

Universidade de Aveiro
Departamento de Electrónica e Telecomunicações

SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ÓPTICOS EM ESPAÇO LIVRE PARA AMBIENTES INTERIORES

ADRIANO JORGE CARDOSO MOREIRA

Tese apresentada à Universidade de Aveiro para obtenção
do grau de Doutor em Engenharia Electrotécnica

Fevereiro 1997

Aos meus pais, Manuel e Maria Júlia,
às minhas “cachopitas”, Fátima e Marta
e ao(à) “cachopito(a)” João ou Patrícia, se Deus quiser.

Tese de Doutoramento realizada sob a supervisão de

Aníbal Manuel de Oliveira Duarte

Professor Associado

e

Rui Jorge Morais Tomaz Valadas

Professor Auxiliar

Departamento de Electrónica e Telecomunicações

Universidade de Aveiro

Agradecimentos

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer aos meus orientadores, Prof. Dr. Aníbal Manuel de Oliveira Duarte e Prof. Dr. Rui Jorge Morais Tomaz Valadas pela oportunidade que me ofereceram de realizar o trabalho que conduziu a esta Tese de Doutoramento. Deve-se a eles o trabalho que deu início, na Universidade de Aveiro, à exploração da área científica em que este trabalho se insere, bem como o enquadramento do meu trabalho nas actividades de investigação em curso no Departamento de Electrónica e Telecomunicações. Não posso ainda deixar de agradecer todo o apoio que, nas mais diversas formas, me foi sendo dado ao longo do desenrolar do trabalho.

Em segundo lugar, gostaria de agradecer a todos os colegas que, conjuntamente comigo e através do seu empenho e dedicação a um projecto comum, contribuíram para que o trabalho aqui descrito se tornasse mais rico e bastante mais completo. Por isso, o meu muito obrigado ao Cipriano Lomba, António Tavares, Luis Moreira e Carlos Oliveira.

Gostaria ainda de agradecer ao Amaro de Sousa e Rui Aguiar, pela troca de ideias sobre alguns dos assuntos tratados nesta Tese e mesmo pela ajuda prestada na resolução de alguns problemas mais complexos.

Os meus agradecimentos vão também para as seguintes instituições:

- Junta Nacional de Investigação Científica e Tecnológica (JNICT) pelo suporte financeiro dado a este trabalho através das bolsas BD/230/90-IA (Ciência) e BD/3611/94 (PRAXIS XXI);
- Grupo de Sistemas de Banda Larga do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro por todo o apoio fornecido, quer financeiro quer através da disponibilização de todos os seus recursos;
- Instituto de Telecomunicações - Polo de Aveiro, a minha instituição de acolhimento durante a última fase dos trabalhos, pelo apoio fornecido e pela disponibilização dos seus recursos;
- Fundação Calouste Gulbenkian e 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 da

especialidade. Quero louvar a contribuição destas instituições, por possibilitarem a participação em actividades tão importantes no âmbito dum Doutoramento;

- PHILIPS Iluminação, Lda. e OSRAM Empresa de Aparelhagem Eléctrica, Lda., pelo fornecimento gratuito de materiais utilizados em iluminação (balastros electrónicos) e pela informação técnica disponibilizada, que de outra forma seriam muito difíceis de obter.

Sumário

Nesta Tese é efectuado um estudo sobre o desempenho de sistemas de transmissão sem fios, utilizando radiação óptica não guiada na zona dos infravermelhos. O estudo efectuado considera sistemas de transmissão para operar dentro de edifícios e está orientado para a camada física.

Inicialmente são descritos os princípios da transmissão de sinais ópticos em espaço livre e identificados os principais problemas associados a esta tecnologia. A propagação dos sinais ópticos dentro de uma sala pode fazer-se utilizando um de três modos básicos: difuso, quasi-difuso ou em linha-de-vista. Nestes, os sinais ópticos propagam-se por meio de múltiplas reflexões, uma única reflexão ou directamente, respectivamente. A cada um dos modos de propagação estão associadas limitações da tecnologia as quais determinam, entre outros aspectos, os requisitos de potência dos emissores e a largura de banda do canal.

Um dos problemas desta tecnologia que é comum aos três modos de propagação resulta da exposição à iluminação ambiente. O espectro óptico da iluminação ambiente sobrepõe-se parcialmente à banda óptica utilizada nestes sistemas, interferindo com a recepção dos sinais ópticos transmitidos e produzindo ruído quântico nos fotodetectores. Nesta Tese é caracterizada experimentalmente a iluminação ambiente, natural e artificial, e são desenvolvidos modelos para o ruído quântico e interferência que ela produz. Os resultados desta caracterização e os modelos propostos são utilizados para calcular os efeitos da iluminação ambiente no desempenho de sistemas de transmissão. Neste estudo são consideradas diversas técnicas de modulação. Os resultados obtidos demonstram que a interferência óptica produzida pela iluminação artificial resulta em penalidades de potência muito elevadas, não devendo ser desprezada na avaliação de desempenho dos sistemas de transmissão. São ainda estudadas técnicas de filtragem óptica e eléctrica destinadas a combater os efeitos da iluminação ambiente e é proposta uma técnica de cancelamento da interferência que apresenta diversas vantagens relativamente às técnicas de filtragem eléctrica normalmente utilizadas.

A transmissão de sinais ópticos em espaço livre tem sido usada e proposta para diversos tipos de sistemas, os quais incluem redes comunicações de área local sem fios. Desde 1990, o grupo de trabalho IEEE 802.11 tem vindo a desenvolver uma norma para redes de área local não-cabladas. Esta norma, que se encontra praticamente concluída, especifica três camadas físicas distintas e uma camada de acesso ao meio comum. Duas das camadas físicas utilizam sinais rádio na banda dos 2.4 GHz e a outra utiliza sinais ópticos na banda dos

infravermelhos. Nesta Tese é feita uma breve descrição da norma IEEE 802.11, sendo dada maior atenção à camada física de infravermelhos. Algumas das especificações desta camada física resultaram do trabalho efectuado no âmbito desta Tese e do envolvimento no grupo de trabalho IEEE 802.11. Os estudos que conduziram a algumas dessas propostas são apresentados, nomeadamente os que se referem ao formato da trama da camada física e à sensibilidade do receptor.

Os estudos teóricos sobre o desempenho dos sistemas de transmissão foram acompanhados pela implementação de uma interface de rede baseada na especificação IEEE 802.11. Essa implementação é descrita nesta Tese e são apresentados os resultados experimentais obtidos com testes efectuados em ambientes reais.

Abstract

This thesis studies the performance of wireless in-house transmission systems using infrared optical signals. These studies focus in the physical layer of the transmission systems.

The basic principles involved in the transmission of unguided optical signals are described, as well as the major limitations of this technology. The propagation of optical signals inside a room may use one of three basic propagation modes: diffuse, quasi-diffuse and line-of-sight. Each of these propagation modes has its advantages and limitations that determine the optical power requirements and channel bandwidth, among other aspects. However, most of the technology limitations are common to all the propagation modes.

All three propagation modes suffer from the presence of ambient light. The optical spectrum of ambient light extends to the optical band used by wireless infrared transmission systems, impairing the optical signal transmission by producing shot noise and interference. In this thesis, the ambient light, both natural and artificial, is characterised through extensive measurements and models are developed for the shot noise and interference. The models and the experimental results are then used to evaluate the performance of wireless optical transmission systems operating in channels with ambient light. In this study, several modulation methods are considered. The results show that artificial light induces high power penalties and, therefore, has to be considered in the performance evaluation of optical wireless transmission systems. The models for the ambient light are also used to evaluate optical and electrical filtering techniques used to reduce the effects of the ambient light. An interference cancellation technique is proposed to reduce the effects of the interference produced by artificial light.

Many applications and communication systems have been proposed that use wireless transmission of infrared signals. One of these applications is for wireless local area networks. Since 1990, the IEEE 802.11 working group is developing a standard for wireless local area networks. This upcoming standard specifies three alternative physical layers, two of them using radio signal in the 2.4 GHz band and one of them using infrared signals. The medium access control layer is common to all the three physical layers. In this thesis this standard is described with particular emphasis on the infrared physical layer. Some of the specifications of this layer include contributions from the work described in this thesis, proposed during the participation in the activities of the IEEE 802.11 working group. This thesis describes some of these contributions, namely the proposals for a frame format and for the optical receiver sensitivity.

The theoretical studies about the performance evaluation of infrared transmission systems were complemented with the implementation of a wireless infrared transmission system closely following the IEEE 802.11 specification. This system implements the physical layer of a network interface for an optical wireless local area network. This thesis describes the implementation of this system, as well as the experimental results obtained through measurements in real environments.

Índice

AGRADECIMENTOS	vii
SUMÁRIO	ix
ABSTRACT	xi
ÍNDICE	xiii
LISTA DE ACRÓNIMOS	xvii
1. INTRODUÇÃO	1
1.1 INTRODUÇÃO	1
1.2 O ENQUADRAMENTO DESTE TRABALHO	2
1.3 OBJECTIVOS	3
1.4 CONTRIBUIÇÕES ORIGINAIS	3
1.5 ESTRUTURA DA TESE	4
2. SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ÓPTICOS EM ESPAÇO LIVRE	7
2.1 INTRODUÇÃO	7
2.2 A TECNOLOGIA ÓPTICA E A TECNOLOGIA RÁDIO	10
2.3 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DA LIGAÇÃO FÍSICA	13
2.3.1 Os diferentes tipos de canal ou modos de propagação	13
2.3.2 Perdas de propagação e dispersão multi-percurso	18
2.3.3 O ruído e interferência produzidos pela luz ambiente	23
2.3.4 Dispositivos ópticos e optoelectrónicos	26
2.3.5 Aspectos de segurança	33
2.3.6 Técnicas de modulação e codificação	33
2.3.7 A natureza dinâmica do canal	40
2.4 APLICAÇÕES E PRODUCTOS COMERCIAIS	41
2.5 PROCESSOS DE NORMALIZAÇÃO	45
2.6 RESUMO	46
3. O RUÍDO E A INTERFERÊNCIA PRODUZIDOS PELA ILUMINAÇÃO AMBIENTE	49
3.1. INTRODUÇÃO	49
3.2. METODOLOGIA	50
3.2.1 O arranjo experimental	51
3.2.2 Os processos de medição	52
3.3. AS FONTES DE ILUMINAÇÃO	53
3.3.1 A população de dispositivos de iluminação	54
3.4. CARACTERIZAÇÃO DA ILUMINAÇÃO AMBIENTE	55
3.4.1 A irradiância média	58

3.4.2 A interferência.....	60
3.4.3 Efeito da filtragem óptica sobre a interferência.....	65
3.4.4 Relação entre a amplitude da interferência e a corrente I_B	67
3.4.5 Transitórios iniciais	68
3.5. MODELAÇÃO DO RUÍDO E DA INTERFERÊNCIA	69
3.5.1 Ruído quântico	70
3.5.2 Lâmpadas incandescentes.....	71
3.5.3 Lâmpadas fluorescentes com balastro convencional	73
3.5.4 Lâmpadas fluorescentes com balastro electrónico.....	74
3.6. VERIFICAÇÃO DA VALIDADE DOS MODELOS	76
3.6.1 Lâmpadas incandescentes.....	77
3.6.2 Lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais	78
3.6.3 Lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos.....	80
3.7. CONCLUSÕES	82
4. EFEITOS DA INTERFERÊNCIA DA LUZ AMBIENTE NO DESEMPENHO DOS SISTEMAS DE TRANSMISSÃO.....	85
4.1 INTRODUÇÃO	85
4.2 MODELO DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO.....	86
4.3 O CANAL SEM INTERFERÊNCIA	90
4.3.1 OOK-NRZ.....	90
4.3.2 L-PPM	91
4.3.3 BPSK.....	95
4.3.4 Comparação das várias técnicas de modulação	95
4.4 O CANAL COM INTERFERÊNCIA.....	96
4.4.1 Ruído quântico estacionário	97
4.4.2 Ruído quântico não-estacionário	108
4.5 CONCLUSÕES	112
5. TÉCNICAS DE COMBATE AOS EFEITOS DA INTERFERÊNCIA PRODUZIDA PELA ILUMINAÇÃO AMBIENTE	115
5.1 INTRODUÇÃO	115
5.2 UTILIZAÇÃO DE FILTRAGEM PASSA-ALTO	116
5.2.1 OOK-NRZ.....	118
5.2.2 L-PPM	120
5.2.3 Resultados	122
5.2.4 Discussão dos resultados	129
5.3 CANCELAMENTO DA INTERFERÊNCIA	130
5.3.1 O princípio de cancelamento da interferência	130
5.3.2 Análise de desempenho	131
5.3.3 Regras para a escolha dos filtros ópticos.....	136
5.3.4 Resultados	136
5.3.5 Aspectos da implementação	140
5.4 CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO	141
5.4.1 Conclusões	141
5.4.2 Trabalho futuro.....	142

6. A NORMA IEEE 802.11	143
6.1 INTRODUÇÃO	143
6.2 A NORMA IEEE 802.11	144
6.2.1 Componentes das redes IEEE 802.11	145
6.2.2 Método de acesso	147
6.2.3 O problema das estações escondidas	150
6.3 A CAMADA FÍSICA DE INFRAVERMELHOS	152
6.3.1 Características principais	152
6.3.2 Organização interna da IR-PHY	154
6.3.3 Especificações da subcamada PLCP	155
6.3.4 Especificações da subcamada PMD	158
6.4 SUMÁRIO	164
7. PROPOSTA DE UM FORMATO PARA A TRAMA DA CAMADA FÍSICA DE INFRAVERMELHOS DA NORMA IEEE 802.11	167
7.1 INTRODUÇÃO	167
7.2 CONTRIBUIÇÕES PARA A DEFINIÇÃO DA NORMA	168
7.3 A TRAMA DA CAMADA FÍSICA	168
7.3.1 As várias propostas para o formato da trama	168
7.3.2 Cálculo do desempenho dos vários formatos de trama	174
7.4 SENSIBILIDADE DO RECEPTOR	187
7.5 CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO	189
8. RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA IMPLEMENTAÇÃO DE UMA INTERFACE DE REDE SEM FIOS	191
8.1 INTRODUÇÃO	191
8.2 ARQUITECTURA E ESPECIFICAÇÃO	192
8.2.1 Aspectos gerais	192
8.2.2 Especificação dos blocos da camada física	196
8.3 IMPLEMENTAÇÃO	198
8.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	204
8.5 RESUMO E TRABALHO FUTURO	212
9. CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO	213
9.1 CONCLUSÕES	213
9.2 TRABALHO FUTURO	216
APÊNDICE 1 - DISPOSITIVOS UTILIZADOS NA CARACTERIZAÇÃO DA ILUMINAÇÃO ARTIFICIAL	219
BIBLIOGRAFIA	223

Lista de Acrónimos

ACK	<i>Acknowledge</i>
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
AP	<i>Access Point</i>
APD	<i>Avalanche PhotoDiode</i>
ASIC	<i>Application Specific Integrated Circuit</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BSS	<i>Basic Service Set</i>
CCA	<i>Clear Channel Assessment</i>
CF	<i>Coordination Function</i>
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide-Semiconductor</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>
CS	<i>Carrier Sense</i>
CSMA	<i>Carrier Sense Multiple Access</i>
CSMA/CD	<i>Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection</i>
CTS	<i>Clear To Send</i>
DC LA	<i>Direct Current (d.c.) Level Adjustment</i>
DCF	<i>Distributed Coordination Function</i>
DETUA	<i>Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro</i>
DIFS	<i>Distributed Coordination Function (DCF) InterFrame Space</i>
DL	<i>Detector de Limiar</i>
DR	<i>Data Rate</i>
DS	<i>Distribution System</i>
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
ED	<i>Energy Detect</i>
EFD	<i>End of Frame Delimiter</i>
EMI	<i>ElectroMagnetic Interference</i>
ESS	<i>Extended Service Set</i>
FET	<i>Field Effect Transistor</i>
FHSS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FOV	<i>Field-Of-View</i>
FQPSK	<i>Feher Quadrature Phase Shift Keying</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
IEEE	<i>The Institute of Electrical and Electronic Engineering</i>
IFS	<i>InterFrame Space</i>
IR	<i>Infrared</i>
IrDA	<i>Infrared Data Association</i>
ISI	<i>InterSymbol Interference</i>
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
LASER	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LD	<i>LASER Diode</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>

LLC	<i>Logic Link Control</i>
LOS	<i>Line Of Sight</i>
M-QPSK	<i>Multiple carrier Quadrature Phase Shift Keying</i>
MAC	<i>Medium Access Control</i>
MAP	<i>Maximum-A-Posteriori</i>
MLSD	<i>Maximum-Likelihood Sequence Detection</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPDU	<i>Medium Access Control (MAC) Protocol Data Unit</i>
NAV	<i>Net Allocation Vector</i>
NRBI	<i>Non Return to zero with Bit Insertion</i>
NRZ	<i>Non Return to Zero</i>
ODI	<i>Open Data-link Interface</i>
OOK	<i>On Off Keying</i>
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PCF	<i>Point Coordination Function</i>
PCMCIA	<i>Personal Computer Memory Card Industry Association</i>
PDA	<i>Personal Digital Assistant</i>
PDM	<i>Pulse Duration Modulation</i>
PEB	<i>Probabilidade de Erro de Bit</i>
PET	<i>Probabilidade de Erro de Trama</i>
PHY	<i>Physical</i>
PIN	<i>Positive-Intrinsic-Negative</i>
PLCP	<i>Physical Layer Convergence Procedure</i>
PLME	<i>Physical Layer Management Entity</i>
PMD	<i>Physical Medium Dependent</i>
POWER	<i>PORtable Workstation for Education in EuRope</i>
PPM	<i>Pulse Position Modulation</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RSR	<i>Relação Sinal-Ruído</i>
RTS	<i>Request To Send</i>
SFD	<i>Start of Frame Delimiter</i>
SIFS	<i>Short InterFrame Space</i>
SMD	<i>Spread Spectrum</i>
SYNC	<i>Synchronization</i>
TCM	<i>Trellis Coded Modulation</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Introdução

O trabalho descrito nesta Tese insere-se no domínio dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre. Ao contrário dos sistemas de transmissão por fibra óptica, no quais o sinal óptico se propaga ao longo dum meio de transmissão guiado (a fibra óptica), nos sistemas em espaço livre o sinal propaga-se através do ar, utilizando todo o espaço livre.

A utilização de sinais ópticos na transmissão de informação em espaço livre à distância é conhecida desde há longa data. Quando, cerca do ano 1200 AC, Tróia caiu na mão dos Gregos, a notícia foi conhecida em Argos, distante centenas de quilómetros, apenas algumas horas depois. Já nessa altura a notícia terá sido transmitida utilizando sinais ópticos (na forma dum único impulso de luz visível) [Cha89]. No entanto, a primeira utilização conhecida desta forma de comunicar como uma tecnologia deve-se a Alexander Graham Bell, através da invenção do fone [Cha89]. No ano de 1880, Bell construiu um aparelho capaz de transmitir a voz humana entre dois pontos distantes de 213 metros, utilizando um raio de sol modulado pela voz através da utilização dum espelho. Com este invento nasceram as comunicações ópticas em espaço livre.

Desde a origem até ao momento actual, as comunicações ópticas em espaço livre foram largamente suplantadas pelas comunicações por cabo e via rádio. No entanto, desde finais dos anos setenta tem-se observado um crescente interesse por esta tecnologia, existindo já diversos produtos comerciais que exploram as suas potencialidades. Actualmente, as aplicações desta tecnologia incluem simples controladores remotos para equipamentos

domésticos, sistemas de transmissão de dados ponto-a-ponto entre edifícios e, mais recentemente, complexas redes de dados de área local para interligação de computadores.

O actual interesse científico pela utilização de transmissão óptica em espaço livre para ambientes interiores deve-se em grande parte ao trabalho publicado por Gfeller e Bapst, em 1979, onde é proposta a utilização desta tecnologia em redes de área local, são sugeridas as suas potencialidades e identificadas as suas principais limitações [GfB79]. Desde então muito trabalho tem sido feito nesta área, tendo algum dele resultado na produção de equipamentos comercialmente disponíveis.

O trabalho descrito nesta Tese está relacionado com a utilização desta tecnologia em ambientes interiores, com especial ênfase na camada física dos sistemas de transmissão. O trabalho realizado foi orientado para as redes de área local sem fios, mas grande parte dos resultados obtidos podem ser aplicados a outros tipos de sistemas que utilizem a mesma tecnologia, incluindo outros que não de transmissão de dados.

1.2 O enquadramento deste trabalho

Desde o início, todas as actividades de investigação que culminaram nesta Tese, estiveram enquadradas nas actividades de investigação do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro (DETUA). Ainda antes de iniciados formalmente os trabalhos de Doutoramento, o trabalho realizado nesta área esteve enquadrado no projecto SPOT (*Signal Processing for Optical and cordeless Transmission*, RACE.1052, 1988-92) em que o DETUA estava envolvido.

No seguimento do projecto SPOT, o DETUA esteve envolvido em vários outros projectos, e os trabalhos de Doutoramento mantiveram sempre uma forte ligação às actividades desses projectos. De entre esses projectos destacam-se os seguintes:

- WINS - *Wireless In-house 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

Para além destes projectos, o DETUA tem estado envolvido, desde Maio de 1993, no processo de normalização para redes de área local sem fios promovido pelo IEEE (grupo de trabalho 802.11). Parte do trabalho realizado no âmbito deste Doutoramento conduziu a

resultados na forma de propostas de especificação para a camada física de infravermelhos incluída na actual versão da norma. A participação nas reuniões periódicas do grupo de trabalho IEEE 802.11 permitiu também uma troca de conhecimentos com outras entidades envolvidas na área das comunicações ópticas em espaço livre para ambientes interiores, nomeadamente com alguns fabricantes de equipamentos. Esta troca de conhecimentos contribuiu de forma decisiva para uma melhor compreensão dos aspectos mais práticos relacionados com este tipo de sistemas.

1.3 Objectivos

O trabalho realizado no âmbito deste Doutoramento não foi um trabalho isolado. Todas as actividades de investigação estiveram integradas nas actividades dum grupo de pessoas, as quais têm vindo a produzir trabalho na área dos sistemas ópticos em espaço livre. Na altura em que este trabalho teve início, foi efectuado um plano de trabalhos contendo os principais objectivos a atingir. À medida que esse trabalho se foi produzindo foram sendo identificadas outras áreas de interesse, às quais foi também dada alguma atenção. O envolvimento nas actividades de normalização do grupo IEEE 802.11 é um exemplo disso e resultou, em parte, do trabalho efectuado até à altura. Este envolvimento viria também a criar novas áreas de interesse e novos objectivos.

De qualquer forma, cedo foi definido que a área de investigação a abordar se situaria na camada física dos sistemas de transmissão e no estudo de soluções técnicas que permitissem explorar de forma eficiente as potencialidades da transmissão óptica em espaço livre.

Assim, foram traçados os seguintes objectivos:

- estudo de técnicas que permitam minimizar os requisitos de potência dos sistemas de transmissão;
- caracterização da iluminação ambiente, solar e artificial, em ambientes interiores;
- estudo dos efeitos da iluminação ambiente nos sistemas de transmissão;
- estudo de técnicas que permitam evitar ou minimizar os efeitos da iluminação ambiente

1.4 Contribuições originais

O trabalho realizado no âmbito desta Tese incluiu o estudo de alguns assuntos, que por não terem sido anteriormente abordados ou pela profundidade com que foram tratados, resultaram em algumas contribuições para este domínio, que se podem considerar originais. Essas contribuições podem ser sintetizadas da seguinte forma:

- Caracterização da iluminação ambiente, natural e artificial, e modelação do ruído quântico e interferência por ela produzidos;
- Estudo dos efeitos da iluminação ambiente em sistemas de transmissão utilizando diferentes técnicas de modulação;
- Desenvolvimento e análise de técnicas de combate aos efeitos da iluminação ambiente;
- Identificação das técnicas de modulação mais apropriadas para o canal óptico em espaço livre, em função do débito binário;
- Participação na definição da norma IEEE 802.11 para redes de área local sem fios, através de contribuições para a especificação de uma camada física de infravermelhos.

Grande parte dos principais resultados obtidos no âmbito desta Tese foram já publicados, ou encontram-se à espera de publicação, em conferências e revistas da especialidade, nacionais e internacionais.

1.5 Estrutura da Tese

Esta Tese é composta essencialmente por nove Capítulos, um Apêndice e uma lista de Bibliografia, os quais descrevem o trabalho efectuado e que se pode dividir em quatro grandes grupos:

Primeiro grupo: Introdução aos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre para ambientes interiores e estado da arte. Este grupo é constituído principalmente pelo Capítulos 2 e lista de Bibliografia. Neste grupo são descritas as principais características, limitações e aplicações deste tipo de sistemas e identificadas as áreas que têm sido alvo de trabalho de investigação nos últimos anos. Do Capítulo 2 ressaltam algumas das razões que motivaram o trabalho descrito nesta Tese, através da identificação de áreas até então pouco exploradas. Faz ainda parte do Capítulo 2 uma comparação entre os sistemas ópticos e os sistemas rádio.

Segundo grupo: Neste grupo inclui-se o trabalho efectuado na caracterização da iluminação ambiente e modelação do ruído e interferência dela resultantes (Capítulo 3), estudo dos efeitos da iluminação ambiente nos sistemas de transmissão (Capítulo 4) e desenvolvimento e estudo de técnicas de combate aos efeitos da iluminação ambiente (Capítulos 3 e 5).

Terceiro grupo: Norma IEEE 802.11, para redes de área local sem fios. Deste grupo fazem parte os Capítulos 6 e 7. No Capítulo 6 é feita uma descrição da norma IEEE 802.11, a qual inclui transmissão óptica (infravermelhos) e rádio. A ênfase deste Capítulo vai para a descrição da camada física de infravermelhos incluída na referida norma. No Capítulo 7 é descrito o trabalho realizado em torno da especificação da camada física de infravermelhos.

Deste trabalho resultaram várias propostas de especificação, submetidas à apreciação do grupo de trabalho IEEE 802.11.

Quarto grupo: Implementação dum sistema de transmissão óptico em espaço livre. Este grupo é composto pelo Capítulo 8, no qual é descrita a implementação de uma interface de infravermelhos para uma rede de área local sem fios, e apresentados os resultados obtidos. Esta interface foi desenvolvida com base nas especificações contidas na norma IEEE 802.11 e, de alguma forma, contribuiu para a própria definição da norma. Nesta implementação foram testadas algumas das soluções técnicas sugeridas pelos resultados obtidos nos Capítulos 4, 5 e 7.

No Capítulo 9 são apresentadas as conclusões do trabalho efectuado e identificadas as áreas que requerem ainda um estudo mais cuidadoso.

Capítulo 2

Sistemas de transmissão ópticos em espaço livre

2.1 Introdução

Durante os últimos anos tem-se verificado um aumento explosivo na utilização de meios informáticos e de comunicações. O correspondente aumento do número de computadores, terminais e outro tipo de equipamentos tem vindo a criar novos requisitos aos sistemas de comunicação que os interligam. Por um lado, o grande número de equipamentos existentes e serviços disponíveis requerem redes de comunicação cada vez mais extensas geograficamente e com maior largura de banda. Por outro lado, o carácter dinâmico da localização desses equipamentos obriga a reconfigurações frequentes das redes de comunicação, incluindo a cablagem de suporte. A estes aspectos junta-se a crescente necessidade de mobilidade por parte dos utilizadores. O aparecimento das comunicações sem fios, ou em espaço livre, foi em grande parte motivado por estes novos requisitos e os sistemas propostos vieram tentar dar-lhes resposta.

Tendo como contexto o cenário apresentado, Gfeller e Bapst publicaram, em Novembro de 1979, um artigo em que propunham a utilização de radiação óptica não guiada na zona dos infravermelhos como meio de transmissão para redes de área local sem fios (*Wireless Local Area Networks* - WLANs) para ambientes interiores [Gfe79]. O trabalho então apresentado foi pioneiro neste domínio e no artigo referido foram propostas aplicações para este novo tipo de tecnologia e identificadas as suas principais características e problemas.

O conceito proposto por Gfeller e Bapst é muito simples. Cada terminal é equipado com um emissor e receptor ópticos. O sinal óptico transmitido por cada emissor é modulado em

intensidade (é variada a potência óptica emitida) e deve produzir em toda a sala onde o sistema está instalado 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 um grande campo de vista. 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, ou canal difuso. Outros modos de propagação podem, no entanto, ser usados em transmissão óptica em espaço livre, nomeadamente os modos em linha de vista e quasi-difuso [Val92]. No modo em linha de vista deve existir um percurso óptico livre entre emissor e receptor. No modo quasi-difuso todos os terminais são orientados para uma mesma superfície reflectora e a propagação faz-se através de uma única reflexão dos sinais ópticos.

Para além do modo de propagação, Gfeller e Bapst propuseram também uma configuração para o sistema de comunicação. Os vários terminais existentes numa sala recorrem ao seu emissor-receptor (transceptor) de infravermelhos para comunicar com um “satélite”, dotado de uma interface semelhante. O satélite providencia o acesso a computadores remotos através de uma rede cablada convencional. Este cenário de utilização está representado na Figura 2-1.

Neste tipo de canal existem duas ligações físicas que podem ter características diferentes: a ligação do satélite para os terminais, em que a transmissão é de um ponto (satélite) para muitos pontos (terminais) e a ligação dos terminais para o satélite. O controlo do acesso ao meio pode recorrer a uma entidade centralizada para acesso determinístico ou pode basear-se numa técnica de acesso aleatório, como por exemplo acesso múltiplo por detecção de portadora (CSMA - *Carrier Sense Multiple Access*).

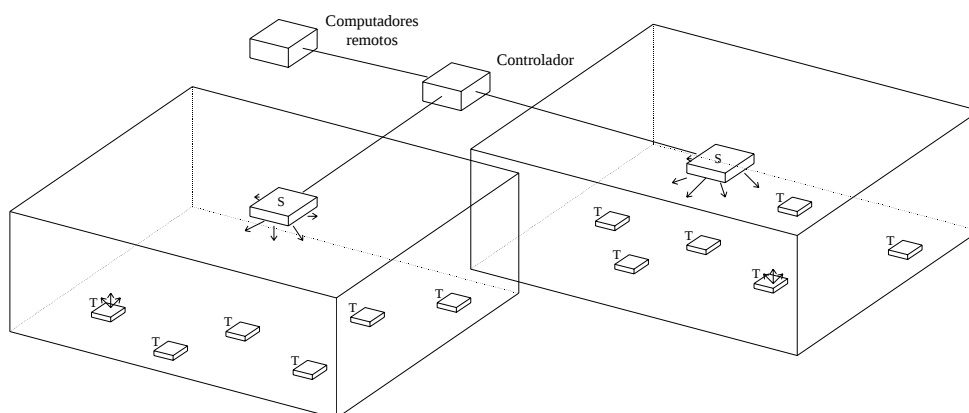


Figura 2-1. Sistema de comunicação sem fios utilizando radiação infravermelha em modo difuso.

Uma vez que os sinais se propagam através de reflexões nas várias superfícies de uma sala, não há necessidade de haver um percurso em linha de vista entre emissor e receptor. Por outro lado, a necessidade de produzir em toda a sala uma densidade espacial de potência óptica suficiente para manter o sistema de comunicação operacional, requer a utilização de elevados níveis de potência. Para satisfazer este requisito é necessário utilizar dispositivos electro-ópticos (LEDs ou LASERs) de alta potência e elevada eficiência na conversão electro-óptica. Os requisitos de potência são tanto menores quanto mais sensíveis forem os receptores ópticos. A sensibilidade dos receptores pode ser aumentada através da utilização de fotodetectores com grandes áreas activas, mas a grande capacidade parasita destes dispositivos penaliza o potencial ganho de sensibilidade. Uma forma alternativa de aumentar a potência óptica colectada é a utilização de lentes ou concentradores ópticos. No entanto, estes arranjos ópticos reduzem normalmente o campo de vista do receptor, pelo que a sua utilização em canais difusos não conduz a ganhos consideráveis.

Uma das características do canal difuso é a uniformidade na distribuição da potência óptica por todas as superfícies reflectoras (paredes, chão, tecto e outros objectos). Num sistema difuso ideal, o emissor produz uma densidade de potência óptica igual em qualquer ponto de qualquer superfície. Em sistemas reais, o diagrama de radiação do emissor tem o papel mais importante na distribuição da potência óptica. Este deve ser optimizado por forma a distribuir a potência óptica da forma mais eficiente [Lom94]. A maior dificuldade associada à optimização do diagrama de radiação é a grande diversidade de ambientes de utilização. Cada sala particular apresenta uma geometria própria e os coeficientes de reflexão das várias superfícies podem também ser muito diferentes de caso para caso. Assim, um diagrama de radiação optimizado para uma sala pode não estar optimizado para todas as outras.

Os fotodetectores utilizados nestes sistemas são sensíveis numa grande gama de comprimentos de onda, que inclui a iluminação ambiente. Uma vez que os receptores ópticos estão expostos à luz ambiente, a radiação óptica solar ou artificial que atinge os fotodetectores produz ruído quântico. Neste tipo de sistemas este efeito constitui uma das maiores limitações ao seu desempenho. Enquanto que a radiação solar apresenta apenas variações lentas de intensidade, a iluminação artificial produz variações de intensidade rápidas e de grande amplitude, as quais interferem com o sinal transmitido. Os efeitos da iluminação ambiente podem ser combatidos através da utilização de filtros ópticos que reduzam a radiação indesejada que atinge os fotodetectores. Estes filtros podem ser de interferência (passa-banda) ou de absorção (passa-longo). Nos casos em que as fontes de luz ambiente são muito localizadas, a utilização de diversidade pode também ser utilizada para reduzir os seus efeitos [Val94, Tan96]. Estas técnicas são válidas tanto para o ruído quântico como para a

interferência óptica. Adicionalmente, a interferência óptica provocada pela iluminação artificial pode ser combatida por meio de filtragem eléctrica ou recorrendo a técnicas de cancelamento [Aud95, Mor96b].

A propagação dos sinais ópticos em espaço livre sofre dispersão provocada pelos diferentes tempos de propagação associados a cada possível percurso entre emissor e receptor. A dispersão multi-percurso é particularmente grave no modo de propagação difuso, uma vez que o sinal óptico sofre várias reflexões antes de atingir o receptor. A dispersão multi-percurso limita a largura de banda do canal. Em [Gfe79] Gfeller e Bapst desenvolveram um modelo para a propagação dos sinais ópticos em modo difuso e determinaram que a máxima taxa de transmissão é de cerca de 260 Mbit×metro/segundo. Para uma sala quadrada com 10 metros de lado, a máxima taxa de transmissão é de 26 Mbps.

As grandes perdas de propagação, as limitações de largura de banda e os efeitos da iluminação ambiente, natural e artificial, determinam as técnicas de modulação e codificação mais apropriadas para este tipo de canal. As técnicas de modulação em banda base permitem uma utilização mais eficiente da potência óptica enquanto que técnicas que utilizam uma portadora eléctrica permitem o estabelecimento de vários canais simultâneos. Para taxas de transmissão até cerca de 10 Mbps, a técnica mais apropriada é modulação de posição de impulso (PPM - *Pulse Position Modulation*) pela sua elevada eficiência em termos de potência. Para taxas de transmissão mais elevadas, a penalidade introduzida pela dispersão multi-percurso condiciona a utilização de PPM. No entanto, dada a sua elevada eficiência, a utilização de PPM a taxas de transmissão superiores a 10 Mbps continua a ser alvo de estudo, nomeadamente através da sua utilização combinada com códigos de Trellis [Lee95].

Neste Capítulo são apresentadas as principais características dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre para ambientes interiores. Na secção 2 é feita uma comparação entre sistemas de transmissão sem fios utilizando tecnologia óptica e tecnologia rádio. Na secção 3 são discutidas as características do canal óptico em espaço livre. Na secção 4 são apresentados alguns possíveis cenários de utilização desta tecnologia, descritos os protótipos laboratoriais mais importantes e referidos os produtos existentes no mercado. A secção 5 descreve os processos de normalização em curso para sistemas que utilizam esta tecnologia.

2.2 A tecnologia óptica e a tecnologia rádio

A utilização de sinais ópticos não guiados na zona dos infravermelhos concorre com a tecnologia rádio como meio de transmissão para sistemas de comunicação sem fios, pelo que uma comparação das duas tecnologias é inevitável. 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 implicitamente ligadas a esta tecnologia.

A utilização de ondas rádio toma diversas formas (ligações ponto-a-ponto, difusão de sinais de áudio e vídeo, redes telefónicas celulares, etc.), sendo atribuídas bandas de frequência diferentes para cada tipo de serviço ou aplicação. A cada uma destas bandas estão associadas características diferentes, como por exemplo as características de propagação.

Mais recentemente, as tecnologias óptica e de rádio têm concorrido no fornecimento de sistemas de transmissão digital. Nesta secção discutem-se as vantagens e desvantagens de cada uma destas tecnologias no contexto das comunicações para ambientes interiores. No domínio das ondas rádio estão incluídas várias bandas que vão desde algumas centenas de MHz até à zona das ondas milimétricas.

A grande vantagem da tecnologia rádio sobre a tecnologia óptica é que os sinais rádio permitem a comunicação a muito maiores distâncias, facto que tem contribuído em grande medida para a sua popularidade. Ao contrário dos sinais rádio, os sinais ópticos não atravessam objectos opacos, pelo que a comunicação está limitada a um único compartimento ou sala.

Para além de possibilitarem a comunicação a maiores distâncias, os sistemas rádio permitem uma muito maior mobilidade dos equipamentos terminais, e respectivos utilizadores, que os sistemas ópticos. Idealmente, a utilização de sinais ópticos em modo difuso permite uma total mobilidade dos equipamentos terminais dentro do mesmo compartimento mas, na prática, tal mobilidade é bastante difícil de implementar. Uma vez que os sinais ópticos não atravessam a maioria dos objectos presentes numa sala, a existência de zonas de sombra (zonas em que o nível de sinal não é suficiente) provocadas por esses objectos dificulta a mobilidade dos terminais.

O facto dos sinais ópticos estarem confinados a um único compartimento constitui uma desvantagem no que se refere à extensão geográfica do sistema de comunicações mas constitui uma vantagem em termos de privacidade. A recepção indevida ou abusiva dos sinais é muito mais difícil em sistemas ópticos.

Por outro lado, as barreiras criadas pelas paredes de uma sala permitem que sistemas semelhantes operem em salas contíguas sem interferência mútua.

Um outro aspecto que diferencia a tecnologia óptica da tecnologia rádio é a necessidade de licenciamento, com vantagem para os sinais ópticos. A utilização de ondas rádio numa dada aplicação requer a disponibilização de uma banda de frequências e, na maioria dos casos, a respectiva licença de emissão. O espectro radioelétrico está cada vez mais

congestionado, pelo que a atribuição de bandas de frequência para novos sistemas é cada vez uma tarefa mais complexa. Quando essas bandas são atribuídas, a largura de banda é normalmente reduzida pelo que o débito binário máximo dos sistemas está limitado à partida. 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]. Pelo lado dos sinais ópticos não existe qualquer necessidade de licenciamento e a largura de banda disponível só está limitada pelas características do canal. Dependendo do modo de propagação adoptado para um dado sistema de transmissão, o débito binário em sistemas ópticos pode atingir muitas centenas de Mbits/segundo.

Acresce à necessidade de licenciamento dos sistemas rádio, o facto de diferentes países atribuírem bandas diferentes para serviços semelhantes. Este problema obriga que os fabricantes de equipamento desenvolvam e produzam um tipo de equipamento diferente para cada banda particular. Também os organismos de normalização têm que produzir especificações para cada banda de frequência potencialmente adoptável. Um exemplo deste procedimento está contido na norma provisória IEEE 802.11 [IEEE96], onde existem especificações para três bandas de frequência diferentes, disponíveis em três áreas geográficas diferentes: Estados Unidos da América, Europa e Japão.

Os sistemas ópticos apresentam também vantagens sobre os sistemas rádio no que se refere à imunidade à interferência electromagnética (EMI)¹. Dada a elevada frequência dos sinais ópticos, a imunidade à EMI é quase total. Ao contrário, os sistemas rádio estão sujeitos a todo o tipo de interferência, não só provocada por sistemas semelhantes como provocada por outros dispositivos. Nos Estados Unidos da América, um conjunto de bandas de frequência que estão disponíveis para utilização em redes de área local são as bandas ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), cujas frequências limite são 902-928 MHz, 2400-2483.5 MHz e 5725-5850 MHz [Ban94]. Estas bandas podem ser utilizadas por vários sistemas simultaneamente, sendo obrigatória a utilização de técnicas de espalhamento espectral (*Spread Spectrum*). 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.

A maior imunidade dos sistemas ópticos à interferência electromagnética pode constituir uma grande vantagem em ambientes particularmente ruidosos, como por exemplo os ambientes industriais. Por outro lado, os sistemas rádio podem também constituir fonte de interferência para outros sistemas. Alguns ambientes podem não comportar essa

¹ Não se considera aqui a interferência óptica como interferência electromagnética.

possibilidade, como sejam os ambientes hospitalares. Como exemplo, alguns hospitais na Alemanha proíbem a utilização de telefones móveis dentro das suas instalações, para evitar possíveis interferências com os equipamentos médicos. Procedimento semelhante adoptam as companhias aéreas dentro dos seus aviões. Também nestes casos os sistemas ópticos podem apresentar vantagem sobre os sistemas rádio.

Nos sistemas ópticos, o tamanho dos componentes optoelectrónicos é menor que o das antenas normalmente necessárias nos sistemas rádio. Também o custo dum sistema óptico pode ser muito inferior ao dum sistema rádio. Estas diferenças são, no entanto, muito dependentes da banda de frequência do sistema rádio e das características particulares do sistema a implementar. Não se podem pois assumir estes aspectos como vantagens para os sistemas ópticos.

As diferenças entre as tecnologias óptica e rádio sugerem que cada uma delas tem um papel diferente no domínio das comunicações sem fios, sendo cada uma delas mais apropriada para um ou outro tipo de aplicação. Sem dúvida, a tecnologia rádio é mais indicada para sistemas em que o alcance e a mobilidade são os aspectos funcionais mais importantes. Para sistemas que requerem maior largura de banda ou em que a interferência electromagnética é um problema, a tecnologia óptica pode desempenhar um papel muito importante.

2.3 Principais características da ligação física

Nesta secção são descritas as principais características do canal de transmissão óptico em espaço livre e apresentadas as principais técnicas utilizadas na ligação física.

2.3.1 Os diferentes tipos de canal ou modos de propagação

No seu artigo, Gfeller e Bapst propõem a utilização de radiação óptica num modo de propagação difuso, fazendo também referência à propagação em linha de vista [Gfe79]. Desde então outros modos de propagação têm sido propostos com vantagens e desvantagens relativamente ao modo difuso. Uma vez que cada modo de propagação apresenta características muito diferentes, podemos dizer que a cada modo de propagação está associado um tipo diferente de canal de transmissão.

A. O modo de propagação difuso.

No modo de propagação difuso, os sinais ópticos propagam-se por meio de reflexões nas paredes, tecto, chão e demais objectos existentes na sala, incluindo objectos móveis tais como as pessoas. Ao volume por onde os sinais se propagam, Gfeller e Bapst chamaram uma

cavidade. Este modo de propagação está representado esquematicamente na Figura 2-2, num diagrama bidimensional.

Um transceptor de infravermelhos inclui um emissor e um receptor ópticos. No modo difuso, o emissor tem um diagrama de radiação bastante aberto por forma a iluminar todas as superfícies da forma o mais uniforme possível. O receptor dispõe dum campo de vista (FOV - *Field-Of-View*) bastante largo para que possa colectar potência óptica vinda de várias direcções. Quanto mais largo for o FOV maior será a potência óptica recebida.

A mobilidade dos transceptores providenciada pelo modo difuso é muito grande, uma vez que não é necessário existir um percurso em linha de vista entre emissor e receptor. Idealmente, o emissor produz uma distribuição de potência de tal forma que a potência óptica colectada pelo receptor é independente da sua posição e orientação. Na prática, apenas é possível implementar aproximações a esta distribuição ideal, pelo que a posição e orientação do receptor têm influência na potência óptica recebida. Para além de permitir uma grande mobilidade dos terminais, o modo difuso é também muito resistente a obstruções, uma vez que a potência óptica colectada pelo receptor provem de várias direcções. Este modo de propagação é bastante apropriado para sistemas em que todos os terminais necessitam de comunicar entre si ou em que é necessário fazer difusão de informação.

Uma vez que o emissor deve criar uma distribuição de potência óptica uniforme em todo o plano em que o receptor se pode encontrar, a quantidade de potência óptica que o emissor deve emitir é bastante grande. Numa primeira aproximação, podemos calcular um minorante para a potência óptica necessária (P_{opt}) multiplicando a densidade de potência requerida pelo receptor (H_{min}) para um determinado desempenho, pela área total (A) do plano onde o receptor se pode encontrar [Gfe79]:

$$P_{opt} \geq A \cdot H_{min} \quad (2.1)$$

Para uma sala com 10×10 m, e assumindo que a irradiância mínima é de 20 nW/cm², a potência óptica mínima a transmitir é igual a 20 mW. Na prática, a potência óptica a transmitir pode ser muito superior.

Em [Gfe79], Gfeller e Bapst apresentam um modelo para o cálculo da potência óptica colectada por um fotodetector, proveniente de uma superfície reflectora arbitrária uniformemente iluminada. Este modelo permite calcular uma aproximação da distribuição de potência numa sala, tendo em conta o diagrama de radiação do emissor e as propriedades reflectoras da superfície.

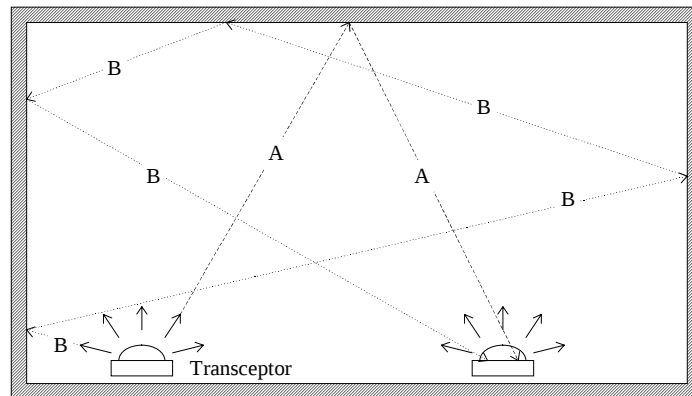


Figura 2-2. Modo de propagação difuso.

Na Figura 2-2 estão representados dois possíveis percursos (na forma de raios) entre os dois transceptores. No percurso A, o sinal emitido atinge o receptor após uma única reflexão na parede superior da cavidade (tecto). Para o percurso B, o sinal emitido sofre quatro reflexões antes de atingir o receptor. As perdas e o atraso de propagação do sinal que se propaga pelo percurso A são menores que os do sinal que utiliza o percurso B. As diferenças nos atrasos de propagação dos sinais que percorrem diferentes percursos produzem dispersão do sinal transmitido, limitando a largura de banda do canal. Em [Gfe79], Gfeller e Bapst estenderam o modelo utilizado no cálculo da potência óptica recebida por forma a incluir os tempos de propagação, e utilizaram-no para calcular uma estimativa da largura de banda do canal. Este modelo apenas considera uma única reflexão e apenas é válido para superfícies planas. Através deste modelo, Gfeller e Bapst determinaram a resposta em frequência do canal difuso e estimaram um valor para o produto largura de banda-distância igual a 260 Mbit×metro/segundo.

Em situações reais, a cavidade é composta por várias superfícies (e não apenas uma como considerado nos modelos anteriores) e o coeficiente de reflexão de cada uma delas pode ser diferente. Para contabilizar estes aspectos, Gfeller e Bapst desenvolveram um modelo de simulação que utilizaram para calcular a distribuição de potência numa dada superfície dentro da cavidade, produzida por um conjunto de LEDs. Este modelo viria mais tarde a ser estendido por Barry para incluir múltiplas reflexões e permitir não só o cálculo da distribuição de potência como também a resposta impulsional do canal [Bar93]. O trabalho apresentado por Barry veio demonstrar que a resposta impulsional do canal depende principalmente das reflexões de ordem elevada (2ª e 3ª ordem). Resultados apresentados posteriormente por Lomba [Lom94] viriam a demonstrar que as reflexões de 4ª e 5ª ordem ainda têm um papel importante na resposta impulsional do canal. Tendo como base os

modelos propostos por Barry, vários programas de simulação foram desenvolvidos para estudar diferentes aspectos da propagação em modo difuso.

B. O modo de propagação em linha de vista.

Nos sistemas em linha de vista (*Line-Of-Sight* - LOS), a propagação faz-se directamente entre emissor e receptor. Este modo de propagação está representado esquematicamente na Figura 2-3. Neste modo, o emissor tem um diagrama de radiação bastante estreito, por forma a concentrar toda a potência óptica emitida na zona do receptor com que pretende comunicar. De forma semelhante, o receptor tem um FOV bastante estreito.

O modo de propagação em linha de vista apresenta características completamente diferente do modo de propagação difuso, quer em termos da potência óptica necessária quer em termos da resposta impulsional do canal. Uma vez que toda a potência óptica transmitida é orientada para a zona do receptor, os requisitos de potência deste tipo de ligações são bastante inferiores aos duma ligação em modo difuso. A potência óptica necessária para uma ligação em linha de vista é tanto menor quanto mais fechado for o diagrama de radiação do emissor. Um FOV estreito também pode contribuir para menores requisitos de potência uma vez que menos luz ambiente é colectada, contribuindo para uma melhor sensibilidade do receptor. O modo de propagação em linha de vista proporciona também uma elevada largura de banda uma vez que quase não existe dispersão multi-percurso, excepto no caso em que são utilizados diagramas de radiação abertos e FOVs largos. Este modo é pois apropriado para ligações a grandes distâncias e em que sejam necessárias taxas de transmissão elevadas.

Nos casos em que é aceitável ou desejável um FOV estreito, podem ser utilizadas lentes para aumentar a potência óptica colectada. Da mesma forma, o diagrama de radiação do emissor pode ser moldado por meio de lentes.

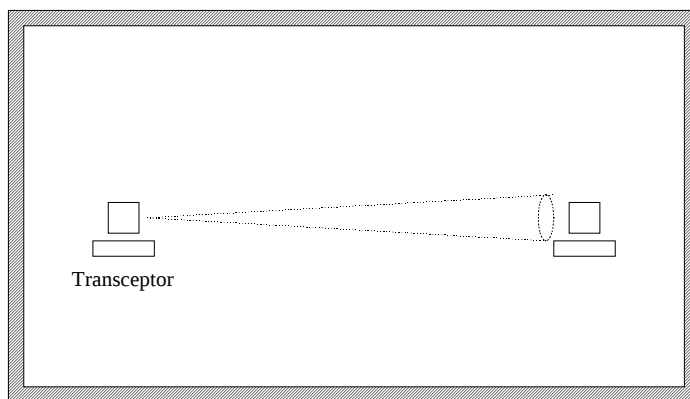


Figura 2-3. Modo de propagação em linha de vista.

No caso mais geral, o emissor pode ter um diagrama de radiação aberto e o receptor pode ter um FOV largo. No entanto essa situação não explora da melhor forma as potencialidades da propagação em linha de vista. No caso do diagrama de radiação e FOV serem muito abertos, a potência óptica que atinge o receptor pode incluir uma componente que se propaga directamente do emissor para o receptor, e outras componentes que resultam de reflexões nas superfícies envolventes. Estas últimas provocam dispersão multi-percurso e reduzem a largura de banda do canal.

As vantagens de eficiência em termos de potência e elevada largura de banda do modo de propagação em linha de vista são acompanhadas de algumas desvantagens importantes. Este modo não tolera interrupções do percurso entre emissor e receptor. No caso em que o diagrama de radiação e o FOV são estreitos, a utilização dos transceptores requer um alinhamento por parte dos utilizadores. Em casos mais extremos, o alinhamento dos transceptores pode implicar o recurso a mecanismos de apoio, como telescópios. A outra grande desvantagem deste modo é a dificuldade em suportar comunicações do tipo ponto-multiponto. Este modo é por isso mais apropriado para ligações ponto-a-ponto.

C. O modo de propagação quasi-difuso.

Um meio termo entre os modos de propagação difuso e em linha de vista é o modo quasi-difuso [Val92]. O modo de propagação quasi-difuso baseia-se num reflector, normalmente existente no tecto da sala e os sinais propagam-se através de uma única reflexão, tal como mostra a Figura 2-4.

O reflector pode ser passivo ou activo. O tecto de uma sala pode ser usado como um reflector passivo. Um bom reflector passivo é aquele que apresenta um coeficiente de reflexão próximo da unidade e que reflecte um sinal incidente em todas as direcções de forma

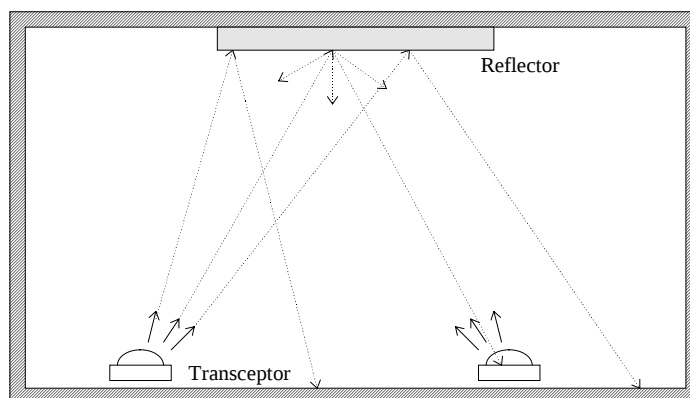


Figura 2-4. Modo de propagação quasi-difuso.

semelhante. Nos casos em que a superfície do tecto da sala é má reflectora, podem ser utilizados painéis de materiais com boas características de reflexão. Note-se que um espelho não é um bom reflector para este fim, uma vez que o sinal incidente apenas é reflectido numa direcção. Um reflector activo deve receber os sinais provenientes dos terminais e retransmiti-los. A um reflector activo chama-se frequentemente um satélite. Se a mesma gama de comprimentos de onda for utilizada na ligação dos terminais para o satélite (*up-link*) e na ligação do satélite para os terminais (*down-link*), então a transmissão não deve ser simultânea, por forma a não haver interferência mútua entre as duas ligações. Neste caso o satélite deve armazenar a informação proveniente dos terminais e retransmiti-la posteriormente.

No modo quasi-difuso, o emissor pode ter um diagrama de radiação bastante fechado e o receptor pode ter um FOV moderadamente estreito. Este modo exige também a orientação dos transceptores no sentido do reflector, mas os requisitos de alinhamento são muito inferiores aos necessários no modo em linha de vista.

Neste modo, quando comparado com os outros dois, a mobilidade permitida aos terminais é média uma vez que, para cada posição, estes devem ser orientados no sentido do reflector. A grande desvantagem é a vulnerabilidade à obstrução. Sempre que o percurso óptico entre um terminal e o reflector é interrompido, perde-se a ligação. Por outro lado, e em condições normais de funcionamento, a largura de banda deste canal é bastante grande, principalmente se o reflector for activo.

2.3.2 Perdas de propagação e dispersão multi-percurso

Os três modos de propagação apresentados anteriormente constituem os modos básicos de propagação dos sinais ópticos dentro duma sala. Os aspectos que os distinguem são a mobilidade e resistência à obstrução por um lado, e as perdas de propagação e a dispersão multi-percurso pelo outro. Em termos funcionais, o modo difuso é a meta mais desejada, pelo que é em torno deste modo que mais trabalho tem sido produzido. Os objectivos principais deste trabalho têm sido a diminuição das perdas de propagação e dos efeitos da dispersão multi-percurso. Estes objectivos têm sido perseguidos através de soluções híbridas dos vários modos, onde se exploram as vantagens de cada modo, ou por meio de formas de implementação o mais próximas possível do ideal (principalmente dos diagramas de radiação). Neste contexto, são relevantes os seguintes trabalhos:

- Em [Gfe79] é proposto um modelo de simulação que permite obter a distribuição de potência óptica numa superfície, em modo difuso, considerando apenas uma reflexão dos sinais ópticos. Este modelo considera o coeficiente de reflexão das várias superfícies dentro da sala (tecto, paredes e chão), o FOV do receptor e um modelo Lambertiano

generalizado [Gfe79] para cada um dos LEDs que constituem o emissor. Neste modelo, o emissor pode ser composto por um conjunto de LEDs, orientados de forma diferente, para produzir diagramas de radiação diversos. Este modelo foi utilizado para calcular a distribuição de potência em salas de vários tamanhos e utilizando diferentes diagramas de radiação. A principal conclusão deste trabalho é que o diagrama de radiação deve ser bastante aberto para que a distribuição de potência seja o mais uniforme possível.

- Em [Yun92] é proposta uma solução para o emissor óptico baseada em vários feixes ópticos colimados e orientados para pontos diferentes da sala (Figura 2-5). Esta ideia consiste em criar um canal quasi-difuso composto por múltiplos reflectores. É ainda proposta uma solução para o receptor que consiste na utilização de vários receptores com um FOV pequeno e orientados para os mesmos pontos na sala que os feixes do emissor (receptor em olho de mosca - *fly eye receiver*). Desta forma é reduzido o problema das sombras, uma vez que passam a existir vários percursos alternativos para o sinal óptico. Por outro lado são reduzidos os efeitos da iluminação ambiente, uma vez que o FOV de cada receptor é bastante estreito. O melhor desempenho dum sistema baseado nesta solução é conseguido à custa da orientação manual dos emissores e receptores, o que constitui a sua principal desvantagem.
- O modelo de simulação proposto por Gfeller e Bapst foi estendido por Barry por forma a considerar múltiplas reflexões e permitir o cálculo da resposta impulsional do canal [Bar93]. Os resultados obtidos através deste modelo mostram que as reflexões de ordem superior à primeira têm um peso significativo na largura de banda do canal. Os resultados obtidos por simulação foram comparados com resultados experimentais, tendo-se verificado uma grande concordância. Com base neste modelo, vários autores obtiveram outros resultados importantes.

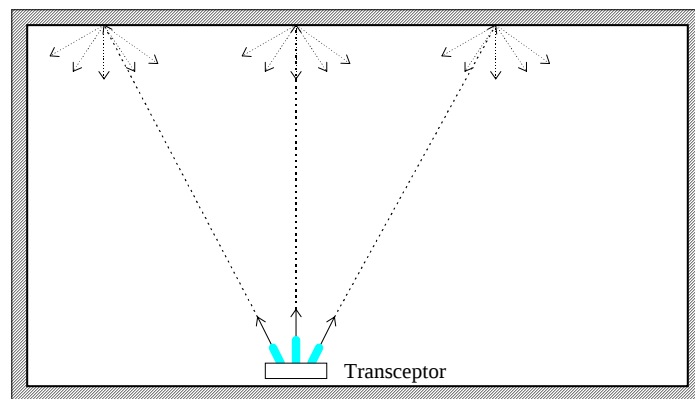
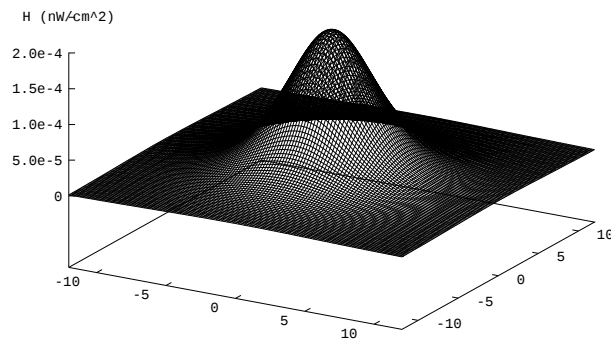
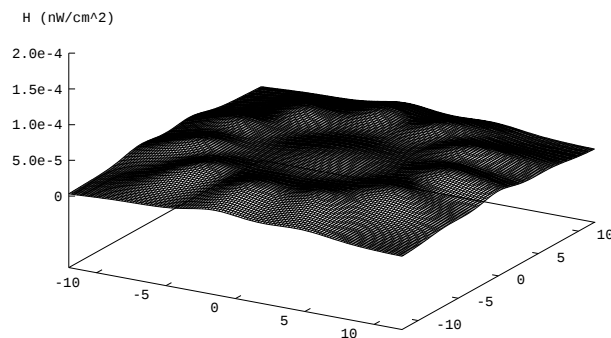


Figura 2-5. Emissor composto por vários feixes colimados para criar um canal quasi-difuso.

- Em [Lom94b, Lom94c], um modelo semelhante ao proposto por Barry é utilizado para calcular a distribuição de potência e a resposta impulsional para o canal difuso e para o canal quasi-difuso com reflexão activa e passiva. O programa de simulação desenvolvido é ainda utilizado para otimizar o diagrama de radiação por forma a minimizar as perdas de propagação e a gama dinâmica do canal. A Figura 2-6 mostra dois exemplos da distribuição de potência numa sala, em modo quasi-difuso com reflexão passiva. Um é para um diagrama de radiação não-otimizado (Lambertiano) e o outro é para um diagrama otimizado. Nestes exemplos, o emissor está colocado no centro da sala e apenas foi considerada uma reflexão.



a)



b)

Figura 2-6. Distribuição de potência numa sala, em modo quasi-difuso com reflexão passiva: a) diagrama de radiação não otimizado; b) diagrama de radiação otimizado.

A Figura 2-6 mostra que a otimização do diagrama de radiação permite criar uma distribuição de potência bastante mais uniforme que um diagrama não-otimizado. Para o diagrama não-otimizado, as perdas de propagação atingem 76.6 dB/cm² e a gama dinâmica 16.3 dB [Lom94b]. A otimização do diagrama de radiação permite reduzir as perdas de propagação em 5.0 dB e a gama dinâmica para apenas 4.4 dB. Em [Lom94c] são também apresentados resultados de simulação relativos à resposta impulsional do canal quasi-difuso.

Na Figura 2-7 mostram-se a resposta impulsional e a respectiva resposta em frequência, para um canal utilizando reflexão passiva. A Figura 2-7a) mostra a resposta impulsional do canal considerando 5 ordens de reflexão. Na Figura 2-7b) mostra-se a importância de se considerarem várias ordens de reflexão no cálculo da resposta em frequência do canal. Neste exemplo, a largura de banda calculada do canal é de 14.3 MHz quando se consideram apenas duas reflexões, e de apenas 6.0 MHz quando se consideram 5 reflexões.

- Em [Kah94] o modelo proposto por Barry é utilizado para calcular as perdas de propagação do canal difuso. Para uma sala com 8.5×9 metros, as perdas de propagação variam entre 54 e 67 dB, para distâncias entre emissor e receptor entre zero e 5 metros, respectivamente. A comparação dos resultados de simulação com resultados experimentais mostra que, para o cálculo das perdas de propagação, o modelo que considera apenas uma reflexão produz resultados muito próximo dos resultados experimentais. Neste artigo são também apresentados resultados experimentais da resposta em frequência dos canais difuso e quasi-difuso com reflector activo. Para a comparação entre os diferentes casos, em termos de dispersão multi-percurso, é adoptado o valor médio quadrático do atraso de dispersão (*r.m.s. delay spread*) como medida da qualidade do canal. A principal conclusão

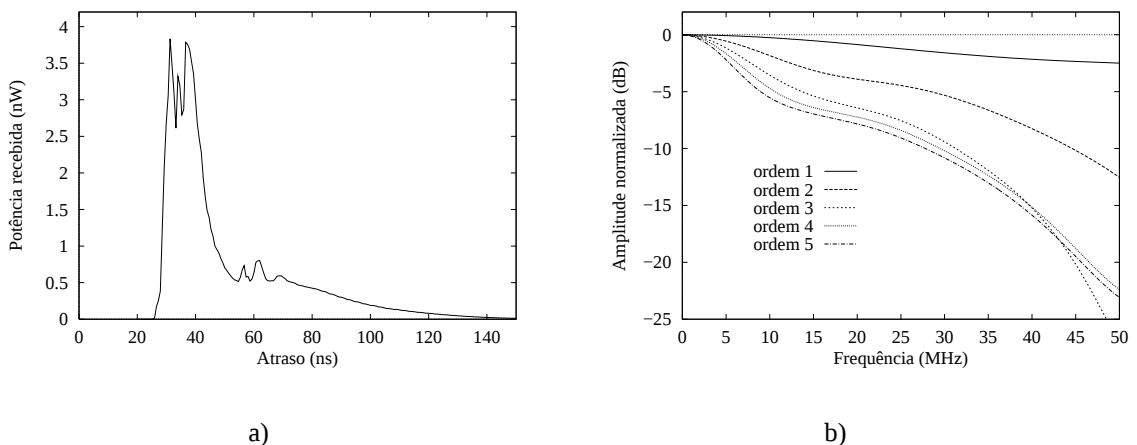


Figura 2-7. Resposta impulsional (a) e em frequência (b) do canal quasi-difuso com reflexão passiva.

obtida é que, no modo quasi-difuso, a existência de obstrução deteriora a resposta em frequência do canal e as perdas de propagação, para além das observadas no canal difuso.

- Em [Pak95] são comparadas várias soluções para a posição e diagrama de radiação do emissor em termos das perdas de propagação e dispersão multi-percurso. Mais uma vez, os resultados mostram que soluções que utilizam vários feixes ópticos estreitos permitem diminuir as perdas de propagação e a dispersão multi-percurso.
- O problema da distribuição de potência e os níveis de potência emitida devem ter também em conta os níveis de segurança definidos pelas normas internacionais [IEC93, ANS86, ANS88]. Este problema é abordado em [Smy93], onde são revistos os níveis de segurança no contexto dos sistemas de comunicação ópticos em espaço livre e propostas soluções que permitam a emissão de níveis elevados de potência sem que sejam ultrapassados os limites especificados. Os limites de segurança são muito dependentes da área do emissor óptico pelo que, quanto maior for esta área, maior poderá ser a potência óptica emitida. Uma solução simples para aumentar a área de emissão consiste na utilização de difusores (materiais colocados no percurso do sinal óptico que alteram o diagrama de radiação) [Smy93]. No entanto, estes difusores permitem apenas criar diagramas de radiação aproximadamente Lambertianos. Como já vimos, esta forma do diagrama de radiação não é a mais eficiente. Em [Smy93] são propostas duas soluções alternativas. Uma delas consiste na utilização de hologramas para aumentar a área de emissão e, simultaneamente, moldar a forma do diagrama de radiação. A outra solução consiste na utilização de fibras ópticas com uma secção na forma de um D para, conjuntamente com grupos de micro-lentes, criar uma espécie de “chuveiro óptico”, a que os autores chamaram *leaky feeder*.
- Os modelos referidos até aqui apenas consideram a propagação do sinal óptico e desprezam os efeitos da iluminação ambiente. Em [Gfe94] é descrito um modelo de simulação que inclui também a distribuição da iluminação ambiente natural e artificial. Este modelo permite, recorrendo a dados experimentais sobre a distribuição da iluminação ambiente, o cálculo da relação sinal-ruído ao longo de uma sala e, conseqüentemente, a determinação da forma geométrica das células ópticas (definida como a área onde dois terminais podem comunicar). Os resultados apresentados mostram que os efeitos da iluminação ambiente reduzem consideravelmente a área das células e provocam distorções na sua forma (relativamente à forma circular ideal). Para aumentar a área das células, é proposto um mecanismo de taxas de transmissão variáveis. Nos locais em que o nível de iluminação é muito elevado, provocando quantidades exageradas de erros, o sistema reduz automaticamente a taxa de transmissão para poder manter a conectividade.

Neste tipo de sistemas, a potência óptica necessária é determinada, entre outros aspectos, pelas elevadas perdas de propagação e pelos elevados níveis de ruído produzidos pela iluminação ambiente. A filtragem óptica é uma das formas de reduzir a penalidade introduzida pela iluminação ambiente. Em [Val95] e [Tan96] são propostas soluções complementares baseadas em diversidade espacial:

- Em [Val95] é proposto um receptor sectorizado que explora a direccionalidade dos emissores ópticos e das fontes de luz ambiente que produzem ruído. Nesta solução, o campo de vista do receptor é dividido em vários sectores, e cada sector recebe os sinais provenientes de uma parte do hemisfério. Sempre que o sinal transmitido e as fontes de ruído mais intensas forem recebidos por sectores diferentes, é possível obter ganhos consideráveis através da utilização de técnicas de combinação dos sinais provenientes dos vários sectores. Em [Val95] mostra-se que os ganhos obtidos são tanto maiores quanto mais direccionais forem as fontes de luz ambiente. Em [Tav95b] são apresentados ganhos de cerca de 4 a 6 dB, resultantes da utilização dum receptor sectorizado em ambientes reais. Os receptores sectorizados podem também ser utilizados para combater a dispersão multi-percurso. Alguns resultados preliminares apresentados em [Lom95] mostram que é possível aumentar a largura de banda do canal através da utilização de receptores sectorizados, desde que o método de combinação dos sinais utilize informação sobre a resposta impulsional de cada sector.
- Em [Tan96] é proposta uma solução que utiliza um emissor composto por vários feixes ópticos estreitos e um receptor dotado dum concentrador óptico e uma matriz de fotodetectores. Esta solução conjuga as ideias do receptor em “olho de mosca” e do receptor sectorizado com a utilização de lentes para aumentar a potência óptica colectada e combater os efeitos da iluminação ambiente. Com base nesta solução, os autores reclamam ganhos superiores a 10 dB sobre a utilização do modo quasi-difuso com receptores convencionais e mais 10 dB sobre o modo difuso, também com receptores convencionais. É ainda sugerido que a mesma técnica poderá ser usada para combater a dispersão multi-percurso.

2.3.3 O ruído e interferência produzidos pela luz ambiente

Conjuntamente com as elevadas perdas de propagação dos canais ópticos quasi-difuso e difuso, os efeitos da iluminação ambiente constituem as principais limitações deste tipo de sistemas. Ao contrário dos receptores para fibra óptica, os receptores ópticos para sistemas em espaço livre estão sujeitos à iluminação ambiente. Nos dois tipos de canal referidos, são

utilizados normalmente receptores com um grande FOV, pelo que a quantidade de potência óptica indesejável que é colectada é muito elevada.

O espectro óptico da maioria das fontes de luz ambiente estende-se para a banda dos infravermelhos utilizada neste tipo de sistemas (750-1000 nm), pelo que a radiação óptica ambiente que atinge o fotodetector sobrepõe-se ao sinal transmitido. Na Figura 2-8 mostram-se os espectros ópticos típicos das várias fontes de radiação óptica que se podem encontrar num ambiente interior [Gfe79, Geo88].

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 produz ruído quântico e, no caso da iluminação artificial, produz também interferência.

Na maior parte dos casos, a intensidade da iluminação ambiente é tão elevada que o ruído produzido pela iluminação ambiente é dominante, podendo desprezar-se o ruído térmico e quântico gerado no pré-amplificador. Também a interferência óptica produzida pela iluminação artificial penaliza gravemente o desempenho dos sistemas de transmissão. Os efeitos da interferência são mais graves para baixas taxas de transmissão e afectam sobretudo os sistemas que utilizam modulação em banda base [Mor95b, Nar95].

Os espectros ópticos dos diversos tipos de luz ambiente são bastante largos, quando comparados com o espectro óptico do sinal emitido. Também a gama de responsividade dos fotodetectores utilizados é bastante mais larga que o espectro do sinal emitido. Desta forma, a

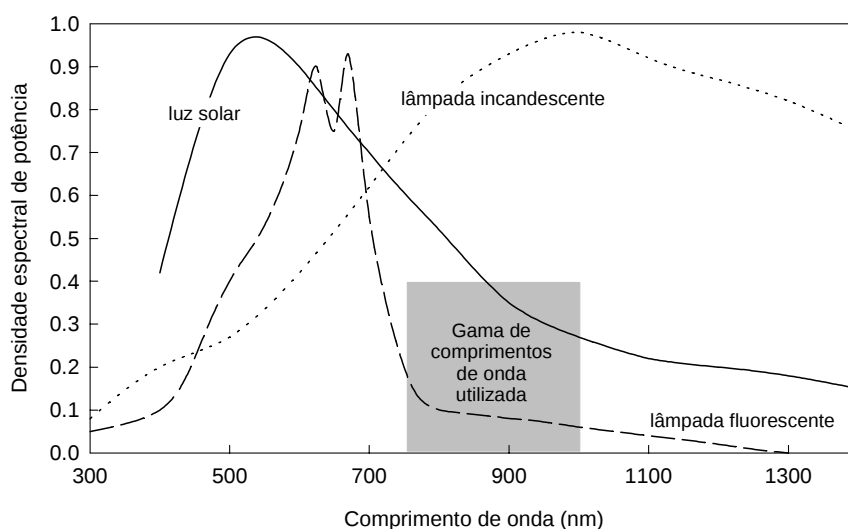


Figura 2-8. Espectros ópticos típicos dos diversos tipos de iluminação ambiente.

grande parte da potência óptica proveniente da luz ambiente que atinge o fotodetector encontra-se fora da banda óptica utilizada pelo sinal emitido. Assim, a solução mais simples para minimizar os efeitos da luz ambiente é a utilização de filtros ópticos. 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. No entanto, na maioria dos casos a filtragem óptica não é suficiente para combater os efeitos da iluminação ambiente, nomeadamente a interferência, pelo que é necessário recorrer a outras técnicas tais como filtragem eléctrica e cancelamento.

A distribuição da iluminação ambiente numa sala é, normalmente, muito pouco uniforme. Em [Gfe94] e [Tav95b] são apresentados resultados experimentais da distribuição de potência óptica produzida pela iluminação artificial no plano por onde se desloca o receptor. Os resultados apresentados em [Gfe94] mostram 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 [Tav95b], Tavares apresenta resultados experimentais da distribuição de potência em salas iluminadas com lâmpadas fluorescentes tubulares e em salas iluminadas com lâmpadas incandescentes muito direccionais. Estes resultados permitem concluir que, dependendo do tipo de iluminação artificial utilizada, a distribuição de potência pode ser muito diversa. Mostra-se ainda que as lâmpadas incandescentes e direccionais produzem níveis muito elevados de potência óptica e portanto muito ruído quântico.

A iluminação artificial, para além de produzir ruído quântico, produz também interferência óptica no receptor. Esta interferência resulta das variações de intensidade da radiação emitida pelas lâmpadas. A grande maioria das lâmpadas são alimentadas em corrente alternada (a.c.) directamente a partir da rede de fornecimento de energia, pelo que a radiação emitida varia com o dobro da frequência da rede [Mor95]. O espectro eléctrico da interferência produzida por estas lâmpadas inclui assim uma componente ao dobro da frequência da rede e ainda harmónicos dessa frequência, podendo apresentar componentes importantes até cerca de 20 kHz. Mais recentemente, começaram a ser utilizadas lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos. Estes balastros utilizam frequências de comutação da ordem das dezenas de kHz (20-40 kHz), pelo que o espectro eléctrico da interferência produzida por tais lâmpadas atinge cerca de 1 MHz [Mor95, Nar95].

