas TCM com codificador de eficiência 1/2

Para um esquema TCM que use um codificador linear de eficiência 1/2, tem-se necessariamente $\tilde{m} = 1$. Nesse caso, $\tilde{m} + 1 = 2$ e para que o código seja regular têm que os subconjuntos $S_2^{(i)}, i = 1, \dots, 4$, que formam a partição no nível 2, ser tais que a distância Euclidiana mínima entre os elementos de quaisquer desses subconjuntos dependa apenas da soma módulo-2 da representação binária dos subconjuntos. A representação binária desses subconjuntos é dada pela legenda formada pelos *bits* de saída do codificador ($c_n^{(0)} c_n^{(1)}$), havendo assim a correspondência:

$$S_2^{(1)} \Leftrightarrow (00); S_2^{(2)} \Leftrightarrow (01); S_2^{(3)} \Leftrightarrow (10); S_2^{(4)} \Leftrightarrow (11).$$

Para que se verifique a condição de regularidade têm que se verificar as correspondências entre as somas módulo-2 dos vários subconjuntos e_s e as distâncias Euclidianas, conforme indicado na Tabela A5-1. As várias distâncias possíveis estão representadas genericamente pelos valores $\{0, \mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}\}$. Qualquer código TCM em que $\tilde{m} = 1$ para ser regular terá que ter um padrão de distâncias, entre os subconjuntos do nível 2 da partição da constelação de símbolos $S_2^{(i)}, i = 1, \dots, 4$, idêntico ao apresentado na Tabela A5-2 Analisando esse padrão de distâncias apenas pela frequência de cada uma das distâncias

e_s	(α, β) : pares de subconjuntos $S_2^{(\alpha)} S_2^{(\beta)}$ cuja soma módulo-2 é e_s	número de pares (α, β)	distância
00	(1,1); (2,2); (3,3); (4,4)	4	0
01	(1,2); (2,1); (3,4); (4,3)	4	a
10	(1,3); (3,1); (2,4); (4,2)	4	b
11	(1,4); (4,1); (2,3); (3,2)	4	c

Tabela A5-1. Correspondência entre as somas módulo-2 dos vários pares de subconjuntos do nível 2 da partição da constelação de símbolos $S_2^{(i)}, i = 1, \dots, 4$ e as distâncias Euclidianas entre os elementos desses subconjuntos.

	$S_2^{(1)}$	$S_2^{(2)}$	$S_2^{(3)}$	$S_2^{(4)}$
$S_2^{(1)}$	0	a	b	c
$S_2^{(2)}$	a	0	c	b
$S_2^{(3)}$	b	c	0	a
$S_2^{(4)}$	c	b	a	0

distância	frequência
0	4
a	4
b	4
c	4

Tabela A5-2. À esquerda, distâncias entre os subconjuntos do nível 2 da partição da constelação de símbolos $S_2^{(i)}, i = 1, \dots, 4$. À direita, distâncias Euclidianas entre os elementos desses subconjuntos e respectivas frequências.

possíveis $\{0, a, b, c\}$, e uma vez que os valores a, b e c podem ser iguais, conclui-se que é condição necessária para a verificação da condição de regularidade de um código TCM que as distâncias possíveis, entre os subconjuntos do nível 2 da partição, tenham uma frequência múltipla de quatro. A não verificação desta condição necessária é suficiente para demonstrar que os códigos TCM que usam modulações APPM ou OPPM, em que $\tilde{m} = 1$, não podem pertencer à classe dos códigos regulares.

2x2-APPM com codificador de eficiência 1/2:

Num qualquer esquema TCM que use um codificador linear de eficiência 1/2 ($\tilde{m} = 1$), cada um dos subconjuntos do nível 2 da partição $S_2^{(i)}, i = 1, \dots, 4$, é constituído apenas por um símbolo. Assim, esse esquema TCM só poderá ser regular se as distâncias possíveis entre os símbolos da modulação tiverem uma frequência múltipla de 4. Se a modulação usada for 2x2-APPM as distâncias possíveis entre símbolos e respectivas frequências são apresentadas na Tabela A5-3. Verifica-se que as distâncias de valor 2 e 8 não têm frequências múltiplas de quatro, o que impede que o esquema TCM que use a modulação 2x2-APPM possa ser regular, independentemente da partição da constelação de símbolos efectuada.

	(1 0)	(0 1)	(2 0)	(0 2)
(1 0)	0	2	1	5
(0 1)	2	0	5	1
(2 0)	1	5	0	8
(0 2)	5	1	8	0

distância	frequência
0	4
1	4
2	2
5	4
8	2

Tabela A5-3. À esquerda, distâncias entre os vários símbolos da constelação da modulação 2x2-APPM. À direita, tabela de distâncias e respectivas frequências.

4-OPPM com codificador de eficiência 1/2:

Seguindo o raciocínio anterior, na Tabela A5-4 apresentam-se as distâncias possíveis entre símbolos e respectivas frequências para as modulações (5 2) e (6 3)-OPPM. No primeiro caso, verifica-se que as distâncias de valor 2 e 4 não têm frequências múltiplas de 4, o que impossibilita que, independentemente da partição da constelação de símbolos efectuada, o esquema TCM com modulação (5 2)-OPPM possa ser regular. No caso de (6 3)-OPPM existem distâncias não múltiplas de 4 (valores 2 e 6) que tornam impossível que o esquema TCM com modulação (6 3)-OPPM sejam regulares. Qualquer outra modulação (n w) OPPM com 4 símbolos e valores de n e w maiores, por exemplo (7 4), (8 5), etc., têm exactamente o mesmo padrão de distâncias e respectivas frequências que a modulação (6 3)-OPPM.

A5.2 Esquemas TCM com codificador de eficiência 2/3

Num esquema TCM com um codificador linear de eficiência 2/3, se se considerar que ambos os bits de entrada influenciam o bit codificado $c_n^{(0)}$, então tem-se $\tilde{m} = 2$. Nesse caso, $\tilde{m} + 1 = 3$ e para que o código seja regular têm que os subconjuntos $S_3^{(i)}$, $i = 1, \dots, 8$, que formam a partição no nível 3, ser tais que a distância Euclidiana mínima entre os elementos de quaisquer desses subconjuntos dependa apenas da

<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="text-align: left;">Modulação: (5 2) OPPM</th> <th>(11000)</th> <th>(01100)</th> <th>(00110)</th> <th>(00011)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>(11000)</td> <td>0</td> <td>2</td> <td>4</td> <td>4</td> </tr> <tr> <td>(01100)</td> <td>2</td> <td>0</td> <td>2</td> <td>4</td> </tr> <tr> <td>(00110)</td> <td>4</td> <td>2</td> <td>0</td> <td>2</td> </tr> <tr> <td>(00011)</td> <td>4</td> <td>4</td> <td>2</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	Modulação: (5 2) OPPM	(11000)	(01100)	(00110)	(00011)	(11000)	0	2	4	4	(01100)	2	0	2	4	(00110)	4	2	0	2	(00011)	4	4	2	0	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th>distância</th> <th>frequência</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>4</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>6</td> </tr> <tr> <td>4</td> <td>6</td> </tr> </tbody> </table>	distância	frequência	0	4	2	6	4	6		
Modulação: (5 2) OPPM	(11000)	(01100)	(00110)	(00011)																																
(11000)	0	2	4	4																																
(01100)	2	0	2	4																																
(00110)	4	2	0	2																																
(00011)	4	4	2	0																																
distância	frequência																																			
0	4																																			
2	6																																			
4	6																																			
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="text-align: left;">Modulação: (6 3) OPPM</th> <th>(111000)</th> <th>(011100)</th> <th>(001110)</th> <th>(000111)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>(111000)</td> <td>0</td> <td>2</td> <td>4</td> <td>6</td> </tr> <tr> <td>(011100)</td> <td>2</td> <td>0</td> <td>2</td> <td>4</td> </tr> <tr> <td>(001110)</td> <td>4</td> <td>2</td> <td>0</td> <td>2</td> </tr> <tr> <td>(000111)</td> <td>6</td> <td>4</td> <td>2</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	Modulação: (6 3) OPPM	(111000)	(011100)	(001110)	(000111)	(111000)	0	2	4	6	(011100)	2	0	2	4	(001110)	4	2	0	2	(000111)	6	4	2	0	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th>distância</th> <th>frequência</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>4</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>6</td> </tr> <tr> <td>4</td> <td>4</td> </tr> <tr> <td>6</td> <td>2</td> </tr> </tbody> </table>	distância	frequência	0	4	2	6	4	4	6	2
Modulação: (6 3) OPPM	(111000)	(011100)	(001110)	(000111)																																
(111000)	0	2	4	6																																
(011100)	2	0	2	4																																
(001110)	4	2	0	2																																
(000111)	6	4	2	0																																
distância	frequência																																			
0	4																																			
2	6																																			
4	4																																			
6	2																																			

