



Universidade de Aveiro
2008

Departamento de Electrónica,
Telecomunicações e Informática

**António Jorge
Vieira Amador**

Distribuição de sinais UMTS sobre fibra óptica



**António Jorge
Vieira Amador**

Distribuição de sinais UMTS sobre fibra óptica

Tese de dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Mário José Neves de Lima, Professor Auxiliar Convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e do Dr. António Luís Jesus Teixeira, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

Dedico esta tese de mestrado aos meus pais.

o júri

presidente

Prof. Dr. José Rodrigues Ferreira da Rocha

Professor catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

vogais

Prof. Dr. Mário José Neves de Lima

Professor auxiliar convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. António Luís Jesus Teixeira

Professor auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. Henrique Manuel de Castro Faria Salgado

Professor associado do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

agradecimentos

Antes de mais gostaria de agradecer aos meus pais e ao meu irmão por todo o apoio que me deram durante os anos da minha formação académica. Sem eles não teria sido capaz. À minha namorada, Cristiana, agradeço todo o apoio e compreensão pelas muitas vezes em que o nosso tempo juntos ficou prejudicado. Ao Daniel Beato mando um grande abraço e um “obrigado colega”! Um agradecimento também para o André Brízido e o Carlos Almeida pela disponibilidade que demonstraram e pela ajuda que me deram. Por último, uma palavra muito especial ao meu orientador nesta tese de mestrado, professor Mário Lima, pelo esforço, disponibilidade e paciência demonstradas durante este ano na ajuda tantas vezes solicitada.

Obrigado a todos!

António Jorge Vieira Amador

palavras-chave

Radio sobre fibra, Rede óptica passiva, CDMA, WDM.

resumo

O principal objectivo deste trabalho passa por descrever, demonstrar e simular um novo conceito de sistema de comunicação opto-electrónico.

Este novo conceito de sistema de comunicação híbrido consiste em aplicar Code Division Multiple Access (CDMA) eléctrico num sistema Wavelength Division Multiplexing (WDM) óptico por forma a que a cada comprimento de onda seja atribuído um código ortogonal CDMA único antes da modulação do respectivo LASER. O objectivo desta abordagem é recuperar o canal de informação presente em cada comprimento de onda, depois de passar novamente para o domínio eléctrico num fotodiodo, sem a necessidade de utilizar filtros ópticos.

Neste trabalho é feita a descrição detalhada deste conceito e das suas possíveis limitações, por simulação de um sistema de comunicações óptico que utiliza o conceito de referido, concluindo-se acerca da sua viabilidade.

keywords

Radio over Fiber, Passive Optical Networks, CDMA, WDM.

Abstract

The purpose of this work is to describe and demonstrate a new concept of optoelectronic communications system.

This new concept of a hybrid communication system consists of applying electric Code Division Multiple Access (CDMA) on a system using optic Wavelength Division Multiplexing (WDM) so that each optical carrier wavelength has a unique orthogonal CDMA code after each LASER is modulated. The main goal of this approach is to recover the information in each optical carrier wavelength without the need of optical filters. This is possible because, after converting the signals from the optic domain back to the electric domain the information of a given channel can be recovered using its unique orthogonal CDMA code.

In this work, a detailed description of this new concept is made and its greatest limitations are asserted. Afterwards the system is simulated in order to confirm the concept's viability.



Índice

Índice de figuras.....	iv
Índice de equações.....	vi
Lista de acrónimos.....	ix
1 – Introdução.....	1
1.1 – Motivação.....	1
1.2 – Objectivos.....	2
1.3 – Estrutura da tese.....	2
2 – Comunicações ópticas.....	4
2.1 – LASERS.....	4
2.1.1 – Equações de taxa.....	5
2.1.2 – Efeitos nefastos em LASERS.....	7
2.2 – Fibra Óptica.....	8
2.2.1 – Atenuação.....	9
2.2.2 – Dispersão Cromática.....	11
2.2.3 – Refracção não-linear.....	15
2.2.4 – Equação de propagação na fibra.....	16
2.3 – Fotodíodo PIN.....	16
2.4 – Wavelength Division Multiplex (WDM).....	17
2.4.1 – Introdução.....	18
2.4.2 – Diafonia linear.....	18
2.4.3 – Diafonia não-linear.....	20
3 – Code Division Multiple Access (CDMA).....	24
3.1 – Introdução.....	24



3.2 – Espalhamento (Spreading)	24
3.3 – Channelisation Codes.....	25
3.4 – Code Division Multiple Access (CDMA) Eléctrico	26
3.4.1 – CDMA eléctrico com electrónica digital	28
3.4.2 – CDMA eléctrico com electrónica analógica	30
3.5 – Modulação QPSK.....	31
4 – Métodos de avaliação de desempenho	35
4.1 – CER vs EVM.....	35
4.2 – Chip Error Rate (CER).....	35
4.2.1 – Aproximação gaussiana	35
4.2.2 – Cálculo do factor de qualidade (Q).....	37
4.3 – Error Vector Magnitude (EVM)	41
5 – CDMA eléctrico sobre WDM	44
5.1 – Porquê CDMA eléctrico sobre WDM?	44
5.1.1 – Variações na portadora óptica central (Δf_0).....	44
5.1.2 – Componentes indesejadas resultantes das variações de f_0	46
5.1.3 – CDMA sobre WDM como solução.....	49
5.2 – Princípio de funcionamento do conceito CDMA sobre WDM.....	50
5.3 – Patente	53
5.3.1 – Pesquisa do estado da técnica.....	53
5.3.2 – Descrição do evento.....	56
5.3.3 – Reivindicações da invenção	59
5.3.4 – Justificação do pedido de patente	61
6 – Simulações e resultados.....	63
6.1 – Esquático de simulação.....	63
6.2 – Avaliação da influência do Chirp.....	63



António Jorge Vieira Amador
Distribuição de sinais UMTS sobre fibra óptica

6.3 – Avaliação da influência do comprimento de fibra	70
7 – Conclusões e contribuições	76
7.1 – Conclusões	76
7.2 – Contribuições	77
Bibliografia	78



Índice de figuras

Figura nº1 – Estrutura de um fibra óptica [1].....	8
Figura nº2 – Atenuação em função do comprimento de onda [1].	10
Figura nº3 – Evolução da curva da 2ª derivada de não-linearidade [1].	12
Figura nº4 – Evolução da curva que caracteriza a dispersão do guia [1].	13
Figura nº5 – Junção p-n num fotodíodo do tipo PIN	17
Figura nº6 – Bandas de frequência utilizadas em sistemas WDM.....	18
Figura nº7 – Diafonia intracanal em sistemas WDM.....	19
Figura nº8 – Diafonia intercanal em sistemas WDM.....	19
Figura nº9 – Árvore de códigos de espalhamento OVSF [3].....	26
Figura nº10 – Esquemático do emissor.	27
Figura nº11 – Esquemático do receptor.....	27
Figura nº12 – Esquemático do multiplicador digital [5].	28
Figura nº13 – Esquemático do gerador de códigos OVSF [6].....	29
Figura nº14 – Esquemático do Chip Rate Counter [6].	30
Figura nº15 – Esquema do gerador de códigos OVSF para 60Gbps [7].	31
Figura nº16 – Constelações de sinais QPSK [8].....	33
Figura nº17 – Modulador QPSK [8].....	33
Figura nº18 – Desmodulador QPSK [8].	34
Figura nº19 – Distribuição gaussiana [12].....	36
Figura nº20 – Gráfico da distribuição do sinal.....	37
Figura nº21 – Exemplo de um diagrama de olho para 4 utilizadores.....	38
Figura nº22 – EVM (Error Vector Magnitude) graficamente.....	41
Figura nº23 – Frequências parasitas devido a desvios nas f_0	46



Figura nº24 – Exemplo prático de duas portadoras ópticas com desvios.....	47
Figura nº25 – Sobreposição dentro e fora da banda respectivamente.	47
Figura nº26 – Diagrama de olho dentro e fora da banda respectivamente.....	48
Figura nº27 – Desalinhamento espectral dos Lasers.....	49
Figura nº28 – Esquemático Geral do sistema CDMA-WDM proposto.	51
Figura nº29 – Tratamento eléctrico antes do LASER.	58
Figura nº30 – Tratamento eléctrico após detecção no fotodíodo.....	59
Figura nº31 – Esquemático genérico de simulação.	63
Figura nº32 – Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 2 users.....	65
Figura nº33 – Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 3 users.....	66
Figura nº34 – Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 4 users.....	67
Figura nº35 – Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 5 users.....	68
Figura nº36 – Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 6 users.....	69
Figura nº37 – CER vs L num sistema CDMA sobre WDM com Chirp (1mW).....	71
Figura nº38 – CER vs L num sistema CDMA sobre WDM com Chirp (10mW).....	72
Figura nº39 – CER vs L num sistema CDMA sobre WDM sem Chirp (1mW).....	73
Figura nº40 – CER vs L num sistema CDMA sobre WDM sem Chirp (10mW).....	74



Índice de equações

Equação nº1 – Equações de taxa para um LASER maciço [2].	6
Equação nº2 – Ganho de emissão estimulada [2].	6
Equação nº3 – Potência Óptica emitida por cada face [2].	6
Equação nº4 – Variação da frequência angular (chirp).	7
Equação nº5 – Derivada da fase num LASER.	8
Equação nº6 – Atenuação em fibra óptica [2].	9
Equação nº7 – Dispersão cromática numa fibra óptica.	11
Equação nº8 – Dispersão material numa fibra óptica.	12
Equação nº9 – Dispersão do guia numa fibra óptica.	12
Equação nº10 – Aproximação para a curva da figura anterior [1].	14
Equação nº11 – Dispersão em termos de $d\beta/d\omega$ [1].	14
Equação nº12 – Desenvolvimento de $\beta(\omega)$ em série de Taylor [1].	14
Equação nº13 – Vector da polarização dieléctrica das moléculas [1].	15
Equação nº14 – Vector da polarização dieléctrica linear e não linear [1].	15
Equação nº15 – Vector da polarização dieléctrica não linear [1].	15
Equação nº16 – Índice de refração não linear [1].	16
Equação nº17 – Constante de fase de propagação [1].	16
Equação nº18 – Equação de propagação numa fibra [1].	16
Equação nº19 – Número máximo de canais num filtro óptico.	20
Equação nº20 – Modulação de fase num sistema WDM com M canais.	20
Equação nº21 – Variação do índice de refração com a potência óptica.	21
Equação nº22 – Variação da frequência instantânea de um sinal óptico.	21
Equação nº23 – Frequência da quarta onda criada pelo fenómeno FWM.	22



Equação nº24 – Ganho de processamento (SF) [4].	25
Equação nº25 – Portadora Modulada [8].	32
Equação nº26 – Valores possíveis para θ_i [8].	32
Equação nº27 – Outra forma possível da portadora modulada [8].	32
Equação nº28 – Valores possíveis para (a_i, b_i) e θ_i [8].	32
Equação nº29 – Probabilidade de erro [12].	36
Equação nº30 – Função densidade de probabilidade [12].	36
Equação nº31 – Número de níveis do sinal do diagrama de olho.	38
Equação nº32 – Frequências relativas dos níveis N_1 e N_2 .	39
Equação nº33– Probabilidade associada a Q_1 .	39
Equação nº34– Probabilidades associadas às transições entre N_1 e N_2 .	39
Equação nº35 – Probabilidade final associada a Q_1 .	40
Equação nº36 – Probabilidades associadas a todos os Q .	40
Equação nº37 – Probabilidades finais associadas a todos os Q .	40
Equação nº38 – Equação de cálculo do EVM.	42
Equação nº39 – Relação entre o EVM e o SNR de um sinal.	42
Equação nº40 – Ganho de codificação em dB.	43
Equação nº41 – Portadoras ópticas moduladas.	44
Equação nº42 – Efeito quadrador do fotodíodo.	45
Equação nº43 – Termo do sinal ao quadrado.	45
Equação nº44 – Termo do sinal ao quadrado simplificado.	45
Equação nº45 – Termo mais problemático do sinal no fotodíodo.	45
Equação nº46 – Termo mais problemático no fotodíodo simplificado.	46
Equação nº47 – Sinais modulados com portadoras eléctricas.	46
Equação nº48 – Termo do sinal ao quadrado simplificado e desenvolvido.	52



António Jorge Vieira Amador
Distribuição de sinais UMTS sobre fibra óptica

Equação nº49 – Sinal n modulado com portadora eléctrica.....	52
Equação nº50 – Sinal na banda base óptica.	52
Equação nº51 – Sinal na banda base óptica sem ω_{en}	53



Lista de acrónimos

3G	Third Generation
3GPP	Third Generation Partnership Project
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CER	Chip Error Rate
DBR	Distributed Bragg Reflector
DFB	Distributed Feedback
DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum
EVM	Error Vector Magnitude
FDD	Frequency Duplex Division
FH-SS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FM	Frequency Modulation
FSK	Frequency Shift Keying
IES	Interferência Entre Símbolos
INPI	Instituto Nacional de Propriedade Industrial
ITU	International Telecommunication Union
LED	Light Emitting Diode
MAC	Medium Access Control
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access
OSIP	Optical Simulator Platform
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PIN	Positive Intrinsic Negative
PON	Passive Optical Network
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RoF	Radio over Fiber
SF	Spreading Factor
SMF	Single Mode Fiber



António Jorge Vieira Amador
Distribuição de sinais UMTS sobre fibra óptica

SNR	Signal to Noise Ratio
TH-SS	Time Hopping Spread Spectrum
UMTS	Universal Mobile Telecommunications Service
USPTO	United States Patent Office



1 – Introdução

1.1 – Motivação

Com a crescente competitividade no mundo das telecomunicações torna-se imperioso prestar serviços e disponibilizar equipamentos que satisfaçam o cliente tendo sempre como objectivo a melhor solução ao menor custo possível. Muitas vezes isso é possível alterando apenas alguns pontos em soluções já existentes e implementadas.

Nos últimos anos temos assistido ao crescimento e consolidação das soluções no domínio óptico ao nível dos sistemas de telecomunicações como por exemplo os sistemas Wavelength Division Multiplexing (WDM). Nestes sistemas existem várias portadoras ópticas em comprimentos de onda diferentes a transportar informação no mesmo meio óptico. Neste tipo de sistemas são necessários filtros ópticos para seleccionar um dado canal e rejeitar os outros antes de a informação ser convertida do domínio óptico para o eléctrico num fotodíodo. Devido à resposta quadradora deste dispositivo, a não utilização de filtros ópticos, mesmo considerando a largura de banda eléctrica limitada dos foto-díodos, torna impossível a recuperação de um dado canal, a não ser que se utilize uma forma que possibilite a sobreposição dos sinais (associados a cada canal) após a detecção, sem que a informação se misture.

As propriedades de ortogonalidade do acesso ao meio denominado Code Division Multiple Access (CDMA) são suficientes, num meio eléctrico, para proteger a informação de um dado canal de informação permitindo a partilha do mesmo meio (na frequência e no tempo) entre vários canais de informação.

Daqui surge então a ideia de um novo conceito de sistema de comunicação que consiste em aplicar CDMA eléctrico num sistema WDM óptico. Assim, teremos o seguinte cenário possível: aplicar um código ortogonal único a cada canal de informação, que será modulado num LASER para passar para o domínio óptico e, sem a necessidade de utilização de filtros ópticos, receber o sinal WDM no fotodíodo. Após a conversão para o meio eléctrico as



propriedades de ortogonalidade do CDMA serão suficientes por forma a separar cada canal desejado aplicando uma descodificação com o respectivo código CDMA único.

A grande vantagem deste conceito é sem dúvida a possibilidade de prescindir dos filtros ópticos na recuperação dos sinais originais evitando assim problemas associados à filtragem óptica, e aumentando a flexibilidade e transparência do sistema.

1.2 – Objectivos

- Estudo da possibilidade de transmissão de sinais rádio sobre fibra óptica com fontes ópticas baratas (LASER modulado directamente);
- Estudo da possibilidade de utilização de CDMA eléctrico em sistemas WDM ópticos com o objectivo de redução de custos e aumento da flexibilidade neste tipo de sistemas através da eliminação da necessidade de utilização de filtros ópticos;
- Estudo do estado da arte relativo ao conceito CDMA eléctrico sobre WDM óptico e registo da respectiva patente.

1.3 – Estrutura da tese

O presente documento está dividido em 7 secções das quais é feita uma breve descrição a seguir.

Na primeira secção é feita uma introdução deste trabalho.

Na segunda secção são abordados alguns conceitos teóricos sobre componentes ópticos e sistemas de comunicação WDM.

A terceira secção tem uma breve explicação da teoria do CDMA eléctrico como utilizado em comunicações 3G.

Na quarta secção são apresentados os métodos de avaliação de desempenho Chip Error Rate (CER) e Error Vector Magnitude (EVM).



António Jorge Vieira Amador
Distribuição de sinais UMTS sobre fibra óptica

A quinta secção apresenta o conceito CDMA eléctrico sobre WDM óptico na teoria incluindo o trabalho elaborado para a patente deste conceito.

Na sexta secção são apresentadas as simulações efectuadas para provar o funcionamento do conceito CDMA eléctrico sobre WDM óptico e os respectivos resultados obtidos.

Por fim, na sétima secção são tiradas as conclusões sobre o trabalho efectuado e são listadas as contribuições.



2 – Comunicações ópticas

2.1 – LASERS

Estas fontes luminosas são as mais utilizadas em sistemas de comunicação ópticos devido à sua pequena largura espectral e elevado desempenho. De facto, o uso de outras fontes luminosas tais como díodos emissores de luz (LED) apenas se justifica em sistemas que não exigem um desempenho elevado. Isto porque os LEDs fornecem baixa potência de saída, têm elevada largura espectral e velocidades de modulação limitadas o que leva a que sejam utilizados em sistemas de comunicações ópticos com baixa largura de banda e a curtas distâncias [1].

O princípio de funcionamento dos LASERS implica três passos: amplificação, realimentação e selecção de frequência. A amplificação é conseguida na região activa (com ganho óptico) do LASER que consiste numa cavidade de Fabry-Perot. Nesta região domina a emissão estimulada (condição necessária para haver ganho óptico) que é proporcionada pela inversão da população de portadores [1]. A cavidade de Fabry-Perot é limitada longitudinalmente por duas faces com uma certa reflectividade oferecendo condições para a existência de um número finito de modos ópticos caracterizados por frequências discretas separadas de um certo valor. Uma vez que as faces da cavidade apresentam a mesma reflectividade para todos os modos a única discriminação entre estes provém do espectro do ganho óptico da região activa. Se a largura deste espectro for muito superior ao espaçamento entre modos longitudinais aparecerão vários modos secundários com energias distintas dando origem aos LASERS multimodo [2].

A selecção de apenas um modo longitudinal requer a introdução dos segundo e terceiro passos do princípio de funcionamento de um LASER: realimentação com selecção de frequência. Os LASERS mais comuns a utilizar esta técnica são os com realimentação distribuída (DFB) e os com reflector de Bragg distribuído (DBR). Em ambos os casos anteriores é utilizada a técnica de



realimentação distribuída existindo ainda uma outra técnica para obter LASERS de frequência única que utiliza cavidades acopladas [1]. No entanto esta técnica não será abordada neste trabalho.

A técnica de realimentação distribuída consiste em fazer variar periodicamente a espessura de uma das camadas do LASER, o que produz uma variação periódica no índice de refração e provoca uma realimentação distribuída pelo efeito de espalhamento de Bragg para trás acoplando duas ondas contra-propagantes. A diferença entre DFB e DBR é que nos primeiros a rugosidade aparece ao longo de toda a zona activa, enquanto nos segundos aparece apenas nas extremidades, onde já não existe injeção de portadores (zonas passivas) [2].

Existem dois tipos de LASERS semicondutores: os maciços (bulk) e os com poços quânticos (quantum wells). Neste trabalho apenas serão estudados os primeiros uma vez que este será o modelo utilizado para o simulador.

2.1.1 – Equações de taxa

Existem dois métodos para descrever o comportamento de um LASER deste tipo, um baseado na mecânica clássica e outro baseado na mecânica quântica. O primeiro simplifica bastante a análise enquanto o segundo têm como ponto de partida as equações de Maxwell. No entanto, a forma de análise mais utilizada é a semi-clássica onde se faz uma aproximação baseada na mecânica clássica, entrando em conta com os ruídos provenientes da natureza aleatória da emissão espontânea no fase final da derivação. Isto é feito inserindo fontes de ruído nas equações de estado que governam o LASER. Esta abordagem resulta num sistema de três equações diferenciais não-lineares, designadas por equações de taxa, que definem a evolução da potência óptica no modo do LASER, da fase do respectivo campo electromagnético e do número de portadores [2]:



$$\begin{aligned}\frac{dN(t)}{dt} &= \frac{I(t)}{qV_a} - g(t)S(t) - \frac{N(t)}{\tau_n} + f_n(t) \\ \frac{dS(t)}{dt} &= \Gamma g(t)S(t) - \frac{S(t)}{\tau_p} - \frac{\Gamma\beta_s N(t)}{\tau_n} + f_s(t) \\ \frac{d\phi(t)}{dt} &= \frac{\alpha_H}{2} \Gamma g_0 [N(t) - N_t] + f_\phi(t)\end{aligned}$$

Equação nº1 – Equações de taxa para um LASER maciço [2].