Dadas as características espectrais da interferência óptica, os seus efeitos fazem-se sentir com maior intensidade em sistemas que utilizam modulação em banda base e para baixas taxas de transmissão [Mor95b]. Estes efeitos têm sido combatidos recorrendo à utilização combinada de filtragem óptica e filtragem eléctrica passa-alto. A presença da interferência óptica condiciona também a escolha das técnicas de modulação e/ou codificação a utilizar.

2.3.4 Dispositivos ópticos e optoelectrónicos

Os sistemas de transmissão em espaço livre para ambientes interiores utilizam modulação de intensidade de uma portadora óptica e detecção directa. Como dispositivos emissores (electro-ópticos) são utilizados díodos emissores de luz do tipo LED (*Light Emitting Diode*) ou LASER (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) e como dispositivos receptores (optoelectrónicos) fotodetectores do tipo PIN (*Positive-Intrinsic-Negative*) ou APD (*Avalanche PhotoDiode*).

Estes sistemas fazem também uso de dispositivos ópticos como filtros ópticos para 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. Para além destes, outros dispositivos ópticos, ou arranjos de componentes ópticos, têm sido propostos para utilização neste tipo de sistemas.

A. DISPOSITIVOS EMISSORES

Os dispositivos electro-ópticos mais utilizados neste tipo de sistemas têm sido os LEDs. Para algumas aplicações particulares, e principalmente para sistemas que utilizam o modo de propagação em linha de vista, a utilização de díodos LASER tem também sido considerada [Yun92, Smy95]. Os LEDs têm sido mais utilizados pelo seu baixo custo e por os circuitos associados serem muito mais simples que os utilizados com os díodos LASER.

Vários parâmetros caracterizam os dispositivos ópticos emissores: o comprimento de onda central, a largura de banda do espectro óptico, a potência óptica emitida, a eficiência na conversão electro-óptica, os tempos de comutação (ou largura de banda), o custo e a facilidade de utilização.

Comprimento de onda:

Ao contrário dos sistemas por fibra óptica que utilizam comprimentos de onda correspondentes às janelas de transmissão das fibras (850, 1310 e 1550 nm) [Kei85], os sistemas em espaço livre para ambientes interiores utilizam comprimentos de onda na gama 750 a 1000 nm. Para sistemas destinados a operar em ambientes interiores, a escolha dum comprimento de onda particular resulta mais da oferta do mercado e de outras características dos componentes disponíveis do que das características do meio de transmissão (ar). Para sistemas destinados a ambientes exteriores é necessário um maior cuidado na escolha do comprimento de onda, uma vez que para grandes distâncias a atenuação da atmosfera varia com o comprimento de onda [Smy95]. A escolha dum comprimento de onda particular deve, no entanto, ser conjugada com a escolha do fotodetector, por forma a que corresponda ao pico de responsividade deste último.

Espectro óptico:

A largura de banda do espectro óptico dum LED típico é de cerca de 80 nm, enquanto que para um LASER este valor pode ser de apenas alguns nm. Esta característica dos LASERs facilita a implementação de sistemas que utilizem multiplexagem de comprimento de onda. Apesar de ter sido por várias vezes referida, a utilização de multiplexagem de comprimento de onda em sistemas ópticos em espaço livre para ambientes interiores não tem viabilidade prática. A complexidade dos circuitos dos emissores e receptores, a necessidade de recorrer a filtros ópticos de interferência e o custo elevado desta solução, tornam-na muito pouco atractiva.

Potência óptica emitida:

Dadas as elevadas perdas de propagação do canal óptico, a característica mais importante dos dispositivos emissores é a potência óptica emitida. Os LEDs actualmente disponíveis permitem emitir níveis de potência na gama dos 10 a 40 mW, em contínuo. Para utilização intermitente, como é o caso da transmissão utilizando impulsos, a potência óptica de pico pode atingir algumas centenas de mW. O valor máximo que se consegue extrair dum LED depende da percentagem de utilização (relação entre os tempos em que está a emitir e em repouso), do valor da corrente máxima permitida, do valor da potência óptica máxima permitida, da temperatura ambiente e da eficiência na dissipação de calor. De qualquer forma, a potência média máxima que um LED consegue emitir não ultrapassa o valor máximo para utilização em contínuo. No que se refere à potência óptica emitida os LASERs apresentam vantagens sobre os LEDs. Actualmente, existem LASERs capazes de emitir níveis de potência óptica muito elevados (muitas centenas de mW). O preço a pagar por esta disponibilidade de potência é a maior complexidade dos circuitos associados e o muito maior custo dos componentes.

Eficiência de conversão electro-óptica:

Directamente relacionada com a potência óptica emitida está a eficiência da conversão electro-óptica. Para sistemas alimentados por baterias a potência eléctrica consumida é muito importante e determina a sua autonomia. Os LEDs utilizados neste tipo de sistemas apresentam uma eficiência de conversão consideravelmente baixa. Em utilização contínua, a eficiência de conversão de potência eléctrica em potência óptica toma valores entre 7 e 20%. Para utilização intermitente, a eficiência diminui com o aumento da corrente utilizada. A eficiência de conversão é também muito dependente da temperatura ambiente. A eficiência de conversão dos LASERs é normalmente bastante superior à dos LEDs, com valores que podem atingir 40% [Kei85].

Largura de banda:

Os LEDs de elevada potência têm a desvantagem de apresentar tempos de comutação bastante elevados. Enquanto que os LEDs, de baixa potência, utilizados em sistemas por fibra óptica podem ser bastante rápidos, os LEDs utilizados neste sistemas apresentam tempos de comutação do sinal óptico superiores a 10 ns. Os tempos de comutação aumentam com a corrente utilizada e com a temperatura ambiente. Os tempos de subida (do estado em que não emite para o estado em que emite) são normalmente inferiores aos tempos de descida. As limitações nos tempos de comutação dos LEDs limitam a taxa de transmissão do sistema por introduzirem interferência entre símbolos. A máxima taxa de transmissão depende do formato dos impulsos utilizados. Para sistemas de transmissão analógicos, a largura de banda típica deste LEDs é normalmente inferior a 50 MHz. Os LASERs, apresentam muito maiores larguras de banda. Note-se que para os canais difusos e quasi-difusos, o próprio canal introduz limitações de largura de banda, pelo que a utilização de LASERs pode não constituir uma vantagem considerável.

Complexidade e custo:

As principais vantagens dos LASERs em relação aos LEDs são contrariadas por um preço muito maior dos componentes e pela necessidade de se utilizarem circuitos de polarização bastante mais complexos. Em muitos casos, a utilização de LASERs implica a utilização de sistemas de controlo de temperatura e mesmo sistemas activos de arrefecimento. Ao contrário, os LEDs não necessitam normalmente de ser polarizados, bastando utilizar um circuito capaz de comutar uma corrente (um simples transístor MOSFET é muitas vezes suficiente). A utilização de LASERs requer ainda maiores cuidados em termos de segurança que a utilização de LEDs. A radiação emitida pelos LASERs tem coerência espacial, a qual deve ser destruída antes da radiação ser transmitida para o meio físico. A utilização de LASERs com elevada potência de saída agrava também os problemas de segurança. Estes problemas podem ser atenuados recorrendo a difusores ou hologramas [Smy93].

B. FOTODETECTORES

Os dispositivos optoelectrónicos mais utilizados nestes sistemas são os fotodetectores do tipo PIN. Em alguns casos tem sido referida a utilização de fotodetectores do tipo APD [Kah95], por apresentarem ganho interno de conversão [Kei85]. No entanto, sempre que o ruído dominante é o ruído quântico produzido pela iluminação ambiente, este tipo de fotodetector não é apropriado [Bar92]. Por outro lado os APDs obrigam à utilização de circuitos de polarização bem mais complexos que os utilizados com fotodetectores PIN.

As características dos fotodetectores mais relevantes para estes sistemas são a área activa, o FOV, a responsividade e a capacidade parasita.

Área activa:

A potência óptica de sinal colectada (P_s), a amplitude do sinal eléctrico recebido e a potência do ruído quântico produzido pela iluminação ambiente ($q \times I_B$) são directamente proporcionais à área activa do fotodetector (A_r), pelo que a relação sinal-ruído (RSR) aumenta proporcionalmente à raiz quadrada da área activa (desprezando o ruído gerado no pré-amplificador):

$$RSR = \frac{P_s}{\sqrt{q \cdot I_B \cdot R_b}} = \frac{H_s}{\sqrt{q \cdot H_B \cdot R \cdot R_b}} \cdot \sqrt{A_r} \quad (2.2)$$

onde H_s é a irradiância produzida pelo sinal emitido, q é a carga do electrão, I_B é a corrente média no fotodetector produzida pela iluminação ambiente, H_B é a irradiância média produzida pela iluminação ambiente, R é a responsividade do fotodetector e R_b é o débito binário.

Por esta razão e porque as perdas de propagação são muito elevadas, estes sistemas utilizam fotodetectores com uma área activa elevada. Os valores típicos vão desde alguns milímetros quadrados até alguns centímetros quadrados. Nas várias publicações sobre esta matéria é comum utilizar-se o valor de 1 cm^2 como referência. Os fotodetectores de grande área activa têm um custo muito elevado, constituindo normalmente o componente mais caro de todo o sistema.

Capacidade parasita:

A valores elevados da área activa estão associados valores elevados da capacidade parasita dos fotodetectores. A capacidade parasita é tanto menor quanto maior a tensão de polarização inversa. Frequentemente, os fabricantes fornecem o valor da capacidade parasita para uma tensão de polarização nula, mas esse valor pode decrescer mais de uma ordem de grandeza para a tensão de polarização nominal. Um valor típico é 150 pF/cm^2 , para uma tensão de polarização de 15 V. A elevada capacidade parasita do fotodetector limita a largura de banda do receptor e determina a configuração e projecto do pré-amplificador. Para pré-amplificadores de alta-impedância a largura de banda é muito pequena sendo necessário recorrer a equalização. Para evitar a equalização e aumentar a gama dinâmica pode utilizar-se a configuração de transimpedância. Uma solução alternativa consiste na utilização dum pré-amplificador com uma configuração em “bootstrap” [Smy93].

Responsividade:

Para um melhor desempenho, o comprimento de onda central do emissor e a curva de responsividade do fotodetector devem ser escolhidos em conjunto. O valor típico do pico da responsividade é de cerca de 0.6 A/W, mas a responsividade dum fotodetector PIN mantém valores muito elevados durante uma grande gama de comprimentos de onda (ver Figura 3-2). Esta característica dos fotodetectores PIN torna-os muito vulneráveis à iluminação ambiente, principalmente porque a curva de responsividade decresce muito lentamente na direcção do visível.

Campo de vista (FOV):

Os fotodetectores são normalmente fabricados na forma de uma pastilha com uma superfície plana. Se desprezarmos as perdas por reflexão na superfície exterior do fotodetector (normalmente parte do invólucro), o FOV do fotodetector é de 90°. Na prática, as perdas por reflexão e a forma do invólucro reduzem o FOV para valores entre 60° e 90°. Alguns fabricantes fornecem fotodetectores com invólucros que incluem lentes e filtros ópticos de absorção. As lentes permitem aumentar a área colectora à custa de uma diminuição do FOV.

C. FILTROS ÓPTICOS

Os filtros ópticos são dispositivos indispensáveis em sistemas de comunicação em espaço livre para ambientes interiores. Em muitas situações, a iluminação ambiente é tão intensa que, sem filtragem óptica, os receptores saturam ou tornam-se inúteis por excesso de ruído. Neste tipo de sistemas têm sido utilizados dois tipos de filtros ópticos: de absorção, com uma resposta do tipo passa-longo, ou de interferência, com uma resposta do tipo passa-banda.

Filtros de absorção:

Os filtros de absorção têm a grande vantagem de poderem ser fabricados utilizando diversos materiais, incluindo resinas, nas mais diversas formas e com um custo muito baixo. A resposta em comprimento de onda pode tomar várias formas (não arbitrárias), dependendo dos materiais utilizados. Para reduzir os efeitos da iluminação ambiente utilizam-se filtros com uma resposta do tipo passa-longo, isto é, a radiação com um comprimento de onda inferior ao comprimento de onda de corte é bastante atenuada. Na banda passante, a atenuação destes filtros é muito baixa, introduzindo assim penalidades muito baixas. A utilização de filtros passa-longo permite reduzir consideravelmente a radiação visível que atinge o fotodetector, mas toda a radiação cujo comprimento de onda seja superior ao comprimento de onda de corte continua a atingir o fotodetector.

Filtros de interferência:

Bastante mais selectivos são os filtros ópticos de interferência. Estes filtros têm uma resposta em comprimento de onda do tipo passa-banda e podem ser fabricados para diferentes comprimentos de onda centrais e com uma largura de banda inferior a 10 nm. A utilização de filtros de interferência permite reduzir ao mínimo a radiação ambiente que atinge o fotodetector. No entanto, não há um bloqueio completo da radiação ambiente porque o seu espectro óptico sobrepõem-se ao do sinal transmitido. A característica mais negativa dos filtros de interferência é que a sua resposta em comprimento de onda varia com o ângulo de incidência da radiação óptica [Bar92]. Para ângulos de incidência não nulos (medidos a partir da normal à superfície do filtro) o comprimento de onda central sofre desvios e a largura de banda altera-se, relativamente a incidência normal. Para evitar este problema, Barry propôs uma solução constituída por um filtro de interferência depositado sobre uma lente de forma hemisférica [Bar92]. No entanto, o problema não fica completamente resolvido pois tanto o sinal transmitido como a iluminação ambiente são, em muitos casos, aproximadamente isotrópicos. Os filtros de interferência introduzem atenuação também na banda passante, que pode ser superior a 3 dB. Uma outra desvantagem dos filtros de interferência é serem bastante mais caros que os filtros de absorção.

D. LENTES E CONCENTRADORES

Uma vez que o canal óptico em espaço livre apresenta grandes perdas de propagação, é de todo o interesse colectar o máximo de potência óptica possível no receptor. O simples aumento da área activa do fotodetector, ou a utilização de vários fotodetectores em paralelo, tem as desvantagens de aumentar a capacidade parasita e o custo. Uma solução alternativa é a utilização de lentes ou concentradores ópticos. Desta forma é possível aumentar a área colectora (ou área efectiva do fotodetector) sem aumentar a capacidade parasita. No entanto, o aumento da potência óptica colectada é conseguido normalmente à custa de uma diminuição do FOV. Para sistemas que utilizam os modos difuso ou quasi-difuso, a diminuição do FOV constitui uma grande limitação. Para sistemas em linha de vista, a utilização de lentes, quer no receptor quer no emissor (para produzir um feixe estreito), permite reduzir drasticamente os níveis de potência óptica necessária ou aumentar o alcance da ligação. Nestes casos podem utilizar-se lentes de Fresnel fabricadas em materiais plásticos, com vantagens em termos de custo e espaço ocupado.

Uma alternativa às lentes são os concentradores ópticos. Os concentradores são dispositivos que não transformam uma imagem, limitando-se a concentrar a radiação incidente numa superfície de área A , numa outra de menor área. Também com os

concentradores, o ganho de concentração é conseguido à custa de uma diminuição do FOV [Smi66].

Para sistemas que necessitam dum FOV largo, Kotzin propôs a utilização de lentes hemisféricas [Kot81]. Estas lentes permitem ganhos na potência óptica colectada da ordem dos 2 a 5 dB, mantendo simultaneamente um FOV bastante largo [Bar92, Bar94].

A utilização de lentes não se resume a aumentar a área efectiva do fotodetector. Em [Smy95] é sugerida a utilização de lentes colocadas sobre matrizes de dispositivos emissores (LEDs ou LASERs) para implementar emissores muito direccionais com alinhamento automático. Esta solução consiste em utilizar, em cada instante, apenas um dos dispositivos emissores da matriz, enquanto que a lente permite dirigir a radiação emitida por cada dispositivo para uma direcção distinta. Desta forma apenas é emitido um sinal óptico na direcção necessária a uma dada ligação. No mesmo artigo é ainda proposta uma outra solução que utiliza uma lente e um espelho móvel para o mesmo fim. A ideia de associar uma lente a uma matriz de componentes optoelectrónicos é também explorada em [Tan96], mas agora para o receptor e com o objectivo de combater os efeitos da iluminação ambiente e a capacidade parasita dos fotodetectores. Em [Yun92] é proposta a utilização de lentes de forma esférica e múltiplos fotodetectores para implementar um receptor em “olho de mosca”.

E. DIFUSORES E OUTROS COMPONENTES ÓPTICOS

A utilização de LASERs apresenta algumas vantagens mas, para sistemas que o utilizam nos modos difuso ou quasi-difuso, o seu diagrama de radiação é normalmente demasiado estreito. Por outro lado, os requisitos de segurança obrigam à destruição da coerência espacial da radiação óptica. Para resolver estes problemas podem ser utilizados difusores ópticos. Um difusor permite transformar o diagrama de radiação dum LASER num diagrama aproximadamente Lambertiano puro e simultaneamente destruir a coerência espacial da radiação emitida. Adicionalmente, os difusores aumentam a área da fonte de radiação, diminuindo a irradiância na superfície do emissor [Smy95]. Pelo lado negativo, os difusores introduzem alguma atenuação no sinal transmitido e não concedem grande liberdade no que respeita à forma do diagrama de radiação. Em alternativa à utilização de difusores, são propostas em [Smy95] duas soluções inovadoras. Uma delas consiste na utilização de hologramas gerados por computador que permitem substituir os difusores nas suas funções com a vantagem de permitirem moldar o diagrama de radiação. Alterando o padrão do holograma é possível controlar a forma do diagrama de radiação e a respectiva forma da célula óptica. A outra solução consiste na utilização de fibras ópticas com uma secção na forma dum “D” juntamente com matrizes de lentes microscópicas, para formar uma espécie de “chuveiro óptico” (*leaky feeder*). A função da fibra óptica é transportar o sinal óptico até

cada uma das matrizes de lentes, as quais são colocadas a intervalos regulares ao longo da fibra. A secção em forma de “D” permite uma fácil transferência da potência óptica da fibra para a matriz de lentes. Utilizando esta solução é possível criar uma distribuição de potência bastante uniforme e em grandes áreas, por meio da instalação deste tipo de fibra no tecto das salas. Em substituição das matrizes de lentes podem ser também utilizados hologramas, permitindo um maior controlo sobre a distribuição de potência.

2.3.5 Aspectos de segurança

A utilização dos modos de propagação difuso e quasi-difuso requerem a utilização de elevados níveis de potência óptica. No entanto, os níveis máximos de potência que podem ser utilizados estão limitados por questões de segurança para a saúde dos utilizadores. A exposição a níveis muito elevados de radiação óptica pode provocar lesões na pele. No entanto, é no olho humano que a radiação óptica pode produzir lesões mais facilmente [Fer94]. Os efeitos da radiação óptica dependem de vários factores, incluindo o nível de potência, o tempo de exposição e o comprimento de onda [Smy93]. No olho humano, os efeitos da radiação óptica fazem-se sentir principalmente na córnea e na retina, sendo mais graves para radiação com comprimentos de onda próximos da banda da luz visível. A capacidade do olho focar a radiação emitida por uma fonte pontual numa área muito pequena na retina, permite que a irradiância nessa área da retina seja muito elevada, conduzindo a lesões [Smy93].

Os limites máximos de exposição a radiação óptica estão definidos por algumas normas internacionais, das quais se destaca a norma IEC825-1 [IEC93]. Esta norma define várias classes para os equipamentos que utilizam radiação óptica e os respectivos níveis máximos de radiação.

2.3.6 Técnicas de modulação e codificação

O canal óptico em espaço livre é caracterizado por apresentar elevadas perdas de propagação, ser limitado em largura de banda pela dispersão multi-percurso e sofrer os efeitos do ruído e interferência provocados pela iluminação ambiente. Estes três aspectos determinam as técnicas de modulação e codificação a usar neste 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 ainda demonstrada, uma vez que a dispersão provocada pela propagação multi-percurso destrói a necessária coerência dos sinais. Considerando os processos de conversão eléctrico-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. Note-se, no entanto, que o sinal modulante não pode tomar valores negativos, uma vez que a intensidade da portadora óptica é sempre não negativa.

A Figura 2-9 mostra as várias técnicas que têm sido propostas ou utilizadas neste tipo de canal (ver Lista de Acrónimos).

As técnicas de modulação utilizadas no canal óptico em espaço livre são semelhantes às utilizadas em outros canais. No entanto, o desempenho de cada uma das técnicas deve ser avaliado tendo em conta as particularidades deste tipo de canal [Bar94]. As diferenças em relação ao canal limitado apenas por ruído branco, aditivo e Gaussiano (*Additive White Gaussian Noise* - AWGN) incluem o facto do sinal óptico não poder tomar valores negativos, existir dispersão multi-percurso e existir interferência óptica.

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.

A avaliação do desempenho das diferentes técnicas tem sido feita utilizando como critérios a eficiência em termos de potência e a eficiência espectral. No entanto, outras características das várias técnicas de modulação podem ser determinantes, como por exemplo a capacidade de se estabelecerem vários canais simultâneos, fornecida pelas técnicas baseadas numa portadora eléctrica.

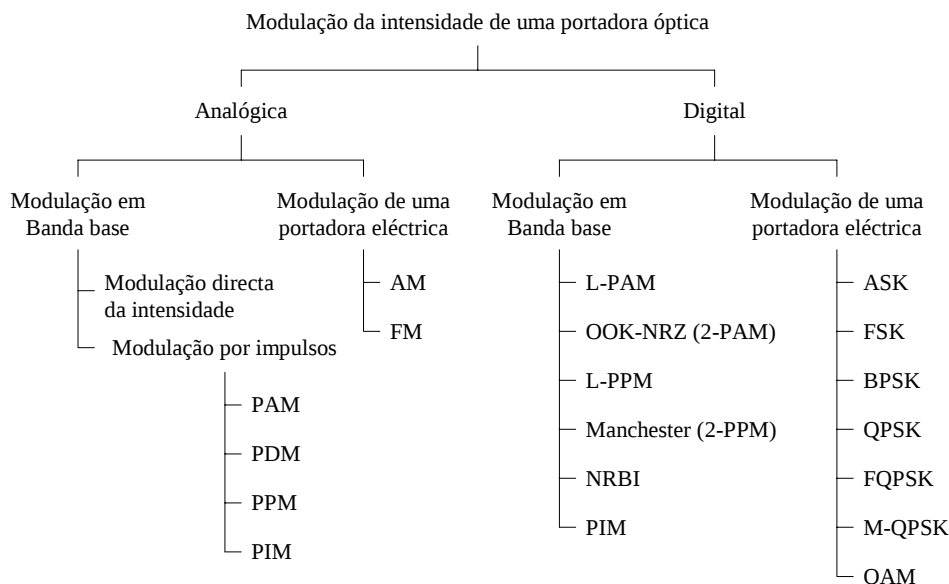


Figura 2-9. Técnicas de modulação.

A transmissão de sinais analógicos é utilizada em sistemas de transmissão de sinais áudio e vídeo [Sch92, Gre95]. Em banda base, a transmissão pode ser efectuada directamente, por modulação da intensidade da portadora óptica [Gre95], ou utilizando modulação por impulsos. A modulação de uma portadora eléctrica pode ser feita em amplitude (AM) ou em frequência (FM) [Sch92]. 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. Em [Gre95] é descrito um sistema de transmissão de vídeo que utiliza modulação directa da portadora óptica. Neste caso, a elevada largura de banda do sinal a transmitir favorece a utilização desta solução, uma vez que outras técnicas iriam exigir muito 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 [Gre95].

Para transmissão de sinais digitais em banda base, as principais candidatas são a modulação da amplitude dos impulsos utilizando L amplitudes diferentes (*L-Pulse Amplitude Modulation* - L-PAM) e a modulação da posição dos impulsos utilizando L posições (*L-Pulse Position Modulation* - L-PPM) [Bar92, Kah94, Mor95b]. L-PAM apresenta uma boa eficiência espectral, enquanto que L-PPM é muito eficiente em termos de potência [Bar92]. Uma alternativa a PPM é modulação digital do intervalo entre impulsos (*Digital Pulse Interval Modulation* - DPIM ou simplesmente PIM) [Kal96].

Na Figura 2-10 mostram-se exemplos dos formatos dos sinais OOK-NRZ, 4-PPM e 4-PIM, quando são utilizados impulsos rectangulares.

Em OOK-NRZ um bit '1' é transmitido na forma de um impulso de duração $T_b = 1/R_b$, onde R_b é a taxa de transmissão em bits por segundo, enquanto que um bit '0' é transmitido na forma da ausência desse impulso.

Para L-PPM, ou PPM de ordem k , cada palavra de k bits é modulada na forma de um dos $L=2^k$ símbolos possíveis. Cada símbolo, de duração $T_w = k \times T_b$, está dividido em L intervalos iguais, de duração $T_s = k \times T_b / L$, que designaremos por *posições*. Um símbolo é constituído por um impulso de duração T_s transmitido numa das L posições existentes, como mostra a Figura 2-10 para $k=2$. A informação transmitida está contida na posição do impulso.

Para L-PIM, uma técnica semelhante a L-PPM, a informação é transmitida pela distância (número de posições) entre impulsos consecutivos, pelo que os vários símbolos possíveis têm durações diferentes. As vantagens de PIM em relação a PPM são o maior débito binário para a mesma largura de impulso e a ausência de sincronismo de símbolo. Por outro lado, a potência óptica média transmitida é superior à utilizada em PPM, a duração dos símbolos não

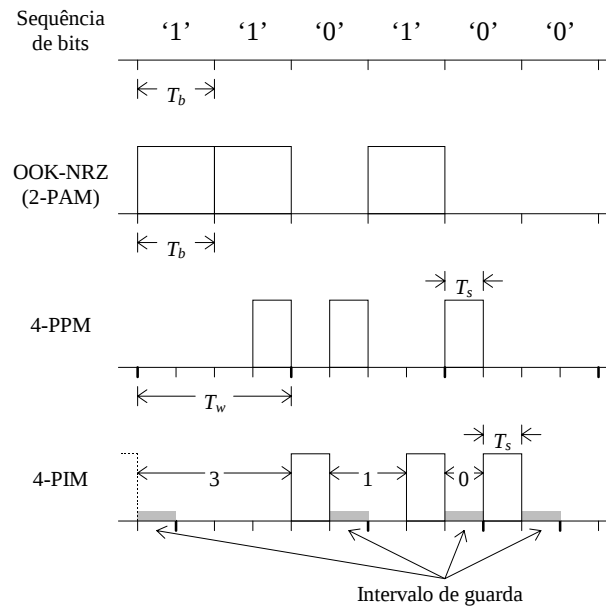


Figura 2-10. Formato de algumas técnicas de modulação em banda base.

é constante, o que provoca vagueio d.c. e a detecção dos impulsos só se pode fazer utilizando detectores de limiar. A ausência de sincronismo de símbolo torna o receptor menos complexo mas conduz a propagação de erros: um impulso detectado na posição errada pode conduzir a dois símbolos errados.

A detecção de sinais PPM pode ser feita por meio de detectores de limiar (DL) ou por detectores de máxima verosimilhança ou *Maximum-A-Posteriori* (MAP).

Num detector MAP é medida a energia contida em cada posição, e a posição com maior energia é assumida como a posição em que o impulso foi transmitido. O detector MAP é o detector óptimo para detecção de sinais PPM em canais AWGN [Kar69, Gag76].

Num detector DL é medida a energia em cada posição e, para cada uma das L posições, estima-se a presença ou ausência de um impulso comparando o valor da amostra com um nível de decisão. Desta forma podem ser detectados símbolos com vários impulsos, os quais constituem símbolos L-PPM ilegais. O processo de conversão do símbolo detectado (com zero, um ou mais impulsos) nos k bits de informação correspondentes pode fazer-se da seguinte forma:

- no caso de apenas ser detectado um impulso, a posição correspondente é considerada a posição onde o impulso foi transmitido;
- no caso de não ser detectado qualquer impulso, considera-se que foi transmitido o símbolo cujo impulso é na primeira posição;

c) no caso de serem detectados dois ou mais impulsos, a primeira das posições correspondentes é considerada como a posição em que o impulso foi transmitido.

Esta é regra de desmodulação que minimiza a probabilidade de erro de bit, assumindo que todos os símbolos são transmitidos com igual probabilidade. Uma alternativa consiste em declarar erros em todos os casos em que não é apenas detectado um único impulso.

A principal vantagem do detector DL sobre o detector MAP é a menor complexidade de implementação.

A escolha de uma técnica de modulação deve considerar a largura de banda necessária. Na Figura 2-11 mostram-se as curvas da densidade espectral de potência dos sinais OOK-NRZ e L-PPM para várias ordens.

Na Tabela 2-1 comparam-se a eficiência espectral e a eficiência em termos de potência de várias técnicas de modulação, para um canal sem dispersão multi-percurso e sem interferência óptica [Car93]. Para efeitos de comparação com outras técnicas utiliza-se OOK-NRZ como referência, e conseqüentemente define-se que os sinais OOK-NRZ ocupam uma largura de banda igual a 1 e que a potência óptica necessária para um dado desempenho é de 0 dBm.

OOK-NRZ é a mais simples das técnicas e representa 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 uma boa candidata para sistemas com taxas de transmissão superiores a 10 Mbps, pois os efeitos

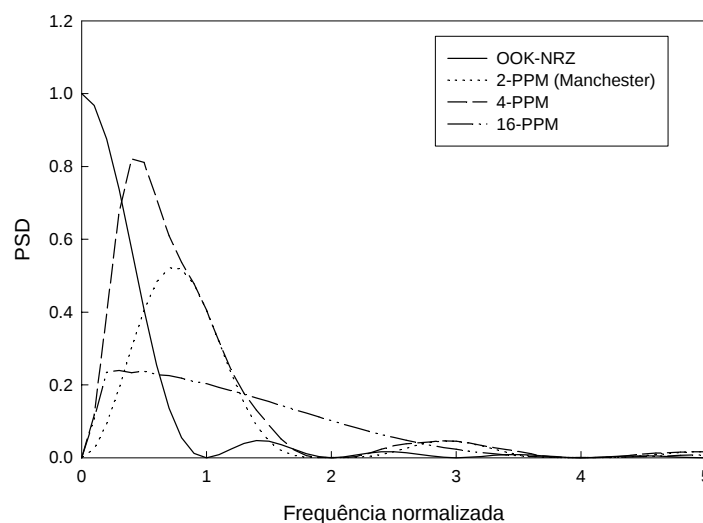


Figura 2-11. Espectros de potência de sinais OOK-NRZ e L-PPM (várias ordens).

	Largura de banda (normalizada)	Requisitos de potência ² (dB)
OOK-NRZ (2-PAM)	1	0
4-PAM	0.5	+ 3.3
8-PAM	0.33	+ 6.1
2-PPM (Manchester)	2	0
4-PPM	2	-3
8-PPM	2.67	- 5.4
16-PPM	4	- 7.5

Tabela 2-1. Desempenho de algumas técnicas de modulação em banda base num canal sem dispersão e sem interferência (relativamente a OOK-NRZ).

da dispersão multi-percurso são inferiores aos observados para outras técnicas [Kah94, Mar94, 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 a baralhadores (*scramblers*). Uma outra forma de aliviar o problema da sincronização associado ao NRZ é utilizar NRBI (*Non-Return-to-zero with Bit Insertion*) [Che94]. NRBI é uma técnica de codificação que consiste em inserir um ‘um’ sempre que ocorra uma longa sequência de ‘zeros’. Para taxas de transmissão superiores a 10 Mbps, a penalidade em sistemas OOK-NRZ devida à interferência-entre-símbolos (*InterSymbol-Interference* - ISI) provocada pela dispersão multi-percurso começa a ser significativa [Bar91, Bar93]. Em [Aud95] são apresentados resultados do desempenho de OOK-NRZ com equalização utilizando decisão realimentada (*decision-feedback equalisation* - DFE) em sistemas a 100 Mbps. Esses resultados mostram que a utilização de DFE permite reduzir consideravelmente a penalidade devida à ISI, sendo apresentados casos em que a penalidade é reduzida de 10.5 para 2.9 dB.

L-PPM é a técnica de modulação mais eficiente em termos de potência óptica, mas também a mais exigente em termos de largura de banda. Quanto maior a ordem de L-PPM, menor a potência necessária. Em canais sem dispersão multi-percurso, a potência óptica

² Relativamente a um sistema OOK-NRZ.

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].

A elevada eficiência em termos de potência de L-PPM tem conduzido à procura de soluções que permitam a sua utilização a taxas de transmissão elevadas (> 10 Mbps), às quais a ISI 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 apresentados 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. Em [Che94] é proposta uma técnica denominada DCGPPM (*Differentially Coded and Guarded PPM*) com características que a tornam menos sensível à ISI provocada pela dispersão multi-percurso. Apesar desta técnica ser proposta para canais com ISI, a sua eficiência espectral é inferior à de 16-PPM e a eficiência em termos de potência só em alguns casos ultrapassa a de PPM.

Em alternativa à modulação em banda base podem utilizar-se técnicas de modulação que utilizam uma portadora eléctrica. Estas permitem estabelecer vários canais simultâneos recorrendo a várias portadoras. A utilização de múltiplas portadoras pode também ser usada para evitar os efeitos da dispersão multi-percurso [Aud95]. Num canal com dispersão, a resposta em frequência não varia significativamente dentro de intervalos inferiores a 10 MHz, pelo que modulando cada portadora a taxas de transmissão inferiores a 10 Mbps, os efeitos da dispersão não são muito severos [Kah94]. Combinando vários canais, pode criar-se uma ligação com uma taxa de transmissão de várias dezenas de Mbps.

A grande desvantagem das técnicas de modulação que utilizam uma portadora eléctrica é a baixa eficiência em termos de potência. Na Tabela 2-2 comparam-se a eficiência espectral e a eficiência em termos de potência de várias técnicas de modulação que utilizam portadora eléctrica, para um canal sem dispersão multi-percurso e sem interferência óptica.

Dada a baixa eficiência em termos de potência das técnicas baseadas em portadoras eléctricas, a sua utilização só faz sentido quando existir a necessidade de se estabelecerem vários canais simultâneos. No entanto, para sistemas de transmissão em ambientes exteriores, o desempenho de técnicas como BPSK pode ser superior ao das técnicas em banda base devido ao fenómeno da cintilação [Hau93]. A cintilação é um fenómeno que resulta de flutuações da temperatura do ar ao longo do percurso óptico e que produz variações temporais da potência óptica recebida.

	Largura de banda (normalizada)	Requisitos de potência (dB)
OOK-NRZ (ref.)	1	0
BPSK	2	+ 1.5
4-BPSK	2	+ 4.5
QPSK	1	+ 1.5
4-QPSK	1	+ 4.5

Tabela 2-2. Desempenho de algumas técnicas de modulação com portadoras eléctricas num canal sem dispersão e sem interferência (relativamente a OOK-NRZ).

Um terceiro aspecto que condiciona a escolha da técnica de modulação mais apropriada para um dado sistema de transmissão é a interferência óptica produzida pela iluminação artificial. Em [Mor95b, Mor96, Nar95] mostra-se que a interferência óptica produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos pode provocar penalidades de potência muito elevadas. Considerando os efeitos da interferência óptica, 16-PPM com detecção MAP mostra-se como uma das técnicas mais apropriadas [Mor96].

2.3.7 A natureza dinâmica do canal

Ao longo desta secção, o canal óptico em espaço livre para ambientes interiores foi apresentado quase sempre como sendo estático. Na prática, este canal apresenta um comportamento bastante dinâmico, com variações consideráveis dos valores de alguns dos parâmetros que o caracterizam. Estas variações podem ser tão drásticas que durante um período de tempo um sistema pode estar completamente operacional e no período seguinte ser perfeitamente inútil. Esta característica deste canal resulta principalmente das variações das condições de iluminação ambiente e da interacção dos utilizadores com o sistema de transmissão. Este aspecto é muito importante e deve ser tomado em consideração no projecto e implementação dos sistemas de transmissão.

As condições de iluminação ambiente variam substancialmente ao longo do tempo. Durante o dia, o movimento relativo do sol pode criar zonas em que a luz solar é muito intensa, conduzindo a elevados níveis de ruído quântico ou mesmo à saturação dos receptores ópticos. Nos casos em que a luz solar incide directamente sobre o receptor, é quase impossível manter uma ligação física, mesmo recorrendo a filtragem óptica. Nas soluções que utilizam diversidade espacial, como o receptor sectorizado ou o receptor que utiliza uma lente e uma matriz de fotodetectores, são necessários cuidados especiais para que a luz solar não destrua alguns dos fotodetectores. À medida que a posição do sol se vai alterando, as zonas

com iluminação mais intensa vão também mudando. Este fenómeno provoca alterações na área e forma das células ópticas [Gfe94]. Assumindo que os transceptores ópticos estão fixos, este fenómeno coloca alguns deles dentro da célula e retira outros que antes estavam dentro da célula.

Para além das variações da iluminação solar, as condições de iluminação ambiente variam também quando é necessário recorrer a iluminação artificial. No instante em que a iluminação artificial é introduzida, verificam-se variações drásticas da iluminação ambiente: o nível de ruído quântico pode aumentar significativamente e passa a existir interferência óptica.

Para um dado receptor, a amplitude do sinal recebido e os níveis de ruído quântico e interferência óptica variam também com a posição e orientação do emissor e receptor. Na prática, isto é válido mesmo para o modo difuso. No caso de equipamentos móveis, as características da ligação física vão variando à medida que o utilizador se move.

A movimentação de pessoas, ou outros objectos, dentro da célula óptica provocam sombras e consequentemente variações na amplitude do sinal recebido e nas condições de iluminação ambiente.

2.4 Aplicações e produtos comerciais

As ligações ópticas em espaço livre têm sido propostas ou utilizadas numa grande variedade de sistemas e aplicações, sendo no domínio da transmissão digital de dados que esta tecnologia tem sido, recentemente, alvo de maior interesse.

A aplicação mais comum são as redes de área local, as quais vêm introduzir mobilidade aos terminais e eliminar ou reduzir o problema da instalação e reconfiguração de cablagens [Gfe79, Gfe81, Pah85, Val92]. Dado que a largura de banda potencial é muito elevada, este tipo de rede poderá mesmo vir a competir com as redes cabladas, com taxas de transmissão da ordem dos 100 Mbps [Bar91, Smy95]. Desde a publicação do trabalho pioneiro de Gfeller, várias propostas para WLANs utilizando tecnologia óptica foram apresentadas, incluindo descrições de implementações experimentais.

- Em [Gfe81] é proposta uma WLAN, utilizando o modo quasi-difuso com reflexão activa (satélites colocados no tecto). Nesta solução são utilizados vários satélites, interligados por uma rede cablada, para permitir estender a cobertura da rede a várias salas isoladas e a salas de grandes dimensões. Alguns dos cenários de utilização sugeridos para esta rede incluem interligação de computadores e periféricos em escritórios, interligação de terminais em zonas comerciais, transmissão de dados para controlo de produção em ambientes industriais, telemetria de dados biomédicos e redes de dados alternativas em

ambientes perigosos tais como centrais nucleares. A topologia proposta inclui um controlador central da rede, o qual permite a interligação a outras redes, e um método de acesso ao meio baseado em detecção de portadora com detecção de colisões (CSMA/CD).

- Em [Yen85] é proposta uma WLAN a 1 Mbps utilizando propagação em linha de vista, onde são utilizados um satélite e vários transceptores. A cada transceptor (designado por “Datalite”) podem ser ligados vários computadores ou terminais por meio dum cabo coaxial. O diagrama de radiação e o FOV dos transceptores são bastante estreitos sendo necessário alinhá-los manualmente no sentido do satélite. Na solução proposta isto não constitui um grande problema em termos de funcionalidade pois não existe um transceptor para cada terminal, ou utilizador, e os terminais são fixos. Para o satélite é proposta uma solução inovadora, com o diagrama de radiação do emissor e receptor semelhante a uma “bolacha”. Na ligação do satélite para os transceptores é utilizado um comprimento de onda visível (660 nm) e na ligação inversa é utilizado um comprimento de onda na zona dos infravermelhos (880 nm). A separação entre os dois sinais é feita por meio de filtragem óptica. O alcance obtido experimentalmente com este sistema foi de 100 metros (através do satélite).
- Em [Geo86] é proposto um sistema híbrido que tenta juntar as vantagens dos sistemas ópticos com as dos sistemas rádio. Este sistema é dotado de uma interface de infravermelhos e duas interfaces de rádio em bandas de frequência diferentes. Neste sistema, cada uma das três interfaces destina-se a um tipo de comunicação diferente. A interface óptica destina-se a comunicações dentro de pequenas salas e a baixas taxas de transmissão. Uma das interfaces rádio destina-se a comunicações dentro de edifícios mas permitindo ligações entre diferentes salas. A segunda interface rádio destina-se a comunicações em ambientes exteriores.
- Uma outra aplicação para esta tecnologia é a transmissão de voz. 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] é proposta a utilização de ligações ópticas em espaço livre para comunicações de voz e descrita a implementação dum telefone portátil utilizando transmissão digital a 32 kbps. Com o protótipo implementado foi possível manter a comunicação em 95% da área de uma sala com $12 \times 12 \text{ m}^2$. 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]. Para ambientes exteriores,

foram também já feitas algumas experiências de transmissão de imagem de alta resolução entre as câmaras utilizadas na recolha de imagens e o centro de produção móvel [Emm96].

Produtos comerciais

Os sistemas de transmissão ópticos em espaço livre são desde há bastante tempo utilizados em vários produtos comerciais. No entanto, nos últimos anos têm aparecido novos produtos que fazem uso desta tecnologia.

- Uma das primeiras e mais populares aplicações da transmissão óptica não guiada foi em sistemas de controlo remoto de aparelhos domésticos. Hoje em dia, os sistemas de controlo remoto encontram-se em televisores, câmaras e gravadores de vídeo, sistemas de som e aparelhos de ar condicionado. A utilização de sistemas de controlo remoto estendeu-se já à indústria automóvel, onde são utilizados no controlo de fechos centralizados, alarmes e aparelhos de som de alta fidelidade.
- Uma outra aplicação doméstica de transmissão óptica em espaço livre é em sistemas de difusão de som. Existem vários produtos no mercado, conhecidos como auscultadores sem fios, que utilizam esta tecnologia. Estes produtos utilizam transmissão analógica. Existem também produtos semelhantes para serem usados em anfiteatros ou salas de conferências, permitindo, por exemplo, a distribuição de vários canais de som em línguas diferentes quando está disponível tradução simultânea.
- No domínio da transmissão de dados, existem produtos comerciais que utilizam esta tecnologia em terminais de recolha de dados para restaurantes ou outros estabelecimentos semelhantes. Estes terminais permitem que os pedidos dos clientes sejam enviados para os locais apropriados (cozinha ou balcão) directamente a partir da mesa e à medida que vão sendo feitos. Um outro produto semelhante é utilizado nos leilões das lotas para os compradores de peixe fazerem as suas ofertas, ... e acabar com a sonoridade típica destes ambientes.
- Um outro produto fabricado pela Kand M Electronics, o AIRplex 2700, consiste num fax/modem implementado numa placa PCMCIA e dotado de uma interface de infravermelhos. A ligação à rede telefónica é feita através de outro equipamento dotado de uma interface de infravermelhos semelhante e de um conector RJ-11. Este produto usa o modo de propagação difuso e permite uma área de cobertura de 93 m².
- Para além destes produtos mais específicos, existem vários outros destinados à transmissão de dados. Alguns implementam ligações ponto-a-ponto para ambientes interiores ou exteriores e outros implementam redes de área local para ambientes interiores. Na Tabela 2-3 mostram-se as principais características de alguns desses produtos.

Designação	Fabricante	Tipo de produto	Modo de propagação	Taxa de transmissão	Alcance (metros)
Desconhecida ⁽¹⁾	Untied TeleCom	WLAN ponto a ponto (Token Ring)	Linha de vista	4 e 16 Mbps	24.4
InfraLAN ⁽¹⁾	BICC Data Networks, GmbH	WLAN ponto a ponto (Token Ring)	Linha de vista	4 e 16 Mbps	24.4
InfraLAN ⁽¹⁾	InfraLAN Technologies Inc.	WLAN ponto a ponto (Token Ring)	Linha de vista	16 Mbps	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 Mbps	91.5
InfraLINK	Infralink Sensys GmbH & Co. KG	Ponto para multiponto	Difuso/Linha de vista	40 kbps	<7 (difuso) <70 (linha de vista)
Photolink	Photonics Corp.	WLAN	Quasi-difuso	230 kbps	8 - 10
Photolink IT ⁽²⁾	Photonics Corp.	WLAN	Difuso	1 Mbps	10 - 20
Desconhecida ⁽²⁾	IBM	WLAN	Difuso	1 Mbps	10-20
Spectrix	Spectrix	WLAN	Difuso	1 Mbps	-
Desconhecida	Jerusalem Optical Link Technologies	Ligação ponto a ponto (FDDI)	Linha de vista	125 Mbps	1 - 100
Data Laser LR/SR	Case Communications, Ltd.	Ligação ponto a ponto	Linha de vista	300 bps a 2 Mbps	200 - 1000
DL-87	Isher Inc.	Ligação ponto a ponto	Linha de vista	10 Mbps	-
Interlaser	Modular Technology	Ligação ponto a ponto	Linha de vista	< 2.5 Mbps	< 10000
MDL680/780	Meret Inc.	Ligação ponto a ponto	Linha de vista	10 - 200 Mbps	30
Model 9100-2	TelPro, Inc.	Ligação ponto a ponto	Linha de vista	1.544 Mbps	9000
Model 761/851	American Laser Systems Inc.	Ligação ponto a ponto	Linha de vista	1.544 e 2.048 Mbps	1500
Optdata 5200	Scientific Technology Inc.	Ligação ponto a ponto	Linha de vista	9.6 kbps	5 - 180
(1) - Estes produtos são semelhantes, utilizando tecnologia desenvolvida pela Untied TeleCom.					
(2) - Estes produtos são semelhantes, utilizando tecnologia desenvolvida pela Photonics.					

Tabela 2-3. Produtos comerciais para transmissão de dados, utilizando infravermelhos.

- Uma aplicação completamente diferente da tecnologia dos infravermelhos é proposta pela Olivetti, através de um produto destinado à localização de pessoas ou objectos dentro de edifícios [Oli96]. Este produto consiste numa espécie de “*pager*” (*badge*) que é pendurado no vestuário das pessoas (semelhante a um cartão de identificação) ou colado em quaisquer objectos, e em satélites que são colocados nas paredes ou tecto das salas ou corredores. Os badges comunicam com os satélites por meio de sinais ópticos (infravermelhos). Este sistema permite várias funcionalidades, tais como a localização de pessoas ou objectos, o controlo de acesso a zonas de acesso restrito e o envio de avisos sonoros a pessoas. A função de localização de pessoas abre a porta a um conjunto de serviços avançados tais como o encaminhamento automático de chamadas telefónicas para o local em que a pessoa se encontra e a transferência de mensagens para o computador mais próximo.

2.5 Processos de normalização

Apenas duas organizações se ocupam presentemente da definição de normas para sistemas de comunicação sem fios utilizando a tecnologia dos infravermelhos: o IEEE, através do grupo de trabalho 802.11 e a *Infrared Data Association* - IrDA.

Os trabalhos de normalização do grupo IEEE 802.11 tiveram início em Julho de 1990. A participação neste grupo de trabalho está aberta a qualquer pessoa, podendo ser apresentadas propostas de especificação que são discutidas nas reuniões e aprovadas (ou não) por votação. Os objectivos deste grupo de trabalho consistem na definição de uma norma para redes de área local sem fios, utilizando tecnologia rádio e tecnologia óptica (infravermelhos). A presente versão da norma (*draft 4.0*) [IEEE96], inclui especificações para três camadas físicas e para uma camada de acesso ao meio comum a todas as camadas físicas. Das três camadas físicas, duas utilizam tecnologia rádio e uma utiliza infravermelhos. A camada física de infravermelhos contida nesta versão da norma suporta transmissão a 1 e 2 Mbps, em modo difuso.

A IrDA é uma associação composta principalmente pela indústria de equipamentos informáticos e de comunicações. A IrDa teve a sua primeira reunião de trabalho em Junho de 1993, tendo participado já nessa altura cerca de 50 companhias. Actualmente, a IrDA conta com mais de 100 membros.

Os objectivos da IrDA são bastante diferentes dos do IEEE 802.11 e não se sobrepõem. Por um lado, a norma IrDA apenas inclui especificações para sistemas ópticos. Por outro lado, enquanto que a norma IEEE 802.11 se destina a redes de área local, a norma IrDA refere-se essencialmente a ligações ponto-a-ponto utilizando linha de vista e feixes ópticos directivos. As aplicações das ligações IrDA incluem:

- a) a interligação de PDAs (*Personal Digital Assistants*);
- b) a ligação de computadores a impressoras;
- c) a transferência de ficheiros entre computadores de secretária e computadores portáteis;
- d) transferência de informação de agendas electrónicas de computadores pessoais para “pagers” e/ou relógios;
- e) ligação de PDAs a telefones para marcação automática de números de telefone.

Os objectivos iniciais da IrDA incluíam a especificação de ligações ponto-a-ponto e ponto-multiponto, que permitissem a comunicação para distâncias superiores a um metro e que pudessem substituir as portas série (RS-232). A especificação deveria ser tal que permitisse implementações de baixo custo (apenas alguns dólares), leves e de pequenas dimensões, e que exigissem do utilizador um alinhamento fácil das interfaces ópticas.

A presente versão norma IrDA (1.1) suporta uma gama de taxas de transmissão básica, semelhante à das portas série RS-232, até um máximo de 115.2 kbps, e duas taxas de transmissão mais elevadas: 1.152 Mbps e 4 Mbps [IrDA].

2.6 Resumo

Os sistemas de transmissão ópticos em espaço livre constituem um meio de providenciar serviços de comunicações sem fios com algumas vantagens sobre os sistemas rádio. A ausência de licenciamento, a maior largura de banda do canal, a muito menor interferência de células adjacentes e o baixo custo das implementações são as principais vantagens.

As ligações ópticas podem basear-se na propagação directa e em linha de vista do sinal óptico entre o emissor e o receptor ou depender de reflexões do sinal óptico nas superfícies envolventes (paredes, tecto, chão e demais objectos) para criar um canal difuso. Cada um dos tipos de canal apresenta características diferentes em termos de perdas de propagação e dispersão. A dispersão é particularmente importante nos canais difusos e é provocada pelos diferentes atrasos de propagação que o sinal óptico sofre ao percorrer percursos diferentes entre o emissor e o receptor. O canal em linha de vista é o que apresenta menores perdas de propagação e a maior largura de banda por estar pouco sujeito a dispersão multi-percurso mas exige orientação dos transceptores ópticos e não permite a interrupção do percurso em linha de vista. O canal difuso permite uma muito maior mobilidade dos transceptores e é bastante imune a sombras mas exige elevados níveis de potência óptica e tem uma largura de banda limitada pela dispersão multi-percurso.

Um outro aspecto que limita o desempenho dos receptores ópticos é o ruído e a interferência óptica produzidos pela iluminação ambiente, natural e artificial. Os níveis

médios de irradiância produzidos pela luz ambiente são normalmente muito elevados e conduzem a elevados níveis de ruído quântico gerado nos fotodetectores. As variações da intensidade luminosa das fontes de luz artificial produzem um sinal óptico que interfere com o sinal transmitido. Em particular, as lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos produzem um tipo de interferência com um espectro de potência com componentes relevantes até cerca de 1 MHz.

Os efeitos da iluminação ambiente podem ser combatidos por meio de filtragem óptica. No caso da interferência óptica a filtragem eléctrica passa-alto tem sido a técnica mais utilizada, mas o recurso a técnicas de cancelamento conduz normalmente a menores penalidades de potência.

Para cada tipo de canal e dependendo da aplicação podem ser utilizadas diferentes técnicas de modulação. Para transmissão digital a taxas inferiores a 30 Mbps, L-PPM (uma técnica em banda base), conduz aos menores requisitos de potência, mesmo em canais com dispersão multi-percurso e sob o efeito de interferência óptica. Para taxas de transmissão superiores, OOK-NRZ constitui uma boa solução.

Os sistemas de transmissão ópticos em espaço livre têm sido aplicados nos mais diversos tipos de sistema de comunicação. Para ambientes exteriores são comuns as ligações ponto-a-ponto utilizando o modo em linha de vista. Para ambientes interiores vários tipos de sistema têm sido propostos e existe já uma variedade de produtos comerciais que vão desde a difusão de sinais de áudio até redes de área local.

Para ambientes interiores e em modo difuso, as taxas de transmissão utilizadas são de apenas alguns Mbps, mas trabalhos publicados recentemente demonstram que é possível implementar ligações em modo difuso com taxas de transmissão da ordem dos 100 Mbps. Tais ligações poderiam competir facilmente com os meios de transmissão por cabo, os quais fornecem já taxas de transmissão desta ordem de grandeza. No entanto, as técnicas mais avançadas que suportam estas taxas de transmissão, tais como a diversidade espacial, os emissores com múltiplos feixes ópticos, as técnicas de cancelamento da interferência óptica e as técnicas de codificação usando códigos de Trellis, carecem ainda de resultados experimentais que demonstrem as suas potencialidades.

A aplicação comercial desta tecnologia tem dado recentemente alguns passos importantes com a definição de normas para sistemas por infravermelhos. Um exemplo é a norma IEEE 802.11 que inclui especificações para WLANs com camadas físicas baseadas em rádio ou em infravermelhos. Uma abordagem diferente é a adoptada pela IrDA, sendo especificadas

Sistemas de transmissão ópticos em espaço livre

ligações ponto-a-ponto entre computadores e outros periféricos, em linha de vista e com uma grande ênfase no baixo custo das interfaces.

Capítulo 3

O ruído e a interferência produzidos pela iluminação ambiente

3.1. Introdução

A iluminação ambiente presente no espaço ocupado por um sistema de transmissão óptico em espaço livre constitui uma das maiores limitações ao seu desempenho. Ao contrário dos receptores utilizados em sistemas de transmissão por fibra óptica, os receptores utilizados em sistemas de transmissão em espaço livre estão sujeitos aos efeitos da iluminação ambiente.

Tanto a radiação solar como a radiação produzida pela iluminação artificial, produzem elevados níveis de potência óptica. A irradiância (densidade de potência óptica por unidade de área) produzida pela luz solar é aproximadamente constante ao longo do tempo, observando-se apenas variações lentas provocadas por sombras e pelo movimento relativo do sol. Apesar de serem lentas, estas variações podem ser de grande amplitude. Ao contrário do sol, o fluxo luminoso produzido pela maioria das fontes de iluminação artificial apresenta variações temporais rápidas, resultantes da utilização de corrente alternada (a.c.) na alimentação das lâmpadas. Também estas variações são de grande amplitude.

Ao atingir o fotodetector, a potência óptica ambiente induz elevados níveis de ruído quântico no receptor óptico. Adicionalmente, as variações temporais da irradiância produzida pela iluminação artificial constituem um sinal óptico interferidor.

A existência desta interferência é conhecida desde que este tipo de sistemas foi proposto [Gfe79], tendo sido publicados diversos resultados experimentais que mostram que esta interferência afecta o desempenho dos sistemas de transmissão. Em alguns casos, os efeitos da interferência conduzem a elevadas penalidades na potência óptica necessária para atingir

um determinado desempenho [Tav95, Mar94]. Apesar deste conhecimento e destes resultados, o efeito produzido pela interferência no desempenho dos sistemas de transmissão tem sido normalmente desprezado e, quando referido, apenas algumas considerações qualitativas sobre a sua influência têm sido feitas.

A avaliação quantitativa dos efeitos da interferência no desempenho dos sistemas de transmissão requer um conhecimento das características da iluminação ambiente. O trabalho apresentado neste Capítulo pretende contribuir para esse fim. Nesse sentido foi efectuada uma caracterização experimental da irradiância produzida pela luz ambiente, natural e artificial, e foi desenvolvido um modelo para descrever a interferência óptica. Recorrendo aos modelos da interferência óptica é possível desenvolver modelos mais completos do canal de transmissão óptico em espaço livre.

O trabalho de caracterização foi efectuado no contexto dos sistemas de transmissão em espaço livre. No entanto, os resultados obtidos poderão ser utilizados em outros sistemas ópticos sujeitos à iluminação ambiente, como por exemplo os detectores de proximidade usados em maquinaria industrial.

Na Secção 2 é descrita a metodologia utilizada na caracterização experimental. A Secção 3 descreve a amostra de fontes de luz que foi considerada na caracterização experimental e justifica a selecção dessa amostra. Na Secção 4 são apresentados os resultados experimentais. Na Secção 5 é proposto um modelo simples para a interferência óptica e são tecidas algumas considerações sobre o ruído quântico induzido por iluminação artificial. Na Secção 6 é feita uma avaliação da validade dos modelos da interferência óptica propostos, comparando valores de probabilidade de erro obtidos através da utilização do modelo com valores obtidos por simulação utilizando formas de onda da interferência obtidas experimentalmente. Na Secção 7 são apresentadas as conclusões.

3.2. Metodologia

O trabalho descrito neste capítulo engloba três componentes distintas: a caracterização experimental do sinal interferidor e do ruído quântico induzidos pela iluminação artificial; a modelação da interferência; e a verificação da validade do modelo proposto. Esta terceira componente foi desenvolvida recorrendo à análise de desempenho dos sistemas de transmissão sob o efeito da interferência apresentada no Capítulo 4 e a ferramentas de simulação.

Os resultados a obter devem ser tão gerais quanto possível, por forma a que possam ser aplicados a uma grande variedade de sistemas. Nesse sentido, procurou-se utilizar, na

caracterização experimental, uma amostra alargada da população de dispositivos de iluminação artificial disponíveis comercialmente.

A fase experimental da caracterização da interferência produzida pela iluminação artificial incluiu diversas fases: i) a medição do valor médio da irradiância produzida por cada lâmpada, ou conjunto lâmpada/balastro; ii) a medição do espectro de potência da interferência, utilizando um analisador de espectros, com a finalidade de avaliar a forma geral da interferência e a sua largura de banda; iii) a aquisição de formas de onda temporais da interferência.

3.2.1 O arranjo experimental

Na medição das grandezas acima referidas, foi utilizado um arranjo como se mostra na Figura 3-1.

Todas as medições foram efectuadas numa sala escura, com excepção das referentes à radiação solar. Desta forma foi possível efectuar medições da irradiância produzida por cada tipo de lâmpada isoladamente, sem a interferência de outras fontes de luz.

Para a medição da interferência, foi utilizado um receptor óptico com configuração diferencial, por forma a que fossem minimizados os efeitos da interferência electromagnética [Tav95]. O primeiro andar de cada um dos ramos do receptor é constituído por um amplificador de transimpedância. Este receptor, semelhante aos utilizados nos sistemas de transmissão óptica em espaço livre, foi projectado tendo como pressuposto que o espectro da interferência estaria compreendido entre 50 Hz e 2 MHz. Assim, foi projectado um receptor óptico com as seguintes características (ver Apêndice 1):

- a) banda passante: 10 Hz a 3.2 MHz, com variações de ganho inferiores a 2 dB;
- b) ganho na banda passante: 1.1 M Ω ;
- c) responsividade dos fotodetectores PIN: 0.6 A/W, a 850 nm;
- d) área activa dos fotodetectores PIN: 0.85 cm²;
- e) filtro óptico: tipo passa-longo, com comprimento de onda de corte de 780 nm.

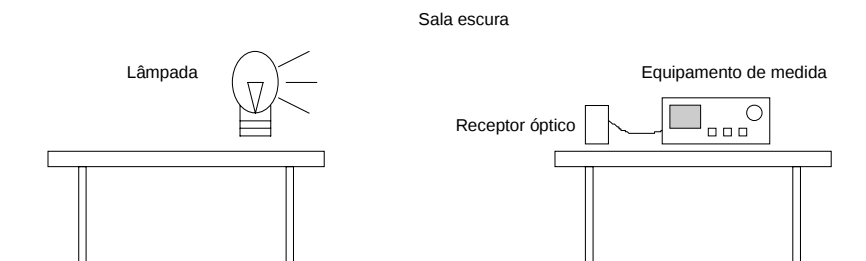


Figura 3-1. Arranjo experimental utilizado na caracterização do ruído e interferência.

Após a medição do espectro dos diversos sinais interferidores verificou-se ser verdadeiro o pressuposto sobre a largura de banda dos sinais a medir. Numa fase posterior das medições, a resposta em frequência do receptor foi alterada, tendo-se aumentado a frequência de corte inferior para cerca de 1 kHz. Esta alteração teve como objectivo produzir uma atenuação das componentes de mais baixa frequência do sinal interferidor, por forma a possibilitar o aumento da intensidade da potência óptica incidente sem provocar a saturação do receptor. Esta decisão resultou de uma primeira observação da forma da interferência, de onde se concluiu que as componentes de mais baixa frequência da interferência eram muito mais fortes que as componentes de mais alta frequência.

Para além dos equipamentos já descritos, foram usadas outras ferramentas no tratamento dos dados obtidos directamente através das medições, de entre as quais se destacam o Asystant [Asyst], utilizado na aquisição de formas de onda, e o Mathematica [Mathe] para o tratamento e visualização dos dados experimentais.

3.2.2 Os processos de medição

Descrevem-se a seguir os processos utilizados na medição das grandezas relevantes para a caracterização da interferência.

A iluminação ambiente produz uma determinada distribuição de potência óptica por unidade de área, ou irradiância. No receptor óptico, a potência incidente no fotodetector, igual ao produto da irradiância pela área activa do fotodetector, é convertida numa corrente eléctrica. No processo de conversão é gerado ruído quântico no fotodetector. A conversão opto-eléctrica depende das características físicas do fotodetector utilizado (tipo de fotodetector, curva de responsividade, capacidade parasita), pelo que as características do ruído e da interferência são função do fotodetector utilizado. Neste trabalho experimental foi utilizado um fotodetector de silício do tipo PIN, com características muito semelhantes às dos fotodetectores utilizados neste tipo de sistema. Não foram utilizados fotodetectores do tipo APD uma vez que a vantagem de possuírem ganho interno só pode ser explorada nos casos em que os níveis de iluminação ambiente são muito reduzidos. Pelas razões expostas, os resultados aqui apresentados podem ser considerados de aplicação bastante geral.

Sendo que o ruído e interferência induzidos pela iluminação ambiente apenas se fazem sentir após a conversão da potência óptica incidente do fotodetector numa corrente eléctrica, a grandeza que é aqui apresentada é o valor dessa corrente.

A medição da irradiância média produzida pelas diversas fontes de luz, incluindo a iluminação solar, foi efectuada através da medição da corrente eléctrica média (d.c.) induzida num dos fotodetectores do receptor óptico. Alternativamente, poderia ter-se utilizado um

fotodetector devidamente polarizado, constituindo um circuito independente do utilizado no receptor óptico. Optou-se pela primeira solução para se garantir uma maior coerência entre os vários resultados, nomeadamente a garantia de que a resposta em comprimento de onda do fotodetector seria a mesma (o mesmo dispositivo) e que o ponto de polarização seria também o mesmo (o mesmo circuito).

A medição da interferência foi efectuada através da medição da tensão à saída do receptor, tendo esses valores sido convertidos para a corrente equivalente no fotodetector. A medição do espectro de potência da interferência foi efectuada, primeiro, de forma directa através da utilização de um analisador de espectros (HP4195A) e, depois, de forma indirecta através da aquisição da forma de onda temporal da interferência seguido da aplicação da transformada de Fourier. A aquisição das formas de onda foi efectuada recorrendo a um osciloscópio de amostragem (Philips PM3394), dotado das características necessárias (capacidade de aquisição em tempo real, grande capacidade de armazenamento permitindo a aquisição de longos segmentos do sinal e elevada frequência de amostragem). A primeira fase teve como objectivo determinar a forma geral do espectro da interferência, nomeadamente a largura de banda do sinal, enquanto que a segunda fase permitiu obter os dados experimentais necessários à caracterização estatística da interferência.

A maior parte das medições foi efectuada após os diversos dispositivos terem atingido estabilidade térmica. O tempo necessário para que se atinja este estado varia de acordo com o tipo de fonte de luz, mas encontra-se no intervalo compreendido entre os 5 e os 15 minutos. Durante o período transitório foram também efectuadas algumas medições sendo os resultados apresentados numa secção separada.

Uma das técnicas que tem sido utilizada para reduzir os efeitos da luz ambiente é a filtragem óptica. Por essa razão grande parte das medições foram efectuadas com e sem a utilização dum filtro óptico. Tendo em conta as características dos filtros ópticos de interferência (variação do comprimento de onda central com o ângulo de incidência), nas medições efectuadas foi utilizado um filtro de absorção do tipo passa-longo com um comprimento de onda de corte de 780 nm (ver Apêndice 1).

Para efeitos de descrição das condições de medição, define-se a orientação do fotodetector como sendo a direcção da normal à sua superfície e cujo sentido é do fotodetector para fora.

3.3. As fontes de iluminação

Em iluminação artificial são utilizados muitos e variados tipos de dispositivos [Rea83]. De entre os mais comuns, podemos identificar as lâmpadas, os reflectores, os balastros, os

arrancadores, os transformadores de tensão e os dispositivos de regulação de potência. Sobre os elementos essenciais, as lâmpadas, podemos dizer que estas existem nas mais diversas formas, tamanhos, cores, potências e preços. Uma observação, mesmo que ligeira, da oferta do mercado neste domínio mostra que a diversidade de dispositivos existente é muito grande.

De entre este grande número de dispositivos, os mais comuns são as lâmpadas incandescentes e as lâmpadas fluorescentes. Mais recentemente, os fabricantes de dispositivos para iluminação introduziram no mercado um novo tipo de balastro para as lâmpadas fluorescentes, conhecido como *balastro electrónico*. Através da utilização de uma frequência de comutação mais elevada que a frequência da rede, aumenta-se a eficiência dos balastros, quando comparados com os balastros convencionais, e diminui-se a potência eléctrica necessária para produzir o mesmo fluxo luminoso. Normalmente, estes balastros dispõem também de circuitos que facilitam o arranque das lâmpadas fluorescentes e proporcionam ainda um maior tempo de vida das lâmpadas. A grande desvantagem deste tipo de balastros é o seu elevado preço, razão pela qual é ainda pouco frequente encontrá-los em instalações reais.

Com base nas suas características físicas, as fontes de iluminação foram agrupadas em classes a que foram atribuídas as seguintes designações:

- a) radiação solar;
- b) lâmpadas incandescentes;
- c) lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais;
- d) lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos.

3.3.1 A população de dispositivos de iluminação

Na determinação da amostra a utilizar na caracterização, importa considerar dois aspectos: a diversidade de dispositivos existentes e a generalização na sua aplicação, isto é, a frequência com que cada tipo de dispositivo é encontrado em instalações reais. Assim, a amostra deve dar ênfase aos dispositivos mais vulgarmente utilizados, devendo ainda conter elementos representativos de cada tipo disponível. Embora tenham sido estes os critérios seguidos na determinação da amostra, a concretização dessa amostra esteve sujeita à disponibilidade desses dispositivos no mercado.

Relativamente à frequência com que cada tipo de dispositivo é encontrado em instalações reais foram considerados alguns pressupostos, os quais resultaram de uma observação não quantificada de alguns ambientes típicos e da experiência do autor.

Na determinação da amostra foram considerados os seguintes pressupostos:

- a) em ambientes domésticos, são as lâmpadas incandescentes que aparecem em maior número;
- b) em ambientes de escritórios e de ensino, são as lâmpadas fluorescentes as mais utilizadas. Estas encontram-se normalmente colocadas no tecto das salas e espaçadas de forma regular por forma produzir uma iluminação uniforme. O tipo de arranjo que se encontra com mais frequência é a de um par de lâmpadas tubulares associadas a um balastro convencional;
- c) em ambientes comerciais e em instalações hoteleiras, são utilizadas com frequência lâmpadas incandescentes com o formato de projectores (*spot lights*) ou instaladas em conjunto com reflectores. Mais recentemente começou a surgir a utilização de lâmpadas fluorescentes compactas equipadas com balastros electrónicos, estas também instaladas em conjunto com reflectores;
- d) a utilização de lâmpadas fluorescentes tubulares em conjunto com balastros electrónicos é ainda bastante reduzida;
- e) não foram consideradas neste estudo lâmpadas de vapor de sódio e de vapor de mercúrio a alta pressão, uma vez que estas são normalmente utilizadas para iluminação de ambientes exteriores.

Tendo em atenção os aspectos atrás descritos, foi adquirido o conjunto de dispositivos apresentado na Tabela 3-1 [Phi1, Osr1, Osr2].

3.4. Caracterização da iluminação ambiente

No espaço ocupado por um sistema de transmissão óptico em espaço livre existem normalmente diversas fontes de radiação óptica que condicionam o projecto e o desempenho desses sistemas. As mais importantes são o sol e os dispositivos de iluminação artificial. Além destas, deve também referir-se a possível presença de outros sistemas ópticos, de comunicação ou outros, que utilizando a mesma gama de comprimentos de onda, possam interferir com o normal funcionamento de um sistema de transmissão óptico em espaço livre. De entre estes últimos destacam-se os sistemas de controlo remoto, bastante disseminados nos ambientes domésticos. O trabalho descrito neste Capítulo refere-se apenas à caracterização da iluminação ambiente, natural e artificial, uma vez que esta constitui uma das maiores limitações ao desempenho dos sistemas de transmissão.

ID	Marca	Modelo	Potência
I. Lâmpadas incandescentes com filamento em tungstênio			
L1	PHILIPS	CLARA	60 W
L2	PHILIPS	SPOTline R80	100 W
L3	TUNGSRAM	TUNGSRAFLEX KBL	100 W
L4	OSRAM	CONCENTRA R95	100 W
L5	SPLENDOR	REFLECTORLAMP R95	75 W
L6	PHILIPS	HalogenA CLARA	75 W
II. Lâmpadas fluorescentes tubulares			
L7	PHILIPS	TLD 36W/33	36 W
L8	PHILIPS	TLD 36W/54	36 W
L9	PHILIPS	TLD 36W/84	36 W
L10	PHILIPS	TLD 18W/33	18 W
L11	OSRAM	L36W/10	36 W
L12	OSRAM	L36W/20	36 W
III. Lâmpadas fluorescentes compactas com balastro convencional			
L13	PHILIPS	SL*PRISMATIC	13 W
IV. Lâmpadas fluorescentes compactas com balastro electrónico			
L14	PHILIPS	PLC*ELECTRONIC	15 W
L15	OSRAM	DULUX EL	15 W
V. Balastros convencionais			
B1	VOSSLOH SCHWABE	L36	36 W
VI. Balastros electrónicos			
B2	OSRAM	QUICKTRONIC DELUXE, HF-432-1	36 W
B3	OSRAM	QUICKTRONIC ECONOMIC, QTEC 1x36/230	36 W
B4	PHILIPS	HF ETC 118 R/03	18 W
VII. Arrancadores			
A1	PHILIPS	S10, 4-65W	4-65 W

Tabela 3-1. Conjunto de dispositivos de iluminação utilizado na caracterização da interferência.

Na Figura 3-2, encontram-se representados espectros ópticos típicos das diversas fontes de radiação óptica que se podem encontrar num ambiente interior [Gfe79, Geo88]. Juntamente, mostra-se a curva de responsividade de um fotodetector de silício típico (ver Apêndice 1).

A gama de comprimentos de onda normalmente utilizada neste tipo de sistemas situa-se entre os 750 e os 1000 nm e depende do espectro óptico da fonte de sinal utilizada (LED ou LASER). No caso do fotodetector representado na Figura 3-2, a melhor gama de comprimentos de onda situa-se à volta dos 925 nm, correspondendo ao pico de responsividade do fotodetector.

O espectro óptico de todos os tipos de luz ambiente ocupa uma gama de comprimentos de onda bastante larga, desde os ultravioletas até aos infravermelhos, estendendo-se para a zona dos infravermelhos em maior ou menor percentagem dependendo do tipo de iluminação. Desta forma, a potência óptica detectada pelo fotodetector inclui uma parte da potência produzida pela iluminação ambiente, sendo normalmente algumas ordens de grandeza superior à potência óptica do sinal transmitido.

A distribuição espacial da irradiância produzida pela luz solar pode ser considerada constante no tempo, observando-se apenas variações lentas, principalmente devido a sombras e ao movimento relativo do sol ao longo do dia. Nos casos em que são utilizados transceptores móveis, o movimento destes resulta também em variações dos níveis de potência óptica colectada. Apesar de serem lentas, estas variações podem ser de grande

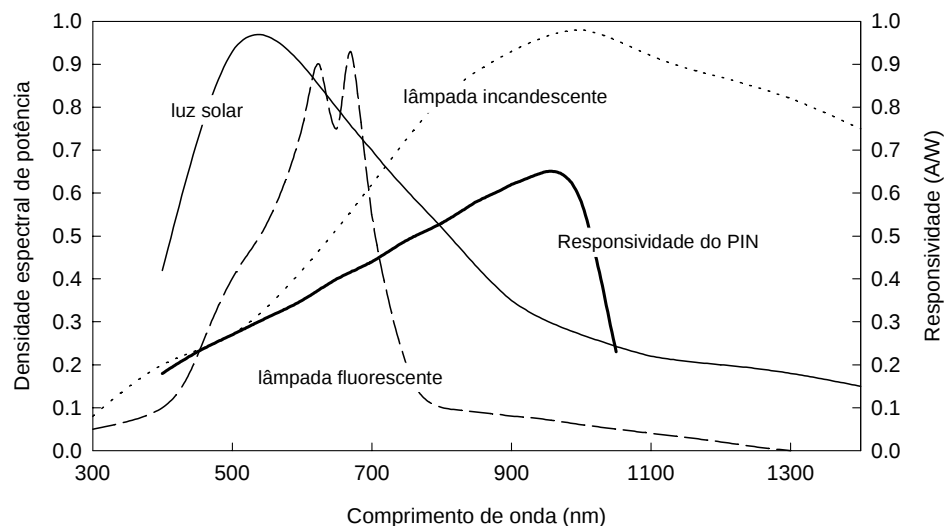


Figura 3-2. Espectros ópticos típicos dos diversos tipos de iluminação ambiente e curva de responsividade de um fotodetector (PIN) de silício.

amplitude. Também a irradiância produzida pela iluminação artificial apresenta grandes variações temporais. No entanto, a grande maioria das lâmpadas são alimentadas em corrente alternada, pelo que as variações da irradiância são bastante rápidas.

Os efeitos da iluminação ambiente fazem-se sentir de duas formas distintas: na forma de ruído quântico produzido no próprio fotodetector [Kei85], e na forma de interferência resultante das variações temporais da irradiância produzida pela luz ambiente [Mor95]. O ruído quântico, resultante da natureza estatística do processo de produção e detecção dos fótons, segue uma distribuição de Poisson [Kei85]. No caso de a potência óptica incidente no fotodetector ser constante, o ruído quântico é um processo estacionário, e a potência do ruído é proporcional à potência óptica incidente. Nos casos em que a potência óptica incidente não é constante, o ruído quântico é um processo não-estacionário [Mor95c].