Tabela A5-4. À esquerda, distâncias entre os vários símbolos das constelações das modulações (5 2) e (6 3)-OPPM. À direita, tabela de distâncias e respectivas frequências.

e_s	(α, β) : pares de subconjuntos $S_3^{(\alpha)} S_3^{(\beta)}$ cuja soma módulo-2 é e_s	número de pares (α, β)	distância
0 0 0	(1,1); (2,2); (3,3); (4,4); (5,5); (6,6); (7,7); (8,8)	8	0
0 0 1	(1,2); (2,1); (3,4); (4,3); (5,6); (6,5); (7,8); (8,7)	8	a
0 1 0	(1,3); (3,1); (2,4); (4,2); (5,7); (7,5); (6,8); (8,6)	8	b
0 1 1	(1,4); (4,1); (2,3); (3,2); (5,8); (8,5); (6,7); (7,6)	8	c
1 0 0	(1,5); (5,1); (2,6); (6,2); (3,7); (7,3); (4,8); (8,4)	8	d
1 0 1	(1,6); (6,1); (2,5); (5,2); (3,8); (8,3); (4,7); (7,4)	8	e
1 1 0	(1,7); (7,1); (2,8); (8,2); (3,5); (5,3); (4,6); (6,4)	8	f
1 1 1	(1,8); (8,1); (2,7); (7,2); (3,6); (6,3); (4,5); (5,4)	8	g

Tabela A5-5. Correspondência entre as somas módulo-2 dos vários pares de subconjuntos do nível 3 da partição da constelação de símbolos $S_3^{(i)}, i = 1, \dots, 8$ e as distâncias Euclidianas entre os elementos desses subconjuntos.

soma módulo-2 da representação binária dos subconjuntos. A representação binária desses subconjuntos é dada pela legenda formada pelos *bits* de saída do codificador $(c_n^{(0)} c_n^{(1)} c_n^{(2)})$, havendo assim a correspondência:

$$S_3^{(1)} \Leftrightarrow (000); S_3^{(2)} \Leftrightarrow (001); S_3^{(3)} \Leftrightarrow (010); S_3^{(4)} \Leftrightarrow (011);$$

$$S_3^{(5)} \Leftrightarrow (100); S_3^{(6)} \Leftrightarrow (101); S_3^{(7)} \Leftrightarrow (110); S_3^{(8)} \Leftrightarrow (111).$$

Para que se verifique a condição de regularidade têm que se verificar as correspondências entre as somas módulo-2 dos vários subconjuntos e_s e as distâncias Euclidianas, conforme indicado na Tabela A5-5. As várias distâncias possíveis estão representadas genericamente pelos valores $\{0, a, b, c, d, e, f, g\}$. Qualquer código TCM em que $\tilde{m} = 2$, para ser regular terá que ter um padrão de distâncias, entre os subconjuntos do nível 3 da partição da constelação de símbolos $S_3^{(i)}, i = 1, \dots, 8$, idêntico ao apresentado na Tabela A5-6. Analisando esse padrão de distâncias apenas pela frequência de cada uma das distâncias

	$S_3^{(1)}$	$S_3^{(2)}$	$S_3^{(3)}$	$S_3^{(4)}$	$S_3^{(5)}$	$S_3^{(6)}$	$S_3^{(7)}$	$S_3^{(8)}$
$S_3^{(1)}$	0	a	b	c	d	e	f	g
$S_3^{(2)}$	a	0	c	b	e	d	g	f
$S_3^{(3)}$	b	c	0	a	f	g	d	e
$S_3^{(4)}$	c	b	a	0	g	f	e	d
$S_3^{(5)}$	d	e	f	g	0	a	b	c
$S_3^{(6)}$	e	d	g	f	a	0	c	b
$S_3^{(7)}$	f	g	d	e	b	c	0	a
$S_3^{(8)}$	g	f	e	d	c	b	a	0

distância	frequência
0	8
a	8
b	8
c	8
d	8
e	8
f	8
g	8

Tabela A5-6. À esquerda, distâncias entre os subconjuntos do nível 3 da partição da constelação de símbolos $S_3^{(i)}, i = 1, \dots, 8$. À direita, distâncias Euclidianas entre os elementos desses subconjuntos e respectivas frequências.

Apêndices

	(1000)	(0100)	(0010)	(0001)	(2000)	(0200)	(0020)	(0002)
(1000)	0	2	2	2	1	5	5	5
(0100)	2	0	2	2	5	1	5	5
(0010)	2	2	0	2	5	5	1	5
(0001)	2	2	2	0	5	5	5	1
(2000)	1	5	5	5	0	8	8	8
(0200)	5	1	5	5	8	0	8	8
(0020)	5	5	1	5	8	8	0	8
(0002)	5	5	5	1	8	8	8	0

distância	frequência
0	8
1	8
2	12
5	24
8	12

Tabela A5-7. À esquerda, distâncias entre os vários símbolos da constelação da modulação 2x4-APPM. À direita, tabela de distâncias e respectivas frequências.

possíveis $\{0, a, b, c, d, e, f, g\}$, e uma vez que os valores a, b, c, d, e, f e g podem ser iguais, conclui-se que é condição necessária para a verificação da condição de regularidade de um código TCM que as distâncias possíveis, entre os subconjuntos do nível 3 da partição, tenham uma frequência múltipla de oito. A não verificação desta condição necessária é suficiente para demonstrar que os códigos TCM que usam modulações APPM ou OPPM, em que $\tilde{m} = 2$, não podem pertencer à classe dos códigos regulares.

2x4-APPM com codificador de eficiência 2/3:

Num qualquer esquema TCM que use um codificador linear de eficiência 2/3 com $\tilde{m} = 2$, cada um dos subconjuntos do nível 3 da partição $S_3^{(i)}, i=1, \dots, 8$, é constituído apenas por um símbolo. Assim, esse esquema TCM só poderá ser regular se as distâncias possíveis entre os símbolos da modulação tiverem uma frequência múltipla de 8. Se a modulação usada for 2x4-APPM as distâncias possíveis entre símbolos e respectivas frequências são apresentadas na Tabela A5-7. Verifica-se que as distâncias de valor 2, 5 e 8 não têm frequências múltiplas de oito, o que impede que o esquema TCM que use a modulação 2x4-APPM possa ser regular, independentemente da partição da constelação de símbolos

	(1 0)	(0 1)	(2 0)	(0 2)	(3 0)	(0 3)	(4 0)	(4 0)
(1 0)	0	2	1	5	4	10	9	17
(0 1)	2	0	5	1	10	4	17	9
(2 0)	1	5	0	8	1	13	4	18
(0 2)	5	1	8	0	13	1	18	4
(3 0)	4	10	1	13	0	18	1	25
(0 3)	10	4	13	1	18	0	25	1
(4 0)	9	17	4	18	1	25	0	32
(0 4)	17	9	18	4	25	1	32	0

distância	frequência
0	8
1	12
2	2
4	8
5	4
8	2
9	4
10	4
13	4
17	4
18	6
25	4
32	2

Tabela A5-8. À esquerda, distâncias entre os vários símbolos da constelação da modulação 4x2-APPM. À direita, tabela de distâncias e respectivas frequências.