Nestas equações, as funções $S(t)$ e $N(t)$ são as densidades de fótons e portadores, respectivamente, $\Phi(t)$ é a fase do campo eléctrico, $I(t)$ a corrente de injeção e $g(t)$ o ganho de emissão estimulada. Entre as constantes, g_0 é a constante de declive de $g(t)$, τ_p e τ_n são os tempos de vida dos fótons e dos portadores, respectivamente, Γ é o factor de confinamento do modo e β_s é o factor de emissão espontânea. A carga do electrão é representada por q , V_a é o volume da zona activa, α_H é o factor de alargamento da largura de linha e N_t a densidade de portadores na transparência. Por fim, $f_s(t)$, $f_n(t)$ e $f_\phi(t)$ são as forças de Langevin inseridas para ter em conta as flutuações provenientes da emissão espontânea e da natureza discreta na geração e recombinação de portadores, que acabam por representar fontes de ruído branco com média nula [2].

O ganho de emissão estimulada têm a seguinte forma, onde ϵ é factor de compressão de ganho:

$$g(t) = g_0 \frac{N(t) - N_t}{1 + \epsilon S(t)}$$

Equação nº2 – Ganho de emissão estimulada [2].

A potência óptica emitida por cada face é proporcional a $S(t)$:

$$P(t) = \frac{V_a \eta h \nu}{\Gamma \tau_p} S(t)$$

Equação nº3 – Potência Óptica emitida por cada face [2].



Este trabalho não têm como objectivo o estudo aprofundado das características do LASER monomodo pelo que as equações acima mencionadas serão simplificadas bem como serão feitas algumas aproximações por forma a tornar a implementação do modelo do LASER no simulador OSIP mais fácil de fazer.

2.1.2 – Efeitos nefastos em LASERS

A – Ruído de emissão espontânea

A principal fonte de ruído (e portanto uma fonte de não idealidade) em LASERS esta relacionada com a emissão espontânea. Cada fotão emitido espontaneamente adiciona uma pequena componente, com fase aleatória, ao campo coerente da emissão estimulada, provocando variações de fase e amplitude [1]. A este ruído está associado o parâmetro β_s que é o factor de emissão espontânea do LASER.

B – Chirp

Quando temos modulação directa, além do ruído de fase associado à emissão espontânea, aparece o chirp. Este ruído introduz uma indesejável variação da frequência emitida ao longo do tempo que acompanha a modulação em amplitude [1]. Esta variação acontece pois ao variar a densidade de portadores aparecem ligeiras variações do índice de refração que induz variação da frequência angular. Esta variação está relacionada com a derivada da fase do LASER pelo que temos:

$$\delta\omega(t) = -\frac{d\phi(t)}{dt}$$

Equação nº4 – Variação da frequência angular (chirp).

Quando utilizamos LASERS semicondutores de modo único (DFB) o factor de alargamento da largura de linha (α_H) é relativamente elevado, aumentando assim a largura espectral associada pelo que aumenta também a



variação da frequência emitida uma vez que a derivada da fase é directamente proporcional a α_H , como se pode ver na expressão seguinte [1]:

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{\alpha_H}{2} \Gamma g_0 [N(t) - N_t]$$

Equação nº5 – Derivada da fase num LASER.

Uma estratégia para reduzir o chirp passa por criar estruturas com α_H baixo. Outra forma é recorrer a LASERs de poço ou ponto quânticos [1].

Este será o principal factor limitativo na transmissão de informação com modulação directa.

2.2 – Fibra Óptica

A fibra óptica têm uma geometria cilíndrica e é constituída por um material (geralmente sílica) com um dado índice de refração no núcleo e um revestimento , a bainha, com índice de refração ligeiramente inferior:

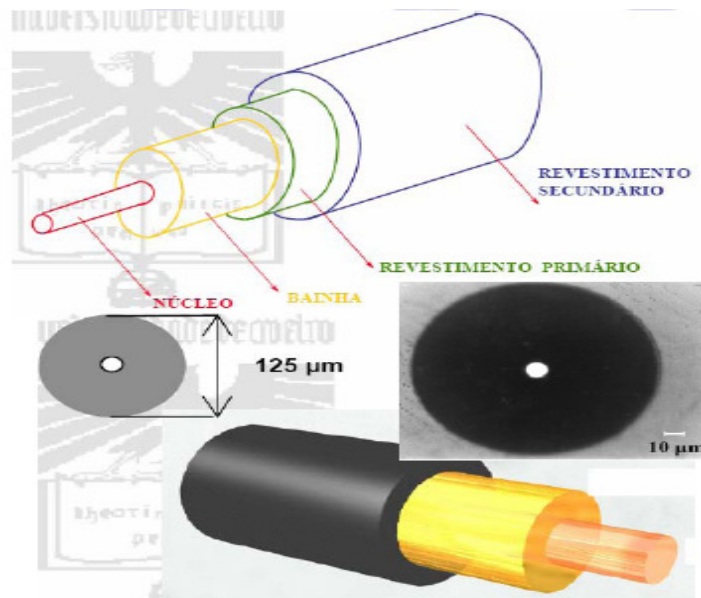


Figura nº1 – Estrutura de um fibra óptica [1].



Este é um componente chave em qualquer sistema de comunicações ópticas uma vez que o seu comportamento irá limitar o desempenho do sistema principalmente ao nível da distância de propagação. Existem dois tipos de fibras ópticas: as monomodo e as multimodo. A fibra óptica monomodo é a mais utilizada pois permite a propagação de apenas um modo óptico pelo que não haverá dispersão intermodal. Para haver apenas um modo em propagação na fibra, o diâmetro do núcleo terá que ser suficientemente pequeno [2].

Nesta secção serão analisadas as principais características das fibras monomodo uma vez que são estas as mais utilizadas em sistemas de comunicação óptica devido ao seu melhor desempenho.

As fibras ópticas também podem ser classificadas quanto à variação do índice de refração entre o núcleo e a bainha. Estas podem ser de índice degrau ou índice gradual. Neste trabalho apenas nos interessam as fibras monomodo índice degrau pois as fibras índice gradual servem para reduzir os efeitos da dispersão intermodal

2.2.1 – Atenuação

A atenuação que um sinal óptico sofre ao propagar-se numa fibra óptica é dos efeitos mais limitativos para o projecto de sistemas de comunicações ópticos. O decaimento da potência óptica segue uma lei exponencial com a distância de propagação. Assim ao injectarmos um sinal com potência óptica P_0 , numa fibra com comprimento L , teremos à saída:

$$P_L = P_0 \exp(-\alpha L)$$

Equação nº6 – Atenuação em fibra óptica [2].

onde α é a constante de atenuação, normalmente expressa em dB/Km. Existem várias fontes que contribuem para a atenuação verificada nas fibras, entre elas perdas por absorção, difusão e radiação [2]. A figura seguinte mostra a evolução da atenuação com o comprimento de onda:

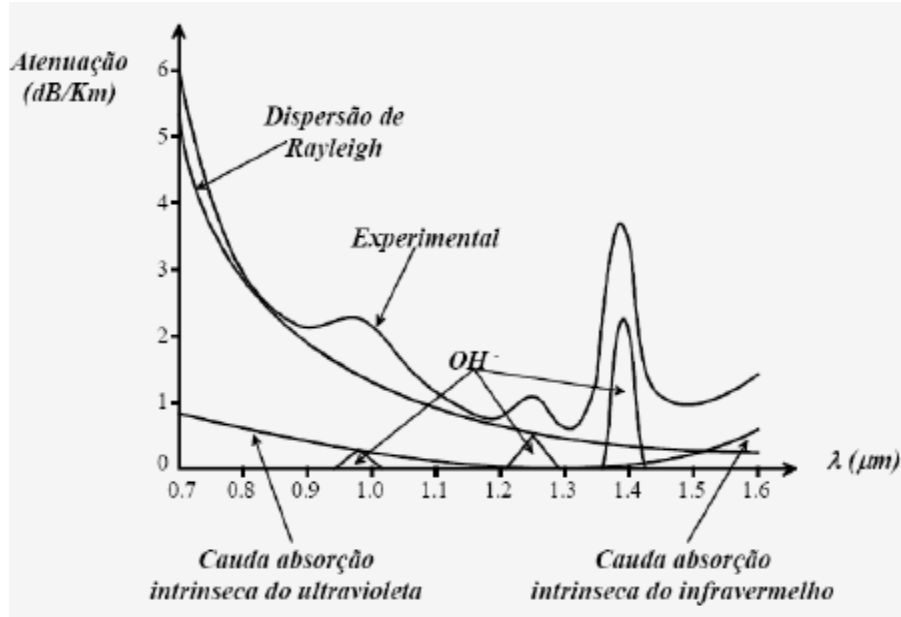


Figura nº2 – Atenuação em função do comprimento de onda [1].

As perdas por absorção podem ser extrínsecas ou intrínsecas. As primeiras são devido às características do material utilizado, neste caso a sílica. Mesmo considerando um material homogéneo sem flutuações do índice de refração e sem impurezas temos absorção intrínseca da sílica. Este facto define o limite fundamental para a absorção numa fibra óptica uma vez que não é possível eliminar este fenómeno [2].

As perdas por absorção extrínseca aparecem devido à existência de impurezas na fibra, principalmente devido ao seu processo de fabrico. Estas impurezas, são responsáveis pelo máximo relativo da atenuação na vizinhança dos 1.4 μm como podemos ver na figura nº2. Este máximo relativo separa as duas regiões mais atractivas para as comunicações ópticas (1.3 e 1.55 μm) uma vez que é aqui que se verificam os valores mais baixos de atenuação [2].

As perdas por difusão podem ser de Rayleigh, Brioullin e Raman. As primeiras aparecem devido às flutuações microscópicas (muito menores que λ) da densidade da sílica, logo do índice de refração, dando origem ao fenómeno da difusão de Rayleigh da luz. O factor de perdas é inversamente proporcional a λ^4 pelo que decresce rapidamente com o aumento do comprimento de onda como se pode ver na figura nº2 [1].



As perdas por difusão de Brioullin surgem quando a potência na fibra ultrapassa um dado limiar, o que acontece por volta do 1mW [1].

Por fim as perdas por difusão de Raman manifestam-se quando a potência na fibra ultrapassa um dado limiar, maior do que o limiar de Brioullin, por volta dos 500mW [1].

As perdas por radiação em fibras monomodo aparecem devido a duas razões: curvaturas nas fibras a nível macroscópico e micro-dobragens.

Apesar desta evolução da atenuação com o comprimento de onda, para efeitos de simulação, no modelo da fibra, a atenuação é considerada constante uma vez que estamos a trabalhar numa janela específica de transmissão por volta dos 1550nm.

2.2.2 – Dispersão Cromática

Neste capítulo será apresentado as principais características desta dispersão que também pode ser apelidada intramodal uma vez que ocorre com apenas um modo a propagar-se na fibra. Como não estudaremos as fibras multimodo neste trabalho, também não falaremos da dispersão intermodal, ou seja, entre vários modos a propagarem-se na fibra.

A dispersão cromática tem tipicamente duas componentes, a dispersão material, D_m , e a dispersão do guia, D_w . Assim temos:

$$D_{cro} = D_m + D_w = -\frac{\lambda_0}{c} \frac{d^2 n_1}{d\lambda_0^2} - \frac{n_1 \Delta}{c \lambda_0} V \frac{d^2 (bV)}{dV^2}$$

Equação nº7 – Dispersão cromática numa fibra óptica.

A – Dispersão do material

A expressão desta dispersão, que foi obtida para um meio ilimitado logo nada tem a ver com a configuração do guia, tem a seguinte forma:

$$D_m = -\frac{\lambda_0}{c} \frac{d^2 n_1}{d\lambda_0^2}$$



Equação nº8 – Dispersão material numa fibra óptica.

Esta expressão segue a evolução da curva da 2ª derivada de não-linearidade:

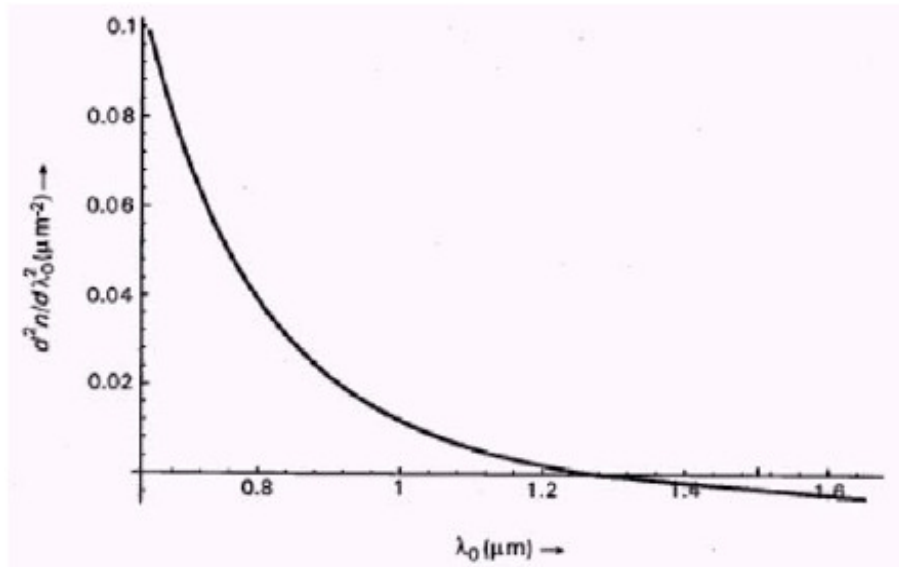


Figura nº3 – Evolução da curva da 2ª derivada de não-linearidade [1].

Analisando a figura acima pode-se ver que com o aumento do comprimento de onda utilizado, a dispersão material diminui drasticamente. Por volta dos 1300nm existe um nulo para a dispersão material. Esta janela foi bastante utilizada por ter a dispersão do material a zero mas acabou posta de lado uma vez que aumentava o efeito da dispersão dos modos de polarização.

B – Dispersão do guia

Por sua vez, a dispersão do guia está intimamente ligada à estrutura da fibra e a sua expressão assume a seguinte forma:

$$D_w = -\frac{n_1 \Delta}{c \lambda_0} V \frac{d^2(bV)}{dV^2}$$

Equação nº9 – Dispersão do guia numa fibra óptica.



Como se pode constatar, esta dispersão tem duas partes distintas. Uma que é uma constante e a outra em que segue a evolução da seguinte curva (para o modo fundamental LP_{01}):

$$V \frac{d^2(bV)}{dV^2}$$

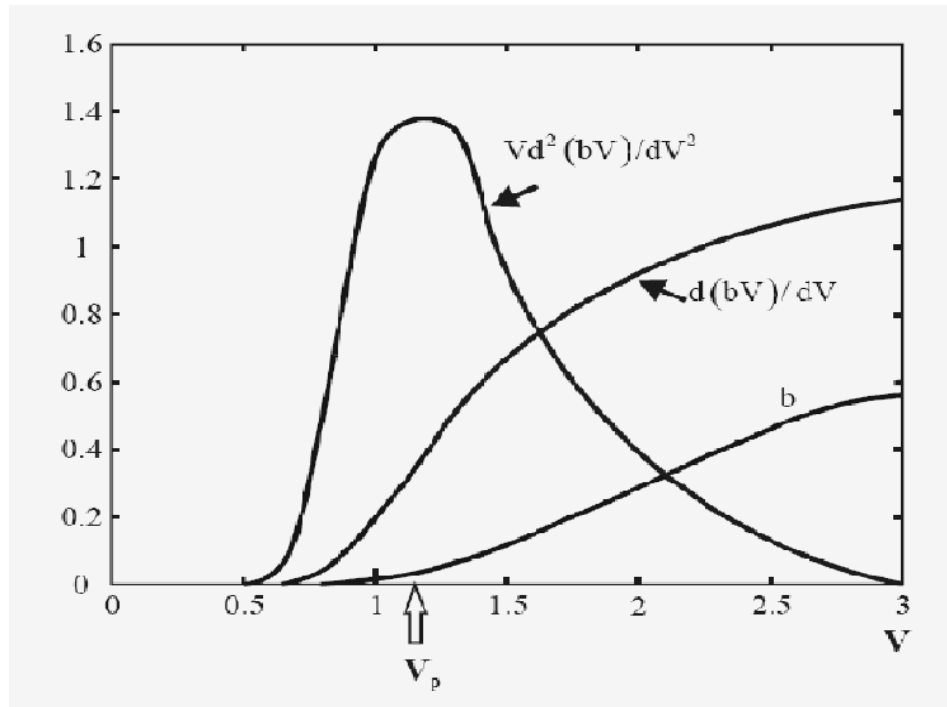


Figura nº4 – Evolução da curva que caracteriza a dispersão do guia [1].

Da evolução da curva da figura acima pode-se concluir que, tanto para um valor de V elevado como para V a tender para zero, a dispersão do guia tenderá para zero. Isto deve-se ao facto de a dispersão do guia provir da distribuição de energia do modo fundamental entre o núcleo e a baínha, que passa a estar mais contida no núcleo para o caso do V elevado e mais contida na baínha para valores de V a tender para zero. Quando temos o caso intermédio, isto é, V a aumentar lentamente a partir de zero, tem-se então valores da dispersão do guia diferentes de zero uma vez que a energia do modo fundamental se distribui pelo núcleo e pela baínha.



É usual, para valores típicos de fibras monomodo, a utilização da seguinte aproximação obtida através da resolução da equação transcendente do modo fundamental:

$$\frac{d^2(bV)}{dV^2} \approx 0,08 + 0,549(2,834 - V)^2$$

Equação nº10 – Aproximação para a curva da figura anterior [1].

Alternativamente à descrição anterior, a dispersão cromática pode ser descrita em termos da derivada de β em relação a ω [1]:

$$D \left[\frac{\delta}{\delta \lambda_0} \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right) \right]_{\lambda_0=\lambda_c} = - \frac{2\pi c}{\lambda_c} \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Big|_{\omega=\omega_c} = - \frac{2\pi c}{\lambda_c} \beta_2$$

Equação nº11 – Dispersão em termos de $d\beta/d\omega$ [1].

em que β_2 é o coeficiente de segunda ordem do desenvolvimento de $\beta(\omega)$ em série de Taylor (em torno de ω_c):

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_c) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_c)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_c)^3 + \dots, \beta_m = \frac{d^m\beta}{d\omega^m} \Big|_{\omega=\omega_c}$$

Equação nº12 – Desenvolvimento de $\beta(\omega)$ em série de Taylor [1].

Estes coeficientes têm cada um o seu significado. Assim, β_0 é a constante de fase da portadora ($\beta(\omega)$ para $\omega=\omega_c$), β_1 é o inverso da velocidade de grupo ($d\beta(\omega)/d\omega$ para $\omega=\omega_c$) e os termos de ordem superior em β_2 e β_3 são responsáveis pela dispersão. O termo em β_2 é o responsável pela dispersão cromática enquanto β_3 é denominado coeficiente de dispersão de segunda ordem e é significativo apenas para comprimentos de onda próximos dos 1300nm, onde a dispersão crómatica é nula [1].

Os termos de ordem superior a β_3 não são significativos pelo que apenas β_2 e β_3 são considerados no modelo da fibra utilizado.



2.2.3 – Refracção não-linear

Considerando a polarização dieléctrica de um meio não linear, aplicando um campo eléctrico a um material, como por exemplo a sílica, os electrões e os núcleos das suas moléculas estarão sujeitos a forças opostas, o que provoca a polarização das moléculas. Esta polarização é descrita pelo seguinte vector, que depende das propriedades do material em questão e do campo eléctrico aplicado [1]:

$$Pol_L(r,t) = \epsilon_0 \int_{-\infty}^t \chi^{(1)}(r,t-t')E(r,t')dt'$$

Equação nº13 – Vector da polarização dieléctrica das moléculas [1].

onde $\chi^{(1)}$ é a susceptibilidade linear do meio.

O maior problema surge quando a potência na fibra é demasiado elevada, pelo que é necessário considerar outros termos na expressão da polarização dieléctrica [1]:

$$Pol(r,t) = Pol_L(r,t) + Pol_{NL}(r,t)$$

Equação nº14 – Vector da polarização dieléctrica linear e não linear [1].

onde o termo não linear assume a seguinte forma:

$$Pol_{NL}(r,t) = \epsilon_0 \chi^{(3)} E^3(r,t)$$

Equação nº15 – Vector da polarização dieléctrica não linear [1].

em que $\chi^{(3)}$ é a susceptibilidade não linear de terceira ordem do meio.

A consequência deste comportamento não linear da polarização dieléctrica é o índice de refração assumir também um comportamento não linear expresso na seguinte equação [1]:



$$n' = n + n_2 \frac{P}{A_{eff}}$$

Equação nº16 – Índice de refração não linear [1].

onde n é o índice de refração, n_2 o coeficiente do índice não linear, P a potência óptica e A_{eff} a área efectiva do modo. Deste modo, variações na potência, provocam variações no índice de refração que alteram a constante de fase de propagação, como se pode ver na equação [1]:

$$\beta'(\omega, P) = \beta(\omega) + \frac{2\pi n_2}{\lambda_0 A_{eff}} P = \beta(\omega) + \lambda P$$

Equação nº17 – Constante de fase de propagação [1].