O trabalho apresentado neste Capítulo pretende caracterizar de forma quantitativa a irradiância produzida pela iluminação ambiente e os seus efeitos: o ruído quântico e a interferência. Nesse sentido, a caracterização da iluminação ambiente foi dividida em duas partes: a caracterização dos valores médios e a caracterização da componente variável no tempo da irradiância produzida por cada tipo de fonte de luz.

3.4.1 A irradiância média

A irradiância média produzida pela iluminação ambiente é normalmente caracterizada pela corrente média induzida no fotodetector, sendo referida como a corrente I_B (*background current*) [Gfe79].

A medição da corrente I_B foi efectuada para diversas condições de iluminação típicas, incluindo iluminação natural e artificial, e individualmente para cada uma das fontes de luz artificial consideradas neste estudo. Relativamente às condições de iluminação ambiente, foram considerados os seguintes quatro casos típicos:

Caso 1: O receptor óptico foi colocado junto a uma janela exposta à luz solar directa, com o fotodetector orientado no sentido do sol (incidência normal à sua superfície). Esta medição foi efectuada na Primavera de 1993 às 14h00. Este ambiente de iluminação pode ser considerado como uma situação de pior caso para luz solar directa.

Caso 2: O receptor óptico foi colocado junto a uma janela com as cortinas corridas, estando o fotodetector orientado para o tecto da sala. Este ambiente de iluminação pode ser considerada como uma situação de pior caso para luz solar indirecta.

Caso 3: O receptor óptico foi colocado à distância de 1 metro de uma lâmpada incandescente com 60 W de potência, estando o fotodetector orientado no sentido da

lâmpada. Este ambiente de iluminação é semelhante ao obtido por um candeeiro de secretária.

Caso 4: O receptor óptico foi colocado numa sala de dimensões 5×6 metros, colocado em cima de uma mesa à distância de 96 cm do chão, e orientado para o tecto da sala. Esta sala estava iluminada por 4 pares de lâmpadas fluorescentes tubulares de 36 W cada, montadas em conjunto com reflectores, e distribuídas de forma aproximadamente uniforme pelo tecto da sala. O receptor foi colocado sob um dos pares de lâmpadas. Este ambiente de iluminação é semelhante ao encontrado em muitos ambientes de escritórios e de ensino.

As medições da corrente I_B nos restantes casos (lâmpadas isoladas) foram efectuadas numa sala escura e para uma distância entre lâmpada e receptor de 2.5 metros.

Para cada um destes casos, a corrente I_B foi medida em duas condições: com e sem a utilização dum filtro óptico de tipo passa-longo. Os resultados são apresentados na Tabela 3-2, onde são também apresentados os valores do coeficiente de transmissão do filtro óptico, definido como o quociente entre a corrente I_B com filtro óptico e a mesma corrente sem filtro óptico.

	Tipo de fonte de luz	Sem filtro óptico	Com filtro óptico	Coeficiente de transmissão
Caso 1	solar	5100 μA	1000 μA	19.6 %
Caso 2	solar	740 μA	190 μA	25.7 %
Caso 3	incandescente	84 μA	56 μA	66.7 %
Caso 4	fluorescente	40 μA	2 μA	5.0 %
Lâmpada L1	incandescente	31 μA	20 μA	64.5 %
Lâmpada L2	“	77 μA	48 μA	62.3 %
Lâmpada L6	“	40 μA	25 μA	62.5 %
Lâmpada L13	fluoresc., convencional	2.2 μA	0.12 μA	5.5 %
Lâmp.L8 + balastro B1	“	9.0 μA	0.4 μA	4.4 %
Lâmp.L9 + balastro B1	“	9.8 μA	0.5 μA	5.1 %
Lâmp.L12 + balastro B1	“	8.3 μA	0.4 μA	4.8 %
Lâmpada L14	fluoresc., electrónica	3.4 μA	0.17 μA	5.0 %
Lâmpada L15	“	3.1 μA	0.15 μA	4.8 %
Lâmp.L12 + balastro B2	“	8.2 μA	0.3 μA	3.7 %
Lâmp.L8 + balastro B3	“	8.2 μA	0.4 μA	4.9 %

Tabela 3-2. Valores da corrente I_B para vários casos de iluminação.

São várias as conclusões que se podem retirar dos resultados apresentados na Tabela 3-2:

- a) os maiores valores da corrente I_B são produzidos pela luz solar, constituindo assim a maior fonte de ruído;
- b) numa sala bem iluminada por luz solar (caso 1), a corrente I_B pode ser muito elevada, atingindo mesmo alguns miliamperes, enquanto que numa sala bem iluminada por luz artificial fluorescente (caso 4), o valor da corrente I_B não ultrapassa algumas dezenas de microamperes. Este é um aspecto muito importante a considerar no projecto dos sistemas de transmissão, uma vez que os receptores ópticos devem ser capazes de suportar tão grandes variações da corrente I_B ;
- c) as lâmpadas incandescentes produzem maiores valores da corrente I_B que as lâmpadas fluorescentes. Este resultado é facilmente explicado através da observação do espectro óptico de cada tipo de luz, de onde se verifica que o espectro da radiação produzida por uma lâmpada incandescente se estende muito mais para a zona dos infravermelhos que o espectro correspondente às lâmpadas fluorescentes (Figura 3-2);
- d) a corrente I_B produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastos convencionais e pelas mesmas lâmpadas quando equipadas com balastos electrónicos, é semelhante;
- e) a eficiência da filtragem óptica, definida como o inverso do coeficiente de transmissão do filtro óptico, é maior para a radiação produzida pelas lâmpadas fluorescentes, sendo menor para a luz solar e ainda menor para a radiação produzida por lâmpadas incandescentes. Estes resultados podem, mais uma vez, ser explicados pelos diferentes espectros ópticos associados a cada tipo de fonte de luz.

3.4.2 A interferência

A caracterização da componente variável no tempo da irradiância produzida pela iluminação artificial foi efectuada em duas fases. Numa primeira fase foram efectuadas medições do espectro de potência do sinal eléctrico produzido pelas variações da irradiância, à saída do receptor óptico, utilizando um analisador de espectros. Numa segunda fase foram efectuadas medições das formas de onda da interferência.

A primeira fase experimental teve como objectivo recolher informação qualitativa sobre a forma do espectro de potência da interferência. Na segunda fase, foram amostrados e adquiridos segmentos das formas de onda temporais da interferência. Para cada lâmpada, ou conjunto lâmpada/balastro, foram adquiridos vários segmentos de 32768 pontos por cada segmento (máximo possível com o equipamento disponível). Para as lâmpadas incandescentes foi utilizada uma frequência de amostragem de 100 kamostras/seg (ka/seg). Para as lâmpadas fluorescentes equipadas com balastos convencionais foi utilizada uma

frequência de amostragem de 250 ka/seg. Para as lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos foi utilizada uma frequência de amostragem de 2.5 Ma/seg. Estes valores da frequência de amostragem foram determinados com base nas medições dos espectros de potência efectuadas na primeira fase.

3.4.2.1 Lâmpadas incandescentes

A interferência produzida por lâmpadas incandescentes foi medida para as seis lâmpadas referidas na Tabela 3-1, e os resultados obtidos foram muito semelhantes. A principal diferença encontrada foi que, como esperado, a amplitude da interferência é maior para lâmpadas de maior potência eléctrica nominal e que, para lâmpadas de igual potência, a amplitude da interferência produzida pela lâmpada de halogéneo (L6) é superior à mesma amplitude produzida por lâmpadas normais. Este facto deve-se à maior eficiência das lâmpadas de halogéneo na conversão de potência eléctrica em potência óptica.

Na Figura 3-3 é apresentada a forma de onda temporal e o respectivo espectro de potência da interferência produzida por uma das lâmpadas testadas (L1).

A interferência produzida por uma lâmpada incandescente é um sinal periódico e tem a forma de uma sinusóide quase perfeita com uma frequência de 100 Hz, correspondente ao dobro da frequência da tensão da rede de fornecimento de energia. O correspondente espectro de potência apresenta a forma de um espectro de riscas, com a componente fundamental a 100 Hz, e ocupa uma banda de frequências bastante estreita. A potência dos harmónicos de frequência superior a 800 Hz está mais de 60 decibéis (dB) abaixo da potência da componente fundamental. Note-se que mesmo o segundo harmónico está quase 40 dB abaixo da

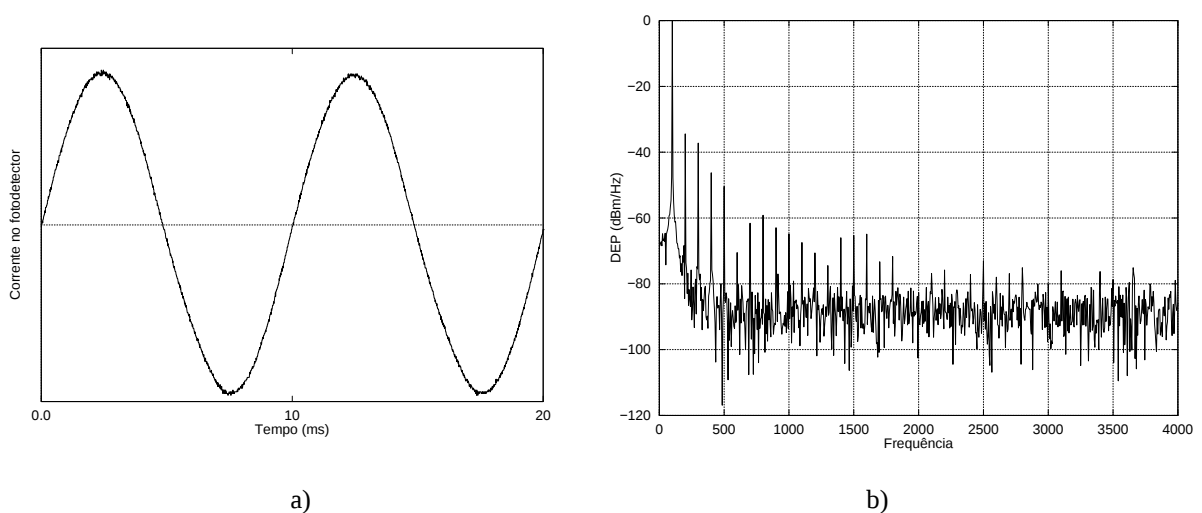


Figura 3-3. Interferência produzida por uma lâmpada incandescente: a) forma de onda temporal; b) espectro de potência.

componente fundamental. Os resultados obtidos para as outras lâmpadas testadas foram muito semelhantes.

3.4.2.2 Lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais

Na caracterização da interferência produzida pelas lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais foram consideradas sete lâmpadas, seis delas tubulares (L7 a L12) e equipadas com um balastro convencional (B1) e com um arrancador (A1) externos e uma outra compacta, já equipada com balastro e arrancador. A Figura 3-4 ilustra a forma de onda temporal da interferência produzida por duas dessas lâmpadas (L12+B1+A1 e L7+B1+A1). Os respectivos espectros de potência são apresentados nas Figura 3-5. Na Figura 3-6, mostra-se a gama de frequências até 2 kHz dos mesmos espectros.

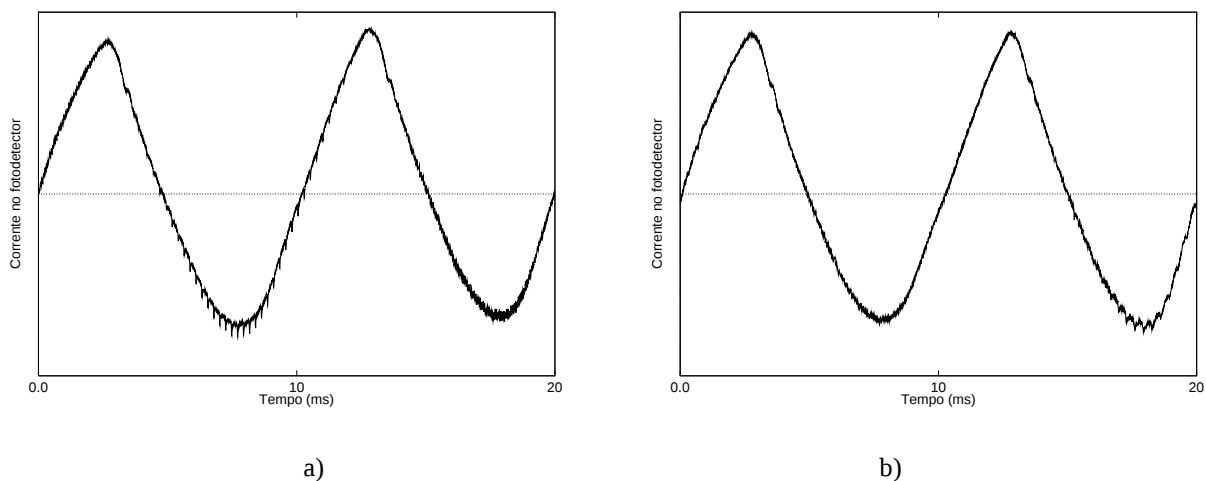


Figura 3-4. Formas de onda temporais da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais.

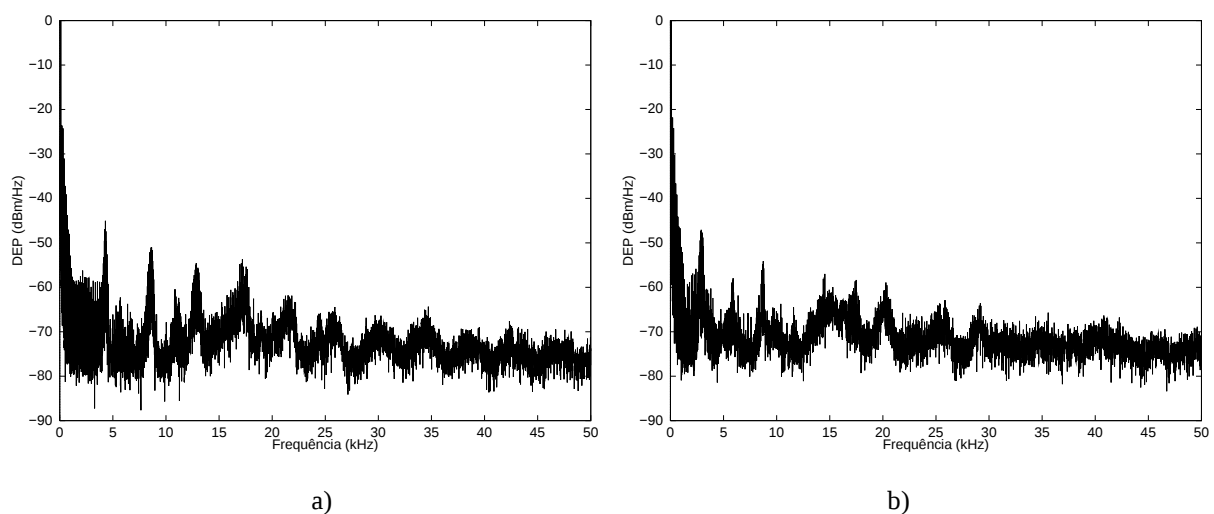


Figura 3-5. Espectro de potência da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais (I).

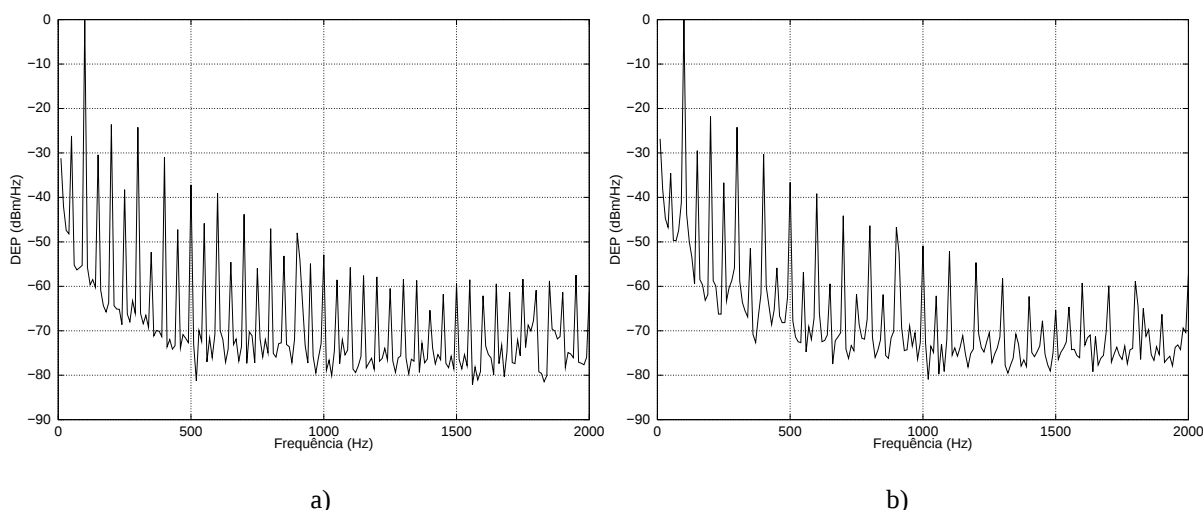


Figura 3-6. Espectro de potência da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais (II).

Estes dois exemplos da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes mostram que existem diferenças entre a interferência produzida por lâmpadas diferentes, mesmo quando são utilizados o mesmo balastro e arrancador. Note-se por exemplo, a existência de alguns “picos” na forma de onda produzida pela lâmpada L12 (Figura 3-4a), os quais praticamente não existem na forma de onda produzida pela lâmpada L7 (Figura 3-4b). Estes resultados contrastam com os resultados obtidos com lâmpadas incandescentes, para as quais a interferência produzida por lâmpadas diferentes não apresenta diferenças significativas.

A forma da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais é semelhante a uma sinusóide distorcida. Os espectros de potência da interferência são também diferentes de lâmpada para lâmpada (Figura 3-5), mas apesar das diferenças existentes, o comportamento às baixas frequências, até cerca de 2 kHz, apresenta muitas semelhanças (Figura 3-6). Comparado com o espectro da interferência produzida por lâmpadas incandescentes, o espectro de potência da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes é muito mais largo, existindo componentes com potência considerável até 20 kHz ou mais. A forma do espectro de potência é também a de um espectro de riscas. No entanto, a componente fundamental é agora a 50 Hz e não a 100 Hz, como para as lâmpadas incandescentes. Para frequências superiores a 5 kHz, todos os harmónicos estão mais de 50 dB abaixo da componente a 100 Hz (a mais forte). Note-se ainda que os harmónicos ímpares de 50 Hz têm potências mais baixas que os harmónicos pares.

3.4.2.3 Lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos

Foram também efectuadas medições semelhantes para as várias lâmpadas fluorescentes quando equipadas com balastros electrónicos. Nas medições foram considerados cinco

balastros electrónicos, três dos quais na forma de dispositivos independentes das lâmpadas (B2-B4) e outros dois associados a lâmpadas fluorescentes compactas (L14, L15).

A Figura 3-7 mostra a forma de onda temporal da interferência produzida por dois conjuntos lâmpada/balastro: o primeiro conjunto constituído por uma lâmpada tubular equipada com um balastro electrónico independente (L12+B2); o segundo conjunto constituído por uma lâmpada compacta, já com o balastro incorporado (L15). A Figura 3-8 mostra os respectivos espectros de potência da interferência.

Como mostra a Figura 3-8, o espectro de potência da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos é composto por duas regiões distintas: uma região às baixas frequências, semelhante à do espectro produzido pelas

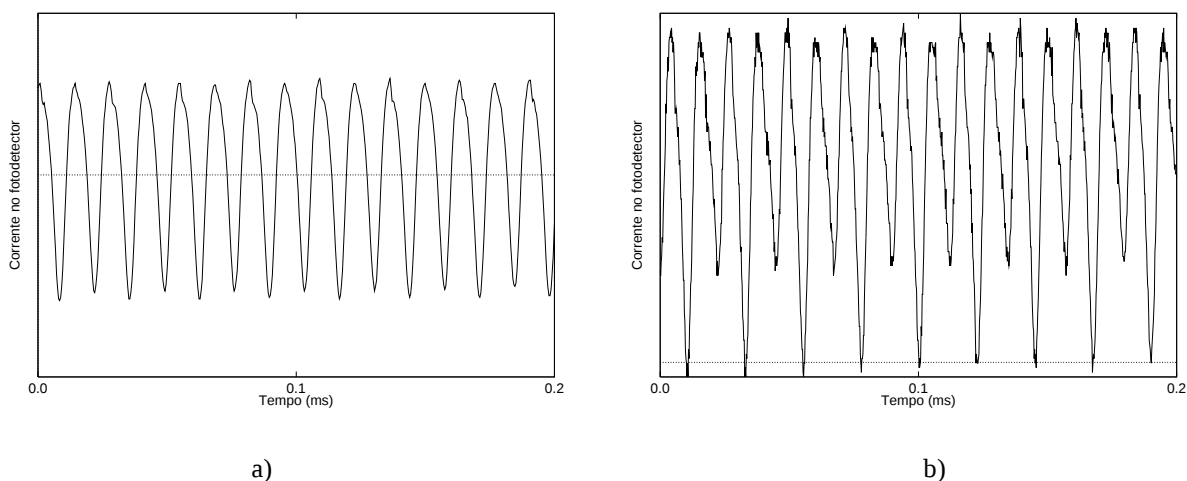


Figura 3-7. Formas de onda temporais da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos.

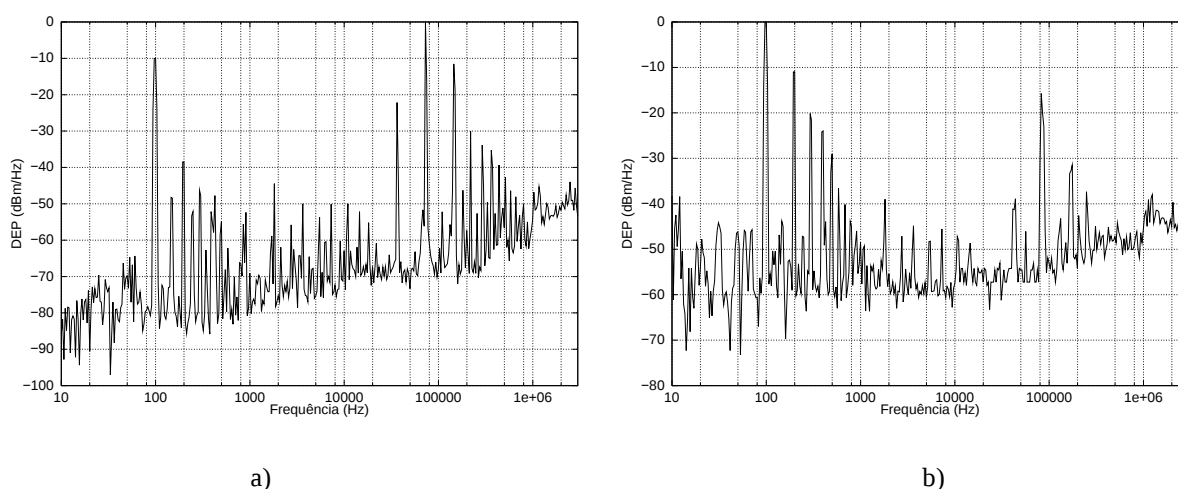


Figura 3-8. Espectro de potência da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos.

lâmpadas fluorescentes com balastro convencional, e uma outra a mais altas frequências (a partir de 20-40 kHz), resultante da maior frequência de comutação utilizada nos balastros electrónicos. Dependendo da lâmpada e do balastro, o espectro da interferência produzida por este tipo de lâmpadas pode ter componentes com energia considerável até cerca de 1 MHz. Para os vários balastros electrónicos, foi medida a frequência de comutação e, embora diferente para cada balastro (até para balastros do mesmo fabricante), os valores medidos encontram-se na gama dos 20 aos 40 kHz. Uma outra diferença encontrada entre os diversos balastros foi que, para alguns, as componentes espectrais de mais baixa frequência são mais fortes que as componentes de mais alta frequência (Figura 3-8b), enquanto que para outros se observa o contrário (Figura 3-8a).

3.4.3 Efeito da filtragem óptica sobre a interferência

Para cada fonte de iluminação artificial, foi medida a amplitude pico-a-pico da interferência, com e sem utilização de um filtro óptico passa-longo. Os resultados mais significativos são apresentados na Tabela 3-3, os quais revelam dois aspectos importantes. O primeiro é que a eficiência da filtragem óptica é maior para a interferência produzida pelas lâmpadas fluorescentes que para a interferência produzida pelas lâmpadas incandescentes. Este resultado é coerente com o obtido para os valores da corrente I_B . O segundo é que, para as lâmpadas fluorescentes, a filtragem óptica é menos eficiente na redução da interferência que na redução da corrente I_B . Este último resultado é completamente inesperado. Uma vez

	Tipo de fonte de luz	Sem filtro óptico	Com filtro óptico	Coefficiente de transmissão
Lâmpada L1	incandescente	5.5 μ A	3.30 μ A	60.0 %
Lâmpada L2	“	8.7 μ A	4.80 μ A	55.2 %
Lâmpada L6	“	6.5 μ A	3.80 μ A	58.5 %
Lâmpada L13	fluoresc., convencional	3.6 μ A	0.25 μ A	6.9 %
Lâmp. L8 + balastro B1	“	16.8 μ A	1.76 μ A	10.5 %
Lâmp. L9 + balastro B1	“	16.1 μ A	2.83 μ A	17.6 %
Lâmp. L12 + balastro B1	“	11.5 μ A	1.45 μ A	12.6 %
Lâmpada L14	fluoresc., electrónico	3.6 μ A	0.55 μ A	15.3 %
Lâmpada L15	“	3.6 μ A	0.67 μ A	18.6 %
Lâmp. L12 + balastro B2	“	3.2 μ A	0.74 μ A	23.1 %
Lâmp. L8 + balastro B3	“	5.1 μ A	1.00 μ A	19.6 %

Tabela 3-3. Amplitude da interferência, com e sem filtragem óptica.

que o coeficiente de transmissão do filtro óptico depende do espectro óptico da radiação em causa, este último resultado sugere que os espectros ópticos da irradiância média e da interferência (variações temporais da irradiância) produzidos por lâmpadas fluorescentes não são iguais.

No sentido de esclarecer este aspecto, foram efectuadas novas medições da interferência produzida por quatro das lâmpadas fluorescentes, com e sem filtragem óptica. Para cada lâmpada, foi calculado o espectro de potência e comparadas as intensidades das componentes a 100 Hz e seus harmónicos, com e sem filtragem óptica. Os valores da atenuação produzida pela filtragem óptica em cada componente espectral são apresentados na Figura 3-9, juntamente com os respectivos intervalos de confiança (95%).

Para as lâmpadas fluorescentes, a componente mais forte do espectro de potência da interferência é a 100 Hz, estando as outras componentes espectrais mais de 20 dB abaixo (Figura 3-6). Isto implica que a atenuação produzida pela filtragem óptica na amplitude da interferência é dominada pela atenuação produzida na componente a 100 Hz. De facto, para esta componente, a atenuação média é de 18.6 dB (Figura 3-9), a que corresponde um coeficiente de transmissão do filtro de cerca de 12%. Este valor é coerente com os valores apresentados na Tabela 3-3 para a amplitude da interferência. Resumindo, a componente a 100 Hz e amplitude da interferência sofrem ambas uma atenuação semelhante (18.6 dB). Para as outras componentes espectrais, a atenuação ronda os 27 dB, a que corresponde um coeficiente de transmissão de 4.5%. Este valor que está próximo dos valores medidos para o coeficiente de transmissão do filtro óptico para a corrente I_B produzida por lâmpadas fluorescentes (Tabela 3-2). Resumindo, as componentes espectrais de frequência superior a

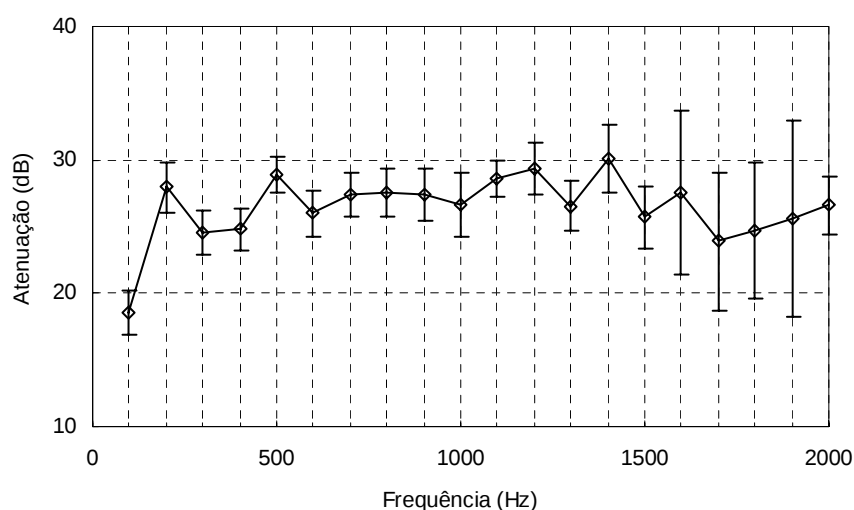


Figura 3-9. Atenuação produzida pela filtragem óptica em cada componente espectral da interferência.

100 Hz e a corrente I_B , sofrem uma atenuação semelhante (27 dB).

Estes resultados sugerem que a radiação produzida pelas lâmpadas fluorescentes é composta por duas partes ópticas distintas às quais correspondem espectros ópticos diferentes: uma parte com mais influência na componente espectral a 100 Hz e outra parte com mais influência no valor médio da corrente e nas componentes espectrais de mais alta frequência. Os resultados aqui apresentados não são suficientes para comprovar esta hipótese, mas constituem um ponto de partida para posterior trabalho de caracterização, se tal se justificar. Uma possível origem para este fenómeno pode ser o facto das lâmpadas fluorescentes possuírem filamentos nas suas extremidades, semelhantes aos existentes nas lâmpadas incandescentes [Phi1], daí resultando que o espectro óptico da radiação produzida pelo centro das lâmpadas e pelas suas extremidades seja diferente [Nar95]. Dados experimentais complementares poderiam ser obtidos medindo estes dois espectros ópticos, mas a inexistência de equipamento apropriado não permitiu que o estudo deste fenómeno fosse mais aprofundado.

3.4.4 Relação entre a amplitude da interferência e a corrente I_B

A amplitude da interferência, bem como o valor da corrente I_B , foram registados para cada fonte de luz, com e sem a utilização de filtro óptico. Todos os valores foram medidos para uma mesma distância entre a lâmpada e o receptor óptico. Os resultados mais significativos são apresentados na Tabela 3-4. Os valores apresentados nesta tabela permitem verificar que:

- a) para as lâmpadas incandescentes, o filtro óptico apresenta a mesma eficiência na atenuação da corrente I_B e na atenuação da amplitude da interferência;

ID	I_B			Amp= $i_{\text{máximo}}-i_{\text{mínimo}}$			I_B/Amp	
	s/ filtro	c/ filtro	Efic.	s/ filtro	c/ filtro	Efic.	s/ filtro	c/ filtro
-								
L1	31 μA	20 μA	1.6	7.1 μA	4.5 μA	1.6	4.4	4.4
L7+B1	9.5 μA	0.70 μA	13.6	6.4 μA	1.4 μA	4.6	1.5	0.50
L8+B1	9.0 μA	0.80 μA	11.3	8.4 μA	1.1 μA	7.6	1.1	0.73
L9+B1	9.8 μA	0.70 μA	14.0	8.5 μA	1.5 μA	5.7	1.2	0.47
L11+B1	8.1 μA	0.60 μA	13.5	8.0 μA	1.1 μA	7.3	1.0	0.55
L12+B1	8.3 μA	0.60 μA	13.8	6.1 μA	1.3 μA	4.7	1.4	0.46
L13	2.2 μA	0.11 μA	20.0	1.6 μA	0.18 μA	8.9	1.4	0.61
L14	3.4 μA	0.17 μA	20.0	1.5 μA	0.18 μA	8.3	2.3	0.94
L15	3.1 μA	0.15 μA	20.1	0.91 μA	0.22 μA	4.1	3.4	0.68

Tabela 3-4. Relação entre os valores da corrente I_B e da amplitude da interferência.

- b) Para as lâmpadas fluorescentes, a corrente I_B é bastante mais atenuada que a amplitude da interferência, sendo por isso diferente a relação entre I_B e a amplitude da interferência, com e sem filtro óptico.

3.4.5 Transitórios iniciais

Os valores para algumas das características da radiação produzida pela iluminação artificial foram, até agora, obtidos após se ter atingido o ponto de equilíbrio térmico das lâmpadas. O tempo necessário para se atingir esse estado varia entre 5 e 15 minutos, dependendo do tipo de lâmpada. Durante o período de tempo desde que uma lâmpada é ligada até que se atinge o equilíbrio térmico, os valores da corrente I_B , a forma e a amplitude da interferência variam no tempo. Embora o comportamento da iluminação ambiente durante este período transitório não seja muito importante, por acontecer esporadicamente ao longo de um dia, alguns valores da corrente I_B e da amplitude da interferência foram medidos durante este período. No caso das lâmpadas fluorescentes, as medições iniciais foram efectuadas após a lâmpada estar definitivamente acesa (passado o período de tempo em que o estado da lâmpada alterna entre acesa e apagada). Os resultados obtidos foram os seguintes:

- a) para as lâmpadas incandescentes, os valores iniciais da corrente I_B e da amplitude da interferência são, em média, 85% do respectivo valor final;
- b) para as lâmpadas fluorescentes com balastro convencional, o valor inicial da corrente I_B é, em média, 85% do seu valor final, enquanto que o valor inicial da amplitude da interferência é, em média, 143% do valor final;
- c) para as lâmpadas fluorescentes com balastro electrónico, o valor inicial da corrente I_B é, em média, de 79% do seu valor final, enquanto que o valor inicial da amplitude da interferência é, em média, 218% do valor final.

Para as lâmpadas fluorescentes, o valor inicial da amplitude da interferência (medido depois da lâmpada estar definitivamente acesa) é muito superior ao seu valor final, sendo de esperar que os efeitos da interferência sejam consideravelmente mais nefastos durante o período inicial após a lâmpada ser ligada. Para estas lâmpadas, observaram-se também fenómenos transitórios no sinal da interferência, com amplitudes bastante grandes, imediatamente após o instante em que a lâmpada é ligada. As formas de onda resultantes não foram medidas pelo facto de ocorrerem durante um período de tempo muito reduzido (tipicamente menos de 5 segundos), não sendo por isso relevante o seu efeito no desempenho global do sistema de transmissão.

3.5. Modelação do ruído e da interferência

Nesta secção é proposto um modelo simples para a interferência produzida pela iluminação artificial. O modelo aqui proposto foi derivado a partir da caracterização experimental apresentada nas secções anteriores e destina-se a permitir avaliar o efeito da interferência no desempenho dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre. Juntamente com o modelo da interferência são apresentados valores típicos para os seus parâmetros, por forma a que a sua utilização no cálculo de desempenho dos sistemas de transmissão produza resultados para ambientes típicos, e por isso de utilização mais geral. Nesta secção é ainda analisada a influência da interferência óptica nas características do ruído quântico induzido num fotodetector do tipo PIN.

A irradiância produzida pela iluminação ambiente num dado local pode ser descrita como:

$$H_{amb}(t) = H_B + H_{interf}(t) \quad (3.1)$$

onde H_B é a irradiância média produzida pela luz solar e pela iluminação artificial e $H_{interf}(t)$ é a componente variável no tempo da irradiância produzida pela iluminação artificial, com média nula. No receptor, a potência óptica colectada pelo fotodetector é convertida numa corrente. Durante o processo de conversão opto-eléctrico é gerado ruído quântico. Assim, a corrente no fotodetector, resultante da iluminação ambiente, pode ser descrita como:

$$i_d(t) = I_B + i_{interf}(t) + i_{ruído}(t) \quad (3.2)$$

Se forem desprezadas as limitações de largura de banda impostas pelo detector, as duas primeiras componentes da corrente no fotodetector podem ser relacionadas com a irradiância através das seguintes expressões:

$$I_B = A_r \cdot R_a \cdot H_B \quad (3.3)$$

$$i_{interf}(t) = A_r \cdot R_i \cdot H_{interf}(t) \quad (3.4)$$

onde A_r é a área activa do fotodetector e R_a e R_i são os valores da responsividade do fotodetector para a irradiância média e para a sua componente variante no tempo, respectivamente. A necessidade de utilizar dois valores diferentes para a responsividade resulta das diferenças entre os espectros ópticos das componentes média e variante da irradiância, como vimos na secção anterior para o caso da irradiância produzida por lâmpadas fluorescentes. Mais ainda, uma vez que a irradiância total num determinado ponto pode ser a soma da radiação produzida por várias fontes de radiação óptica (com espectros ópticos diferentes), os valores da responsividade do fotodetector podem também ser diferentes.

3.5.1 Ruído quântico

O ruído quântico gerado no fotodetector segue uma distribuição de Poisson [Per73, Kei85]. Considerando o modelo do receptor óptico proposto por Personick, o valor quadrático médio do ruído quântico na saída do receptor é dado por [Per73]:

$$\langle n_s^2(t) \rangle = q \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \{ p(\tau) \cdot R + \lambda_0 \} \cdot h_I^2(t - \tau) \cdot d\tau \quad (3.5)$$

onde q é a carga do electrão, $p(t)$ é a potência óptica incidente no fotodetector, R é a responsividade do fotodetector (valor relativo à potência óptica total incidente), λ_0 representa a corrente escura do fotodetector em número de electrões produzidos por segundo e $h_I(t)$ é a resposta impulsional do receptor, incluindo o circuito de polarização, pré-amplificador e equalizador. A potência incidente no fotodetector é dada por:

$$p(t) = [H_s(t) + H(t)] \cdot A_r \quad (3.6)$$

onde $H_s(t)$ é a irradiância produzida pelo sinal óptico transmitido.

Na grande maioria dos casos, a corrente escura no fotodetector é desprezável e a irradiância produzida pela iluminação ambiente é ordens de grandeza superior à irradiância produzida pelo sinal transmitido. Nesses casos, o valor quadrático médio do ruído quântico pode reduzir-se a:

$$\langle n_s^2(t) \rangle \approx q \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \{ I_B + i_{interf}(\tau) \} \cdot h_I^2(t - \tau) \cdot d\tau \quad (3.7)$$

Nas condições referidas e na ausência de interferência, o ruído quântico é um processo estacionário. Nestes casos podemos modelar o ruído na forma de uma fonte de corrente de ruído na entrada do receptor, com uma densidade espectral de potência igual a:

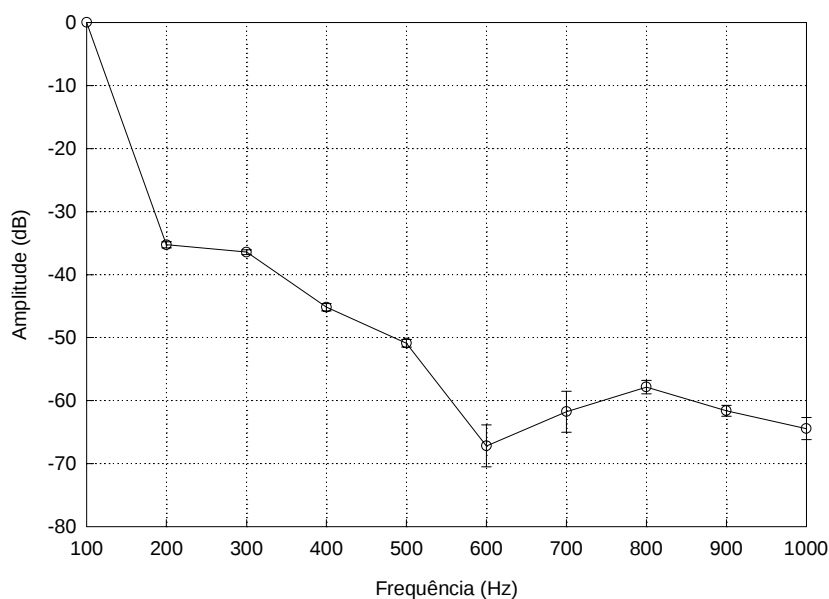
$$N_0 \approx q \cdot I_B \quad (3.8)$$

Nos casos em que existe interferência o cálculo da potência do ruído deve ser feita utilizando a expressão (3.7). No entanto, em alguns casos, a irradiância média produzida pela iluminação ambiente é muito superior às variações temporais dessa mesma irradiância, pelo que a expressão (3.8) constitui uma boa aproximação para o cálculo da potência do ruído. Situações destas podem encontrar-se em ambientes em que, apesar de existir iluminação artificial, a iluminação solar é muito intensa.

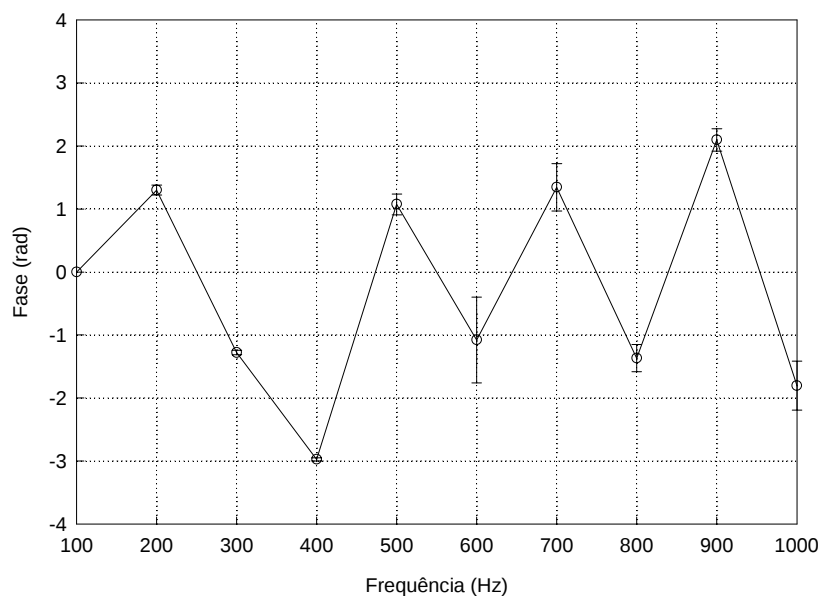
Nas secções seguintes apresentam-se os modelos e respectivos valores dos parâmetros para a interferência produzida pelas três classes de lâmpadas.

3.5.2 Lâmpadas incandescentes

A partir das formas de onda temporais da interferência produzida pelas lâmpadas incandescentes, foi calculada a amplitude e fase de cada uma das componentes espectrais, através da utilização da Transformada Discreta de Fourier. Como vimos na secção anterior, o espectro da interferência tem a forma de um espectro de riscas, com a componente fundamental a 100 Hz. Na Figura 3-10 são apresentados os valores médios da amplitude de



a)



b)

Figura 3-10. Valores médios da a) amplitude e b) fase, das diversas componentes espectrais da interferência produzida pelas lâmpadas incandescentes.

cada componente espectral, bem como os respectivos valores médios da fase, para frequências até 1 kHz. Todos os valores estão normalizados para os valores da componente fundamental. Juntamente com estes valores são apresentados os respectivos intervalos de confiança (95%), os quais mostram a enorme semelhança entre os valores produzidos pelas diversas lâmpadas.

Assim, a interferência produzida pelas lâmpadas incandescentes pode ser descrita pela sua série de Fourier como:

$$i_{incand}(t) = \frac{I_B}{A_1} \cdot \sum_{i=1}^{10} a_i \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot i \cdot t + \phi_i) \quad (3.9)$$

onde a_i e ϕ_i representam a amplitude e fase de cada componente espectral, I_B é a corrente média produzida no fotodetector e A_1 é a constante que relaciona a amplitude da interferência com a corrente I_B , sendo o seu valor médio de 8.7.

No caso das lâmpadas incandescentes, os coeficientes da série de Fourier são muito semelhantes para todas as lâmpadas testadas, como mostra a Figura 3-10, pelo que os valores médios respectivos podem ser usados como valores típicos. Na equação (3.9) foram considerados apenas a componente fundamental da interferência e os primeiros nove harmônicos (até 1 kHz), uma vez que a potência dos harmônicos superiores é muito reduzida quando comparada com a componente fundamental. Os valores médios dos coeficientes da série de Fourier são apresentados na Tabela 3-5.

A utilização da equação (3.9), juntamente com o valor de A_1 e os valores apresentados na Tabela 3-5, permite reconstruir a interferência produzida pelas lâmpadas incandescentes num determinado local, bastando para tal que seja conhecido o valor da corrente I_B .

i	a_i	ϕ_i
1	1.0	0.00
2	1.72×10^{-2}	1.30
3	1.50×10^{-2}	-1.28
4	5.51×10^{-3}	-2.98
5	2.85×10^{-3}	1.07
6	4.37×10^{-4}	-1.08
7	8.17×10^{-4}	1.34
8	1.28×10^{-3}	-1.37
9	8.30×10^{-4}	2.09
10	6.00×10^{-4}	-1.80

Tabela 3-5. Valores médios dos coeficientes da série de Fourier, para as lâmpadas incandescentes.

3.5.3 Lâmpadas fluorescentes com balastro convencional

Para as lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais foi igualmente calculado o espectro a partir das formas de onda temporais, tendo-se concluído que:

- para frequências até cerca de 2 kHz, o espectro da interferência é muito semelhante para todas as lâmpadas;
- para frequências superiores a 2 kHz, a forma do espectro de potência da interferência apresenta diferenças consideráveis;
- as componentes espectrais de maior potência encontram-se na gama de frequências até 2 kHz. A potência de todas as componentes de frequência superior está mais de 40 dB abaixo da potência da componente mais forte (100 Hz).

Dadas estas características da interferência, o modelo aqui proposto apenas considera as componentes espectrais até 2 kHz.

Na secção anterior observou-se que, para as lâmpadas fluorescentes, a componente fundamental era a 50 Hz e que os harmónicos ímpares tinham amplitude mais baixa que os harmónicos pares. Na Figura 3-11, mostram-se os valores médios da amplitude de cada harmónico da interferência até 2 kHz, bem como os respectivos intervalos de confiança (95%).

Para as lâmpadas fluorescentes, os espectros de potência da interferência produzida por cada lâmpada apresentam diferenças bem maiores que no caso das lâmpadas incandescentes,

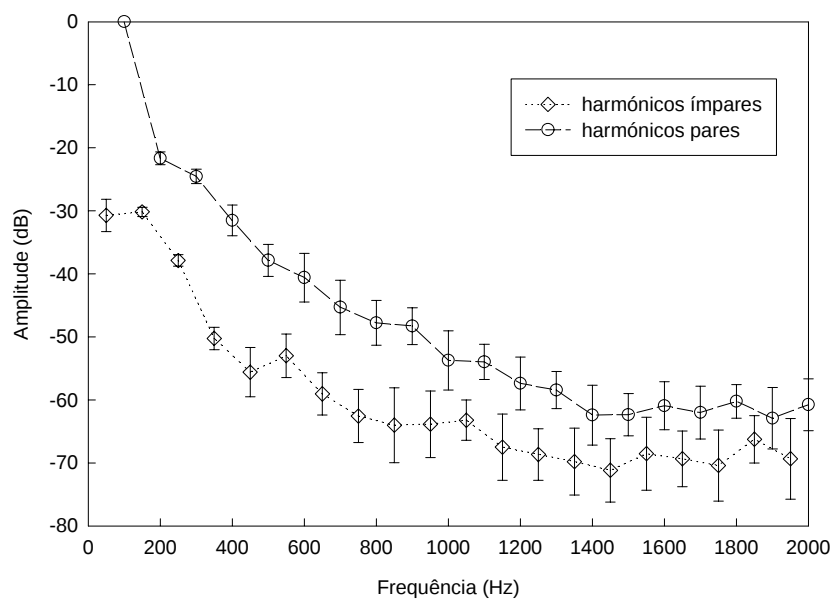


Figura 3-11. Valores médios da amplitude das diversas componentes espectrais da interferência produzida pelas lâmpadas fluorescentes.

como mostram os intervalos de confiança. Na Figura é também clara a diferença existente entre a amplitude dos harmónicos pares e ímpares. Por esta última razão, descrevemos a interferência produzida pelas lâmpadas fluorescentes como a soma de duas séries de Fourier:

$$i_{fluor}(t) = \frac{I_B}{A_2} \cdot \sum_{i=1}^{20} \left[b_i \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (100 \cdot i - 50) \cdot t + \varphi_i) + c_i \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot i \cdot t + \phi_i) \right] \quad (3.10)$$

onde b_i e φ_i representam a amplitude e fase dos harmónicos ímpares e c_i e ϕ_i representam a amplitude e fase dos harmónicos pares. I_B é a corrente média no fotodetector e A_2 é a constante que relaciona a amplitude da interferência com I_B .

Embora para este tipo de lâmpadas os valores dos diversos parâmetros, para cada lâmpada particular, tomem valores num intervalo maior que para as lâmpadas incandescentes, podem ainda utilizar-se os valores médios como representativos desta classe. Assim, A_2 tem um valor médio de 1.6, enquanto que para os coeficientes das séries de Fourier podem ser utilizados os valores médios apresentados na Tabela 3-6.

3.5.4 Lâmpadas fluorescentes com balastro electrónico

Para as lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos a forma da interferência é um pouco mais complexa. Em primeiro lugar existem duas componentes no

i	b_i	φ_i	c_i	ϕ_i
1	1.00	4.65	2.91×10^{-2}	0.00
2	8.24×10^{-2}	2.86	3.10×10^{-2}	0.08
3	5.92×10^{-2}	5.43	1.27×10^{-2}	6.00
4	2.65×10^{-2}	3.90	3.07×10^{-3}	5.31
5	1.28×10^{-2}	2.00	1.66×10^{-3}	2.27
6	9.32×10^{-3}	5.98	2.24×10^{-3}	5.70
7	5.42×10^{-3}	2.38	1.12×10^{-3}	2.07
8	4.07×10^{-3}	4.35	7.45×10^{-4}	3.44
9	3.85×10^{-3}	5.87	6.30×10^{-4}	5.01
10	2.05×10^{-3}	0.70	6.41×10^{-4}	6.01
11	2.00×10^{-3}	1.26	6.90×10^{-4}	6.00
12	1.35×10^{-3}	1.29	4.22×10^{-4}	6.17
13	1.20×10^{-3}	1.28	3.69×10^{-4}	5.69
14	7.57×10^{-4}	0.63	3.24×10^{-4}	5.37
15	7.62×10^{-4}	6.06	2.76×10^{-4}	4.00
16	9.00×10^{-4}	5.49	3.74×10^{-4}	3.69
17	7.93×10^{-4}	4.45	3.40×10^{-4}	1.86
18	9.74×10^{-4}	3.24	3.01×10^{-4}	1.38
19	7.14×10^{-4}	2.07	4.86×10^{-4}	5.91
20	9.15×10^{-4}	0.87	3.42×10^{-4}	4.88

Tabela 3-6. Valores médios dos coeficientes das séries de Fourier, para as lâmpadas fluorescentes.

espectro da interferência: uma às baixas frequências, semelhante à das lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais, e outra, às altas frequências, resultante do balastro electrónico. Assim, a interferência produzida por este tipo de lâmpadas pode ser decomposta em duas partes:

$$i_{elect}(t) = i_{baixa}(t) + i_{alta}(t) \quad (3.11)$$

onde

$$i_{baixa}(t) = \frac{I_B}{A_3} \cdot \sum_{i=1}^{20} [b_i \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (100 \cdot i - 50) \cdot t + \varphi_i) + c_i \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot i \cdot t + \phi_i)] \quad (3.12)$$

descreve a componente às baixas frequências, tal como para as lâmpadas com balastro convencional, e:

$$i_{alta}(t) = \frac{I_B}{A_4} \cdot \sum_{j=1}^{n3} d_j \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{alta} \cdot j \cdot t + \theta_j) \quad (3.13)$$

descreve a componente às altas frequências.

Para a componente às baixas frequências, os valores dos coeficientes das séries de Fourier são semelhantes aos correspondentes às lâmpadas equipadas com balastros convencionais, podendo utilizar-se os valores apresentados na Tabela 3-6.

Para a componente às altas frequências, os valores dos parâmetros são tão diferentes para cada conjunto lâmpada/balastro que se torna muito difícil definir valores típicos. Uma das grandes diferenças entre os espectros de potência da interferência produzida pelos diversos conjuntos lâmpada/balastro é a frequência de comutação do balastro. Outra grande diferença é a relação entre a amplitude da componente às baixas frequências e a da componente às altas frequências. Por estas razões não são apresentados valores típicos para os parâmetros da componente às altas frequências. Em alternativa, e por forma a que, ainda assim, seja possível avaliar o efeito deste tipo de interferência nos sistemas de transmissão, são apresentados valores para um caso particular.

Na Tabela 3-7 são apresentados os valores dos coeficientes da série que representa a componente às altas frequências para a interferência produzida pelo conjunto L12+B2, cuja forma de onda e respectivo espectro estão representados nas Figura 3-7a e Figura 3-8a. Para este caso, $A_3 \approx 5.9$, $A_4 \approx 2.1$ e $f_{alta} \approx 37.5$ kHz.

i	d_i	θ_j
1	7.76×10^{-2}	5.09
2	1.00	0.00
4	2.66×10^{-1}	2.37
6	3.16×10^{-2}	5.86
8	2.02×10^{-2}	2.04
10	1.72×10^{-2}	2.75
12	1.08×10^{-2}	3.55
14	7.33×10^{-3}	4.15
16	4.79×10^{-3}	1.64
18	3.94×10^{-3}	4.51
20	2.21×10^{-3}	3.55
22	1.80×10^{-3}	1.78

Tabela 3-7. Valores dos coeficientes da série que representa as componentes de alta frequência da interferência produzida por uma lâmpada fluorescente equipada com balastro electrónico (L12+B2).

3.6. Verificação da validade dos modelos

Os modelos da interferência propostos na secção anterior destinam-se a avaliar os efeitos da interferência no desempenho dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre. No sentido de verificar se estes modelos são adequados para esse fim, procedemos à avaliação do desempenho de alguns sistemas de transmissão, utilizando os modelos e respectivos parâmetros propostos na secção anterior e também utilizando formas de onda temporais reais, obtidas experimentalmente. Este processo foi repetido para sistemas de transmissão utilizando modulação OOK e 16-PPM sob o efeito de ruído quântico e dos vários tipos de interferência. A comparação dos resultados obtidos utilizando os modelos propostos com os resultados obtidos utilizando formas de onda temporais reais, tem como objectivo verificar vários aspectos:

- a) se existem diferenças consideráveis entre os resultados obtidos através dos modelos propostos e as formas de onda experimentais, isto é, se os modelos são adequados;
- b) se existem diferenças consideráveis entre os resultados para diferentes lâmpadas, isto é, se as diferenças existentes entre a interferência produzida por cada lâmpada particular conduzem a diferenças consideráveis entre os resultados de desempenho dos sistemas de transmissão.
- c) se as formas de onda descritas pelos modelos e respectivos valores dos parâmetros são representativos de cada classe de interferência;

Os resultados que se apresentam a seguir foram obtidos recorrendo aos métodos analíticos e de simulação descritos no Capítulo 4. A avaliação dos efeitos da interferência foi efectuada para sistemas com uma taxa de transmissão de 100 kbps e utilizando modulação OOK e 16-PPM com detecção MAP. Foi escolhida a taxa de 100 kbps pelo facto dos efeitos da

interferência se fazerem sentir com mais intensidade em sistemas com baixas taxas de transmissão [Mor96]. O modelo do sistema de transmissão utilizado foi o descrito no Capítulo 4. Na avaliação do desempenho dos sistemas de transmissão considerou-se que o ruído quântico era estacionário e com igual potência em todos os casos, incluindo os casos sem interferência. Os resultados baseados nos modelos da interferência foram obtidos analiticamente e/ou por simulação. Os dois métodos produziram resultados muito semelhantes, tendo-se recorrido a simulação em alguns casos devido aos elevados tempos computacionais exigidos pela solução analítica. Os resultados baseados em formas de onda reais foram obtidos por simulação.

3.6.1 Lâmpadas incandescentes

Na Figura 3-12 mostram-se os valores da probabilidade de erro de bit em função da potência óptica recebida, para um sistema OOK a 100 kbps, sob o efeito de interferência produzida por lâmpadas incandescentes. Juntamente, mostra-se a curva respectiva para o caso em que apenas existe ruído quântico. Os valores representados por curvas foram obtidos por métodos analíticos. Os valores representados por marcas foram obtidos por simulação.

Neste caso, os valores da PEB obtidos recorrendo ao modelo da interferência estão muito próximos dos valores obtidos utilizando formas de onda reais. Também as diferenças entre os valores da PEB relativos às duas lâmpadas são muito reduzidas. Entre todos os valores

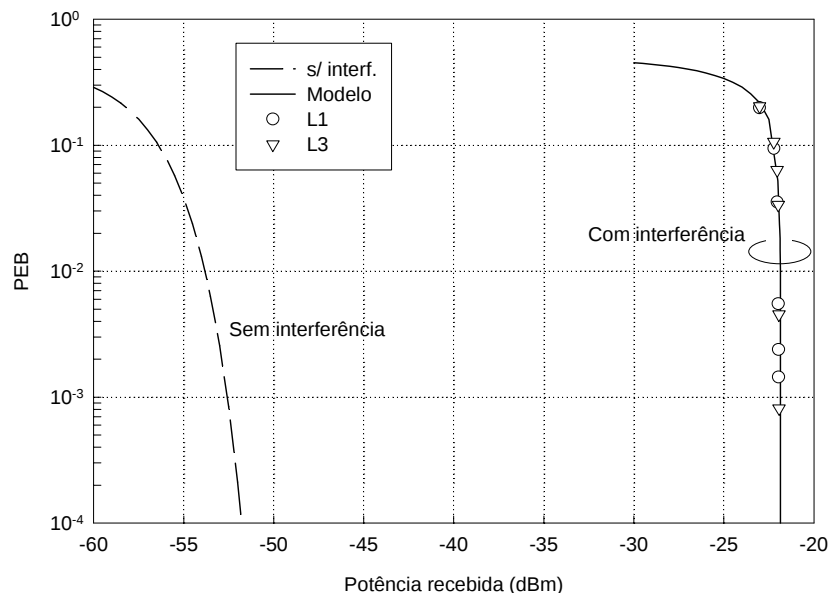


Figura 3-12. Comparação do modelo com formas de onda reais da interferência produzida por lâmpadas incandescentes; desempenho de sistemas OOK.

obtidos para a mesma potência óptica recebida, as diferenças são sempre inferiores a 0.5 dB. Estes resultados são coerentes com a caracterização experimental deste tipo de interferência, na qual se observou diferenças entre as formas de onda produzidas por lâmpadas diferentes muito reduzidas.

Na Figura 3-13 mostram-se os resultados relativos a um sistema utilizando 16-PPM com detecção MAP. Também neste caso os valores obtidos recorrendo ao modelo estão muito próximos dos resultados obtidos através das formas de onda reais. As maiores diferenças são para valores elevados da PEB. No entanto, estas diferenças não ultrapassam 1 dB. Estes resultados permitem concluir que, nos casos considerados, o modelo e respectivos valores dos parâmetros propostos para a interferência produzida por lâmpadas incandescentes é apropriado.

3.6.2 Lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais

Na Figura 3-14 mostram-se os valores da probabilidade de erro de bit em função da potência óptica recebida, para um sistema OOK a 100 kbps, sob o efeito de interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais. Neste caso os valores relativos à utilização do modelo da interferência foram obtidos por simulação. Para valores baixos da PEB, os valores obtidos através da utilização do modelo estão bastante próximos dos valores relativos às formas de onda reais, com diferenças inferiores a 0.4 dB. Para valores elevados da PEB observam-se diferenças que atingem cerca de 2 dB.

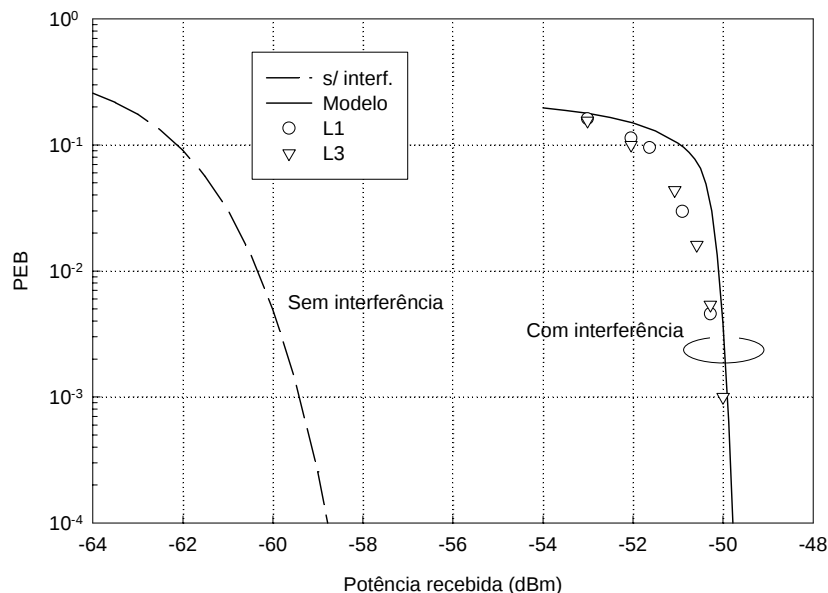


Figura 3-13. Comparação do modelo com formas de onda reais da interferência produzida por lâmpadas incandescentes; desempenho de sistemas 16-PPM com detecção MAP.

Na Figura 3-15 mostram-se os resultados relativos a um sistema utilizando 16-PPM com detecção MAP. Também neste caso, todos os valores de PEB sob o efeito de interferência foram obtidos por simulação. Uma vez mais, os valores da PEB obtidos através do modelo estão muito próximos dos valores relativos às formas de onda reais. Entre todos os valores

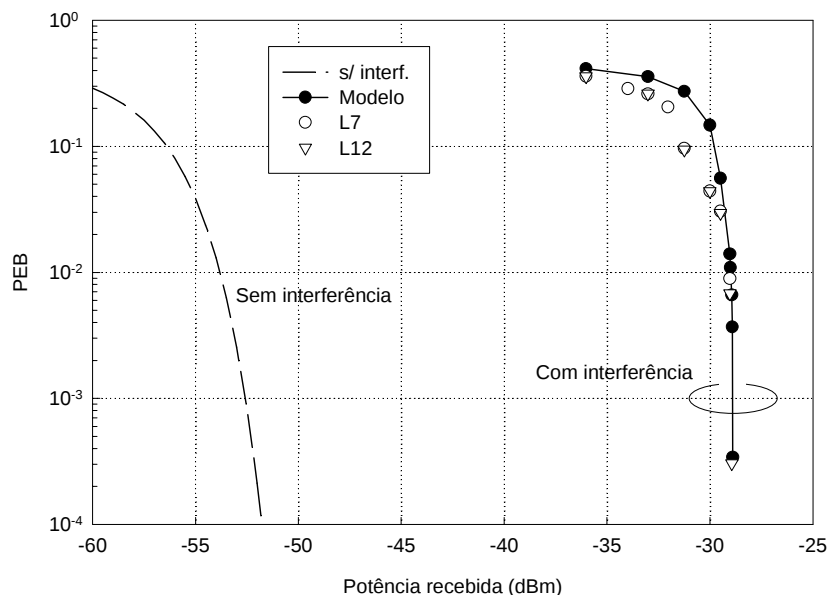


Figura 3-14. Comparação do modelo com formas de onda reais da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastos convencionais; desempenho de sistemas OOK.

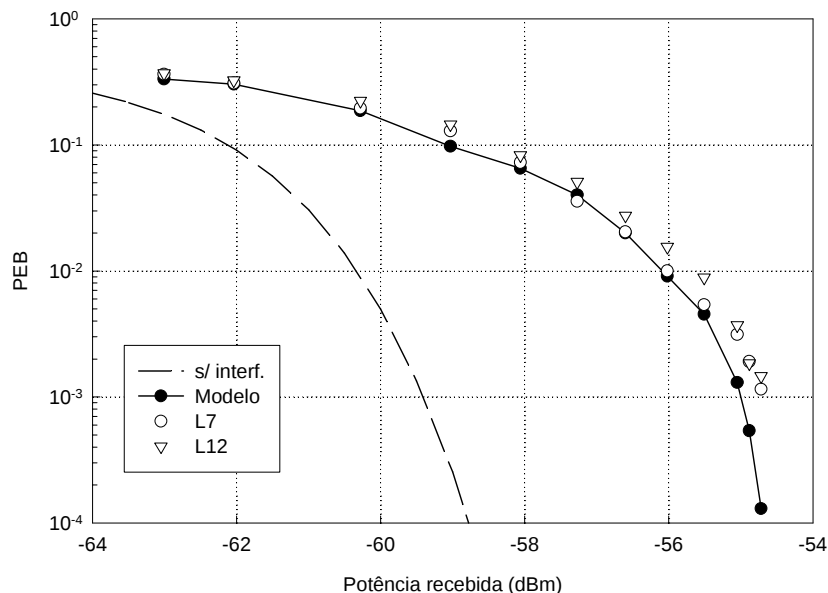


Figura 3-15. Comparação do modelo com formas de onda reais da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastos convencionais; desempenho de sistemas 16-PPM com detecção MAP.

calculados, as diferenças não ultrapassam 0.3 dB. No entanto, neste caso, a utilização do modelo conduz a menores valores da PEB. Este resultado pode ser explicado pelo facto do modelo não incluir as componentes espectrais da interferência com frequências superiores a 2 kHz. De qualquer forma, uma vez que as diferenças não são significativas, o modelo proposto mostra-se apropriado.

3.6.3 Lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos

Na Figura 3-16 mostram-se os valores da probabilidade de erro de bit em função da potência óptica recebida, para um sistema OOK a 100 kbps, sob o efeito de interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos. Recorde-se que para este tipo de interferência, os parâmetros do modelo relativos às componentes de mais alta frequência foram extraídos da interferência produzida por um único conjunto lâmpada+balastro (L12+B2). Esse facto está representado na Figura 3-16, onde se pode ver que os resultados obtidos através do modelo e através da forma de onda produzida pelo conjunto L12+B2 são muito semelhantes. Os resultados relativos ao outro conjunto lâmpada+balastro estão mais distantes dos resultados obtidos através do modelo, principalmente para valores baixos da PEB. Neste caso, as diferenças atingem 1.6 dB.

Na Figura 3-17 mostram-se os resultados relativos a um sistema utilizando 16-PPM com detecção MAP. Uma vez mais, os resultados relativos ao conjunto L12+B2 estão mais

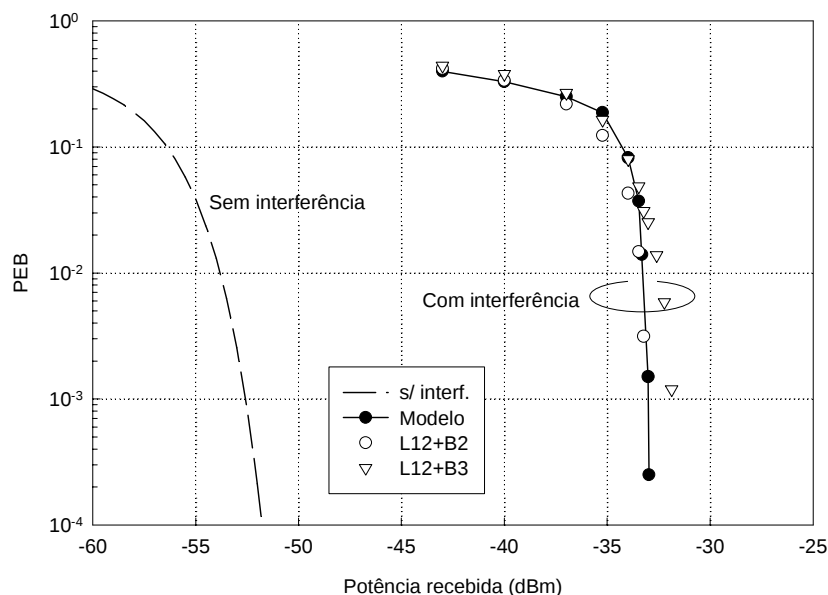


Figura 3-16. Comparação do modelo com formas de onda reais da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos; desempenho de sistemas OOK.

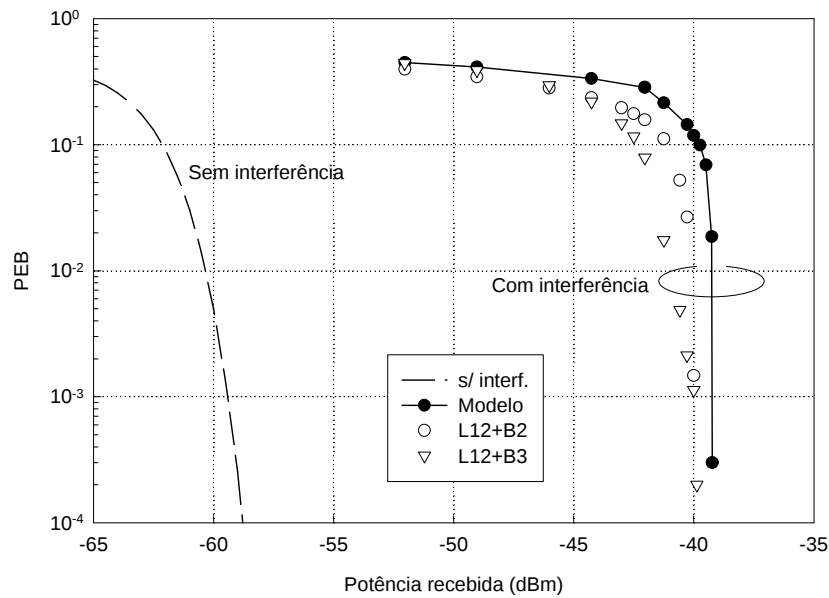


Figura 3-17. Comparação do modelo com formas de onda reais da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastos electrónicos; desempenho de sistemas 16-PPM com detecção MAP.

próximos dos resultados obtidos através do modelo. Para valores elevados da PEB, observam-se diferenças significativas entre os resultados obtidos através do modelo e os resultados relativos às formas de onda reais. Para valores da PEB entre 10^{-2} e 10^{-1} , as diferenças atingem os 2.8 dB. Para valores da PEB mais baixos, estas diferenças são menores, e os vários resultados aproximam-se. Para valores da PEB entre 10^{-4} e 10^{-2} , as diferenças reduzem-se para valores inferiores a 1 dB. As diferenças devem-se ao facto do modelo apenas incluir um conjunto limitado das componentes espectrais da interferência. Neste caso, a truncagem do espectro da interferência resulta nas maiores diferenças observadas para as três classes de interferência.

Para este tipo de interferência observam-se também maiores diferenças de desempenho entre os resultados relativos aos dois conjuntos lâmpada+balastro. Estes resultados são coerentes com as diferenças observadas na interferência produzida pelos diversos conjuntos. Desta forma, e dado que para valores da PEB de interesse prático essas diferenças não atingem os 2 dB, os modelos propostos podem considerar-se apropriados.

3.7. Conclusões

O ruído e a interferência produzidos pela iluminação ambiente foram caracterizados experimentalmente, tendo sido identificados quatro tipos de fonte de iluminação ambiente:

- a) radiação solar;
- b) lâmpadas incandescentes;
- c) lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais;
- d) lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos.

Para cada um destes tipos foi caracterizado o valor médio da irradiância produzida através da medição da corrente induzida no fotodetector (corrente I_B). A caracterização da irradiância média foi completada com medições efectuadas em quatro casos típicos de iluminação ambiente, incluindo iluminação natural e artificial. Os resultados mostram que a radiação solar produz níveis de irradiância muito elevados, constituindo a fonte de ruído quântico mais importante.

Para a iluminação artificial foi caracterizada a interferência (variações temporais da irradiância) produzida por cada tipo de lâmpada, através de medições experimentais, tendo-se concluído que cada tipo de lâmpada, ou conjunto lâmpada+balastro, produz interferência com características diferentes:

- a) as lâmpadas incandescentes produzem um sinal interferidor cuja forma é a de uma sinusóide quase perfeita. O respectivo espectro de potência ocupa uma gama de frequências até cerca de 1 kHz. Todas as lâmpadas incandescentes produzem interferência muito semelhante.
- b) as lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais produzem interferência que ocupa uma gama de frequências mais larga que as lâmpadas incandescentes, até cerca de 20 kHz. No entanto, todas as componentes espectrais de frequência superior a 2 kHz estão mais de 40 dB abaixo da componente mais forte. Também até cerca de 2 kHz, o espectro de potência da interferência produzida pelos vários conjuntos lâmpada+balastro é bastante semelhante, apresentando diferenças significativas apenas para frequências mais elevadas.
- c) as lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos produzem interferência de banda relativamente larga, com espectros que se estendem até cerca de 1 MHz. O espectro de potência apresenta duas componentes distintas: uma às baixas frequências, semelhante à produzida pelas lâmpadas com balastro convencional, e uma outra a mais altas frequências resultante da frequência de comutação dos balastros electrónicos.

Sendo a filtragem óptica uma das formas utilizadas no combate dos efeitos da iluminação ambiente, a sua eficiência na redução da irradiância no fotodetector foi avaliada experimentalmente, tendo-se concluído que:

- a) a filtragem óptica é mais eficiente para a radiação produzida por lâmpadas fluorescentes que para os restantes tipos de iluminação ambiente;
- b) para as lâmpadas fluorescentes, a eficiência do filtro óptico é maior na redução da corrente I_B que na redução da amplitude da interferência.

Para a interferência produzida pela iluminação artificial foi proposto um modelo destinado a permitir a avaliação dos seus efeitos no desempenho dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre. Para cada tipo de interferência foi proposto um modelo e foram apresentados valores típicos para os respectivos parâmetros. A validade dos modelos e parâmetros propostos foi avaliada tendo-se verificado que os resultados obtidos através do modelo são muito semelhantes aos resultados obtidos através da utilização de formas de onda experimentais da interferência.

O trabalho descrito neste capítulo apresenta uma caracterização da iluminação ambiente considerando cada fonte de radiação individualmente. A caracterização da distribuição das fontes de iluminação e da distribuição espacial da irradiância por elas produzida em ambientes interiores constitui outra faceta da completa caracterização da iluminação ambiente. Neste contexto, foram já publicados alguns resultados experimentais relativos à distribuição do ruído quântico numa sala [Gfe94, Tav95b], obtidos a partir de medições da irradiância média produzida pela iluminação ambiente. No entanto, os resultados apresentados são relativos a casos particulares de iluminação, pelo que as conclusões obtidas são limitadas. Assim, esta área de investigação requer ainda bastante trabalho até que possam ser criados modelos para a distribuição típica da iluminação ambiente.

Um outro aspecto está relacionado com a directividade, ou diagrama de radiação, das diversas fontes de iluminação ambiente [Tav95b]. Este aspecto é relevante para a avaliação do desempenho de algumas técnicas tal como a utilização de diversidade angular no receptor [Val94]. Embora existam já modelos para alguns tipos de lâmpadas [Tav95b], existem ainda muitos outros por caracterizar.