(9 2) OPPM		S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	
	S_1	0	2	4	4	4	4	4	4	
	S_2	2	0	2	4	4	4	4	4	
	S_3	4	2	0	2	4	4	4	4	
	S_4	4	4	2	0	2	4	4	4	
	S_5	4	4	4	2	0	2	4	4	
	S_6	4	4	4	4	2	0	2	4	
	S_7	4	4	4	4	4	2	0	2	
	S_8	4	4	4	4	4	4	2	0	

distância	frequência
0	8
2	14
4	42

(n w) 8-OPPM		S_1	S_2	S_3	...	S_w	...	S_M	
	S_1	0	2	4	...	$2w$...	$2w$	
	S_2	2	0	2	4	$2w$	
	S_3	4	2	0	2	4	...	$2w$	
	⋮	...	4	2	0	2	4	...	
	S_w	$2w$...	4	2	0	
	⋮	⋮	...	
	S_M	$2w$	$2w$	$2w$	$2w$	0	

distância	frequência
0	8
2	$2(M-1)$
4	$2(M-2)$
...	...
$2k (k < w)$	$2(M-k)$
...	...
$2w$	$(M-w)(M-w+1)$

Tabela A5-9. À esquerda, distâncias entre os vários símbolos da constelação e à direita tabela de distâncias e respectivas frequências para a modulação (9 2)-OPPM e para uma qualquer modulação (n w) OPPM com 8 símbolos.

efectuada.

4x2-APPM com codificador de eficiência 2/3:

Se a modulação usada for 4x2-APPM as distâncias possíveis entre símbolos e respectivas frequências são apresentadas na Tabela A5-8. Como as distâncias de valor 1, 2, 5, 8, 9, 10, 13, 17, 18, 25 e 32 não têm frequências múltiplas de 8, qualquer esquema TCM que use a modulação 4x2-APPM não pode ser regular, independentemente da partição da constelação de símbolos efectuada.

8-OPPM com codificador de eficiência 2/3:

Seguindo o raciocínio anterior, na Tabela A5-9 apresentam-se as distâncias possíveis entre os símbolos S_i com $i \in \{1, \dots, 8\}$ e respectivas frequências para modulações (n w)-OPPM de 8 símbolos onde se verifica que existem distâncias cuja frequência não é múltipla de oito, o que impossibilita que, independentemente da partição da constelação de símbolos efectuada, o esquema TCM não possa ser

2×4-APPM	$S_2^{(1)} \Leftrightarrow \{S_1, S_6\} \equiv \{(1000), (0200)\};$ $S_2^{(2)} \Leftrightarrow \{S_3, S_8\} \equiv \{(0010), (0002)\};$ $S_2^{(3)} \Leftrightarrow \{S_2, S_5\} \equiv \{(0100), (2000)\};$ $S_2^{(3)} \Leftrightarrow \{S_4, S_7\} \equiv \{(0001), (0020)\}.$	<table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>$S_2^{(1)}$</th> <th>$S_2^{(2)}$</th> <th>$S_2^{(3)}$</th> <th>$S_2^{(4)}$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <th>$S_2^{(1)}$</th> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">2</td> </tr> <tr> <th>$S_2^{(2)}$</th> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">2</td> </tr> <tr> <th>$S_2^{(3)}$</th> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">2</td> </tr> <tr> <th>$S_2^{(4)}$</th> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">0</td> </tr> </tbody> </table>		$S_2^{(1)}$	$S_2^{(2)}$	$S_2^{(3)}$	$S_2^{(4)}$	$S_2^{(1)}$	0	2	2	2	$S_2^{(2)}$	2	0	2	2	$S_2^{(3)}$	2	2	0	2	$S_2^{(4)}$	2	2	2	0
	$S_2^{(1)}$		$S_2^{(2)}$	$S_2^{(3)}$	$S_2^{(4)}$																						
$S_2^{(1)}$	0	2	2	2																							
$S_2^{(2)}$	2	0	2	2																							
$S_2^{(3)}$	2	2	0	2																							
$S_2^{(4)}$	2	2	2	0																							
(9 2) OPPM	$S_2^{(1)} \Leftrightarrow \{S_6, S_3\} \equiv \{(000001100), (001100000)\};$ $S_2^{(2)} \Leftrightarrow \{S_1, S_5\} \equiv \{(110000000), (000011000)\};$ $S_2^{(3)} \Leftrightarrow \{S_4, S_8\} \equiv \{(000110000), (000000011)\};$ $S_2^{(4)} \Leftrightarrow \{S_2, S_7\} \equiv \{(011000000), (000000110)\}.$																										

Tabela A5-10. Constituição dos subconjuntos do nível 2 das partições $S_2^{(i)}$, $i = 1, \dots, 4$ das modulações 2×4-APPM e (9 2) OPPM por forma a que os esquemas TCM sejam regulares. À direita, distâncias mínimas entre os símbolos dos vários subconjuntos.

regular. Apresenta-se o caso particular de (9 2)-OPPM para o qual se verifica que as distâncias de valor 2 e 4 não têm frequências múltiplas de 8.

A5.3 Esquemas TCM com codificadores com outras eficiências

Para os esquemas TCM com codificadores com eficiências diferentes de 1/2 e de 2/3, nomeadamente para as eficiências do tipo $k/(k+2)$, 1/3 e 2/4, poder-se-ia continuar a análise feita anteriormente. Para estas eficiências os subconjuntos $S_{\tilde{m}+1}^{(i)}$, $i = 1, \dots, 2^{\tilde{m}+1}$ do nível $\tilde{m} + 1$ da partição da constelação de símbolos da modulação são agora constituídos por mais do que um símbolo. Este facto torna mais complexa a generalização do teste da condição de regularidade dos códigos TCM com modulações APPM ou OPPM. Embora a esmagadora maioria das partições das modulações APPM e OPPM não permitam que os esquemas TCM sejam regulares, é possível encontrar alguns casos de partições de códigos regulares. Por exemplo considerando esquemas TCM com um codificador linear de eficiência 1/3, a Tabela A5-10 apresenta os subconjuntos $S_2^{(i)}$, $i = 1, \dots, 4$ do nível 2 das partições das modulações 2×4-APPM e (9 2) OPPM e as respectivas distâncias mínimas entre os elementos desses subconjuntos, que fazem estes esquemas TCM pertencerem à classe dos códigos regulares.

Apesar dos exemplos dados, a maioria dos esquemas TCM com modulações APPM e OPPM não são regulares. Em particular, para as modulações APPM com 4 amplitudes (4×2- e 4×4-APPM) será seguro afirmar que seja mesmo impossível. Por outro lado, aquelas partições que permitem que os códigos TCM sejam regulares não atingem os melhores desempenhos, como deixam antever as baixas distâncias entre elementos dos subconjuntos apresentados nos exemplos anteriores.

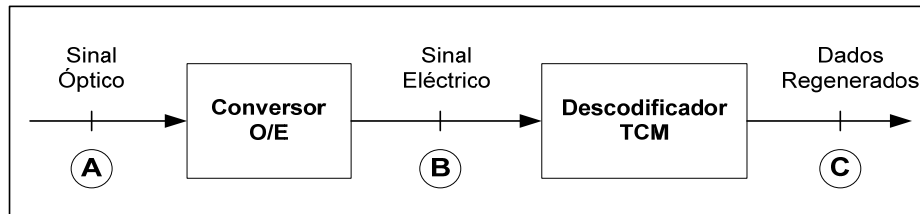


Figura A6-1. Funções principais do receptor óptico num sistema com codificação TCM.