2.2.4 – Equação de propagação na fibra

Considerando todos os efeitos anteriores pode-se estabelecer uma equação que descreve a propagação na fibra englobando-os todos. Essa expressão toma a seguinte forma:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} + \frac{\alpha}{2} A = i\gamma |A|^2 A$$

Equação nº18 – Equação de propagação numa fibra [1].

Assim, esta expressão engloba a atenuação, α , a dispersão cromática (em termos de β_2), efeitos dispersivos de segunda ordem (β_3), e efeitos relacionados com a refração não linear [1].

2.3 – Fotodíodo PIN

Um fotodíodo é um fotodetector que converte um sinal óptico (P_{opt}) em corrente eléctrica (I). É feito de material semiconductor e o mais utilizado em sistemas de comunicação ópticos é o fotodíodo PIN. Estes utilizam uma junção p-n inversamente polarizada com uma região intrínseca entre os



semicondutores p e n. Devido à presença desta região, as tensões de polarização inversas para alargamento da região de campo elevado (região de depleção) não têm que ser tão elevadas como no caso em que não existe um material intrínseco entre os semicondutores do tipo n e p. Desta forma ter-se-á uma região de depleção maior com a presença do material intrínseco para as mesmas tensões de polarização inversas [1]:

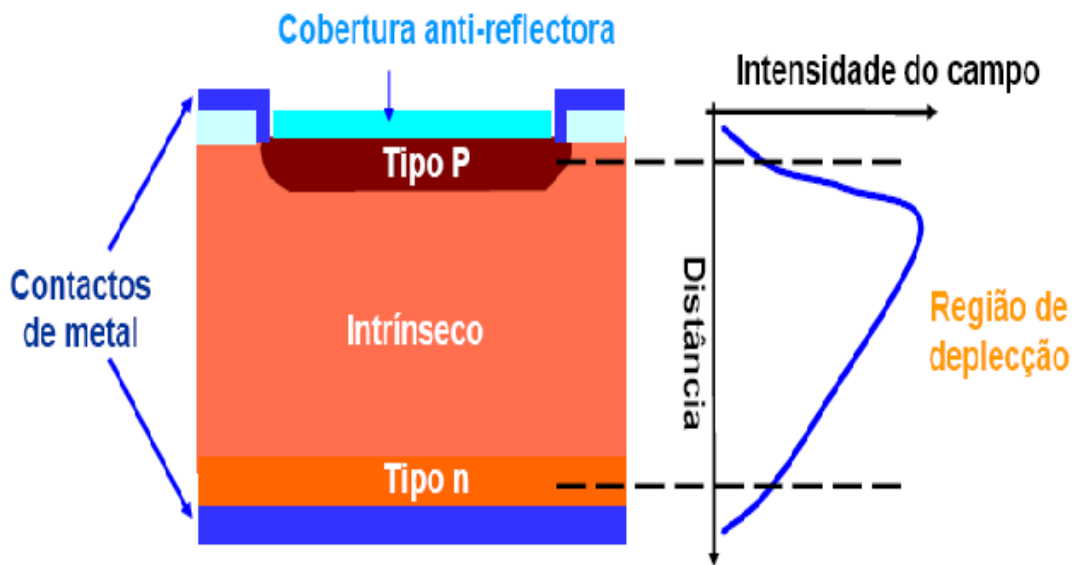


Figura nº5 – Junção p-n num fotodíodo do tipo PIN .

Com o aumento da região de depleção, a capacidade da junção diminui, pelo que a largura de banda aumenta. Este é também o modelo utilizado no simulador.

A principal limitação deste componente será o facto de ter um comportamento quadrador. Assim, teremos à saída uma corrente directamente proporcional à potência óptica, que por sua vez será directamente proporcional ao quadrado do campo eléctrico. O estudo deste efeito será mais aprofundado mais adiante com exemplos. De referir também que apesar de a largura de banda dos PIN ser mais elevada do que a de outros fotodetectores estes continuam a ser limitados em frequência.

2.4 – Wavelength Division Multiplex (WDM)



2.4.1 – Introdução

Esta tecnologia surgiu com a 4ª geração de sistemas de comunicação ópticos (por volta de 1990) e permitiu melhorar as capacidades em sistemas de comunicação ponto-a-ponto com o aumento do processamento óptico. Estes sistemas de comunicação ópticos utilizam, como o nome indica, a multiplexagem por comprimento de onda. Isto é, quando o meio óptico é partilhado a informação que cada canal de informação contém “viaja” num comprimento de onda diferente. Como forma de uniformizar este tipo de sistemas de comunicação ópticos, a ITU definiu uma gama de frequências (Δf) baseada na frequência de referência (f_{ref}), que se localiza a 193.1THz, com uma separação entre canais (δf) de 100GHz:

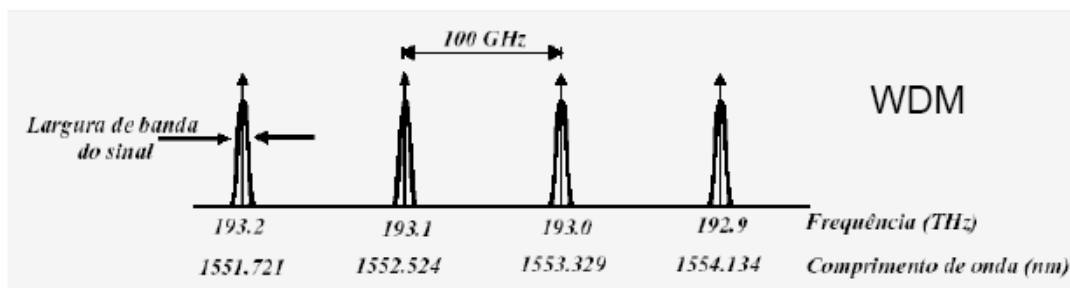


Figura nº6 – Bandas de frequência utilizadas em sistemas WDM.

Para além desta gama, a ITU, definiu também uma segunda gama em torno da frequência de referência anterior mas com uma separação de 50GHz tendo sido entretanto desenvolvidos equipamentos capazes de utilizar a mesma gama mas com 25GHz de espaçamento entre as portadoras ópticas. De seguida serão enumerados os principais efeitos que limitam o desempenho de um sistema WDM.

2.4.2 – Diafonia linear

A selecção de um canal é tipicamente feita com filtros ópticos que são bastante caros e pouco flexíveis. Alguns exemplos de filtros utilizados para este fim incluem os filtros de Fabry-Perot (FPF), filtros baseados no Interferómetro de Mach-



Zehender (MZI), filtros baseados em redes de Bragg (FBG), etc. No entanto os filtros ópticos não garantem uma separação de canais óptima uma vez separam um número limite de canais antes que a diafonia linear se torne prejudicial. Assim, a diafonia é a interferência provocada pelos outros canais presentes no meio que pode ser classificada de intracanal e intercanal:

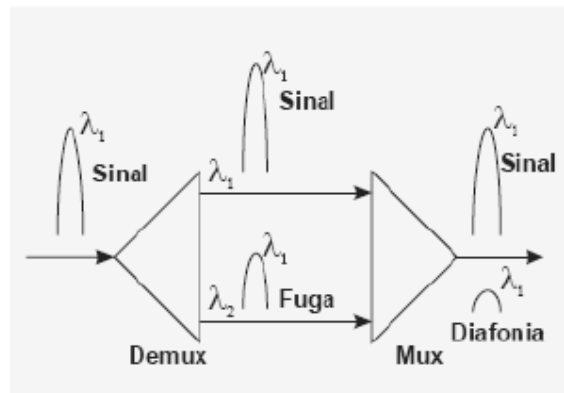


Figura nº7 – Diafonia intracanal em sistemas WDM.

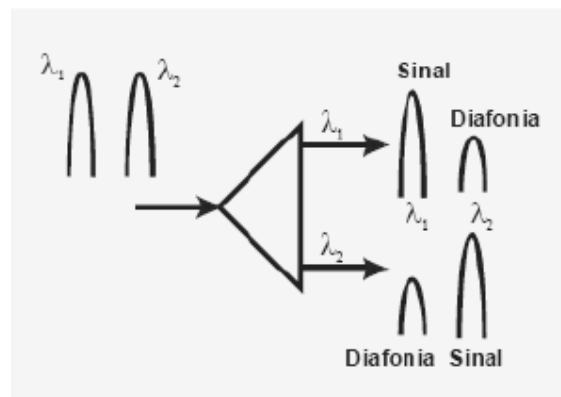


Figura nº8 – Diafonia intercanal em sistemas WDM.

Os filtros ópticos não rejeitam completamente os canais que se pretende eliminar pelo que a diafonia linear aumenta com a diminuição da separação entre canais nos sistemas WDM. O número de canais que é possível separar depende da gama de sintonia (Δf) e da função característica do filtro $T(f)$ que determina o espaçamento mínimo entre canais (δf) antes que a diafonia linear se torne prejudicial. O número de canais será dado então por:



$$N_{\max} = \frac{\Delta f}{\delta f}$$

Equação nº19 – Número máximo de canais num filtro óptico.

Desta forma a diafonia linear têm um grande impacto no número de canais máximo que é possível separar recorrendo a filtros ópticos e é mais prejudicial entre os canais adjacentes ao que pretendemos seleccionar.

2.4.3 – Diafonia não-linear

A diafonia não-linear têm duas fontes principais em sistemas de comunicações ópticos com multiplexagem por comprimento de onda: a modulação de fase (Phase Modulation) e a mistura de quatro ondas (Four Wave Mixing). Dentro da modulação de fase temos ainda duas origens diferentes: dentro do mesmo canal (Self Phase Modulation), ou seja, diafonia intracanal que é provocada por sinais indesejados presentes no mesmo comprimento de onda mas também entre canais (Cross Phase Modulation), ou seja, diafonia intercanal que é provocada por sinais em comprimentos de onda na vizinhança do canal.

Tanto as modulações de fase SPM e XPM como a FWM tem uma origem comum, que é a susceptibilidade não linear de 3ª ordem ($\chi^{(3)}$) e também o fenómeno de FWM pode induzir tanto diafonia intercanal como intracanal, como será mostrado mais adiante.

A – Phase Modulation

A diafonia introduzida por modulação de fase num sistema WDM com M canais, para o canal j, é dada pela seguinte equação (onde γ é um parâmetro não-linear, P é a potência de um canal e L é o comprimento da fibra):

$$\phi_j = \phi_{SPM} + \phi_{XPM} = \gamma L_{eff} P_j + \gamma L_{eff} 2 \sum_{m \neq j}^M P_m$$

Equação nº20 – Modulação de fase num sistema WDM com M canais.



Nesta equação podemos ver que a modulação de fase total, para o canal j , tem uma componente que depende da potência (P_j) dentro do canal em questão (Self Phase Modulation - SPM) e da potência (P_m) dos outros canais (Cross Phase Modulation - XPM). A equação mostra também que a XPM é duas vezes mais eficiente que a SPM para os mesmo níveis de potência. De notar que esta equação não teve em conta o efeito da dispersão cromática e também o facto de a XPM ser maior para espaçamentos entre canais mais reduzidos e diminuir para espaçamentos mais elevados.

Considerando o que foi dito anteriormente e como o índice de refração da fibra varia com a potência óptica que a atravessa, segundo a equação:

$$\eta' = \eta + \eta_2 \frac{P}{A_{eff}}$$

Equação nº21 – Variação do índice de refração com a potência óptica.

Onde η_2 é o coeficiente do índice não-linear, a variação da potência induz uma variação do índice de refração que vai por sua vez provocar uma variação da fase do próprio sinal. Isto leva a uma variação na frequência (chirp) do sinal uma vez que a frequência instantânea do sinal óptico é:

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$$

Equação nº22 – Variação da frequência instantânea de um sinal óptico.

Se num sistema real a dispersão cromática fosse nula, este chirp induzido pelas modulações de fase (SPM e XPM), não afectaria o desempenho do sistema. Como isto não se verifica em sistemas reais, um eventual alargamento do espectro devido ao chirp pode provocar o alargamento dos impulsos no domínio dos tempos aumento a IES (interferência entre símbolos) e consequente degradação do desempenho do sistema.

Algumas formas para combater a XPM é controlar a potência dos canais WDM ou então utilizar fibras com dispersão cromática baixa uma vez que o chirp



induzido pela XPM tem efeitos nefastos para o desempenho do sistema para valores não nulos desta. Contudo esta última solução aumenta o efeito de mistura de quatro ondas (FWM) como veremos a seguir.

Em sistemas WDM, utilizando single mode fiber (SMF) com os canais na vizinhança de 1550 nm (que será o caso das simulações desta tese) a variação provocada pela XPM cresce linearmente com o número de canais e é a principal limitação deste tipo de sistemas.

B – Four Wave Mixing (FWM)

Este fenómeno não linear não provoca uma modulação na fase do sinal com o tempo como os anteriores mas sim uma troca de energia entre os vários canais presentes na fibra, com a possível geração de novas frequências, como resultado do batimento dos diferentes canais.

Como o nome indica, este fenómeno aparece quando estão presentes três campos com frequências ópticas ω_1 , ω_2 e ω_3 na fibra óptica e devido ao efeito de $\chi^{(3)}$ é gerada uma quarta frequência ω_4 . Desta forma num sistema WDM com M canais, estes irão interagir 3 a 3 dando origem a N novas frequências que serão dadas pela equação:

$$\omega_{ijk} = \omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k$$

Equação nº23 – Frequência da quarta onda criada pelo fenómeno FWM.

Em contraste com SPM e XPM que se tornam mais relevantes para ritmos de transmissão superiores este fenómeno é independente do ritmo de transmissão e diminui com o aumento da dispersão cromática. No entanto tal como as modulações de fase este fenómeno aumenta com a diminuição de espaçamento entre os canais WDM.

Na equação anterior os termos $\omega_i + \omega_j + \omega_k$ são desprezáveis pois as novas frequências geradas estarão demasiado afastadas para conseguir adaptação de fase com as frequências originais condição necessária para haver transferência de potência entre canais vizinhos provocando perda de potência nos canais WDM originais e diafonia não linear. Tal como a modulação de fase, este fenómeno pode



induzir tanto diafonia não linear intercanal como intracanal. Quando temos sistemas WDM com espaçamentos entre canais uniformes, as novas frequências podem coincidir com as já existentes dando origem a diafonia intracanal. No caso de um sistema WDM com espaçamentos que não são uniformes a maior parte das novas frequências irão aparecer entre as já existentes podendo assim dar origem a diafonia intercanal. Em ambos os casos o desempenho do sistema degrada-se devido à perda de potência do canal sendo a pior das duas situações a que temos diafonia intracanal. De referir que nas simulações desta tese teremos um sistema WDM com espaçamentos uniformes.

Para combater o fenómeno FWM recorre-se, entre outras coisas, ao aumento do espaçamento entre canais diminuindo as condições para ocorrer adaptação de fase. No entanto esta solução aumenta a largura de banda total do sistema diminuindo a eficiência espectral. Outra forma de combater este fenómeno é a utilização de espaçamentos não uniformes entre canais diminuindo a diafonia intracanal ficando o maior impacto da FWM na redução da potência dos canais. No entanto esta solução não é muito prática pois os sistemas WDM mais utilizados tendem a ter espaçamentos uniformes entre canais.



3 – Code Division Multiple Access (CDMA)

3.1 – Introdução

As comunicações de terceira geração (3G) com imagens e vídeo necessitam de maior flexibilidade e capacidade por parte dos sistemas que as suportam bem como de maiores taxas de transmissão de dados. Daí o aparecimento da tecnologia CDMA. Especificada pela 3GPP com um projecto que prevê a uniformização das comunicações 3G entre a Europa, Japão, Coreia, E.U.A e China [3], esta tecnologia é de longe a mais adoptada como técnica de acesso ao meio de transporte dos dados para comunicações de terceira geração.

3.2 – Espalhamento (Spreading)

Como o próprio nome indica esta técnica de acesso ao meio (CDMA) permite um acesso múltiplo ao meio, que é conseguido através da consignação de uma sequência de código única a cada utilizador para codificar o sinal portador de informação. Com esta codificação é possível a transmissão dos dados de vários utilizadores ao mesmo tempo e utilizando a mesma banda espectral. Esta irá ser muito maior do que a dos sinais originais pelo que esta técnica só pode ser utilizada em situações na qual esteja disponível largura de banda suficiente. A potência do sinal é espalhada pelo espectro afectada de um valor denominado factor de espalhamento (SF). A relação entre a largura de banda de transmissão (B_t) e a largura de banda da informação (B_i) (que representa a informação a codificar) também pode ser designada de ganho de processamento (G_p):

$$G_p = \frac{B_t}{B_{i..1}}$$



Equação nº24 – Ganho de processamento (SF) [4].

Devido a este facto, esta técnica é também chamada de “modulação com espalhamento espectral” (spread spectrum) uma vez que o sinal codificado tem um “espectro espalhado” pelo que a técnica CDMA é muitas vezes apelidada de “técnica de acesso múltiplo por espalhamento espectral” [3]. Para que seja possível a recuperação da informação original, as palavras de código a utilizar deverão ser preferencialmente ortogonais entre si, uma vez que o receptor correlaciona o sinal recebido com uma réplica sincronizada das sequências codificadoras, mas também devem ser independentes da banda base do sinal a codificar. Esta condição diferencia esta técnica de outras formas de modulação como, por exemplo, a técnica FM.

Existem várias técnicas de espalhamento espectral como DS-SS, FH-SS e TH-SS [3]. A mais utilizada em comunicações 3G é a primeira pelo que sempre que falar-se de técnica de espalhamento espectral, neste documento, é esta a que nos referimos.

3.3 – Channelisation Codes

Os códigos de espalhamento (channelisation codes) utilizados pela UMTS para comunicações 3G são baseados na técnica OVSF. O uso de códigos OVSF permite alterar o factor de espalhamento (SF) mantendo a ortogonalidade entre códigos de espalhamento de tamanhos diferentes. Os códigos OVSF são construídos a partir de uma árvore como indica a figura nº9 (também são designados de sequências de códigos de Walsh-Hadamard) [3]:

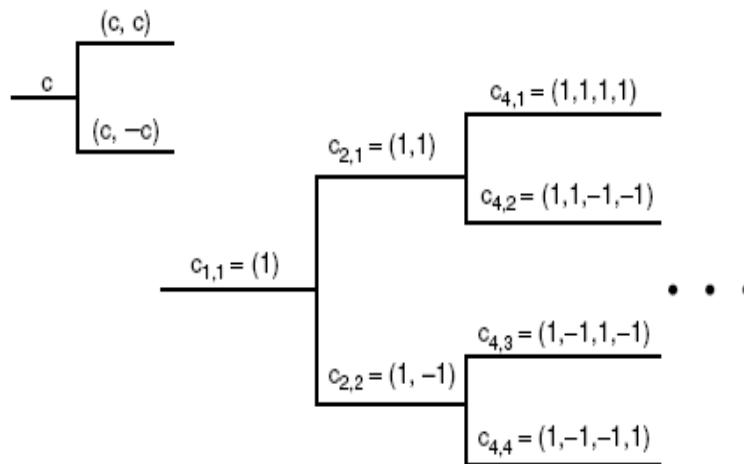


Figura nº9 – Árvore de códigos de espalhamento OVSF [3].

Pode-se constatar na Figura que para recuperar o sinal original, com $c(t)=\pm 1$ uma nova multiplicação por $c(t)$ remove a operação de espalhamento pois $c(t)^2=1$. É claro que para o processo funcionar, o receptor deve conhecer o sinal $c(t)$ e deve também estar sincronizado com o respectivo emissor.

As aplicações são várias para esta técnica como o já referido uso para implementar técnicas de acesso múltiplo mas existem outras aplicações. Comunicações militares utilizam técnicas de espalhamento do sinal de informação para “esconder” a informação que desejam manter secreta por trás de ruído uma vez que o espectro de um sinal espalhado se assemelha ao espectro de ruído branco.

A estas aplicações juntam-se as vantagens destes códigos de espalhamento:

- Maior protecção contra interferência de percurso múltiplo;
- Possibilidade de privacidade;
- Rejeição de interferência;
- Baixa probabilidade de intercepção.

3.4 – Code Division Multiple Access (CDMA) Eléctrico



Um sistema de MAC, composto por um misto de WDM óptico com CDMA a nível eléctrico necessita antes de mais, de um sistema CDMA eléctrico de alta velocidade (com capacidade de operar na ordem das dezenas de Gigachips/s).