Uma vez estando mais desenvolvido o trabalho descrito nos dois últimos parágrafos, seria interessante integrar, num modelo único, as várias componentes que caracterizam a iluminação ambiente, das quais o trabalho descrito neste Capítulo é uma delas.

Capítulo 4

Efeitos da interferência da luz ambiente no desempenho dos sistemas de transmissão

4.1 Introdução

O desempenho dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre é afectado pela presença da iluminação ambiente, natural e artificial, a qual induz ruído quântico e interferência. O ruído quântico, induzido pela iluminação ambiente, constitui uma das maiores limitações ao desempenho dos sistemas de transmissão. Em [Gfe94, Tav95b] são apresentados resultados experimentais da distribuição espacial do nível de ruído quântico em ambientes interiores, os quais mostram que, em determinadas condições, os níveis de ruído podem ser muito elevados. Em particular, os níveis de ruído induzidos pela luz solar junto às janelas e os níveis de ruído sob lâmpadas incandescentes direccionais podem ser muito elevados. No que se refere à interferência produzida pela iluminação artificial, os seus efeitos no desempenho dos sistemas de transmissão têm também sido referidos por diversos autores [Gfe79, Kav85, Geo88, Mar94, Lee95], sendo reconhecido que a sua presença pode conduzir a penalidades de potência consideráveis. Este facto é suportado por alguns resultados experimentais [Mar94, Tav95], os quais mostram que a presença de iluminação artificial deteriora o desempenho dos sistemas, resultando em penalidades de potência óptica, em alguns casos muito elevadas.

Uma das técnicas mais frequentemente utilizada para combater os efeitos da interferência óptica induzida pela iluminação artificial é a filtragem eléctrica passa-alto. A filtragem passa-alto permite reduzir os efeitos da interferência mas introduz também interferência-entre-símbolos (ISI). Em [Mal95, Val94b] foi avaliada a penalidade provocada pela interferência-

entre-símbolos introduzida pela filtragem passa-alto utilizada para combater a interferência. No entanto, os efeitos da interferência no desempenho dos sistemas de transmissão não têm sido quantificados.

O objectivo do trabalho apresentado neste Capítulo é avaliar os efeitos da interferência produzida pela iluminação ambiente artificial no desempenho dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre. A análise efectuada limita-se a sistemas de transmissão digital. Como resultado pretende-se avaliar o desempenho de algumas técnicas de modulação quando sob efeito da interferência, e verificar se as vantagens demonstradas por algumas dessas técnicas num canal sem interferência se mantêm quando em presença de interferência. Neste contexto, a medida de desempenho adoptada será a eficiência em termos de potência óptica, ou seja, a potência óptica necessária para uma dada probabilidade de erro.

Na secção 2 é descrito o modelo do sistema de transmissão utilizado na avaliação do desempenho de algumas técnicas de modulação. Na secção 3 é feita a análise de desempenho para um canal sem interferência óptica, considerando no entanto a existência de ruído quântico induzido pela iluminação ambiente. Os resultados obtidos nestas condições serão usados como referência para o cálculo das penalidades induzidas pela interferência óptica. Na secção 4 a análise de desempenho é estendida para incluir os efeitos da interferência óptica, e são apresentados alguns resultados dos seus efeitos nos sistemas de transmissão. Na secção 5 são apresentadas as conclusões e identificadas alguns assuntos que requerem um estudo mais aprofundado.

4.2 Modelo do sistema de transmissão

A Figura 4-1 apresenta o modelo do sistema de transmissão considerado no estudo dos efeitos da iluminação ambiente.

Os sistemas de transmissão ópticos que consideramos neste trabalho utilizam modulação da intensidade de uma portadora óptica e detecção directa.

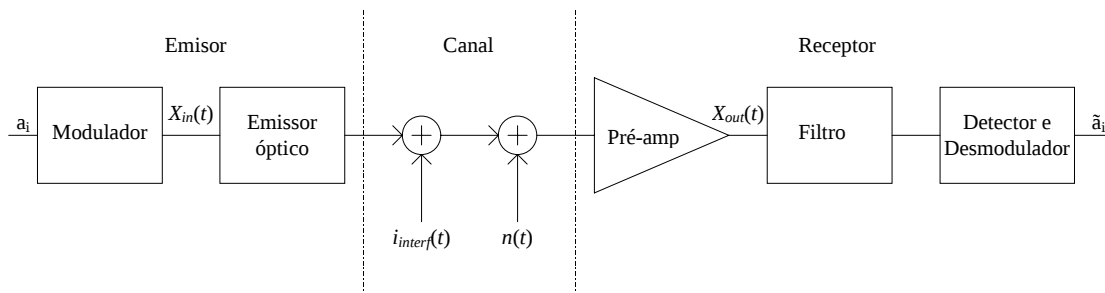


Figura 4-1. Modelo do sistema de transmissão.

Como vimos no Capítulo 2, diversas técnicas de modulação e codificação têm sido propostas para os sistemas de transmissão ópticos em espaço livre. De entre essas, este trabalho considera as seguintes: OOK-NRZ, L-PPM e BPSK. A razão desta escolha resulta do facto de serem estas as técnicas mais frequentemente utilizadas e por constituírem um conjunto representativo das várias técnicas propostas para este tipo de sistemas. Por outro lado, cada uma destas técnicas apresenta características bastante diferentes (formato dos sinais, ocupação espectral), pelo que interessa avaliar o seu desempenho num canal com interferência. O código de Manchester tem também sido proposto para sistemas de transmissão ópticos em espaço livre, principalmente pelo facto de ser esta a técnica utilizada na camada física de algumas redes de área local, como seja a *Ethernet*. A análise do desempenho do código de Manchester pode ser efectuada como um caso particular de L-PPM (2-PPM), pelo que o estudo deste código de linha está incluído no estudo de L-PPM.

Para cada uma das técnicas de modulação consideradas, a sequência de bits a transmitir $a_i = \{0,1\}$ é seccionada em palavras de um ou mais bits, as quais são transmitidas na forma de um símbolo. O sinal constituído pela sequência dos símbolos referidos, $X_{in}(t)$, é então utilizado para modular a intensidade de uma portadora óptica.

Em OOK-NRZ cada bit é transmitido independentemente dos outros, na forma da ausência ou presença dum impulso de duração $T_b = 1/R_b$, onde R_b é a taxa de transmissão em bits por segundo. O sinal à entrada do emissor óptico pode então ser descrito por:

$$X_{in}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot h_p(t - n \cdot T_b) \quad (4.1)$$

onde $h_p(t)$ representa o impulso elementar com formato rectangular dado por:

$$h_p(t) = \begin{cases} 2 \cdot P_{avr} & , 0 \leq t < T_b \\ 0 & , \text{outros casos} \end{cases} \quad (4.2)$$

onde P_{avr} é a potência óptica média transmitida.

Para BPSK utiliza-se uma portadora eléctrica cuja fase é modulada em função do bit a transmitir: 0 para o bit '0' e π para o bit '1'. O sinal à entrada do emissor óptico pode então ser descrito por:

$$X_{in}(t) = P_{avr} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} [1 + (2 \cdot a_n - 1) \cdot h_p(t - n \cdot T_b)] \quad (4.3)$$

com a forma do sinal elementar $h_p(t)$ dado por:

$$h_p(t) = \begin{cases} \cos(w_p \cdot t) & , 0 \leq t < T_b \\ 0 & , \text{outros casos} \end{cases} \quad (4.4)$$

onde w_p é a frequência da portadora eléctrica utilizada.

Para L-PPM, ou PPM de ordem k , cada palavra de k bits é codificada num dos $L=2^k$ símbolos possíveis. Cada símbolo, de duração $T_w = k \cdot T_b$, está dividido em L partes iguais, de duração $T_s = k \cdot T_b / L$, que designaremos por *posições*. Um símbolo é constituído por um impulso de duração T_s transmitido numa das L posições possíveis, como mostra a Figura 4-2 para $k=2$ (4-PPM).

Assumindo a utilização de impulsos rectangulares da forma:

$$h_p(t) = \begin{cases} L \cdot P_{avr} & , 0 \leq t < T_s \\ 0 & , \text{outros casos} \end{cases} \quad (4.5)$$

o sinal à entrada do emissor óptico é dado por:

$$X_{in}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \cdot h_p(t - n \cdot T_s) \quad (4.6)$$

onde b_n representa a sequência de impulsos resultante da conversão das palavras de k bits nos respectivos símbolos L-PPM.

O emissor óptico é constituído por um ou mais díodos emissores de luz (LEDs ou LASERs). Na avaliação dos efeitos da interferência, assumimos que não existem limitações impostas pelo emissor óptico. Para velocidades de transmissão baixas, até cerca de 1 Mbps, esta aproximação é válida mesmo quando são utilizados LEDs. Para velocidades de transmissão mais elevadas, a utilização de díodos LASER permite igualmente que esta aproximação seja válida. Desta forma, o sinal óptico transmitido pode também ser descrito por $X_{in}(t)$.

Durante a propagação do sinal óptico no canal, este é atenuado e sofre dispersão

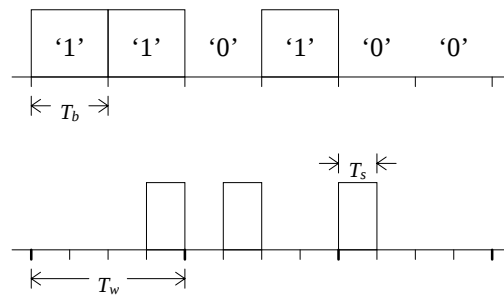


Figura 4-2. Exemplo dum sinal 4-PPM.

provocada pela propagação multi-percurso. A resposta impulsional do canal óptico depende bastante das características da sala considerada e do modo de propagação utilizado (difuso, quasi-difuso ou em linha de vista). No sentido de isolar os efeitos da interferência dos efeitos da dispersão multi-percurso, assumimos que no canal de transmissão não existe dispersão multi-percurso. Assumimos igualmente que a largura de banda do andar de entrada do receptor (circuito de polarização do fotodetector e pré-amplificador) é muito superior à largura de banda do sinal recebido e que o ruído gerado no pré-amplificador é desprezável comparado com o ruído quântico induzido pela iluminação ambiente. Estas aproximações são válidas para um receptor correctamente desenhado e para a maioria dos casos típicos de iluminação ambiente. Nestas condições, o sinal à saída do pré-amplificador, proporcional à corrente no fotodetector, é dado por:

$$X_{out}(t) = A_c \cdot R \cdot X_{in}(t) + i_{interf}(t) + I_B + i_{ruído}(t) \quad (4.7)$$

onde A_c representa a atenuação do canal, R é a responsividade do fotodetector, $X_{in}(t)$ é o sinal originalmente transmitido, $i_{interf}(t)$ representa a interferência produzida pela iluminação artificial, com média nula, I_B é a corrente média produzida pela iluminação ambiente, natural e artificial e $i_{ruído}(t)$ é o ruído quântico produzido no fotodetector, induzido pela iluminação ambiente.

Desprezando a corrente escura do fotodetector e assumindo que a corrente I_B é muito superior à corrente produzida pelo sinal transmitido, a densidade espectral de potência do ruído quântico, na ausência de interferência, pode ser aproximada por (Secção 3.5.1):

$$N_0 \approx q \cdot I_B \quad (4.8)$$

onde q é a carga do electrão. Nos casos em que existe interferência óptica, o ruído quântico é não-estacionário e depende da corrente I_B e da interferência (Secção 3.5.1). Neste caso o valor quadrático médio do ruído quântico na saída do receptor pode ser aproximado por:

$$\langle n_s^2(t) \rangle \approx q \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \{ I_B + i_{interf}(t') \} \cdot h_I^2(t - t') \cdot dt' \quad (4.9)$$

onde $h_I(t)$ representa a resposta impulsional do circuito de polarização do fotodetector, do pré-amplificador e do filtro.

O sinal à saída do pré-amplificador é filtrado e desmodulado sendo então produzida uma estimativa da informação originalmente transmitida. Para cada técnica de modulação, o filtro do receptor é adaptado ao formato do sinal transmitido. Uma vez que para OOK-NRZ e L-PPM se utilizaram impulsos rectangulares, o filtro adaptado corresponde a um filtro do tipo

integração e descarga (*integrate-and-dump* - I&D). Para BPSK assume-se a utilização de detecção coerente e um filtro adaptado.

Na detecção dos símbolos L-PPM consideramos dois tipos de detector: um detector de máxima verosimilhança ou *Maximum-A-Posteriori* (MAP) e um detector de limiar (DL). O detector MAP é o detector óptimo para sinais L-PPM num canal com ruído aditivo, branco e Gaussiano (AWGN) [Kar69, Gag76]. A vantagem do detector DL sobre o detector MAP é a sua maior simplicidade de implementação.

Num detector MAP o valor à saída do filtro (correspondente à energia de cada posição medida ao longo de T_s) é amostrado para cada uma das L posições e a posição com a maior amostra é considerada a posição em que o impulso foi transmitido.

Num detector DL, o valor à saída do filtro é amostrado e, para cada uma das L posições estima-se a presença ou ausência dum impulso comparando o valor da amostra com um nível de decisão. Desta forma podem ser detectados símbolos com vários impulsos, os quais constituem símbolos L-PPM ilegais. O processo de conversão do símbolo detectado nos k bits correspondentes pode fazer-se utilizando diferentes algoritmos. Neste estudo consideramos o algoritmo descrito na secção 2.3.6.

4.3 O canal sem interferência

Num ambiente em que não exista iluminação artificial, o desempenho dos sistemas de transmissão é normalmente limitado pelo ruído quântico induzido pela radiação solar. Nesta secção são apresentadas as expressões para a probabilidade de erro bit para sistemas de transmissão que utilizam diferentes técnicas de modulação, num canal sem interferência óptica.

4.3.1 OOK-NRZ

Na ausência de interferência, o valor esperado à saída do filtro no instante de amostragem, dado que foi transmitido um impulso, é dado por (desprezando a corrente d.c. do sinal recebido):

$$v_o(t = T_b) = v_T = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} X_{out}(t) \cdot dt = 2 \cdot P_{rec} \cdot R \quad (4.10)$$

onde P_{rec} é a potência óptica média incidente no fotodetector e R é a responsividade do fotodetector. A variância do ruído no instante de amostragem, tem distribuição aproximadamente Gaussiana, e é dada por [Tau86]:

$$\sigma_T^2 = \frac{q \cdot I_B}{T_b} \quad (4.11)$$

Assumindo probabilidades iguais para os símbolos '0' e '1' e assumindo o nível de decisão óptimo ($v_d = v_T/2$), a probabilidade de erro é dada por:

$$P_{e,OOK} = \frac{1}{2} \cdot \text{Erfc} \left(\frac{P_{rec} \cdot R \cdot \sqrt{T_b}}{\sqrt{2 \cdot q \cdot I_B}} \right) \quad (4.12)$$

onde $\text{Erfc}()$ é a função de erro complementar.

4.3.2 L-PPM

Para L-PPM, o valor esperado à saída do filtro no instante de amostragem, dado que foi transmitido um impulso, é dado por:

$$v_o(t = T_s) = v_T = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} X_{out}(t) \cdot dt = L \cdot P_{rec} \cdot R \quad (4.13)$$

onde P_{rec} é a potência óptica média incidente no fotodetector. A variância do ruído no instante de amostragem é dada por:

$$\sigma_T^2 = \frac{q \cdot I_B}{T_s} \quad (4.14)$$

4.3.2.1 L-PPM com detecção DL

Para L-PPM utilizando um detector de limiar (DL), a probabilidade de erro de bit está relacionada com a probabilidade de erro de símbolo por:

$$P_{e,PPM_DL} = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \cdot P_{SE} \quad (4.15)$$

onde P_{SE} é a probabilidade de erro de símbolo, dada por:

$$P_{SE} = 1 - \left(P_A + \frac{1}{L} \cdot P_B + \sum_{n=2}^L \frac{1}{n} \cdot P_{C,n} \right) \quad (4.16)$$

onde P_A é a probabilidade de ser detectado apenas o impulso correcto, P_B é a probabilidade de não ser detectado qualquer impulso e $P_{C,n}$ é a probabilidade de serem detectados n impulsos, incluindo o correcto. Cada uma destas probabilidades depende das probabilidades condicionadas de detecção de um impulso, estando relacionadas com estas da seguinte forma:

$$P_A = (1 - P_{01}) \cdot (1 - P_{10})^{L-1} \quad (4.17a)$$

$$P_B = P_{01} \cdot (1 - P_{10})^{L-1} \quad (4.17b)$$

$$P_{C,n} = \binom{L-1}{n-1} \cdot (1 - P_{01}) \cdot P_{10}^{n-1} \cdot (1 - P_{10})^{L-n} \quad (4.17c)$$

onde P_{01} é a probabilidade de um impulso não ser detectado na posição em que foi transmitido e P_{10} é a probabilidade de ser detectado um impulso numa posição na qual não foi transmitido qualquer impulso. Substituindo (4.17a), (4.17b) e (4.17c) em (4.16) temos:

$$P_{SE} = 1 - \left(\frac{1}{L} \cdot P_{01} \cdot (1 - P_{10})^{L-1} + \sum_{n=1}^L \frac{1}{n} \cdot \binom{L-1}{n-1} \cdot (1 - P_{01}) \cdot P_{10}^{n-1} \cdot (1 - P_{10})^{L-n} \right) \quad (4.18)$$

As probabilidades P_{01} e P_{10} dependem do nível de decisão, e são dadas por:

$$P_{01} = \frac{1}{2} \cdot \text{Erfc} \left(\frac{v_T - v_d}{\sqrt{2} \cdot \sigma_T} \right) \quad (4.19a)$$

$$P_{10} = \frac{1}{2} \cdot \text{Erfc} \left(\frac{v_d}{\sqrt{2} \cdot \sigma_T} \right) \quad (4.19b)$$

onde v_T é o valor esperado à saída do filtro no instante de amostragem dado que foi transmitido um impulso, σ_T é o desvio padrão do ruído igualmente no instante de amostragem e v_d é o nível de decisão.

Para L-PPM utilizando um detector DL, o nível ótimo de decisão é função da relação sinal-ruído (RSR). Na Figura 4-3 são apresentadas as curvas do valor do nível de decisão ótimo normalizado (v_d / v_T) em função da RSR, definida como:

$$RSR = \frac{P_{rec}}{\sqrt{N_0 \cdot R_b}} \quad (4.20)$$

onde R_b é a taxa de transmissão em bits/segundo. Os valores do nível de decisão ótimo foram calculados numericamente através da procura do valor que minimiza a PEB dada pela expressão (4.15). A Figura 4-3 mostra que para valores elevados da RSR, o nível de decisão ótimo tende para $v_T/2$.

Em sistemas práticos, a RSR é uma grandeza difícil de medir, pelo que o ajuste dinâmico do nível de decisão é difícil de implementar. Na prática pode utilizar-se um nível de decisão dependente apenas da amplitude do sinal recebido, o qual é bastante mais simples de implementar, e que passaremos a designar por *nível fixo*. A análise que se segue assume que o nível de decisão é colocado a metade do valor esperado à saída do filtro dado que foi

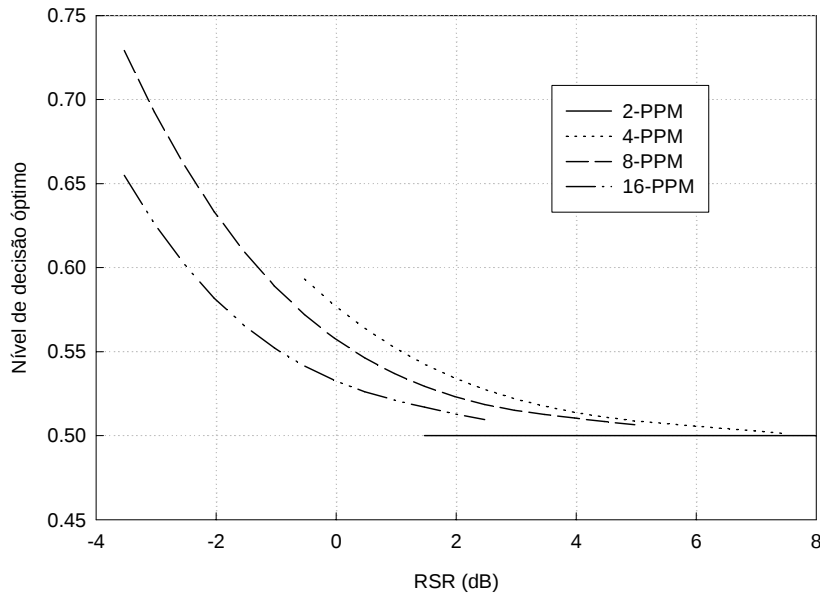


Figura 4-3. Valor do nível de decisão ótimo (normalizado) em função da RSR.

transmitido um impulso, i.e., $v_d = v_T/2$, uma vez que o nível ótimo de decisão tende para este valor para valores elevados da RSR. Nestas condições temos:

$$P_{01} = P_{10} = \frac{1}{2} \cdot \text{Erfc} \left(\frac{L \cdot P_{rec} \cdot R \cdot \sqrt{T_s}}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot q \cdot I_B}} \right) \quad (4.21)$$

Na Figura 4-4 são apresentadas as curvas da probabilidade de erro de bit em função da

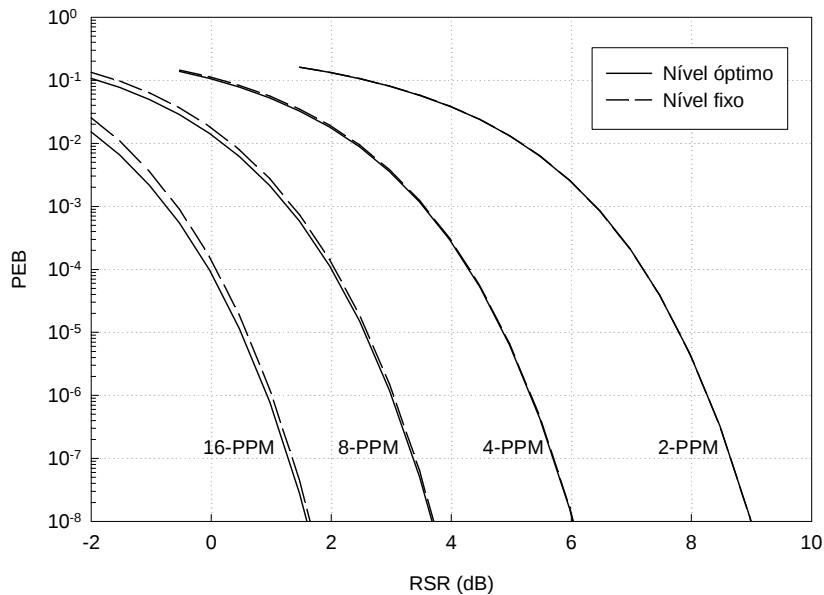


Figura 4-4. Comparação entre a utilização do nível de detecção ótimo com um nível de detecção fixo, no desempenho de um sistema L-PPM com detecção DL.

RSR, para os casos em que se utiliza o nível de decisão óptimo e um nível de decisão fixo igual a $v_T/2$.

Os resultados apresentados na Figura 4-4 mostram que, para valores elevados da RSR, a que correspondem os valores da PEB de interesse prático, a vantagem obtida através da utilização de um nível de decisão óptimo é insignificante.

Para valores elevados da RSR, as probabilidades P_B e $P_{C,n}$ tornam-se bastante pequenas, e P_A domina a probabilidade de erro de símbolo P_{SE} (expressão 4.16). Pode então definir-se um majorante para a probabilidade de erro de bit, dado por:

$$P_{e,PPM_DL} \leq \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \cdot (1 - P_{01})^L \quad (4.22)$$

onde se utilizou a igualdade apresentada em (4.21). A avaliação numérica da probabilidade de erro fica assim bastante simplificada.

Na Figura 4-5 são comparadas as probabilidades de erro de bit obtidas utilizando a expressão exacta e o majorante definido em (4.22). Estes resultados mostram que, para os valores de PEB de interesse prático, a utilização do majorante definido em (4.22) conduz a resultados muito próximos dos obtidos através da expressão exacta. Para valores da PEB inferiores a 10^{-5} , a diferença entre o valor obtido através do majorante e o valor exacto é inferior a 0.15 dB.

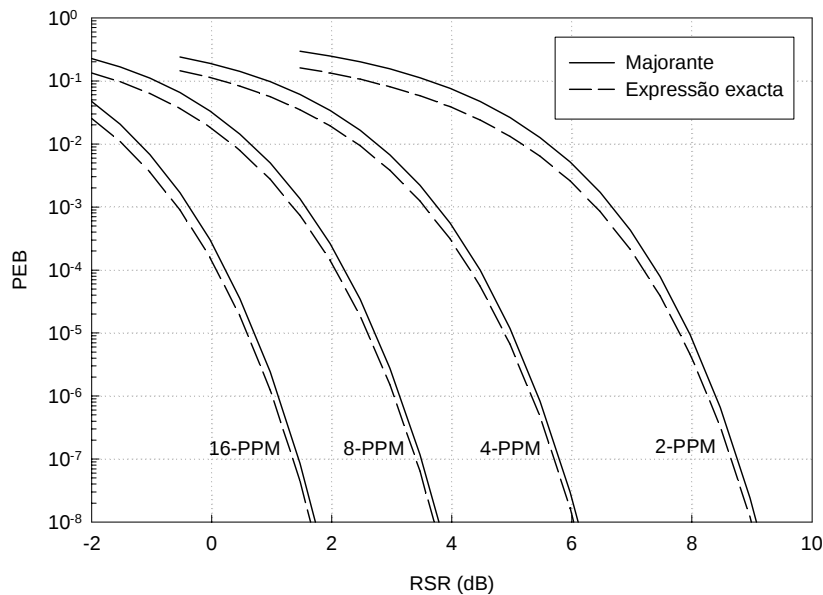


Figura 4-5. Comparação entre as curvas de PEB obtidas através da expressão exacta com as obtidas através de um majorante.

4.3.2.2 L-PPM com detecção MAP

Para L-PPM utilizando um detector de máxima verosimilhança (MAP), a probabilidade de erro de bit é dada por:

$$P_{e,PPM_MAP} = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \cdot (1 - P_{SC}) \quad (4.23)$$

onde P_{SC} é a probabilidade de detecção correcta de símbolo, dada por [Pro89]:

$$P_{SC} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-x^2) \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (1 + \text{Erf}(l(x))) \right]^{L-1} \cdot dx \quad (4.24)$$

com:

$$l(x) = \frac{\sqrt{2} \cdot \sigma_T \cdot x + v_T}{\sqrt{2} \cdot \sigma_T} \quad (4.25)$$

4.3.3 BPSK

Para BPSK utilizando detecção coerente, a probabilidade de erro de bit é dada por [Pro89]:

$$P_{e,BPSK} = \frac{1}{2} \cdot \text{Erfc} \left(\frac{P_{rec} \cdot R \cdot \sqrt{T_b}}{2 \cdot \sqrt{q} \cdot I_B} \right) \quad (4.26)$$

4.3.4 Comparação das várias técnicas de modulação

A Figura 4-6 mostra as curvas da probabilidade de erro de bit em função da potência óptica recebida para OOK-NRZ, L-PPM e BPSK. Para L-PPM são apresentadas curvas para $L=4, 8$ e 16 utilizando um detector MAP, e para $L=16$ utilizando um detector DL. O nível de ruído quântico considerado foi o produzido por uma corrente I_B de $200 \mu A$.

A potência óptica recebida foi normalizada para a potência necessária para que se obtenha uma probabilidade de erro de bit igual a 10^{-5} num sistema OOK-NRZ.

Estes resultados mostram que L-PPM é a técnica mais eficiente em termos de potência. Para 16-PPM, com detecção MAP, a potência óptica necessária é cerca de 7.3 dB inferior à potência necessária para OOK-NRZ. O desempenho de 2-PPM (não mostrado na Figura), é semelhante ao de OOK-NRZ. Para BPSK, a potência óptica necessária é cerca de 1.5 dB superior à necessária para OOK-NRZ. Note-se ainda que um sistema que utiliza um detector DL na detecção de sinais 16-PPM necessita de 1.5 dB mais potência que um sistema que utiliza um detector MAP. Para outras ordens de PPM, a diferença de 1.5 dB mantém-se.

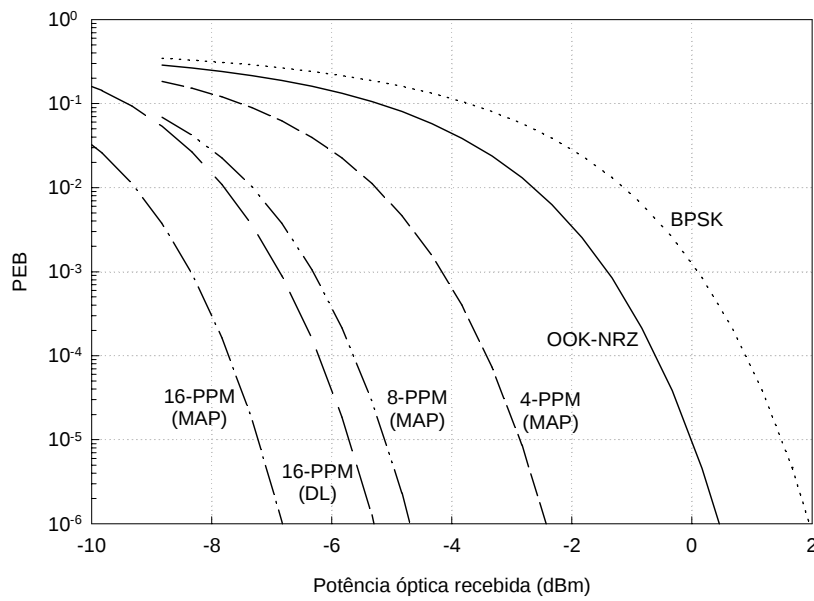


Figura 4-6. Desempenho de várias técnicas de modulação para um canal limitado pelo ruído quântico induzido por iluminação natural.

Nas condições consideradas, que não incluem os efeitos da dispersão multi-percurso e limitações de largura de banda dos dispositivos ópticos emissores e do receptor, os resultados apresentados na Figura 4-6, são independentes da taxa de transmissão. Pelas mesmas razões, os resultados apresentados para BPSK também não dependem da frequência da portadora.

4.4 O canal com interferência

Nesta secção são desenvolvidas as expressões para a probabilidade de erro de bit, para as várias técnicas de modulação consideradas, quando na presença de interferência óptica produzida pela iluminação artificial.

Em primeiro lugar é calculado o desempenho dos sistemas de transmissão sob o efeito da interferência, considerando que o ruído quântico é estacionário, o que constitui uma aproximação. Neste caso considera-se que o nível de ruído quântico é determinado pela corrente média induzida no fotodetector pela iluminação ambiente (corrente I_B). Numa segunda fase é calculado o desempenho considerando ruído não-estacionário.

O modelo utilizado para o sistema de transmissão é o descrito na secção anterior, incluindo a utilização do filtro de recepção do tipo I&D definido anteriormente.

4.4.1 Ruído quântico estacionário

Considerando o ruído quântico produzido no fotodetector pela iluminação ambiente estacionário, a variância do ruído no instante de amostragem é dada pelas expressões (4.11) e (4.14), tal como no caso do canal sem interferência.

Para um filtro de recepção do tipo I&D, o valor da tensão à saída do filtro no instante de amostragem, devido apenas à interferência, é dado por:

$$v_i(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_{t-T}^t i_{interf}(t') \cdot dt' \quad (4.27)$$

onde T é o período de integração, correspondente à largura do impulso para cada caso (OOK-NRZ ou L-PPM), e depende do instante de tempo inicial de integração.

4.4.1.1 OOK-NRZ

A probabilidade de erro de bit para um sistema utilizando OOK-NRZ é dada por:

$$P_e = P_0 \cdot \int_{v_d}^{\infty} p_0(v) \cdot dv + P_1 \cdot \int_{-\infty}^{v_d} p_1(v) \cdot dv \quad (4.28)$$

onde P_0 e P_1 são as probabilidades de serem transmitidos os bits '0' e '1', respectivamente. $p_0(v)$ e $p_1(v)$ são as funções densidade de probabilidade do valor da tensão à saída do filtro no instante de amostragem, dado que foi transmitido o bit '0' ou o bit '1', respectivamente, e v_d é o nível de decisão.

Na presença de interferência, $p_0(v)$ e $p_1(v)$ são dependentes do valor da interferência à saída do filtro no instante de amostragem, o qual varia com o tempo. Assim, a probabilidade de erro varia também no tempo, sendo o seu valor dependente do valor da interferência no instante de amostragem. Podemos então definir um valor médio para a probabilidade de erro, calculando a probabilidade de erro para cada valor da interferência e tomando o respectivo valor médio [PapA91]:

$$P_{e,OOK} = \int_{-\infty}^{\infty} P_e(v_i) \cdot f(v_i) \cdot dv_i \quad (4.29)$$

onde $f(v_i)$ é a função densidade de probabilidade da interferência.

Uma vez que o sinal interferidor é periódico, como vimos no Capítulo 3, podemos calcular a probabilidade de erro para cada instante de tempo ao longo do período da

interferência e tomar o valor médio temporal, sendo a probabilidade de erro de bit média dada por:

$$P_{e,OOK} = \frac{1}{T_i} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T_i} \left[P_0 \cdot \int_{v_d}^{+\infty} p_0(v, t) \cdot dv + P_1 \cdot \int_{-\infty}^{v_d} p_1(v, t) \cdot dv \right] \cdot dt \quad (4.30)$$

onde T_i é o período da interferência e p_0 e p_1 são as funções densidade de probabilidade do valor da tensão à saída do filtro (incluindo a interferência), dadas por:

$$p_0(v, t) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma_T} \cdot \exp\left(-\frac{(v - v_i(t))^2}{2 \cdot \sigma_T^2}\right) \quad (4.31a)$$

$$p_1(v, t) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma_T} \cdot \exp\left(-\frac{(v - (v_T + v_i(t)))^2}{2 \cdot \sigma_T^2}\right) \quad (4.31b)$$

e onde t_0 é o instante inicial de integração, sendo o valor do integral (4.30) independente de t_0 .

Assumindo que as probabilidades de ocorrência dos bits '0' e '1' são iguais e um nível de decisão igual a $v_T/2$, substituindo (4.31a) e (4.31b) em (4.30), temos:

$$P_{e,OOK} = \frac{1}{4 \cdot T_i} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T_i} \left[\text{Erfc}\left(\frac{P_{rec} \cdot R - v_i(t)}{\sqrt{2 \cdot N_0} \cdot T_b}\right) + \left(1 + \text{Erf}\left(\frac{-P_{rec} \cdot R - v_i(t)}{\sqrt{2 \cdot N_0} \cdot T_b}\right)\right) \right] \cdot dt \quad (4.32)$$

4.4.1.2 L-PPM

A detecção de um símbolo L-PPM depende das funções densidade de probabilidade do valor amostrado à saída do filtro para cada uma das L posições. Assim, definimos a interferência que afecta um símbolo L-PPM como um vector, de dimensão L , contendo como elementos os valores da interferência em L posições consecutivas:

$$\mathbf{V}(t) = \{v_i(t), v_i(t + T_s), v_i(t + 2 \cdot T_s), \dots, v_i(t + (L - 1) \cdot T_s)\} \quad (4.33)$$

com $v_i(t)$ definido em (4.27).

Seguindo o mesmo processo utilizado no cálculo da probabilidade de erro para OOK-NRZ, a probabilidade de erro de bit para L-PPM utilizando um detector DL é dada por:

$$P_{e,PPM_DL} = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \cdot \frac{1}{T_i} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T_i} P_{SE}(\mathbf{V}(t)) \cdot dt \quad (4.34)$$

onde $P_{SE}(\mathbf{V}(t))$ é a probabilidade de erro de símbolo, dada por:

$$P_{SE}(\mathbf{V}(t)) = 1 - \left(P_A(\mathbf{V}(t)) + \frac{1}{L} \cdot P_B(\mathbf{V}(t)) + \sum_{n=2}^L \frac{1}{n} \cdot P_{C,n}(\mathbf{V}(t)) \right) \quad (4.35)$$

onde P_A , P_B e $P_{C,n}$ são probabilidades equivalentes às definidas para o canal sem interferência (secção 4.3.2.1). No entanto, enquanto que para o canal sem interferência as probabilidades P_A , P_B e $P_{C,n}$ são independentes do símbolo transmitido, para o canal com interferência estas probabilidades dependem do símbolo transmitido, uma vez que o valor da interferência em cada uma das L posições pode ser diferente. Assim, devem ser calculados os valores médios de cada uma das probabilidades sobre os L símbolos possíveis:

$$P_A(\mathbf{V}(t)) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{k=1}^L (1 - P_{01}(\mathbf{V}_k)) \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^L (1 - P_{10}(\mathbf{V}_j)) \quad (4.36)$$

$$P_B(\mathbf{V}(t)) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{k=1}^L P_{01}(\mathbf{V}_k) \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^L (1 - P_{10}(\mathbf{V}_j)) \quad (4.37)$$

onde $\mathbf{V}_k$ representa o elemento k do vector $\mathbf{V}(t)$ definido em (4.33) e onde P_{01} e P_{10} são as probabilidades condicionadas de detecção dum impulso dadas por:

$$P_{01}(\mathbf{V}_k) = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \text{Erf} \left(\frac{-v_T - 2 \cdot \mathbf{V}_k}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma_T} \right) \right] \quad (4.38a)$$

$$P_{10}(\mathbf{V}_j) = \frac{1}{2} \cdot \text{Erfc} \left(\frac{v_T - 2 \cdot \mathbf{V}_j}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma_T} \right) \quad (4.38b)$$

Enquanto que para o canal sem interferência se pode derivar uma expressão para a probabilidade $P_{C,n}$ independente do valor de n , para o canal com interferência a expressão correspondente depende de n . Para $n=2$ esta probabilidade é dada por:

$$P_{C,2}(\mathbf{V}(t)) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{k=1}^L \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^L (1 - P_{01}(\mathbf{V}_k)) \cdot P_{10}(\mathbf{V}_j) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j \\ i \neq k}}^L (1 - P_{10}(\mathbf{V}_i)) \quad (4.39)$$

Para valores de n superiores, a expressão exacta torna-se bastante complexa. Em alternativa, pode definir-se um majorante para a probabilidade de erro, se desprezarmos os casos em que são detectados três ou mais impulsos, incluindo o impulso correcto. Este majorante obtém-se substituindo as expressões (4.36), (4.37) e (4.39) em (4.35). Pode ainda definir-se um outro majorante, considerando como correctos apenas os símbolos em que apenas o impulso correcto é detectado. Esta aproximação corresponde a considerar apenas a

probabilidade P_A definida na equação (4.36), e desprezar as probabilidades P_B e $P_{C,n}$, tal como foi feito na equação (4.22). Este último majorante é então dado por:

$$P_{SE}(\mathbf{V}(t)) \leq 1 - \frac{1}{L} \cdot \sum_{k=1}^L (1 - P_{01}(\mathbf{V}_k)) \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^L (1 - P_{10}(\mathbf{V}_j)) \quad (4.40)$$

Na Figura 4-7 são apresentados resultados para a probabilidade de erro calculada a partir deste majorante e resultados obtidos por simulação, para o caso de interferência produzida por uma lâmpada incandescente. O valor da potência óptica recebida foi normalizada da mesma forma que na Figura 4-6. A Figura 4-7 mostra que a utilização do majorante definido em (4.40) permite obter valores muito próximos dos valores obtidos por simulação.

Para L-PPM utilizando um detector MAP, a probabilidade de erro de bit, na presença de interferência, é dada por:

$$P_{e,PPM_MAP} = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \cdot \left(1 - \frac{1}{T_i} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T_i} P_{SC}(\mathbf{V}(t)) \cdot dt \right) \quad (4.41)$$

Para o detector MAP, a expressão para a probabilidade de erro de símbolo é igual para todas as ordens de PPM e é dada por:

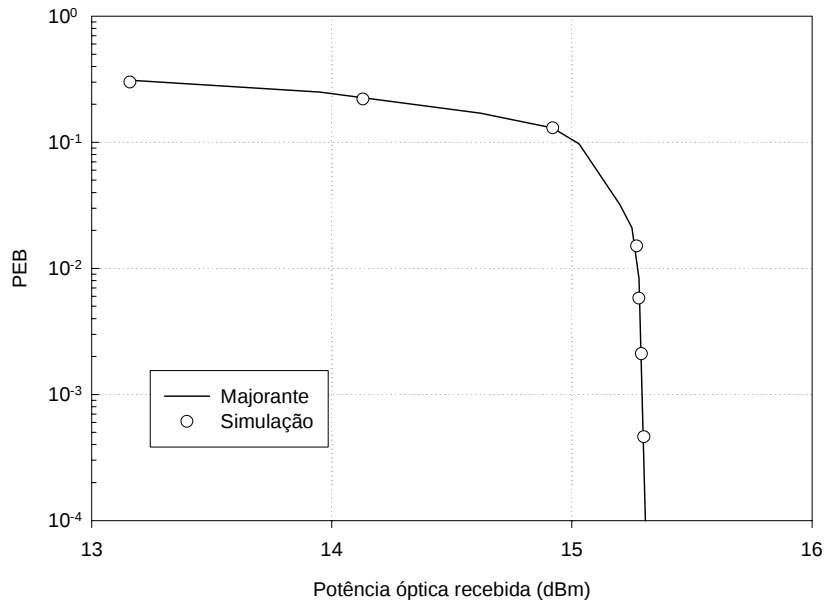


Figura 4-7. Comparação dos valores da PEB obtidos através do majorante definido em (4-40) com valores obtidos por simulação.

$$P_{SC}(\mathbf{V}(t)) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{k=1}^L \int_{-\infty}^{+\infty} p_{1,k}(x) \cdot \left(\prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^L \int_{-\infty}^{+\infty} p_{0,j}(y) \cdot dy \right) \cdot dx \quad (4.42)$$

onde $p_{1,k}(x)$ representa a função densidade de probabilidade do valor da tensão à saída do filtro no instante de amostragem da posição k , dado que foi transmitido um impulso nessa posição:

$$p_{1,k}(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma_T} \cdot \exp\left(\frac{-(x - v_T - \mathbf{V}_k)^2}{2 \cdot \sigma_T^2}\right) \quad (4.43a)$$

e $p_{0,j}(y)$ representa a função densidade de probabilidade do valor da tensão à saída do filtro no instante de amostragem da posição j , dado que não foi transmitido um impulso nessa posição:

$$p_{0,j}(y) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma_T} \cdot \exp\left(\frac{-(y - \mathbf{V}_j)^2}{2 \cdot \sigma_T^2}\right) \quad (4.43b)$$

Substituindo (4.43a) e (4.43b) em (4.42), temos:

$$P_{SC}(\mathbf{V}(t)) = \frac{1}{L \cdot \sqrt{\pi}} \cdot \sum_{k=1}^L \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-w^2) \cdot \left(\prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^L \frac{1}{2} \cdot (1 + \text{Erf}[\Lambda_{k,j}(w)]) \right) \cdot dw \quad (4.44)$$

com:

$$\Lambda_{k,j}(w) = \frac{\sqrt{2} \cdot \sigma_T \cdot w + v_T + \mathbf{V}_k - \mathbf{V}_j}{\sqrt{2} \cdot \sigma_T} \quad (4.45)$$

4.4.1.3 BPSK

Para sistemas de transmissão utilizando BPSK, os efeitos da interferência podem ser evitados através da utilização de uma portadora de frequência suficientemente elevada, por forma a que o sinal transmitido e a interferência ocupem bandas de frequência diferentes. Assim, poderíamos considerar que a interferência produzida pela iluminação ambiente não afecta o desempenho dos sistemas de transmissão utilizando BPSK ou outras técnicas de modulação que utilizem uma portadora eléctrica.

No entanto, a existência de dispersão multi-percurso, implica que a atenuação introduzida pelo canal não é igual para todo o espectro eléctrico, sendo maior para as frequências mais elevadas [Kah94, Lom94] (Figura 2-7b). Assim, mesmo que a largura de banda ocupada pelo sinal BPSK seja pequena e não se observe ISI, a utilização de uma portadora eléctrica de

frequência elevada pode conduzir a perdas de propagação superiores às verificadas para frequências mais baixas. O resultado final é que, para o mesmo desempenho, é necessário um nível mais elevado de potência, o que constitui uma penalidade de potência relativamente a um sistema sem interferência (no qual se poderia utilizar uma portadora de frequência mais baixa). Se, por outro lado, compararmos sistemas utilizando portadoras com a mesma frequência e esta estiver suficientemente afastada da zona espectral ocupada pela interferência, então podemos considerar que a penalidade introduzida pela presença de interferência é nula.

4.4.1.4 Resultados

O desempenho dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre depende em grande medida das características do canal, as quais podem variar significativamente de ambiente para ambiente. Por exemplo, o desempenho dum sistema numa sala completamente às escuras e na mesma sala quando bem iluminada pelo sol deverá ser completamente diferente. De interesse para o estudo dos efeitos da iluminação ambiente é a diversidade de condições de iluminação. Neste sentido foram identificados quatro casos típicos de iluminação ambiente¹. As características do canal para estes casos típicos foram obtidas através de medições experimentais (excepto no Caso 4). Os quatro casos típicos de iluminação ambiente considerados foram os seguintes:

Caso 1: Uma sala sem iluminação artificial, iluminada apenas por luz solar. A corrente média no fotodetector (equipado com um filtro óptico do tipo passa-longo) induzida pela iluminação ambiente numa determinada posição da sala, é de 200 μA .

Caso 2: A mesma sala considerada no Caso 1, mas à qual foi adicionada iluminação artificial produzida por uma lâmpada incandescente de 60 W, colocada a 1 metro de distância do fotodetector, estando o fotodetector orientado para a lâmpada. A corrente média no fotodetector induzida apenas pela lâmpada é de 56 μA .

Caso 3: A mesma sala considerada no Caso 1, mas à qual foi adicionada iluminação artificial produzida por um conjunto de lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais. A sala, de 5×6 metros, é iluminada por 8 lâmpadas tubulares de 36 W, montadas no tecto aos pares e em conjunto com reflectores. O receptor está colocado debaixo de um dos pares de lâmpadas e orientado no sentido das lâmpadas (virado para o tecto), sendo a distância entre o receptor e o fotodetector de 2.2 metros. A corrente I_B produzida apenas pelas lâmpadas é de 2 μA .

¹ Estes quatro casos de iluminação ambiente são diferentes dos que foram descritos na secção 3.4.1, embora com algumas semelhanças.

Caso 4: Semelhante ao Caso 3, mas com as lâmpadas equipadas com balastros electrónicos. A corrente I_B produzida apenas pelas lâmpadas é de $2 \mu\text{A}$.

Para cada um dos quatro casos de iluminação foi avaliado o desempenho dos sistemas de transmissão, utilizando as várias técnicas de modulação descritas nas secções anteriores.

Para todos os casos, o ruído quântico é determinado pela corrente I_B . Nos casos em que existe iluminação natural e artificial, a corrente I_B total é a soma da corrente induzida pela iluminação natural com a corrente média induzida pela iluminação artificial. Nos casos em que existe iluminação artificial, foi utilizado para a interferência o modelo apresentado no Capítulo 3, tendo sido utilizados os valores dos parâmetros aí apresentados e que resultaram de uma caracterização experimental.

Os resultados identificados como relativos a um canal sem interferência foram obtidos considerando as condições definidas para o Caso 1.

Nos resultados apresentados a seguir, a potência óptica recebida foi normalizada para a potência óptica necessária para que se obtenha uma probabilidade de erro de bit igual a 10^{-5} num sistema OOK-NRZ, nas condições relativas ao Caso 1, isto é, num canal limitado apenas pelo ruído quântico induzido pela iluminação natural.

4.4.1.4.1 Caso 2: Iluminação produzida por lâmpadas incandescentes e luz solar

A Figura 4-8 mostra as curvas de PEB em função da potência óptica recebida para

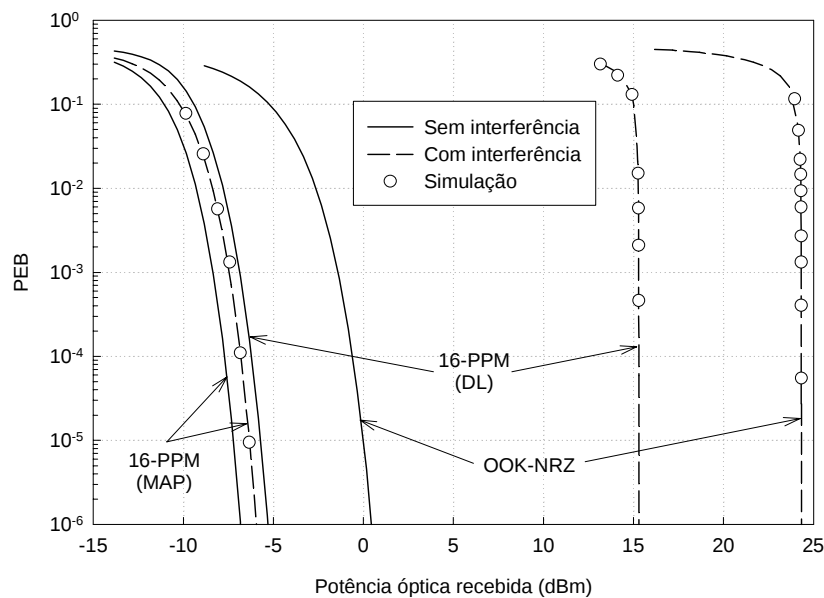


Figura 4-8. Desempenho de várias técnicas de modulação para um canal com interferência produzida por lâmpadas incandescentes.

sistemas de transmissão a 1 Mbps, utilizando OOK-NRZ e 16-PPM. Para 16-PPM são apresentadas curvas relativas à utilização dos detectores MAP e DL. Na Figura, as linhas representam valores calculados enquanto que os pontos representam valores simulados.

Os resultados apresentados mostram que para OOK-NRZ, a penalidade de potência, para este nível de interferência, é muito grande, atingindo cerca de 24 dB.

Para 16-PPM com detecção DL, a penalidade é muito elevada, sendo neste caso de cerca de 16 dB. Por outro lado, quando se utiliza um detector MAP, a penalidade produzida por este tipo de interferência é bastante menor, sendo inferior a 0.9 dB. Note-se que as curvas apresentadas na Figura 4-8 incluem o efeito da interferência e também o efeito do ruído quântico adicional introduzido pela iluminação artificial. No caso da iluminação incandescente, o aumento na potência do ruído quântico é de 28% (200 μ A da iluminação natural + 56 μ A da iluminação incandescente), sendo por isso significativo. Tendo em atenção este aspecto, para 16-PPM com detecção MAP foi calculada a penalidade introduzida apenas pelo ruído quântico adicional, tendo-se verificado uma penalidade de 0.54 dB. Pode então concluir-se que a penalidade devido apenas à interferência é inferior aos 0.9 dB observados.

A grande imunidade em relação à interferência observada para 16-PPM com detecção MAP resulta do facto de, para esta taxa de transmissão, o valor da interferência no instante de amostragem para as 16 posições ser muito semelhante, uma vez que a interferência incandescente varia muito lentamente, comparativamente com a taxa de transmissão. Dado que num detector MAP um símbolo é detectado por comparação dos valores das amostras de todas as L posições, as componentes comuns às várias posições não afectam a probabilidade de erro.

Finalmente, verifica-se que existe uma grande concordância entre os resultados obtidos por cálculo e por simulação, mesmo no caso em que o cálculo da PEB foi efectuado utilizando o majorante definido pela expressão (4.40) (L-PPM com detecção DL).

Tendo-se verificado que a penalidade introduzida pela interferência em sistemas OOK-NRZ era muito elevada, procedeu-se ao cálculo dessa penalidade em função da amplitude da interferência. Para isso define-se a amplitude normalizada da interferência como:

$$A_{interf} = 10 \cdot \text{Log}_{10} \left(\frac{\text{Max}[|v_i(t)|]}{10^{-3}} \right) - P_{rec,OOK} \quad (4.46)$$

com o valor máximo calculado ao longo de um período da interferência e onde $P_{rec,OOK}$ é a potência óptica necessária para que a PEB seja igual a 10^{-5} num sistema OOK sem

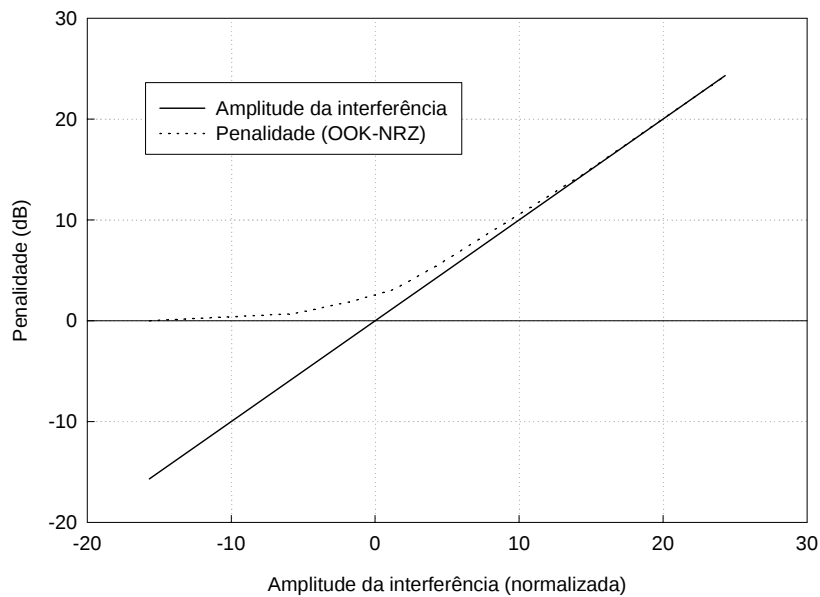


Figura 4-9. Penalidade produzida pela interferência produzida por lâmpadas incandescentes em função da amplitude da interferência. Comparação da potência óptica necessária para $PEB=10^{-5}$ com a amplitude da interferência.

interferência. Na Figura 4-9 compara-se a amplitude normalizada da interferência com a penalidade por ela provocada. Nesta observa-se que, para níveis elevados de interferência, a penalidade é dada aproximadamente pelo valor da amplitude normalizada da interferência. Este efeito resulta do facto dos maiores (piores) valores da PEB ocorrerem para os maiores valores absolutos (positivos ou negativos) da interferência. Uma vez que a PEB calculada através da expressão (4.32) é uma média sobre todos os valores da interferência, os maiores valores da PEB dominam o valor médio.

Os resultados apresentados até aqui, referem-se a sistemas a 1 Mbps. Para taxas de transmissão diferentes, os efeitos da interferência são diferentes. Na Figura 4-10 são apresentadas as penalidades de potência induzidas pela interferência produzida por lâmpadas incandescentes, para taxas de transmissão de 100 kbps, 1, 10 e 100 Mbps. A penalidade foi calculada relativamente a sistemas semelhantes num canal sem interferência e para $PEB=10^{-5}$.

Para OOK-NRZ e 16-PPM com detecção DL, a potência óptica necessária para $PEB=10^{-5}$ é praticamente independente da taxa de transmissão, sendo ditada pela amplitude da interferência como mostra a Figura 4-9 para OOK-NRZ. Assim, a penalidade decresce com a taxa de transmissão de forma aproximadamente linear.

Para 16-PPM com detecção MAP, a penalidade não é muito elevada para taxas de transmissão superiores a 1 Mbps, mas para 100 kbps a penalidade atinge cerca de 7 dB. A maior penalidade às baixas velocidades deve-se ao facto de a duração de um símbolo PPM ser

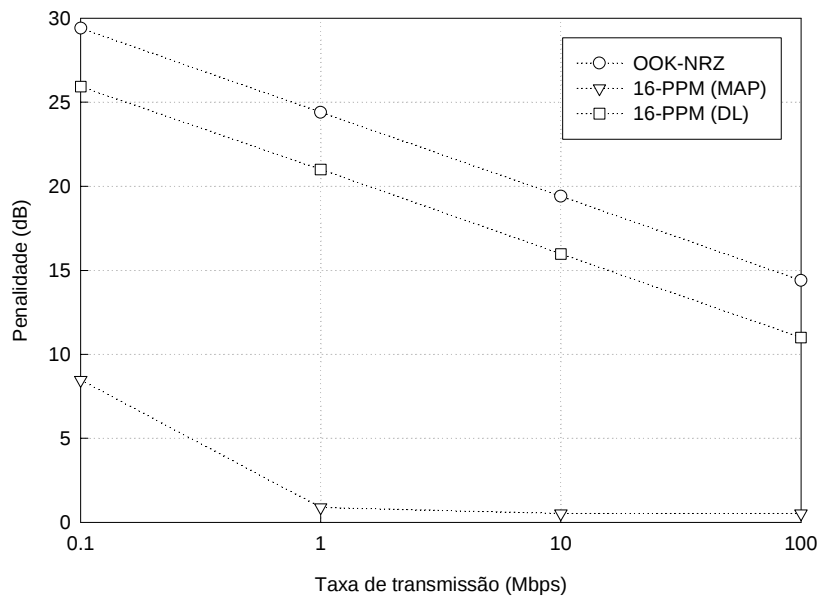


Figura 4-10. Penalidade produzida pela interferência produzida por lâmpadas incandescentes em função da taxa de transmissão.

maior e por isso se verificarem maiores diferenças entre os valores da interferência que afectam cada uma das L posições dum mesmo símbolo.

4.4.1.4.2 Caso 3: Iluminação produzida por lâmpadas fluorescentes com balastro convencional e luz solar

A Figura 4-11 mostra as curvas de PEB em função da potência óptica necessária para

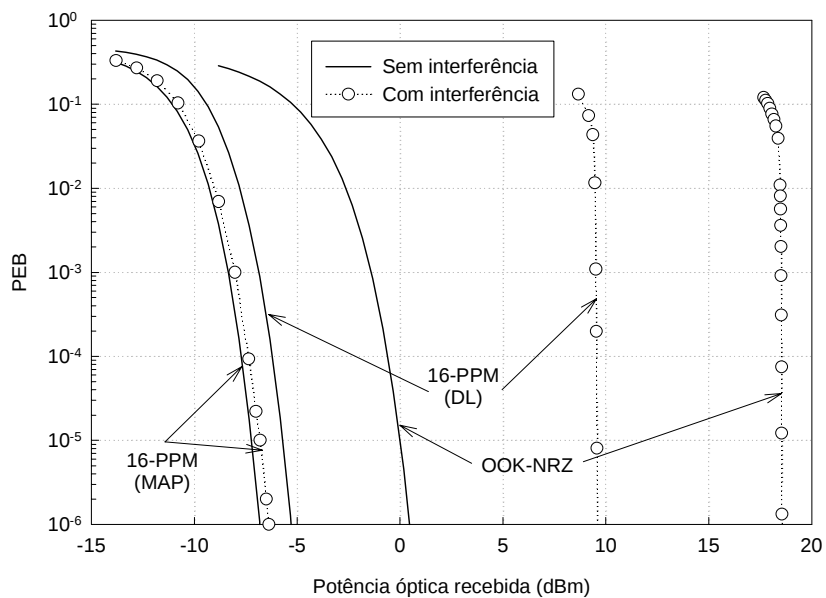


Figura 4-11. Desempenho de várias técnicas de modulação para um canal com interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais.

sistemas de transmissão a 1 Mbps, utilizando OOK-NRZ e 16-PPM. Os efeitos deste tipo de interferência são semelhantes aos produzidos pela interferência produzida pelas lâmpadas incandescentes. Para 16-PPM com detecção MAP, a penalidade de potência é bastante reduzida. Note-se que para este tipo de iluminação, o ruído quântico adicional é desprezável ($2 \mu\text{A}$ comparado com $200 \mu\text{A}$ da iluminação natural). Este facto explica que as penalidades para 16-PPM sejam inferiores às obtidas para o Caso 2.

4.4.1.4.3 Caso 4: Iluminação produzida por lâmpadas fluorescentes com balastro electrónico e luz solar

A Figura 4-12 mostra as curvas de PEB em função da potência óptica necessária para sistemas de transmissão a 1Mbps, utilizando OOK-NRZ, 4-PPM e 16-PPM com detecção MAP.

Tal como para os outros tipos de interferência, a penalidade induzida nos sistemas OOK-NRZ é muito elevada, atingindo mais de 17 dB neste caso. Para 4-PPM e 16-PPM com detecção MAP, as penalidades são também muito elevadas, ao contrário do observado para os outros tipos de interferência. Este fenómeno pode ser explicado pelo facto deste tipo de interferência apresentar uma maior largura de banda, pelo que os valores da interferência no instante de amostragem para cada uma das L posições apresentam diferenças significativas.

Para outras velocidades de transmissão, o desempenho dos sistemas de transmissão é consideravelmente diferente, como mostra a Figura 4-13, onde estão representados os valores

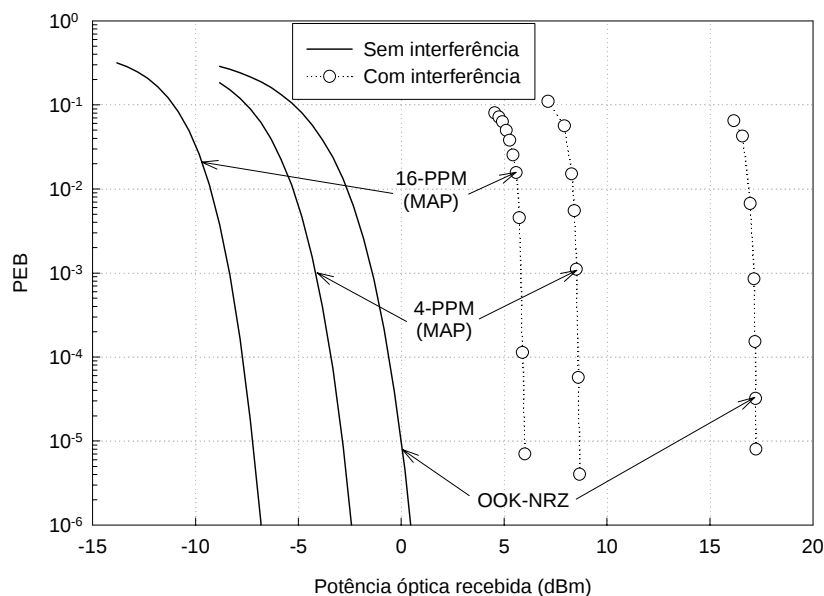


Figura 4-12. Desempenho de várias técnicas de modulação para um canal com interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos.

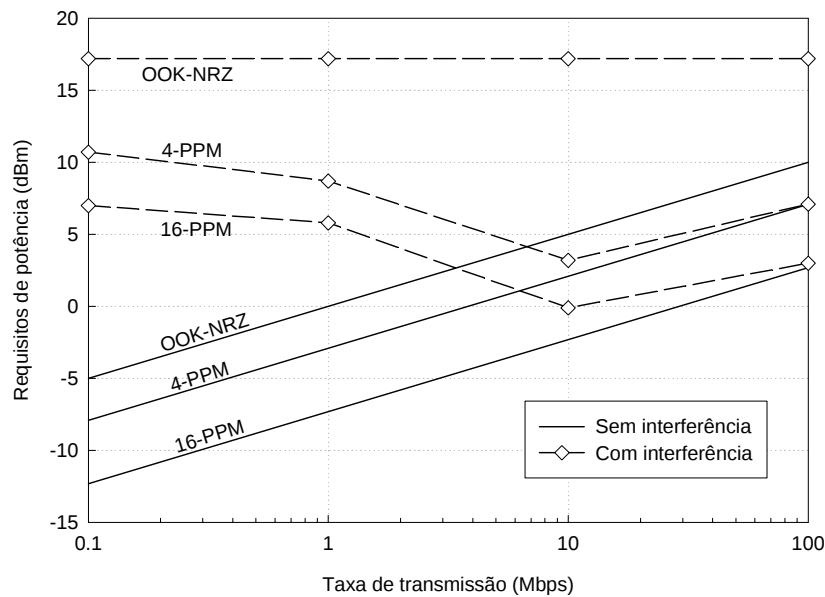


Figura 4-13. Requisitos de potência na presença de interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos em função da taxa de transmissão.

da potência óptica necessária para $PEB=10^{-5}$ em função da taxa de transmissão.

Para OOK-NRZ e para este nível de interferência, os requisitos de potência praticamente não variam com a taxa de transmissão, tal como observado para os outros tipos de interferência (ver Figura 4-10²).

Para 4-PPM e 16-PPM com detecção MAP, os resultados são consideravelmente diferentes. Para taxas de transmissão baixas (100 kbps e 1 Mbps), a penalidade induzida pela interferência é muito elevada. A 10 Mbps, as penalidades são bastante inferiores. A 100 Mbps, as penalidades são praticamente nulas. Independentemente da taxa de transmissão utilizada, 16-PPM é a técnica que requer níveis de potência menos elevados, mantendo a vantagem observada para canais sem interferência. Finalmente, um sistema 16-PPM necessita de menos potência a 10 Mbps que a qualquer outra taxa de transmissão.

4.4.2 Ruído quântico não-estacionário

Como vimos no Capítulo 3, quando os sistemas de transmissão estão sujeitos a iluminação artificial, o ruído quântico produzido no fotodetector é não-estacionário. Na secção anterior calculamos os efeitos da iluminação ambiente artificial considerando o ruído quântico como sendo estacionário. Nesta secção os efeitos da iluminação artificial são

² Note-se que na Figura 4-10 estão representados valores de penalidade enquanto que na Figura 4-13 estão representados valores de potência. Na Figura 4-10, para OOK-NRZ, a penalidade decresce linearmente com o aumento da taxa de transmissão uma vez que os requisitos de potência praticamente não variam num sistema com interferência mas aumentam linearmente num sistema sem interferência (sistema de referência).

calculados considerando o ruído não-estacionário. O objectivo desta análise é determinar se a aproximação considerada na secção anterior é ou não válida.

O modelo do sistema de transmissão é o mesmo utilizado na secção anterior.

Tal como na secção anterior, o valor da tensão à saída do filtro no instante de amostragem, devido apenas à interferência, é dado pela expressão (4.27). Por outro lado, uma vez que o ruído é não-estacionário, a variância do ruído no instante de amostragem não é constante, como considerado nas secções anteriores (expressão (4.11)), sendo agora dada pela expressão (4.9). Consideremos um filtro de recepção I&D, cuja resposta impulsional é dada por:

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\tau} & , 0 \leq t \leq T \\ 0 & , \text{outros valores} \end{cases} \quad (4.47)$$

onde T é a largura do impulso e τ é a constante de integração. Assumindo que a largura de banda do circuito de polarização e do pré-amplificador é muito superior à largura de banda do filtro, podemos aproximar a resposta impulsional do receptor a $h(t)$. Substituindo (4.47) em (4.9), a variância do ruído à saída do filtro no instante de amostragem é dada por:

$$\sigma_T^2(t) \approx q \cdot \int_{t-T}^t \{I_B + i_{interf}(t')\} \cdot \frac{1}{\tau^2} \cdot dt' \quad (4.48)$$

Fazendo a constante de integração igual ao período do impulso e usando a expressão (4.27), temos:

$$\begin{aligned} \sigma_T^2(t) &\approx \frac{q \cdot I_B}{T} + \frac{q}{T^2} \cdot \int_{t-T}^t i_{interf}(t') \cdot dt' = \\ &= \frac{q \cdot I_B}{T} + \frac{q}{T} \cdot v_i(t) = \\ &= \frac{q}{T} \cdot [I_B + v_i(t)] \end{aligned} \quad (4.49)$$

4.4.2.1 OOK-NRZ

Para OOK-NRZ, a probabilidade de erro de bit é dada pela expressão (4.30), com p_0 e p_1 dadas por:

$$p_0(v, t) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_T^2(t)}} \cdot \exp\left(-\frac{(v - v_i(t))^2}{2 \cdot \sigma_T^2(t)}\right) \quad (4.50a)$$

$$p_1(v, t) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma_T(t)} \cdot \exp\left(-\frac{(v - (v_T + v_i(t)))^2}{2 \cdot \sigma_T^2(t)}\right) \quad (4.50b)$$

4.4.2.2 L-PPM

Para L-PPM definimos a variância do ruído no instante de amostragem, para cada uma das L posições, como um vector de dimensão L , dado por:

$$\Phi(t) = \{\sigma_T^2(t), \sigma_T^2(t + T_s), \sigma_T^2(t + 2 \cdot T_s), \dots, \sigma_T^2(t + (L - 1) \cdot T_s)\} \quad (4.51)$$

Para L-PPM com detecção DL, a probabilidade de erro de bit é dada pelas expressões (4.34) e (4.35), com P_{01} e P_{10} dadas por:

$$P_{01}(\mathbf{V}_k) = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \text{Erf}\left(\frac{-v_T - 2 \cdot \mathbf{V}_k}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot \Phi_k}}\right) \right] \quad (4.52a)$$

$$P_{10}(\mathbf{V}_j) = \frac{1}{2} \cdot \text{Erfc}\left(\frac{v_T - 2 \cdot \mathbf{V}_j}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot \Phi_j}}\right) \quad (4.52b)$$

onde Φ_k representa o elemento k do vector Φ .

Para L-PPM com detecção MAP, a probabilidade de erro de bit é dada pelas expressões (4.41) e (4.42), com $p_{1,k}$ e $p_{0,j}$ dadas por:

$$p_{1,k}(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \Phi_k}} \cdot \exp\left(\frac{-(x - v_T - \mathbf{V}_k)^2}{2 \cdot \Phi_k}\right) \quad (4.53a)$$

$$p_{0,j}(y) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \Phi_j}} \cdot \exp\left(\frac{-(y - \mathbf{V}_j)^2}{2 \cdot \Phi_j}\right) \quad (4.53b)$$

4.4.2.3 Resultados

Nesta secção são comparados os resultados da PEB, para os casos em que o ruído se considera estacionário e não-estacionário. Neste estudo foram considerados os casos típicos de iluminação ambiente descritos na secção 4.4.1.4. Nestas condições, o Caso 2 (iluminação natural + incandescente) conduz a valores médios da corrente no fotodetector mais elevados (200+56 μA) e a maiores variações da mesma corrente (12.9 μA), em valor absoluto e relativamente ao seu valor médio. No entanto, se considerarmos um canal sem iluminação natural, as variações da corrente relativamente ao seu valor médio são superiores nos Casos 3

e 4: (i) 0.23 em média para as lâmpadas incandescentes; (ii) 1.65 em média para as lâmpadas fluorescentes (ver Tabela 3-4). Assim, o pior caso (maiores variações relativas da corrente) depende da quantidade de iluminação natural. Para uma corrente média produzida pela iluminação natural de $16.3 \mu\text{A}$, estas relações são iguais para as lâmpadas incandescentes e fluorescentes. Na maioria das situações de interesse prático o nível de iluminação natural é bastante superior ao representado por esta corrente (ver Tabela 3-2), pelo que assumimos o pior caso como sendo o relativo ao Caso 2. Assim, a comparação entre os dois modelos para o ruído quântico foi efectuada em sistemas sob o efeito de iluminação produzida por lâmpadas incandescentes.

Na Figura 4-14 mostra-se a potência óptica necessária para $\text{PEB}=10^{-5}$, num sistema OOK-NRZ a 1 Mbps sob o efeito de iluminação natural e artificial produzida por lâmpadas incandescentes. Dada a importância do nível de iluminação natural, a potência óptica representada foi calculada em função da corrente I_B devida à luz natural e foi normalizada para o caso em que não existe luz natural e considerando o ruído estacionário. Note-se que para valores de I_B inferiores a $16.3 \mu\text{A}$, as lâmpadas incandescentes deixam de constituir o pior caso. Na Figura 4-15 apresentam-se resultados semelhantes para um sistema 16-PPM com detecção DL.

Estes resultados mostram que a aproximação que consiste em considerar o ruído quântico estacionário é suficientemente boa. As diferenças de potência resultantes da aplicação dos dois modelos são insignificantes.

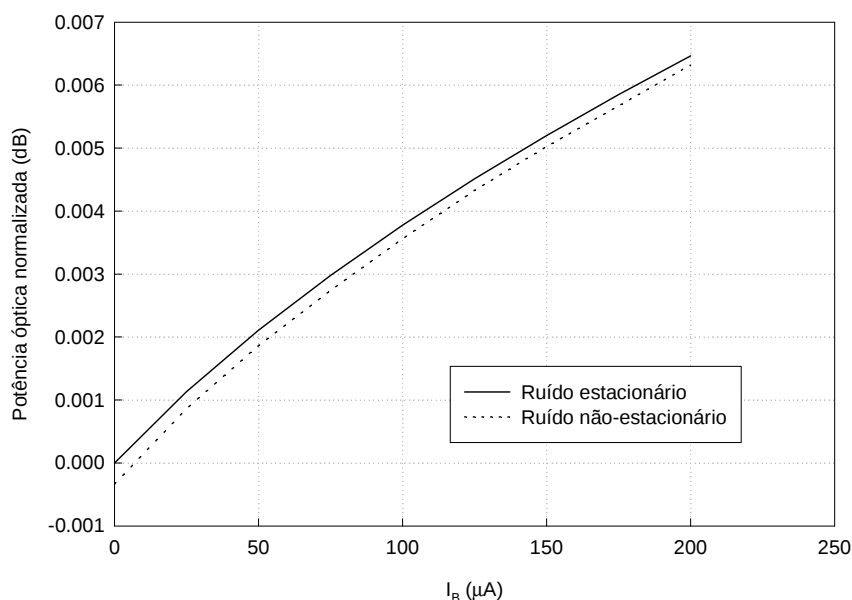


Figura 4-14. Comparação da sensibilidade dum receptor num sistema OOK-NRZ, considerando o ruído quântico estacionário ou não-estacionário.

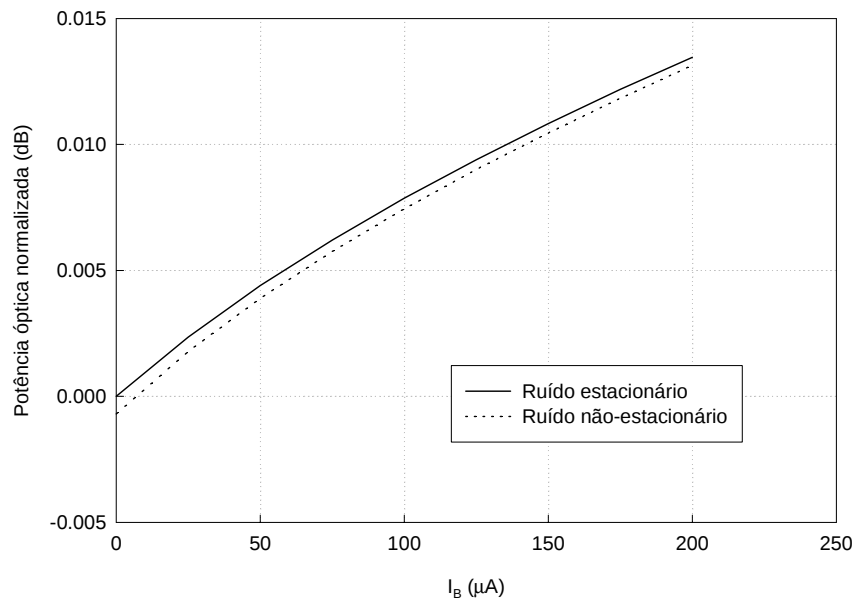


Figura 4-15. Comparação da sensibilidade dum receptor num sistema 16-PPM, considerando o ruído quântico estacionário ou não-estacionário.