A6. Expressões dos Ganhos dos códigos TCM

O ganho obtido pela utilização de um esquema TCM aplicado a uma determinada modulação deve ser calculado levando em consideração a Figura A6-1. Os ganhos de codificação obtidos pela codificação TCM referem-se exclusivamente ao domínio eléctrico, que de acordo com a figura será designado por $G_{cod_{B-C}}$. Porém, para comunicações ópticas interessa fazer a determinação do ganho total do sistema entre os pontos A e C. Portanto ao ganho de codificação é necessário “somar” o ganho intrínseco da modulação usada. Ou seja, designando o ganho devido à modulação por $F_{conv_{O/E}}$ (factor de ganho da conversão opto-eléctrica), o ganho total do sistema óptico $G_{cod_{A-C}}$ é dado pela expressão (A6.1) em que todos os ganhos são expressos em dB.

$$G_{cod_{A-C}} = F_{conv_{O/E}} + G_{cod_{B-C}} \quad (\text{em dB}) \quad (A6.1)$$

A Tabela A6-1 apresenta os valores das potências eléctricas médias e das potências de pico em função das potências ópticas médias nas modulações PPM, APPM e OPPM consideradas. Com base na relação entre as potências ópticas e eléctricas médias pode-se calcular o $F_{conv_{O/E}}$ relativamente a 2-PPM, obtendo os valores indicados na Tabela A6-2. O ganho assintótico de codificação de um código TCM usando uma determinada modulação relativamente à transmissão não codificada usando modulação 2-PPM é dada pela equação (A6.2). Este ganho corresponde ao factor $G_{cod_{B-C}}$ da equação (A6.1).

$$G_{cod} = G_{cod_{B-C}} = 10 \log_{10} \left[\frac{d_{free}^2 (P_p = 1) / Pav_{ele} (mod_cod)}{d_{unc}^2 / Pav_{ele} (2-PPM)} \right] \quad (\text{dB}) \quad (A6.2)$$

Modulação:	Pav_o / P_p	Pav_{ele} / Pav_o^2	P_p^2 / Pav_o^2	Pav_{ele} / P_p^2
2-PPM	1/2	2	4	1/2
4-PPM	1/4	4	16	1/4
2x2-APPM	3/4	20/9	16/9	5/4
4x2-APPM	5/4	12/5	16/25	15/4
2x4-APPM	3/8	40/9	64/9	5/8
4x4-APPM	5/8	24/5	64/25	15/8
(5 2) OPPM	2/5	5/2	25/4	5/2
(9 2) OPPM	2/9	9/2	81/4	9/2
(n w) OPPM	w / n	n / w	n ² / w ²	w / n

Tabela A6-1. Potências óptica e eléctrica médias e quadrados da potência de pico para as várias modulações PPM, APPM e OPPM.

Modulação:	$P_{av_{ele}} / P_{av_0}^2$	$F_{conv_{O/E}}$	
		linear	dB
2-PPM	2	referência	
4-PPM	4	2	3.01
2×2-APPM	20/9	10/9	0.457
4×2-APPM	12/5	6/5	0.791
2×4-APPM	40/9	20/9	3.468
4×4-APPM	24/5	12/5	3.802
(5 2) OPPM	5/2	5/4	0.969
(6 3) OPPM	2	1	0
(9 2) OPPM	9/2	9/4	3.52
(10 3) OPPM	10/3	5/3	2.22
(n w) OPPM	n / w	n / (2w)	$10\log_{10}(n / 2w)$

Tabela A6-2. Factores de conversão opto-eléctrica (relativas a 2-PPM) para as modulações 4-PPM, APPM e OPPM.

em que $d_{free}^2 (P_p = 1)$ é o quadrado da distância Euclidiana mínima entre palavras de código (considerando que a modulação codificada tem uma potência de pico $P_p = 1$), $P_{av_{ele}}(mod_cod)$ é a potência média da constelação de sinais que constitui o alfabeto da modulação usada na codificação TCM, d_{unc}^2 é a distância Euclidiana entre símbolos 2-PPM e $P_{av_{ele}}(2-PPM)$ é a potência média do alfabeto 2-PPM. Se normalizarmos os valores de amplitude dos símbolos de 2-PPM a 1, então $P_{av_{ele}}(2-PPM) = 1/2$ e $d_{unc}^2 = 2$. Deste modo podemos obter as expressões para os ganhos obtidos para as modulações APPM consideradas, que se apresentam na Tabela A6-3. Por razões de simplificação da notação usada, o termo $d_{free}^2 (P_p = 1)$ passará a ser designado de forma simplificada apenas por d_{free}^2 , ficando implícito o facto dos algoritmos de determinação da distância Euclidiana mínima entre palavras de código TCM considerarem a modulação com potência de pico normalizada à unidade.

De acordo com a equação (A6.1), o ganho total da modulação $G_{cod_{A-C}}$ é dado pela soma do respectivo $F_{conv_{O/E}}$ na Tabela A6-2 com o respectivo $G_{cod_{B-C}}$ da Tabela A6-3. Ou alternativamente pela expressão (A6.3),

$$G_{TOT} = G_{cod_{A-C}} = 10\log_{10} \left[\frac{d_{free}^2 (P_p = 1) \cdot P_p^2 (mod_cod)}{d_{unc}^2 \cdot P_p^2 (2-PPM)} \right] \quad (dB) \quad (A6.3)$$

sendo $P_p^2 (mod_cod)$ o valor do quadrado da potência de pico na modulação codificada, expresso em função de P_{av_0} , e $P_p^2 (2-PPM)$ o mesmo mas para a modulação de referência 2-PPM. Por exemplo, para a modulação 2×2-APPM obtém-se:

Modulação:	$P_{av_{ele}}(mod_cod)$	G_{cod} (dB)
2-PPM	$2.P_{av_0}^2$	referência
4-PPM	$4.P_{av_0}^2$	$10\log_{10}(2) = 3.01$
2×2-APPM	$20/9.P_{av_0}^2$	$10\log_{10}(1/5 \cdot d_{free}^2)$
4×2-APPM	$12/5.P_{av_0}^2$	$10\log_{10}(1/15 \cdot d_{free}^2)$
2×4-APPM	$40/9.P_{av_0}^2$	$10\log_{10}(2/5 \cdot d_{free}^2)$
4×4-APPM	$24/5.P_{av_0}^2$	$10\log_{10}(2/15 \cdot d_{free}^2)$
(5 2) OPPM	$5/2.P_{av_0}^2$	$10\log_{10}(5/8 \cdot d_{free}^2)$
(9 2) OPPM	$9/2.P_{av_0}^2$	$10\log_{10}(9/8 \cdot d_{free}^2)$
(n w) OPPM	$n / w.P_{av_0}^2$	$10\log_{10}\left(\frac{n}{4w} d_{free}^2\right)$

Tabela A6-3. Expressões dos Ganhos de codificação assintóticos $G_{cod_{B-C}}$.

$$\begin{aligned}
 G_{TOT} = G_{cod_{A-C}} &= 10\log_{10}\left[\frac{d_{free}^2 (P_p = 1) \cdot P_p^2 (2 \times 2 - APPM)}{d_{unc}^2 \cdot P_p^2 (2 - PPM)}\right] = \\
 &= 10\log_{10}\left[\frac{d_{free}^2 (P_p = 1) \cdot (16/9 P_{av_0}^2)}{2 \cdot (4 P_{av_0}^2)}\right] = \\
 &= 10\log_{10}\left[d_{free}^2 (P_p = 1) \cdot 2/9\right]
 \end{aligned}
 \tag{A6.4}$$

Na Tabela A6-4 são apresentadas as expressões para os ganhos totais $G_{cod_{A-C}}$ relativos à modulação 2-PPM sem codificação, determinadas a partir da expressão (A6.3) para as várias modulações consideradas, bem como os ganhos de codificação $G_{cod_{B-C}}$ e valores dos factores de ganho de conversão opto-eléctrica $F_{conv_{O/E}}$.