Na descrição feita anteriormente sobre sistemas CDMA, foi explicado que o paradigma assenta na multiplexagem pelo código. Desta forma terão então de ser definidos dois módulos (um para envio e outro para recepção) que implementem no nível mais baixo do sistema o paradigma para cada canal de informação. Esses dois blocos, são descritos em seguida, enquanto função de acordo com o que foi dito anteriormente sobre scrambling e channelisation tendo em conta o paradigma de CDMA. O primeiro bloco tem como missão transformar a informação, num canal “ortogonal”:

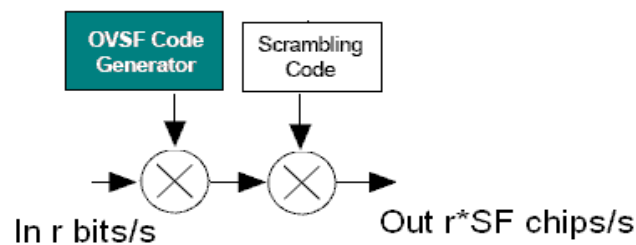


Figura nº10 – Esquemático do emissor.

Similarmente é necessário um bloco que implemente o complementar do bloco anterior, isto é, que transforme uma entrada “ortogonal”, numa saída com a informação:

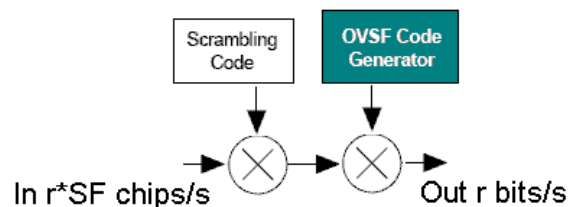


Figura nº11 – Esquemático do receptor.

Tendo em conta a arquitectura apresentada, e embora não seja objectivo primário deste ponto um estudo aprofundado da implementação a nível físico, em seguida é feito para uma breve análise das possibilidades de implementação a nível



das tecnologias disponíveis actualmente. Das inúmeras possibilidades existentes, sobressaem duas que serão alvo de uma análise mais aprofundada, pertencentes a dois cenários completamente distintos.

3.4.1 – CDMA eléctrico com electrónica digital

A primeira solução baseia-se numa aproximação com electrónica digital “tradicional”, isto é, utilizando portas lógicas, flip-flops e digital mixers. Tendo isto em linha de conta, facilmente se verifica, que a arquitectura definida anteriormente será de implementação “directa”. Teremos então de implementar essencialmente dois circuitos:

- Dois “digital mixers” que implementam os circuitos de multiplicação da informação pelo código OSVP e de baralhamento. Existem diversas opções para a sua implementação, uma dessas opções, baseia-se no circuito proposto por Justin Abbott *et al* num artigo publicado [5]:

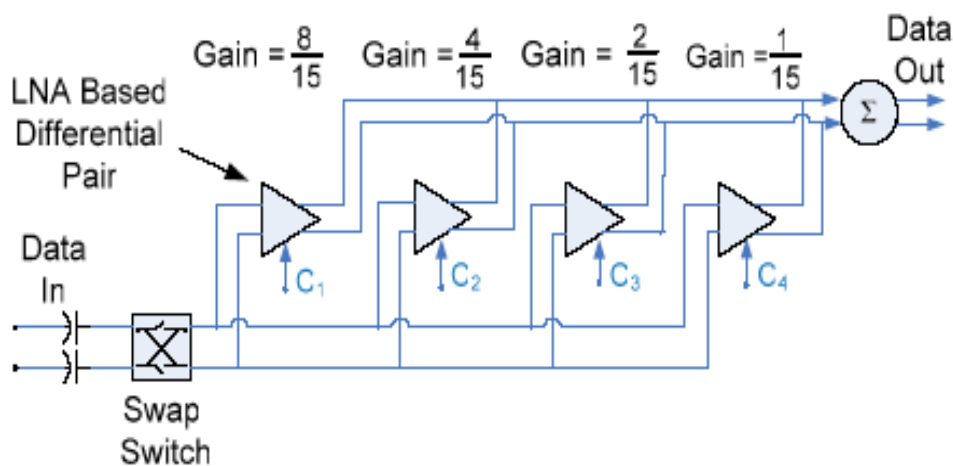


Figura nº12 – Esquemático do multiplicador digital [5].

- Dois geradores de código, que permite a geração tanto dos códigos ortogonais como dos de baralhamento. Existem tal como nos “digital mixers”



diversas opções. Uma delas, descrita por Boris D. Andreev *et al* num artigo publicado refere-se a geração de códigos ortogonais (OVSF) [6]:

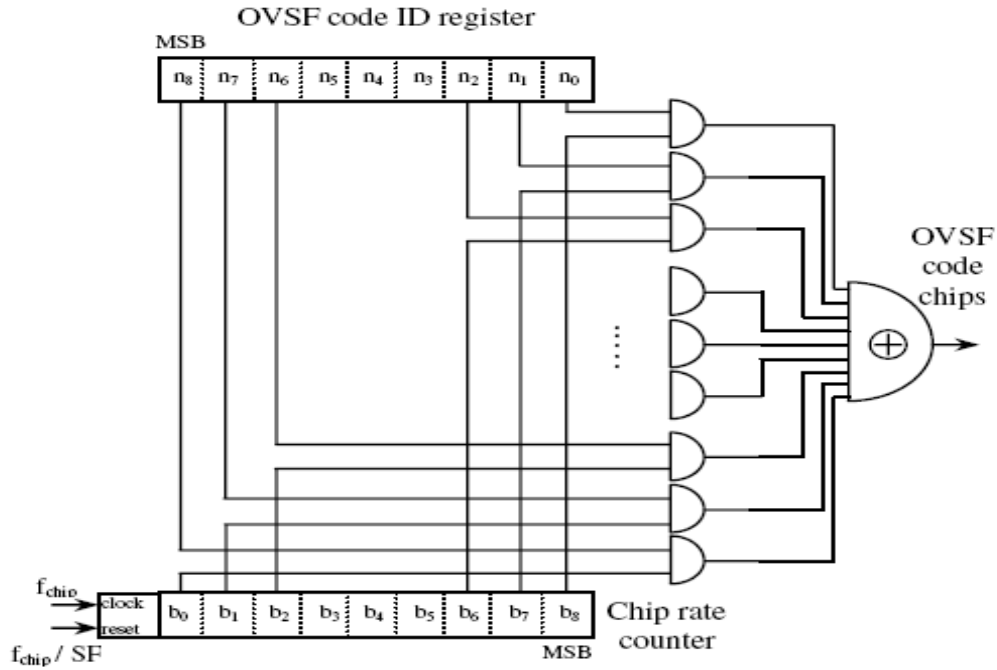


Figura nº13 – Esquemático do gerador de códigos OVSF [6].

Notar que o circuito apresentado se aplica à geração de códigos ortogonais. Para implementar o Scrambler, teria que se modificar a frequência de relógio de forma a não aumentar o chip rate (na operação de scrambling o ritmo binário é mantido) e também alterar os valores dos registos de forma a implementar os códigos desejados, em que o chip rate counter é implementado da seguinte forma

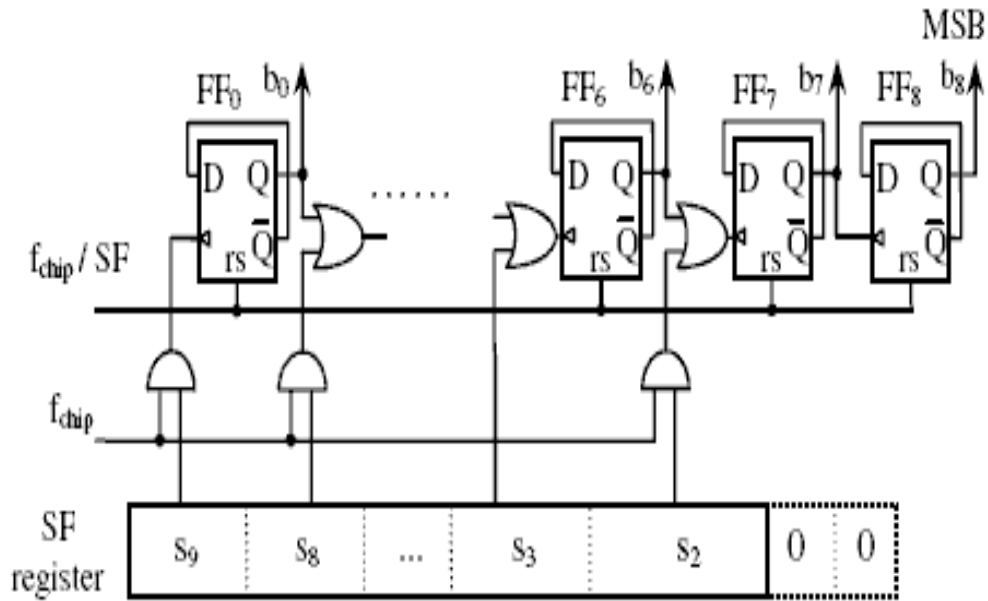


Figura nº14 – Esquemático do Chip Rate Counter [6].

Como podemos ver, utiliza-se uma cascata de flip-flops em conjunto com portas lógicas e um registo fixo (que contem o código, ortogonal ou baralhamento, atribuído ao canal em questão) que possibilita a geração dos códigos de forma eficiente.

Esta aproximação sofre no entanto de uma limitação: as velocidades máximas a que o sistema poderá funcionar depende da velocidade dos flip-flops, enquanto elementos mais complexos e lentos do sistema. A nível comercial, neste momento estão disponíveis flip-flops a funcionar no máximo a 10Gbits/s (como por exemplo o KGL421610-Gbps T-Flip-Flop IC da “Oki Semiconductors”). Ora considerando um Spreading factor de 8, teria se então apenas uma largura de banda real disponível de 1.25Gbits/s.

3.4.2 – CDMA eléctrico com electrónica analógica

Uma outra solução possível é a utilização de circuitos de alta velocidade. Este tipo de circuito, embora de complexidade conceptual mais elevada, permite implementar a arquitectura descrita anteriormente para valores de velocidades de



transmissão muito superiores. De entre as diversas possibilidades de implementação, tomemos como exemplo a topologia proposta por Izzat Darwazeh *et al* num artigo publicado [7]:

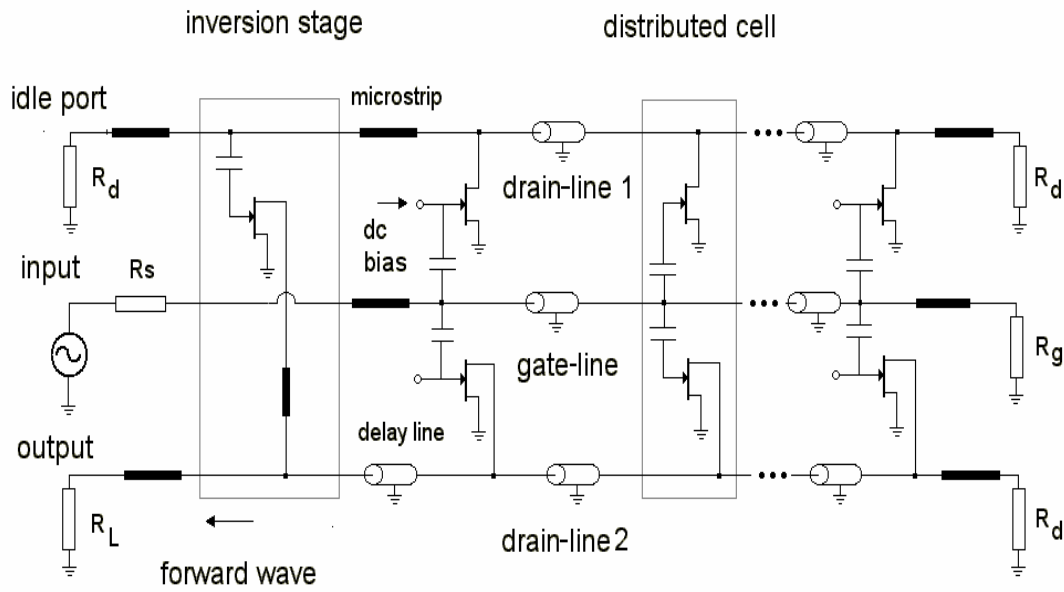


Figura nº15 – Esquema do gerador de códigos OVFSF para 60Gbps [7].

Esta topologia permite efectuar as operações de ortogonalização da informação, uma vez que no “input” entra um ritmo binário de r bps com a informação a transmitir, enquanto no “output” o canal de informação vem já com propriedades de ortogonalidade e com um factor de $r \times SF$ chips/s. Para as operações de baralhamento, um circuito similar poderia ser facilmente desenvolvido paralelamente a este. Em termos de velocidades máximas de operação, um circuito com uma topologia similar a esta permite velocidades até 60 Gchips/s, o que equivale para um Spreading factor de 8, a velocidades de transmissão de informação na ordem dos 7.5 Gbps.

3.5 – Modulação QPSK



Como os sinais 3G são transmitidos por meio das antenas para o “meio livre” existe a necessidade de modular um sinal RF com a informação. O utilizado é a modulação *multi-símbolo* quaternária (QPSK) na qual é utilizado um esquema *multifase*. Assim combinamos $n=2$ símbolos binários que passam a corresponder a 1 de $M=4$ símbolos ($M=2^n$). A combinação dos dois símbolos binários sucessivos e os quatro pares binários resultantes são utilizados para “disparar” uma onda sinusoidal de alta frequência com 4 fases possíveis. A portadora modulada terá então a seguinte forma [8]:

$$s_i(t) = \cos(\omega_p t + \theta_i), \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$$

Equação nº25 – Portadora Modulada [8].

Temos, então, vários conjuntos de valores possíveis para θ_i entre os quais:

$$\theta_i = 0, \pm \frac{\pi}{2}, \pi \quad \vee \quad \theta_i = \pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{3\pi}{4}$$

Equação nº26 – Valores possíveis para θ_i [8].

Uma outra forma de representar a portadora é a seguinte:

$$s_i(t) = a_i \cos(\omega_p t) + b_i \sin(\omega_p t), \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad 0 \leq t \leq 2T$$

Equação nº27 – Outra forma possível da portadora modulada [8].

Onde temos os seguintes valores [8]:

$$\begin{aligned} \theta_i &= 0, -\frac{\pi}{2}, \pi, \frac{\pi}{2} \\ (a_i, b_i) &= (1, 0), (0, 1), (-1, 0), (0, -1) \\ &\quad \vee \\ \theta_i &= \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}, -\frac{\pi}{4} \\ (a_i, b_i) &= (1, -1), (-1, -1), (-1, 1), (1, 1) \end{aligned}$$

Equação nº28 – Valores possíveis para (a_i, b_i) e θ_i [8].



Muitas vezes representam-se estes sinais por meio de um diagrama bidimensional onde o eixo horizontal representa a amplitude da componente em fase (termo em co-seno) e o eixo vertical representa a amplitude da componente em quadratura (termo em seno). Os dois conjuntos de quatro sinais correspondentes às distribuições de fases anteriores são:

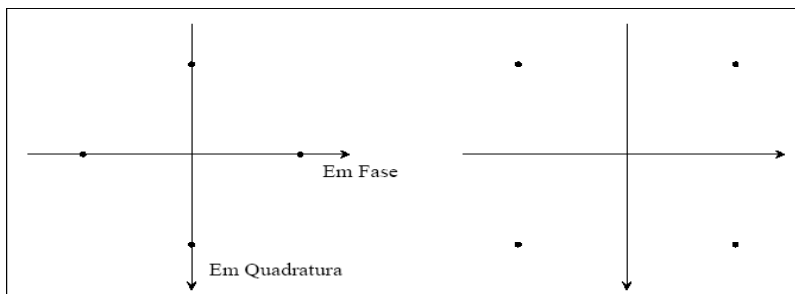
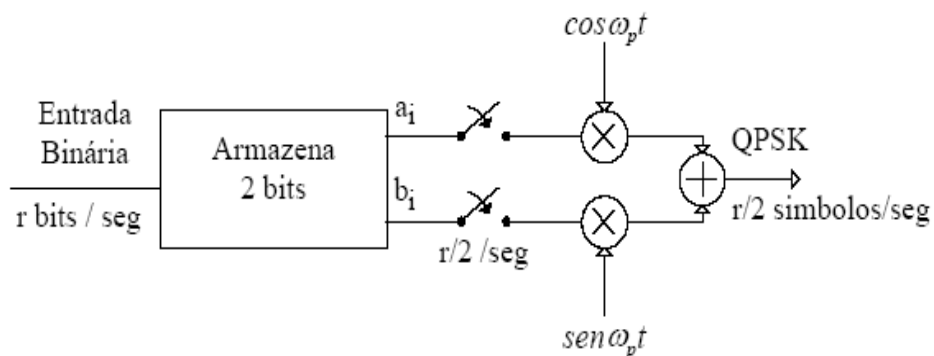


Figura nº16 – Constelações de sinais QPSK [8].

A seguinte figura mostra um possível esquema de um modulador QPSK:



(a) Modulador QPSK

Figura nº17 – Modulador QPSK [8].

O desmodulador correspondente terá a seguinte forma:

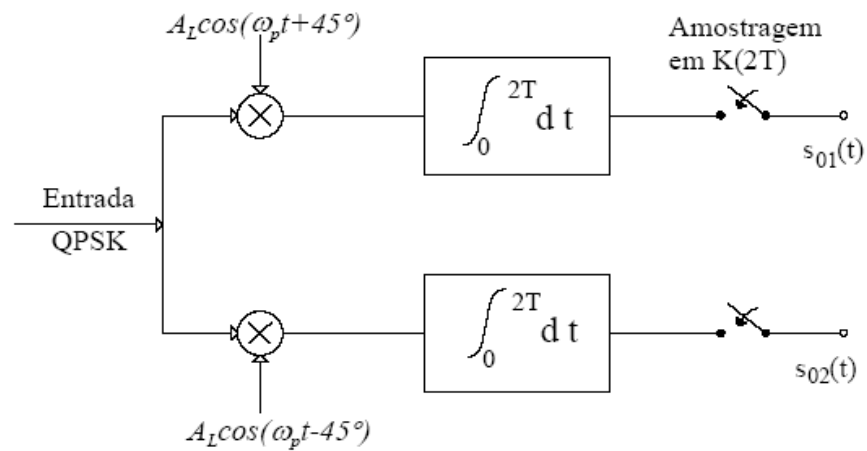


Figura nº18 – Desmodulador QPSK [8].

A vantagem que tiramos directamente desta modulação é que quando combinamos n dígitos binários e os fazemos corresponder a $M=2^n$ símbolos conseguimos transmitir $2n$ bits/seg/Hz, isto é, transmite-se a uma velocidade de $2n$ bit/seg com um canal de $LB \ r/2$ Hz em que r é o ritmo de transmissão do sinal a modular [8].



4 – Métodos de avaliação de desempenho

4.1 – CER vs EVM

Para fazer uma análise do desempenho da transmissão de sinais RF numa fibra óptica foi feita uma estimativa através da medição do factor de qualidade resultante dos diagramas de olho do sinal multinível transmitido na fibra óptica. Posteriormente, com esses factores de qualidade foi calculado o CER (Chip Error Rate) para cada simulação de transmissão efectuada. Este método de avaliação de desempenho foi utilizado em estudos anteriores sobre a propagação de sinais RF sobre fibra óptica [9]. No entanto, devido à natureza destes sistemas envolvendo uma parte RF (Rádio Frequência), o método de avaliação do desempenho mais utilizado é o EVM (Error Vector Magnitude). Estudos sobre a propagação de sinais RF sobre fibra óptica em que foi utilizado o método de avaliação de desempenho EVM [10][11] confirmaram que o CER é um método válido na avaliação de desempenho neste tipo de sistemas uma vez os resultados CER estão em concordância com os resultados EVM. Segue-se uma breve descrição de cada um destes métodos embora o método utilizado ao longo das simulações deste trabalho seja o CER.

4.2 – Chip Error Rate (CER)

4.2.1 – Aproximação gaussiana

Com o objectivo de calcular a probabilidade de erro, podemos tomar como ponto de partida a estimação de Q. Ora para podermos utilizar essa estimação temos de garantir que o sinal se aproxima de uma distribuição gaussiana. Se tal for verificável, temos então que a probabilidade de erro é dada por:



$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)$$

Equação nº29 – Probabilidade de erro [12].

Ora uma distribuição gaussiana é dada pela seguinte expressão matemática:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

Equação nº30 – Função densidade de probabilidade [12].

em que μ é a média e σ o desvio padrão, o que resulta graficamente na seguinte figura:

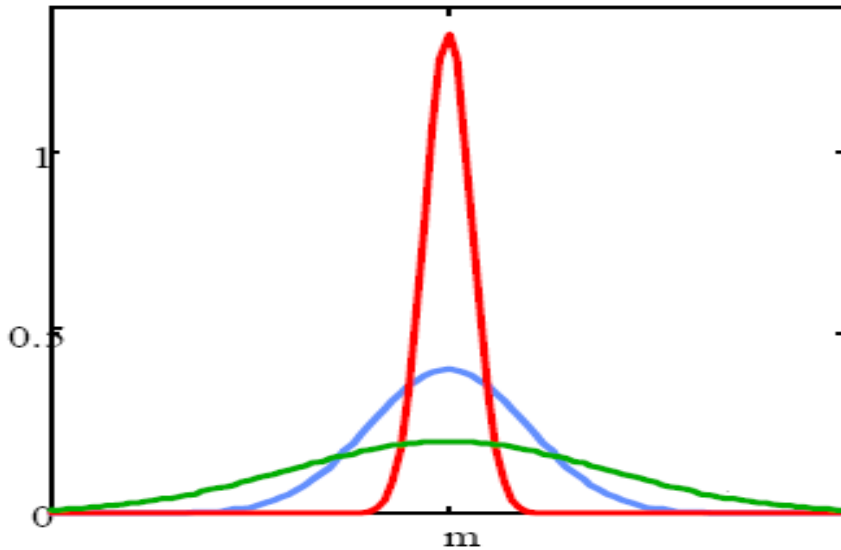


Figura nº19 – Distribuição gaussiana [12].