4.5 Conclusões

Os efeitos da interferência produzida pela iluminação artificial no desempenho dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre foram avaliados para sistemas utilizando modulação OOK-NRZ, L-PPM e BPSK. Neste estudo foram consideradas as três classes de interferência descritas no Capítulo 3 e foram apresentados resultados para quatro casos típicos de iluminação ambiente, resultantes de uma caracterização experimental.

O ruído quântico produzido pela iluminação artificial é não-estacionário. No entanto a utilização de um modelo dos sistemas de transmissão em que o ruído é considerado estacionário conduz a resultados muito próximos dos que são obtidos quando se considera o ruído não-estacionário.

Os resultados apresentados neste Capítulo mostram que a interferência produzida pela iluminação artificial deve ser considerada nos estudos de desempenho e no projecto de sistemas de transmissão ópticos em espaço livre.

Os efeitos da interferência óptica podem resumir-se da seguinte forma:

- os sistemas que utilizam técnicas de modulação em banda base são os mais afectados pela interferência óptica. Nos sistemas que utilizam portadoras eléctricas, a utilização de portadoras com frequências elevadas permite evitar os efeitos da interferência óptica.

- a penalidade de potência devido à interferência é tanto maior quanto menor a taxa de transmissão;
- em sistemas OOK-NRZ e L-PPM com detecção de limiar (DL), todos os tipos de interferência produzem penalidades elevadas;
- os sistemas L-PPM com detecção MAP, para taxas de transmissão superiores a 1 Mbps, são bastante robustos à interferência produzida por lâmpadas incandescentes ou por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais;
- a interferência óptica produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos produz penalidades de potência muito elevadas em todos os sistemas em banda-base considerados, para taxas de transmissão até cerca de 10 Mbps. Para taxas de transmissão superiores, a penalidade em sistemas L-PPM com detecção MAP é menor, sendo praticamente nula para taxas de transmissão da ordem dos 100 Mbps.

Os resultados apresentados mostram que 16-PPM constitui uma boa técnica de modulação na presença de interferência, tal como para canais sem interferência, excepto para taxas de transmissão inferiores a 1 Mbps, para as quais BPSK constitui uma boa solução.

Capítulo 5

Técnicas de combate aos efeitos da interferência produzida pela iluminação ambiente

5.1 Introdução

Como vimos no Capítulo 4, a interferência óptica produzida pela iluminação ambiente artificial afecta o desempenho dos sistemas de transmissão e provoca, na maioria dos casos, penalidades de potência muito elevadas. Estes efeitos da interferência óptica podem ser reduzidos recorrendo a diversas técnicas. No Capítulo 3 foi já considerada a filtragem óptica como uma dessas técnicas e avaliada experimentalmente a sua eficiência na redução dos níveis de ruído quântico e na redução da amplitude da interferência. Neste Capítulo são estudadas duas outras técnicas: a filtragem eléctrica passa-alto e o cancelamento da interferência.

Com excepção da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes com balastros electrónicos (de utilização menos frequente), a interferência óptica produzida pela iluminação artificial tem um espectro eléctrico concentrado numa gama de frequências até cerca de 20 kHz. Este facto sugere a utilização de filtragem eléctrica passa-alto para reduzir os efeitos da interferência. De facto, esta tem sido a técnica mais frequentemente utilizada para combater os efeitos da interferência óptica, sem que, no entanto, fosse conhecida quantitativamente a sua eficiência.

A filtragem passa-alto permite reduzir os efeitos da interferência mas introduz também interferência-entre-símbolos (ISI). Em [Mal95] a penalidade provocada pela interferência entre símbolos introduzida pela filtragem passa-alto foi avaliada para sistemas OOK-NRZ a

100 Mbps. No entanto, os efeitos da própria interferência óptica no desempenho dos sistemas de transmissão não têm sido quantificados.

Neste Capítulo é avaliada a eficiência da filtragem eléctrica passa-alto no combate aos efeitos da interferência (secção 2) e proposta uma outra técnica, que designamos por cancelamento, para combater a interferência óptica (secção 3). Na secção 4 são apresentadas as conclusões e identificados alguns assuntos que requerem ainda uma análise mais profunda.

5.2 Utilização de filtragem passa-alto

Nesta secção é avaliado o desempenho dos sistemas de transmissão quando é utilizada filtragem eléctrica passa-alto para combater a interferência óptica. O objectivo é avaliar a eficiência desta técnica no combate dos vários tipos de interferência, para diferentes técnicas de modulação e em sistemas com diferentes taxas de transmissão.

O modelo do sistema de transmissão considerado é semelhante ao modelo descrito no Capítulo 4, ao qual é acrescentado um filtro passa-alto, em cascata com o filtro de recepção de integração e descarga (I&D). Com base nos resultados apresentados na secção 4.4.2.3, o ruído quântico gerado no fotodetector pela iluminação ambiente foi considerado estacionário. Neste estudo foi considerada a utilização de filtros do tipo Butterworth. A ordem e frequência de corte do filtro foi ajustada para cada tipo de interferência, técnica de modulação e taxa de transmissão.

As expressões para a probabilidade de erro que contabilizam o efeito da interferência, apresentadas no Capítulo 4, são algo complexas e a sua avaliação numérica requer um tempo de computação considerável. Em particular, a avaliação das expressões da probabilidade de erro para L-PPM no caso da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos requer um tempo de processamento muito grande, devido à forma mais complexa da interferência. A utilização de filtragem passa-alto no combate da interferência introduz interferência-entre-símbolos (ISI). O cálculo analítico das probabilidades de erro em sistemas com ISI é ainda mais complexo e, em muitos casos, apenas é possível obter expressões para majorantes e/ou minorantes da probabilidade de erro. Por estas razões, optou-se por avaliar a eficácia da filtragem eléctrica passa-alto no combate da interferência recorrendo a simulação. Este processo permite obter resultados mais rapidamente e permite uma maior flexibilidade no estudo de várias soluções. A avaliação do desempenho foi efectuada utilizando a aplicação *Signal Processing Worksystem* - SPW [SPW].

A aplicação SPW é constituída por várias ferramentas, integradas num mesmo ambiente de trabalho dotado de uma interface gráfica. O ambiente de trabalho pode ser mais ou menos completo, dependendo dos módulos adquiridos (ferramentas e bibliotecas), dos quais se destacam os seguintes:

- editor de diagramas esquemáticos: esta ferramenta permite construir os sistemas de simulação, à custa dos blocos elementares disponíveis nas bibliotecas ou dos blocos desenvolvidos pelo utilizador. Este editor permite ainda construir blocos elementares descritos por código. Estes blocos são necessários para implementar funções não incluídas nas bibliotecas existentes.
- processador de sinais: esta ferramenta permite gerar, visualizar e tratar sinais, os quais são armazenados em ficheiros na forma de conjuntos de amostras temporais. Estes sinais podem constituir entradas ou saídas dos processos de simulação. Esta ferramenta permite visualizar os sinais em várias formas, incluindo diagramas de olho e diagramas de constelações. É ainda possível realizar um conjunto de operações sobre os sinais, tais como cálculo de transformadas discretas de Fourier, filtragem e re-amostragem;
- simulador: esta ferramenta é o coração do sistema e permite simular os sistemas construídos. Dependendo do tipo de blocos utilizados, a simulação pode ser efectuada no domínio do tempo e/ou da frequência;
- bibliotecas: estão disponíveis várias bibliotecas de blocos, os quais permitem realizar um conjunto variado de operações sobre os sinais. Estes blocos elementares podem ser utilizados para construir outros blocos mais complexos, resultando em sistemas de simulação com uma estrutura hierárquica. De especial utilidade para este trabalho foram os blocos incluídos na livreria “*Communications Library*”.

Os estudos sobre a utilização de filtragem passa-alto foram efectuados para sistemas OOK-NRZ e L-PPM, considerando os vários tipos de interferência. As técnicas de modulação que utilizam portadoras eléctricas (BPSK, FSK, etc.) não foram consideradas, uma vez que o recurso a uma portadora de frequência elevada permite sempre evitar a gama de frequências ocupada pela interferência (secção 4.4.1.3).

Para cada um dos dois tipos de sistema (OOK-NRZ e L-PPM) foi construído um sistema de simulação. A maioria das funções foi implementada recorrendo aos blocos fornecidos pela ferramenta de simulação, com excepção dos blocos geradores de interferência óptica. Para cada tipo de interferência óptica foi construído um bloco, baseado nos modelos descritos no Capítulo 3, capaz de gerar um sinal interferidor com amplitude variável. Estes blocos foram construídos na forma mais elementar (código), por forma a aumentar a eficiência da simulação.

No processo de simulação, o critério de paragem utilizado foi o número de erros (bits). Para probabilidades de erro de bit elevadas ($> 10^{-3}$) foram considerados 1000 erros, enquanto que para probabilidades de erro de bit baixas foram considerados 100 erros. Estes números de erros permitem obter estimativas da probabilidade de erro com margens de erro muito reduzidas [Jer84].

5.2.1 OOK-NRZ

Na simulação de sistemas OOK-NRZ foi utilizado um sistema como o representado na Figura 5-1. A parte superior do diagrama representa o emissor óptico, a parte central representa o canal de transmissão e a parte inferior representa o receptor.

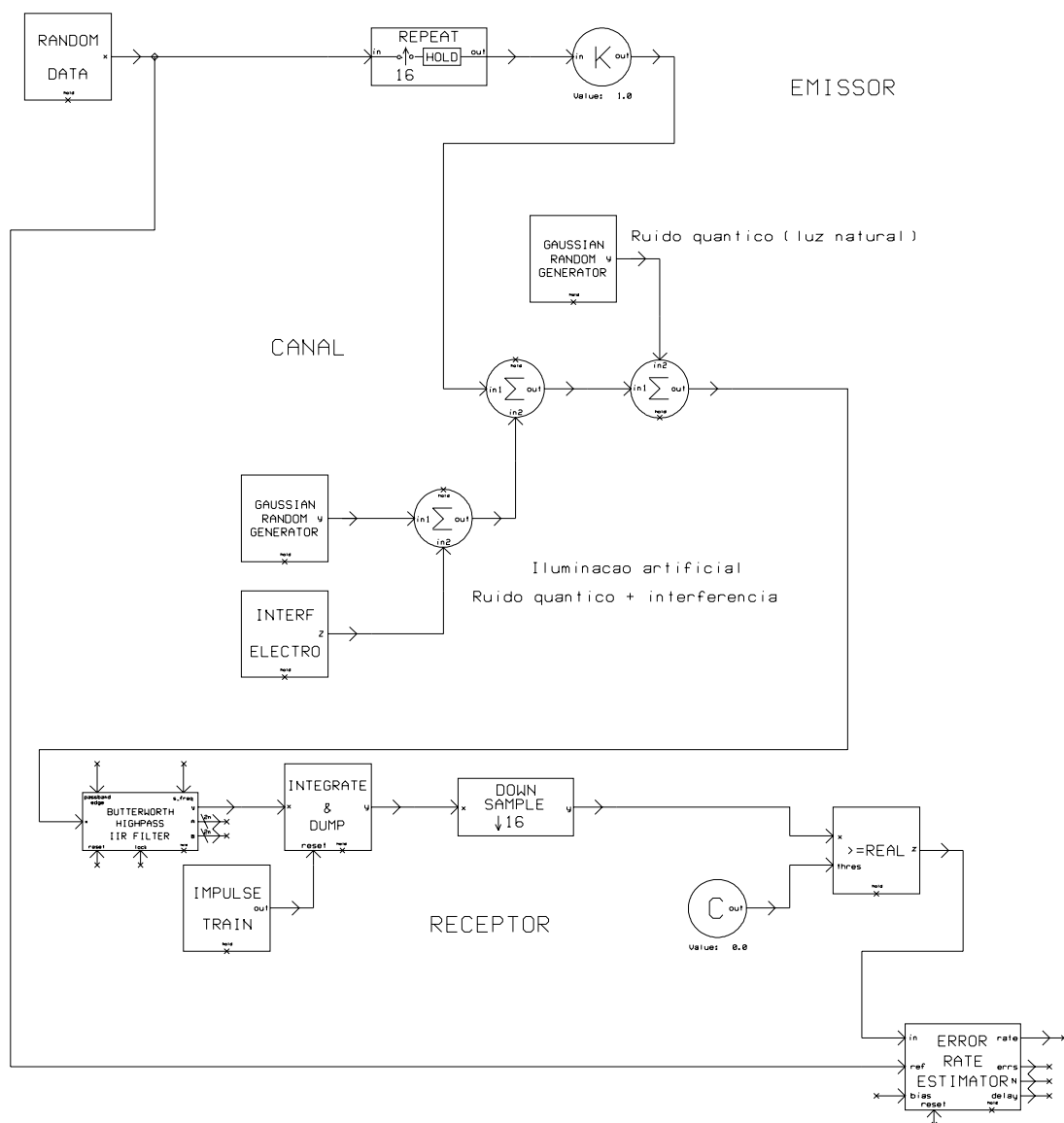


Figura 5-1. Diagrama esquemático do sistema utilizado na simulação de sistemas OOK-NRZ.

A sequência de bits a ser transmitida foi gerada por um gerador de sequências pseudo-aleatórias (bloco “RANDOM DATA”), de comprimento $2^{32}-1$, o qual gera amostras com valores 0.0 ou 1.0 com a mesma probabilidade. Para cada impulso, correspondente a um bit, foram utilizadas 16 amostras. A intensidade do sinal óptico transmitido para o canal foi ajustada multiplicando as amostras correspondentes a cada impulso por uma constante.

O canal, que inclui o ruído quântico induzido no fotodetector pela iluminação ambiente, foi modelado por dois geradores de amostras de valor pseudo-aleatório, seguindo uma distribuição Normal de média nula e variância ajustável pelo utilizador. A interferência foi modelada por um bloco gerador da interferência (bloco “INTERF ELECTRO”). A intensidade da interferência foi ajustada por meio de um parâmetro do próprio bloco.

No receptor, foi utilizado um filtro passa-alto Butterworth, do tipo IIR, tendo como parâmetros a ordem do filtro, a frequência de corte e o valor da atenuação à frequência de corte. O valor da atenuação do filtro à frequência de corte foi ajustado para 3 dB. Para cada caso (tipo de interferência e taxa de transmissão) a frequência de corte e a ordem do filtro foram ajustados, por tentativas, de forma a minimizar a probabilidade de erro de bit (PEB). Para isso foram tentadas várias ordens de filtros e várias frequências de corte e adoptados os valores que conduziam a menores valores da PEB.

Em cascata com o filtro passa-alto foi colocado um filtro de integração e descarga (I&D). A decisão foi efectuada comparando o valor da última amostra correspondente a cada impulso com um nível de decisão. O valor do nível de decisão foi colocado a 0.0, uma vez que o filtro passa-alto retira a componente d.c. do sinal recebido.

Os valores da variância do ruído quântico foram calculados a partir dos valores da corrente I_B , através da expressão:

$$\sigma_i^2 = \frac{q \cdot I_B \cdot N_a}{T_b} \quad (5.1)$$

onde N_a é o número de amostras por período. Desta forma, o valor da variância do ruído no instante de amostragem é igual ao obtido através da expressão (4.11).

No estudo da filtragem passa-alto foram considerados os mesmos quatro casos típicos de iluminação ambiente considerados no Capítulo 4 (secção 4.4.1.4). Na Tabela 5-1 são apresentados os valores dos diversos parâmetros utilizados na simulação, para cada taxa de transmissão e para cada caso de iluminação.

A probabilidade de erro foi estimada utilizando um bloco que determina e ajusta automaticamente o atraso entre a sequência transmitida e recebida.

Parâmetro/Taxa de transmissão	100 kbps	1 Mbps	10 Mbps	100 Mbps
Variância do ruído (luz natural) ($I_B = 200 \mu A$)	5.127e-17	5.127e-16	5.127e-15	5.127e-14
Interferência produzida por lâmpadas incandescente ($I_B = 56 \mu A$)				
- Amplitude da interferência	6.437e-6	6.437e-6	6.437e-6	6.437e-6
- Variância do ruído (luz artificial)	1.436e-17	1.436e-16	1.436e-15	1.436e-14
Interferência produzida por lâmpadas fluorescentes com balastros convencionais ($I_B = 2 \mu A$)				
- Amplitude da interferência	1.667e-6	1.667e-6	1.667e-6	1.667e-6
- Variância do ruído (luz artificial)	5.127e-19	5.127e-18	5.127e-17	5.127e-16
Interferência produzida por lâmpadas fluorescentes com balastros electrónicos ($I_B = 2 \mu A$)				
- Amplitude da interferência	3.390e-7	3.390e-7	3.390e-7	3.390e-7
- Variância do ruído (luz artificial)	5.127e-19	5.127e-18	5.127e-17	5.127e-16

Tabela 5-1. Valores dos parâmetros usados na simulação de sistemas OOK-NRZ.

5.2.2 L-PPM

Para sistemas L-PPM foram efectuadas simulações utilizando detectores DL e MAP.

A Figura 5-2 mostra o diagrama esquemático do sistema de simulação utilizado na simulação de sistemas L-PPM com detecção MAP.

Este sistema de simulação é muito semelhante ao utilizado na simulação de sistemas OOK-NRZ com as seguintes diferenças:

- no emissor foi inserido um modulador PPM, sendo a ordem de PPM ajustável por meio de um parâmetro do bloco. Este bloco foi construído com base em blocos fornecidos pelas bibliotecas. Para cada impulso, correspondente a uma posição, foram utilizadas 16 amostras;
- no receptor, o comparador foi substituído por um detector MAP. O detector MAP, foi também construído com base em blocos fornecidos pelas bibliotecas.

O diagrama esquemático correspondente a sistemas L-PPM com detecção DL é apresentado na Figura 5-3. Relativamente ao sistema L-PPM com detecção MAP, a única alteração consistiu em inserir um comparador, com nível de decisão ajustável, antes do detector MAP. As funções efectuadas por estes dois blocos são equivalentes às dum detector DL. Desta forma não foi necessário desenvolver um bloco específico para o detector DL.

O nível de decisão do comparador foi ajustado para o valor dado pela expressão:

$$v_d = P_{rec} \cdot \frac{L-2}{2} \quad (5.2)$$

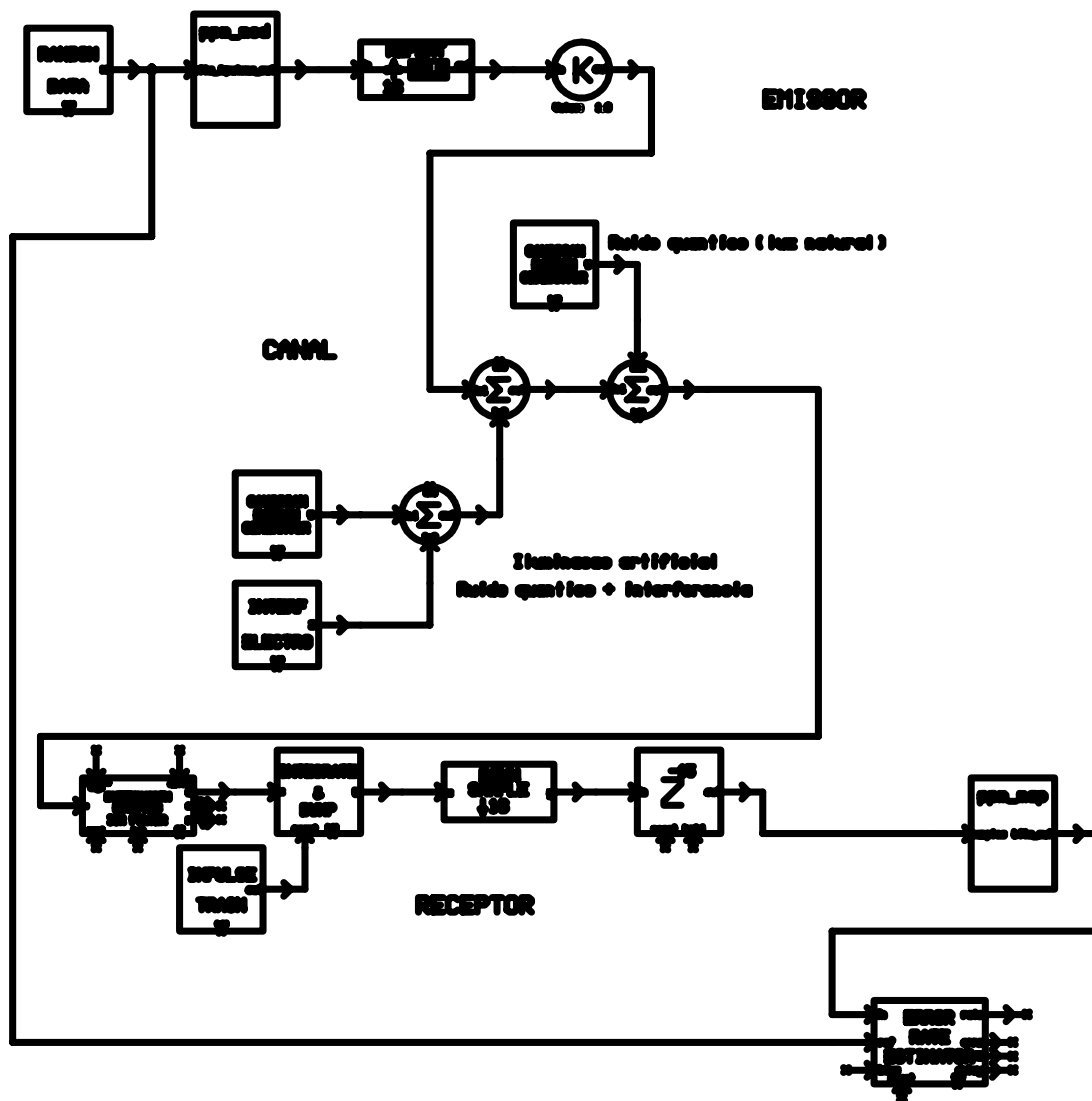


Figura 5-2. Diagrama esquemático do sistema utilizado na simulação de sistemas L-PPM com detecção MAP.

correspondente ao valor a meia distância entre o valor esperado à saída do filtro no instante de amostragem dado que foi transmitido um impulso e o mesmo valor dado que não foi transmitido impulso.

Os valores da variância do ruído quântico foram calculados a partir dos valores da corrente I_B , através da expressão:

$$\sigma_i^2 = \frac{q \cdot I_B \cdot N_a}{T_s} \quad (5.3)$$

onde N_a é o número de amostras por período. Desta forma, o valor da variância do ruído no instante de amostragem é igual ao obtido através da equação (4.14).

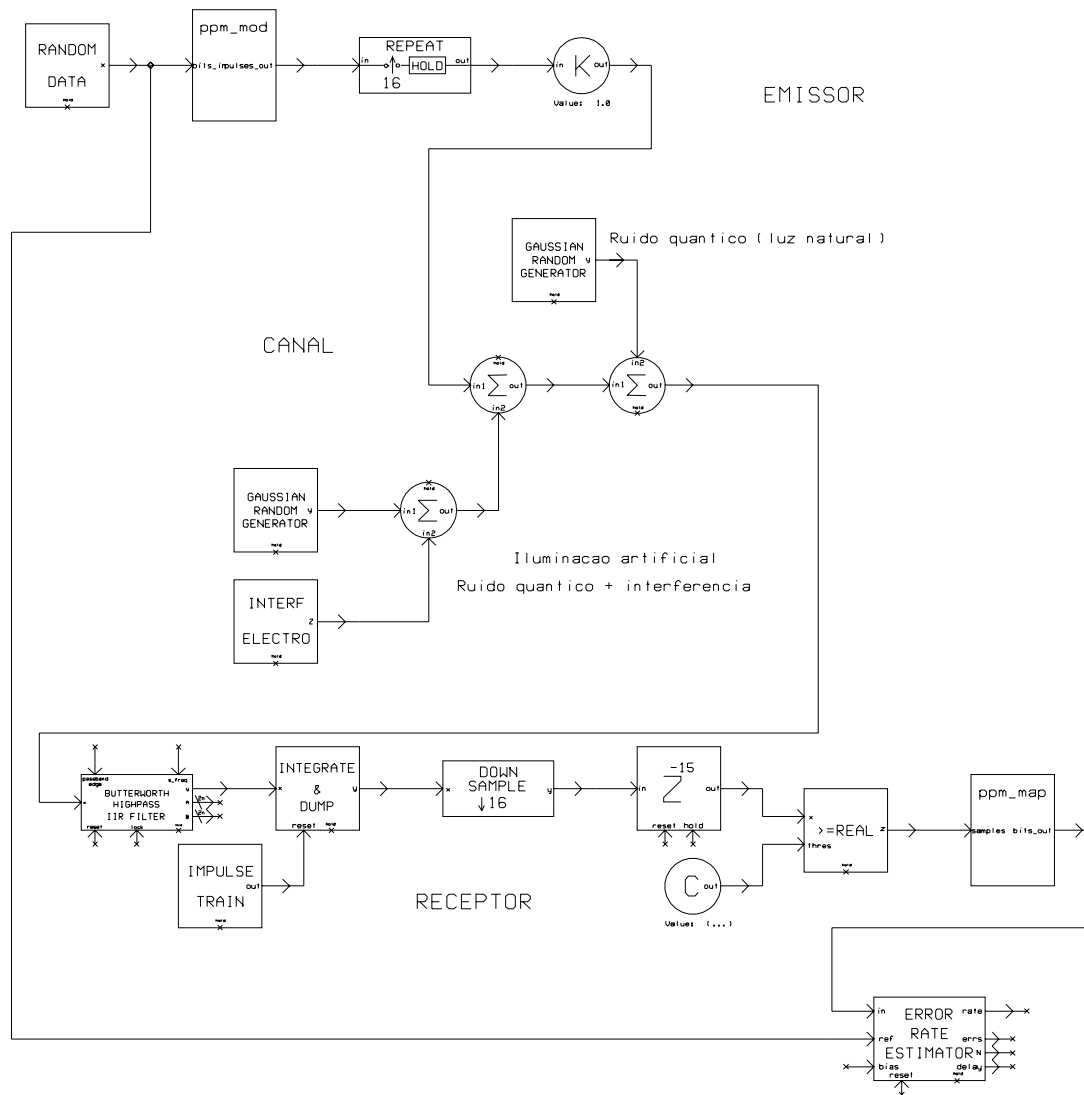


Figura 5-3. Diagrama esquemático do sistema utilizado na simulação de sistemas L-PPM com detecção DL.

Na Tabela 5-2 são apresentados os valores dos diversos parâmetros utilizados na simulação, para cada taxa de transmissão.

5.2.3 Resultados

Nesta secção, os resultados apresentados sobre a utilização de filtragem eléctrica passa-alto referem-se a estes mesmos quatro casos típicos de iluminação descritos na secção 4.4.1.4. Tal como no Capítulo 4, nos resultados apresentados a seguir, a potência óptica recebida foi normalizada para a potência óptica necessária para que se obtenha uma probabilidade de erro de bit igual a 10^{-5} num sistema OOK-NRZ, nas condições relativas ao Caso 1, isto é, num canal limitado apenas pelo ruído quântico induzido pela iluminação natural.

Parâmetro\Taxa de transmissão	100 kbps	1 Mbps	10 Mbps	100 Mbps
Variância do ruído (luz natural) ($I_B = 56 \mu A$)	2.051e-16	2.051e-15	2.051e-14	2.051e-13
Interferência produzida por lâmpadas incandescente ($I_B = 56 \mu A$)				
- Amplitude da interferência	6.437e-6	6.437e-6	6.437e-6	6.437e-6
- Variância do ruído (luz artificial)	5.742e-17	5.742e-16	5.742e-15	5.742e-14
Interferência produzida por lâmpadas fluorescentes com balastros convencionais ($I_B = 2 \mu A$)				
- Amplitude da interferência	1.667e-6	1.667e-6	1.667e-6	1.667e-6
- Variância do ruído (luz artificial)	2.051e-18	2.051e-17	2.051e-16	2.051e-15
Interferência produzida por lâmpadas fluorescentes com balastros electrónicos ($I_B = 2 \mu A$)				
- Amplitude da interferência	3.390e-7	3.390e-7	3.390e-7	3.390e-7
- Variância do ruído (luz artificial)	2.051e-18	2.051e-17	2.051e-16	2.051e-15

Tabela 5-2. Valores dos parâmetros usados na simulação de sistemas L-PPM.

5.2.3.1 Caso 2: Iluminação produzida por lâmpadas incandescentes e luz solar

Na Figura 5-4 são apresentadas curvas de PEB em função da potência óptica recebida, para sistemas a 1 Mbps, quando é utilizada filtragem eléctrica passa-alto para combater a interferência.

Para cada uma das técnicas de modulação foi utilizado um filtro passa-alto com características diferentes. Para cada caso, os valores da frequência de corte e da ordem do filtro passa-alto foram determinados por tentativas, por forma a produzir os melhores resultados. Para isso, foram efectuadas várias simulações até se obter o melhor desempenho, pelo que os valores da frequência de corte apresentados na Tabela 5-3 são apenas aproximações aos valores óptimos. As diferenças de desempenho observadas para frequências de corte da mesma ordem de grandeza não foram significativas.

Os resultados apresentados na Figura 5-4 mostram que a filtragem passa-alto é bastante eficiente na redução da penalidade induzida pela interferência produzida por lâmpadas incandescentes. Para OOK-NRZ e 16-PPM com detecção DL, a penalidade é reduzida de 24 e 16 dB para 2.4 e 0.7 dB, respectivamente. Para 16-PPM com detecção MAP, a penalidade

Técnica de modulação	Ordem do filtro	Frequência de corte
OOK-NRZ	1 ^a	4 kHz
16-PPM, MAP	1 ^a	500 Hz
16-PPM, DL	1 ^a	6 kHz

Tabela 5-3. Características dos filtros utilizados para combater os efeitos da iluminação incandescente.

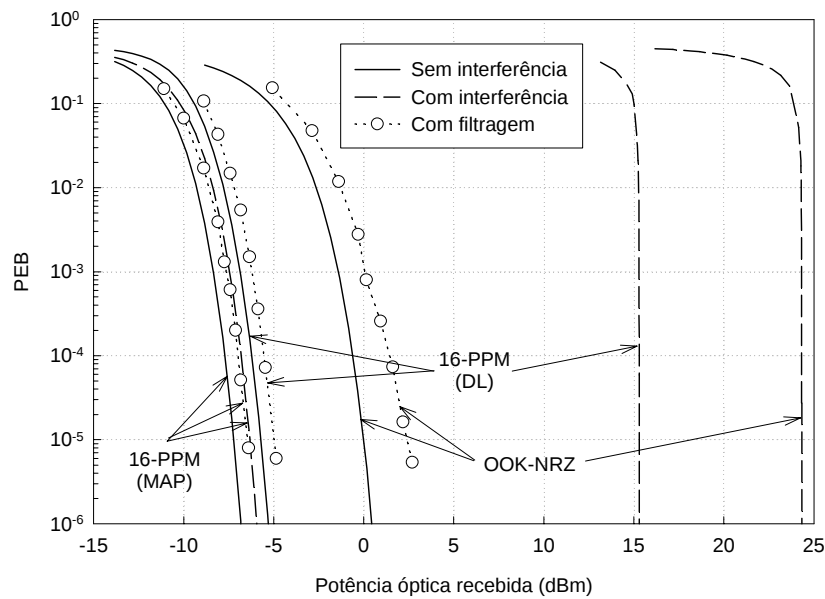


Figura 5-4. Desempenho de várias técnicas de modulação, com filtragem eléctrica passa-alto, para um canal com interferência produzida por lâmpadas incandescentes.

sem filtragem já era reduzida (0.9 dB), sendo agora reduzida para 0.7 dB.

Para taxas de transmissão diferentes de 1 Mbps, os efeitos da interferência são diferentes. Na Figura 5-5 são apresentadas as penalidades induzidas pela interferência produzida por lâmpadas incandescentes em sistemas a 100 kbps, 1, 10 e 100 Mbps, com e sem filtragem passa-alto. Os parâmetros dos filtros utilizados estão representados na Tabela 5-4. Mais uma vez, as penalidades foram calculadas relativamente ao desempenho dos mesmos sistemas no Caso 1. As linhas mostradas a unir os pontos servem apenas para tornar a figura mais clara.

Quando se utiliza filtragem passa-alto, o desempenho dos sistemas de transmissão melhora consideravelmente, relativamente a sistemas sem filtragem. Para 16-PPM com detecção MAP, a elevada penalidade observada a 100 kbps (7 dB) é reduzida para menos de 0.8 dB. Para 16-PPM com detecção DL, as elevadas penalidades observadas para todas as taxas de transmissão são também reduzidas consideravelmente, mesmo para 100 kbps.

Para OOK-NRZ, a filtragem passa-alto produz resultados positivos para taxas de transmissão superiores a 1 Mbps, mas para 100 kbps as melhorias verificadas não são muito significativas (29 para 22 dB). A razão deste comportamento deve-se ao facto dos sistemas NRZ não permitirem a utilização de frequências de corte elevadas sem que seja produzida demasiada interferência entre símbolos (ISI).

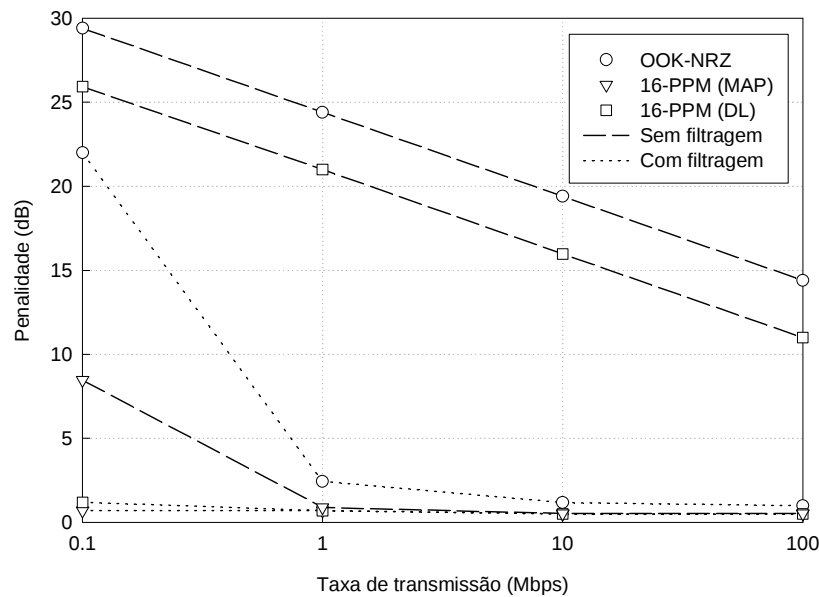


Figura 5-5. Penalidade produzida pela interferência produzida por lâmpadas incandescentes em função da taxa de transmissão, em sistemas com filtragem eléctrica passa-alto.

Técnica de modulação	100 kbps	1 Mbps	10 Mbps	100 Mbps
OOK-NRZ	2 kHz; 2 ^a	4 kHz; 1 ^a	4 kHz; 1 ^a	10 kHz; 1 ^a
16-PPM, MAP	2 kHz; 2 ^a	500 Hz; 1 ^a	(1)	(1)
16-PPM, DL	3 kHz; 2 ^a	6 kHz; 1 ^a	10 kHz; 1 ^a	12 kHz; 1 ^a

(1) Nestes casos a penalidade deve-se essencialmente ao aumento de ruído quântico e não à interferência, pelo que a utilização de um filtro não conduz à diminuição da penalidade.

Tabela 5-4. Frequência de corte e ordem dos filtros utilizados para combater os efeitos da iluminação incandescente em sistemas a várias taxas de transmissão.

5.2.3.2 Caso 3: Iluminação produzida por lâmpadas fluorescentes com balastro convencional e luz solar

A Figura 5-6 mostra o desempenho de sistemas de transmissão a 1 Mbps com filtragem passa-alto, quando sob o efeito de interferência produzida por lâmpadas fluorescentes com balastros convencionais. Para 16-PPM são apresentadas curvas relativas à utilização dos detectores MAP e DL. Tal como para o Caso 2, para cada uma das técnicas de modulação foi utilizado um filtro passa-alto com uma frequência de corte diferente (Tabela 5-5).

Como mostra a Figura 5-6, os efeitos deste tipo de interferência são semelhantes aos produzidos pela interferência das lâmpadas incandescentes. Para OOK-NRZ e 16-PPM com detecção DL, a utilização de filtragem passa-alto conduz a penalidades de potência aceitáveis

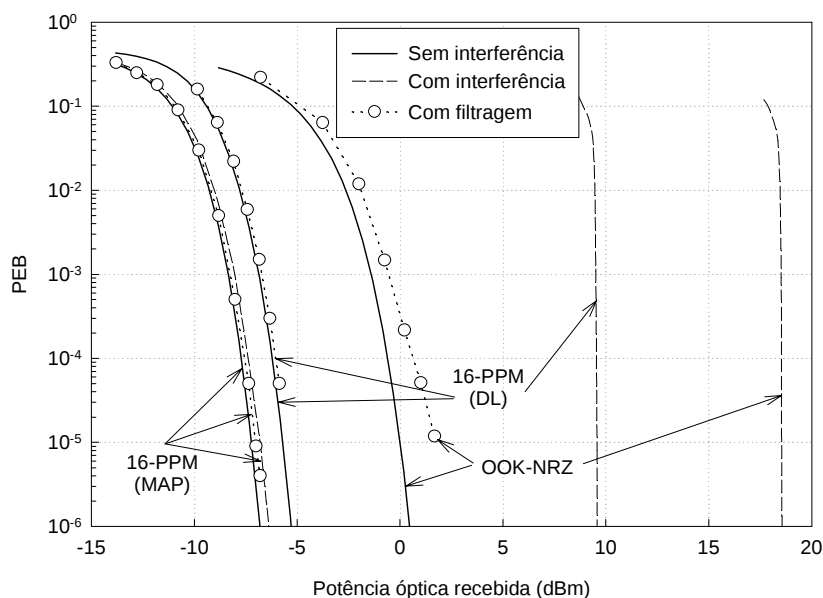


Figura 5-6. Desempenho de várias técnicas de modulação para um canal com interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros convencionais.

Técnica de modulação	Ordem do filtro	Frequência de corte
OOK-NRZ	1	4 kHz
16-PPM, MAP	1	500 Hz
16-PPM, DL	1	6 kHz

Tabela 5-5. Características dos filtros utilizados para combater os efeitos da iluminação fluorescente com balastro convencional.

(2 dB para OOK-NRZ e 0.2 dB para 16-PPM), quando comparadas com as penalidades obtidas sem filtragem eléctrica.

Para 16-PPM com detecção MAP, a penalidade de potência é bastante reduzida, mesmo sem filtragem eléctrica. Com o filtro passa-alto a penalidade é de cerca de 0.2 dB. Note-se que para este tipo de iluminação, o ruído quântico induzido pela iluminação artificial é desprezável ($I_B=2 \mu A$ comparado com $I_B=200 \mu A$ da iluminação natural). Este facto explica que as penalidades para 16-PPM sejam inferiores às obtidas para o Caso 2.

5.2.3.3 Caso 4: Iluminação produzida por lâmpadas fluorescentes com balastro electrónico e luz solar

A Figura 5-7 mostra as curvas de PEB em função da potência óptica necessária para sistemas de transmissão a 1Mbps, utilizando OOK-NRZ, 4-PPM e 16-PPM com detecção MAP. Não são apresentados resultados para sistemas L-PPM com detecção DL porque, tal como vimos nos casos anteriores, o seu comportamento é semelhante ao observado para

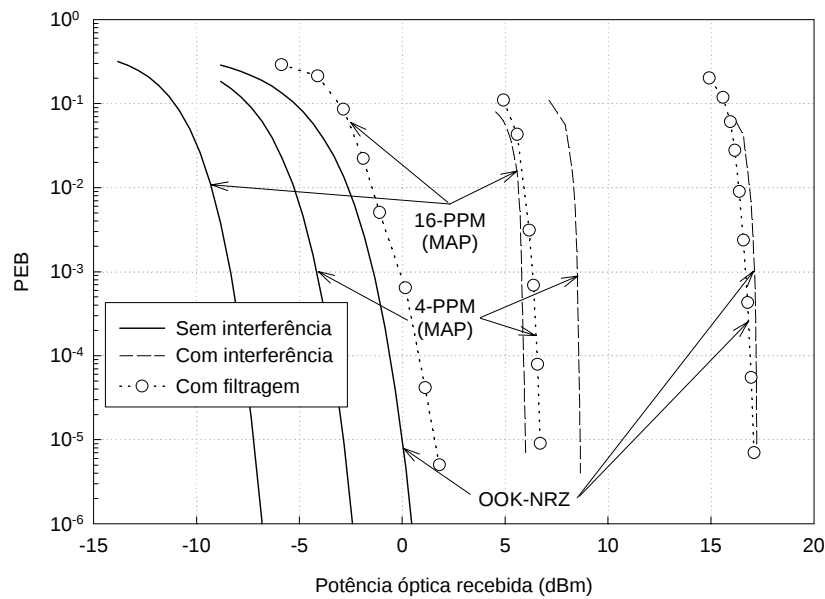


Figura 5-7. Desempenho de várias técnicas de modulação para um canal com interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos.

OOK-NRZ. Estas semelhanças devem-se ao facto de em ambas as técnicas a decisão se basear na comparação com um nível de decisão. Na Tabela 5-6 são apresentadas as características dos filtros utilizados.

Tal como para os outros tipos de interferência, a penalidade induzida nos sistemas OOK-NRZ sem filtragem passa-alto é muito elevada, como vimos no Capítulo 4. No entanto, para este tipo de interferência, a utilização de filtragem passa-alto não conduz a melhorias significativas, não sendo possível, para esta taxa de transmissão, recuperar mais que 0.2 dB de penalidade. Este facto resulta da elevada largura de banda ocupada por este tipo de interferência e da interferência entre símbolos (ISI) introduzida pelo filtro passa-alto. Neste caso, o valor da frequência de corte que minimiza a PEB não permite atenuar as componentes de mais alta frequência da interferência.

Para 4-PPM e 16-PPM com detecção MAP, sem filtragem eléctrica, as penalidades são também muito elevadas, como vimos no Capítulo 4. Quando se utiliza filtragem passa-alto, a

Técnica de modulação	Ordem do filtro	Frequência de corte
OOK-NRZ	1 ^a	400 Hz
4-PPM, MAP	2 ^a	100 kHz
16-PPM,MAP	1 ^a	200 kHz

Tabela 5-6. Características dos filtros utilizados para combater os efeitos da iluminação fluorescente com balastro electrónico.

penalidade é reduzida, mas não de forma muito significativa. Para 4-PPM, a filtragem eléctrica permite reduzir a penalidade de 11.6 para 9.6 dB, enquanto que para 16-PPM a redução é de 13 para 8.9 dB. De qualquer forma, as penalidades são muito elevadas.

Para outras velocidades de transmissão, o desempenho dos sistemas de transmissão é, em alguns casos, consideravelmente diferente, como mostra a Figura 5-8, onde são mostrados os valores da potência óptica necessária para $PEB=10^{-5}$ em função da taxa de transmissão. Os parâmetros dos filtros passa-alto utilizados estão representados na Tabela 5-7.

Para OOK-NRZ, as melhorias obtidas com a filtragem passa-alto são praticamente nulas, pelo menos para taxas de transmissão até 10 Mbps. Para 100 Mbps, a utilização de filtragem passa-alto permite reduzir os efeitos da interferência. A conclusão mais importante é que um sistema utilizando OOK-NRZ, e na presença de interferência, necessita de menos potência a

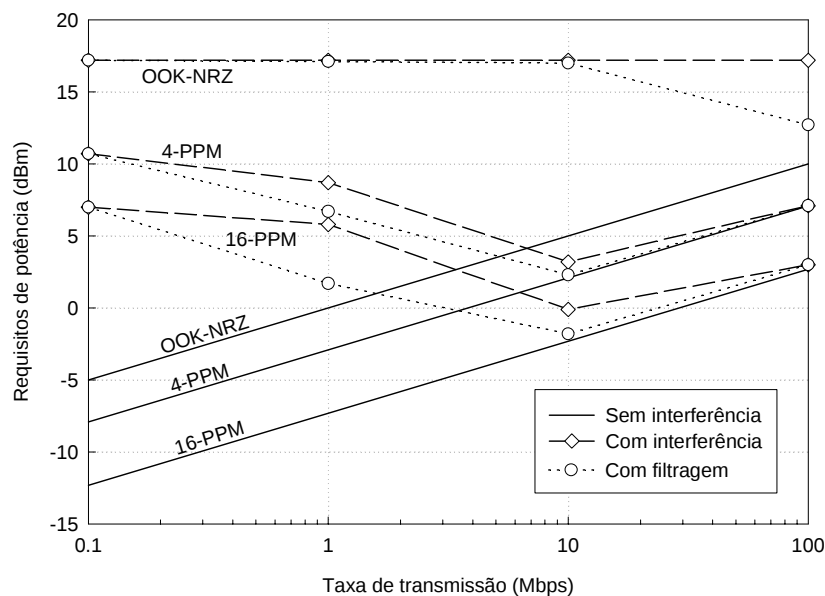


Figura 5-8. Requisitos de potência na presença de interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos em função da taxa de transmissão.

Técnica de modulação	100 kbps	1 Mbps	10 Mbps	100 Mbps
OOK-NRZ	(1)	400 Hz; 1 ^a	50 kHz; 1 ^a	500 kHz; 1 ^a
4-PPM, MAP	2 kHz; 1 ^a	100 kHz; 2 ^a	300 kHz; 2 ^a	(2)
16-PPM, MAP	3 kHz; 2 ^a	200 kHz; 1 ^a	200 kHz; 1 ^a	(2)

(1) Neste caso a utilização de um filtro passa-alto não permite reduzir a penalidade.

(2) A esta taxa de transmissão a penalidade já é tão baixa que não se justifica a utilização de filtragem eléctrica passa-alto.

Tabela 5-7. Frequência de corte e ordem dos filtros utilizados para combater os efeitos da iluminação fluorescente com balastros electrónicos em sistemas a várias taxas de transmissão.

100 Mbps que a taxas de transmissão inferiores a 10 Mbps!

Para 4-PPM e 16-PPM com detecção MAP, os resultados são consideravelmente diferentes. Para taxas de transmissão baixas (100 kbps e 1 Mbps), a penalidade induzida pela interferência é muito elevada e a utilização de filtragem eléctrica passa-alto não conduz a melhorias muito significativas. A 10 Mbps, as penalidades são bastante inferiores e a utilização de filtragem passa-alto permite reduzi-las para valores praticamente insignificantes. A 100 Mbps, as penalidades são praticamente nulas, mesmo sem o recurso a filtragem passa-alto. Independentemente da taxa de transmissão utilizada, 16-PPM é a técnica que requer níveis de potência menos elevados, mantendo a vantagem observada para canais sem interferência. Finalmente, um sistema 16-PPM necessita de menos potência a 10 Mbps que a qualquer outra taxa de transmissão.

Um outro resultado que interessa salientar é que um sistema 4-PPM a 10 Mbps necessita apenas de mais 0.6 dB de potência que um sistema 16-PPM a 1 Mbps. Este resultado é importante pelo facto de 4-PPM ser menos sensíveis à dispersão multi-percurso que 16-PPM [Kah94]. Assim, considerando também a penalidade devido à dispersão multi-percurso (1-3 dB para 16-PPM, 0.5-1.5 dB para 4-PPM, a 10 Mbps, [Kah94]), é de esperar que um sistema 4-PPM a 10 Mbps seja mais eficiente, em termos de potência, que um sistema 16-PPM a 1 Mbps.

5.2.4 Discussão dos resultados

Os resultados apresentados nesta secção mostram que a utilização de filtragem eléctrica passa-alto permite, em muitos casos, combater eficazmente a interferência produzida pela iluminação artificial.

Nos casos em que não existe interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos, qualquer técnica de modulação pode ser utilizada, uma vez que a utilização de filtragem eléctrica passa-alto permite combater os efeitos da interferência de forma eficaz. Nestes casos, tal como em canais sem interferência, 16-PPM constitui um bom candidato pela sua elevada eficiência em termos de potência.

Nos casos em que existe interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos, a escolha da técnica de modulação é mais crítica. Os resultados apresentados mostram que OOK-NRZ não é uma solução viável, pelo menos para taxas de transmissão até 10 Mbps. Para taxas de transmissão superiores a 1 Mbps, 4-PPM ou 16-PPM apresentam-se como duas boas soluções. No entanto, para taxas de transmissão superiores a 10 Mbps, os efeitos da dispersão multi-percurso devem também ser considerados, pelo que a escolha da técnica de modulação mais apropriada deve ser efectuada após um estudo que

inclua os efeitos da interferência e da dispersão multi-percurso. Os estudos até agora efectuados separadamente sobre os efeitos destes dois aspectos sugerem 4-PPM como a técnica de modulação mais apropriada.

Nos resultados apresentados, as características do filtro eléctrico passa-alto foram ajustadas por forma a obter-se o melhor desempenho. Na prática, o filtro é dimensionado para umas dadas condições de iluminação, pelo que o desempenho noutras condições de iluminação pode ser muito inferior ao que se obteria se o filtro fosse ajustado para esses casos.

5.3 Cancelamento da interferência

Nesta secção é apresentada uma outra técnica de combate à interferência óptica, e é avaliado o seu desempenho [Mor96b]. Esta técnica explora as diferenças existentes entre os espectros ópticos da interferência e do sinal transmitido para cancelar a interferência óptica. Uma técnica semelhante foi sugerida em [Bar92], não tendo, no entanto, sido apresentado qualquer estudo sobre o seu desempenho.

5.3.1 O princípio de cancelamento da interferência

No Capítulo 3 vimos que cada tipo de iluminação ambiente, apresenta um espectro óptico diferente (Figura 3-2). Por outro lado, o espectro óptico do sinal transmitido é bastante mais estreito que o espectro óptico da iluminação ambiente, o que permite a utilização de filtragem óptica para reduzir os níveis de ruído quântico e interferência óptica (Tabela 3-4).

A eficiência da filtragem óptica depende do tipo de filtro óptico utilizado (passa-banda ou passa-longo) e da sua capacidade de reduzir os níveis de iluminação ambiente que atingem o fotodetector sem atenuar em demasia o sinal transmitido. Claramente, os filtro do tipo passa-banda (filtros de interferência) são mais eficientes mas as desvantagens associadas reduzem a sua utilidade em sistemas práticos. A eficiência da filtragem óptica é também diferente para cada tipo de luz ambiente. Como vimos no Capítulo 3, a filtragem óptica é mais eficiente no combate da iluminação ambiente produzida por lâmpadas fluorescentes que no combate da iluminação solar ou produzida por lâmpadas incandescentes. A técnica de cancelamento proposta nesta secção explora estas diferenças entre os espectros ópticos das várias fontes de radiação óptica envolvidas num sistema de transmissão para cancelar a interferência óptica.

Consideremos o receptor óptico apresentado na Figura 5-9. Este receptor é constituído por dois pré-amplificadores. A cada pré-amplificador estão associados um fotodetector e um filtro óptico. Os dois fotodetectores podem ou não ser semelhantes (área activa e curva de responsividade), enquanto que os dois filtros ópticos devem ser diferentes. No caso mais

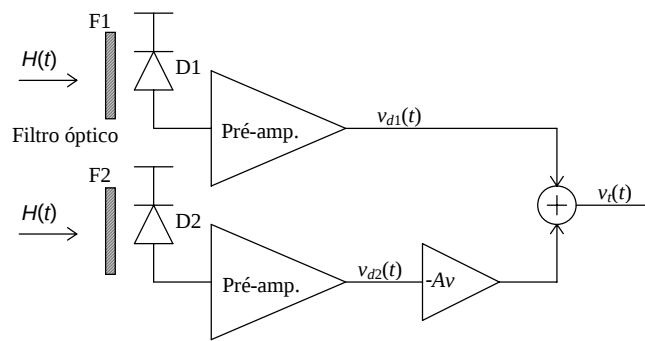


Figura 5-9. Receptor óptico com cancelamento da interferência óptica.

simples, o filtro óptico $F2$ pode mesmo não existir. Para simplificar a análise, vamos admitir que os dois fotodetectores são perfeitamente semelhantes, embora esta não seja uma condição para que a técnica possa ser aplicada.

Para enunciar o princípio do cancelamento da interferência, consideremos apenas a corrente de sinal (i_s) e de interferência (i_i) em cada fotodetector. Consideremos também que os dois filtros ópticos, apesar de diferentes, não atenuam o sinal transmitido. Neste caso, $i_{s1}(t) = i_{s2}(t)$. Por outro lado, uma vez que os dois filtros ópticos são diferentes, a atenuação provocada por um deles é maior. Considere-se, por exemplo, que $i_{i1}(t) > i_{i2}(t)$. Se ajustarmos o ganho do amplificador para o valor dado por $i_{i1}(t)/i_{i2}(t)$, então a interferência é cancelada no somador. Por seu lado, o sinal desejado não é cancelado no somador uma vez que $i_{s1}(t) \neq Av \cdot i_{s2}(t)$. Este facto permite que, por combinação linear da corrente nos dois fotodetectores, seja possível cancelar a interferência sem que seja cancelado o sinal desejado.

5.3.2 Análise de desempenho

A irradiância no plano do receptor pode ser descrita como:

$$H(t) = H_s(t) + H_i(t) + H_a + H_n \quad (5.4)$$

onde $H_s(t)$ é a irradiância produzida pelo sinal transmitido, $H_i(t)$ é a componente variável no tempo da irradiância produzida pela iluminação artificial com média temporal nula (interferência), H_a é a irradiância média produzida pela iluminação artificial e H_n é a irradiância produzida pela radiação solar. A necessidade de descrever a irradiância à custa destas quatro componentes resulta do facto de cada uma delas estar associada a uma fonte de radiação óptica com um espectro óptico diferente. Mesmo para a irradiância produzida pela iluminação artificial, os espectros ópticos da componente variante no tempo ($H_i(t)$) e da componente média (H_a) podem ser diferentes, como vimos no Capítulo 3 para o caso das lâmpadas fluorescentes. Por outro lado, a irradiância total devido à iluminação artificial pode ser a soma da irradiância produzida por várias lâmpadas de tipos diferentes.

A corrente no fotodetector D1 é então dada por:

$$i_{D1}(t) = i_{s1}(t) + i_{i1}(t) + I_{B1} + i_{n1}(t) \quad (5.5)$$

onde $i_{s1}(t)$ é a corrente correspondente ao sinal transmitido, $i_{i1}(t)$ é a interferência produzida pela iluminação artificial, I_{B1} é a corrente média induzida pela iluminação ambiente média (natural e artificial) e $i_{n1}(t)$ é a corrente de ruído quântico. Cada uma destas correntes está relacionada com a irradiância no plano do receptor através das seguintes expressões:

$$i_{s1}(t) = H_s(t) \cdot T_{s1} \cdot R_s \cdot A_r \quad (5.6a)$$

$$i_{i1}(t) = H_i(t) \cdot T_{i1} \cdot R_i \cdot A_r \quad (5.6b)$$

$$I_{B1} = (H_a \cdot T_{a1} \cdot R_a + H_n \cdot T_{n1} \cdot R_n) \cdot A_r \quad (5.6c)$$

onde A_r é a área activa do fotodetector, R_s , R_i , R_a e R_n representam o valor da responsividade do fotodetector para o sinal transmitido, a interferência, a radiação média artificial e a radiação solar, respectivamente, e onde T_{s1} , T_{i1} , T_{a1} e T_{n1} representam o coeficiente de transmissão do filtro óptico também para cada uma das componentes da irradiância. Uma vez que os espectros ópticos de cada uma destas componentes da irradiância total são diferentes, o coeficiente de transmissão para cada uma delas é também diferente, como vimos no Capítulo 3. Da mesma forma, a responsividade do fotodetector é também diferente para cada componente da irradiância.

A corrente de ruído quântico no fotodetector tem uma densidade espectral de potência proporcional à corrente média no fotodetector, dada aproximadamente por (secção 3.5):

$$N_1 \approx q \cdot I_{B1} \quad (5.7)$$

De forma semelhante, a corrente no fotodetector D2 é dada por:

$$i_{D2}(t) = i_{s2}(t) + i_{i2}(t) + I_{B2} + i_{n2}(t) \quad (5.8)$$

estando cada componente relacionada com a irradiância no plano do receptor por expressões semelhantes às representadas por (5.6) e (5.7). A diferença entre as correntes em cada um dos fotodetectores resulta apenas do facto dos dois filtros ópticos serem diferentes, condição necessária para a aplicação desta técnica. As diferenças entre as respostas em comprimento de onda dos filtros ópticos resultam em diferentes valores para os coeficientes de transmissão do associados a cada uma das componentes da irradiância. Desta forma, a relação entre a amplitude do sinal desejado, $i_s(t)$, e a amplitude da interferência, $i_i(t)$, é diferente em cada um dos fotodetectores.

Assumindo que os dois pré-amplificadores são semelhantes (mesma resposta em frequência) e que têm um comportamento linear, a tensão à saída dos mesmos é uma função linear da corrente em cada um dos fotodetectores, dada por:

$$v_{d1}(t) = k \cdot h_r(t) * i_{d1}(t) = v_{s1}(t) + v_{i1}(t) + v_{n1}(t) \quad (5.9a)$$

$$v_{d2}(t) = k \cdot h_r(t) * i_{d2}(t) = v_{s2}(t) + v_{i2}(t) + v_{n2}(t) \quad (5.9b)$$

onde $*$ representa a operação de convolução, $h_r(t)$ é a resposta impulsional dos pré-amplificadores e onde foram desprezadas as componentes d.c. da corrente (a corrente I_B é normalmente anulada por acoplamento a.c. na entrada do pré-amplificador).

À saída do receptor, temos:

$$v_o(t) = v_{d1}(t) - v_{d2}(t) \cdot A_v = v_s(t) + v_i(t) + v_n(t) \quad (5.10)$$

onde $v_s(t)$ representa o sinal desejado, $v_i(t)$ a interferência e $v_n(t)$ o ruído.

Para que a interferência seja cancelada, o ganho do amplificador deve ser ajustado para a relação entre as amplitudes da interferência à saída dos dois pré-amplificadores:

$$A_v = \frac{A_{i1}}{A_{i2}} \quad (5.11)$$

Uma vez que a interferência em cada um dos fotodetectores pode ser expressa na forma:

$$\begin{aligned} i_{i1}(t) &= A_{i1} \cdot k \cdot H_i(t) \\ i_{i2}(t) &= A_{i2} \cdot k \cdot H_i(t) \end{aligned} \quad (5.12)$$

onde k é uma constante, então (usando a expressão (5.6b)):

$$\frac{A_{i1}}{A_{i2}} = \frac{i_{s1}(t)}{i_{s2}(t)} = \frac{H_i(t) \cdot T_{i1} \cdot R \cdot A_r}{H_i(t) \cdot T_{i2} \cdot R \cdot A_r} = \frac{T_{i1}}{T_{i2}} \quad (5.13)$$

Nesse caso, sinal desejado é então dado por:

$$v_s(t) = k \cdot h_r(t) * \left[H_s(t) \cdot R_s \cdot A_r \left(T_{s1} - T_{s2} \cdot \frac{T_{i1}}{T_{i2}} \right) \right] \quad (5.14)$$

e não é cancelado desde que se verifique a seguinte desigualdade:

$$\frac{T_{s1}}{T_{s2}} \neq \frac{T_{i1}}{T_{i2}} \quad (5.15)$$

Na prática, $T_{s1}=T_{s2} \approx 1$ e $T_{i1} \neq T_{i2}$, pelo que o sinal não é cancelado.

Quanto ao ruído na saída do receptor, este é dado por:

$$v_n(t) = v_{n1}(t) - v_{n2}(t) \cdot \frac{T_{i1}}{T_{i2}} \quad (5.16)$$

As expressões (5.14) e (5.16), que definem o sinal desejado e o ruído na saída do receptor para o caso em que a interferência é cancelada, revelam que esse cancelamento é conseguido à custa de uma atenuação do sinal desejado e de um aumento de ruído, relativamente a um receptor convencional (semelhante ao ramo superior do receptor proposto). Esta atenuação do sinal desejado e o respectivo aumento da potência do ruído dependem apenas das características dos dois filtros ópticos. A amplitude o sinal desejado à saída do receptor é dada por:

$$A_{st} = A_{s1} \cdot \left(1 - \frac{T_{s2}}{T_{s1}} \cdot \frac{T_{i1}}{T_{i2}} \right) \quad (5.17)$$

onde A_{s1} é a amplitude do sinal desejado à saída do pré-amplificador do ramo superior, equivalente à amplitude obtida à saída de um receptor convencional.

Da mesma forma, podemos definir uma densidade espectral de potência de ruído equivalente na entrada do receptor com cancelamento, dada por:

$$N_t = N_1 + N_2 \cdot \left(\frac{T_{i1}}{T_{i2}} \right)^2 \quad (5.18)$$

A relação sinal-ruído à saída do pré-amplificador do ramo superior é dada por:

$$RSR_1 = \frac{A_{s1} \cdot \sqrt{T_b}}{\sqrt{2 \cdot N_1}} \quad (5.19)$$

onde T_b é o período de um bit. Este valor da RSR corresponde ao que seria obtido à saída de um receptor convencional. No receptor com cancelamento, a RSR à saída é dada por:

$$RSR_t = \frac{A_{s1} \cdot \left(1 - \frac{T_{s2}}{T_{s1}} \cdot \frac{T_{i1}}{T_{i2}} \right) \cdot \sqrt{T_b}}{\sqrt{2 \cdot \left(N_1 + N_2 \cdot \left(\frac{T_{i1}}{T_{i2}} \right)^2 \right)}} \quad (5.20)$$

Podemos então associar uma penalidade à técnica de cancelamento, definida como o aumento de potência óptica necessário para compensar a utilização de cancelamento relativamente a um receptor que não usa cancelamento e que não está sob o efeito de

interferência óptica. Esta penalidade corresponde à relação entre a RSR à saída do pré-amplificador superior e a RSR à saída do receptor:

$$Penalidade = 10 \cdot \text{Log}_{10} \left(\frac{RSR_1}{RSR_t} \right) = 10 \cdot \text{Log}_{10} \left(\frac{\sqrt{1 + \frac{N_2}{N_1} \cdot \left(\frac{T_{i1}}{T_{i2}} \right)^2}}{1 - \frac{T_{s2}}{T_{s1}} \cdot \frac{T_{i1}}{T_{i2}}} \right) \quad (5.21)$$

Deve salientar-se que esta técnica, ao permitir cancelar a interferência, pode conduzir a ganhos de potência muito elevados. Como vimos na secção anterior e no Capítulo 4, a interferência óptica pode produzir penalidades muito elevadas. A técnica de cancelamento anula essas penalidades a menos da penalidade definida em (5.21). Esta penalidade deve por isso ser entendida como a penalidade resultante da existência de interferência óptica e não resultante da técnica utilizada.

A expressão 5.21 para a penalidade induzida pela interferência quando se usa a técnica de cancelamento encerra dois aspectos muito importantes:

- a) o valor da penalidade não depende da taxa de transmissão;
- b) o valor da penalidade não depende do tipo de interferência nem da sua intensidade (excepto no caso em que a sua amplitude é zero).

Estas duas características desta técnica permitem desenhar sistemas de transmissão que se adaptam a variações das condições de iluminação ambiente. Esta é uma grande vantagem relativamente aos sistemas que utilizam filtragem eléctrica passa-alto, uma vez que estes só podem ser optimizados para um caso de iluminação ambiente, a menos que se utilize filtragem adaptativa.

Por outro lado, enquanto que para sistemas de transmissão digital é normalmente possível recorrer a filtragem eléctrica passa-alto para combater a interferência, em sistemas de transmissão analógica em banda base nem sempre isso é possível. Como exemplo, podemos considerar os sistemas de transmissão de vídeo em banda base [Gre95]. Nestes sistemas, a forma do espectro do sinal de vídeo não permite a utilização de filtragem eléctrica passa-alto, pelo que, em canais com interferência óptica, o desempenho dos sistemas não é satisfatório [Nich96]. Nestes casos, o recurso à técnica de cancelamento da interferência poderá conduzir a muito melhores resultados.

5.3.3 Regras para a escolha dos filtros ópticos

Através das expressões (5.15) e (5.21) é possível definir as regras para escolha dos filtros ópticos F1 e F2, isto é, as características dos filtros ópticos que minimizam a penalidade. A operação de minimização da penalidade é bastante complexa uma vez que os valores dos diversos parâmetros dependem uns dos outros e dependem também de aspectos práticos (exequibilidade e custo). Deve ainda salientar-se que os níveis de ruído quântico (N_1 e N_2) dependem também das características dos filtros ópticos, o que torna ainda mais complexa a operação de minimização da penalidade.

Uma regra simples para a determinação das características dos filtros ópticos em casos práticos consiste em assumir que o ramo superior do receptor se destina a receber o sinal transmitido enquanto que o ramo inferior se destina a receber a interferência. Neste caso, o filtro óptico F1 deve ser escolhido por forma a maximizar a amplitude do sinal transmitido ($T_{s1} \rightarrow 1$) e a minimizar a amplitude da interferência ($T_{i1} \rightarrow 0$), enquanto que o filtro óptico F2 deve ser escolhido por forma a maximizar a amplitude da interferência ($T_{i2} \rightarrow 1$) e a minimizar a amplitude do sinal desejado ($T_{s2} \rightarrow 0$). As regras para a escolha do filtro F1 são as mesmas que para um receptor convencional e levam à escolha de um filtro do tipo passa-longo com um comprimento de onda de corte ligeiramente inferior ao comprimento de onda central do sinal transmitido, ou a um filtro do tipo passa-banda com um comprimento de onda central e largura de banda semelhantes ao do sinal transmitido. Um tal filtro minimiza também o nível de ruído quântico N_1 . As regras para a escolha do filtro F2 levam à escolha de um filtro que rejeite o sinal transmitido e que não atenua a interferência em demasia. Uma solução possível é a escolha um filtro do tipo passa-curto com um comprimento de onda de corte ligeiramente inferior ao comprimento de onda central do sinal transmitido. Uma outra solução consiste na utilização de um filtro do tipo passa-longo com um comprimento de onda de corte ligeiramente superior ao comprimento de onda central do sinal transmitido. Esta segunda solução não maximiza a amplitude da interferência mas reduz consideravelmente o nível de ruído quântico N_2 . A solução mais apropriada depende, neste caso, dos níveis esperados para o ruído quântico.

5.3.4 Resultados

Apresentamos a seguir alguns valores numéricos resultantes da aplicação da técnica de cancelamento da interferência. Para alguns casos práticos é calculada a penalidade induzida pela interferência óptica. Estes resultados são seguidamente comparados com a penalidade induzida pela interferência nos casos em que não é usada qualquer técnica de combate à interferência e em que é usada filtragem eléctrica passa-alto.

Consideremos o caso em que a interferência é produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos e em que existe também iluminação natural, semelhante ao Caso 4 apresentado na secção 5.2.3.3. A este caso correspondem os seguintes valores para os parâmetros do modelo:

$$I_{Bn1}=200 \mu A \quad (\text{corrente induzida pela luz natural})$$

$$I_{Ba1}=2 \mu A \quad (\text{corrente induzida pela iluminação artificial})$$

Estes valores de corrente assumem, tal como no Caso 4, a utilização de um filtro óptico passa-longo. Para este valor da corrente I_{Ba} produzida pela iluminação artificial a amplitude pico-a-pico da interferência óptica é de cerca de $2.9 \mu A$.

Para cancelar a interferência utilizamos um receptor como o apresentado na Figura 5-9. Assumimos que os dois fotodetectores são semelhantes e que o filtro óptico F1 é do tipo passa-longo, semelhante ao referido no Caso 4, e com as seguintes características¹:

$$T_{s1}=1.0; T_{i1}=0.21; T_{a1}=0.05; T_{n1}=0.26$$

Quanto ao filtro óptico F2, assumimos neste caso que não é usado qualquer filtro, pelo que todos os coeficientes de transmissão tomam o valor 1.0. Este caso prático não segue as regras de optimização propostas na secção 5.3.3. No entanto constitui uma implementação simples do princípio de cancelamento, exigindo apenas a utilização de um filtro óptico. Nestas condições, os níveis de ruído quântico para cada um dos ramos do receptor tomam os valores seguintes:

$$N_1 \approx q \cdot (I_{Bn1} + I_{Ba1}) = 3.24 \times 10^{-23} \text{ A}^2 / \text{Hz}$$

$$N_2 \approx q \cdot (I_{Bn2} + I_{Ba2}) = q \cdot \left(\frac{I_{Bn1}}{T_{n1}} + \frac{I_{Ba1}}{T_{a1}} \right) = 1.31 \times 10^{-22} \text{ A}^2 / \text{Hz}$$

pelo que a penalidade é de 1.4 dB.

Este resultado mostra que, mesmo não tendo sido utilizados os parâmetros óptimos para os filtros ópticos, a penalidade é bastante reduzida.

Na Tabela 5-8 são apresentados os valores da penalidade provocada pela interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos em sistemas de transmissão a 1 Mbps utilizando três técnicas de modulação diferentes. As condições de iluminação são as do Caso 4 referido anteriormente. Os valores apresentados consideram os casos em que não é utilizada qualquer técnica para combater a interferência (Figura 4-12), a

¹ Estes valores referem-se ao filtro óptico utilizado na caracterização da iluminação ambiente (Capítulo 3) e representam valores médios obtidos a partir dos dados contidos nas Tabela 3-2 e Tabela 3-3.

	OOK-NRZ	16-PPM, MAP	16-PPM, DL
Sem técnica de combate à interferência	17.3 dB	13.0 dB	-
Com filtragem eléctrica passa-alto	17.1 dB	8.9 dB	10.0 dB
Utilizando a técnica de cancelamento	1.4 dB	1.4 dB	1.4 dB

Tabela 5-8. Valores da penalidade induzida pela interferência óptica produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos, em sistemas utilizando diferentes técnicas de combate à interferência.

utilização filtragem eléctrica passa-alto (Figura 5-7) e a utilização da técnica de cancelamento.

Como já havíamos visto nas secções 4.4.1.4.3 e 5.2.3.3, a penalidade induzida por este tipo de interferência pode atingir valores muito elevados e, para taxas de transmissão inferiores a 10 Mbps, a utilização de filtragem eléctrica passa-alto não conduz a melhorias significativas nos requisitos de potência (Figura 5-8). Nestes casos, a utilização da técnica de cancelamento mostra-se bastante mais eficaz que a filtragem eléctrica passa-alto.

Os resultados apresentados na Tabela 5-8 referem-se a sistemas de transmissão com uma taxa de transmissão de 1 Mbps. Para taxas de transmissão inferiores, a interferência óptica induz penalidades superiores, enquanto que para taxas de transmissão superiores induz penalidades inferiores (Figura 4-13). Por outro lado, a penalidade induzida pela interferência óptica em receptores que usam a técnica de cancelamento é independente da taxa de transmissão. Assim, a técnica mais apropriada a ser utilizada no combate da interferência óptica depende da taxa de transmissão. Para baixas taxas de transmissão (<10 Mbps), a técnica de cancelamento é mais apropriada, enquanto que para taxas de transmissão mais elevadas a utilização de filtragem eléctrica passa-alto pode conduzir a penalidades mais baixas.

O valor da penalidade calculado para o caso anterior assume determinados níveis para a irradiância média produzida pela luz solar e pela iluminação artificial. Para níveis diferentes da irradiância média a penalidade é diferente (equação 5.21). Na Figura 5-10 é mostrada a variação no valor da penalidade em função da corrente I_{Bn1} (proporcional à irradiância média produzida pela luz solar). A Figura 5-10 mostra que quanto maior for o nível de ruído quântico induzido pela iluminação natural, menor é a penalidade induzida pela interferência. De qualquer forma, mesmo uma grande variação no nível de iluminação natural não provoca grandes variações do valor da penalidade.

O valor da penalidade é também dependente do coeficiente de transmissão do filtro óptico para a interferência. No caso anterior consideramos um valor correspondente a um filtro real

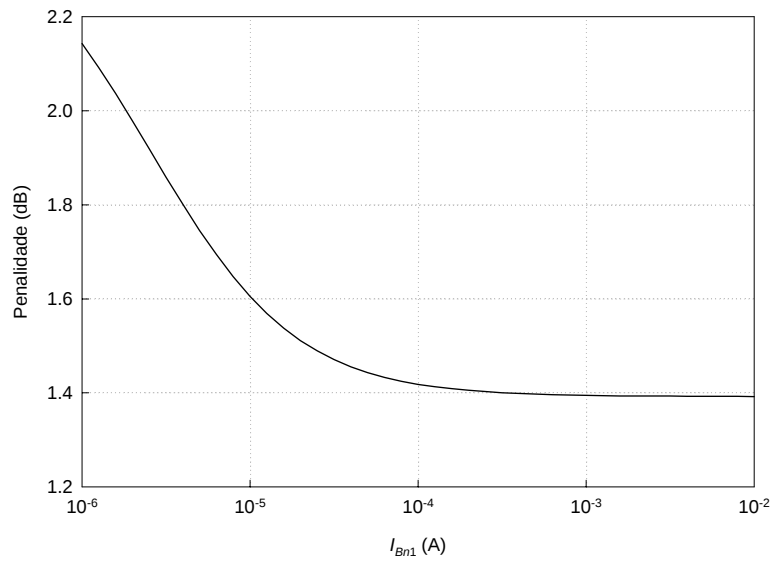


Figura 5-10. Variação da penalidade com o nível de irradiância produzida pela iluminação natural, para o caso do filtro descrito acima ($T_{i1}=0.21$).

($T_{i1}=0.21$), e um caso particular de iluminação artificial. Na prática, o valor do coeficiente de transmissão depende das lâmpadas que produzem a interferência (do seu espectro óptico) e das características particulares do filtro óptico utilizado.