Modulação:	$G_{TOT}=G_{cod_{A-C}}$ (dB)	$F_{conv_{O/E}}$ (dB)	$G_{cod_{B-C}}$ (dB)
4-PPM	$10\log_{10}(4) = 6.02$	3.01	$10\log_{10}(2) = 3.01$
2×2-APPM	$10\log_{10}(2/9 \cdot d_{free}^2)$	0.457	$10\log_{10}(1/5 \cdot d_{free}^2)$
4×2-APPM	$10\log_{10}(2/25 \cdot d_{free}^2)$	0.791	$10\log_{10}(1/15 \cdot d_{free}^2)$
2×4-APPM	$10\log_{10}(8/9 \cdot d_{free}^2)$	3.468	$10\log_{10}(2/5 \cdot d_{free}^2)$
4×4-APPM	$10\log_{10}(8/25 \cdot d_{free}^2)$	3.802	$10\log_{10}(2/15 \cdot d_{free}^2)$
(5 2) OPPM	$10\log_{10}(25/32 \cdot d_{free}^2)$	0.969	$10\log_{10}(5/8 \cdot d_{free}^2)$
(9 2) OPPM	$10\log_{10}(81/32 \cdot d_{free}^2)$	3.52	$10\log_{10}(9/8 \cdot d_{free}^2)$
(n w) OPPM	$10\log_{10}\left(\frac{n^2}{8w^2} d_{free}^2\right)$	$10\log_{10}(n / 2w)$	$10\log_{10}\left(\frac{n}{4w} d_{free}^2\right)$

Tabela A6-4. Expressões para os ganhos totais e de codificação ($G_{cod_{A-C}}$ e $G_{cod_{B-C}}$) e valores dos factores $F_{conv_{O/E}}$, para as várias modulações consideradas e relativos à modulação 2-PPM sem codificação.

DESIGNAÇÃO	DESCRIÇÃO
PPMMOD	Modulador M -PPM, programável através da definição do parâmetro M .
PPMDESMOD	Desmodulador de modulações PPM, i.e. executa a função inversa de PPMMOD.
APPMMOD	Modulador $A \times M$ -APPM, programável através da definição dos parâmetros A e M e de um ficheiro contendo as amplitudes dos slots dos AM símbolos da modulação.
APPMDESMOD_MAP	Desmodulador de modulações APPM, i.e. executa a função inversa de APPMMOD.
OPPMMOD	Modulador $(n w)$ OPPM, programável através da definição dos parâmetros n e w .
OPPMDESMOD	Desmodulador de modulações $(n w)$ OPPM, i.e. executa a função inversa de OPPMMOD.

Tabela A7-1. Designação e descrição dos blocos desenvolvidos no COSSAP para proceder às simulações de sistemas sem codificação.

A7. Simulação – aspectos adicionais

Na Tabela A7-1 estão indicados os blocos que foram desenvolvidos na ferramenta de simulação COSSAP, para proceder às simulações referentes aos sistemas de transmissão sem codificação. Foi necessário desenvolver os blocos de modulação e desmodulação para as modulações PPM, APPM e OPPM. Para a simulação do sistema OOK não foi necessário desenvolver qualquer bloco específico, bastando para tal usar os blocos disponíveis nas várias bibliotecas do COSSAP.

Dos vários esquemáticos construídos no COSSAP, faz-se como exemplo a descrição daquele apresentado na Figura A7-1 respeitante à simulação de sistemas não codificados usando modulações APPM. O bloco BSRC3 é um gerador aleatório de seqüências binárias, o bloco APPMMOD é o modulador APPM, I2R é um conversor Inteiro/ Real, AWGN_Channel é uma fonte de ruído aditivo

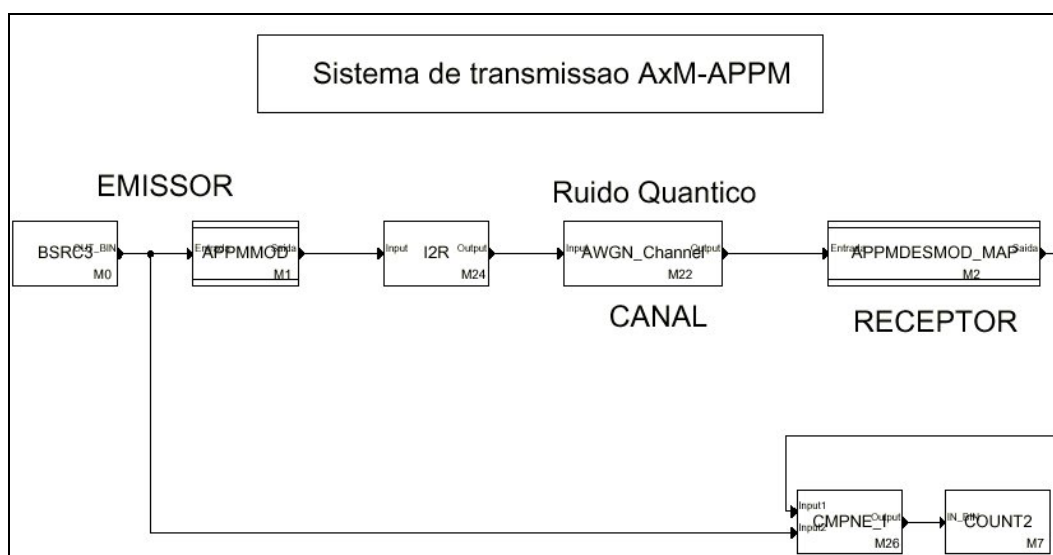


Figura A7-1. Esquemático usado na simulação em COSSAP de sistemas não codificados usando modulações APPM.

DESIGNAÇÃO	DESCRIÇÃO
tca222; tca224; tca226; tca228; tca2210	Codificadores TCM para 2×2-APPM para valores de memória 2, 4, 6, 8 e 10, respectivamente.
vda222; vda224; vda226; vda228; vda2210	Descodificadores de Viterbi para 2×2-APPM, i.e. executam a função inversa dos respectivos codificadores tca22... . Estes blocos efectuam também a operação de desmodulação.
tca242; tca244; tca246; tca248; tca2410	Codificadores TCM para 2×4-APPM para valores de memória 2, 4, 6, 8 e 10, respectivamente.
vda242; vda244; vda246; vda248; vda2410	Descodificadores de Viterbi para 2×4-APPM, i.e. executam a função inversa dos respectivos codificadores tca22... . Estes blocos efectuam também a operação de desmodulação.
tcop522; tcop524; tcop526; tcop528; tcop5210	Codificadores TCM para (5 2)-OPPM para valores de memória 2, 4, 6, 8 e 10, respectivamente.
vdop522; vdop524; vdop526; vdop528; vdop5210	Descodificadores de Viterbi para (5 2)-OPPM, i.e. executam a função inversa dos respectivos codificadores tca22... . Estes blocos efectuam também a operação de desmodulação.
tcop922; tcop924; tcop926; tcop928; tcop9210	Codificadores TCM para (9 2)-OPPM para valores de memória 2, 4, 6, 8 e 10, respectivamente.
vdop922; vdop924; vdop926; tcop528; tcop5210	Descodificadores de Viterbi para (9 2)-OPPM, i.e. executam a função inversa dos respectivos codificadores tcop92... . Estes blocos efectuam também a operação de desmodulação.

Tabela A7-2. Designação e descrição dos blocos desenvolvidos no COSSAP para proceder às simulações com codificação TCM com modulações APPM e OPPM.

branco de variância ajustável, APPMDESMOD_MAP é o desmodulador APPM, o bloco CMPNE_I é um comparador do tipo ‘diferente’ e COUNT2 é um contador. A simulação consiste em: para uma determinada modulação APPM (definida pelo apropriado ajuste dos parâmetros dos blocos APPMMOD e APPMDESMOD_MAP) e para um determinado nível de ruído (atribuído no bloco AWGN_Channel), fazer uma comparação entre a sequência de entrada do sistema de transmissão, gerada por BSC3 e a sequência transmitida através do canal e saída do bloco APPMDESMOD_MAP. Essa comparação é feita no bloco CMPNE_I que toma o valor 1 se os seus valores de entrada forem diferentes, ou seja, se tiver havido um erro de transmissão. Esses erros são contados no bloco COUNT2, que termina a simulação quando tiverem sido contados um número de erros pré definido. O simulador gera um relatório da simulação composto pelo número de *bits* simulados, o número de erros detectados e a correspondente taxa de erros, i.e. erros/ *bits* transmitidos. O valor desta taxa de erros é usado para estimar a probabilidade de erro num sistema de transmissão real. O critério de paragem das simulações, como já foi referido, foi o número de erros cujo valor mínimo foi de 20 para $PEB > 10^{-5}$ e de 10 para $PEB < 10^{-5}$. Estes valores abaixo do desejável foram impostos pela excessiva morosidade de algumas simulações, que para valores mais baixos de PEB atingiam durações da ordem de vários dias.