Vamos então analisar se um sinal tipo nosso detém as características necessárias e desejáveis para que a aproximação pretendida seja válida. Podemos começar por considerar um sinal para 10 utilizadores (numa só frequência), temos a seguinte distribuição gráfica do sinal (notar que utilizou-se um *fitting* gaussiano):

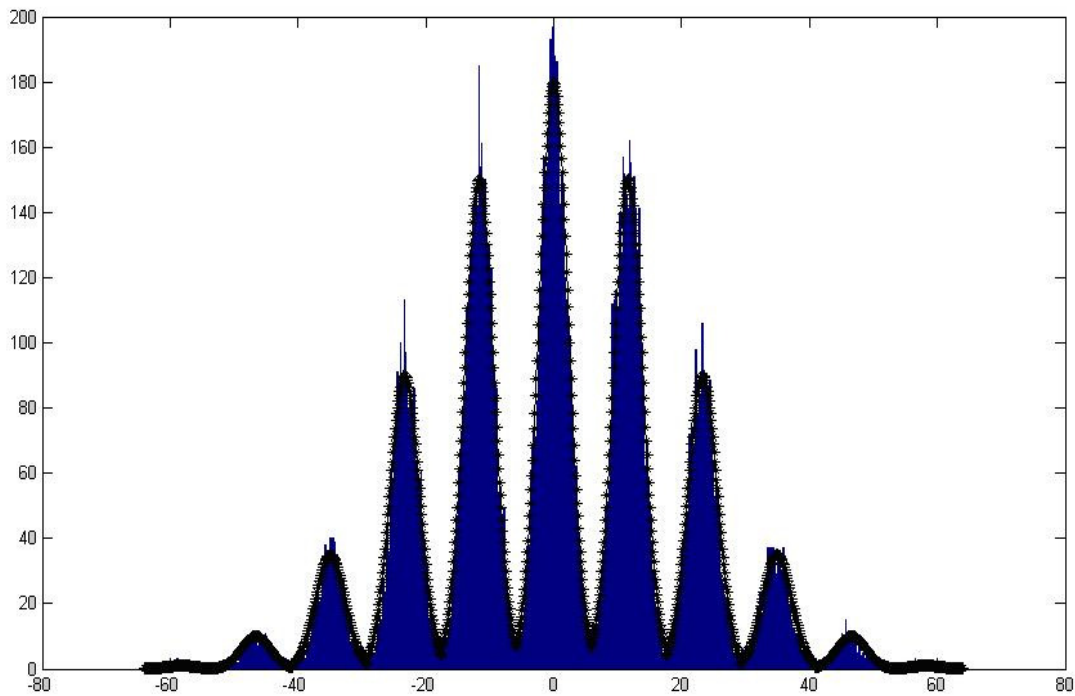


Figura nº20 – Gráfico da distribuição do sinal.

Como podemos verificar, temos a distribuição do sinal a azul, e uma distribuição gaussiana em cima a preto. Perante este gráfico podemos concluir que a aproximação gaussiana é uma boa aproximação pelo que podemos utilizar a função $erfc()$ para cálculo da estimação da probabilidade e erro.

4.2.2 – Cálculo do factor de qualidade (Q)

Como estamos perante um sinal multinível teremos, no diagrama de olho, vários “olhos” ou seja várias aberturas para as quais podemos calcular o factor de qualidade (Q). Teremos tantas aberturas quantos os utilizadores (com 2 utilizadores 2 aberturas, com 3 utilizadores 3 aberturas, etc) como pode ser constatado na seguinte figura:

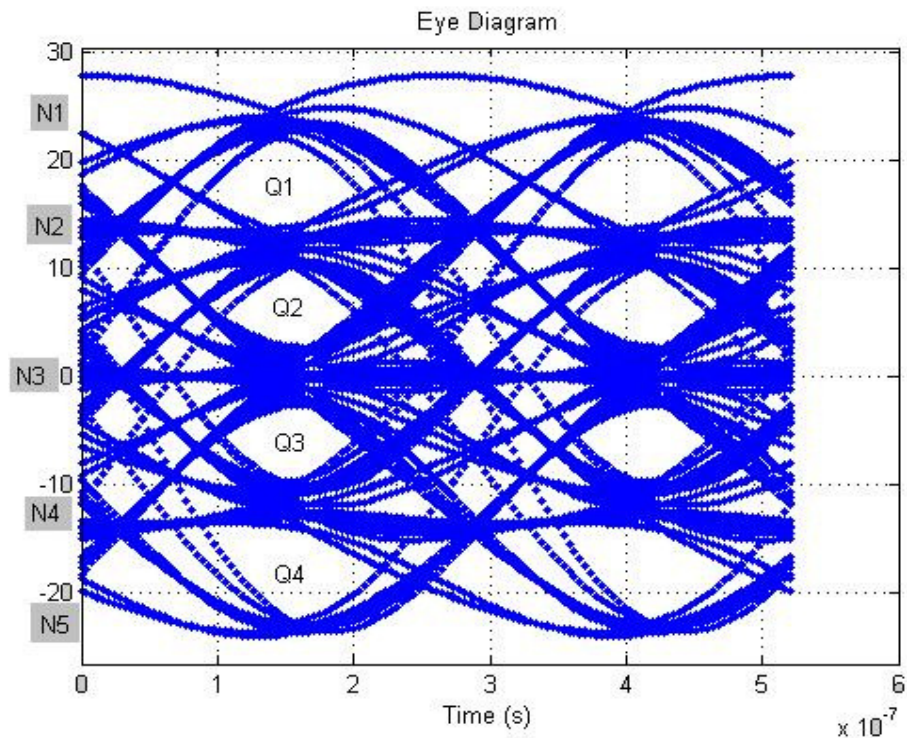


Figura nº21 – Exemplo de um diagrama de olho para 4 utilizadores.

O número de níveis (N) relaciona-se com o número de utilizadores (M) e é dado por:

$$N_{\text{niveis}} = M_{\text{canais}} + 1$$

Equação nº31 – Número de níveis do sinal do diagrama de olho.

Perante esta situação pode-se pensar que o mais correcto será calcular o Q para o pior caso, ou seja o menor, pelo que a pior probabilidade de erro seria tomada por correcta. No entanto a forma mais correcta de calcular a aproximação da probabilidade de erro será obtendo os vários factores de qualidade das aberturas do diagrama de olho e calcular uma ponderação das probabilidades de erro, associadas a cada um desses factores de qualidade, para obter assim uma probabilidade de erro final.

A ponderação para as probabilidades de erro é calculada com base no “peso” de cada Q. As frequências relativas em cada nível utilizadas no cálculo



de cada Q , serão utilizadas para determinar a ponderação de cada probabilidade de erro.

Por exemplo, a frequência relativa no nível 1, $P(N_1)$, e a frequência relativa no nível 2, $P(N_2)$, utilizados no cálculo de Q_1 , dadas por:

$$P(N_1) = \frac{N_1}{N_{TOTAL}}$$
$$P(N_2) = \frac{N_2}{N_{TOTAL}}$$

Equação nº32 – Frequências relativas dos níveis N_1 e N_2 .

determinarão a ponderação de Q_1 (em que N_{TOTAL} é número de chips da simulação). Considerando a probabilidade do sinal estar no nível 1 e passar para o nível 2, $P(N_1 \rightarrow N_2)$, e a probabilidade do sinal estar no nível 2 e passar para o nível 1, $P(N_2 \rightarrow N_1)$, temos que a ponderação associada ao Q_1 é dada por:

$$P(Q_1) = P(N_1 \rightarrow N_2) + P(N_2 \rightarrow N_1)$$

Equação nº33– Probabilidade associada a Q_1 .

Admitindo que a probabilidade do sinal estar no nível 1 é independente da probabilidade do sinal estar no nível 2 e vice-versa, isto é, $P(N_1)$ e $P(N_2)$ são acontecimentos independentes, temos:

$$P(N_1 \rightarrow N_2) = P(N_1) \times P(N_2)$$
$$P(N_2 \rightarrow N_1) = P(N_2) \times P(N_1)$$

Equação nº34– Probabilidades associadas às transições entre N_1 e N_2 .

A ponderação de Q_1 ficará então:



António Jorge Vieira Amador
Distribuição de sinais UMTS sobre fibra óptica

$$P(Q_1) = P(N_1 \rightarrow N_2) + P(N_2 \rightarrow N_1) = P(N_1) \times P(N_2) + P(N_2 \rightarrow N_1) =$$

$$= 2 \times P(N_1) \times P(N_2) = 2 \times \frac{N_1}{N_{TOTAL}} \times \frac{N_2}{N_{TOTAL}} = 2 \times \frac{N_1 \times N_2}{N_{TOTAL}^2}$$

Equação nº35 – Probabilidade final associada a Q₁.

Desta forma serão calculadas todas as ponderações necessárias associadas a cada Q (em que M é o número de aberturas do diagrama de olho):

$$P(Q_1) = P(N_1 \rightarrow N_2) + P(N_2 \rightarrow N_1)$$

$$P(Q_2) = P(N_2 \rightarrow N_3) + P(N_3 \rightarrow N_2)$$

...

$$P(Q_M) = P(N_M \rightarrow N_{M+1}) + P(N_{M+1} \rightarrow N_M)$$

Equação nº36 – Probabilidades associadas a todos os Q.

Para as quais se obtêm as seguintes expressões:

$$P(Q_1) = 2 \times \frac{N_1 \times N_2}{N_{TOTAL}^2}$$

$$P(Q_2) = 2 \times \frac{N_2 \times N_3}{N_{TOTAL}^2}$$

...

$$P(Q_M) = 2 \times \frac{N_M \times N_{M+1}}{N_{TOTAL}^2}$$

Equação nº37 – Probabilidades finais associadas a todos os Q.

A maneira mais correcta de fazer a ponderação seria calcular todos os Qs, mesmo aqueles que são entre níveis não adjacentes (entre N1 e N3 ou N₁ e N₄ por exemplo). Estes casos também têm probabilidade de ocorrência pelo que os Qs a eles associados também têm uma ponderação. No entanto facilmente se vê que o valor da probabilidade de erro para estes casos irá ser várias ordens de grandeza mais baixo do que as probabilidades de erro correspondentes a Q₁, Q₂, Q₃, Q₄ (uma vez que resultam de Qs que são maiores do que o dobro destes). Assim apenas serão calculadas as



probabilidades de erro referentes a Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 o que dá uma aproximação muito válida.

4.3 – Error Vector Magnitude (EVM)

O 3GPP define o EVM (Error Vector Magnitude) da seguinte forma: “O EVM é a medida da diferença entre uma onda electromagnética de referência e a onda electromagnética medida. Esta diferença chama-se vector de erro (Error Vector). Ambas as formas de onda passam por um filtro passa-baixo em coseno-elevado com frequência de corte em 3,84 MHz e factor de roll-off $\alpha = 0,22$. Mais adiante, ambas as formas de onda serão modificadas seleccionando a frequência, fase absoluta, amplitude absoluta, e tempo de relógio do chip por forma a minimizar o vector de erro. O valor de EVM é então calculado através da raiz quadrada do rácio entre a potência média do vector de erro obtido pela potência média da forma de onda de referência, em percentagem” [13]. A figura seguinte mostra esta defenição graficamente:

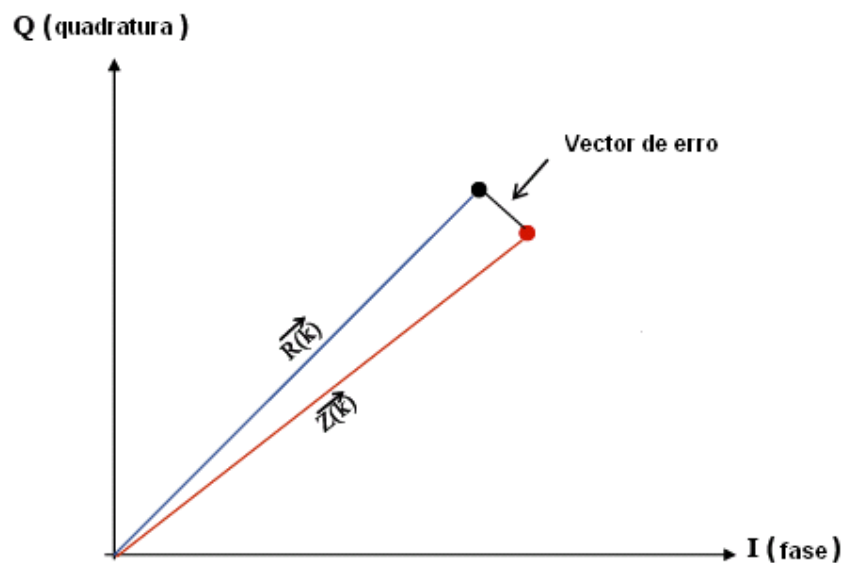


Figura nº22 – EVM (Error Vector Magnitude) graficamente.



Nesta figura podemos ver o vector da forma de onda de referência, $R(k)$, o vector da forma de onda medida, $Z(k)$, e ainda o vector de erro. Assim sendo e de acordo com a definição do 3GPP o valor do EVM é calculado da seguinte forma:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^M |Z(k) - R(k)|^2}{\sum_{k=1}^M |R(k)|^2}}$$

Equação nº38 – Equação de cálculo do EVM.

Desta equação podemos facilmente concluir que num sistema perfeito, sem ruído e sem não-linearidades que introduzem distorção nos sinais, o sinal medido e o sinal de referência seriam iguais resultando num vector de erro nulo e por consequência o numerador do rácio anterior seria zero que por sua vez resulta num EVM nulo.

Considerando agora o SNR (Signal to Noise Ratio) na trajectória percorrida pelo sinal em análise. Se o SNR for alto, o desvio do sinal medido em relação ao sinal de referência será pequeno, o que indica que o EVM tenderá a ser baixo. Por outro lado se o EVM for alto, o sinal medido irá ter um desvio maior em relação ao sinal de referência pelo que o SNR tenderá a ser mais baixo. Isto leva a conclusão que o EVM e o SNR de um mesmo sinal modulado seguem uma relação de proporção inversa. Numericamente, esta relação pode ser expressa pela seguinte equação:

$$EVM = \frac{1}{\sqrt{SNR \times L}}$$

Equação nº39 – Relação entre o EVM e o SNR de um sinal.

Nesta equação, L é o ganho de codificação que resulta do uso de uma técnica de codificação aplicada sobre o sinal em banda-base. Como foi explicado no capítulo 2, tratando-se de sinais UMTS, a informação em banda-base é codificada multiplicando cada bit de informação, primeiro por um código ortogonal e depois por



um código de Gold ambos com o mesmo número de chips. O primeiro permite “separar” vários canais de dados na mesma frequência de portadora e o segundo dota cada canal de dados com as propriedades de relação cruzada ótimas para ser possível recuperar os sinais de cada canal com o mínimo de interferência entre estes. O rácio do número de chips utilizados para codificar cada bit de informação é o ganho de codificação. A equação seguinte dá-nos este ganho em decibéis:

$$L_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{chiprate}}{\text{datarate}} \right)$$

Equação nº40 – Ganho de codificação em dB.

Desta equação podemos ver que a velocidade de transmissão de um sinal UMTS em chips por segundo, que é de 3,84 Mchips/s, a dividir pela velocidade de transmissão de um dos canais de informação dará o número de chips utilizado para codificar cada bit desse canal que por sua vez é o ganho de codificação. Aplicando um logaritmo em base 10 e multiplicando por 10 este valor obtêm-se o ganho de codificação em decibéis [14].



5 – CDMA eléctrico sobre WDM

5.1 – Porquê CDMA eléctrico sobre WDM?

Como foi explicado anteriormente, o paradigma CDMA assenta na sincronização temporal e espectral. Desta forma, e se for garantido essa sincronização podemos ter uma técnica de acesso múltiplo muito eficaz. Ao utilizarmos sistemas RoF, isto é, em que o sinal eléctrico (com as características CDMA) modula uma portadora óptica, isto pode tornar-se num problema quando for necessária a utilização de vários LASERs em simultâneo a emitir à mesma frequência central. Ao utilizar múltiplos LASERs com a mesma frequência óptica central, qualquer desvio num ou nos LASERs poderá tornar-se fatal para a transmissão correcta dos sinais eléctricos codificados com CDMA. Isto porque esses desvios nas frequências irão desfazer os sinais eléctricos provocando a perda das propriedades de relação cruzada óptimas para ser possível recuperar os sinais de cada canal com o mínimo de interferência entre estes.

5.1.1 – Variações na portadora óptica central (Δf_0)

Como foi dito anteriormente, num sistema de comunicações ópticas, em que existam mais de que um emissor óptico (LASER) em campo, variações na frequência das portadoras ópticas centrais podem ter efeitos devastadores nos resultados obtidos. Matematicamente, isto é facilmente provado como é mostrado de seguida.

Considerando as portadoras ópticas x_1 e x_2 , moduladas com y_1 e y_2 :

$$\begin{aligned}x_1 &= (y_1 + 1)\cos(\omega_{01}t) \\x_2 &= (y_2 + 1)\cos(\omega_{02}t)\end{aligned}$$

Equação nº41 – Portadoras ópticas moduladas.



Assim $\Delta\omega_0$ será igual a $\omega_{02}-\omega_{01}$ e o sinal óptico igual a x_1+x_2 . Como o fotodíodo têm efeito quadrador, o sinal eléctrico é proporcional a $(x_1+x_2)^2$:

$$(x_1 + x_2)^2 = x_1^2 + 2x_1x_2 + x_2^2$$

Equação nº42 – Efeito quadrador do fotodíodo.

Olhando para os termos ao quadrado, temos:

$$\begin{aligned}x_n^2 &= (y_n + 1)^2 \cos^2(\omega_{0n}t) = \\ &= (y_n + 1)^2 \frac{1}{2} [\cos(2\omega_{0n}t) + 1]\end{aligned}$$

Equação nº43 – Termo do sinal ao quadrado.

Notar que y_n+1 , devido à corrente de polarização do Laser (I_{bias}). Notar também que com 2ω aproximadamente igual a 400THz, e como o nosso sinal se situa nas vizinhanças de 2 GHz, essa componente em 2ω pode ser descartada, o que resulta em:

$$x_n^2 = \frac{1}{2}(y_n + 1)^2$$

Equação nº44 – Termo do sinal ao quadrado simplificado.

Esta aproximação representa o sinal com informação desejada (com uma componente DC desprezável).

Vamos agora considerar o termo mais problemático, em $2x_1x_2$:

$$\begin{aligned}2x_1x_2 &= 2(y_1 + 1)(y_2 + 1)\cos(\omega_{01}t)\cos(\omega_{02}t) = \\ &= 2(y_1y_2 + y_1 + y_2 + 1)[\cos((\omega_{01} + \omega_{02})t) + \cos(\Delta\omega_0t)]\end{aligned}$$

Equação nº45 – Termo mais problemático do sinal no fotodíodo.

Mais uma vez o termo em $\omega_{01}+\omega_{02}$, cai na zona dos 400THz, logo pode ser desprezado sobrando:



$$2x_1x_2 = 2[y_1y_2 \cos(\Delta\omega_0t) + y_1 \cos(\Delta\omega_0t) + y_2 \cos(\Delta\omega_0t) + \cos(\Delta\omega_0t)]$$

Equação nº46 – Termo mais problemático no fotodíodo simplificado.

Tendo agora em conta que:

$$y_1 = Y_1 \cos(\omega_{e1}t)$$

$$y_2 = Y_2 \cos(\omega_{e2}t)$$

Equação nº47 – Sinais modulados com portadoras eléctricas.

e considerando ω_{e1} aproximadamente igual a ω_{e2} , facilmente se percebe que resultam componentes em $f_{e1}+f_{e2}+\Delta f_0$, $f_{e1}+f_{e2}-\Delta f_0$, $f_{e1}-f_{e2}+\Delta f_0$, $f_{e1}-f_{e2}-\Delta f_0$; $f_{e1}+\Delta f_0$, $f_{e1}-\Delta f_0$, $f_{e2}+\Delta f_0$, $f_{e2}-\Delta f_0$; Δf_0 . Se $f_{e1}=f_{e2}$, temos então no espectro, as 5 componentes não desejadas:

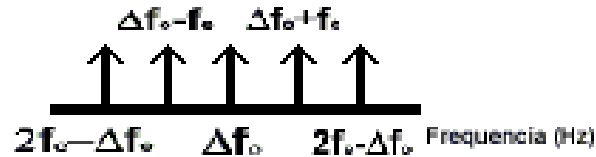


Figura nº23 – Frequências parasitas devido a desvios nas f_0 .