Na Figura 5-11 é apresentada a variação da penalidade com o valor do coeficiente de transmissão do filtro óptico para a interferência, para diferentes níveis de iluminação natural. A Figura 5-11 mostra que a escolha de um filtro óptico que reduza consideravelmente a

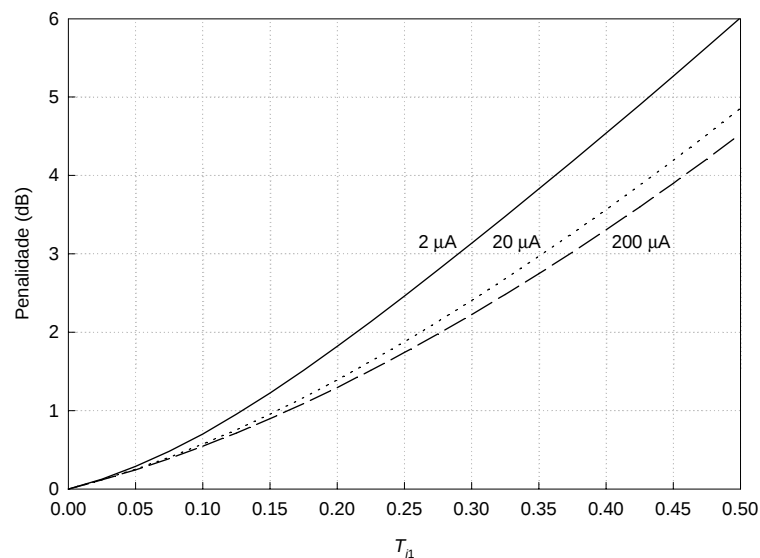


Figura 5-11. Variação da penalidade com o valor do coeficiente de transmissão do filtro óptico para a interferência, para três níveis de iluminação natural.

amplitude da interferência ($T_{i1} \rightarrow 0$) é fundamental para que a penalidade induzida pela interferência seja reduzida.

5.3.5 Aspectos da implementação

A técnica de cancelamento pressupõe o conhecimento da relação entre as amplitudes da interferência à saída de cada um dos pré-amplificadores, por forma a que se possa ajustar o ganho A_v do amplificador. Esta relação entre as amplitudes da interferência depende do tipo de interferência que incide nos fotodetectores e das características dos filtros ópticos e dos fotodetectores. Além disto, esta relação pode variar ao longo do tempo em consequência das variações das condições de iluminação artificial. Outros aspectos que podem provocar variações nesta relação são a variação da posição do receptor relativamente à posição das fontes de iluminação artificial e a sombra produzida pelas pessoas ou outros objectos existentes no espaço envolvente. Assim, o ajuste do ganho do amplificador deve ser feito de forma dinâmica, por forma a acompanhar as variações das características do canal no que se refere à interferência óptica. A seguir, propõem-se duas soluções para implementar o ajuste dinâmico do ganho do amplificador.

O processo de determinação do ganho do amplificador pode ser simplificado através da exploração das características espectrais da interferência óptica. Para os três tipos de interferência identificados no Capítulo 3, existe sempre uma forte componente ao dobro da frequência da rede de fornecimento de energia (i.e. a 100 Hz). Assim, a relação entre as amplitudes da interferência pode ser estimada calculando a relação entre as componentes a 100 Hz. Uma solução prática poderá recorrer a filtros passa-baixo para isolar a componente a 100 Hz e assim permitir a obtenção de um sinal com uma boa relação sinal-ruído (Figura 5-12a).

Numa solução alternativa, a saída do andar somador poder ser monitorizada por um sub-sistema de controlo, o qual ajusta o ganho do amplificador de forma a minimizar a

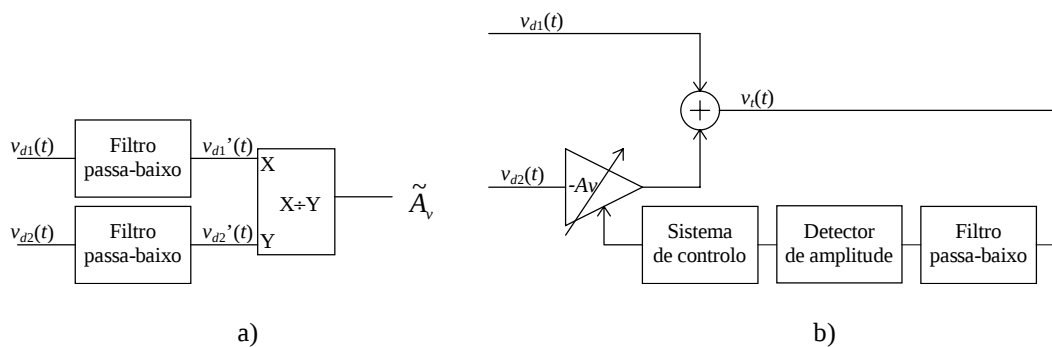


Figura 5-12. Estimação do ganho do amplificador.

componente a 100 Hz da interferência à saída do receptor (Figura 5-12b). A implementação desta solução pode no entanto ser algo complexa, uma vez que implica a localização de um mínimo (o valor do ganho que minimiza a componente a 100 Hz da interferência). A vantagem desta solução é que deverá conduzir a menores erros na determinação do ganho do amplificador pelo facto de usar realimentação.

Para além das variações das condições de iluminações já referidas, o caso particular da ausência de iluminação artificial tem influência na implementação desta técnica de cancelamento. Esta situação pode ocorrer quando, durante o dia, não é usada iluminação artificial mas esta existe durante a noite e é, por isso, necessário recorrer ao cancelamento da interferência. Durante o período de tempo em que não existe iluminação artificial e por isso interferência, o receptor com cancelamento deve ser convertido num receptor convencional. Esta conversão pode ser efectuada simplesmente ajustando o ganho do amplificador para o valor zero e utilizando no outro ramo do receptor um filtro óptico que reduza a interferência óptica e não o sinal desejado.

O caso particular da ausência de iluminação artificial poderá ser detectado, mais uma vez, recorrendo a uma medição da amplitude da componente a 100 Hz da interferência óptica. Se a amplitude medida for inferior a um nível pré-determinado pode então assumir-se a ausência de iluminação artificial e o ganho do amplificador deve ser ajustado para o valor zero.

5.4 Conclusões e trabalho futuro

5.4.1 Conclusões

Neste Capítulo foi avaliado o desempenho de duas técnicas de combate aos efeitos da interferência óptica produzida pela iluminação artificial: a filtragem eléctrica passa-alto e o cancelamento da interferência. O estudo sobre a filtragem eléctrica foi efectuada para sistemas utilizando dois tipos de modulação em banda base, OOK-NRZ e L-PPM, uma vez que são estes os mais afectados pela interferência óptica.

Os resultados apresentados sobre a filtragem eléctrica passa-alto, indicam que a sua utilização permite, em muitos casos, reduzir a penalidade de potência, provocada pela interferência, para valores aceitáveis (< 2 dB). Resumidamente, a filtragem eléctrica é eficiente para sistemas com taxas de transmissão superiores a 1 Mbps, desde que a interferência óptica não seja produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos. Nos restantes casos, a filtragem eléctrica não permite reduzir significativamente a penalidade de potência. A grande desvantagem da filtragem eléctrica passa-alto é a necessidade de se utilizar um filtro diferente para cada caso particular de iluminação

ambiente. Este aspecto faz com que o desempenho dos sistemas de transmissão apenas possa ser optimizado para casos de iluminação ambiente pré-definidos.

Nos casos em que a filtragem eléctrica passa-alto não é eficaz, ou quando não é possível recorrer a essa técnica, como por exemplo em sistemas de transmissão analógica de sinais de vídeo em banda base, a técnica de cancelamento da interferência mostra-se bastante atractiva. Apesar de mais complexa que a filtragem eléctrica passa-alto, a técnica de cancelamento permite reduzir a penalidade de potência para valores aceitáveis num conjunto muito maior de situações. Os resultados apresentados mostram que, mesmo na presença de interferência óptica produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos, é possível reduzir a penalidade para valores inferiores a 2 dB. Adicionalmente, sendo uma técnica que se ajusta automaticamente às condições de iluminação, é por isso muito mais versátil que a filtragem eléctrica.

5.4.2 Trabalho futuro

Os estudos efectuados sobre a utilização de filtragem eléctrica passa-alto no combate dos efeitos da interferência óptica limitaram-se a alguns casos típicos de iluminação ambiente. Apesar dos resultados obtidos permitirem determinar as classes de interferência para as quais esta técnica é eficaz, seria interessante obter resultados para outros casos de iluminação, nomeadamente sobre a influência da amplitude da interferência na eficácia desta técnica.

Os resultados apresentados relativos à utilização da técnica de cancelamento da interferência assumem que, numa implementação prática, é possível estimar o valor exacto do ganho do amplificador que cancela totalmente a interferência. Neste caso, a penalidade induzida pela interferência resulta apenas da atenuação do sinal desejado e do aumento do nível de ruído. Na prática, pode existir uma diferença entre o valor estimado para o ganho do amplificador e o seu valor óptimo. Neste caso o cancelamento da interferência não é total e o tipo e a amplitude da interferência contribuem também para a penalidade induzida pela interferência. Qualitativamente, é de esperar que o valor estimado para o ganho do amplificador seja tanto pior (maior diferença em relação ao valor óptimo) quanto menor for a relação interferência-ruído. Assim, é de esperar que nos casos em que o valor estimado para o ganho do amplificador seja mau, o desempenho do sistema seja dominado pelo ruído e não pela interferência. O estudo dos erros associados à estimação do ganho do amplificador e respectivo efeito no desempenho dos sistemas de transmissão constitui uma área de estudo em aberto. Finalmente, seria importante que fossem realizadas experiências laboratoriais que permitissem avaliar a eficácia da técnica de cancelamento em situações reais de iluminação artificial.

Capítulo 6

A norma IEEE 802.11

6.1 Introdução

Uma das principais aplicações para os sistemas de transmissão sem fios são as redes de área local (LANs). Neste domínio, vários produtos comerciais têm sido colocados no mercado, uns utilizando tecnologia rádio e outros tecnologia óptica (Capítulo 2). No entanto, todos esses produtos incluem soluções proprietárias, e a interoperabilidade entre eles é reduzida senão nula.

Desde Julho de 1990, o grupo de trabalho 802.11 do *The Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) tem vindo a produzir uma norma para redes de área local em espaço livre (*Wireless Local Area Network* - WLAN). Esta norma, que se encontra ainda em fase de elaboração, inclui recomendações para WLANs que utilizam tecnologia rádio ou tecnologia óptica. As especificações contidas na norma estão divididas em quatro grandes grupos: três grupos relativos a três camadas físicas alternativas e um grupo relativo a uma camada de acesso ao meio (*Medium Access Control* - MAC) comum a todas as camadas físicas. Das três camadas físicas, duas delas utilizam tecnologia rádio com espalhamento espectral numa das bandas ISM (2.4 GHz) e outra utiliza radiação óptica na banda dos infravermelhos.

As funcionalidades oferecidas pelas WLANs IEEE 802.11 dependem do tipo de camada física. Tipicamente, as redes de rádio permitem a conectividade entre estações dentro de áreas

geográficas maiores que as redes de infravermelhos e permitem a conectividade dentro e fora de edifícios. As redes de infravermelhos apenas podem operar em ambientes interiores.

A actual versão da norma (versão 4.0) define débitos binários semelhantes para as três camadas físicas: 1 e 2 Mbps, sendo que a transmissão a 2 Mbps é, em alguns casos, opcional [IEEE96]. No entanto, é provável que futuras versões da norma venham a incluir outros débitos binários mais elevados. Está também previsto na norma que nesta possam vir a ser incluídas outras camadas físicas com características diferentes. Durante a definição da norma, chegaram mesmo a ser propostas duas camadas físicas de infravermelhos: uma em banda base utilizando L-PPM (a actual) e outra que utilizava modulação duma portadora eléctrica. Esta última viria a não ser incluída na norma.

Neste Capítulo é feita uma breve descrição da norma IEEE 802.11, com especial ênfase na camada física de infravermelhos. Na secção 2 são apresentados os aspectos gerais da norma, descrita a arquitectura das WLANs 802.11 e definidos os seus componentes principais. Na secção 3 é feita uma descrição da camada física de infravermelhos, tal como descrita na versão 4.0 da norma provisória [IEEE96]. Na secção 4 é feito um sumário.

6.2 A norma IEEE 802.11

A norma IEEE 802.11 é constituída por um conjunto de especificações para uma camada de acesso ao meio (MAC) e três camadas físicas (*Physical Layer* - PHY) que permitem a conectividade sem fios entre estações fixas, portáteis e móveis. O conjunto de regras que rege o desenvolvimento da própria norma [PAR91], determina que a interface entre a camada MAC e a camada de ligação lógica (*Logic Link Control* - LLC) deve ser semelhante à interface oferecida pelas outras normas da família IEEE 802 (802.3, 802.5, etc.). Este conceito é apresentado na Figura 6-1.

As especificações contidas na norma IEEE 802.11 estão divididas em quatro grandes grupos, aos quais estão associados quatro sub-grupos de trabalho:

- camada de acesso ao meio (MAC);
- camada física de infravermelhos (IR PHY);
- camada física de rádio, utilizando espalhamento espectral de sequência directa (*Direct Sequence Spread Spectrum* - DSSS PHY);
- camada física de rádio, utilizando espalhamento espectral com salto de frequência (*Frequency Hopping Spread Spectrum* - FHSS PHY).

A camada MAC é comum às três camadas físicas presentemente contidas na norma e a futuras camadas físicas que venham a ser especificadas.

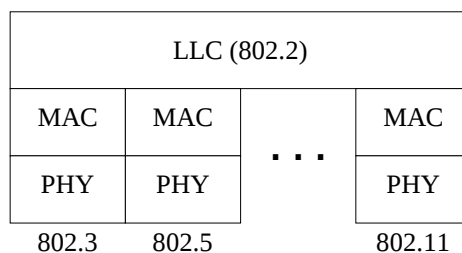


Figura 6-1. Relação da norma IEEE 802.11 com as outras normas IEEE 802.2.

Um dos requisitos iniciais da norma é que esta deve suportar a interligação de estações fixas, portáteis e móveis. Estações portáteis são dispositivos que, podendo ser facilmente transportados dum local para outro, não são normalmente utilizados em movimento. Um exemplo típico de uma estação portátil é um computador portátil dotado de uma interface de rede sem fios. Estações móveis são aquelas cuja utilização é feita em movimento.

O suporte de estações portáteis e móveis por redes de comunicações sem fios impõe novos requisitos às camadas física e de acesso ao meio, requisitos esses não exigidos às redes cabladas. As características de propagação dos sinais rádio e dos sinais ópticos e o facto das estações serem, em muitos casos, alimentadas por baterias, são dois dos aspectos que contribuem para esses novos requisitos. Em particular, o canal de transmissão em redes sem fios é substancialmente diferente do usado em redes cabladas: as fronteiras do canal são indefinidas e dinâmicas; a transmissão é bastante menos fiável; o meio de transmissão está sujeito a interferências exteriores e permite a recepção dos sinais por entidades estranhas. Todos estes aspectos obrigam a que as camadas física e de acesso ao meio tenham a si associadas novas funcionalidades.

6.2.1 Componentes das redes IEEE 802.11

A norma IEEE 802.11 define várias entidades que, em conjunto, constituem uma rede de comunicação sem fios. A um conjunto de estações controladas por uma mesma entidade (*Coordination Function* - CF), chama-se um Conjunto Básico de Serviço (*Basic Service Set* - BSS). A CF é o mecanismo que controla o acesso ao meio de transmissão. Um BSS pode ser representado por um conjunto de estações e pela área de cobertura associada, como mostra a Figura 6-2.

A área de cobertura dum BSS é definida como a área dentro da qual todas as estações pertencentes a esse BSS conseguem comunicar entre si. A sua fronteira é determinada pelas características da camada física e pelo estado do canal de transmissão. O estado do canal de transmissão depende de vários factores, como por exemplo as condições climáticas (rádio), a presença ou não de iluminação artificial (infravermelhos), ou a presença e localização de

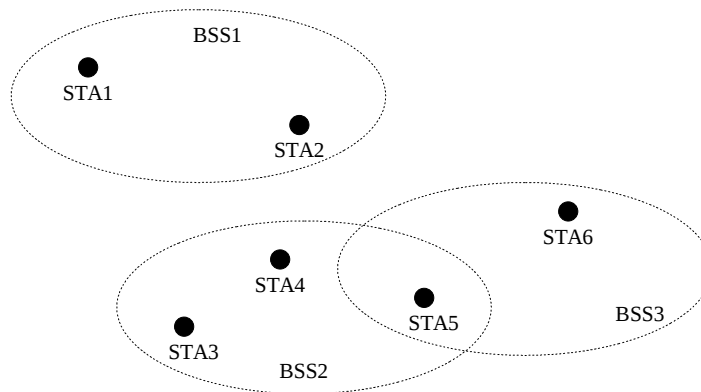


Figura 6-2. Estações e Conjuntos Básicos de Serviço (BSSs).

pessoas. Quando uma estação se move para além da fronteira do BSS deixa de fazer parte dele. A área de cobertura dum BSS pode ou não sobrepor-se à área de cobertura de outro BSS.

Na Figura 6-2, o BSS1 diz-se um *BSS independente*. Um BSS independente é composto por um mínimo de duas estações. A estação 5 encontra-se posicionada dentro da área de cobertura de dois BSSs. No entanto, esta estação não pode pertencer aos dois BSSs simultaneamente.

Uma rede 802.11 pode ser constituída por apenas duas estações quando associadas ao mesmo BSS independente. Uma rede deste tipo pode formar-se quando duas ou mais estações são colocadas por forma a poderem comunicar entre si. A uma rede deste tipo chama-se uma *rede Ad hoc*. Uma rede *Ad hoc* pode ser formada sem qualquer tipo de planeamento prévio, sem que exista qualquer infraestrutura no local, e pode ter uma duração temporal reduzida (por exemplo enquanto um conjunto de pessoas mantém uma reunião em determinado local). Na Figura 6-2, qualquer um dos BSSs pode constituir uma rede *Ad hoc*.

Em outras situações, uma rede *Ad hoc* pode não ser suficiente por, por exemplo, a área de cobertura ser demasiado pequena. Nestes casos vários BSSs podem ser interligados para formar um Conjunto Estendido de Serviço (*Extended Service Set - ESS*). Um ESS é formado por um ou mais BSSs interligados por um Sistema de Distribuição (*Distribution System - DS*). O acesso das estações ao DS é feito por meio de Pontos de Acesso (*Access Point - AP*). Um AP é um tipo especial de estação que fornece os serviços do DS às estações pertencentes a um BSS. A Figura 6-3 apresenta um ESS. Do ponto de vista da camada LLC, um ESS é visto da mesma forma que um BSS. As estações podem mover-se dentro dum ESS e mudar de BSS de forma completamente transparente para a camada LLC. A norma não especifica o meio físico usado no sistema de distribuição, pelo que este pode também utilizar um meio de transmissão não cablado.

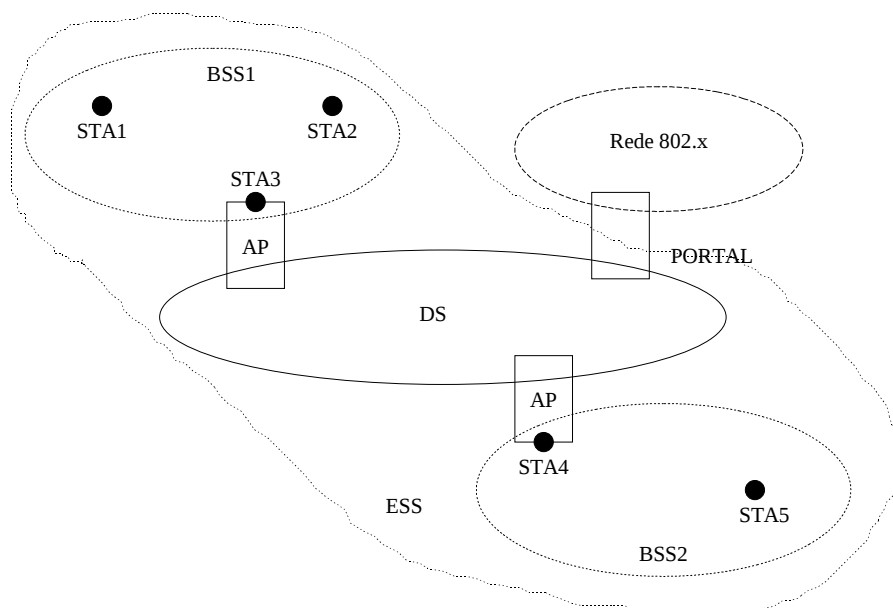


Figura 6-3. Conjunto Estendido de Serviço (ESS) e interligação a outras redes 802.

A uma rede constituída por várias BSS interligadas através de um DS por meio de APs chama-se uma *rede com infraestrutura*. Uma rede com infraestrutura pode ser interligada a outras redes da família 802 por meio de um Portal (*Portal*), tal como mostra a Figura 6-3.

6.2.2 Método de acesso

Ao conjunto de regras que regem o acesso ao meio chama-se Função de Coordenação (*Coordination Function* - CF). A norma define dois tipos de CF: uma Função de Coordenação Distribuída (*Distributed Coordination Function* - DCF), que todas as estações devem implementar, e uma Função de Coordenação Centralizada (*Point Coordination Function* - PCF) destinada a redes com infraestrutura. Dado que em redes *Ad hoc* não existe infraestrutura, a implementação da PCF é opcional.

O mecanismo principal da PCF é um protocolo do tipo acesso múltiplo com detecção de portadora auxiliado por outros mecanismos destinados a reduzir a probabilidade de ocorrência de colisões (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance* - CSMA/CA). Em termos gerais, quando uma estação pretende transmitir, começa por verificar se o meio está livre ou ocupado utilizando o mecanismo de CS. Se o meio estiver livre então inicia a transmissão. Se o meio estiver ocupado, espera até que o meio esteja livre. Assim que o meio fica livre, a estação inicializa um temporizador com um valor aleatório, que vai decrementando enquanto o meio se mantiver livre (algoritmo de recuo). Quando o temporizador expira, a estação inicia a sua transmissão. Este mecanismo de recuo destina-se a reduzir a probabilidade de ocorrência de colisões durante o período de tempo em que as

estações estão a disputar o acesso ao meio. Adicionalmente, a norma define um intervalo de tempo mínimo entre tramas (*Interframe Space* - IFS) que deve ser respeitado por todas as estações. Para o IFS são definidos vários valores (e respectivas designações) que são utilizados em diferentes situações descritas adiante.

Os dois tipos de Função de Coordenação (Distribuída e Centralizada), permitem à camada MAC fornecer serviços não-orientados à conexão e orientados à conexão, respectivamente. A camada MAC utiliza a DCF para providenciar um serviço assíncrono de transferência de dados, no modo não orientado à conexão. A DCF usa um mecanismo de confirmação positiva imediata para as tramas de dados (DATA) que consiste no envio de uma trama de confirmação (ACK) pela estação receptora, e retransmissões no caso da trama de ACK não ser recebida (antes dum temporizador expirar). A PCF é baseada na DCF e permite à camada MAC providenciar um serviço síncrono de transferência de dados no modo orientado à conexão.

O mecanismo de CS utilizado pela DCF é baseado num mecanismo de CS Físico, a ser implementado pela camada física, e num mecanismo de CS Virtual, a ser implementado pela camada MAC. O meio é considerado ocupado quando um dos dois mecanismos, ou os dois simultaneamente, declaram o meio como estando ocupado.

O mecanismo de CS físico permite detectar se o meio está ou não fisicamente ocupado, isto é, se a estação está ou não a receber um sinal.

O mecanismo de CS virtual permite detectar por quanto tempo o meio vai ainda estar ocupado no futuro (reservado). O período de tempo durante o qual o canal está reservado é armazenado no Vector de Alocação da Rede (*Network Allocation Vector* - NAV), mantido pela camada MAC de cada estação. A camada MAC obtém a informação necessária para actualizar o NAV através da informação contida no campo de duração de algumas das tramas que circulam no meio (tramas RTS e CTS).

Uma estação que pretenda transmitir recorre ao mecanismo de CS para verificar se o meio está ou não ocupado. Se o meio estiver livre, a estação pode iniciar a sua transmissão, devendo apenas respeitar o espaçamento mínimo entre tramas, que neste caso se designa por DIFS (*DCF InterFrame Space*). Se o meio estiver ocupado, a estação deve esperar até que fique livre. Quando o meio é detectado livre por um período superior a um DIFS, a estação entra no período de recuo e transmite a sua trama quando o temporizador expirar, desde que o meio continue livre. Uma vez adquirido o direito de transmitir, a estação pode transmitir a trama de dados (DATA) de imediato e esperar pela confirmação (ACK) ou iniciar uma troca de mini-tramas com a estação destino para reservar o meio por um período de tempo finito (o

tempo necessário até à recepção do ACK). Neste último caso, a estação origem envia uma trama a solicitar uma transmissão (*Request To Send* - RTS), à qual a estação de destino responde com uma trama a aceitar a transmissão (*Clear To Send* - CTS). O processo prossegue com a transmissão da trama de dados e termina quando for recebida a confirmação. A Figura 6-4 representa esquematicamente este processo.

Para tramas de dados grandes, o mecanismo RTS/CTS permite reduzir a probabilidade de ocorrência de colisões, uma vez que as tramas RTS e CTS são pequenas. Por outro lado, no caso de ocorrer uma colisão, a utilização do mecanismo RTS/CTS permite à estação origem aperceber-se do problema mais rapidamente (quando a trama CTS não é recebida).

Ao utilizar o mecanismo RTS/CTS, uma estação está a reservar o meio pelo período de tempo necessário para se efectuar uma transmissão completa (tramas RTS, CTS, DATA e ACK). Quando as outras estações não envolvidas na transmissão “ouvem” as tramas RTS e/ou CTS, actualizam o seu NAV para impedir que o meio seja utilizado durante o período de tempo necessário à transmissão completa. O IFS utilizado depois de transmitido um RTS até que é recebido um ACK é mais pequeno que o DIFS utilizado quando várias estações estão a disputar o meio (*Short IFS* - SIFS) (Figura 6-4).

Desta forma, as estações não envolvidas na transmissão são impedidas de aceder ao meio pelo CS físico, mesmo que falhe o mecanismo de CS virtual (NAV).

A utilização ou não do mecanismo RTS/CTS é da responsabilidade de cada estação. Uma estação pode utilizar o mecanismo RTS/CTS em todas as tramas (exceptuando as tramas de difusão - *broadcast*), em nenhuma ou apenas nas tramas cujo comprimento exceda um valor pré-determinado. O mecanismo RTS/CTS fornece ainda uma forma das estações estimarem o estado de uma ligação física entre duas estações.

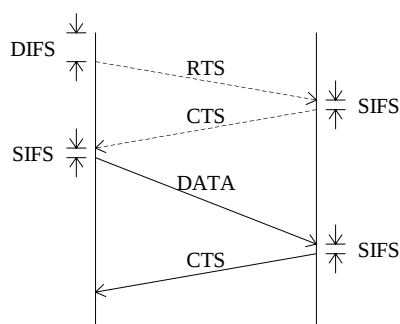


Figura 6-4. *Carrier Sense Virtual*.

6.2.3 O problema das estações escondidas

As WLANs IEEE 802.11, independentemente do tipo de camada física, sofrem dum problema conhecido como o problema das estações escondidas. Consideremos as estações A, B e C, pertencentes ao mesmo BSS, representadas na Figura 6-5.

As estações A e B podem comunicar directamente entre si, bem como as estações B e C. No entanto, devido à presença dum qualquer obstáculo, a estação A não consegue detectar sinais transmitidos pela estação C (A não ouve C) e vice-versa. Diz-se então que C está escondida de A e vice-versa.

O caso apresentado na Figura 6-5 é apenas um dos muitos casos possíveis que conduzem a estações escondidas. Uma outra situação que pode levar ao aparecimento de estações escondidas é a existência de estações que transmitem níveis de potência diferentes [Rog94]. Consideremos a situação representada na Figura 6-6.

Neste caso, todas as estações têm a mesma sensibilidade igual a $S \text{ W/cm}^2$. As estações B e C transmitem um nível de potência que lhes permite cobrir uma área delimitada pelas circunferências a cheio. A estação A transmite um nível de potência superior, o que lhe permite cobrir uma área superior. As estações B e C podem comunicar entre si e conseguem ouvir a estação A. No entanto, a estação A não consegue ouvir as estações B e C. Neste caso as estações B e C estão escondidas de A por A transmitir um nível de potência superior ao das outras estações. Em [Rog94], este argumento é utilizado para defender que todas estações devem transmitir o mesmo nível de potência por forma a minimizar o problema das estações escondidas. Argumentação semelhante é ainda usada para defender a especificação de valores mínimos e máximos para a sensibilidade do receptor. A razão apresentada é que estações que utilizem receptores mais sensíveis que as outras estações podem ficar impedidas de transmitir de uma forma injusta, uma vez que conseguem receber sinais que as outras não conseguem, como sejam os provenientes de estações pertencentes a outros BSSs.

Infelizmente, o problema das estações escondidas é bem mais complexo do que mostram

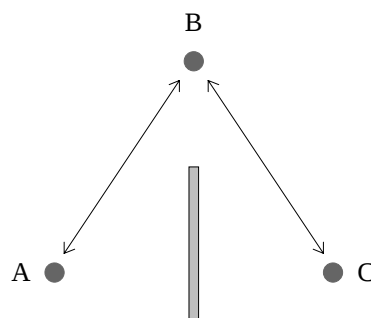


Figura 6-5. Estações escondidas.

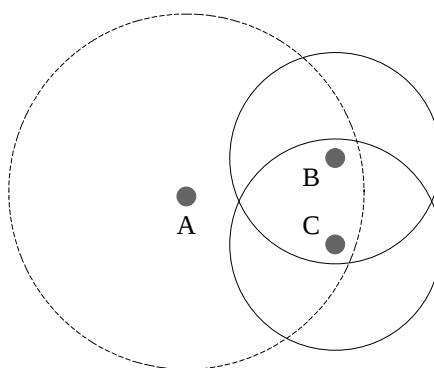


Figura 6-6. Estação escondida gerada por diferentes níveis de potência transmitida.

os dois exemplos anteriores. De facto, uma estação pode estar escondida de outra estação mesmo que o nível de potência recebido seja superior à sensibilidade¹. Nos casos anteriores consideramos que o ruído em qualquer ponto do BSS era constante. No entanto, esta situação dificilmente se verifica na prática. No caso da camada física de infravermelhos, podem existir zonas dentro de uma célula onde os níveis de ruído são muito mais elevados, tais como as zonas iluminadas por lâmpadas muito direccionais (“focos”). Se uma estação se encontrar posicionada numa destas zonas, a relação sinal-ruído pode ser insuficiente por o ruído ser muito elevado e não por a potência recebida ser inferior ao valor da sensibilidade especificada. Por esta razão, em [Mor94] defende-se que a sensibilidade dos receptores utilizados na camada física de infravermelhos não deve ser limitada pela norma, devendo apenas ser especificado um nível mínimo para o desempenho do receptor. Desta forma, a utilização de receptores mais sensíveis permite que algumas das situações de estações escondidas sejam evitadas, uma vez que um melhor receptor pode conseguir detectar uma trama em situações em que um pior receptor estaria escondido.

O mecanismo RTS/CTS, descrito na secção anterior, contribui também para resolver o problema das estações escondidas. Consideremos o caso representado na Figura 6-7. Quando a estação A inicia uma transmissão utilizando o mecanismo RTS/CTS, a estação C não “ouve” a trama RTS e não actualiza o seu NAV. Para a estação C, o mecanismo de CS declara o meio como estando livre, podendo ocorrer uma colisão. Quando a estação B responde com a trama CTS, a estação C também “ouve” essa trama. Desta forma, a estação C toma conhecimento de que o meio vai estar ocupado até ao fim da transmissão da trama ACK e pode actualizar o seu NAV. Se a estação A optasse por não utilizar o mecanismo RTS/CTS, o período de tempo em que poderia ocorrer uma colisão seria todo o tempo necessário à

¹ A sensibilidade é definida como a potência mínima para um dado valor de PEB e para um dado nível de ruído produzido por iluminação natural (secção 6.2.4.4).

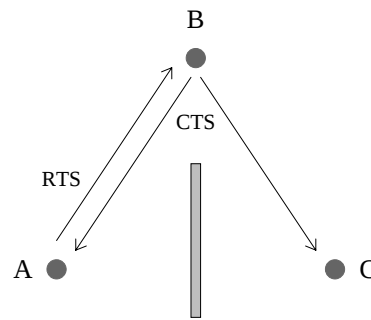


Figura 6-7. Contribuição do mecanismo RTS/CTS para resolver o problema das estações escondidas.

transmissão da trama de dados. O mecanismo RTS/CTS permite assim uma detecção mais rápida de transmissões sem sucesso (por exemplo colisões).

6.3 A camada física de infravermelhos

Nesta secção é feita uma descrição da camada física de infravermelhos.

6.3.1 Características principais

A camada física de infravermelhos IEEE 802.11 (IR PHY) utiliza modulação de intensidade de uma portadora óptica e detecção directa, e o modo de propagação difuso. O ambiente de utilização é no interior de edifícios. Dadas as características de propagação dos sinais ópticos, diferentes WLANs que usem uma IR PHY podem funcionar em compartimentos diferentes de um mesmo edifício sem interferência mútua, desde que a separação entre compartimentos seja constituída por materiais opacos à radiação infravermelha. A utilização do modo de propagação difuso permite que as estações possam comunicar sem que exista um percurso óptico em linha-de-vista entre elas.

O comprimento de onda do sinal óptico deverá estar compreendido entre os 850 e os 950 nm. Esta gama de comprimentos de onda permite a utilização de dispositivos optoelectrónicos (LEDs e fotodetectores PIN) de baixo custo.

A especificação prevê que, em ambientes típicos, duas estações possam comunicar entre si quando separadas por distâncias até cerca de 10 metros. No entanto não é especificada qualquer distância mínima, uma vez que a distância máxima a que duas quaisquer estações podem comunicar depende fortemente das características do canal de transmissão. Algumas destas características não variam no tempo, como, por exemplo, a geometria e o coeficiente de reflexão dos objectos circundantes (paredes, mobiliário, etc.). Outras, tais como os níveis de iluminação ambiente e a presença de pessoas ou outros objectos móveis, variam ao longo do tempo. O valor de 10 metros referido na norma foi utilizado, durante a fase de definição

das especificações, para determinar os níveis de potência óptica a emitir e a sensibilidade dos receptores.

A presente camada física de infravermelhos suporta duas taxas de transmissão: 1 e 2 Mbps. A transmissão a 2 Mbps é opcional enquanto que a recepção às duas taxas de transmissão é obrigatória. O método de modulação utilizado é L-PPM, pelas suas características de eficiência em termos de potência. A transmissão a 1 e 2 Mbps utiliza duas ordens de L-PPM diferentes: 16-PPM para 1 Mbps e 4-PPM para 2 Mbps. Desta forma o mesmo impulso elementar pode ser utilizado às duas taxas de transmissão, como mostra a Figura 6-8 [Mor94].

A utilização do mesmo impulso elementar às duas taxas de transmissão facilita a implementação do sistema de transmissão. Os mesmos pré-amplificador, filtro e extractor de relógio podem ser utilizados para receber tramas às duas taxas de transmissão. Na Figura 6-9 mostra-se um diagrama esquemático dum emissor e receptor ópticos, mostrando que apenas alguns dos blocos (a sombreado) necessitam de ser mais complexos que num sistema que suporta apenas uma taxa de transmissão.

Por forma a manter a mesma área de cobertura às duas taxas de transmissão e a minimizar o problema das estações escondidas (secção 6.2.3), a potência de pico transmitida a 1 e 2

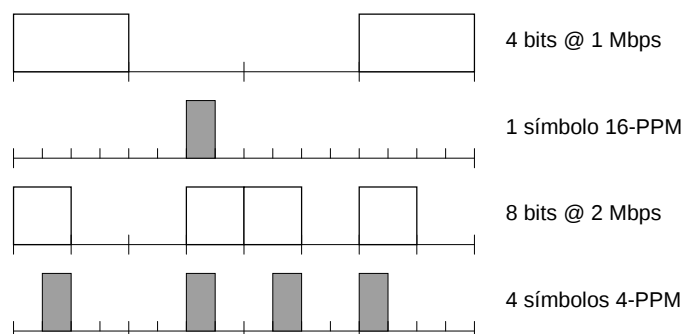


Figura 6-8. Duas taxas de transmissão utilizando o mesmo impulso elementar.

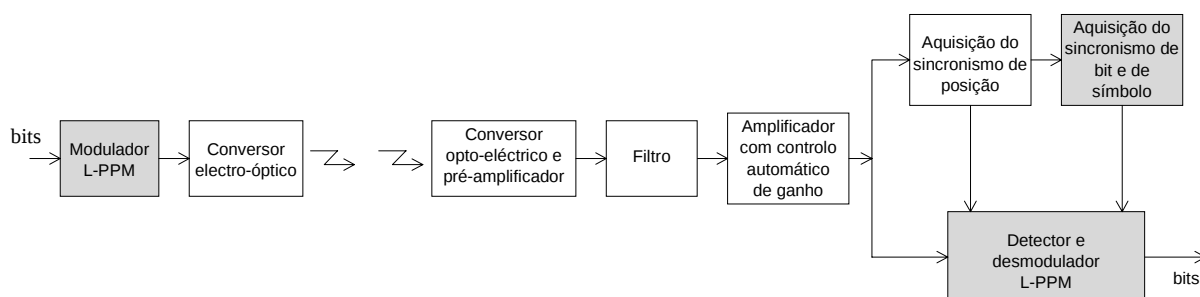


Figura 6-9. Diagrama esquemático dum sistema de transmissão óptico.

Mbps é igual [Mor94]. Desta forma, a potência óptica média transmitida a 2 Mbps é cerca de 6 dB superior à transmitida a 1 Mbps. Por esta razão a transmissão a 2 Mbps é opcional. A possibilidade de transmitir a 1 ou a 2 Mbps permite às estações optar por um consumo de potência mais baixo ou por um débito binário superior.

A especificação da IR-PHY teve também em atenção as normas de segurança relativas à utilização de radiação óptica [IEC93, ANS88]. Os aspectos de segurança tiveram impacto nas especificações da potência óptica transmitida e do diagrama de radiação, as quais permitem implementações seguras [Lom94b]. No entanto, uma implementação que seja conforme apenas com a norma IEEE 802.11 pode não ser segura, pelo que é necessário respeitar também as referidas normas de segurança.

6.3.2 Organização interna da IR-PHY

Na Figura 6-10 está representado o modelo da camada física de infravermelhos.

A subcamada PLCP (*Physical Layer Convergence Procedure*) é uma camada de convergência cuja função é providenciar transparência relativamente às especificações da subcamada PMD (*Physical Medium Dependent*). A camada MAC acede aos serviços da camada física através de uma interface (PHY_SAP - *PHY Service Access Point*), definida à custa dum conjunto de primitivas. À camada PLCP está associado um conjunto de especificações que incluem o formato da trama física e a forma como um MPDU (MAC *Protocol Data Unit*) é transmitido entre estações.

A camada PMD inclui todos os mecanismos necessários à transmissão de tramas entre estações da rede. A esta camada estão associadas especificações tais como as técnicas de modulação, os níveis de potência óptica transmitida, a sensibilidade do receptor e os diagramas de radiação do emissor e receptor.

A camada física inclui ainda uma entidade de gestão (PLME - *Physical Layer*

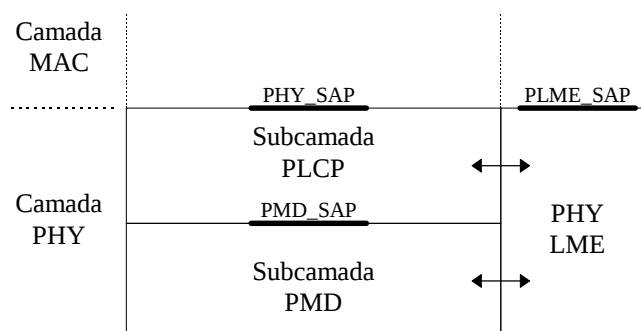


Figura 6-10. Modelo de referência da camada física de infravermelhos.

Management Entity) que conjuga as suas funções com a entidade de gestão da camada MAC. Em conjunto, as duas entidades de gestão incluem funções como a gestão do consumo de potência, implementação de protocolos de gestão, obtenção do estado das várias camadas, etc. A norma atribui a grande maioria destas funções à entidade de gestão da camada MAC.

O modelo apresentado na Figura 6-10 serve apenas para clarificar a descrição das especificações contidas na norma e não constitui um guia para qualquer implementação da camada física. Em particular, a divisão da camada física em PLCP e PMD pode não existir numa implementação prática. Nas duas secções seguintes são descritas as principais especificações de cada uma destas subcamadas.

6.3.3 Especificações da subcamada PLCP

6.3.3.1 Formato da trama da camada física

Na Figura 6-11 é apresentado o formato da trama da camada física. A trama da camada física é constituída por um preâmbulo (PLCP Preamble), um cabeçalho (PLCP Header) e por um campo de dados (MPDU). O preâmbulo é constituído por dois campos: SYNC (*synchronization*) e SFD (*start-of-frame delimiter*), os quais se destinam essencialmente a permitir a aquisição de sincronismo no receptor. O cabeçalho da trama da camada física é composto por 4 campos: DR (*Data Rate*); DCLA (*D.C. Level Adjustment*); LENGTH; CRC (*Cyclic Redundancy Check*).

Os vários campos da trama física são definidos de duas formas diferente: (i) os campos SYNC, SFD, DR e DCLA são definidos como sequências de impulsos; (ii) os campos LENGTH, CRC e MPDU são definidos como sequências de bits. Estes últimos são modulados em L-PPM (4-PPM ou 16-PPM) antes de serem transmitidos para o meio, enquanto que os primeiros são transmitidos directamente. A ordem de L-PPM a utilizar depende da taxa de transmissão e é determinada pela camada MAC.

O intervalo de tempo ocupado por um impulso (ou ausência deste) designa-se por *posição* e tem uma duração de 250 ns, independentemente da taxa de transmissão. O formato dos

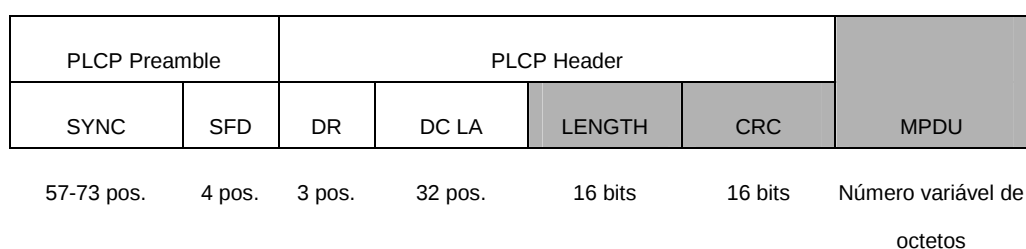


Figura 6-11. Formato da trama da camada física de infravermelhos.

impulsos é o mesmo em todos os campos da trama e é descrito com mais detalhe na secção 6.3.4.2.

O campo SYNC consiste numa sequência alternada de presença ou ausência de impulsos (...10101) e pode ter um comprimento entre 57 e 73 posições (14.25 a 18.25 μ s). Durante a recepção de uma trama, este campo permite a detecção de actividade no meio de transmissão (*Carrier Sense*), aquisição de sincronismo de posição, medição da amplitude do sinal recebido e estimação da relação-sinal-ruído.

O campo SFD consiste numa palavra com 4 posições (1001) e a sua função é marcar o início da trama.

O campo DR consiste numa palavra com 3 posições e transporta a taxa de transmissão a que a trama é transmitida. A presente camada física suporta duas taxas de transmissão, 1 e 2 Mbps, às quais foram atribuídas as palavras 000 e 001, respectivamente. As restantes 6 palavras ficam disponíveis para futuras camadas físicas. Durante a recepção, a detecção dos campos SFD e DR permite definir os sincronismos de bit, símbolo PPM e octeto.

Dado o formato dos campos SYNC e SFD, a potência óptica média recebida durante o preâmbulo é superior à potência média recebida durante os restantes campos da trama. O campo DCLA destina-se a permitir ao receptor ajustar os seus circuitos à variação do nível médio do sinal que existe entre o preâmbulo e os restantes campo da trama. O DCLA consiste numa palavra com 32 posições e o seu formato foi determinado por forma a produzir um sinal com um nível médio igual ao dos restantes campos da trama. Para 1 e 2 Mbps os formatos são os seguintes:.

1 Mbps: 2 símbolos 16-PPM '8' (00000000100000000000000010000000)

2 Mbps: 4 símbolos 4-PPM '2' (00100010001000100010001000100010)

O campo LENGTH, com 16 bits de comprimento, indica o comprimento do MPDU em número de octetos. Este campo é protegido por um CRC de 16 bits (CRC-CCITT). O conteúdo do campo CRC é o complemento para um do resto da divisão módulo 2 do campo LENGTH pelo polinómio $x^{16}+x^{12}+x^5+1$ [Schw85]. A utilização do campo de comprimento permite definir, durante o cabeçalho, o fim da trama. Por outro lado, a utilização dos campos LENGTH e CRC permite detectar falsas declarações de início de trama geradas por imitação do SFD, durante o campo SYNC ou na ausência de sinal.

O campo MPDU transporta a trama da camada MAC. O seu comprimento pode tomar qualquer valor entre 0 e 2500 octetos.

6.3.3.2 Modulação L-PPM

Em L-PPM, cada palavra de 4 bits é convertida num símbolo 16-PPM para transmissão a 1 Mbps, ou cada palavra de 2 bits é convertida num símbolo 4-PPM para transmissão a 2 Mbps. A Tabela 6-1 mostra a regra de conversão para 16-PPM e a Tabela 6-2 a regra de conversão para 4-PPM.

Nas redes IEEE 802.11, a integridade dos dados é controlada por meio dum CRC transportado na trama da camada MAC. Assim, quando ocorrem erros durante a transmissão, esses erros são detectados e os dados são rejeitados.

Uma vez que a camada física de infravermelhos não utiliza códigos correctores de erros, a escolha de uma qualquer regra de conversão entre palavras e símbolos L-PPM não tem qualquer influência no desempenho (probabilidade de erro de trama). Sempre que um símbolo é detectado incorrectamente, geram-se um ou mais erros e a trama é rejeitada (pela camada

Palavra	Símbolo 16-PPM
0000	0000000000000001
0001	0000000000000010
0011	0000000000000100
0010	00000000000001000
0110	00000000000010000
0111	00000000000100000
0101	00000000010000000
0100	00000000100000000
1100	00000001000000000
1101	00000010000000000
1111	00000100000000000
1110	00001000000000000
1010	00010000000000000
1011	00100000000000000
1001	01000000000000000
1000	10000000000000000

Tabela 6-1. Tabela de conversão para 16-PPM.

Palavra	Símbolo 4-PPM
00	0001
01	0010
11	0100
10	1000

Tabela 6-2. Tabela de conversão para 4-PPM.

MAC). No entanto, no sentido de facilitar futuras alterações à norma que incluam o recurso a códigos correctores de erros, foi adoptada uma regra de conversão que facilita a correcção de erros. Assim, as regras de conversão definidas na norma são de tal forma que se um impulso não for detectado na posição correcta mas sim numa das posições adjacentes, apenas é produzido um bit errado. Estes casos podem resultar de ruído e de interferência entre símbolos (ISI). Da forma como estão definidas na norma as tabelas de conversão, estes casos geram uma taxa de bits errados por impulso errado menor, facilitando assim a tarefa dos códigos correctores de erros.

6.3.4 Especificações da subcamada PMD

6.3.4.1 *Diagrama de radiação*

A especificação da camada física de infravermelhos define dois tipos de interface óptica: uma para estações fixas e portáteis e outra para estações móveis. Para cada um dos tipos de interface são definidas uma máscara para o diagrama de radiação do emissor e um nível de potência a transmitir.

Numa estação portátil típica, a interface óptica consiste num dispositivo que é pousado sobre uma qualquer superfície, ficando orientado para o tecto da sala. Este tipo de interface não requer qualquer operação de orientação ou alinhamento por parte do utilizador. Para este tipo de interface a propagação é do tipo difusa, pelo que o diagrama de radiação do emissor deve ser optimizado por forma a maximizar o alcance e a minimizar o efeito das estações escondidas [Cip94, Rog94]. Para este tipo de interface são utilizados diagramas de radiação com simetria azimutal e a norma define uma máscara (Máscara 1) que permite a implementação de diagramas de radiação não-optimizados (mais simples de implementar) ou optimizados para aumentar a área de cobertura.

Na Figura 6-12 são apresentados dois exemplos de diagramas de radiação que cumprem a especificação. A Figura 6-12a mostra um diagrama de radiação não-optimizado, que pode ser gerado por um ou mais LEDs todos orientados na mesma direcção. A Figura 6-12b mostra uma aproximação a um diagrama de radiação optimizado².

Para as estações móveis, a norma prevê que a interface óptica esteja directamente acoplada ao equipamento terminal. Um exemplo deste tipo de estação pode ser um pequeno terminal que os utilizadores transportam e utilizam na mão. Para este tipo de interface a propagação é nos modos quasi-difuso ou em linha de vista e, para estas, é especificada uma segunda máscara para o diagrama de radiação (Máscara 2). A Máscara 2 é bastante mais

² A figura não mostra o diagrama de radiação completo por forma a facilitar a sua visualização.

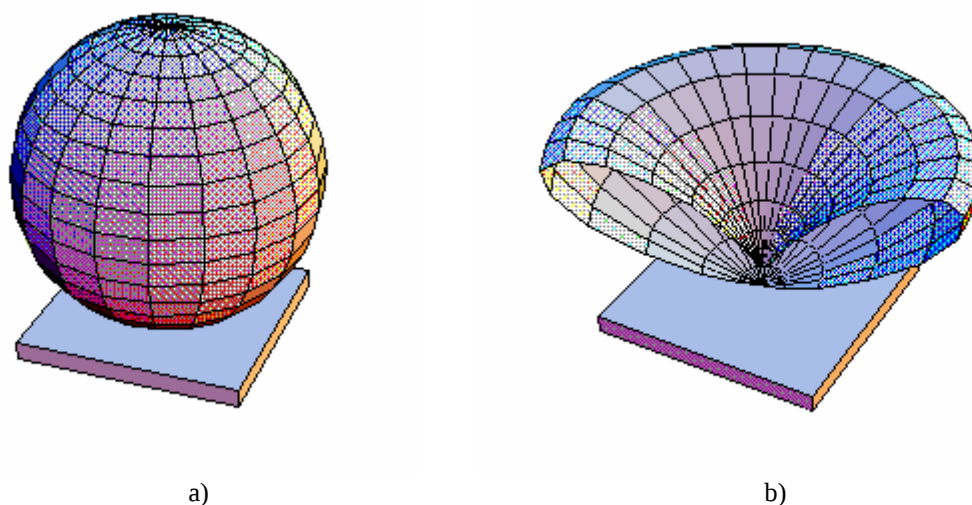


Figura 6-12. Dois exemplos de diagramas de radiação para estações portáteis: a) simples; b) otimizado.

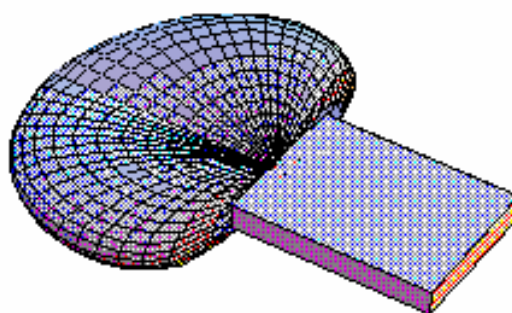


Figura 6-13. Exemplo do diagrama de radiação de uma estação móvel.

restritiva que a Máscara 1 e não permite diagramas de radiação com simetria azimutal. A Figura 6-13 mostra um exemplo dum diagrama de radiação que cumpre a especificação da Máscara 2.

6.3.4.2 *Potência óptica transmitida e formato dos impulsos elementares*

Para cada um dos tipos de diagrama de radiação, estão definidos limites para a potência óptica a transmitir. Para estações que utilizem diagramas de radiação que cumpram a Máscara 1, a potência óptica de pico a transmitir deverá ser de 2 W, com uma tolerância de $\pm 20\%$. Para estações que adotem a Máscara 2, a potência óptica de pico deverá ser de 0.55 W, com uma tolerância de $\pm 20\%$. A potência óptica de pico transmitida é definida como a média calculada ao longo da duração dum impulso elementar, ou seja 250 ns. A Tabela 6-3 mostra os valores da potência óptica de pico e da potência óptica média para cada um dos casos³.

³ Os números apresentados para a potência média não consideram o preâmbulo e cabeçalho da trama física.

Máscara	Potência de pico	Potência média	
		1 Mbps	2 Mbps
1	2 W $\pm$ 20%	125 mW	500 mW
2	0.55 W $\pm$ 20%	34 mW	138 W

Tabela 6-3. Níveis de potência óptica transmitida.

Para cada tipo de diagrama de radiação, o valor da potência óptica de pico é o mesmo para 1 e 2 Mbps, por forma a que o alcance da ligação seja o mesmo às duas taxas de transmissão. Desta forma, a potência óptica média transmitida é diferente nos dois casos.

O formato do impulso elementar é apresentado na Figura 6-14, onde estão também representados os intervalos máximos de variação para os diversos parâmetros. Os tempos de subida e descida foram especificados por forma a que os impulsos ópticos possam ser gerados por LEDs de baixo custo sem, no entanto, provocarem demasiada penalidade através de interferência entre símbolos.

6.3.4.3 Campo de vista do receptor

Da mesma forma que a norma especifica o diagrama de radiação do emissor, especifica também o campo de vista do receptor (*FOV - Field-Of-View*). Embora a especificação da camada física de infravermelhos defina dois diagramas de radiação a serem usados em equipamentos diferentes, o mesmo não acontece com o FOV. Assim, a norma apenas define uma máscara para o FOV.

Esta máscara está representada graficamente na Figura 6-15, onde a linha representa a potência óptica mínima que deve ser recebida em função do ângulo de incidência, normalizada para a potência óptica recebida para um ângulo de incidência nulo. O ângulo de

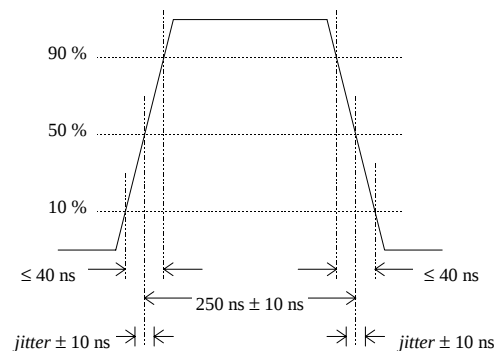


Figura 6-14. Especificação do impulso elementar.

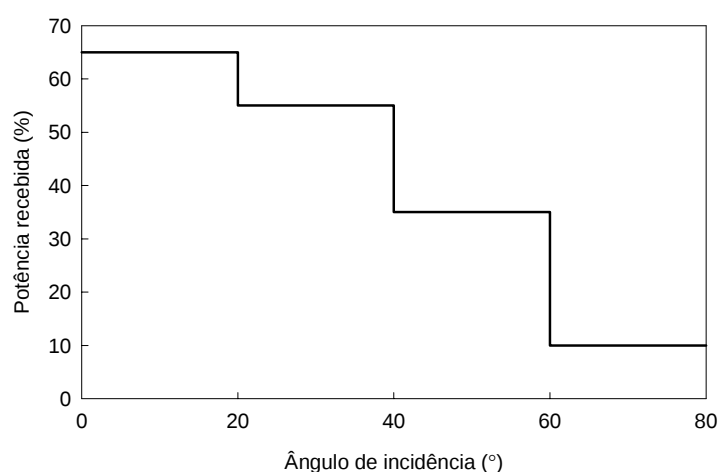


Figura 6-15. Máscara para o campo de vista do receptor (FOV).

incidência é medido a partir do eixo do receptor que, por sua vez, se define como a direcção em que a potência óptica recebida é máxima.

Tal como para o diagrama de radiação do emissor, a especificação do FOV do receptor tem como objectivo maximizar a área de cobertura e minimizar o problema das estações escondidas.

A máscara especificada para o FOV permite a utilização de fotodetectores comercialmente disponíveis, de baixo custo e das mais variadas formas e áreas activas. A principal restrição imposta por esta especificação é que o FOV não pode ser demasiado estreito, uma vez que receptores muito directivos não são apropriados para sistemas difusos. Esta restrição faz todo o sentido no contexto de estações que utilizam um diagrama de radiação que respeita a Máscara 1 (destinada a sistemas difusos). No entanto, para estações que utilizam diagramas de radiação mais directivos (Máscara 2), a utilização dum FOV largo pode conduzir a canais demasiado assimétricos. A assimetria resulta do facto de uma estação com um diagrama de radiação estreito e um FOV largo ser capaz de receber sinais provenientes de estações com as quais não consegue comunicar por o seu sinal não atingir essas estações.

Um exemplo dum caso de assimetria está representado na Figura 6-16. Neste caso a estação A é capaz de receber os sinais provenientes da estação B porque o seu FOV é largo, mas a estação B não é capaz de receber os sinais provenientes da estação A por esta ter um diagrama de radiação muito estreito.

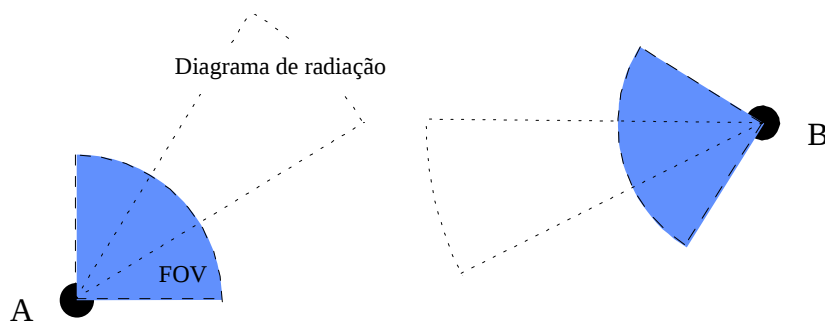


Figura 6-16. Exemplo dum canal assimétrico.

Se a assimetria for demasiada, uma estação pode ficar impedida de aceder ao meio e/ou provocar demasiadas colisões. Por estas razões, faria todo o sentido que a norma incluísse uma segunda máscara para o FOV com características mais directivas.

6.3.4.4 Sensibilidade e gama dinâmica do receptor

No respeitante à sensibilidade do receptor, a norma especifica um limite para cada uma das taxas de transmissão. Ao contrário do que acontece com a potência óptica transmitida, em que são especificados limites mínimos e máximos, a especificação da sensibilidade apenas inclui limites mínimos (valor máximo da sensibilidade). Desta forma fica aberta a cada implementação a possibilidade de utilizar receptores mais sensíveis, recorrendo a técnicas de recepção mais complexas ou a soluções de custo mais elevado, uma vez que estes não agravam o problema das estações escondidas [Mor94].

A sensibilidade do receptor é definida como a irradiância mínima necessária, medida no plano do receptor, para que a probabilidade de erro de trama (PET) seja igual a 4×10^{-5} . A PET deve ser medida para tramas com um MPDU com 512 octetos de comprimento e num ambiente em que a irradiância média produzida por iluminação solar é igual a 0.1 mW/cm^2 . Na especificação da sensibilidade, considera-se que a iluminação ambiente é produzida apenas por luz solar. Desta forma evita-se a definição dum caso particular de iluminação ambiente que inclua iluminação artificial, uma vez que este seria difícil de definir e ainda mais difícil de replicar para efeitos de testes de conformidade. Assim, em canais com iluminação ambiente artificial, a potência óptica necessária para que a PET seja igual a 4×10^{-5} poderá ser bastante superior ao valor especificado para a sensibilidade. Nas condições referidas, os valores especificados na norma são os seguintes:

1 Mbps:	$2.0 \times 10^{-8} \text{ W/cm}^2$	(-47 dBm/cm ²)
2 Mbps:	$8.0 \times 10^{-8} \text{ W/cm}^2$	(-41 dBm/cm ²)

A diferença de 6 dB de 1 para 2 Mbps, resulta da duplicação da taxa de transmissão e da utilização de 16-PPM e 4-PPM a 1 e 2 Mbps, respectivamente.

A sensibilidade dum receptor depende, entre outros factores, da área activa do(s) fotodetector(es). Teoricamente é possível dimensionar um receptor tão sensível quanto desejado aumentando a área activa do fotodetector. Os valores especificados para a sensibilidade permitem que o receptor seja implementado com fotodetectores de área activa relativamente pequena ($< 1\text{cm}^2$).

Os receptores ópticos devem apresentar uma gama dinâmica óptica mínima de 30 dB. A gama dinâmica é definida como o quociente entre o valor máximo e mínimo da irradiância para os quais a PET é inferior a 4×10^{-5} , nas mesmas condições em que está especificada a sensibilidade. A especificação de um valor para a gama dinâmica do receptor é muito importante dadas as grandes variações da distribuição espacial de potência observadas no canal óptico em espaço livre (secção 2.3).

6.3.4.5 Detecção de energia e portadora

Uma vez que o método de acesso ao meio é do tipo CSMA/CA, a camada física deve implementar um mecanismo que permita verificar se existe ou não actividade no meio de transmissão, antes de se iniciar a transmissão de uma trama. A norma denomina este mecanismo por *Clear Channel Assesment* (CCA). O mecanismo de CCA é uma função lógica e depende do estado de dois outros mecanismos: um mecanismo de detecção de portadora (*Carrier detect Signal* - CS) e um mecanismo de detecção de energia (*Energy Detect* - ED).

O mecanismo de detecção de portadora (CS) tem dois estados possíveis: VERDADEIRO e FALSO. O estado VERDADEIRO deve ser declarado quando for detectado um preâmbulo de uma trama válido (PLCP SYNC) e deve ser mantido neste estado enquanto o receptor se conseguir manter sincronizado com o sinal recebido. A norma não define o significado de “preâmbulo válido” nem de “receptor sincronizado”. No entanto, fica claro que a função deste mecanismo é detectar a presença de uma trama no canal de transmissão. A norma especifica que o sinal de CS deve ser activado até 12 μs depois de ser recebido um sinal cujo nível seja igual ou superior ao valor especificado da sensibilidade do receptor.

O mecanismo de detecção de energia (ED) tem também dois estados possíveis: VERDADEIRO e FALSO. O estado VERDADEIRO deve ser declarado sempre que for detectado um sinal cuja irradiância exceda $10 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, medido numa banda eléctrica entre 1 MHz e 10 MHz. A função deste mecanismo é detectar a presença de sinais ópticos no canal de transmissão que possam impedir a transmissão de uma trama com sucesso. A utilização

deste mecanismo pretende evitar que uma estação inicie uma transmissão quando o canal estiver a ser utilizado por um outro qualquer sistema, IEEE 802.11 compatível ou não, que faça uso da mesma banda óptica. Alguns exemplos de outros sistemas que podem interferir com a camada física de infravermelhos IEEE 802.11 são dispositivos de controlo remoto usados em aparelhos domésticos, sistemas de distribuição de áudio (auscultadores sem fios) ou mesmo dispositivos de iluminação.

Os estados dos mecanismo CS e ED não estão disponíveis para a camada MAC, pelo que o controlo de acesso ao meio é feito apenas através do estado do CCA. A norma define que o estado do CCA deve ser LIVRE (IDLE) quando o estado do CS e do ED for FALSO, ou quando o estado do CS for FALSO e o estado do ED se mantiver VERDADEIRO por um período superior a um valor pré-determinado. Esta última condição permite que uma estação tente transmitir uma trama, mesmo quando está a ser detectado um outro sinal no canal, e pode ser útil no caso do canal estar a ser utilizado continuamente por outro dispositivo. Desta forma evita-se que uma estação fique indefinidamente impossibilitada de transmitir, e permite-se que a estação tente transmitir a sua trama. Esta função é útil no caso da estação de destino não estar a ser afectada pelo sinal interferidor. No caso do estado do CS ou do ED ser VERDADEIRO (com excepção do caso anterior), o estado do CCA deve ser OCUPADO (BUSY). A norma define ainda as condições que determinam as mudanças de estado e a forma como o estado do CCA é disponibilizado à camada MAC. A Figura 6-17 mostra esquematicamente a relação entre o CCA, CS e ED.

6.4 Sumário

O IEEE, através do grupo de trabalho 802.11, tem vindo a desenvolver uma norma para redes de área local sem fios. A versão 4.0 da norma provisória IEEE 802.11 contém um conjunto de especificações para redes de área local sem fios (WLANs) e inclui a especificação de uma camada de acesso ao meio (MAC) e de três camadas físicas. Duas das camadas físicas utilizam ondas de rádio e a outra utiliza sinais ópticos na zona dos infravermelhos.

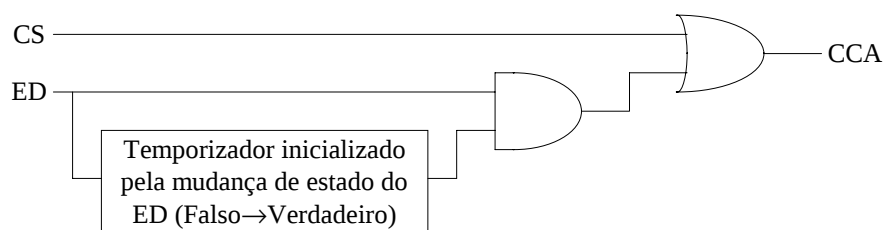


Figura 6-17. Função de CCA.

A camada física de infravermelhos utiliza transmissão em modo difuso e, tal como as outras camadas físicas, suporta duas taxas de transmissão: 1 e 2 Mbps. No entanto, a actual versão da norma prevê que taxas de transmissão superiores possam vir a ser adoptadas no futuro. A técnica de modulação utilizada é L-PPM, sendo utilizado 16-PPM a 1 Mbps e 4-PPM a 2 Mbps. Esta solução permite uma fácil implementação das duas taxas de transmissão, uma vez que o impulso elementar é semelhante às duas taxas de transmissão.

Apesar de completas, algumas das especificações da camada física de infravermelhos não foram alvo dum estudo muito profundo, tais como a especificação da segunda máscara para o diagrama de radiação do emissor e a especificação do mecanismo de detecção de energia.

A inclusão da segunda máscara para o diagrama de radiação do emissor foi acompanhada da especificação de um segundo valor para a potência óptica emitida (0.55 W), para as estações que utilizem o segundo diagrama de radiação. No entanto, a norma não define se num mesmo BSS podem coexistir estações que utilizem dois tipos diferentes de diagramas de radiação e respectivos níveis de potência óptica. No caso dos dois tipos de emissor serem utilizados dentro do mesmo BSS, não é previsível qual o impacto que a existência de dois níveis de potência diferentes terá sobre o problema das estações escondidas. O problema poderá ainda ser agravado pelo facto de todas as estações terem a mesma sensibilidade e FOV. Por estas razões, este assunto necessita dum estudo mais cuidado.

O mecanismo de detecção de energia foi incluído na norma para permitir a detecção de sinais ópticos no meio de transmissão com características que impeçam a normal transmissão e recepção de tramas pelas estações. Os valores especificados (para a potência a detectar e para a largura de banda a considerar) podem não ser os mais apropriados. A especificação destes valores deveria passar por uma caracterização experimental das características dos sinais que, num ambiente típico, poderão impedir a normal troca de tramas entre estações.

Assim que a norma IEEE 802.11 for aprovada, é possível que venham a ser disponibilizados produtos comerciais (interfaces de rede sem fios ou equipamentos com essas funcionalidades integradas) que utilizem cada uma das três camadas físicas. As camadas físicas de rádio parecem, neste momento, apresentar algumas vantagens sobre a camada física de infravermelhos, especialmente pela mobilidade e área de cobertura que disponibilizam aos utilizadores. No entanto, a utilização destas camadas físicas requer a existência de uma ou mais bandas de frequências e este é um recurso cada vez mais escasso. As camadas físicas de rádio utilizam uma banda de frequências que é partilhada por outro tipo de aplicações (bandas ISM na zona dos 2.4 GHz). Desta forma, o desempenho das camadas físicas de rádio pode vir a degradar-se, no futuro, de forma imprevisível.

A largura de banda disponível nas bandas ISM utilizadas pelas actuais camadas físicas de rádio é limitada, pelo que a evolução destas camadas físicas para maiores taxas de transmissão está, já à partida, comprometida. Uma solução para este problema é o recurso a bandas de frequências na zona das ondas milimétricas [FER94]. No entanto, a estas frequências, as características de propagação assemelham-se às dos sinais ópticos. Por outro lado, a largura de banda disponível para sistemas ópticos é bastante mais elevada, sendo apenas limitada pela dispersão multi-percurso. Neste contexto, a camada física de infravermelhos incluída na norma pode constituir um bom ponto de partida para especificação de outras camadas físicas de infravermelhos que disponibilizem maiores taxas de transmissão.

Capítulo 7

Proposta de um formato para a trama da camada física de infravermelhos da norma IEEE 802.11

7.1 Introdução

Como descrito no Capítulo 6, o grupo de trabalho IEEE 802.11 tem vindo, desde 1990, a produzir uma norma para redes de área local em espaço livre (*Wireless Local Area Network - WLAN*) que inclui uma camada física de infravermelhos.

O desenvolvimento da norma faz-se por meio de especificações propostas pelos membros do grupo de trabalho, as quais são discutidas em reuniões periódicas e adoptadas (ou não) através de votação.

O trabalho efectuado na área das comunicações ópticas em espaço livre e o envolvimento da Universidade de Aveiro no referido grupo de trabalho resultaram num conjunto de propostas de especificações para a camada física de infravermelhos. Essas propostas foram apresentadas e discutidas nas reuniões do grupo de trabalho IEEE 802.11, tendo uma grande parte delas sido aprovadas e incluídas no texto na norma.

Neste Capítulo é apresentado o trabalho que contribuiu para a definição de alguns aspectos da norma na forma de propostas de especificações. Uma das especificações mais importantes da camada física de infravermelhos é o formato da trama da camada física. A principal função desta trama é transportar a trama da camada MAC (MPDU) entre as estações. Os campos transmitidos antes e depois do campo de dados (MPDU) têm como principais funções permitir ao receptor detectar a presença duma trama, adquirir sincronismo e detectar erros ocorridos durante a transmissão. Da especificação da trama da camada física

dependem outras, tais como a sensibilidade do receptor e os níveis de potência óptica a transmitir. Por esta razão, a maior parte deste Capítulo é dedicado ao estudo dos vários formatos de trama propostos.

Na secção 2 são identificadas algumas das contribuições para a definição da norma da camada física de infravermelhos. A secção 3 apresenta os vários formatos que foram propostos para a trama da camada física e apresenta as motivações que levaram à definição dos vários formatos, bem como uma análise do desempenho de cada um desses formatos. Na secção 4 é descrita a metodologia utilizada na determinação da sensibilidade do receptor óptico e apresentada a especificação daí resultante. A secção 5 apresenta algumas conclusões sobre a participação no processo de definição da norma IEEE 802.11.

7.2 Contribuições para a definição da norma

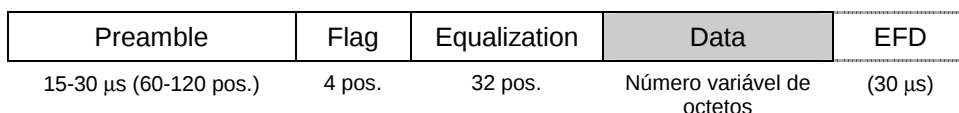
Parte do trabalho descrito nos capítulos anteriores e o próprio envolvimento no grupo de trabalho IEEE 802.11 resultou em várias contribuições para a definição da especificação da camada física de infravermelhos das quais se destacam as seguintes [Mor93, Mor93b, Mor94, Mor94d]:

- uma proposta para utilização de modulação de posição de impulso (L-PPM) pelas suas boas características de eficiência em termos de potência;
- duas propostas para o formato da trama da camada física e resultados do desempenho dum sistema de transmissão utilizando esses formatos;
- uma proposta para o suporte de duas taxas de transmissão (1 e 2 Mbps). Para cada uma das taxas de transmissão foi proposta a utilização de uma ordem de L-PPM (16-PPM e 4-PPM, respectivamente). Foram apresentadas as vantagens oferecidas por esta solução: menor complexidade do receptor e mesma área de cobertura às duas taxas de transmissão;
- uma proposta de especificação para o formato dos impulsos elementares;
- uma proposta para a especificação da sensibilidade do receptor;
- uma proposta para a especificação da gama dinâmica do receptor.

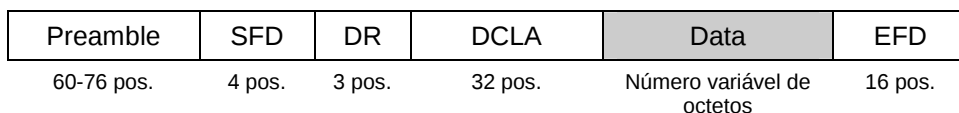
7.3 A trama da camada física

7.3.1 As várias propostas para o formato da trama

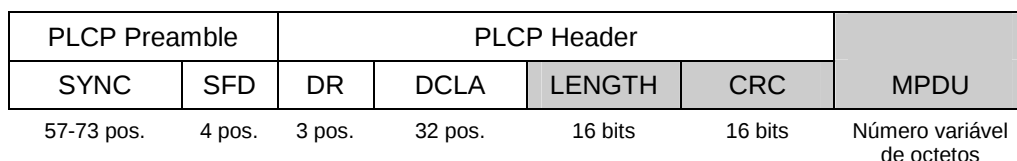
A definição do formato da trama da camada física de infravermelhos passou por várias fases até à actual versão. Desde o início da definição da norma até à versão 4.0, foram propostos três formatos diferentes para a trama da camada física [Phot94, Mor94, Mor94b]. Esses três formatos são apresentados na Figura 7-1.



a)



b)



c)

Figura 7-1. Os vários formatos da trama propostos para a camada física de infravermelhos.

A trama da camada física representada na Figura 7-1a constituía uma das especificações da primeira proposta apresentada para uma camada física de infravermelhos [Phot94]. Este documento propunha uma camada física com uma taxa de transmissão de 1 Mbps e utilizando 16-PPM. Esta proposta constituiu a base para todo o trabalho posterior e que levou à criação de uma nova camada física. No entanto, a camada física de infravermelhos só viria a ser incluída no texto (provisório) da norma após a proposta que incluía o segundo formato de trama.

A trama representada na Figura 7-1b foi proposta como parte de uma especificação completa para a camada física de infravermelhos [Mor94, Mor94c, Mor94d]. Relativamente à primeira proposta, esta apresentava as seguintes diferenças principais :

- o formato da trama, com diferenças no formato dos campos e na estrutura da trama;
- o suporte de duas taxas de transmissão (1 e 2 Mbps);
- a especificação da sensibilidade do receptor e a inexistência dum limite mínimo para a sensibilidade (permitindo receptores mais sensíveis);
- a especificação dos impulsos elementares (tempos de subida, descida e largura dos impulsos);
- a regra de transformação entre conjuntos de bits e símbolos PPM.

O terceiro formato de trama foi proposto como uma revisão do segundo formato de trama. As alterações propostas resultaram do facto do segundo formato de trama não cumprir uma das cláusulas constantes do documento que contém os requisitos fundamentais da norma [PAR91].