Em todas as simulações foi usado o valor da potência de pico P_p do impulso transmitido igual a 1, sendo feita a variação da *RSR* através do ajuste da variância do ruído σ^2 no bloco AWGN_Channel.

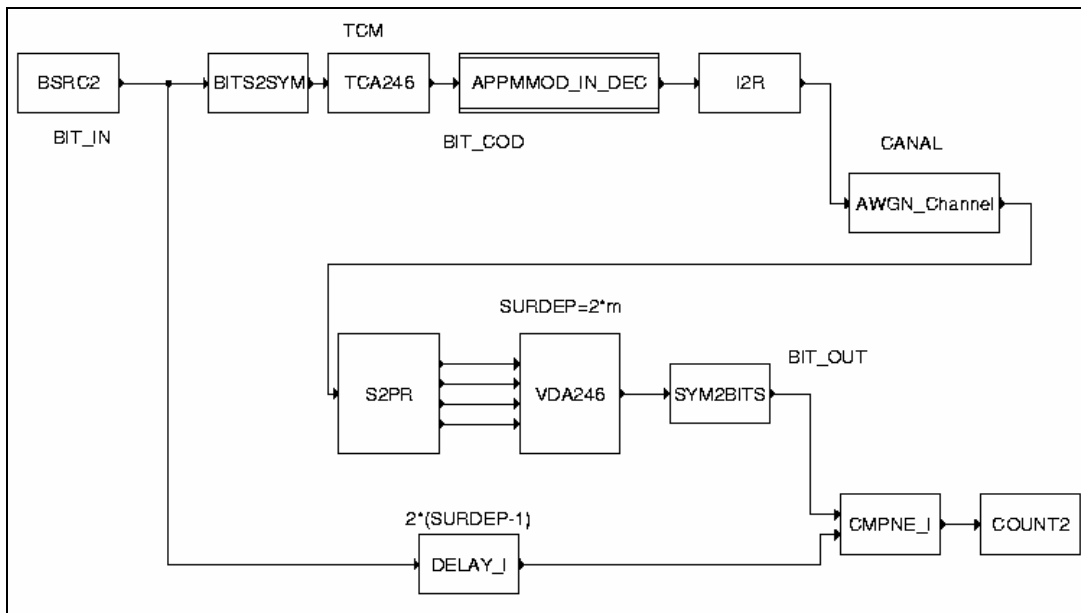


Figura A7-2. Esquemático da simulação do sistema com codificação TCM usando a modulação 2x4-APPM e ordem de memória 6.

Assim, os valores das $RSRs$ simuladas em sistemas não codificados são calculadas a partir das expressões apresentadas na Tabela A7-3, obtidas a partir da expressão geral (A7.1) e considerando as relações entre as durações de *chip* e de *bit* T_c / T_b , e entre as potências média e de pico P_{av} / P_p , cujos valores foram apresentadas na Tabela 2-1.

$$RSR = \frac{\sqrt{2} P_{av} \mathfrak{R}}{\sqrt{n_o} R_b} = \frac{\sqrt{2} \left(\frac{P_{av}}{P_p} \right) \cdot \left(\overbrace{P_p}^{=1} \mathfrak{R} \right)}{\sqrt{\left(2\sigma^2 T_c \right) \cdot \left(\underbrace{\frac{T_c}{T_b} \frac{1}{T_c}}_{R_b} \right)}} = \frac{\left(\frac{P_{av}}{P_p} \right)}{\sqrt{\sigma^2 \cdot \left(\frac{T_c}{T_b} \right)}} \quad (A7.1)$$

Para proceder às simulações referentes aos sistemas de transmissão com codificação usando modulações $A \times M$ -APPM e $(n \ w)$ -OPPM foram desenvolvidos no simulador *COSSAP* os blocos apresentados na Tabela A7-2, nomeadamente os blocos de codificação e descodificação (descodificador de *Viterbi*) para as modulações 2x2- e 2x4-APPM e (5 2)- e (9 2)-OPPM, para codificadores com ordens de memória 2, 4, 6, 8 e 10, ou seja com 4, 16, 64, 256 e 1024 estados no diagrama de Trellis.

A título de exemplo, a Figura A7-2 apresenta o esquemático da simulação do sistema de transmissão com modulação 2x4-APPM e com um codificador com ordem de memória igual a 6. O bloco BSRC3 é um gerador aleatório de seqüências binárias, o bloco BITS2SYM é um conversor de vector em decimal, o bloco TCA246 é o codificador TCM, o bloco APPMMOD é o modulador APPM, I2R é um conversor de Inteiro/ Real, AWGN_Channel é uma fonte de ruído aditivo branco de variância ajustável, o bloco S2PR é um conversor série-paralelo, o bloco VDA246 é o descodificador/ desmodulador, o bloco SYM2BITS é um conversor decimal/ vector binário, o bloco CMPNE_I é um comparador do tipo ‘diferente’ e

Modulação:	RSR (óptica) = $f(\sigma^2)$	RSR (eléctrica)
OOK	$\frac{1}{2\sqrt{\sigma^2}}$	$\frac{1}{\sqrt{\sigma^2}}$
M -PPM	$\frac{1}{\sqrt{\sigma^2 M \log_2(M)}}$	$\frac{2}{\sqrt{\sigma^2 M \log_2(M)}}$
$A \times M$ -APPM	$\frac{1+A}{2\sqrt{\sigma^2 M \log_2(A \cdot M)}}$	$\frac{1+A}{\sqrt{\sigma^2 M \log_2(A \cdot M)}}$
$(n \ w)$ M -OPPM	$\frac{w}{\sqrt{\sigma^2 n \log_2(M)}}$	$2 \cdot \frac{w}{\sqrt{\sigma^2 n \log_2(M)}}$

Tabela A7-3. Expressões das $RSRs$ em função da variância do ruído σ^2 usadas nas simulações, considerando o valor da potência de pico $P_p = 1$.

COUNT2 é um contador, por último, o bloco DELAY_Y serve para introduzir um atraso que sincronize as duas sequências. Tal como nas simulações sem codificação, faz-se no bloco CMPNE_I uma comparação entre a sequência de entrada do sistema de transmissão e a sequência transmitida através do canal e saída do bloco SYM2BITS. Sempre que haja diferença entre os dois valores de entrada existiu um erro de transmissão, sendo essas ocorrências contados no bloco COUNT2.

Nas simulações foi usado o valor da potência de pico $P_p = 1$, fazendo a variação da RSR através do ajuste da variância do ruído σ^2 no bloco AWGN_Channel. Assim considerando as relações apresentadas na Tabela A7-3, para um sistema com codificação de eficiência a/b usando uma modulação $A \times M$ -APPM, as RSR são calculadas usando a expressão (A7.2).

$$RSR_{APPM} = \frac{1+A}{2\sqrt{\sigma^2 M \log_2(A \cdot M)} \cdot \frac{a}{b}} \quad (\text{A7.2})$$

Os esquemáticos criados para as modulações OPPM com codificação são em tudo semelhantes aos criados para APPM. Também nestas simulações foi usada sempre uma potência de pico $P_p = 1$, fazendo variar a RSR através do valor da variância do ruído σ^2 no bloco AWGN_Channel. Para um sistema com codificação de eficiência a/b usando uma modulação $(n \ w)$ -OPPM com M símbolos, as RSR são calculadas usando a expressão (A7.3).

$$RSR_{OPPM} = \frac{w}{\sqrt{\sigma^2 n \log_2(M)} \cdot \frac{a}{b}} \quad (\text{A7.3})$$

BIBLIOGRAFIA:

- [Alv98] R. Alves, A. Gameiro, "Coding Techniques for Wireless Infrared Communications", SPIE International Symposium Boston, November 1998.
- [Amo80] F. Amoroso, "The Bandwidth of Digital Data Signals", IEEE Communications Magazine, vol. 18, pp. 13-24, November 1980.
- [Aud95] Malik D. Audeh, Joseph M. Kahn, "Performance Evaluation of Baseband OOK for wireless Indoor Infrared LAN's Operating at 100Mb/s", IEEE Transactions on Communications, Vol. 43, N° 6, pp. 2085-2094, 1995.
- [Aud96] M. D. Audeh, J. M. Kahn, and J. R. Barry, "Performance of pulse-position modulation on measured non-directed indoor infrared channels", IEEE Trans. Communications, vol.44. pp. 654-659, June 1996.
- [Ban94] David F. Bantz, Frédéric J. Bauchot, "Wireless LAN Design Alternatives", IEEE Network, pp.43-53, March/April 1994.
- [Bar92] John Robert Barry, "Wireless Communication Using Non-Directed Infrared Radiation", PhD Dissertation, University of California at Berkeley, USA, 1992.
- [Bar93] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, D. G. Messerschmitt, "Simulation of Multipath Impulse Response for Indoor Wireless Optical Channels", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 11, No. 3, Apr. 1993.
- [Bar94] J. R. Barry, "*Wireless Infrared Communications*", Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [Ben87] S. Benedetto, E. Biglieri, V. Castellani, "*Digital Transmission Theory*", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1987.
- [Ben94] S. Benedetto, M. Mondin, G. Montorsi, "Performance Evaluation of Trellis-Coded Modulation Schemes", Proceedings of the IEEE, Vol. 82, N° 6, June 1994.
- [Ben96] S. Benedetto, R. Garello and G. Montorsi: "Canonical structure for systematic rate k/n convolutional encoders and its application to turbo codes", Electronics Letters, Vol.32, N° 11, 23rd May 1996.
- [Bluweb] Home Page do Bluetooth SIG: <http://www.bluetooth.com/>
- [Cai79] J. B. Cain, G. C. Clark, "Punctured Convolutional Codes of Rate $(n-1)/n$ and Simplified Maximum Likelihood Decoding", IEEE Transactions on Information Theory, IT-25, pp. 97-100, January 1979.
- [Cal87] A. R. Calderbank and N. J. Sloane, "New trellis coded based on lattices and cosets", IEEE Trans. Informat. Theory, vol. IT-33, n°2, pp. 177-195, March 1987.
- [Car96] J. B. Carruthers and J. M. Kahn, "Modeling of non-directed wireless infrared channels", in Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC'96), Dallas, TX, June 1996.
- [Car01] G. Cariolaro, T. Erseghe, L. Vangelista, "Exact Spectral Evaluation of the Family of Digital Pulse Interval Modulated Signals", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 47, n°7, pp. 2983-2992, November 2001.
- [Cha89] J. C. Chaimowicz, "*Lighthwave Technology*", Butterworth & Co., 1989.
- [Che94] Kwang-Cheng Chen, "Direct Detect Modulations of High Speed Indoor Diffused Infrared Wireless Transmission", Proceedings of the Fifth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'94), pp.1096-1100, The Hague, The Netherlands, September 1994.
- [Emm96] J. Emmett, "Temporary Television Outside Broadcast Links", IEE Colloquium on Optical Free Space Communications Links, Savoy Place, London, U. K., 19 February 1996.
- [Fer94] José G. Fernandes, Peter A. Watson, José C. Neves, "Wireless LANs: Physical Properties of InfraRed Systems versus Mmw Systems, IEEE Communications Magazine, pp. 68-73, August 1994.
- [For70] G. D. Forney Jr., "Convolutional Codes I: Algebraic structure", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-16, n°5, pp.720-738, September 1970.

Bibliografia

- [For74] G. D. Forney Jr., "Convolutional Codes II: Maximum Likelihood Decoding", *Information and Control*, Vol. 25, pp.222-266, July 1974.
- [For91] G. D. Forney Jr., "Geometrically uniform codes" *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 37, N° 5, pp.1241-1260, September 1991.
- [Gal68] R. G. Gallager, "*Information Theory and Reliable Communication*", Wiley, New York, 1968.
- [Geo86] Voula C. Georgopoulos, Chris J. Georgopoulos, "A Multiple IR/RF Transmission System for Indoor and Outdoor Communications", 1986.
- [Geo89] C. Georghiades, "Some Implications of TCM for Optical Direct-Detection Channels", *IEEE Trans. On Communications*, vol. 37, n° 5, May 1989.
- [Gfe79] Fritz R. Gfeller, U. Bapst, "Wireless In-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 67, No. 11, pp. 1474-1486, November 1979.
- [Gfe81] Fritz R. Gfeller, "Infranet: Infrared Microbroadcasting Network for In-House Data Communications", Research Report RZ 1068 (#38619), IBM Zurich Research Laboratory – Switzerland, April 1981.
- [Gfe96] Fritz R. Gfeller, Walter Hirt, Martin de Lange and Beat Weiss, "Wireless Infrared Transmission: How to Reach All Office Space", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. "VTC '96"*, Atlanta, April 28 – May 1, 1996.
- [Gha00] Z. Ghassemlooy and A. R. Hayes, "Digital Pulse Interval Modulation for IR Communications Systems—a review", *Int. Journal Communication Systems*, vol. 13, n° 7-8, pp. 519-536, 2000.
- [Gre95] S. D. Greaves, P. J. Nichols, D. R. Wisely, R. T. Unwin, "Optical Wireless Video Distribution", *Proceedings of the Wireless Communication Network Conference, SPIE's Photonics East'95 Symposium*, Philadelphia, PA, USA, pp.280-285, October 1995.
- [Hag88] J. Hagenauer, "Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes (RCPC) Codes: Structure, Properties and Construction Techniques", *IEEE Trans. On Commun.*, vol.36, n° 4, pp. 389-400, 1988.
- [Hel71] J. A. Heller and I. M. Jacobs, "Viterbi Decoding for Satellite and Space Communication", *IEEE Transactions on Communications Technology*, COM-19, pp. 835-848, October 1971.
- [IEEE97] IEEE Standard for Wireless LAN: Medium Access Control and Physical Layer Specification, P802.11, November 1997. Endereço web do grupo de trabalho IEEE802.11 WLAN: <http://grouper.ieee.org/groups/802/11/main.html>.
- [IEEEweb] Endereço web do grupo de trabalho IEEE802.15 WPAN Task Group 1: <http://www.ieee802.org/15/pub/TG1.html>.
- [IEC93] IEC 825 -1 "Safety of Lasers Products – Part I: Equipment Classification, Requirements, and User's Guide", International Electrotechnical Commission, Switzerland, 1993.
- [IrDAweb] Endereço web da IrDA – Infrared Data Association: <http://www.irda.org>.
- [Ily03] Mohammad Ilyas, "*The Handbook of Ad Hoc Wireless Networks*", CRC Press, 2003.
- [Kah94] Joseph M. Kahn, John R. Barry, Malik D. Audeh, Jeffrey B. Carruthers, William J. Krause, and Gene W. Marsh, "Non-Directed Infrared Links for High-Capacity Wireless LANs", *IEEE Personal Communications*, pp.12-25, Second Quarter 1994.
- [Kah95] Joseph M. Kahn, William J. Krause and Jeffrey B. Carruthers, "Experimental Characterization of Non-Directed Indoor Infrared Channels", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, N° 2/3/4, February/March/April 1995.
- [Kal97] E. D. Kaluarachchi, "Digital Pulse Interval Modulation for Optical Communications", PhD Thesis, Sheffield Hallam University, UK, 1997.
- [Kei85] Gerd Keiser, "*Optical Fiber Communications*", McGraw-Hill, 1985.
- [Kot86] M. Kotsin, A. Heuvel, "a Duplex Infra-Red System for In-Building Communications", *IEEE Conf. Proc.*, pp.179-185, 1986.
- [Lee95] David C. Lee, Malik D. Audeh, Joseph M. Kahn, "Performance of Pulse-Position Modulation with Trellis-Coded Modulation on Non-Directed Indoor Infrared Channels", *Proceedings of the IEEE Globecom 95*, Singapore, November 1995.