5.1.2 – Componentes indesejadas resultantes das variações de f_0

Analisando um caso prático, com duas frequências ópticas separadas de 1.6GHz e frequências eléctricas de 1GHz, temos que no espectro:

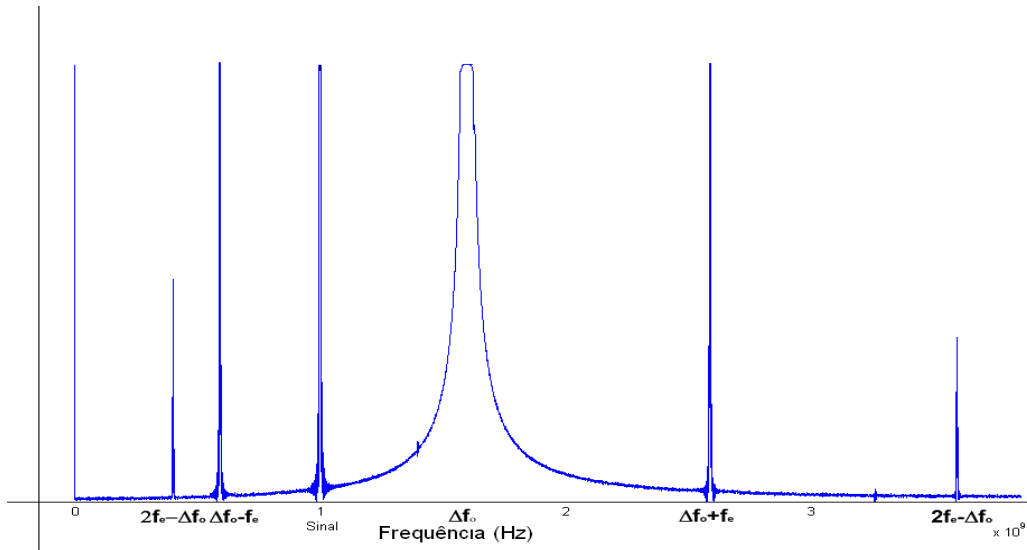


Figura nº24 – Exemplo prático de duas portadoras ópticas com desvios.

Generalizando para n desvios a n utilizadores, teremos geração de frequências parasitas em todas as combinações possíveis:

- Δf_0 ;
- $f_1 \pm \Delta f_0, f_2 \pm \Delta f_0, f_3 \pm \Delta f_0 \dots f_n \pm \Delta f_0$;
- $f_1 \pm f_2 \pm \Delta f_0, f_1 \pm f_n \pm \Delta f_0, f_2 \pm f_n \dots f_{n-1} \pm f_n \pm \Delta f_0$;
- $f_1 \pm f_2 \pm f_3 \pm \Delta f_0, f_1 \pm f_2 \pm f_n \pm \Delta f_0 \dots f_{n-2} \pm f_{n-1} \pm f_n \pm \Delta f_0$

As seguintes figuras exemplificam as bandas em sobreposição:

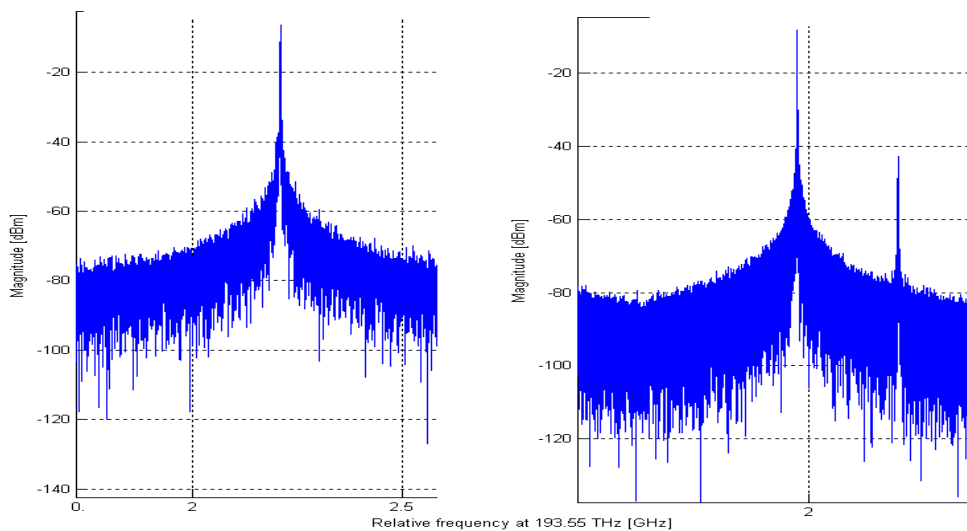


Figura nº25 – Sobreposição dentro e fora da banda respectivamente.

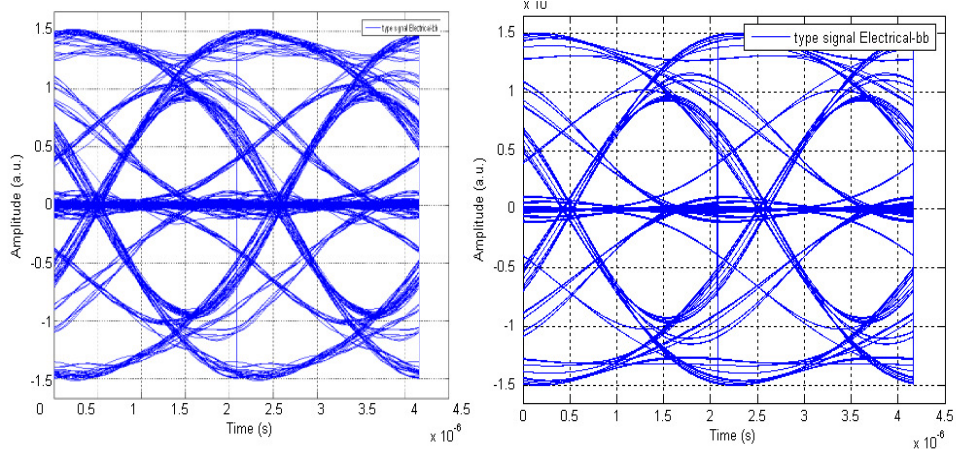


Figura nº26 – Diagrama de olho dentro e fora da banda respectivamente.

Após o estudo efectuado sobre as variações da frequência da portadora óptica, algo que demonstra logo ter potencial, é o facto de independentemente do valor real das portadoras ópticas, a informação original (neste caso o sinal modulado eléctrico) cai sempre depois do receptor na banda original dele (tal deve-se a componente DC do sinal eléctrico, que permite uma componente com a informação bater na banda original).

Este factor permite pois que o CDMA funcione na perfeição desde que se verifique dois casos:

- Não haver componentes a bater no espectro óptico nas bandas onde a informação é transportada;
- Caso se utilize lasers sincronizados na sua frequência central, o alinhamento terá que ser absoluto, pois se não for, haverá um desfasamento implícito nos sinais eléctricos a nível espectral, e isso em CDMA paga-se caro, com a perda da informação como como mostra a figura nº27.

Para evitar estas situações e para aproveitar as vantagens de cada um dos dois mundos, óptico e eléctrico, poderá fazer-se uso de um sistema WDM com CDMA eléctrico. Imagine-se o seguinte caso: cada banda óptica tem a sua



janela espectral, tornando-se assim possível eliminar o batimento de componentes no fotodíodo dentro da banda com informação desejada. Por outro lado o WDM permite utilizar frequências ópticas separadas, em torno de uma frequência central, eliminando-se o risco de variações do valor real da frequência óptica dos lasers, que provocariam a perda completa da informação (desfasamento espectral em CDMA). Este estudo sobre uma mistura de WDM com CDMA é feito de seguida.

5.1.3 – CDMA sobre WDM como solução

Após verificação deste fenómeno (variação de frequência nefasto com portadoras ópticas no mesmo comprimento de onda) concluiu-se que este apenas se verificava dentro da gama a que a largura espectral do sinal eléctrico corresponde como demonstra a seguinte figura (sinal eléctrico utilizado com uma largura de banda de 3.86MHz):

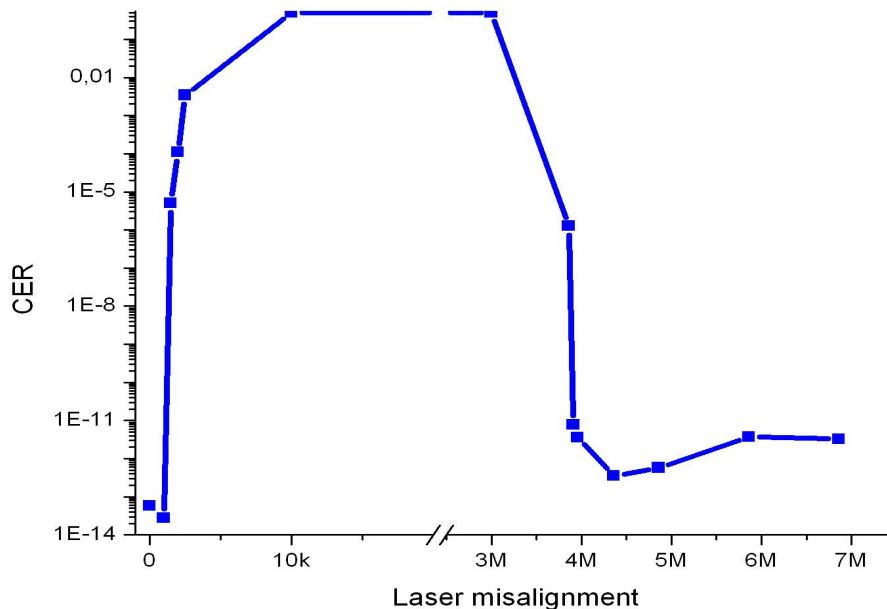


Figura nº27 – Desalinhamento espectral dos Lasers.



Nesta figura torna-se evidente que este problema apenas se coloca na banda do sinal eléctrico (praticamente até aos 4MHz). Isto porque estes desalinhamentos entre os LASERs irão provocar desfazamentos nos sinais codificados com CDMA que irão provocar a perda total da informação (aumentando a IES) pela perda das propriedades de relação cruzada óptimas. Assim sendo, fontes ópticas suficientemente afastadas (como num sistema WDM) não provocariam este fenómeno mesmo tendo desalinhamentos. Após chegar-se a esta conclusão surge então a ideia de aplicar num sistema WDM a cada portadora óptica um código CDMA único com o objectivo de eliminar a necessidade de filtros ópticos antes dos fotodíodos para filtrar apenas o canal que se pretende decodificar.

5.2 – Princípio de funcionamento do conceito CDMA sobre WDM

Analisando o comportamento do sistema, verificamos que o sistema CDMA eléctrico quando aplicado a um sistema WDM óptico permite a recuperação do sinal de informação original, desde que se verifiquem as condições anteriormente enunciadas (de entre elas, duas condições sobressaem: primeiro a necessidade de uma componente DC no sinal que é modulado pela portadora óptica e em segundo a necessidade de utilizar frequências ópticas devidamente afastadas, por forma a evitar sobreposições de componentes do sinal). Tomando isto em linha de conta a possibilidade de utilizar o sistema CDMA-WDM, propõe-se um conceito novo para um sistema sistema de comunicação híbrido, isto é, aplicar CDMA eléctrico juntamente com um sistema WDM óptico. O conceito em si é simples, isto é:

- O sinal entra no sistema, é ortogonalizado via CDMA eléctrico com um código único;
- Cada canal de informação é ortogonalizado (pelo CDMA) e sujeito a uma modulação rádio (QPSK, ASK, etc);
- Cada sinal segue para um laser, onde é modulado com uma portadora óptica única (sistema WDM);



- Os sinais são misturados, tipicamente num combinador óptico, de forma a seguirem o seu percurso óptico (que poderá passar por qualquer topologia (bus, anel, estrela, etc.).
- Os sinais são recebidos, num fotodíodo (sem a utilização do filtro óptico típico em sistemas WDM);
- Como os sinais coincidem no espectro (isto é, na sua banda eléctrica original, banda base ou na frequência), o sistema CDMA eléctrico de recepção através do seu código único permite a recuperação da informação.

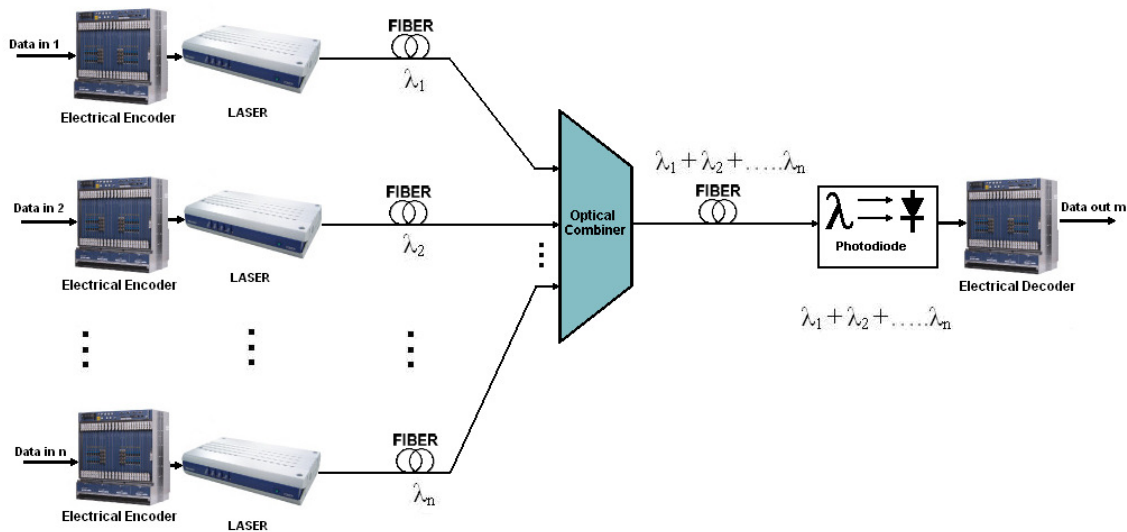


Figura nº28 – Esquemático Geral do sistema CDMA-WDM proposto.

Perante a descrição feita anteriormente, facilmente se verifica sobre as potencialidades deste tipo de sistemas, uma vez que permite a utilização de forma partilhada de sistemas ópticos de comunicação sem problemas de sintonia de filtros ópticos e aumentando a flexibilidade e transparência (ritmo de transmissão, espaçamento entre canais) destes sistemas. Para tal se um receptor desejar receber informação de um dado emissor, basta seleccionar o seu código específico e descodificar a informação desejada. O único senão, é a perda de largura de banda, uma vez que considerando que o espectro óptico é dividido em janelas espectrais pelo WDM utilizando, a informação a nível



eléctrico aumenta o seu espectro pelo factor de espalhamento (SF). No entanto, perante a largura de banda disponível a nível óptico, esta limitação não é problemática no cenário para o qual se adapta este tipo de sistemas (tipicamente redes de acesso).

Matematicamente e partindo da demonstração da secção 5.1.1, pode-se ver que os sinais que se pretende recuperar se encontram nos termos ao quadrado da equação nº42 que são dados na forma simplificada pela equação nº44. O termo problemático dado na equação nº45 neste caso, e de acordo com o que foi demonstrado na secção 5.1.1, não irá interferir na recuperação dos sinais originais pois o espaçamento entre as portadoras ópticas é de pelo menos 25 GHz em sistemas WDM, ou seja, muito superior à largura de banda dos sinais em questão. Partindo da equação nº44 tem-se:

$$x_n^2 = \frac{1}{2}(y_n + 1)^2 = \frac{1}{2}(y_n^2 + 2y_n + 1)$$

Equação nº48 – Termo do sinal ao quadrado simplificado e desenvolvido.

E com y_n dado por:

$$y_n = Y_n \cos(\omega_{en} t)$$

Equação nº49 – Sinal n modulado com portadora eléctrica.

Tem-se que:

$$x_n^2 = \frac{Y_n^2}{2} \cos^2(\omega_{en} t) + Y_n \cos(\omega_{en} t) + \frac{1}{2}$$

Equação nº50 – Sinal na banda base óptica.

O sinal original, Y_n , aparece em duas componentes na banda base óptica, uma em $2\omega_{en}$ (primeiro termo da equação nº50) e a outra em ω_{en} (segundo termo da equação nº50). Esta última componente é a que nos permite recuperar o sinal aplicando uma desmodulação QPSK seguida da descodificação CDMA.



Como foi dito anteriormente a componente DC é importante para este paradigma de sistema de comunicação funcionar e está presente tanto com o LASER modulado directamente (I_{bias}) como com o modulador externo (uma vez que se utiliza modulação de amplitude) mas também a modulação eléctrica é essencial, a menos que se utilizasse formatos de modulação mais complexos, que tivesse informação de fase associada. Se uma modulação com uma portadora eléctrica não for aplicada teremos (com base nas equações nº48, 49 e 50) o sinal dado pela equação nº51, não se conseguindo portanto recuperar a informação.

$$x_n^2 = \frac{Y_n^2}{2} + Y_n + \frac{1}{2}$$

Equação nº51 – Sinal na banda base óptica sem ω_{en} .

5.3 – Patente

5.3.1 – Pesquisa do estado da técnica

Tendo em conta as potencialidades desta solução híbrida, surgiu a ideia de propor uma patente do princípio subjacente ao paradigma de partilha do meio proposto.

Num projecto de patente, o estudo começa sempre por identificar o que actualmente já está patenteado e perceber se existe espaço para a proposta apresentada. Tendo em conta as patentes registadas no USPTO (United States Patent Office – www.uspto.gov) e no Esp@cenet (European Patent Office – ep.espacenet.com) analisam-se as patentes que utilizam as palavras chave CDMA e WDM conjugados no seu resumo. Existem várias patentes que correspondem ao critério de pesquisa utilizado. Também foi efectuada uma pesquisa no INPI (Instituto Nacional de Propriedade Industrial – www.inpi.pt) que não produziu nenhum resultado.

No USPO destacaram-se as seguintes patentes:



- **“Optical transmission system and transmitters and receivers” Patent number: US6,588,950.**

A patente em causa descreve um “switch” óptico baseado num sistema híbrido WDM-CDMA, mas sempre a nível óptico com a necessidade da utilização de filtros ópticos. Desta forma o CDMA surge apenas como forma de expandir o número de utilizadores do sistema, e não como forma de simplificar a parte óptica. Resumindo, esta patente descreve um sistema de transmissão óptico para um switch óptico utilizando WDM com a possibilidade de utilizar OCDMA de forma a aumentar o número máximo de utilizadores;

- **“CDMA encoder-decoder, CDMA communication system, WDM-CDMA communication system” Patent number: US6,711,313.**

Esta patente refere-se a um sistema WDM-CDMA similar ao que propomos em termos de conceito de transmissão enquanto paradigma de acesso ao meio WDM-CDMA. No entanto, todo o sistema descrito nas diversas “claims” implica um sistema totalmente óptico, com especial ênfase na descrição do “encoder/decoder” CDMA a nível óptico, sendo este implementado via atrasos nas linhas por diferença de comprimento dos caminhos ópticos;

- **“Wavelength division multiplexing/code division multiple access hybrid” Patent number: US6,025,944.**

Relativamente a esta patente, é em muito similar a patente anterior, com diferenças na forma de aplicar o CDMA a nível óptico. Isto é, existem diferenças importantes relativamente ao nosso sistema, na medida que o paradigma subjacente é diferente;

- **“Spread spectrum code-division-multiple-access (SS-CDMA) lightwave communication system” Patent number: US4,703,474.**

Tal como anteriormente, esta patente refere-se também a um sistema completamente óptico, em que o ênfase vai no sentido da implementação do codificador/descodificador CDMA óptico. Por isso é bastante diferente do nosso paradigma proposto;



- **“Passive Optical Network employing Code Division Multiple Access”
Patent number: US7,330,656.**

Também esta patente considera um sistema de comunicação totalmente óptico em que o CDMA é aplicado ao nível dos ONT (Optical Network Terminal) e OLT (Optical Line Terminal), ou seja a nível óptico. Fala também na utilização de filtros ópticos para a separação de canais “upstream” (na direcção da rede) e “downstream” (na direcção dos utilizadores) que é precisamente uma situação que esta invenção pretende eliminar para redução de custos do sistema;

- **“Passive Optical Network employing Multi-Carrier Code Division Multiple Access” Patent number: US7,272,318.**

Esta patente é em tudo semelhante à anterior excepto ao facto de fazer referência ao facto de se poder utilizar múltiplas portadoras ópticas em ambas as direcções, “upstream” e “downstream”, mas sempre recorrendo a filtros ópticos;

- **“Opto-Electronic distributed Crossbar Switch” Patent number:
US6,597,824.**

Esta patente fala de um componente específico em vez da ideia de um sistema de comunicação óptico. Componente este que é referido como sendo um switch opto-electrónico que utiliza filtros ópticos para separação de canais de informação. A referência feita à possível aplicação de CDMA neste switch, indicando que pode ser electrónica ou óptica (mas não determinando qual em concreto) é no entanto diferente da ideia desta tese pois destina-se a aumentar o número de utilizadores dentro de um canal WDM. Isto é diferente da abordagem da patente desta tese pois nesta última pretende-se a separação de canais WDM apenas com um código CDMA (único atribuído a cada canal WDM) eliminando a necessidade da utilização de filtros ópticos.