7.3.1.1 O primeiro formato de trama

Esta trama é constituída pelos seguintes campos:

- a) *Preamble*: Este campo consiste numa sequência alternada de presença ou ausência de impulsos (...10101), de duração igual a 250 ns. Este sinal é equivalente a uma onda quadrada, com uma frequência de 2 MHz. A duração deste campo pode variar entre 15 e 30 μ s, a que correspondem 60 a 120 posições, e termina com um impulso na última posição¹. Este campo permite ao receptor efectuar as seguintes operações:
 - i) Detecção da presença de um sinal óptico (detecção de “portadora”). Esta operação permite ao receptor detectar que existe um sinal óptico no meio de transmissão.
 - ii) Aquisição do sincronismo de posição.
 - iii) Medição da intensidade do sinal óptico recebido, a qual pode ser utilizada para ajustar o ganho de amplificadores com controlo automático de ganho (*Automatic Gain Control* - AGC) e para ajustar os níveis de comparação dos circuitos de decisão.
 - iv) Estimação da relação-sinal-ruído do sinal recebido. Em receptores que utilizem diversidade, o processo de combinação dos sinais provenientes dos vários sectores é efectuado com base numa estimativa da relação-sinal-ruído à saída de cada um dos sectores.
- b) *Flag*: A função deste campo é permitir a detecção do início da trama e identificar o tipo de camada física que transmitiu a trama. Para este campo foram propostas quatro palavras distintas (0000, 0001, 0010, 0011), sendo atribuída a palavra 0010 para identificar a camada física de infravermelhos então proposta (1 Mbps, 16-PPM).
- c) *Equalization*: O nível médio do sinal óptico nos campos *Preamble* e *Flag* é diferente do nível médio do sinal óptico no campo de dados. A função deste campo é facilitar a transição entre os dois níveis de sinal, permitindo ao receptor ajustar o seu nível d.c. Este campo não transporta qualquer tipo de informação. O seu formato (dois símbolos PPM correspondentes à palavra 02 hexadecimal) é tal que resulta num nível médio igual ao do campo de dados.
- d) *Data*: Este campo transporta a trama da camada de acesso ao meio. A proposta não define o seu comprimento mínimo nem máximo.

¹ A definição de posição é a mesma encontrada na secção 6.3.3.1.

- e) *End of Frame Delimiter (EFD)*: Conjuntamente com esta proposta de formato de trama, foi proposto um mecanismo de detecção de portadora (*Carrier Sense - CS*), o qual permite, entre outras funções, encontrar o fim da trama física. Neste mecanismo, define-se que se o receptor não detectar qualquer impulso num intervalo de 30 μ s, deve declarar-se o fim da trama física. Desta forma é definido um *EFD* implícito.

Na proposta que incluía este formato de trama era ainda especificado que qualquer camada física a ser definida no futuro deveria utilizar os mesmos campos *Preamble* e *Flag*. Dado o formato proposto para o campo *Flag* seria possível definir um total de quatro camadas físicas diferentes. Desta forma, as várias camadas físicas poderiam coexistir no mesmo espaço físico sem interferência mútua, mesmo que não pudessem trocar tramas entre si.

7.3.1.2 O segundo formato de trama

Como alternativa ao primeiro formato de trama foi proposto o formato que está representado na Figura 7-1b [Mor94]. Este formato de trama foi proposto como parte de uma especificação completa para a camada física de infravermelhos, a qual incluía algumas novas funcionalidades. Uma das funcionalidades mais importantes foi a especificação de duas taxas de transmissão (1 e 2 Mbps).

As motivações para propor o segundo formato de trama foram a necessidade de incluir um campo para identificar a taxa de transmissão e ainda razões de desempenho. Os critérios utilizados na especificação do novo formato de trama e na comparação com o primeiro formato foram, entre outros, o aumento de comprimento total da trama introduzido pela camada física (*overhead*) e a probabilidade de erro de trama (PET).

Este segundo formato, embora com bastantes semelhanças em relação ao primeiro, apresenta algumas diferenças fundamentais:

- a) O comprimento máximo do campo *Preamble* foi reduzido de 120 para 76 posições, devendo terminar com a ausência de impulso na última posição, ao contrário da primeira proposta em que o preâmbulo termina com um impulso na última posição. As razões que levaram à redução do comprimento do preâmbulo foram as seguintes:
 - i) com base em trabalho experimental, concluiu-se que um comprimento de 76 posições seria suficiente para efectuar as operações associadas a este campo: detecção de energia e aquisição de sincronismo;
 - ii) um comprimento menor reduz aumento adicional no comprimento da trama (*overhead*);

- iii) um comprimento menor reduz a probabilidade de imitação do campo *SFD* durante o processo de procura;
 - iv) a potência óptica média emitida durante o preâmbulo é bastante maior que a potência média transmitida durante os restantes campos da trama. Um comprimento menor do preâmbulo reduz o esforço exigido aos dispositivos ópticos emissores provocado pelo aumento de temperatura e permite a utilização dum número menor de dispositivos.
- b) O campo *Flag* é substituído por dois outros: *SFD* e *DR*.
- c) É incluído o campo *SFD* (*Start of Frame Delimiter*). Este campo passa a ter como única função marcar o início da trama, sendo deixado para o campo *DR* a função de identificar diferentes camadas físicas de infravermelhos. Por outro lado a palavra a utilizar é 1001, e é sempre a mesma qualquer que seja a camada física de infravermelhos. O formato adoptado para este campo foi o resultado dum estudo efectuado sobre as palavras que minimizam a probabilidade de erro na sua detecção.
- d) É incluído o campo *DR* (*Data Rate*), o qual contém informação sobre a taxa de transmissão a que a trama é transmitida e sobre a camada física de infravermelhos que transmitiu a trama. O comprimento deste campo é de três posições, sendo definidas as palavras 000 e 001 para identificar tramas transmitidas a 1 e 2 Mbps, respectivamente. As restantes seis possíveis palavras não são definidas, ficando disponíveis para outras velocidades de transmissão a adicionar à presente camada física.
- e) O campo *DCLA* - *D. C. Level Adjustment (Equalization* no primeiro formato de trama) passa a ter dois formatos, um para cada uma das duas taxas de transmissão propostas. O comprimento deste campo é de 32 posições e o seu formato é:
- 1 Mbps: 00000000100000000000000010000000
 - 2 Mbps: 00100010001000100010001000100010
- f) É acrescentado um *EFD* explícito para delimitar o fim da trama, ao contrário do *EFD* implícito proposto para o primeiro formato de trama. O comprimento deste campo é de 16 posições e a palavra a utilizar é 0000011011011011. A motivação para a inclusão de um *EFD* explícito foi diminuir o tempo necessário para encontrar o fim da trama e reduzir a probabilidade do fim da trama não ser detectado correctamente.

7.3.1.3 O terceiro formato de trama

Finalmente foi proposto um terceiro formato para a trama da camada física, que está representado na Figura 7-1c [Mor94b]. Este terceiro formato de trama foi proposto porque o segundo formato de trama não cumpria uma das cláusulas do documento que contém os requisitos fundamentais da norma [PAR91]. Uma vez identificada esta contradição foi necessário proceder às alterações necessárias.

O problema do segundo formato de trama advém do *SFD*. O mecanismo utilizado para determinar o início da trama física (*SFD*) não cumpre um dos requisitos iniciais da norma, o qual exige que a distância mínima de Hamming durante o processo de procura seja igual ou superior a quatro. O objectivo desta regra é minimizar a probabilidade de falsa detecção de início de trama. Uma vez que no formato proposto para o *SFD* a distância mínima de Hamming é de apenas dois, foi necessário complementar as funções do *SFD* com outras que reduzissem a probabilidade de falsa detecção de início de trama.

Uma possível solução para este problema poderia ter sido aumentar o comprimento do *SFD* até que se verificasse a distância mínima de Hamming de 4. No entanto, tal solução exigiria um *SFD* com 9 posições de comprimento e conduziria a elevadas probabilidades de erro na sua detecção (secção 7.3.2.2).

A solução encontrada, semelhante à utilizada pelas camadas físicas de rádio, foi incluir o campo *LENGTH* (contendo o comprimento do campo de dados) protegido por um *CRC*, tal como mostra a Figura 7-1c. Desta forma, uma falsa detecção do campo *SFD* é detectada com elevada probabilidade. No caso do receptor detectar um falso *SFD*, os campos *LENGTH* e *CRC* não vão estar correctos, sendo essa situação detectada pelo *CRC*. O *CRC* utilizado é o *CRC-CCITT* (16-bits) [Schw85]. A probabilidade de uma falsa detecção do *SFD* não ser detectada pelo *CRC* é praticamente nula, uma vez que o comprimento do *CRC* é igual ao dos dados por ele protegidos (campo *LENGTH*) [Schw85].

A existência dum campo contendo o comprimento do *MPDU*, permite à camada física determinar o fim da trama logo após a recepção dos campos *LENGTH* e *CRC*. Assim, o campo *EFD* deixa de ser necessário.

Resumindo, as diferenças em relação ao segundo formato de trama são as seguintes:

- a) Foi incluído um campo *LENGTH* com um comprimento de 16 bits, contendo o comprimento do *MPDU* em número de octetos;
- b) Foi incluído um campo *CRC* com um comprimento de 16 bits (*CRC-CCITT*), calculado sobre o campo *LENGTH*;
- c) Foi retirado o campo *EFD*.

7.3.2 Cálculo do desempenho dos vários formatos de trama

O formato da trama da camada física tem um papel importante no desempenho do sistema de transmissão. Em particular, o cálculo da sensibilidade do receptor deve ser efectuado com base na probabilidade de erro de trama (PET) e não apenas com base na probabilidade de erro de bit. Assim, um dos critérios utilizados para a avaliação do formato da trama é a PET. Nesta secção apresenta-se o cálculo da PET para cada um dos três formatos de trama já descritos.

Uma vez que a sensibilidade do receptor é especificada para um canal com iluminação ambiente produzida apenas por luz solar, no referido canal não existe interferência óptica. Assim, na análise que se segue assume-se que não existe interferência óptica.

7.3.2.1 O primeiro formato de trama

Para o primeiro formato de trama, a PET é dada por:

$$PET1 = 1 - P_{Preamble} \cdot P_{Flag} \cdot P_{Data} \cdot P_{EFD} \quad (7.1)$$

onde $P_{Preamble}$, P_{Flag} , P_{Data} e P_{EFD} representam as probabilidades de detecção correcta dos campos *Preamble*, *Flag*, *Data* e *EFD* implícito.

O processo de detecção de uma trama está dividido em duas partes, às quais podem ou não estar associados métodos de detecção diferentes. Esta divisão resulta da forma como são transmitidos os vários campos da trama:

- a) Os campos *Preamble*, *Flag* e *EFD* são transmitidos utilizando o equivalente a OOK-NRZ, isto é, o bit '1' é transmitido na forma de um impulso de duração igual ao de um impulso PPM e o bit '0' é transmitido na forma de um espaço (ausência de impulso).
- b) O campo *Data* é transmitido utilizando 16-PPM.

Assim, a detecção dos campos *Preamble*, *Flag* e *EFD* deve ser efectuada após a estimação da presença ou ausência de um impulso em cada posição. Esta detecção deve ser efectuada utilizando um detector de limiar (DL). Quanto ao campo *Data*, a sua detecção pode ser efectuada utilizando um detector DL ou um detector MAP (secção 4.2), uma vez que estes campos são transmitidos em formato 16-PPM.

Uma vez que a norma não impõe nenhuma técnica de detecção, as técnicas aqui descritas e utilizadas no cálculo da PET são aquelas que foram consideradas mais apropriadas para minimizar a PET. Algumas destas técnicas foram igualmente utilizadas na implementação de um protótipo laboratorial.

A detecção de uma trama começa pela detecção da presença dum sinal (CS) e pela aquisição do sincronismo de posição. Segue-se a detecção do campo *Preamble* (detecção da presença de um preâmbulo válido) a qual é efectuada através da procura de um segmento de comprimento $L1$ posições, inferior ao comprimento total do campo *Preamble*, $L0$. O processo de procura utiliza uma janela de comprimento $L1$ que se desloca de uma posição entre cada iteração, e pode incluir os dois possíveis padrões de preâmbulo (0101... ou 1010...). O processo de procura do campo *Preamble* pode ser permanente, mesmo quando não existe qualquer sinal, ou ser despoletado pelo processo de detecção de energia (CS). No primeiro caso, existe a possibilidade do campo *Preamble* ser imitado pelo ruído. Esta situação não se verifica no segundo caso, uma vez que o processo de detecção do preâmbulo é iniciado apenas depois de ter sido detectada a presença dum sinal.

As duas soluções têm vantagens e desvantagens. O método permanente é mais simples mas tem a desvantagem de gerar falsas detecções do campo *Preamble*, por imitação. Uma elevada frequência de falsos inícios de trama pode ter efeitos nefastos no desempenho do receptor, nomeadamente aumentar o consumo de energia, ao provocar a entrada em funcionamento de todos os circuitos do receptor. O método que utiliza a detecção de energia para despoletar o processo de procura do preâmbulo resolve o problema das imitações pelo ruído. Por outro lado reduz o número de tentativas disponíveis para a procura, uma vez que parte do tempo, desde o início da trama, é utilizado na detecção de energia. Nesta secção consideramos que a detecção de energia é utilizada para despoletar o processo de procura.

Os processos de detecção de energia e aquisição de sincronismo de posição são contínuos e funcionam em paralelo. Logo que é detectada a presença dum sinal (detecção de energia), é despoletado o processo de procura do preâmbulo. Neste instante de tempo, o receptor pode ou

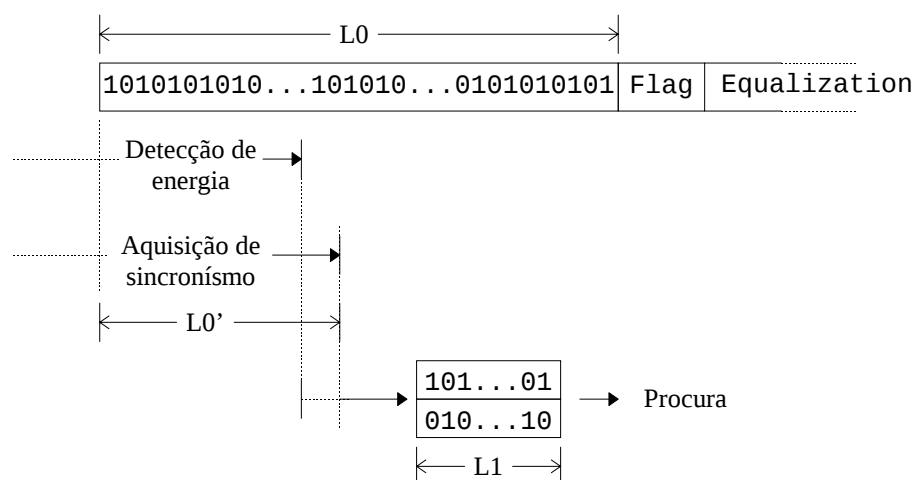


Figura 7-2. Processo de procura do preâmbulo.

não ter adquirido o sincronismo de posição. Enquanto o sincronismo não for adquirido, o preâmbulo não pode ser encontrado. Assim, apenas parte do preâmbulo é efectivamente utilizado na procura (Figura 7-2).

Se considerarmos que os processos de detecção de energia e aquisição de sincronismo estão completos depois de recebidas $L0'$ posições do preâmbulo, o número efectivo de tentativas para encontrar um preambulo válido é de $Nt1=L0-L0'-L1+1$. As probabilidades do segmento ser detectado correctamente, em cada uma das $Nt1$ tentativas, não são independentes, uma vez que cada iteração inclui $L1-1$ posições da iteração anterior. Para cada conjunto $\{L0, L0', L1\}$ existem apenas $Nt1'=Máximo_Inteiro[Nt1/L1]$ tentativas independentes, que correspondem a deslocar a janela de $L1$ posições entre cada procura. Podemos assim definir um majorante para a probabilidade de não-deteccção do preâmbulo, dado por:

$$P_{falha_Preamble} \leq \left[1 - (1 - PES)^{L1}\right]^{Nt1'} \quad (7.2)$$

onde PES é a probabilidade de erro na detecção dum impulso (probabilidade de erro de posição), dada por:

$$PES = \frac{1}{2} \cdot P_{01} + \frac{1}{2} \cdot P_{10} \quad (7.3)$$

onde P_{01} é a probabilidade de um impulso não ser detectado dado que foi transmitido e P_{10} é

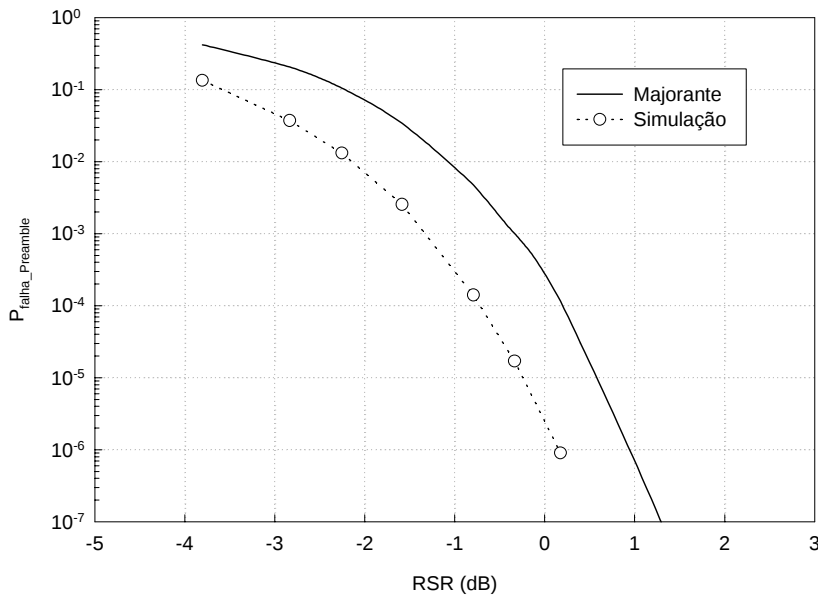


Figura 7-3. Probabilidade de não-deteccção do preâmbulo ($Nt1=24, L1=8, Nt1'=3$).

a probabilidade de ser detectado um impulso dado que não foi transmitido, e são dadas pela expressão (4.20).

A Figura 7-3 mostra duas curvas para a probabilidade do preâmbulo não ser detectado em função da relação-sinal-ruído (RSR), uma obtida por meio da expressão (7.2) e outra obtida por simulação. Assim, para probabilidades de não-deteccção inferiores a 10^{-4} , a diferença entre as duas curvas é inferior a 1 dB. No caso da probabilidade do preâmbulo não ser detectado dominar a PET, a utilização deste majorante, em vez da expressão exacta, aumenta a potência média necessária para um dado valor da PET em menos de 1 dB.

O processo de detecção do campo *Flag* é iniciado assim que é detectado um preâmbulo válido. A detecção correcta deste campo implica que este não seja imitado durante o preâmbulo e que seja detectado quando procurado na posição correcta. A probabilidade de detecção correcta é então dada por:

$$P_{Flag} = (1 - P_{imit_Flag}) \cdot (1 - P_{falha_Flag}) \quad (7.4)$$

onde P_{imit_Flag} é a probabilidade de imitação da *Flag* durante o preâmbulo e P_{falha_Flag} é a probabilidade da *Flag* não ser detectada quando procurada na posição correcta.

A procura do campo *Flag* é efectuada deslocando uma janela, de comprimento $L2$ igual ao do próprio campo, de uma posição entre cada procura e comparando o sinal recebido com o formato do campo *Flag*.

A probabilidade de imitação pelo preâmbulo, para cada iteração, não é independente das iterações anteriores, uma vez que cada iteração inclui $L2-1$ posições da iteração anterior. No entanto, para valores baixos da probabilidade de erro de posição (PES), a probabilidade de imitação durante o preâmbulo pode ser aproximada assumindo que as probabilidades associadas a cada iteração são independentes (ver Figura 7-4). Neste caso, a probabilidade de não haver imitação é igual ao produto das probabilidades de não haver imitação em cada iteração, e é igual a:

$$P_{imit_Flag} \approx 1 - \prod_{i=-Nt2}^{-1} (1 - P_{imit}(dif(i))) \quad (7.5)$$

com

$$P_{imit}(dif) = PES^{dif} \cdot (1 - PES)^{L2-dif} \quad (7.6)$$

onde $Nt2$ é o número de tentativas de detecção do campo *Flag* antes da posição correcta (o processo de detecção tem início algures durante o preâmbulo), dif é a distância de Hamming

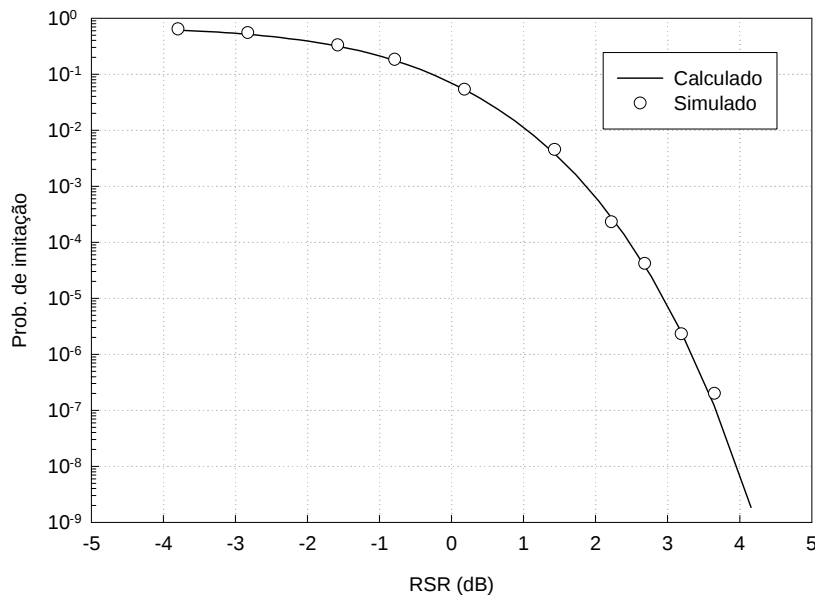


Figura 7-4. Probabilidade de imitação do campo *Flag* (0010) durante o preâmbulo ($Nt2=20$).

entre a *Flag* e a palavra que está a ser inspeccionada, e $P_{imit}(dif)$ é a probabilidade da palavra inspeccionada imitar a *Flag*. A distância de Hamming entre a *Flag* e a palavra inspeccionada varia ao longo do processo de detecção e depende dos formatos dos campos *Flag* e *Preamble* e do comprimento da *Flag*. A função $dif(i)$ representa essa dependência. Para a palavra 0010, a distância de Hamming para cada uma das iterações está representada na Figura 7-5.

A Figura 7-5 mostra qual é o maior problema deste formato da *Flag*: durante o processo de procura, cerca de metade das iterações têm uma distância de Hamming de apenas um. Basta portanto um erro numa posição particular para que a *Flag* seja imitada durante o preâmbulo, o que conduz a elevadas probabilidades de imitação.

Na Tabela 7-1 são apresentados os valores para a distância de Hamming para as quatro palavras propostas para o campo *Flag*.

Os valores na Tabela 7-1 sugerem que, se o receptor implementar um processo de procura que considere as quatro palavras em simultâneo, então a probabilidade de imitação durante o preâmbulo deverá muito elevada, uma vez que a distância de Hamming a pelo menos uma das palavras é sempre 1. Basta um erro para que uma das quatro possíveis palavras seja imitada. Assim, na expressão (7.5), $dif(i)$ é sempre igual a 1. Este é um outro ponto fraco deste formato de trama: a utilização de um mesmo campo para delimitar o início da trama e para identificar o tipo de camada física.

Iteração	Preamble	Flag	dif
	010...101010101	0010...	
-7	0010		1
-6	0010		3
-5	0010		1
-4	0010		3
-3	001	0	1
-2	00	10	2
-1	0	010	3
0		0010	0

Figura 7-5. Processo de procura do campo *Flag* e distância de Hamming.

Palavra\Iteração	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0
0000	2	2	2	2	2	1	1	0
0001	3	1	3	1	3	2	2	0
0010	1	3	1	3	1	2	3	0
0011	2	2	2	2	2	3	2	0
Mínimo	1	1	1	1	1	1	1	0

Tabela 7-1. Distância de Hamming entre as palavras do campo *Flag* e o padrão do preâmbulo.

A probabilidade de falha na detecção da *Flag* na posição correcta é dada por:

$$P_{falha_Flag} = 1 - (1 - PES)^{L2} \quad (7.7)$$

Uma vez detectada a *Flag*, a detecção do campo *Data* não envolve qualquer processo de procura. Assim, a probabilidade de detecção correcta do campo *Data* é dada por:

$$P_{Data} = (1 - PEB)^{L6} \quad (7.8)$$

onde $L6$ é o comprimento do campo *Data* em número de bits e PEB é a probabilidade de erro de bit. A probabilidade de erro de bit depende do tipo de detector usado, DL ou MAP, e é dada pelas expressões (4.15) ou (4.23), respectivamente.

A detecção do fim da trama (detecção do *EFD*), envolve novamente um processo de procura, o qual deve ser iniciado logo após o fim do campo *Equalization*. Se assumirmos que o *EFD* deve ser detectado imediatamente a seguir ao fim do campo *Data* para que a trama seja recebida correctamente, então a probabilidade de detecção correcta do *EFD* é dada por:

$$P_{EFD} = (1 - P_{imit_EFD}) \cdot (1 - P_{falha_EFD}) \quad (7.9)$$

onde P_{imit_EFD} é a probabilidade de imitação do *EFD* durante o campo *Data* e P_{falha_EFD} é a probabilidade do *EFD* não ser detectado na posição correcta.

A probabilidade do *EFD* não ser detectado na posição correcta é dada por:

$$P_{falha_EFD} = 1 - (1 - P_{10})^{L7} \quad (7.10)$$

onde $L7$ é o comprimento do *EFD* implícito em número de posições.

Nesta proposta de formato de trama, o *EFD* é definido de forma implícita: o fim da trama é declarado quando for detectado um período de 30 μ s sem impulsos. A utilização dum período de 30 μ s para detectar o fim de trama equivale à utilização dum *EFD* com $L7=120$ posições de cumprimento, a que estão associadas duas desvantagens: o tempo necessário para encontrar o fim da trama é desnecessariamente longo e a probabilidade do *EFD* não ser detectado é muito elevada. Estes dois problemas poderiam ser minorados se fosse utilizada uma regra diferente para a detecção do fim da trama e um *EFD* implícito mais curto. A seguir mostra-se que um *EFD* mais curto reduziria a probabilidade de falha na detecção do fim da trama.

Uma vez que o comprimento do campo de dados é sempre um número inteiro de octetos, a última posição do campo *Data* está sempre numa posição que é um múltiplo de 32 posições. Assim, a procura do *EFD* pode utilizar um janela que se desloca de 32 posições entre cada procura, e cujo início coincide com o início dum octeto (Figura 7-6).

Como, num símbolo 16-PPM, o impulso transmitido pode estar na última posição do símbolo, o comprimento mínimo para o *EFD* é de 16 posições, caso contrário detectar-se-ia um falso fim de trama no primeiro símbolo com o impulso da última posição. No entanto, para um comprimento de 16, um único erro (um impulso não detectado) é suficiente para que

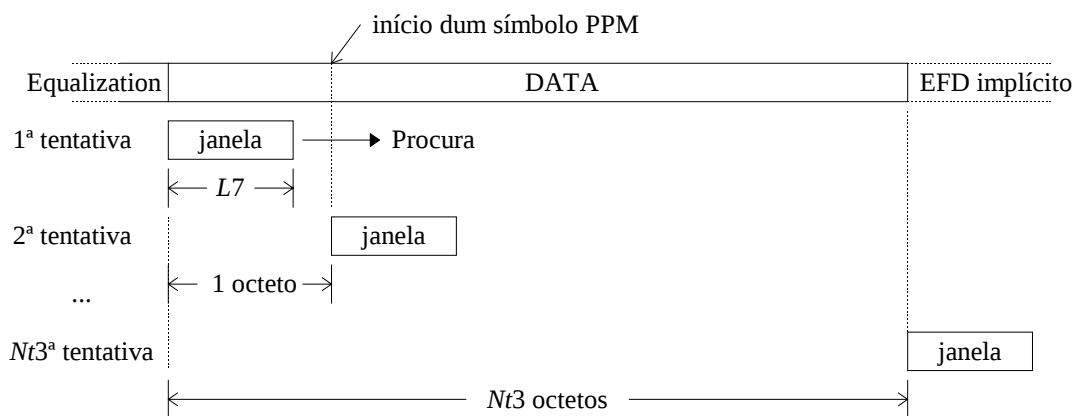


Figura 7-6. Processo de procura do fim da trama.

o *EFD* seja imitado. Para um comprimento até 31 posições, um erro pode continuar a ser suficiente para que o *EFD* seja imitado. Para um comprimento de 32 posições já são necessários dois erros para que o *EFD* seja imitado. Assim, a probabilidade de imitação diminui com o aumento do comprimento do *EFD*. Por outro lado, quanto mais comprido, maior a probabilidade de não ser detectado na posição correcta. O comprimento óptimo é, por isso, um compromisso entre a probabilidade de não-deteccção na posição correcta e a probabilidade de imitação durante o campo de dados.

Para um comprimento até 32 posições, cada iteração no processo de procura é estatisticamente independente das anteriores, uma vez que não há sobreposição da janela. Para comprimentos maiores, estas probabilidades não são independentes uma vez que cada procura inclui $L7-32$ posições da procura anterior.

Para um comprimento do *EFD* entre 16 e 32 posições, a probabilidade de imitação durante o campo *Data* é dada por:

$$P_{imit_EFD} = 1 - \left[1 - \left(1 - \frac{L7-16}{16} \right) \cdot P_{01} \cdot (1 - P_{10})^{L7-1} - \left(\frac{L7-16}{16} \right) \cdot P_{01}^2 \cdot (1 - P_{10})^{L7-2} \right]^{Nt3} \quad (7.11)$$

onde $Nt3$ é o número de tentativas para encontrar o *EFD*, igual ao número de octetos do campo de dados.

A Figura 7-7 mostra as probabilidades de não-deteccção na posição correcta, imitação e não-deteccção correcta do *EFD*, em função do seu comprimento. Esta Figura mostra que para

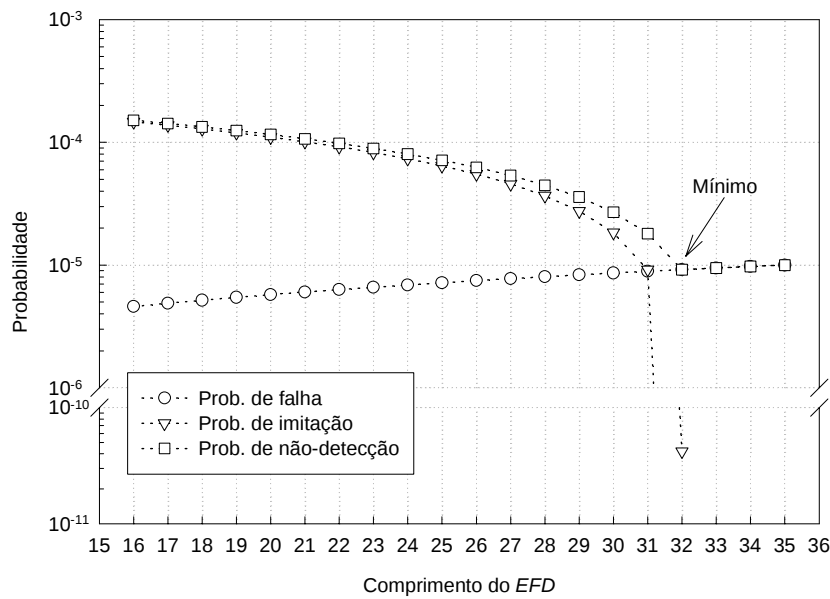


Figura 7-7. Probabilidades associadas à detecção do *EFD* implícito (RSR = 3.19 dB, $Nt3=512$)

comprimentos do *EFD* até 31 posições, a probabilidade de não-deteção correcta é dominada pela probabilidade de imitação durante o campo de dados. Para um comprimento de 32 posições, a probabilidade de imitação decresce abruptamente, uma vez que são necessários dois erros para que o *EFD* seja imitado. Para este comprimento, a probabilidade de não-deteção correcta é dominada pela probabilidade de falha de detecção na posição correcta. Para comprimentos superiores a 32 posições, a probabilidade de falha de detecção na posição correcta aumenta e a probabilidade de imitação diminui, pelo que o comprimento óptimo é 32 posições.

A Tabela 7-2 mostra as probabilidades de erro associadas à detecção de uma trama com o primeiro formato. São apresentados valores para os casos em que se usa um detector DL e um detector MAP na detecção do campo de dados.

Para os dois tipos de detector foi calculada a RSR necessária para $PET=4.0 \times 10^{-5}$. Os valores apresentados na Tabela 7-2 mostram que a utilização de um detector MAP durante o campo de dados permite reduzir em cerca de 0.9 dB a potência óptica necessária para a mesma probabilidade de erro de trama (para um campo de dados com 512 octetos de comprimento). Quando é utilizado um detector DL, a PET é dominada pela probabilidade de erro no campo de dados. Quando é utilizado um detector MAP, a PET é dominada pelas probabilidades de erro na detecção dos campos *Flag* e *EFD*. São portanto os formatos destes dois campos que limitam o desempenho do sistema de transmissão.

Probabilidades	Condições	Detector DL (RSR=3.89 dB)	Detector MAP (RSR=3.03 dB)
1 - $P_{Preamble}$	$Nt1=24; L1=8; Nt1'=3$	≈ 0.0	2.22×10^{-16}
1 - P_{Flag}	$L2=4; Nt2=20$	2.82×10^{-8}	1.71×10^{-5} •
P_{falha_Flag}	“	8.68×10^{-9}	2.85×10^{-6}
P_{imit_Flag}	“	1.95×10^{-8}	1.43×10^{-5}
1 - P_{Data}	$L6=4096$ (512 octetos)	4.00×10^{-5} •	1.51×10^{-7}
1 - P_{EFD}	$L7=32; Nt3=512$	6.95×10^{-8}	2.28×10^{-5} •
P_{falha_EFD}	“	6.95×10^{-8}	2.28×10^{-5}
P_{imit_EFD}	“	≈ 0.0	2.61×10^{-10}
<i>PET</i>	-	4.01×10^{-5}	4.01×10^{-5}

Tabela 7-2. Probabilidades associadas à detecção de uma trama com o primeiro formato.

7.3.2.2 O segundo formato de trama

Para o segundo formato de trama, a PET é dada por:

$$PET2 = 1 - P_{Preamble} \cdot P_{SFD} \cdot P_{DR} \cdot P_{Data} \cdot P_{EFD} \quad (7.12)$$

onde $P_{Preamble}$, P_{SFD} , P_{DR} , P_{Data} e P_{EFD} são as probabilidades de detecção correcta dos campos *Preamble*, *SFD*, *DR*, *Data* e *EFD*.

Para este formato de trama, as probabilidades de detecção correcta dos campos *Preamble* e *Data* são semelhantes às do formato anterior e são dadas pelas expressões (7.2) e (7.8).

A probabilidade de detecção correcta do *SFD* é semelhante à probabilidade de detecção correcta da *Flag*, no formato anterior, e pode ser descrita pelas expressões (7.4) a (7.7). No entanto, a função *diff(i)* toma para cada palavra usada um conjunto de valores diferentes.

Para o campo *SFD* foi efectuado um estudo sobre o comprimento óptimo e palavra a adoptar, utilizando como critério de avaliação a probabilidade de erro na sua detecção (incluindo as probabilidades de imitação e de falha na detecção). Para cada comprimento do campo foram identificadas as palavras que minimizavam probabilidade de erro. Este estudo considerou palavras com um comprimento de 3 a 9 posições. Para cada palavra foi determinada a distância mínima de Hamming em relação ao padrão do preâmbulo. Para cada comprimento de palavra foram seleccionadas aquelas que apresentavam a maior distância mínima de Hamming. O resultado é apresentado na Tabela 7-3. Para cada uma das palavras possíveis foi calculada a probabilidade de erro na detecção do *SFD*, sendo os resultados relevantes apresentados na Tabela 7-4.

No cálculo dos resultados apresentados assumiu-se que o processo de procura do *SFD* tinha início 40 posições antes da correcta. Estes resultados mostram que, para palavras muito curtas (3 posições), a probabilidade de erro na detecção do *SFD* é dominada pela probabilidade de imitação durante o preâmbulo. Para palavras com mais de 3 posições de comprimento, a probabilidade de erro na detecção do *SFD* é dominada pela probabilidade de não-detecção na posição correcta.

A melhor solução é a utilização dum *SFD* com 4 posições de comprimento, podendo ser adoptada uma das duas palavras do conjunto {1001, 1100}, uma vez que ambas conduzem à mesma probabilidade de erro.

A probabilidade de detecção correcta do campo *DR* é dada por:

$$P_{DR} = (1 - PES)^{L3} \quad (7.13)$$

onde $L3$ é o comprimento do campo *DR*.

Comprimento do <i>SFD</i> :	3	4	5	6	7	8	9
Distância mínima de Hamming:	1	2	2	3	3	3	4
Número de palavras possíveis:	6	2	9	1	13	75	21

Tabela 7-3. Possíveis formatos para o *SFD*.

Palavra	$P_{imitSFD}$	$P_{falhaSFD}$	$1-P_{SFD}$
001, 100	5.73×10^{-6}	8.60×10^{-7}	6.59×10^{-6}
110	5.45×10^{-6}	8.60×10^{-7}	6.31×10^{-6}
1001, 1100	3.20×10^{-12}	1.15×10^{-6}	1.15×10^{-6}
00110	1.64×10^{-12}	1.43×10^{-6}	1.43×10^{-6}
01100	1.73×10^{-13}	1.43×10^{-6}	1.43×10^{-6}
100111	$<1 \times 10^{-15}$	1.72×10^{-6}	1.72×10^{-6}

Tabela 7-4. Probabilidades de imitação, falha e não-deteção do *SFD*, para várias formatos ($Nt=40$, $RSR=3.19$).

Este segundo formato de trama utiliza um *EFD* explícito para delimitar o fim da trama. O formato adoptado para este campo foi escolhido utilizando como critério a probabilidade de detecção correcta, mas não é necessariamente o melhor uma vez que não foi feita uma procura exaustiva. O formato adoptado foi, em primeiro lugar escolhido com base em aspectos qualitativos, procedendo-se posteriormente ao cálculo da probabilidade de erro. Uma vez satisfeitos os requisitos necessários, a procura foi terminada.

O formato encontrado para o *EFD* foi a seguinte palavra com um comprimento de 16 posições: 0000011011011011. A especificação do *EFD* não inclui apenas o seu comprimento e a palavra utilizada, mas também a descrição do método que deve ser utilizado no processo de detecção:

- a) A procura do *EFD* é iniciada imediatamente a seguir ao campo *DCLA*;
- b) O campo *EFD* deve ser procurado utilizando uma janela com 16 posições de comprimento e que se desloca de 32 posições entre cada iteração, a que corresponde um deslocamento de um octeto. As razões que determinaram este processo são as mesmas apresentadas para o caso do *EFD* implícito (ver Figura 7-6)
- c) Um *EFD* válido deve ser declarado quando forem detectados 8 impulsos nas posições em que foram transmitidos. Assim, o processo de detecção deve apenas considerar as posições 5, 6, 8, 9, 11, 12, 14 e 15 na comparação do sinal recebido com o *EFD*.

Desta forma, erros nas restantes posições não impedem a detecção dum *EFD* válido, o que reduz a probabilidade de não-deteção na posição correcta.

Este processo de detecção foi definido por forma a minimizar a probabilidade de falha na detecção do *EFD*.

Tendo em conta o processo de detecção proposto, a probabilidade de detecção correcta do *EFD* é dada pela expressão (7.9) com:

$$P_{imit_EFD} = 1 - \left[1 - \left(\frac{1}{2} \cdot P_{10}^7 + \frac{1}{2} \cdot P_{10}^8 \right) \right]^{Nt3} \quad (7.14)$$

e

$$P_{falha_EFD} = 1 - (1 - P_{01})^8 \quad (7.15)$$

onde P_{10} é a probabilidade de se detectar um impulso numa posição em que não foi transmitido um impulso, P_{01} é a probabilidade de não se detectar um impulso transmitido e $Nt3$ é o comprimento do campo de dados em número de octetos.

A Tabela 7-5 mostra as probabilidades de erro associadas à detecção de uma trama com o segundo formato. A comparação dos resultados apresentados na Tabela 7-4 e Tabela 7-5 mostra que quando se utiliza um detector DL, o desempenho do primeiro e segundo formatos de trama é semelhante (é necessária a mesma RSR). Isto resulta do facto da PET ser

Probabilidades	Condições	Detector DL (RSR=3.89 dB)	Detector MAP (RSR=2.79 dB)
$1 - P_{Preamble}$	$Nt1=24; L1=8; Nt1'=3$	≈ 0.0	8.55×10^{-15}
$1 - P_{SFD}$	$L2=4; Nt2=20$	8.68×10^{-9}	1.02×10^{-5} •
P_{falha_SFD}	“	8.68×10^{-9}	1.02×10^{-5}
P_{imit_SFD}	“	≈ 0.0	1.24×10^{-10}
$1 - P_{DR}$	3 posições	6.51×10^{-9}	7.67×10^{-6}
$1 - P_{Data}$	$L6=4096$ (512 octetos)	4.00×10^{-5} •	1.67×10^{-6}
$1 - P_{EFD}$	$L7=32; Nt3=512$	1.74×10^{-8}	2.05×10^{-5} •
P_{falha_EFD}	“	1.74×10^{-8}	2.05×10^{-5}
P_{imit_EFD}	“	≈ 0.0	≈ 0.0
PET	-	4.00×10^{-5}	4.00×10^{-5}

Tabela 7-5. Probabilidades associadas à detecção de uma trama com o segundo formato.

dominada pela probabilidade de erro na detecção do campo de dados. No entanto, note-se que as probabilidades de erro na detecção dos campos *SFD* e *EFD* são menores para o segundo formato de trama. Quando se utiliza um detector MAP, este segundo formato de trama apresenta um ganho de 0.24 dB em relação ao primeiro (para um campo de dados com 512 octetos). No entanto, o desempenho continua a ser limitado pelas probabilidades de erro na detecção dos campos *SFD* e *EFD*.

7.3.2.3 O terceiro formato de trama

Para o terceiro formato de trama, a PET é dada por:

$$PET3 = 1 - P_{SYNC} \cdot P_{SFD} \cdot P_{DR} \cdot P_{LENGTH} \cdot P_{CRC} \cdot P_{MPDU} \quad (7.16)$$

As probabilidades P_{SYNC} , P_{SFD} , P_{DR} e P_{MPDU} são semelhantes às probabilidades $P_{Preamble}$, P_{SFD} , P_{DR} e P_{Data} , respectivamente, referidas anteriormente. As probabilidades de detecção correcta dos campos *LENGTH* e *CRC* são dadas por:

$$P_{LENGTH} = (1 - PEB)^{L4} \quad (7.17)$$

e

$$P_{CRC} = (1 - PEB)^{L5} \quad (7.18)$$

respectivamente, onde $L4$ e $L5$ são os comprimentos dos campos *LENGTH* e *CRC*, respectivamente, em número de bits.

Probabilidades	Condições	Detector DL (RSR=3.89 dB)	Detector MAP (RSR=2.66 dB)
$1 - P_{Preamble}$	$Nt1=24; L1=8; Nt1'=3$	≈ 0.0	5.76×10^{-14}
$1 - P_{SFD}$	$L2=4; Nt2=20$	8.61×10^{-9}	1.93×10^{-5} •
P_{falha_SFD}	“	8.61×10^{-9}	1.93×10^{-5}
P_{imit_SFD}	“	≈ 0.0	4.43×10^{-10}
$1 - P_{DR}$	3 posições	6.46×10^{-9}	1.45×10^{-5} •
$1 - P_{LENGTH}$	16 bits	1.55×10^{-7}	2.43×10^{-8}
$1 - P_{CRC}$	16 bits	1.55×10^{-7}	2.43×10^{-8}
$1 - P_{Data}$	$L6=4096$ (512 octetos)	3.97×10^{-5} •	6.22×10^{-6}
<i>PET</i>	-	4.00×10^{-5}	4.01×10^{-5}

Tabela 7-6. Probabilidades associadas à detecção de uma trama com o terceiro formato.

A Tabela 7-6 mostra as probabilidades de erro associadas à detecção de uma trama com o terceiro formato. Uma vez mais, quando se utiliza um detector DL a RSR necessária mantém-se inalterável e a PET é dominada pela probabilidade de erro no campo de dados. Quando se utiliza um detector MAP para os campos *LENGTH*, *CRC* e *DATA*, o ganho em relação ao detector DL é de 1.23 dB. Para o caso do detector MAP, a PET é dominada pelas probabilidades de erro nos campos *SFD* e *DR*. No entanto, este formato do *SFD* (semelhante ao utilizado no segundo formato) é o que conduz a menores probabilidades de erro, como vimos pelos resultados apresentados na Tabela 7-4. Relativamente aos outros formatos de trama, o ganho é de 0.37 dB em relação ao primeiro e de 0.13 dB em relação ao segundo.

7.4 Sensibilidade do receptor

Uma das especificações que deriva do formato da trama da camada física é a sensibilidade do receptor. Como vimos na secção anterior, os vários campos da trama contribuem com pesos diferentes para a probabilidade de erro de trama. Assim, não é apropriado definir a sensibilidade em termos de uma dado valor de probabilidade de erro de bit, mas sim em termos da probabilidade de erro de trama. Por esta razão, na norma IEEE 802.11, a sensibilidade do receptor é definida como a irradiância mínima para que a PET seja igual a 4.0×10^{-5} , para uma trama com 512 octetos no campo de dados e para um nível de iluminação ambiente natural igual a 0.1 mW/cm^2 .

A iluminação ambiente natural gera uma corrente de ruído no fotodetector cuja densidade espectral de potência é dada por:

$$N_0 = q \cdot H_n \cdot A_r \cdot R_n \cdot T_n \quad (7.19)$$

onde q é a carga do electrão, H_n é a irradiância produzida pela luz solar, A_r é a área activa do fotodetector, R_n é a responsividade do fotodetector e T_n é a transmitância do filtro óptico utilizado.

Assumindo que o desempenho do receptor é apenas limitado pelo ruído quântico e que se utiliza um filtro do tipo integrador-e-descarga (I&D), a variância do ruído no instante de amostragem é dada por:

$$\sigma_T^2 = \frac{N_0}{T_s} \quad (7.20)$$

onde T_s é o período dum impulso, e o valor esperado do sinal é:

$$v_T = L \cdot H_s \cdot A_r \cdot R_s \cdot T_{si} \quad (7.21)$$

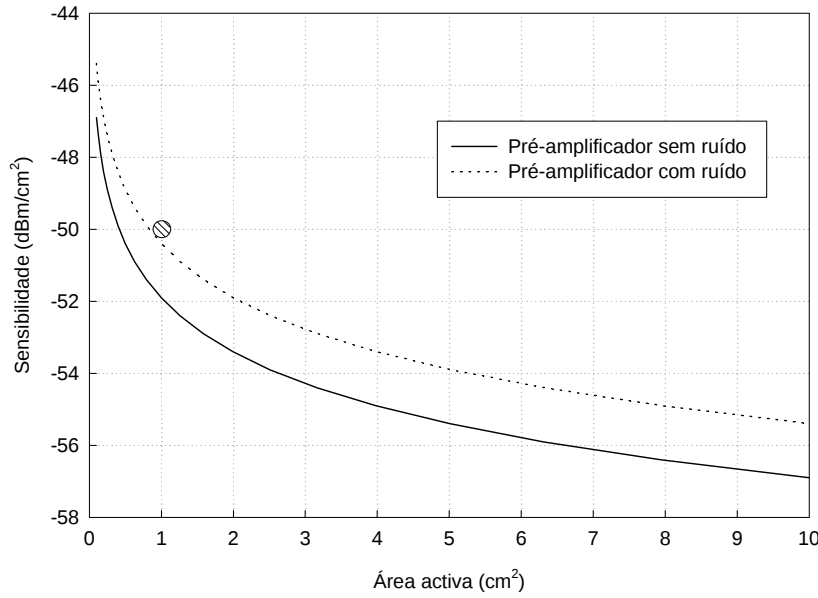


Figura 7-8. Valor da sensibilidade do receptor em função da área activa utilizada ($L=16$, $R_s=R_n=0.6$ A/W, $T_{si}=T_n=1.0$, $T_s=250$ ns).

onde L é o número de posições por símbolo PPM, H_s é a irradiância média do sinal recebido, R_s é a responsividade do fotodetector e T_{si} é a transmitância do filtro óptico. A RSR no instante de amostragem é então dada por:

$$RSR = \frac{L \cdot H_s \cdot R_s \cdot T_{si} \cdot \sqrt{T_s \cdot A_r}}{\sqrt{q \cdot H_n \cdot R_n \cdot T_n}} \quad (7.22)$$

Equacionando a expressão da RSR com os valores apresentados na Tabela 7-6 e utilizando valores típicos para os outros parâmetros (R_s , R_n , T_{si} , T_n), podemos calcular o valor da sensibilidade do receptor.

A Figura 7-8 mostra a sensibilidade do receptor (1 Mbps, 16-PPM) em função da área activa do fotodetector para os dois casos seguintes:

- i) quando o desempenho do receptor é limitado apenas pelo ruído quântico induzido no fotodetector pela iluminação ambiente;
- ii) quando o pré-amplificador gera um nível de ruído igual ao ruído quântico gerado no fotodetector.

As curvas apresentadas assumem que não é utilizado qualquer filtro óptico ($T_s=T_n=1.0$), por esta situação constituir o pior caso. Estas curvas mostram que quanto maior for a área activa do fotodetector melhor é a sensibilidade do receptor. Estes resultados foram utilizados para determinar um valor razoável para a sensibilidade a ser especificado pela norma. A

utilização dum fotodetector com uma área activa de 1 cm^2 resulta num valor para a sensibilidade do receptor de cerca de -50 dBm/cm^2 , assumindo que o ruído gerado no pré-amplificador é igual ao ruído quântico gerado no fotodetector.

O valor da sensibilidade a incluir na norma foi determinado partindo da sensibilidade calculada para uma área activa de 1 cm^2 . A este valor foi adicionada uma margem de 3 dB para compensar possíveis imperfeições da implementação e outros aspectos não considerados no modelo. O valor final obtido foi de -47 dBm/cm^2 . Este valor foi proposto [Mor94] e incluído na especificação da camada física de infravermelhos [IEEE94]. Para 2 Mbps, o valor da sensibilidade é de mais 6 dB, pelas razões já apresentadas (secção 6.3.4.2).

7.5 Conclusões e trabalho futuro

Grande parte do trabalho descrito neste Capítulo foi efectuado no âmbito do desenvolvimento da norma IEEE 802.11 e resultou em diversas propostas de especificações para a camada física de infravermelhos. Desse trabalho destacam-se duas propostas para o formato da trama, a primeira das quais incluída numa proposta completa para a especificação desta camada física. A versão *draft* 4.0 inclui a maior parte dessas especificações.

Os vários formatos de trama foram analisados em detalhe e foi calculada a probabilidade de erro de trama resultante da utilização de cada um dos formatos. O estudo efectuado sobre o primeiro formato de trama permitiu identificar os seus aspectos mais negativos e contribuiu para a especificação dos segundo e terceiro formatos de trama.

Com base na especificação da probabilidade de erro de trama foi calculado o valor da sensibilidade do receptor, tendo esta especificação sido também incluída numa das propostas apresentadas ao grupo de trabalho IEEE 802.11.

Em toda a análise efectuada neste Capítulo sobre o desempenho dos vários formatos de trama e sobre a sensibilidade do receptor, considerou-se um canal sem interferência óptica, tal como especificado na norma. No entanto, na maioria dos ambientes típicos existe iluminação artificial. Seria pois muito útil proceder a uma análise que incluísse os efeitos da interferência óptica produzida pela iluminação artificial.

Capítulo 8

Resultados experimentais da implementação de uma interface de rede sem fios

8.1 Introdução

O envolvimento da Universidade de Aveiro no projecto POWER [POW92] incluiu três componentes principais: um conjunto de estudos na área das comunicações sem fios por infravermelhos, a participação na definição da norma IEEE 802.11 e o desenvolvimento de uma interface de rede sem fios utilizando radiação na zona dos infravermelhos. Neste Capítulo é descrito o trabalho de desenvolvimento da interface de rede sem fios, no qual estiveram envolvidas várias pessoas, e são apresentados os resultados experimentais obtidos.

O objectivo principal desta fase de desenvolvimento consistiu em dotar um computador pessoal portátil de uma interface para uma rede de área local sem fios utilizando transmissão por infravermelhos. O computador e das respectivas capacidades de ligação em rede destinavam-se a ser utilizados numa sala de aula, embora outros cenários de utilização sejam igualmente possíveis.

A implementação desta interface de rede adoptou as especificações da norma IEEE 802.11, descritas nos Capítulos 6 e 7. Em alguns casos, a própria experiência adquirida com a implementação contribuiu para a definição da referida especificação por meio de propostas submetidas ao grupo de trabalho IEEE 802.11.

A descrição feita neste Capítulo sobre o desenvolvimento da interface de rede apresenta uma perspectiva evolutiva do trabalho efectuado. Desta forma tornam-se mais claras as razões

para algumas das opções tomadas e ficam registados os principais passos do processo de desenvolvimento.

A interface de rede sem fios por infravermelhos que foi desenvolvida é composta por três partes distintas: a camada física (PHY), a camada de acesso ao meio (MAC) e um módulo de *software* que implementa um conjunto de “*drivers*” que disponibilizam uma interface com as camadas superiores. A Universidade de Aveiro apenas esteve envolvida no desenvolvimento da camada física, pelo que é principalmente desta que trata este Capítulo.

A secção 2 apresenta a arquitectura geral da interface de rede e descreve a especificação da camada física. Na secção 3 são descritos os principais aspectos da implementação, são apresentadas as soluções técnicas adoptadas e descritos alguns dos problemas encontrados. Na secção 4 são apresentados os resultados experimentais da caracterização da camada física da interface de rede e analisadas as diferenças observadas relativamente aos resultados teóricos. Na secção 5 é feito um resumo das actividades de implementação e são identificados alguns dos aspectos que podem vir a ser melhor explorados em futuras implementações.

8.2 Arquitectura e especificação

8.2.1 Aspectos gerais

A especificação de base para o desenvolvimento da interface de rede foi a norma IEEE 802.11. No entanto, a norma não inclui quaisquer directivas para implementação nem impõe qualquer solução técnica particular. Assim, as especificações contidas na norma constituem apenas um subconjunto da especificação completa da interface de rede.

Na Figura 8-1 está representada esquematicamente a configuração da interface de rede. Esta é composta por três módulos fisicamente distintos: (i) um transceptor de infravermelhos, que implementa parte da camada física; (ii) uma placa dotada de uma interface do tipo PCMCIA, que implementa a parte restante da camada física e a camada de acesso ao meio (MAC); (iii) um conjunto de “drivers”, implementados em *software*, que disponibilizam uma interface ODI (*Open Data-link Interface*) para as camadas superiores [Tay95]. Uma interface do tipo PCMCIA permite a utilização desta interface de rede num conjunto diverso de plataformas.



Figura 8-1. Módulos da interface de rede.

A implementação da camada física de infravermelhos inclui um conjunto de circuitos analógicos e um conjunto de circuitos digitais. A camada MAC é implementada por circuitos digitais e por *software*. Os circuitos analógicos residem no transceptor e os circuitos digitais na placa PCMCIA. Desta forma evita-se alguma eventual interferência provocada pelos circuitos digitais nos circuitos analógicos.

A implementação de parte da interface de rede na forma de uma placa PCMCIA impõe grandes restrições ao tamanho físico dos circuitos. A miniaturização necessária dificilmente pode ser atingida através da utilização de componentes discretos, sendo necessário recorrer ao desenvolvimento de circuitos integrados específicos (ASIC - *Application Specific Integrated Circuit*). Por esta razão, o desenvolvimento da camada física incluiu duas implementações diferentes: uma baseada em circuitos com componentes discretos e outra baseada em circuitos integrados específicos (ASICs). A principal diferença entre as duas implementações está no tipo de detector utilizado na recepção dos sinais L-PPM: a implementação “discreta” é utilizado um detector DL, enquanto que na implementação “integrada” é utilizado um detector MAP. Para a implementação “integrada” foi definida uma extensão à especificação aqui descrita [Rui94]. Para a implementação “integrada” foram desenvolvidos dois ASICs, uma para a parte analógica e outro para a parte digital. As duas implementações evoluíram simultaneamente no tempo. A implementação descrita neste Capítulo é a versão “discreta”.

Para a implementação “discreta” foi definida uma outra configuração destinada à primeira fase do desenvolvimento. Uma vez desenvolvidos, implementados e testados os diversos circuitos e módulos de *software*, a implementação evoluiria para uma versão na forma de uma placa PCMCIA representada na Figura 8-1, eventualmente recorrendo aos ASICs desenvolvidos.

A configuração definida para a fase inicial de desenvolvimento está representada esquematicamente na Figura 8-2 e inclui um novo conjunto de módulos e interfaces.

A camada de acesso ao meio e a camada física foram desenvolvidas em paralelo e por

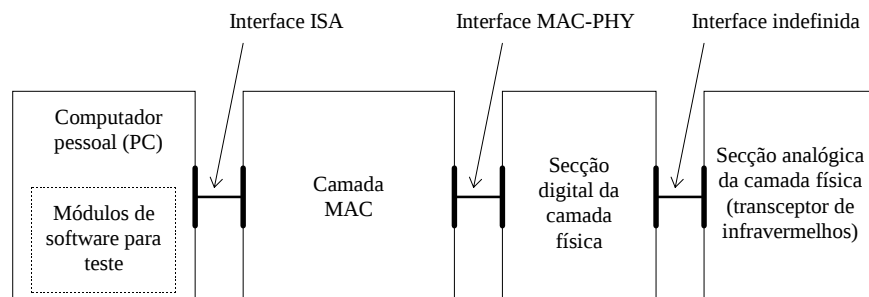


Figura 8-2. Configuração para a fase de desenvolvimento.

grupos de trabalho diferentes. Por isso foi especificada uma interface entre as duas camadas (interface MAC-PHY) [POW95]. Esta especificação inclui o tipo de conector a utilizar, os sinais trocados entre as camadas e as respectivas especificações funcionais, as linhas de alimentação fornecidas à PHY e os pinos do conector atribuídos a cada sinal ou linha de alimentação. A Figura 8-3 mostra os sinais trocados entre as duas camadas (não estão representadas as linhas de alimentação). Na Tabela 8-1 é feita uma descrição de cada um dos sinais e indicado o pino respectivo no conector (DB15).

Na primeira fase de desenvolvimento, a interface da camada MAC com o barramento do computador pessoal (PC) é do tipo ISA. Para possibilitar o teste da interface de rede, foram desenvolvidos módulos de *software*, a serem executados no processador do PC e no processador existente na placa da camada MAC. As funcionalidades desses módulos incluíam a transmissão e recepção de tramas e algumas funções estatísticas destinadas medir o desempenho da interface de rede (número de tramas recebidas correctamente, número de tramas não recebidas, número de tramas recebidas com erros, tipos de erros detectados na trama).

Na implementação da camada física os circuitos analógicos e digitais foram agrupados de forma semelhante à configuração inicial: os circuitos analógicos da camada física numa placa e os circuitos digitais noutra placa. Para além de evitar interferências, esta separação teve como objectivo facilitar a migração para uma solução mais integrada, implementada à custa de ASICs. Para a camada física foi efectuada uma divisão em blocos. A cada bloco foi atribuída uma ou mais funções, sendo cada um deles especificado individualmente. A Figura 8-4 mostra a arquitectura da camada física, dividida nas secções do emissor e do receptor.

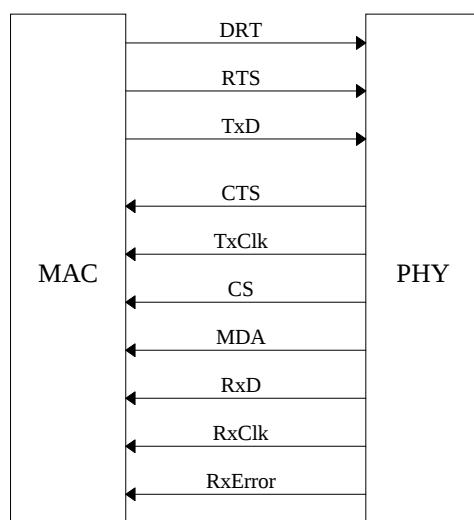


Figura 8-3. Interface MAC-PHY.

Pino	Nome	Descrição
1	RxD	<i>Receive Data</i> - Linha série para dados recebidos.
2	TxD	<i>Transmit Data</i> - Linha série para dados a transmitir.
3	RTS	<i>Request To Send</i> - Usado pela MAC para solicitar a transmissão de uma trama.
4	CTS	<i>Clear To Send</i> - Usado pela PHY para indicar à MAC que vai dar início à transmissão de uma trama.
5	CS	<i>Carrier Sense</i> - Usado pela PHY para indicar que o meio está ocupado.
6	TxCk	<i>Transmit Clock</i> - Relógio de transmissão (depende da taxa de transmissão requerida pela MAC).
7	RxCk	<i>Receive Clock</i> - Relógio de recepção (depende da taxa de transmissão a que foi transmitida a trama por outra estação).
8	MDA	<i>MAC Data Available</i> - Usado pela PHY para indicar que está a receber uma trama e que vai dar início à transferência dos dados.
9	DRT	<i>Data Rate</i> - Usado pela MAC para informar a PHY da taxa de transmissão a que a trama deve ser transmitida.
10	RxErro r	<i>Receive Error</i> - Usado pela PHY para indicar que ocorreu um erro na recepção (o CRC16 calculado não é igual ao recebido).
11	-	Pino não atribuído.
12	+12 V	Linha de alimentação.
13	-12 V	Linha de alimentação.
14	+5 V	Linha de alimentação.
15	GND	Linha de alimentação (referência).

Tabela 8-1. Sinais trocados na interface MAC-PHY.

Dos circuitos do emissor, apenas o conversor electro-óptico é analógico e faz parte do transceptor de infravermelhos. Os restantes circuitos implementam as funções de geração dos vários campos da trama física, incluindo o cálculo do CRC, inserção da trama MAC (MPDU) na trama física e modulação dos campos DCLA, LENGTH, CRC e MPDU em 4-PPM ou 16-PPM.

A secção do receptor inclui um grande número de funções implementadas por circuitos analógicos. O pré-amplificador, o filtro eléctrico, o amplificador com controlo automático de ganho (AGC), o detector de limiar (DL), os detectores de energia e portadora (CS) e o extractor de relógio são todos implementados à custa de circuitos analógicos. Todos estes blocos residem no transceptor de infravermelhos. Os restantes circuitos implementam as funções de sincronização de bit e de símbolo PPM, detecção dos diversos campos da trama, desmodulação PPM, cálculo do CRC, recuperação do MPDU e interface com a camada MAC.

8.2.2 Especificação dos blocos da camada física

A especificação da secção digital da camada física baseou-se no conjunto de especificações contidas na norma IEEE 802.11, na especificação da interface MAC-PHY e na especificação da interface com a secção analógica. Na secção analógica da camada física, para cada bloco foi definida uma especificação individual. A seguir apresentam-se as principais características de alguns desses blocos.

Para o conversor electro-óptico (emissor óptico) foram definidas as seguintes especificações:

- o emissor óptico deve utilizar 7 LEDs para emitir uma potência de pico total de 2 W;
- os tempos de comutação do sinal óptico devem ser inferiores a 40 ns;
- o circuito deve ser desenhado por forma a maximizar a eficiência na conversão electro-óptica;
- durante a transmissão de tramas, a temperatura dos LEDs não deve atingir valores demasiado elevados, que possam levar à sua destruição ou à redução drástica do seu tempo de vida;

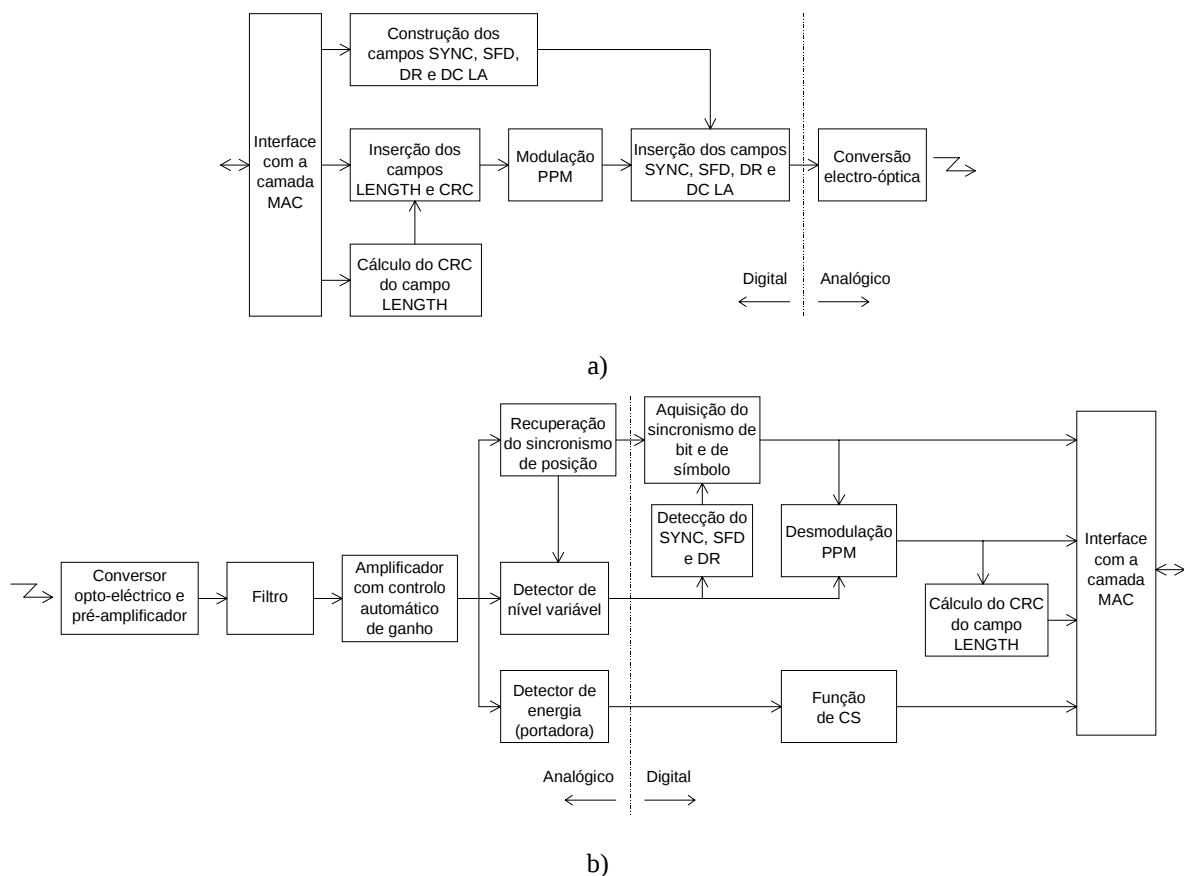


Figura 8-4. Arquitectura da camada física de infravermelhos: a) secção do emissor; b) secção do receptor.

- devem ser produzidos dois emissores ópticos: um com todos os LEDs orientados na vertical e outro com alguns dos LEDs inclinados por forma a criarem um diagrama de radiação optimizado.

A especificação do bloco de conversão opto-eléctrico e pré-amplificador foi a seguinte:

- deve ser utilizado um filtro óptico do tipo passa-longo;
- devem ser utilizados 2 fotodetectores do tipo PIN, com uma área activa de 0.85 cm^2 cada, somando uma área total de 1.7 cm^2 ;
- o pré-amplificador deve ter uma configuração diferencial para minimizar a interferência electromagnética não-óptica; cada ramo utiliza um fotodetector;
- a resposta em frequência do pré-amplificador deve apresentar uma frequência de corte inferior de 1 kHz e uma frequência de corte superior de 8 MHz; o decaimento às baixas frequências deve ser igual ou superior a 60 dB/década por forma a minimizar os efeitos da interferência óptica produzida pela iluminação artificial. A frequência de corte superior é bastante maior que o mínimo necessário para que a resposta em frequência do receptor seja dominada pela resposta em frequência do filtro eléctrico. Desta forma torna-se a implementação mais modular.
- o ganho do pré-amplificador deve ser aproximadamente 750 k Ω ;
- a sensibilidade do receptor deve ser de -47 dBm/cm² para tramas transmitidas a 1 Mbps, nas condições definidas na norma IEEE 802.11;
- o pré-amplificador deve ser desenhado por forma a garantir uma gama dinâmica óptica de 30 dB.

O filtro eléctrico deve ser um filtro passa-baixo de segunda ordem. A resposta em frequência do filtro foi determinada recorrendo a simulação. Os aspectos mais importantes considerados na simulação foram a abertura do diagrama de olho e o comportamento do filtro durante a fase inicial da trama, onde ocorrem variações do nível d.c..

A especificação do circuito de recuperação de sincronismo de posição era à partida uma das mais restritivas. Os principais requisitos deste circuito são a necessidade de aquisição rápida de sincronismo (durante o preâmbulo) e a manutenção de um valor baixo para a incerteza na fase do relógio (*jitter*) durante toda a duração da trama. Durante os campos modulados em 16-PPM, a densidade de impulsos é muito baixa, pelo que a informação disponível para manter o relógio sincronizado é muito pouca. Foram então definidas algumas metas qualitativas:

- o sincronismo de posição deve ser adquirido durante a primeira metade do preâmbulo. Esta especificação destina-se a garantir que resta uma parte do preâmbulo para

detecção do padrão do preâmbulo (detecção dum preâmbulo válido) e para iniciar o processo de procura do SFD;

- o circuito de sincronismo deve ser capaz de se adaptar às variações do nível médio do sinal e às variações da densidade de impulsos que se verificam durante a recepção do campo DC LA.
- uma vez adquirido o sincronismo, a incerteza na fase do relógio recuperado (*jitter*) deve cumprir a especificação contida na norma IEEE 802.11;

Finalmente, foram especificadas as alimentações a disponibilizar para todos os circuitos: $\pm 12\text{ V}$ e $+5\text{V}$.

8.3 Implementação

A secção digital da camada física foi implementada utilizando lógica CMOS, para permitir um baixo consumo. A implementação foi efectuada com base em dispositivos de lógica programável da família MACH¹. Esta solução é bastante versátil e flexível, uma vez que alterações no projecto dos circuitos são facilmente traduzidas em circuitos reais por simples programação dos dispositivos. Esta solução facilitou bastante toda a fase de teste dos vários circuitos.

A fase de desenho dos circuitos digitais foi apoiada por ferramentas de simulação funcional. A secção digital do emissor foi incluída num único componente, enquanto que a secção digital do receptor foi incluída em dois componentes. Na versão final, estes três componentes foram montados numa única placa, juntamente com o extractor de relógio.

Relativamente ao emissor óptico, apenas foi implementada a versão com todos os LEDs orientados na mesma direcção. Foram utilizados LEDs com um diagrama de radiação bastante aberto, para que o diagrama de radiação total do emissor fosse também o mais aberto possível. Inicialmente foram utilizados 7 LEDs, de acordo com a especificação. Testes efectuados a esta implementação mostraram que a potência óptica de pico emitida era inferior ao valor especificado (2 W). Esses testes mostraram que a diferença entre os valores projectado e medido se ficou a dever a uma caracterização incorrecta dos LEDs por parte do fabricante (tensão aos terminais do LED em função da corrente). Por esta razão foi implementado um segundo emissor óptico utilizando 8 LEDs. Com esta versão, a potência óptica de pico medida foi de 1.7 W e os tempos de comutação (10 a 90%) de 40 e 45 ns (tempo de subida e descida, respectivamente). Estes valores cumprem as especificações da norma IEEE 802.11, excepto no tempo de descida do sinal óptico. O excessivo tempo de

¹ MACHs são componentes da Advanced Micro Devices, Inc.

descida do sinal óptico contribui para aumentar a interferência entre símbolos e resulta numa penalidade de potência.

Na Figura 8-5 mostra-se um exemplo do sinal à entrada do emissor óptico. Este sinal inclui os campos SYNC, SFD, DR, DCLA e parte do MPDU.

Para o pré-amplificador foi utilizada uma configuração de transimpedância, implementada utilizando transístores bipolares. A configuração de transimpedância permite obter uma elevada largura de banda e uma grande gama dinâmica sem que seja necessário recorrer a equalização. A utilização de transístores bipolares é mais vantajosa que a utilização de transístores FET uma vez que dispõem de uma menor impedância de entrada, permitindo assim compensar a elevada capacidade parasita dos fotodetectores. Por outro lado, um pré-amplificador construído com transístores bipolares é, normalmente, mais ruidoso que um pré-amplificador construído com transístores FET. No entanto, uma vez que se espera que o ruído quântico produzido nos fotodetectores seja dominante, este aspecto não é relevante. Por forma a reduzir os efeitos da interferência electromagnética não-óptica (EMI), foi adoptada uma configuração diferencial para o receptor óptico [Tav95]. Esta solução consiste na utilização de dois pré-amplificadores montados como mostra a Figura 8-6.

Na configuração diferencial, os dois pré-amplificadores são em tudo semelhantes, com excepção dos fotodetectores que são colocados de forma simétrica. Desta forma, os sinais resultantes do sinal óptico incidente estão em oposição de fase na saída de cada pré-amplificador, enquanto que os sinais resultantes da EMI estão em fase. Subtraindo os sinais provenientes dos dois andares, cancela-se a EMI e somam-se os sinais desejados. Para que o cancelamento seja perfeito, os sinais resultantes da EMI devem ser iguais nos dois andares,

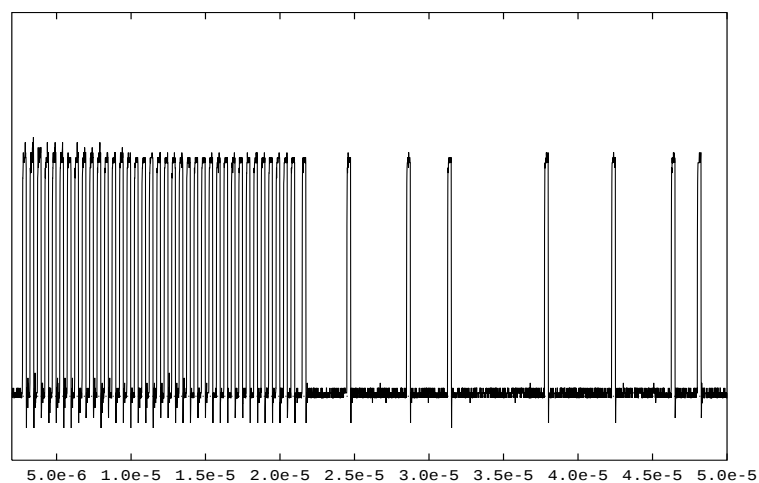


Figura 8-5. Sinal à entrada do emissor óptico (parte inicial de uma trama).