- [Lee97] D. Lee, J. Kahn, M. Audeh, "Trellis-Coded Pulse-Position Modulation for Indoor Wireless Infrared Communications", IEEE Transactions On Communications, vol. 45, n^o. 9, Sep. 1997.
- [Lom94] Cipriano T. Lomba, Rui T. Valadas, A. Oliveira Duarte, "Propagation Losses and Impulse Response of the Indoor Optical Channel: A Simulation Package", International Zurich Seminar on Digital Communications, pp. 285-297, Zurich, Switzerland, March 8-11, Springer-Verlag 1994.
- [Lom97] Cipriano T. Lomba, "*Comunicações Ópticas em Espaço Livre para Ambientes Interiores: Modelação, Simulação e Optimização do Canal Óptico*", PhD thesis, Dept. Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Aveiro, May 1997.
- [Mar94] G. W. Marsh and J. M. Kahn, "50- Mb/s Diffuse Infrared Free-Space Link Using On-Off Keying with Decision-Feedback Equalization", Proceedings of the Fifth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'94), The Hague, The Netherlands, pp. 1086-1089, September 1994.
- [MITweb] MITThril Home Page, <http://www.media.mit.edu/werables/mithril/index.html>
- [Mor95a] Adriano C. Moreira, Rui T. Valadas, A. Oliveira Duarte, "Characterisation and Modelling of Artificial Light Interference in Optical Wireless Communication Systems", Proceedings of the Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'95), Toronto, Canada, September 1995.
- [Mor95b] Adriano C. Moreira, António M. R. Tavares, Rui T. Valadas, A. Oliveira Duarte, "Modulation methods for wireless infrared transmission systems – Performance under ambient light noise and interference", Wireless Communication Network Conference, SPIE's Photonics East'95 International Symposium, Philadelphia, Pennsylvania, USA, pp. 226-237, October 1995.
- [Mor97] Adriano C. Moreira, "*Sistemas de Transmissão Ópticos em Espaço Livre para Ambientes Interiores*", PhD thesis, Dept. Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Aveiro, February 1997.
- [Mul85] M. G. Mulligan and S. G. Wilson, "an improved algorithm for evaluating trellis phase codes", IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-31, N^o 6, pp. 846-851, November 1985.
- [Pah85] K. Pahlavan, "Wireless Communications for Office Information Networks", IEEE Communications Magazine, vol. 23, N^o 6, pp. 19-27, June 1985.
- [Pah02] K. Pahlavan and P. Krishnamurthy, "*Principles of Wireless Networks, A Unified Approach*", Prentice Hall, New York, 2002.
- [Pap85] M. Papamiltiadis, C. Georgopoulos, "64 kbit/s IR Link for In-House Communications", Digital Techniques in Simulation, Communication and Control, Elsevier Science Publishers IMACS, 1985.
- [Pie90] S. S. Pietrobon, R. H. Deng, A. Lafanechère, G. Ungerboeck, and D. J. Costello, "Trellis-coded multidimensional phase modulation", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 36, N^o 1, pp. 63-89, January 1990.
- [Por91] J. E. Porath, "On trellis-coded modulation for Gaussian and band-limited channels", Tech. Rep. 221, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 1991.
- [Rya91] W. Ryan, S. Wilson, "Two Classes of Convolutional Codes Over GF(q) for q-ary Orthogonal Signaling", IEEE Trans. On Commun., vol. 39, n^o 1, Jan. 1991.
- [Rou89] M. Rouanne and D. J. Costello, "An algorithm for computing the distance spectrum of trellis codes", IEEE J. Sel. Areas Communications, vol. 7, n^o 6, pp. 929-940, August 1989.
- [Sax83] R. P. Saxena, "Optimum encoding in finite state modulation", Tech. Rep. 83-2, Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY, 1983.
- [Sch92] Roland K. Schreyer, Gregory J. Sonek, "An Optical Transmitter/Receiver System for Wireless Voice Communication", IEEE Transactions on Education, Vol. 35, N^o. 2, May 1992.
- [Set05] U. Sethakaset, T. A. Gulliver, "Differential Amplitude Pulse-Position Modulation for Indoor Wireless Optical Communications", EURASIP Journal on Applied Signal Processing 2005:1, pp. 3-11.
- [Shi99] D. Shiu, J. M. Kahn, "Differential Pulse Position Modulation for Power-Efficient Optical Communication", IEEE Transactions on Communications, vol. 47, pp. 1201-1210, August 1999.

Bibliografia

- [Sle56] D. Slepian, "A class of binary signaling alphabets", Bell Systems Technology Journal, vol.35, pp 203-234, April 1956. E de autor desconhecido na mesma publicação: "Group Codes for the Gaussian channel", vol. 47, pp. 572-602, April 1968.
- [Smy93] Peter P. Smyth, M. McCullagh, D. Wisely, D. Wood, S. Ritchie, P. Eardley, S. Cassidy, "Optical Wireless Local Area Networks – Enabling Technologies", BT Technology Journal, Vol. 11, Nº. 2, April 1993.
- [Smy95] Peter P. Smyth, Philips L. Eardley, Kieran T. Dalton, David R. Wisely, Paul McKee, David Wood, "Optical Wireless – A Prognosis", Proceedings of the Wireless Communication Network Conference, SPIE's Photonics East'95 Symposium, Philadelphia, PA, USA, pp. 212-225, October 1995.
- [Tan96] Andrew P. Tang, Joseph M. Kahn, Keang-Po Ho, "Wireless Infrared Links Using Multi-Beam Transmitters and Imaging Receivers", Proceedings of the IEEE International Conference on Communications – ICC'96, Dallas, Texas, June 1996.
- [Tav95] António R. Tavares, Rui T. Valadas, A. Oliveira Duarte, "Performance of an optical sectored receiver for indoor wireless communication system in the presence of artificial and natural noise sources", SPIE's Photonics East'95 International Symposium, Philadelphia, Pennsylvania, USA, October 1995.
- [Tav97] António M. R. Tavares, Rui T. Valadas, "*Deliverable R1.1: Signal and Noise Propagation in Indoor Environments*", IRWLAN, Praxis 2/2.1/TIT/1578/95, Aveiro, 13th November, 1997.
- [Ung82] G. Ungerboeck, "Channel Coding with Multilevel/Phase Signals" IEEE Transactions on Information Theory., vol. 28, nº 1, pp. 55-67, January 1982.
- [Val94] Rui T. Valadas, Adriano C. Moreira, A. Oliveira Duarte, "Hybrid (Wireless Infrared/Coaxial) Ethernet Local Area Networks", Proceedings of the IEEE Conference on Wireless LAN Implementation, Dayton, Ohio, September 1992.
- [Val95] Rui T. Valadas, "*Redes de Comunicações de Área Local Não-Cabladas por Raios Infravermelhos*", PhD thesis, Dept. Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Aveiro, November 1995.
- [Vit79] A. J. Viterbi and J. K. Omura, "*Principles of Digital Communications and Coding*", New York: McGraw-Hill, 1979.
- [Wic95] S. Wicker, "*Error Control Systems for Digital Communication and Storage*", Prentice Hall, New Jersey, 1995.
- [Wil96] Stephen G. Wilson, "*Digital Modulation and Coding*", Prentice Hall, New Jersey, 1996.
- [Zeh87] E. Zehavi and J. K. Wolf, "On the performance evaluation of trellis codes", IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-33, nº 2, pp. 196-202, March 1987.
- [Zim96] T. G. Zimmerman, Personal Area Networks: near-field intrabody communication, IBM Systems Journal, 35(3&4), 1996.
- [Yen85] Chu-Sun Yen, Richard D. Crawford, "The Use of Directed Beams in Wireless Computer Communications", Proceedings of the IEEE GLOBECOM, pp. 1181-1184, December 1985.