No Esp@acenet mereceram especial atenção as seguintes patentes:



- **“Optical CDMA access Network with shared Light Source” Patent number: CN1,874,194.**

Esta patente propõe-se à redução de custos usando apenas uma fonte óptica para vários utilizadores separados por códigos CDMA ópticos, ou seja, OCDMA. Assim sendo havendo mais portadoras ópticas no meio partilhado será necessário recorrer a filtros ópticos para separar estas últimos;

- **“Optical CDMA access Network with shared Light Source” Patent number: EP1,715,608.**

Nesta patente temos a descrição de um codificador-descodificar CDMA óptico com a referência de que pode ser posteriormente utilizado um sistema WDM. Portanto difere da proposta de patente desta tese logo pela utilização de CDMA óptico (OCDMA);

- **“An Optical transmission System and Transmitters and receivers” Patent number: CA2,297,992.**

Mais uma vez, nesta patente, é apresentada uma proposta de sistema de comunicações ópticas recorrendo ao uso de CDMA óptico (OCDMA) dentro de cada canal WDM sendo por isso bastante diferente do paradigma proposto na patente desta tese.

Tendo em conta, a análise feita, tanto na USPTO e na Esp@cenet, sobre as patentes existentes com as palavras-chave WDM e CDMA permite tirar conclusões positivas sobre a possibilidade de patentear a ideia deste sistema de comunicação.

5.3.2 – Descrição do evento

Ao aplicar, a cada comprimento de onda de um sistema WDM óptico, um código ortogonal (CDMA) único gerado electricamente e uma modulação com uma portadora eléctrica (por exemplo QPSK) antes de os dados presentes nesse canal de dados atingirem o LASER, para modularem directamente uma portadora óptica, é possível misturar vários comprimentos de onda numa fibra e recuperar a



informação presente em cada um desses comprimentos de onda. A vantagem oferecida por esta abordagem é dada pelo facto de devido à utilização de códigos ortogonais únicos, para cada canal de dados, ser possível recuperar a informação em cada comprimento de onda do sistema WDM dispensando a utilização de filtros ópticos para separação dos vários comprimentos de onda na recepção, tornando o sistema mais flexível e transparente. Este conceito novo de um sistema de comunicação híbrido é de seguida descrito em pormenor, sem carácter limitativo e a título exemplificativo, na sua forma de realização preferida, representada nas figuras anexas, das quais:

- A figura 28 representa o diagrama de blocos simplificado do sistema;
- A figura 29 representa o diagrama de blocos detalhado do tratamento eléctrico aplicado (codificação e modulação) em cada canal de dados;
- A figura 30 representa o diagrama de blocos detalhado do tratamento eléctrico aplicado (descodificação e desmodulação) para recuperar um canal de dados;

Como mostra a figura 28 cada canal óptico é obtido modulando directamente um LASER com um sinal eléctrico de dados que é submetido a um processamento antes de modular a portadora óptica. Este processamento eléctrico é mostrado na figura 29 onde é aplicado um código ortogonal (CDMA) único gerado electricamente e uma modulação com uma portadora eléctrica (por exemplo QPSK) à qual se segue a adição de uma componente DC por forma a acomodar o sinal para ser transformado do domínio eléctrico para o domínio óptico. Após este tratamento a nível eléctrico para cada canal de dados, é possível enviar os vários canais WDM na mesma fibra e recuperar os dados presentes em cada um dos comprimentos de onda após a detecção no fotodíodo, onde os sinais são transformados do domínio óptico para o domínio eléctrico, utilizando um tratamento eléctrico revertendo o que foi aplicado inicialmente e que é mostrado na figura 30. A vantagem oferecida por esta abordagem é dada pelo facto de devido à utilização de códigos ortogonais ser possível recuperar a informação em cada comprimento de onda do sistema WDM dispensando a utilização de filtros ópticos para separação dos vários comprimentos



de onda na recepção, tornando-o mais flexível. Perante a descrição feita anteriormente verificam-se as potencialidades deste tipo de sistemas, uma vez que permite a utilização de forma partilhada de sistemas ópticos de comunicação sem problemas de sintonia de filtros ópticos e aumentando a flexibilidade. Para tal se um receptor desejar receber informação de um dado emissor, basta seleccionar o seu código específico e decodificar a informação desejada. O mesmo se passa se alterarmos os comprimentos de onda associados aos canais, o sistema a jusante não necessita de ser modificado, daí a sua flexibilidade e capacidade de reconfiguração.

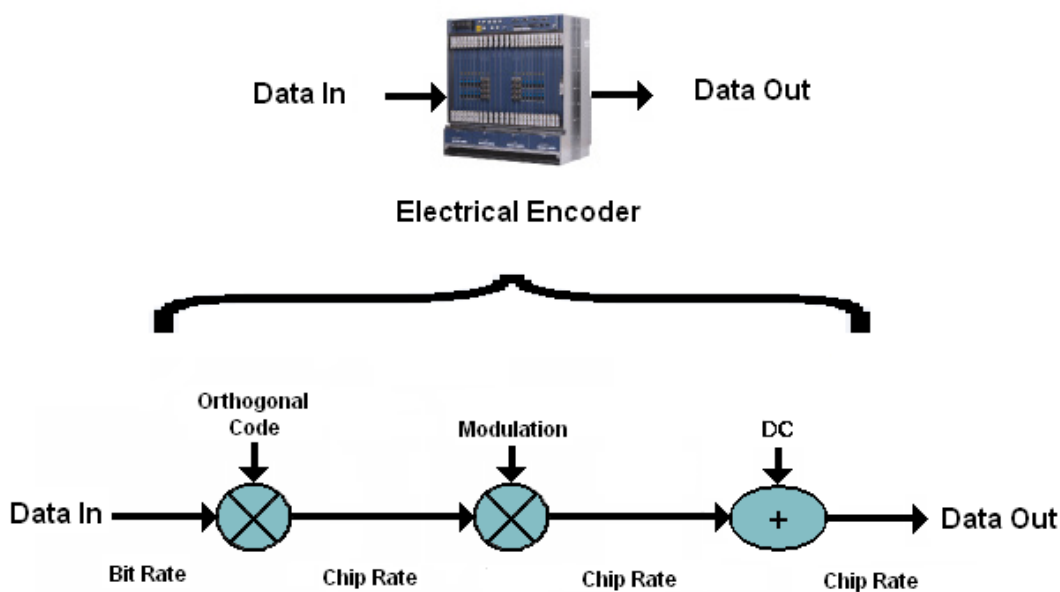


Figura nº29 – Tratamento eléctrico antes do LASER.

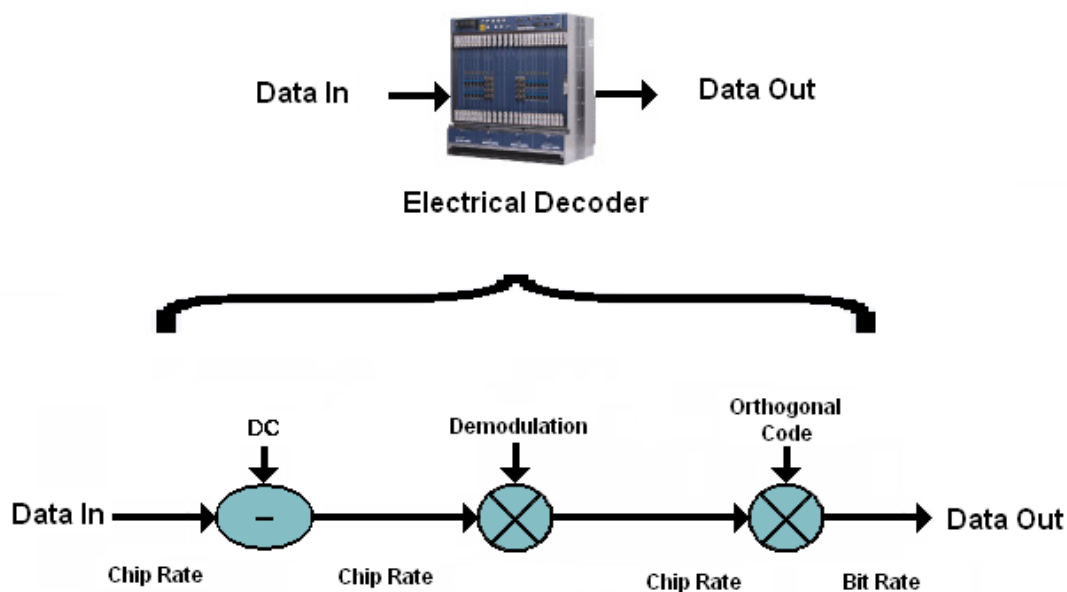


Figura nº30 – Tratamento eléctrico após detecção no fotodíodo.

5.3.3 – Reivindicações da invenção

Da proposta de patente elaborada e submetida constam as seguintes reivindicações da invenção:

1. O sistema de comunicação híbrido CDMA (Code Division Multiple Access) eléctrico sobre WDM (Wavelength Division Multiplexing) óptico é caracterizado por ser constituído por componentes de duas naturezas distintas, componentes ópticos e componentes electrónicos, em que os componentes electrónicos estão presentes nos extremos do sistema de comunicação e são os codificadores e decodificadores CDMA e os componentes ópticos são os de um sistema WDM óptico em que cada canal de dados terá um LASER para passagem dos dados do domínio eléctrico para o domínio óptico, um combinador óptico para misturar todos os sinais ópticos numa fibra e um fotodíodo para passagem do domínio óptico para eléctrico;



2. De acordo com a reivindicação 1, um canal de dados é caracterizado por ser ortogonalizado (no domínio eléctrico) num codificador CDMA;
3. De acordo com a reivindicação 1, o dito canal de dados ortogonalizado em banda base é caracterizado por ser modulado com uma portadora no domínio eléctrico (por exemplo modulação QPSK);
4. De acordo com a reivindicação 1, o dito canal de dados ortogonalizado e modulado com uma portadora no domínio eléctrico é caracterizado por ser acomodado para ser transmitido na fibra com a adição de uma componente DC antes da modulação óptica;
5. De acordo com a reivindicação 1, o dito canal de dados ortogonalizado com um código ortogonal único, modulado com uma portadora eléctrica e acomodado é caracterizado por ser convertido para o domínio óptico através de um LASER que lhe confere um comprimento de onda único;
6. De acordo com a reivindicação 1, o dito canal de dados ortogonalizado com um código ortogonal único, modulado com uma portadora eléctrica e acomodado é caracterizado por ser adicionado a um meio de transporte óptico, uma fibra óptica, através de um combinador óptico;
7. De acordo com a reivindicação 1, todos os canais ópticos, cada um com o seu comprimento de onda único, são caracterizados por partilharem o mesmo meio de transporte óptico, a fibra óptica;
8. De acordo com todas as reivindicações anteriores, os dados de todos os canais são caracterizados por serem recebidos no fotodíodo;
9. De acordo com todas as reivindicações anteriores, os dados de todos os canais ortogonalizados e modulados recebidos no fotodíodo são



caracterizados por coincidir no espectro eléctrico, após passagem do domínio óptico para o domínio eléctrico;

10. De acordo com as reivindicações 1 e 3, o dito canal de dados que se pretende recuperar é caracterizado por ser desmodulado por forma a obter os dados ainda ortogonalizados;
11. De acordo com as reivindicações 1 e 2, o dito canal de dados que se pretende recuperar é caracterizado por ser recuperado após passar pelo decodificador CDMA devido ao seu código ortogonal único;
12. De acordo com todas as reivindicações anteriores, a recuperação do dito canal de dados é caracterizada por não ser necessária a utilização de filtros ópticos antes do fotodíodo para seleccionar a portadora óptica do canal de dados que se pretende recuperar.

5.3.4 – Justificação do pedido de patente

- a. O interesse do(s) inventor (es) no registo da patente;
 - b. A aplicabilidade da patente na indústria e as suas vantagens relativamente ao estado da técnica existente, bem como as referências tecnológicas em que se baseou;
 - c. As eventuais parcerias que antevê para comercializar a patente;
 - d. Lista de empresas potencialmente interessadas na patente em causa;
 - e. Lista de países onde o registo da patente tenha interesse pela sua imediata aplicabilidade industrial.
-
- a) Salvar possível utilização comercial desta tecnologia;
 - b) A patente é aplicável na indústria, uma vez que se trata de uma melhoria relativamente à tecnologia normalmente utilizada em sistemas com multiplexagem no comprimento de onda para efectuar a separação de canais, nomeadamente recorrendo a filtros ópticos, mais dispendiosos que a solução



apresentada e menos flexíveis, com um código ortogonal eléctrico associado a cada canal óptico;

- c) Instituto de Telecomunicações – Aveiro;
- d) Nokia Siemens Networks, Alcatel – Lucent, ...;
- e) Estados Unidos, Reino Unido, França, Alemanha, Portugal.



6 – Simulações e resultados

6.1 – Esquémático de simulação

A figura seguinte representa um esquémático genérico de simulação utilizado ao longo deste trabalho:

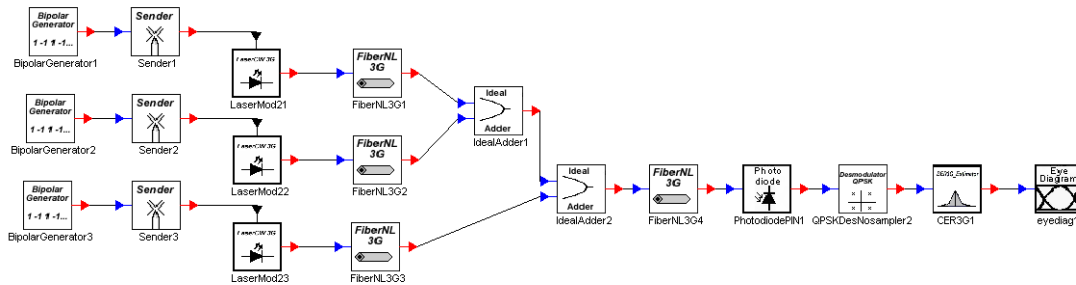


Figura nº31 – Esquémático genérico de simulação.

Esta figura mostra um sistema WDM com 3 utilizadores cada um com o seu LASER modulado com o sinal eléctrico e com uma portadora óptica única. Os sinais eléctricos são gerados e ortogonalizados (atribuído a cada canal um código CDMA único) e somados depois de passarem do domínio eléctrico para o domínio óptico para se propagarem no meio óptico partilhado que é uma fibra SMF (17 ps/nm/km de dispersão). Depois do sinal ser recebido num fotodíodo e convertido novamente do domínio óptico para o eléctrico será desmodulado e antes de ser descodificado é feita uma análise ao nível do CER. Os resultados obtidos estão descritos a seguir em que foram testadas algumas das variáveis mais susceptíveis de limitar o desempenho do sistema, como o Chirp em LASERs modulados directamente e o comprimento de fibra que é possível ser usado

6.2 – Avaliação da influência do Chirp



Os próximos 5 gráficos de resultados mostram qual a influência do Chirp no desempenho do sistema. As condições destas simulações foram as seguintes:

- Modulação directa (70 mA de Bias Current, 20 mA pico-a-pico);
- SF de 8;
- Standard SMF (17 ps/nm/km de dispersão);
- Distância em fibra:
 - 5km da estrela ao fotodíodo;
 - 1km de cada utilizador à estrela.

Para cada número de utilizadores foram feitas simulações para 1mW e 10mW de potência óptica emitida pelos LASERs e foi variado o valor de Chirp. Para 2 utilizadores obtiveram-se os seguintes resultados:

.



Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 2 utilizadores

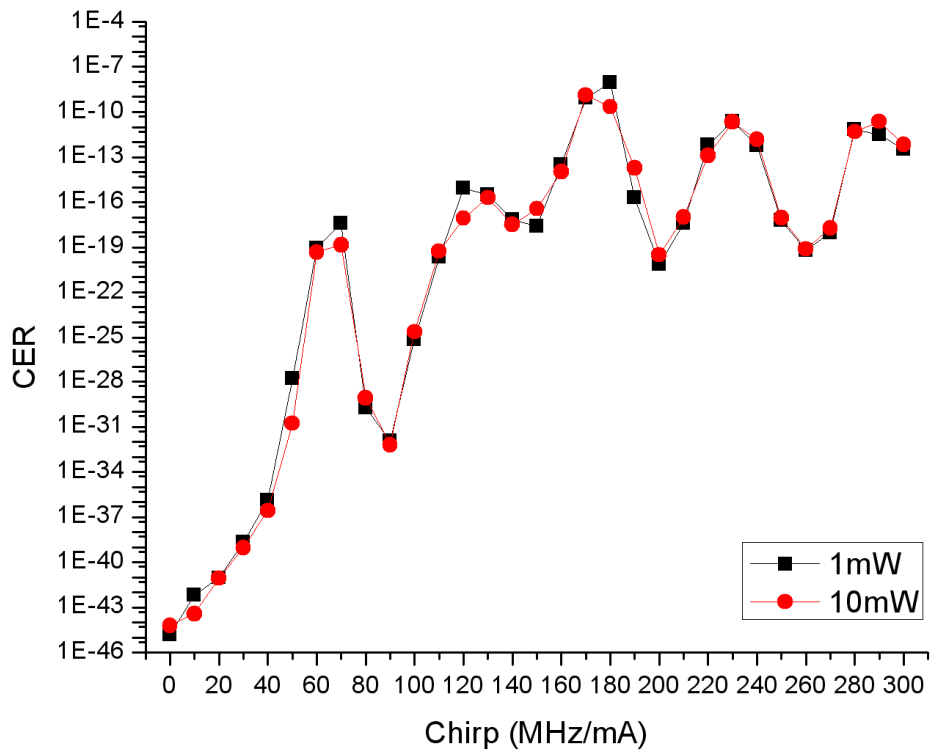


Figura nº32 – Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 2 users.

Com 3 utilizadores ao mesmo tempo o resultado foi o seguinte:



Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 3 utilizadores

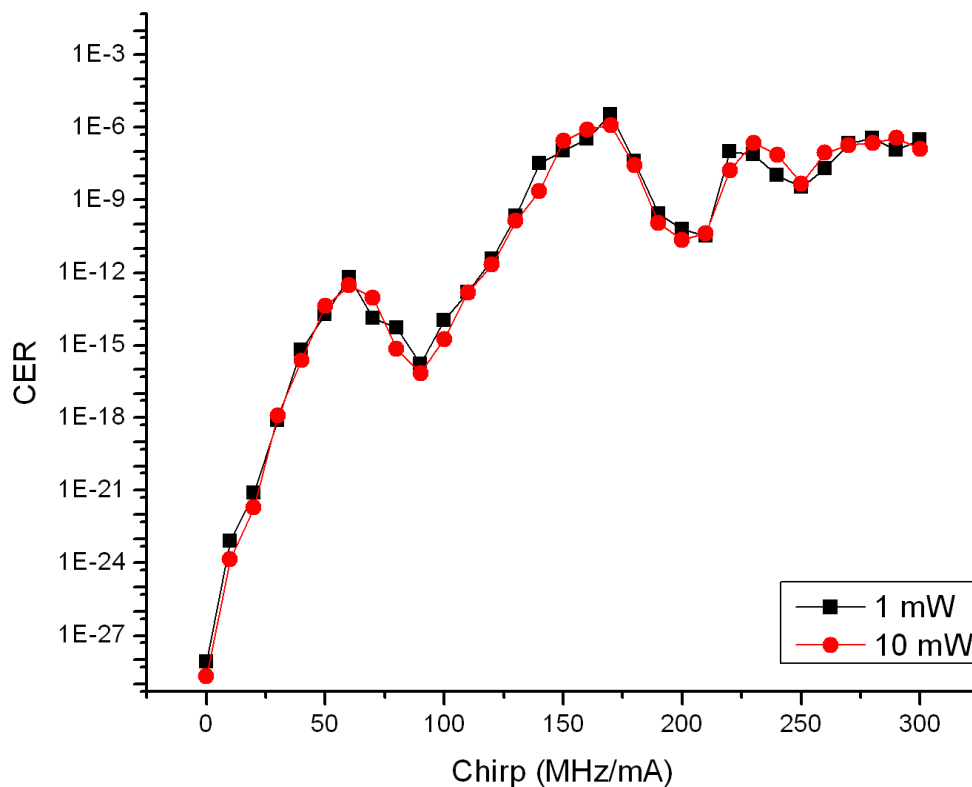


Figura nº33 – Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 3 users.