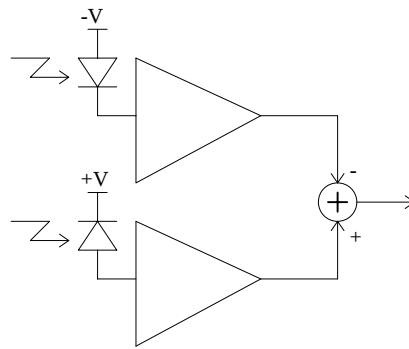


Figura 8-6. Configuração diferencial do receptor óptico.

pelo que estes últimos devem ser muito semelhantes (mesma resposta em frequência, mesmo ganho e mesma susceptibilidade à EMI). Isto implica um cuidado adicional no desenho dos circuitos impressos.

Na implementação aqui descrita, um outro aspecto dificultou o cancelamento da EMI. Nos fotodetectores utilizados existe um anel metálico que faz o contacto eléctrico com a camada superficial do semiconductor, tal como ilustra a Figura 8-7. Estes anéis metálicos comportam-se como antenas para a EMI.

Uma vez que os fotodetectores estão ligados de forma simétrica a cada um dos pré-amplificadores, num dos andares o anel metálico está ligado à linha de alimentação (massa para sinal), enquanto que no outro andar está ligado à entrada do pré-amplificador. Desta forma é introduzida uma assimetria no mecanismo de cancelamento. Apesar deste problema, a utilização da configuração diferencial mostrou-se bastante eficiente. Uma outra medida adoptada para reduzir os efeitos da EMI foi a blindagem completa dos circuitos do pré-amplificador.

O ganho e resposta em frequência do pré-amplificador implementado aproximaram-se bastante dos valores obtidos por simulação. A resposta do pré-amplificador às baixas frequências foi ajustada aproveitando o acoplamento a.c. entre os vários andares do circuito.

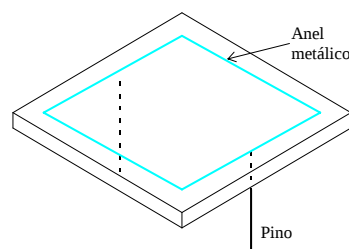


Figura 8-7. Anel metálico no fotodetector utilizado.

Na Figura 8-8 mostra-se o sinal à saída do pré-amplificador, correspondente a uma trama. Nesta observa-se o efeito de vagueio d.c., provocado pelo acoplamento a.c., no início da trama e na passagem do preâmbulo para o campo DCLA. Este fenómeno obriga à utilização de um detector de limiar em que o nível de decisão é ajustado de forma dinâmica.

O nível de decisão óptimo é muito próximo do valor a meia distância entre os valores mínimo e o máximo do sinal recebido. A estratégia adoptada para resolver este problema consistiu em medir as envolventes inferior e superior do sinal, recorrendo a detectores de envolvente, e calcular o valor a meia distância. A Figura 8-9 mostra o sinal correspondente a uma trama na entrada do circuito de decisão, resultante da subtracção do nível de decisão ao sinal com vagueio d.c.. Assim, a decisão é efectuada por comparação com o nível zero.

A implementação do circuito de ajuste dinâmico do nível de decisão foi uma das tarefas mais difíceis, tendo-se enfrentado dois grandes problemas. Um dos problemas resultou da necessidade de se detectar a envolvente de sinais de pequena amplitude e de largura de banda considerável (alguns MHz). O outro problema teve origem no vagueio d.c. introduzido pela filtragem passa-alto. Para que o nível de decisão fosse capaz de acompanhar a variação do nível d.c. durante o preâmbulo, foi necessário permitir variações demasiado grandes no nível de decisão durante os campos transmitidos em PPM. A solução adoptada resultou dum compromisso entre estes dois aspectos. O resultado final não foi muito satisfatório e, em algumas partes da trama, o nível de decisão (zero) afasta-se bastante do nível óptimo (meia distância entre as envolventes), como mostra a Figura 8-9.

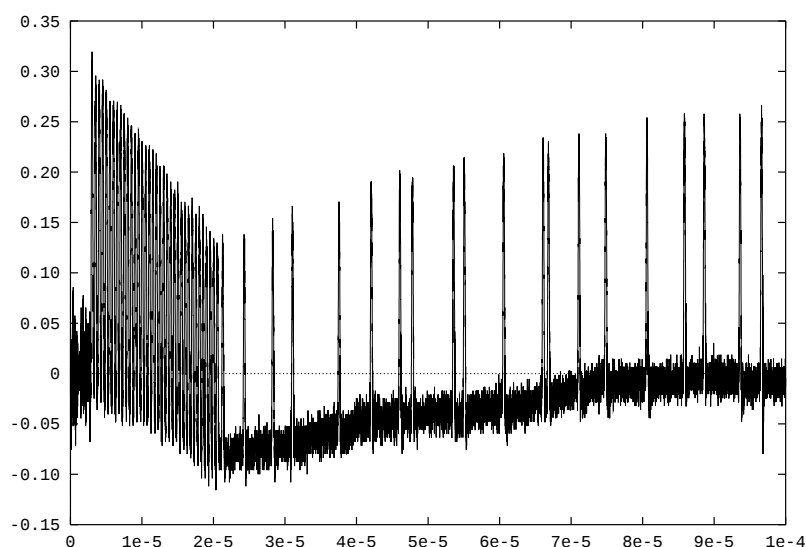


Figura 8-8. Sinal à saída do pré-amplificador (parte inicial de uma trama).

Uma forma de avaliar a qualidade dos sinais na entrada dos circuitos de decisão é através da observação do diagrama de olho. A Figura 8-10 mostra o diagrama de olho correspondente a uma trama completa (incluindo todos os campos), onde são visíveis alguns dos efeitos do vagueio d.c.

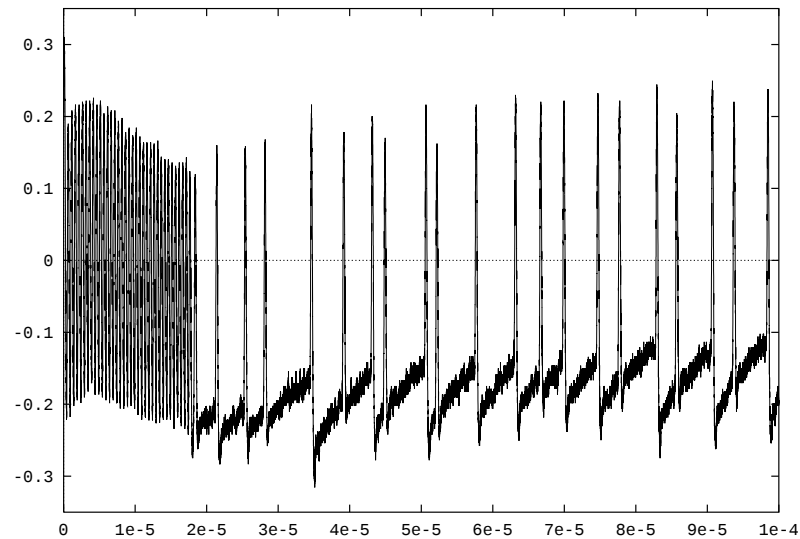


Figura 8-9. Sinais na entrada do circuito de decisão.

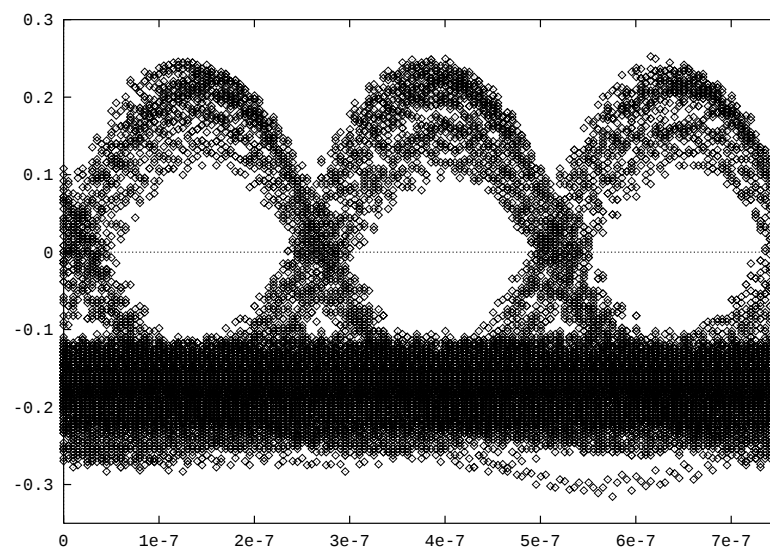


Figura 8-10. Diagrama de olho na entrada do circuito de decisão.

A implementação do circuito de extracção de relógio foi também bastante complexa. Este circuito foi implementado com base numa PLL (*Phase Locked Loop*) integrada que inclui o comparador de fase e o oscilador, tendo o filtro sido implementado externamente. A especificação deste circuito era bastante exigente. Por um lado a largura de banda do filtro deveria ser bastante grande para que o sincronismo fosse adquirido rapidamente (durante cerca de metade do preâmbulo). Por outro lado, a largura de banda do filtro deveria ser bastante pequena para que a incerteza na fase do relógio (*jitter*) fosse aceitável, durante os campos que são transmitidos em PPM. Para tramas transmitidas a 1 Mbps (16-PPM), o tempo médio entre impulsos é de 16 posições, pelo que existem períodos de tempo consideravelmente grandes sem qualquer informação que permita ajustar a fase do relógio. A incompatibilidade entre as especificações destes dois filtros foi resolvida recorrendo a um circuito de ajuda à aquisição de sincronismo. Durante o preâmbulo foi utilizado um filtro e após a aquisição de sincronismo foi utilizado outro filtro, com menor largura de banda. A comutação entre os dois foi controlada por um circuito de detecção de sincronismo (*lock*).

Durante a fase de desenvolvimento do circuito de extracção de relógio não foi possível fazer medições quantitativas do seu desempenho, por ainda não estarem disponíveis os circuitos geradores de tramas. Não foi, por exemplo, possível determinar o tempo médio para aquisição de sincronismo e respectiva variância. Os testes efectuados permitiram apenas obter informação qualitativa, tendo-se concluído por um desempenho satisfatório.

Os restantes circuitos do receptor não exigiram cuidados especiais e a sua implementação não levantou problemas que mereçam aqui referência.

A implementação dos circuitos analógicos quer do emissor quer do receptor recorreu, sempre que possível, a componentes de montagem em superfície (SMD). Desta forma foi possível montar todos os circuitos analógicos em três placas de circuito impresso de dimensões reduzidas. A Figura 8-11 mostra essas placas (duas delas sobrepostas), onde são visíveis os dois fotodetectores e também os 8 LEDs utilizados no emissor.

As três placas foram posteriormente montadas dentro de uma caixa, onde foram feitas duas janelas, uma para a saída do sinal óptico e outra para a entrada na qual foi colocado o filtro óptico. A Figura 8-12 mostra o resultado final. A janela do emissor (a zona escura menos extensa) foi tapada com um material acrílico, transparente na zona dos infravermelhos e semi-opaca na zona do visível, para melhorar o aspecto final do transceptor.

Uma vez efectuados os primeiros testes do transceptor completo, observou-se que o circuito de extracção de relógio interferia no funcionamento dos restantes circuitos do receptor. Depois de efectuados alguns teste adicionais concluiu-se que a interferência se

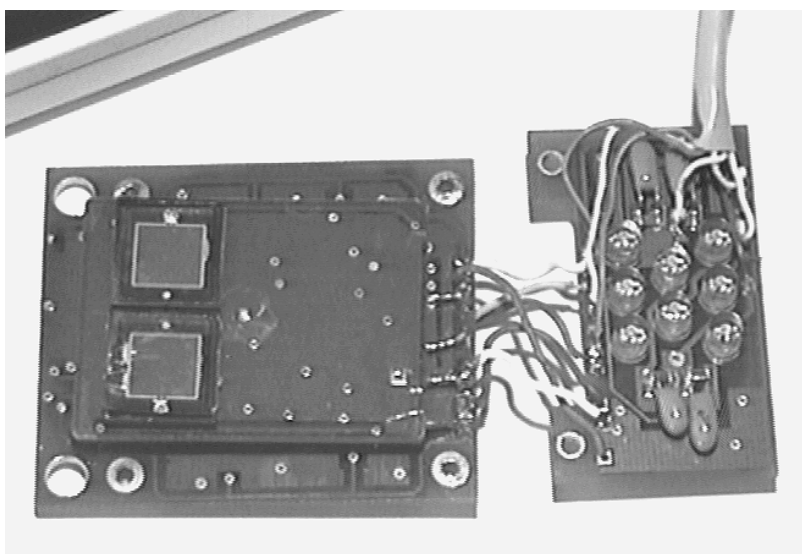


Figura 8-11. Placas de circuito impresso com a secção analógica do transceptor de infravermelhos.

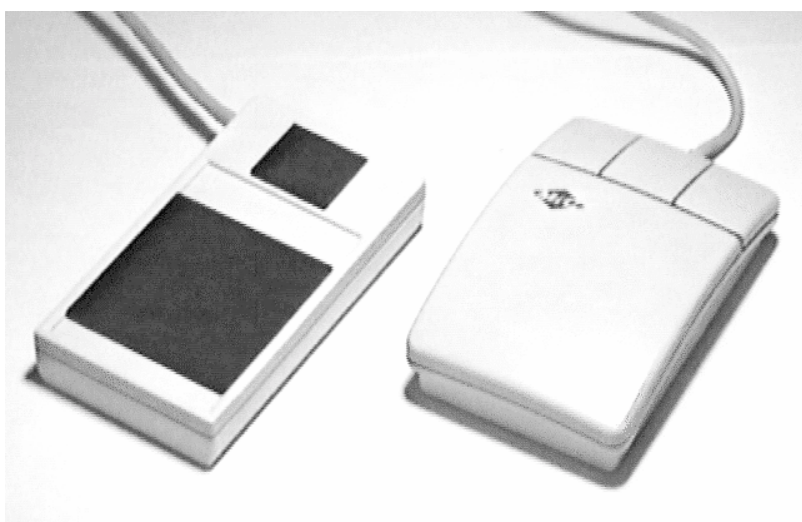


Figura 8-12. Aspecto final do transceptor de infravermelhos (junto a um rato).

transmitia no cabo de ligação do transceptor à secção digital, da linha de relógio para as linhas de alimentação. A solução encontrada consistiu em retirar o circuito de extracção de relógio da caixa do transceptor e colocá-lo juntamente com a secção digital do receptor.

8.4 Resultados experimentais

Uma vez concluída a implementação da camada física foram efectuados testes de desempenho. Os testes efectuados consistiram na medição da probabilidade de erro de trama (PET) em ligações ponto-a-ponto, para dois comprimentos de trama (64 e 512 octetos no

campo de dados) e para três casos de iluminação ambiente: (i) no escuro; (ii) apenas com iluminação natural; (iii) com iluminação natural e iluminação artificial produzida por lâmpadas fluorescentes tubulares equipadas com balastos convencionais. As medições foram efectuadas para várias distâncias entre emissor e receptor.

Os testes da camada física recorreram à implementação da camada MAC para geração e recepção de tramas e para contagem de erros. Para isso, foram desenvolvidas duas aplicações, uma para o emissor e outra para o receptor, as quais utilizaram directamente os serviços da camada MAC. A aplicação do emissor permitia a geração de tramas de forma sequencial e de comprimento variável e a interacção com a camada física para transmissão das mesmas. A aplicação do receptor permitia a interacção com a camada física para recepção das tramas e a contagem de erros. Esta aplicação permitia uma contagem dos erros por tipo de erro: (i) tramas não recebidas; (ii) tramas recebidas com erros no campo de CRC16 (CRC da trama física); (iii) tramas recebidas com erros no campo de dados (detectados pelo CRC32 contido no MPDU). Para permitir a contagem de tramas transmitidas e não recebidas, as tramas foram numeradas, sendo o número de sequência transportado no campo de dados (parte do MPDU). Nestes testes não foram utilizadas quaisquer funções do protocolo de acesso ao meio (CS, retransmissões, etc.).

Os testes foram efectuados numa sala do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro, cuja configuração está representada na Figura 8-13. Esta sala é iluminada por 12 pares de lâmpadas fluorescentes tubulares, dos quais apenas um está representado na figura.

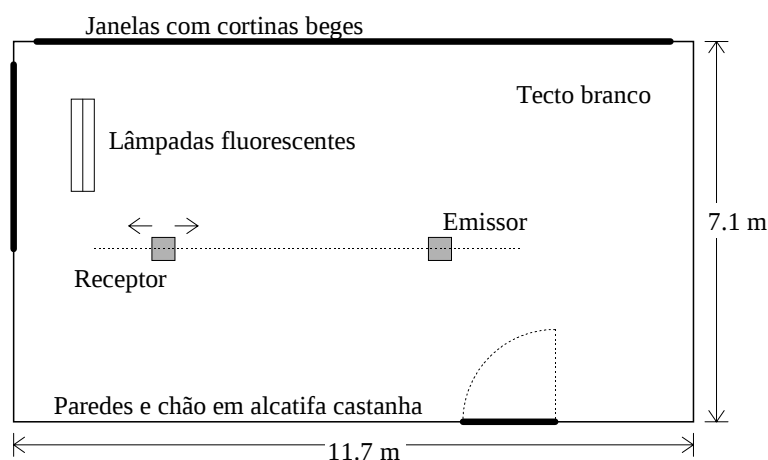


Figura 8-13. Configuração da sala onde foi efectuada a caracterização da camada física.

Para cada distância emissor-receptor foram medidos a PET, a amplitude do sinal recebido e a corrente d.c. induzida nos fotodetectores pela iluminação ambiente (corrente I_B). Para as medições com iluminação artificial foi também medida a amplitude da interferência para cada posição.

Nas medições efectuadas sob o efeito de luz natural, os valores da corrente I_B variaram entre cada medição e mesmo durante as medições. Não é por isso possível atribuir um valor de corrente a cada medição. Em todas as medições efectuadas, os valores medidos para a corrente I_B variaram entre 10 e 51 μA (num PIN com 0.85 cm^2 de área activa). Note-se que, acidentalmente, o valor de 51 μA corresponde exactamente ao nível de iluminação ambiente considerado na norma IEEE 802.11 para a especificação da sensibilidade do receptor.

A Figura 8-14 e a Figura 8-15 mostram os resultados para tramas com 64 e 512 octetos de comprimento. Nestas duas Figuras são apresentados os valores de PET em função da irradiância no plano do receptor. Os valores da irradiância foram calculados a partir dos valores medidos da amplitude do sinal, utilizando o ganho medido do receptor e outros valores extraídos dos manuais dos componentes (área activa e responsividade dos fotodetectores e transmitância do filtro óptico). Juntamente com os valores da PET são mostrados os valores da distância emissor-receptor.

Os resultados apresentados nestas Figuras mostram que não existem diferenças significativas entre os valores da PET medidos para tramas com 64 e 512 octetos, de acordo

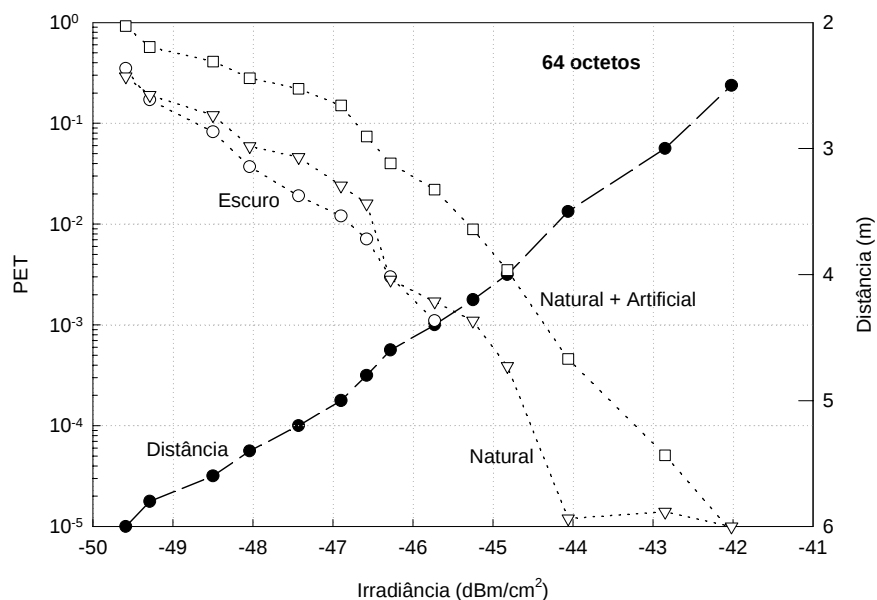


Figura 8-14. Probabilidade de erro de trama em função da irradiância, para tramas com MPDU de 64 octetos de comprimento.

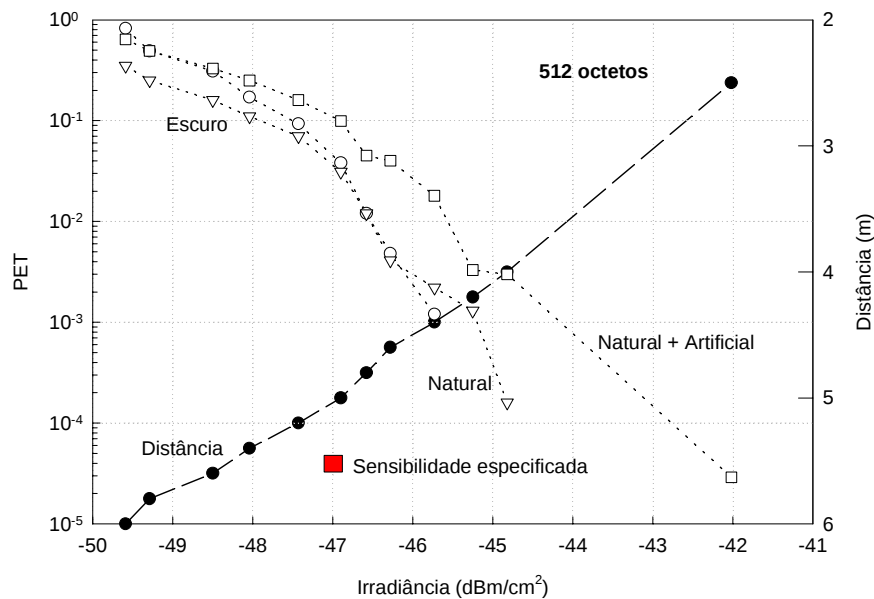


Figura 8-15. Probabilidade de erro de trama em função da irradiância, para tramas com MPDU de 512 octetos de comprimento.

com os cálculos teóricos que indicam que esta diferença deve ser inferior a 0.3 dB. Os resultados mostram ainda que, como esperado, a iluminação ambiente introduz alguma penalidade no desempenho do receptor. Este aspecto é mais notório nos resultados obtidos sob o efeito de iluminação artificial. No entanto, o resultado mais importante é que o valor estimado para a sensibilidade do receptor (por extrapolação dos resultados experimentais) é pior em cerca de 2.5 dB que a sensibilidade especificada (-47 dBm/cm^2).

A sensibilidade teórica do receptor foi também calculada, recorrendo às expressões apresentadas no Capítulo 6 e ao modelo simplificado de Smith e Garret para o cálculo do desempenho de receptores ópticos [Smi78, Kei85]. Na Tabela 8-2 são apresentados os valores dos parâmetros utilizados no cálculo da sensibilidade. A Figura 8-16 mostra a comparação das curvas teóricas obtidas dessa forma com os resultados experimentais. Uma vez que o modelo não considera os efeitos da interferência óptica, apenas são mostradas as curvas relativas às medições no escuro e sob o efeito de luz natural.

No conjunto de resultados teóricos são apresentadas três curvas relativas a diferentes níveis de iluminação ambiente. Estas curvas correspondem aos casos de desempenho no escuro ($I_B=0 \text{ } \mu\text{A}$) e às duas situações limite de iluminação verificadas durante as medições ($I_B=10$ e $51 \text{ } \mu\text{A}$). Estes resultados revelam que o desempenho medido está muito distante do desempenho previsto pelos cálculos teóricos. Para o desempenho no escuro, a diferença é de cerca de 7 dB.

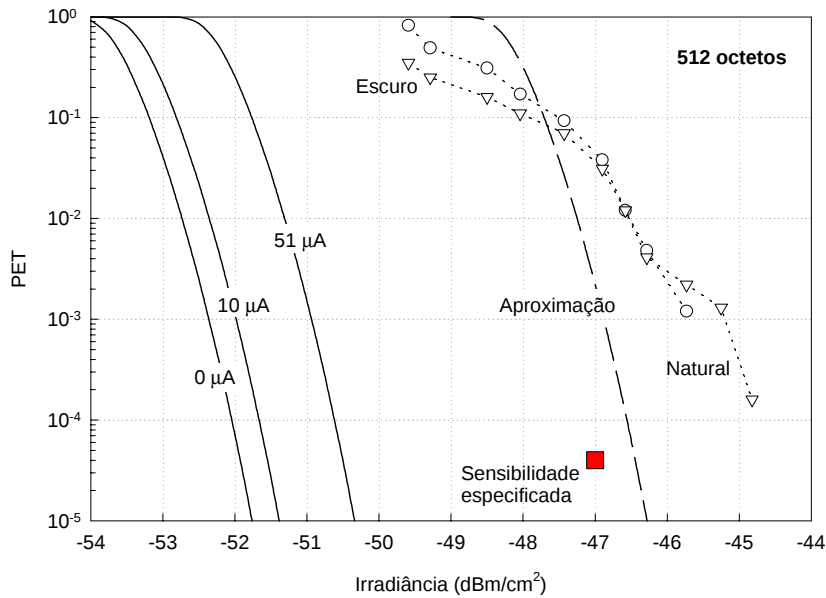


Figura 8-16. Comparação entre os resultados teóricos e experimentais.

Fotodetectores		Pré-amplificador	
Área activa	$2 \times 0.85 \text{ cm}^2$	Resist. de polarização (R_b)	20 k Ω
Capacidade parasita	120 pF/cm ²	Resist. de realimentação (R_f)	390 k Ω
Responsividade	0.6 A/W	Resist. de entrada (R_a)	1 k Ω
		Capacidade de entrada (C_a)	10 pF
		β do transistor de entrada	200
		Resist. de entrada (R_{in})	1 k Ω

Tabela 8-2. Valores dos parâmetros do modelo do receptor óptico.

Dada a grande disparidade entre os resultados teóricos e experimentais, foi efectuada uma medição do ruído do receptor no ponto do circuito onde é feita a amostragem (entrada do comparador). A medição consistiu em recolher 6 segmentos de 32768 amostras do ruído, a uma frequência de 10 Mamostras/segundo, com o receptor no escuro. Utilizando este conjunto de amostras foi calculado o histograma do ruído, o qual é mostrado na Figura 8-17.

O histograma do ruído foi aproximado a uma distribuição Gaussiana, cuja média e variância foram ajustadas de forma minimizar a soma dos quadrados das diferenças. A curva Gaussiana resultante está também representada na Figura 8-17, juntamente com os parâmetros que a caracterizam.

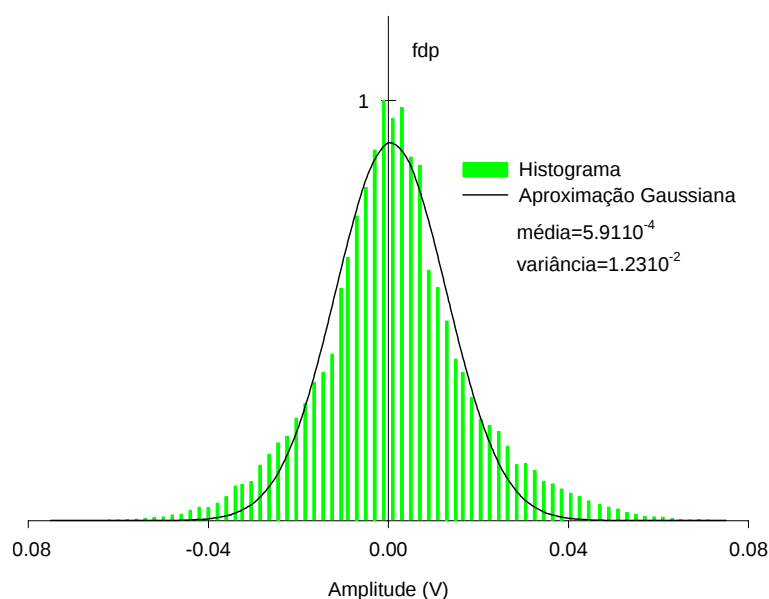


Figura 8-17. Histograma do ruído no ponto de amostragem.

A aproximação do histograma medido a uma curva Gaussiana é bastante grosseira, especialmente nas caudas da Gaussiana. Este resultado sugere que o sinal na saída do receptor (no escuro) pode não ter apenas como origem o ruído quântico e térmico gerado pelo próprio receptor, mas pode incluir efeitos de interferência electromagnética não óptica (EMI). Apesar da pequena concordância observada entre o histograma e a curva Gaussiana, procedeu-se a um novo cálculo da PET utilizando o valor obtido para a variância do ruído. A nova curva da PET está também representada na Figura 8-16, a tracejado.

A curva da PET calculada com base na variância “medida” do ruído aproxima-se bastante mais dos resultados experimentais que as curvas teóricas. A primeira conclusão a retirar é que o receptor é bastante mais “ruidoso” que o previsto pelos cálculos teóricos, possivelmente devido à EMI. O segundo aspecto revelado pelos resultados na Figura 8-16 é que o comportamento da curva teórica e experimental é bastante diferente: na curva experimental a PET não decresce tão rapidamente com o aumento da irradiância. Estas diferenças entre resultados teóricos e experimentais poderão ser explicadas depois de uma caracterização mais cuidada do receptor, com particular atenção no pré-amplificador.

Para além dos valores da PET, as medições efectuadas permitiram obter uma distribuição das tramas não recebidas correctamente, pelo tipo de erro que conduziu à perda dessas tramas. Para cada conjunto de medições, os erros foram distribuídos pelos respectivos tipos. A Figura 8-18 mostra essa distribuição, para tramas com 512 octetos de comprimento transmitidas sob

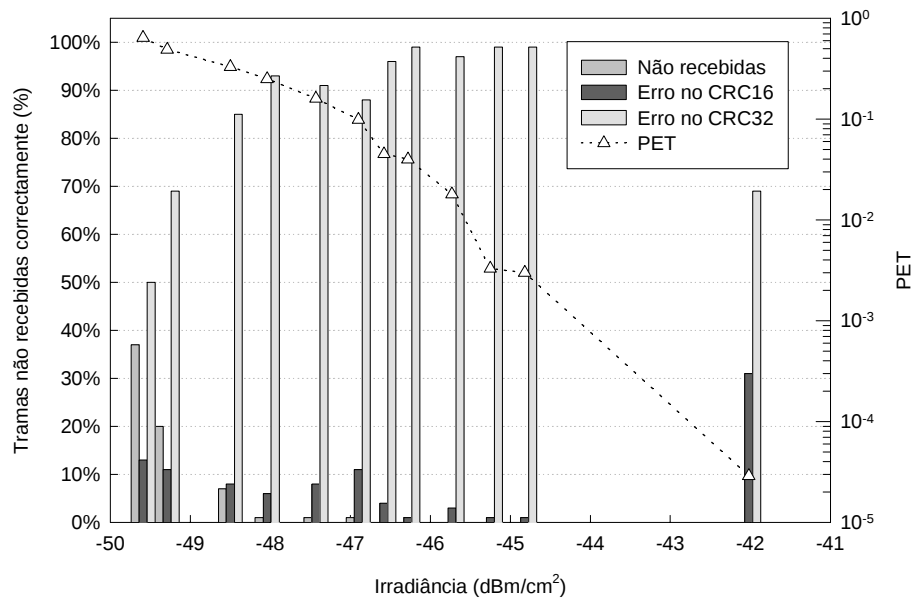


Figura 8-18. Distribuição dos erros na recepção de tramas por tipos.

o efeito de luz natural e artificial. Os valores representados na Figura correspondem à média dos resultados obtidos em três medições para cada valor da irradiância. O critério utilizado para determinar o número de tramas a transmitir em cada medição foi o número de tramas não recebidas correctamente (300 erros para valores elevados da PET e 100 erros para valores baixos da PET).

Para valores elevados de irradiância (RSR elevada), a grande maioria das tramas não recebidas correctamente resulta de erros no campo de dados. Isto está de acordo com os resultados teóricos (Capítulo 6), que indicam que a PET é dominada pela probabilidade de erro na detecção do campo de dados. No entanto, para o valor de irradiância mais elevado (-42 dBm/cm²), a que corresponde uma menor distância emissor-receptor, foi medido um número bastante grande de tramas com erros no CRC16. Este resultado poderá dever-se a algum efeito de saturação no receptor, uma vez que a amplitude do sinal recebido é muito elevada.

Para valores baixos de irradiância (RSR baixa), uma grande parte das tramas não recebidas correctamente resulta de erros nos campos SYNC, SFD e/ou DR, ou de erros nos campos LENGTH e/ou CRC (erro no CRC16). Para valores muito baixos da RSR, este resultado está de acordo com o esperado, uma vez que é bastante provável acontecerem erros logo nos primeiros campos da trama. No entanto, para os valores mais baixos de irradiância (RSR) representados na Figura, a PET deveria ainda ser dominada pela probabilidade de erro no campo de dados. Este resultado pode ter várias origens:

- a) o processo de aquisição de sincronismo não está a funcionar correctamente: (i) o sincronismo não é adquirido suficientemente rápido ou; (ii) em alguns casos, não é adquirido de todo;
- b) o circuito que determina o nível de decisão não está a acompanhar o vagueio d.c. que existe durante o início de cada trama da forma mais correcta;
- c) o amplificador com controlo automático de ganho não está a ter um comportamento correcto no que se refere ao ajuste do ganho e acompanhamento do vagueio d.c.;
- d) o processo de detecção de portadora e energia não está a funcionar correctamente.

Tendo-se observado que uma das imperfeições da implementação era na determinação dinâmica do nível de decisão, procedeu-se ao cálculo da penalidade introduzida pela utilização dum nível de decisão diferente do óptimo. A Figura 8-19 mostra essa penalidade, tendo-se considerado que o mesmo valor do nível de decisão era usado ao longo de toda a trama. Esta curva mostra que um desvio de 20% no nível de decisão (0.4 e 0.6) provoca uma penalidade inferior a 1 dB. Assim, este fenómeno apenas poderá explicar uma parte da diferença observada entre os resultados teóricos e experimentais da PET. Estas são apenas algumas das possíveis razões para o facto da variação da PET com a irradiância não ser como esperado e para o facto de muitas tramas serem detectadas com erros nos primeiros campos da trama, para valores baixos da RSR.

Nas Figura 8-14 e Figura 8-15, onde são apresentados os resultados experimentais da PET, estão também representados os valores da distância entre emissor e receptor para cada valor da PET. Esses resultados mostram que o alcance do sistema de transmissão é de cerca de 3.5 metros. Uma melhoria na sensibilidade do receptor (para o valor especificado)

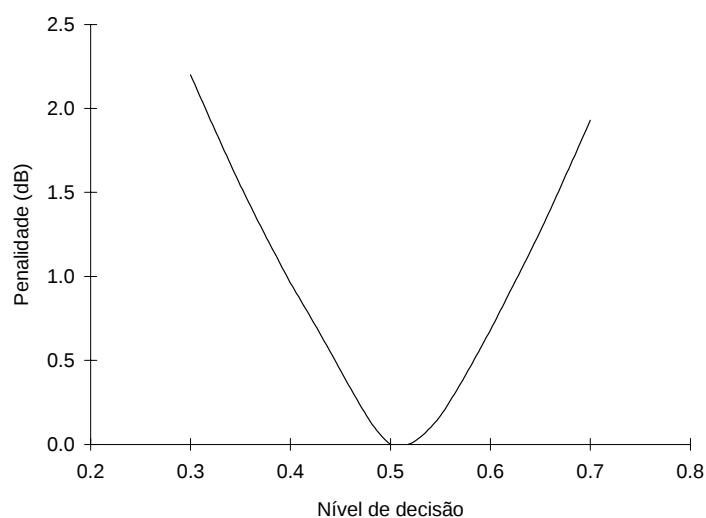


Figura 8-19. Penalidade de potência em função do nível de decisão.

permitiria aumentar o alcance do sistema para além de 5 metros.

8.5 Resumo e trabalho futuro

Neste Capítulo foi descrito o desenvolvimento da camada física duma interface de rede sem fios, utilizando transmissão óptica em espaço livre. A especificação desta interface de rede é muito semelhante à descrita na norma IEEE 802.11. O próprio trabalho de desenvolvimento descrito neste Capítulo contribuiu para a elaboração de algumas das propostas submetidas ao grupo de trabalho IEEE 802.11, descritas no Capítulo 7.

Esta actividade de desenvolvimento incluiu a definição da arquitectura da interface de rede, a especificação da camada física, a sua implementação e uma fase de caracterização experimental. Todas as tarefas foram realizadas na sua totalidade. No entanto, os resultados experimentais revelaram grandes diferenças entre os resultados esperados (teóricos) e os resultados medidos. Com o sistema implementado, o alcance máximo obtido foi inferior a 4 metros, bastante abaixo do valor previsto pelos cálculos teóricos.

Apesar do alcance reduzido, com a camada física implementada foi possível cumprir a maioria das especificações iniciais (o alcance não era um deles, uma vez que depende das condições de iluminação ambiente). Por outro lado, a fase de implementação permitiu avaliar algumas das técnicas e tipos de circuitos utilizados e contribuir para a especificação da versão “integrada” da implementação. Com esta experiência foi ainda possível observar alguns dos efeitos da iluminação ambiente natural e artificial.

Em termos de futuras tarefas de desenvolvimento de sistemas semelhantes, o trabalho aqui descrito permitiu identificar os sub-sistemas e circuitos que requerem maior cuidado no seu projecto e implementação. Em particular, o pré-amplificador óptico deve ser alvo de um estudo bastante detalhado por forma que o ruído introduzido seja mínimo, e o ruído dominante seja o ruído quântico produzido no fotodetector, tal como previsto pelos estudos teóricos. Deve ainda ser dada maior atenção aos problemas causados pela EMI, uma vez que esta pode deteriorar consideravelmente o desempenho dos receptores ópticos. Tal não aconteceu com a implementação aqui descrita, como vieram a mostrar os resultados experimentais. Para além dos problemas do ruído e EMI, deve ser estudada com mais cuidado a forma de determinar o nível de decisão. Deve ainda ser questionada a eficiência da utilização de filtragem passa-alto no combate da interferência óptica, uma vez que os efeitos de vagueio d.c. por ela provocados podem penalizar em demasia o desempenho do receptor.

Capítulo 9

Conclusões e trabalho futuro

9.1 Conclusões

Nesta Tese foi descrito trabalho efectuado do domínio dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre para ambientes interiores, orientado principalmente para os aspectos da camada física.

No início desta Tese foi feita uma descrição das principais características da ligação física em sistemas ópticos em espaço livre e identificados os principais problemas e limitações desta tecnologia. Foram descritos os vários modos de propagação (linha-de-vista, quasi-difusos e difusos), os componentes optoelectrónicos mais utilizados e suas características, as diferentes opções em termos de técnicas de modulação e os aspectos de segurança para os utilizadores relacionados com a utilização de radiação óptica. Foram descritos os principais aspectos que limitam o desempenho dos sistemas de transmissão: a dispersão multi-percurso resultante da propagação do sinal óptico através de reflexões nas várias superfícies existentes numa sala (nos modos difuso e quasi-difuso) e que limita a largura de banda do canal; as perdas de propagação, que são normalmente muito elevadas; os efeitos da iluminação ambiente natural e artificial que resultam em elevados níveis de ruído e interferência.

A tecnologia de transmissão óptica em espaço livre constitui, para muitas aplicações, uma alternativa à transmissão por rádio. Foi efectuada uma comparação das duas tecnologias no âmbito dos sistemas de transmissão para ambientes interiores. É difícil ordenar estas duas tecnologias segundo um qualquer critério: a tecnologia óptica apresenta grandes vantagens pela largura de banda disponível e pela ausência de necessidade de licenciamento; a

tecnologia rádio apresenta grandes vantagens em termos do alcance das ligações (máxima distância emissor-receptor) e da mobilidade que permite aos equipamentos terminais.

Ao contrário dos sistemas de transmissão por fibra óptica, os sistemas de transmissão ópticos em espaço livre estão sujeitos à iluminação ambiente, natural e artificial. Os efeitos da iluminação ambiente manifestam-se na forma de ruído quântico produzido no fotodetector e, no caso da iluminação artificial, também na forma de interferência. Ao contrário do ruído quântico, os efeitos da interferência produzida pela iluminação artificial não têm sido quantificados nas análises de desempenho dos sistemas de transmissão. No entanto, é conhecido através de experiências laboratoriais que a interferência óptica conduz a elevadas penalidades de potência. Nesse sentido, foi efectuada uma caracterização experimental do ruído e da interferência produzidos pela iluminação ambiente natural e artificial, tendo sido considerados três tipos diferentes de fontes de iluminação artificial (lâmpadas incandescentes, fluorescentes equipadas com balastos convencionais e fluorescentes equipadas com os recentes balastos electrónicos). Os resultados obtidos permitiram concluir que, em presença de iluminação artificial, o ruído quântico produzido no fotodetector é ciclo-estacionário, e não estacionário como tinha vindo a ser considerado até então. Foi ainda possível verificar que os diferentes tipos de iluminação artificial produzem interferência com características muito diversas. No caso da interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastos electrónicos, a interferência óptica ocupa uma banda de frequências desde os 50 Hz até cerca de 1 MHz, banda esta utilizada pelos sistemas de transmissão em banda base.

Com base na caracterização experimental da iluminação ambiente foram propostos modelos para o ruído e para a interferência produzida por cada um dos três tipos de iluminação artificial. Foram ainda propostos modelos para o desempenho dos sistemas de transmissão digital, utilizando diferentes técnicas de modulação, em canais com ruído quântico e interferência produzidos pela iluminação ambiente. Estes modelos foram utilizados para avaliar o desempenho de várias técnicas de modulação sob os efeitos de iluminação ambiente, para quatro casos típicos de iluminação. Os resultados obtidos permitiram concluir que, na maioria dos casos, a interferência óptica degrada severamente o desempenho dos sistemas de transmissão, conduzindo a penalidades de potência muito elevadas. Estes efeitos são mais intensos para taxas de transmissão inferiores a 10 Mbps. Os resultados obtidos permitiram ainda concluir que a modulação por posição de impulso (PPM), aceite como a técnica mais apropriada para este tipo de canal (sem interferência), é também a técnica mais eficiente em termos de potência quando existe interferência óptica. As vantagens de PPM são ainda mais evidentes quando, no receptor, se utiliza um detector de máxima verosimilhança.

Sendo os efeitos da iluminação ambiente tão prejudiciais, foram estudadas técnicas de filtragem óptica e eléctrica destinadas a atenuá-los e proposta uma técnica de cancelamento da interferência. Estas técnicas são complementares, e a solução mais apropriada depende do tipo de iluminação ambiente, técnica de modulação utilizada e taxa de transmissão. De um modo geral, os ganhos obtidos através da utilização destas técnicas são muito elevados, sendo, na maioria dos casos, imprescindível a sua utilização. Para sistemas com elevadas taxas de transmissão, a filtragem eléctrica passa-alto é mais eficiente que a técnica de cancelamento, excepto na presença de interferência produzida por lâmpadas fluorescentes equipadas com balastros electrónicos. Neste último caso, para sistemas com baixas taxas de transmissão e para sistemas em que não seja possível utilizar filtragem eléctrica passa-alto (por exemplo transmissão de sinais analógicos de vídeo em banda base), a técnica de cancelamento é bastante mais eficiente.

Os resultados dos estudos efectuados sobre a iluminação ambiente e sobre os seus efeitos, embora orientados para sistemas de transmissão digital, podem ser aplicados em outros domínios que não o das comunicações, nomeadamente em sistemas ópticos industriais como detectores de proximidade.

A utilização da tecnologia de transmissão em espaço livre por infravermelhos tem sido proposta para variados tipos de sistemas. No início desta Tese foram descritas as principais experiências laboratoriais e os principais produtos comerciais que utilizam esta tecnologia. No sentido de permitir a interoperabilidade entre os diversos produtos comerciais, duas instituições estão actualmente a elaborar normas para sistemas que utilizam esta tecnologia: o IEEE e a IrDA (*Infrared Data Association*). A norma desenvolvida pela IrDA destina-se a ligações ponto-a-ponto que permitem interligar computadores e outros periféricos. Desde 1990, o grupo de trabalho IEEE 802.11 tem vindo a produzir uma norma para redes de área local sem fios. Esta norma especifica três camadas físicas alternativas e uma camada de acesso ao meio comum. Das três camadas físicas, duas utilizam tecnologia rádio e uma utiliza tecnologia óptica na zona dos infravermelhos. Nesta Tese foi descrita esta norma, com especial ênfase na camada física de infravermelhos. Foram também descritas algumas das propostas de especificações, resultantes deste trabalho, apresentadas ao grupo de trabalho IEEE 802.11 para a camada física de infravermelhos: a técnica de modulação a utilizar (PPM); uma solução baseada em duas ordens de PPM para simplificar o suporte de 1 e 2 Mbps; um formato para a trama da camada física; a especificação da sensibilidade e gama dinâmica do receptor. Todas estas especificações fazem actualmente parte da norma. No caso do formato da trama da camada física, foi feita uma análise de desempenho dos três formatos

apresentados durante o desenvolvimento da norma e apresentadas as razões que levaram à evolução desta especificação.

O trabalho efectuado em torno da norma IEEE 802.11 foi acompanhado pela implementação laboratorial dum protótipo dum transceptor de infravermelhos. Foram descritos a sua especificação, implementação e caracterização experimental. A especificação deste sistema seguiu de perto a norma IEEE 802.11. Os resultados experimentais obtidos ficaram aquém do previsto pelos cálculos teóricos, tendo sido identificada a fraca sensibilidade do receptor como a principal causa das diferenças observadas.

9.2 Trabalho futuro

Desde o trabalho pioneiro publicado por Gfeller e Bapst em 1979 [GfB79] que as principais limitações dos sistemas de transmissão ópticos em espaço livre são conhecidas. Os efeitos da iluminação ambiente e as elevadas perdas de propagação conduzem à necessidade de se transmitirem elevados níveis de potência óptica enquanto que a dispersão multi-percurso limita a largura de banda do canal.

O trabalho efectuado no domínio da caracterização da iluminação ambiente permitiu quantificar os seus efeitos nos sistemas de transmissão e avaliar quantitativamente a eficácia de algumas técnicas de combate ao ruído quântico e interferência. Enquanto que a interferência óptica se pode combater de forma eficiente, os efeitos do ruído quântico são mais difíceis de atenuar. Uma forma de evitar, ou reduzir, os efeitos da iluminação ambiente seria utilizar uma banda óptica mais afastada da região do visível. O novo comprimento de onda a adoptar poderia situar-se na zona dos 1300 ou 1550 nm para beneficiar da existência dos componentes comercialmente disponíveis para os sistemas por fibra óptica. No entanto, a utilização de qualquer outro comprimento de onda não deverá ser feita sem uma prévia caracterização dos efeitos da “iluminação ambiente” nestas bandas. Este trabalho deverá assim começar por uma caracterização da iluminação ambiente em função do comprimento de onda.

O estudo efectuado sobre os efeitos da iluminação ambiente considerou algumas técnicas de modulação. Outras técnicas de modulação e codificação começam agora a ser propostas para combater os efeitos da dispersão multi-percurso. No entanto, os estudos efectuados sobre essas outras técnicas têm, uma vez mais, sido efectuados para canais sem interferência óptica. Em face dos resultados apresentados nesta Tese, torna-se necessário proceder a uma análise completa do desempenho das várias técnicas de modulação, que inclua os efeitos da iluminação ambiente e da dispersão multi-percurso.

Em ambientes reais, a iluminação ambiente é normalmente muito intensa. Para além de degradar a probabilidade de erro, a iluminação ambiente pode provocar outros efeitos negativos como a saturação dos pré-amplificadores. Mesmo quando se utilizam técnicas para combater a interferência óptica, os andares de entrada dos receptores ópticos estão sujeitos a grandes variações da potência óptica incidente. Quando se utiliza filtragem eléctrica passa-alto, as variações da potência óptica incidente provocam vagueio d.c., o qual dificulta a implementação dos circuitos de detecção e decisão. Um efeito semelhante é provocado pelas variações da potência óptica média recebida durante a recepção de tramas com o formato IEEE 802.11, tal como vimos no Capítulo 8. Neste contexto, a análise da utilização de filtragem passa-alto deveria ser estendida para incluir o estudo dos efeitos do vagueio d.c. e da penalidade associada.

A técnica de cancelamento que foi proposta permite reduzir de forma eficiente a penalidade produzida pela interferência óptica. O cancelamento da interferência depende da estimação correcta da relação entre a amplitude da interferência em cada um dos ramos. Na prática, a estimação deste parâmetro está sujeita a imperfeições, que conduzem a um cancelamento imperfeito da interferência. O modelo proposto para o estudo do receptor com cancelamento da interferência deve pois ser aperfeiçoado para incluir os erros na estimação do referido parâmetro. A avaliação desta técnica deveria ainda passar pela implementação de protótipos laboratoriais que permitissem verificar a sua eficácia em ambientes reais.

A especificação da camada física de infravermelhos contida na norma IEEE 802.11 está, neste momento, concluída. No entanto, alguns aspectos da norma não estarão ainda correctamente especificados, tais como a função de detecção de energia e a especificação de um dos diagramas de radiação do emissor. Estas imperfeições resultaram, entre outros aspectos, da falta de implementações práticas de interfaces de rede baseadas nesta norma. A implementação descrita nesta Tese permitiu detectar algumas dessas imperfeições, mas é necessário que este trabalho seja concluído e que a interface de rede seja testada em vários ambientes reais.

Uma das grandes vantagens da tecnologia óptica sobre a tecnologia rádio é a grande largura de banda disponível. Nesse sentido, a norma IEEE 802.11 deveria evoluir para incluir outras camadas físicas de infravermelhos que suportassem taxas de transmissão mais elevadas, tal como está a acontecer com as camadas físicas de rádio. A especificação de sistemas a 10 Mbps colocaria a camada física de infravermelhos claramente em vantagem relativamente às camadas físicas por rádio, em termos de taxa de transmissão.

Bibliografia

- [ANS86] ANSI Z - 136.1, "ANSI Standard for the Safe Use of Lasers", 1986, Source: American National Standard Institute, 1430 Broadway, New York, New York 10018
- [ANS88] ANSI Z - 136.2, "ANSI Standard for the Safe Use of Optical Fiber Communication Systems Utilising Laser Diode and LED Sources", 1988, Source: American National Standard Institute, 1430 Broadway, New York, New York 10018
- [Aud95] Malik D. Audeh, Joseph M. Kahn, "Performance Evaluation of Baseband OOK for Wireless Indoor Infrared LAN's Operating at 100 Mb/s", IEEE Transactions on Communications, Vol. 43, No. 6, pp.2085-2094, 1995
- [Ban94] David F. Bantz, Frédéric J. Bauchot, "Wireless LAN Design Alternatives", IEEE Network, pp. 43-53, March/April 1994
- [Bar91] John R. Barry, Joseph M. Kahn, Edward A. Lee, David G. Messerschmitt, "High-Speed Nondirective Optical Communication for Wireless Networks", IEEE Network Magazine, November 1991
- [Bar92] John Robert Barry, "Wireless Communication Using Non-Directed Infrared Radiation", PhD Dissertation, University of California at Berkeley, USA, 1992
- [Bar93] John R. Barry, Joseph M. Kahn, William J. Krause, Edward A. Lee, David G. Messerschmitt, "Simulation of Multipath Impulse Response for Indoor Wireless Optical Channels", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 11, No. 3, pp. 367-379, April 1983
- [Bar94] John R. Barry, "Wireless Infrared Communications", Kluwer Academic Publishers, 1994
- [Car93] Jeffrey B. Carruthers, "Performance and Design of Multiple-Subcarrier Modulation Schemes for Wireless Indoor Infrared LANs", Master of Science Dissertation, University of California at Berkeley, USA, December 15, 1993
- [Cha89] J. C. A. Chaimowicz, "Lighthwave Technology", Butterworth & Co. (Publishers) Ltd, 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 Communication Links, Savoy Place, London, U.K., 19 February 1996
- [Fer94] José J. G. Fernandes, Peter A. Watson, José C. Neves, "Wireless LANs: Physical Properties of Infra-Red Systems vs. Mmw Systems, IEEE Communications Magazine, pp. 68-73, August 1994
- [Gag76] R. Gagliardi and S. Karp, "Optical Communications", New York, Wiley, 1976

Bibliografia

- [Geo86] Voula C. Georgopoulos, Chris J. Georgopoulos, "A Multiple IR/RF Transmission System for Indoor and Outdoor Communications", 1986
- [Geo88] Chris J. Georgopoulos, "Suppressing Background-light Interference in an In-house Infrared Communication System by Optical Filtering", International Journal of Optoelectronics, Vol. 3, No. 3, 1988
- [Gfe79] Fritz R. Gfeller and Urs Bapst, "Wireless In-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation", Proceedings of the IEEE, Vol. 67, No. 11, November 1979
- [Gfe81] Fritz Gfeller, "Infranet: Infrared Microbroadcasting Network for In-House Data Communication", Research Report RZ 1068 (#38619), IBM Zurich Research Laboratory - Switzerland, April 1981
- [Gfe94] F. R. Gfeller, P. Bernasconi, W. Hirt, C. Elisii, and B. Weiss, "Dynamic Cell Planning for Wireless Infrared In-House Data Transmission", 1994 International Zurich Seminar on Digital Communications, Zurich, Switzerland, March 1994
- [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 23-26, 1995
- [Hua93] Wei Haung, Jiro Takayanagi, Tetsuo Sakanaka, Masao Nakagawa, "Atmospheric Optical Communication System Using Subcarrier PSK Modulation", 1993
- [IEC93] IEC 825 - 1, "Safety of Laser Products - Part I: Equipment Classification, Requirements, and User's Guide", 1993, Source: International Electrotechnical Commision, 3 Rue de Varembe, CH - 1121, Geneca 20, Switzerland
- [IEEE94] "Minutes of the PHY Group meeting, held on Wednesday July 13th", Doc: IEEE P802.11-94/193
- [IEEE96] Draft Standard IEEE 802.11, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification, P802.11D4.0, 20 May 1996
- [IrDA] Uma boa fonte de informação sobre a IrDA pode ser encontrada na Internet em <URL:<http://www.irda.org>>
- [Jer84] Michel C. Jeruchim, "Techniques for Estimating the Bit Error Rate in the Simulation of Digital Communication Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC-2, No. 1, January 1984
- [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, No. 2/3/4, February/March/April 1995
- [Kal96] E. D. Kaluarachi, Z. Ghassemlooy, B. Wilson, "Digital Pulse Interval Modulation for Optical Free Space Communication Links", Digest of the IEE Colloquium on Optical Free Space Communication Links, Ref. Number 1996/032, Savoy Place, London, U.K., 19 February 1996
- [Kar69] Sherman Karp, Robert M. Gagliardi, "The Design of a Pulse-Position Modulated Optical Communication System", IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM-17, No. 6, pp. 670-676, December 1969

- [Kav85] Kaveh Pahlavan, "Wireless Communications for Office Information Networks", IEEE Communications Magazine, Vol. 23, No. 6, June 1985
- [Kei85] Gerd Keiser, "Optical Fiber Communications", McGraw-Hill, 1985
- [Kot81] Michael D. Kotzin, "Short-Range Communications Using Diffusely Scattered Infrared Radiation", PhD Dissertation, Northwestern University, USA, June 1981
- [Kot86] Michael D. Kotzin, Anthony P. van den 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 13-17, 1995
- [Lom94] C. R. A. T. Lomba, R. T. Valadas, A. M. O. 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
- [Lom94b] Cipriano Lomba, Rui Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Safety Issues of the Baseband IR PHY" Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE P802.11 - 94/174, August 1994
- [Lom94c] Cipriano R. A. T. Lomba, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Update of Propagation Losses and Impulse Response of the Indoor Optical Channel", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE P802.11 - 93/142, September 1993
- [Lom95] Cipriano R. A. T. Lomba, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Sectorized Receivers to Combat the Multipath Dispersion of the Indoor Optical Channel", Proceedings of The Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'95), Toronto, Canada, September 27-29, 1995
- [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, September 1994, pp. 1086-1089
- [Mathe] Mathematica é uma aplicação para cálculo matemático da Wolfram Research, Inc.
- [Mor93] Adriano J. C. Moreira, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Modulation/Encoding Techniques for Wireless Infrared Transmission", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE 802.11 - 93/79, May 1993
- [Mor93b] Adriano J. C. Moreira, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Infrared Modulation Method: 16 Pulse Position Modulation (PPM)", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE 802.11 - 93/154, September 1993
- [Mor94] Adriano J. C. Moreira, Cipriano Lomba, Rui Aguiar, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "IR PHY Proposal", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE P802.11 - 94/96, May 1994
- [Mor94b] Adriano J. C. Moreira, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Proposed Revision of the Infrared Baseband Frame Format", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE P802.11 - 94/153, July 1994

Bibliografia

- [Mor94c] Adriano J. C. Moreira, Cipriano Lomba, Rui Aguiar, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "IR PHY Template", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE P802.11 - 94/95, May 1994
- [Mor94d] Adriano J. C. Moreira, Cipriano Lomba, Rui Aguiar, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Performance Evaluation of the IR PHY Proposal", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE P802.11 - 94/97, May 1994
- [Mor94e] Adriano J. C. Moreira, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Definition of the Infrared Baseband Transmit Spectrum Mask", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc. IEEE 802.11 - 94/154, July 1994
- [Mor95] Adriano J. C. Moreira, Rui T. Valadas, A. M. de 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 27-29, 1995
- [Mor95b] Adriano J. C. Moreira, António M. R. Tavares, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Modulation methods for wireless infrared transmission systems - Performance under ambient light noise and interference", Proceedings of the Wireless Communication Network Conference, SPIE's Photonics East'95 Symposium, Philadelphia, PA, USA, pp. 226-237, October 23-26, 1995
- [Mor95c] Adriano J. C. Moreira, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Optical Interference Produced by Artificial Light", To be published in the ACM Wireless Networks (submitted Nov. 1995, accepted Jul. 1996)
- [Mor96] Adriano J. C. Moreira, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Performance of Wireless Infrared Transmission Systems Under Ambient Light Interference", To be published in the IEE Proceedings J - Optoelectronics (submitted Jan. 1996; accepted Jul. 1996)
- [Mor96b] Adriano J. C. Moreira, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Reducing the Effects of Artificial Light Interference in Wireless Infrared Transmission Systems", Digest of the IEE Colloquium on Optical Free Space Communication Links, Ref. Number 1996/032, Savoy Place, London, U.K., 19 February 1996
- [Nar95] Ravi Narasimhan, Malik D. Audeh, Joseph M. Kahn, "Effect of Electronic-Ballast Fluorescent Lighting on Wireless Infrared Links", Submitted for publication to IEEE Transactions on Communications, August 1995
- [Nich96] P. Nicholls, S. D. Greaves, and R. T. Unwin, "Optical Wireless Telepoint", Digest of the IEE Colloquium on Optical Free Space Communication Links, Ref. Number 1996/032, Savoy Place, London, U.K., 19 February 1996
- [Oli96] Uma boa descrição deste sistema pode ser encontrada na Internet em <URL:<http://www.cam-orl.co.uk>>
- [Osr1] Catálogo de lâmpadas fluorescentes da OSRAM, "Light can be white, white, white, white or white", AB 439/792 E
- [Osr2] Catálogo da OSRAM, "Electronic control gear '93/94", 102W01 E 7/93
- [Pah85] Kaveh Pahlavan, "Wireless Communications for Office Information Networks", IEEE Communications Magazine, Vol. 23, No. 6, pp. 19-27, June 1985

- [Pak95] Mohammad Reza Pakravan, Mohsen Kavehrad, "Design Considerations for Broadband Indoor Infrared Wireless Communication Systems", International Journal of Wireless Information Networks, Vol. 2, No. 4, pp. 223-238, 1995
- [Pap85] M. K. Papamiltiadis, C. J. Georgopoulos, "64 Kbit/s IR Link for In-House Communications", Digital Techniques in Simulation, Communication and Control, Elsevier Science Publishers B. V. (North-Holland) IMACS, 1985
- [PapA91] Athanasios Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes", Third Edition, McGraw-Hill International Editions, 1991
- [PAR91] "Project Authorization Request", Doc: IEEE P802.11-91/58, May 1991
- [Per73] Personick, S. D., "Receiver Design for Digital Fiber Optic Communication Systems (I and II)", Bell System Technical Journal, Vol. 52, nº 6, July-August 1973
- [Phi1] Catálogo de lâmpadas fluorescentes da Philips Iluminação, "Lâmpadas Fluorescentes", PHTL-189
- [Phot93] Roger Samdahl - Photonics Corporation, "PPM Infrared PHY Strawman Proposal", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE P802.11 - 93/212, 1993
- [Phot94] Roger Samdahl - Photonics Corporation, "Baseband IR PHY Proposal", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE P802.11 - 94/56, 1994
- [POW92] POWER - Technical Annex, ESPRIT 6892.
- [POW95] Paulo Cabral, Emanuel Fontes, Adriano Moreira, "IR Communication System - MAC/PHY Interface - Specification and Implementation", POWER Project internal report, June 1995.
- [Pro89] John G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill International Editions, Second Edition, 1989
- [Rea93] "Lighting Handbook - Reference & Applications", Mark S. Rea (Editor), Illuminating Engineering Society of North America, 8th Edition, 1993
- [Rog94] Roger Samdahl, "Baseband IR PHY Proposal", Submission to the IEEE 802.11 Standardisation Project, Doc: IEEE P802.11 - 94/56, 1994
- [Rui94] Rui Luis Aguiar, Adriano J. C. Moreira, "Guide to the Implementation of a Wireless Infrared Transmission System using Pulse Position Modulation - VLSI oriented Implementation", POWER Project internal report, version 3.1, February 1994
- [Sch92] Roland K. Schreyer, Gregory J. Sonek, "An Optical Transmitter/Receiver System for Wireless Voice Communication", IEEE Transactions on Education, Vol. 35, No. 2, May 1992
- [Schw85] Mischa Schwartz, "Information Transmission, Modulation, and Noise", Third Edition, McGraw-Hill International Student Edition, 1985
- [Smi66] Warren J. Smith, "Modern Optical Engineering", McGraw-Hill, 1966
- [Smi78] D. R. Smith, I. Garret, "A Simplified Approach to Digital Optical Receiver Design", Optical Quantum Electronics, Vol. 10, 1978
- [Smy93] P. 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

Bibliografia

- [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 23-26, 1995
- [SPW] SPW - Signal Processing WorkSystem is a registered trademark of the Alta Group of Cadence Design Systems, Inc.
- [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
- [Tau86] Herbert Taub and Donald L. Schilling, Principles of Communication Systems, McGraw-Hill International Editions, Second Edition, 1986
- [Tav95] António M. R. Tavares, Adriano J. C. Moreira, Cipriano R. A. T. Lomba, Luis M. V. Moreira, Rui J. M. T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Experimental Results of a 1 Mbps IR Transceiver for Indoor Wireless Local Area Networks", 5th International Conference on Advances in Communications & Control, COMCON V, Crete, Greece, 26-30 June 1995
- [Tav95b] António M. R. Tavares, Rui J. M. T. Valadas, A. M. de 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, 23-26 October 1995
- [Tay95] D Edgar Taylor, "The McGraw-Hill Internetworking Handbook", McGraw-Hill, 1995
- [Val90] Rui T. Valadas, Victor Sequeira, Cipriano Lomba, Adriano Moreira, A. M. de Oliveira Duarte, "System Aspects in Infrared Communications", in Report EUR 14932 EN, European Commission, WINS Wireless In-House Network Studies, ESPRIT project 5631, edited by A. M. de Oliveira Duarte and Gaspar Veiga
- [Val92] Rui T. Valadas, Adriano C. Moreira, A. M. de Oliveira Duarte, "Hybrid (Wireless Infrared / Coaxial) Ethernet Local Area Networks", Proceedings of the IEEE Conference on Wireless LAN Implementation, Dayton, Ohio, September 1992
- [Val94] Rui Tomaz Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Sectored Receivers for Indoor Wireless Optical Communication Systems", Proceedings of The Fifth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'94), The Hague, The Netherlands, September 1994
- [Val95] Rui T. Valadas, "Redes de Comunicações de Área Local Não-Cabladas por Raios Infravermelhos", Tese de Doutoramento, Universidade de Aveiro, Novembro 1995
- [Val96] Rui Valadas, Adriano Moreira, Carlos Oliveira, Luís Moreira, Cipriano Lomba, António Tavares, A. M. de Oliveira Duarte, "Experimental Results of a Pulse Position Modulation Infrared Transceiver", Proceedings of the Seventh IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'96), Taipei, Taiwan, October 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
- [Yun92] G. Yun, M. Kavehrad, "Spot-Diffusing and Fly-Eye Receivers for Indoor Infrared Wireless Communications", Proceedings of the IEEE International Conference on Selected Topics in Wireless Communications, Vancouver, BC, Canada, pp. 262-265, 1992

Apêndice 1 - Dispositivos utilizados na caracterização da iluminação artificial

Na caracterização do ruído e interferência produzidos pela iluminação ambiente (Capítulo 3), foi utilizado um receptor óptico construído para o efeito. Neste Apêndice é descrito esse receptor óptico. São igualmente apresentadas as características do fotodetector e do filtro óptico utilizados nas medições.

A1. O receptor óptico

A1.1. Diagrama esquemático

Na Figura A1-1 mostra-se o diagrama esquemático do receptor óptico utilizado na caracterização experimental da iluminação ambiente.

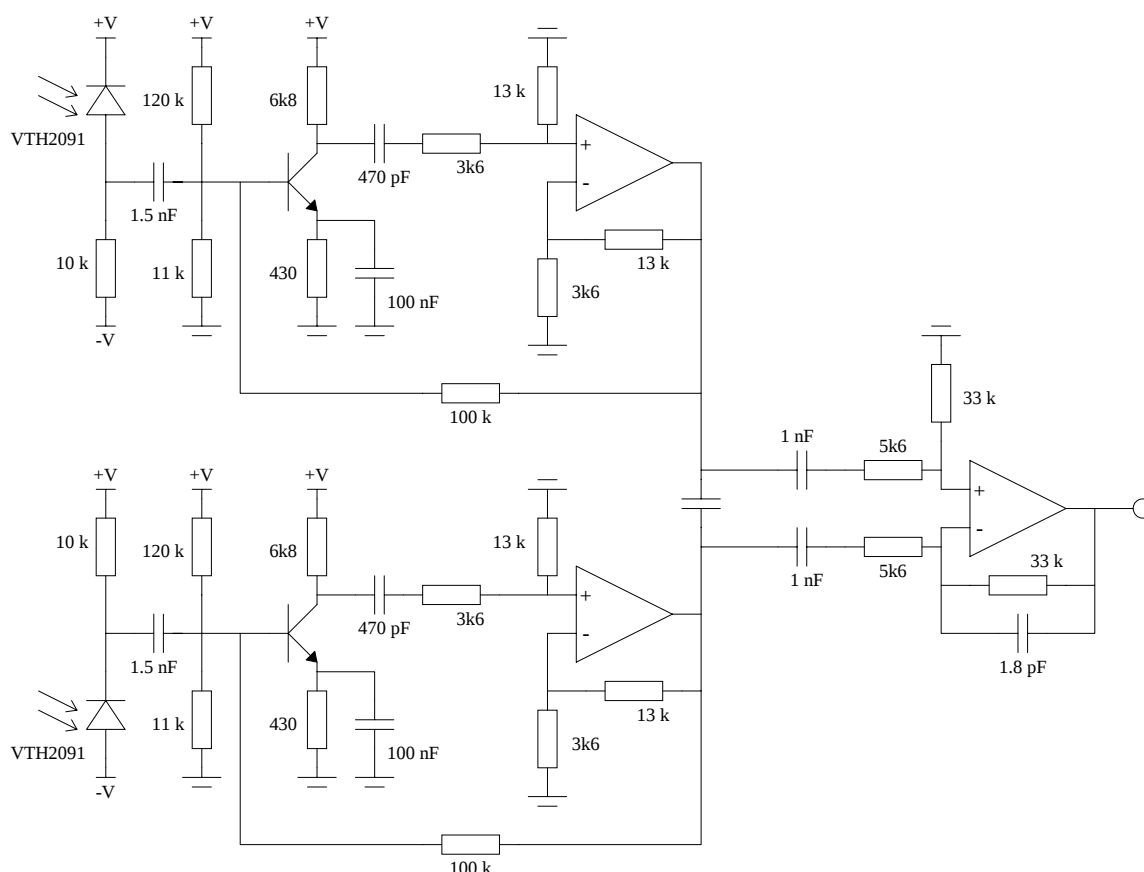
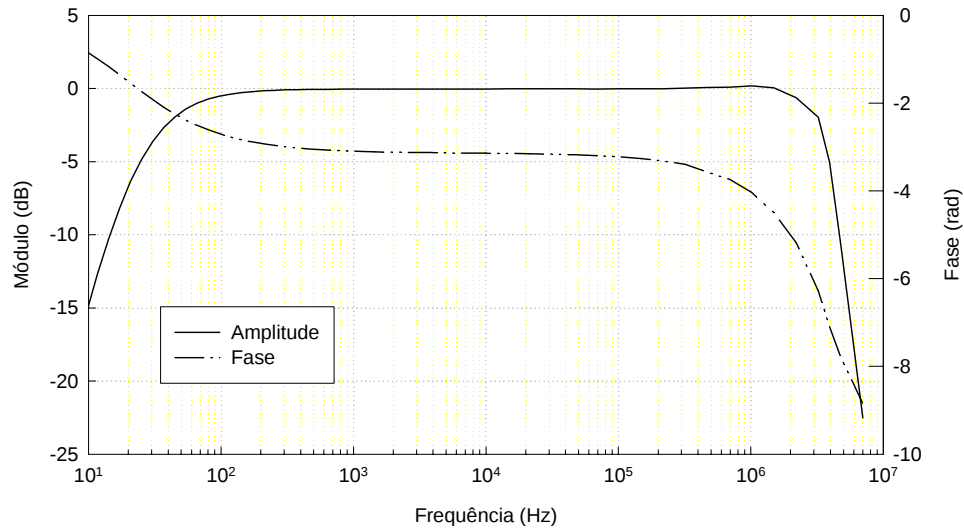


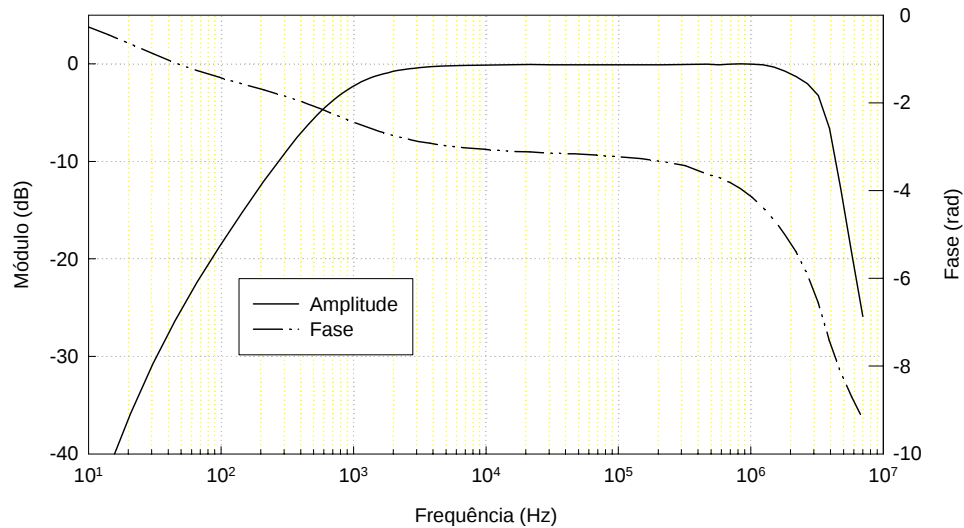
Figura A1-1. Diagrama esquemático do receptor óptico utilizado na caracterização da iluminação ambiente.

A1.2. Resposta em frequência

Nas Figuras seguintes está representada a resposta em frequência do receptor óptico referido anteriormente. Durante as medições foram utilizadas duas configurações diferentes, às quais correspondem respostas em frequência diferentes (ver Capítulo 3, secção 3.2.1).



a)



b)

Figura A1-2. Resposta em frequência do receptor óptico utilizado na medição da interferência produzida pela iluminação artificial: a) configuração inicial; b) configuração utilizada para atenuar as componentes de mais baixa frequência.

A2. O fotodetector

Nas medições do ruído e interferência produzidos pela iluminação ambiente foi utilizado um fotodetector de silício, sem filtro óptico incorporado. As suas características principais são apresentadas a seguir.

Fabricante: EG&G VATEC

Referência: VTH2091

Área activa: 0.85 cm^2

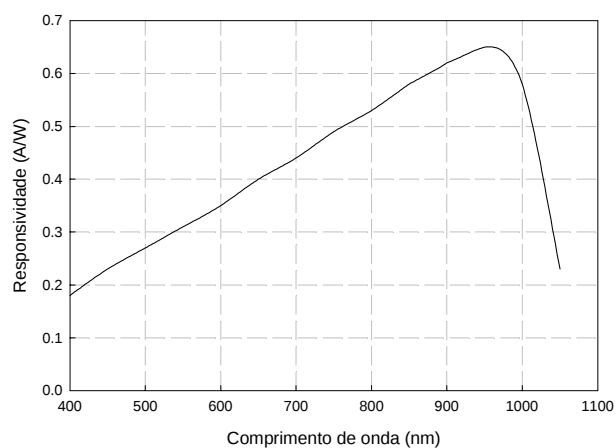


Figura A1-3. Curva de responsividade do fotodetector.

A3. O filtro óptico

A seguir são apresentadas as principais características do filtro óptico, passa-longo, utilizado nas medições do ruído e interferência produzidos pela iluminação ambiente.

Fabricante: Rolyn Optics

Referência: RG780

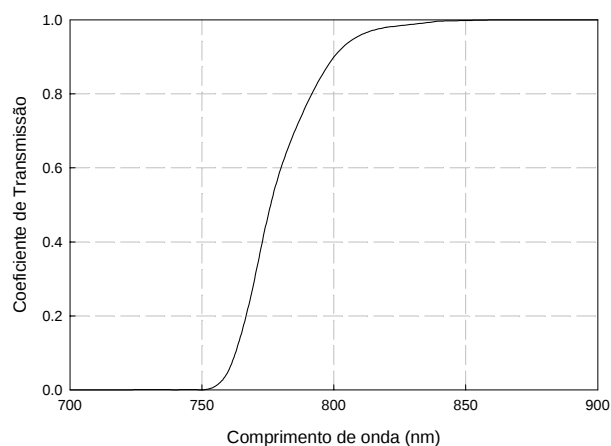


Figura A1-4. Transmitância do filtro óptico versus comprimento de onda.