Com 4 utilizadores obteve-se o seguinte gráfico:



Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 4 utilizadores

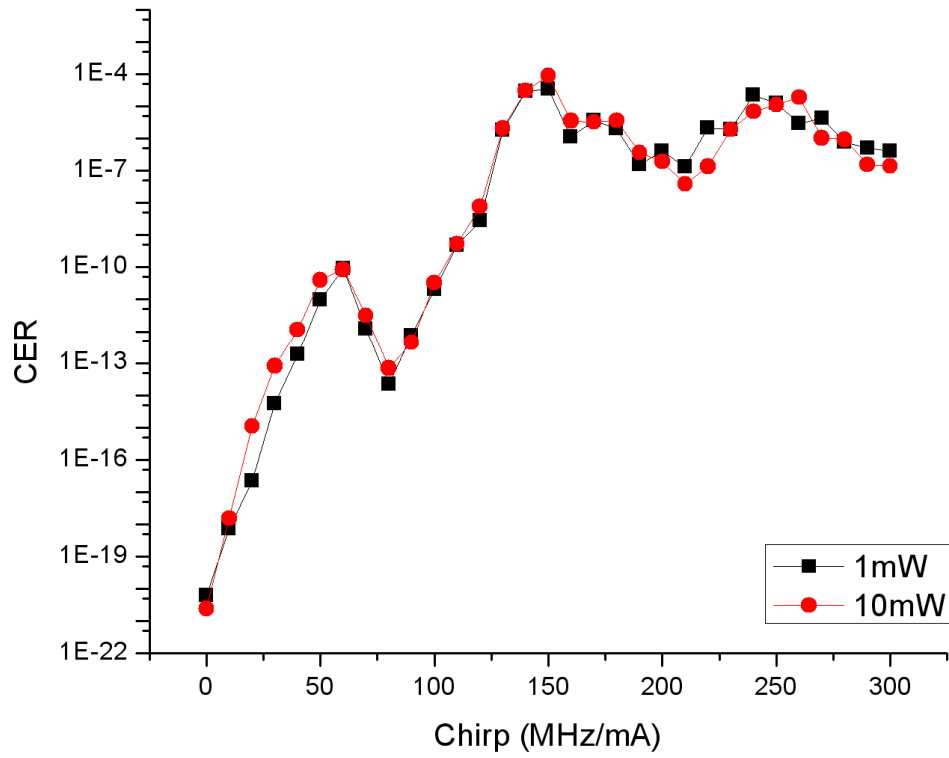


Figura nº34 – Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 4 users.

Para 5 utilizadores os resultados foram os seguintes:



Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 5 utilizadores

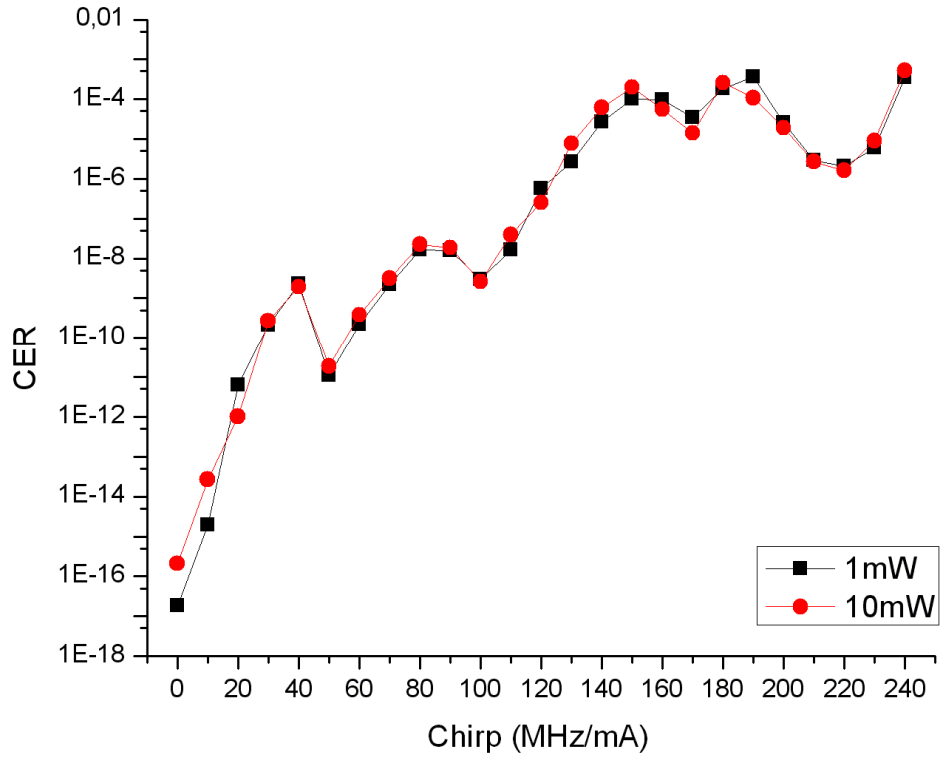


Figura nº35 – Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 5 users.

Por último, com 6 utilizadores obteve-se o seguinte gráfico:



Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 6 utilizadores

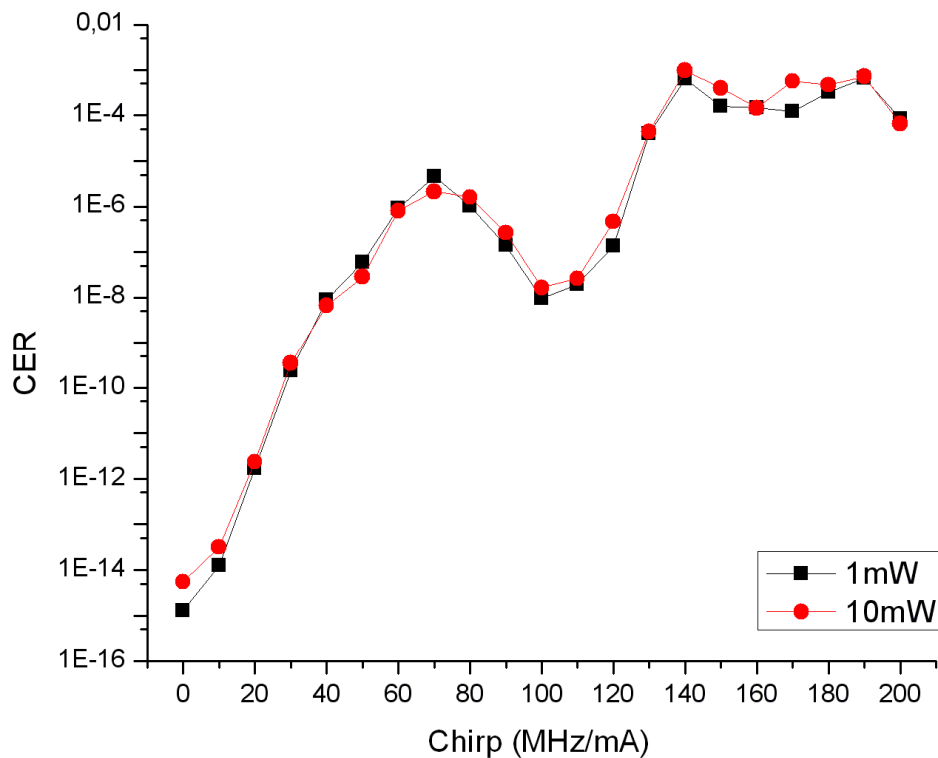


Figura nº36 – Chirp vs CER num sistema CDMA sobre WDM com 6 users.

Analisando estes resultados obtidos verifica-se que em todos os casos existe uma resposta oscilatória do CER com a variação do Chirp nos LASERs (este comportamento foi verificado também para outros valores de espaçamentos entre portadoras ópticas como, por exemplo, 10 GHz, 100GHz e 250 GHz, mas os resultados apresentados referem-se a espaçamentos de 25 GHz entre portadoras ópticas). Esta resposta oscilatória poderá ser explicada pelo efeito de *power fading* associado à dispersão acumulada em cada comprimento de onda, fenómeno este que já fora identificado em estudos anteriores sobre propagação de sinais RF em fibra óptica [9]. No entanto apesar deste comportamento oscilatório a tendência é para a degradação e perda completa do sinal para valores crescentes de Chirp. Verifica-se também que com o aumento do número de utilizadores no sistema a degradação do sinal é



cada vez maior devido ao facto de o diagrama de olho “fechar-se” mais quantos mais utilizadores estão presentes. Aumentar a potência também não traz benefício ao desempenho neste caso (comprimento de fibra fixo) como podemos concluir pelo facto de os resultados serem bastante idênticos para 1mW e 10mW.

Assim, para até 4 utilizadores é possível obter um CER inferior a 10^{-9} para valores de Chirp até 100MHz/mA, que é um valor considerado de referência para LASERs modulados directamente. Para 5 utilizadores é possível um CER abaixo dos 10^{-7} para valores de Chirp até 100MHz/mA. Com 6 utilizadores, a performance do sistema começa a ser bastante fraca apresentando valores de CER de 10^{-5} ainda antes de atingir os 100MHz/mA de Chirp no LASER.

Estes valores altos de CER são, em parte explicados pelo facto de nestas simulações terem sido utilizados comprimentos de fibra de 6km (1km do utilizador à estrela mais 5km da estrela ao fotodíodo) o que para LASERs com Chirp (modulados directamente) é uma distância a partir da qual o desempenho do sistema se começa a degradar (pelo efeito de *power fading* [9]), como se verá a seguir.

6.3 – Avaliação da influência do comprimento de fibra

Os próximos 4 gráficos de resultados mostram qual a influência do comprimento da fibra usada no desempenho do sistema. As condições destas simulações foram as seguintes:

- Modulação directa (70mA de Bias Current, 20 mA pico-a-pico);
- SF de 8;
- Standard SMF (17 ps/nm/km de dispersão);
- Distância em fibra:
 - 100m de cada utilizador à estrela;
 - Da estrela ao fotodíodo: variável a estudar.



Variando o número de utilizadores foram feitas simulações para 1mW (com e sem Chirp) e 10mW (com e sem Chirp) de potência óptica emitida pelos LASERs. Nas simulações com Chirp foi considerado o valor de referência de Chirp igual a 100MHz/mA. Desta forma para uma potência óptica de 1mW e com 100MHz/mA de Chirp obteve-se o seguinte resultado:

CER vs comprimento com 100 MHz/mA de Chirp para vários utilizadores

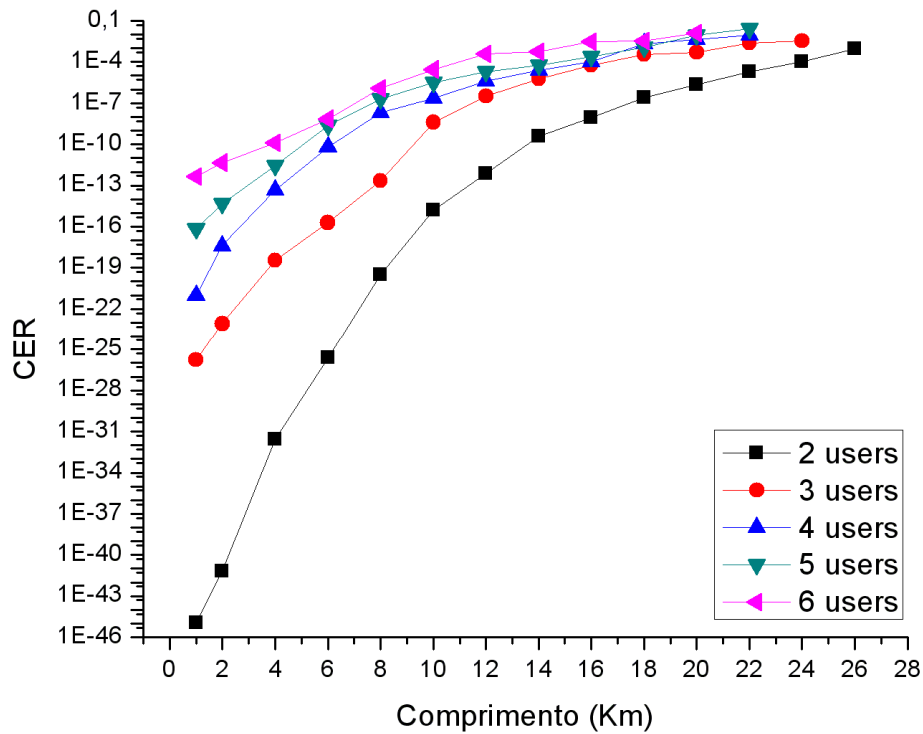


Figura nº37 – CER vs L num sistema CDMA sobre WDM com Chirp (1mW).

Com as mesmas condições anteriores mas agora com uma potência óptica de 10mW o resultado foi o seguinte:



CER vs comprimento com 100 MHz/mA de Chirp para vários utilizadores

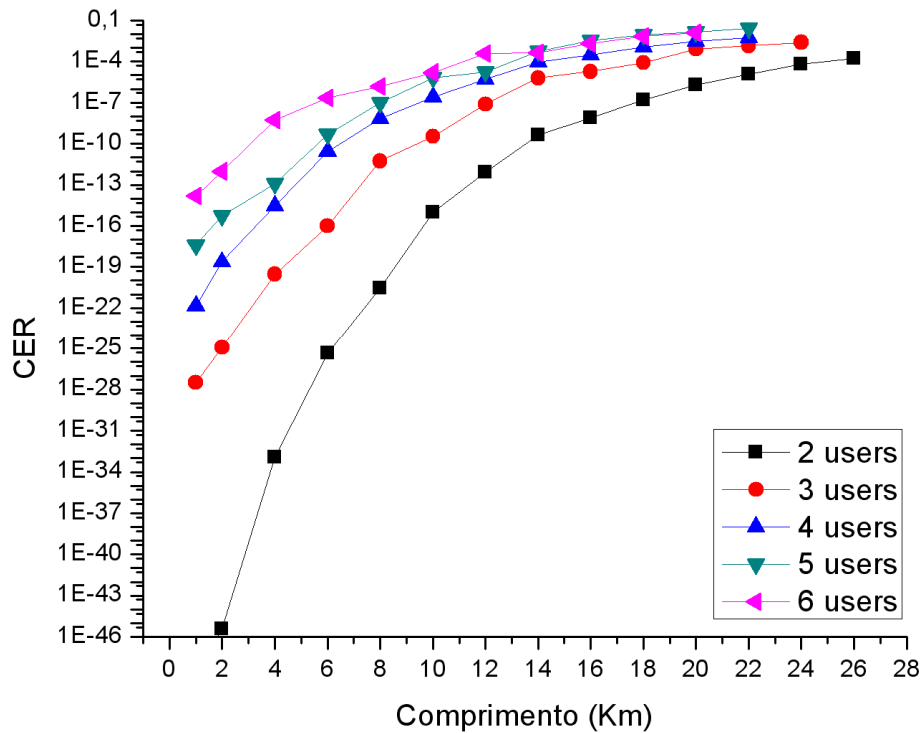


Figura nº38 – CER vs L num sistema CDMA sobre WDM com Chirp (10mW).

Repetindo as simulações anteriores agora sem Chirp (o mesmo que utilizar um LASER com modulador externo) o resultado foi o seguinte para uma potência óptica de 1mW:

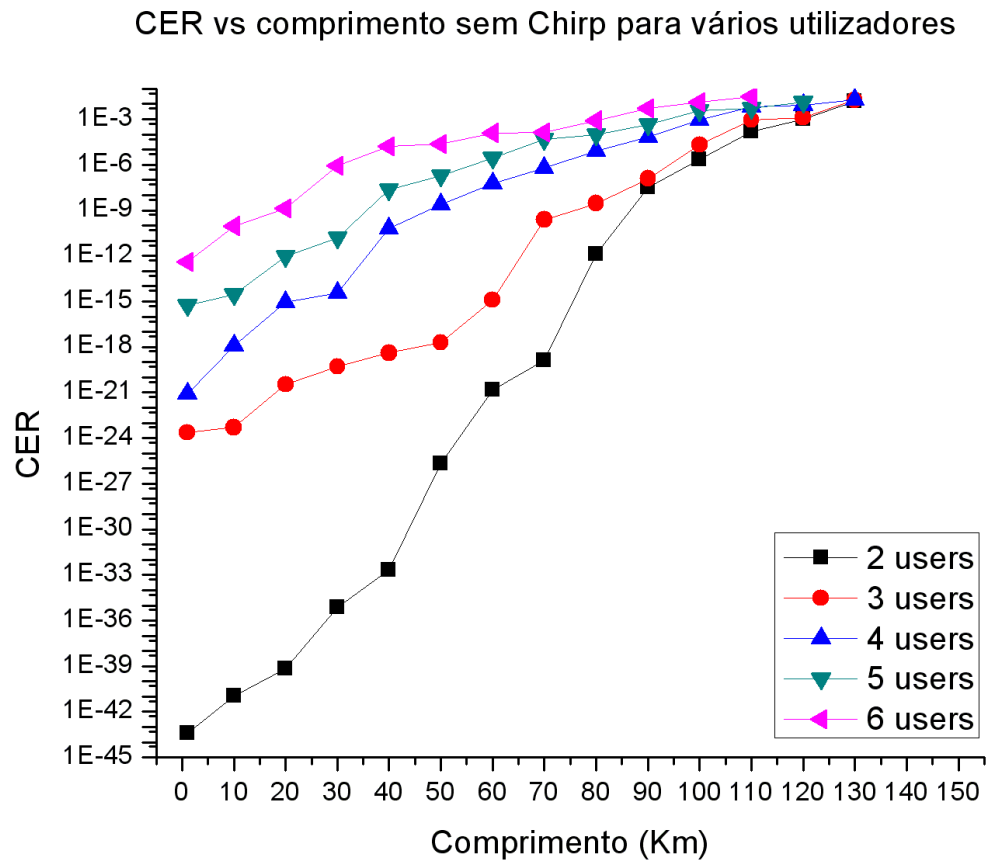


Figura nº39 – CER vs L num sistema CDMA sobre WDM sem Chirp (1mW).

Com uma potência óptica de 10mW e sem Chirp o gráfico de resultados é o seguinte:



CER vs comprimento sem Chirp para vários utilizadores

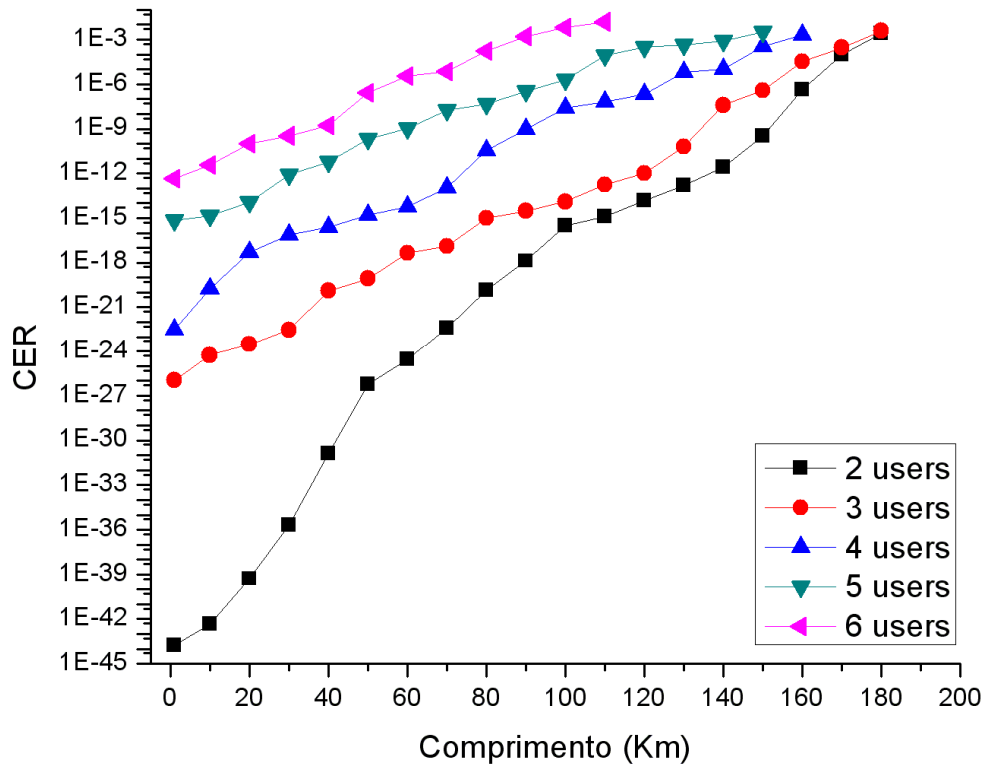


Figura nº40 – CER vs L num sistema CDMA sobre WDM sem Chirp (10mW).

Da análise dos resultados anteriores pode-se concluir que o Chirp tem uma grande influência negativa no desempenho do sistema no que diz respeito ao comprimento de fibra que é possível utilizar. Assim, para valores de Chirp de 100MHz/mA é possível utilizar uma fibra com comprimento até 6km obtendo um CER inferior a 10^{-9} , tanto para 1mW como para 10mW de potência óptica. Como foi verificado no ponto anterior também nestas simulações se verifica que aumentar a potência óptica na presença de Chirp não beneficia o desempenho do sistema.

Nas simulações efectuadas sem Chirp conclui-se que é possível utilizar fibras com comprimentos até 20km (para 1mW) e até 40km para (10mW) com CER inferior a 10^{-9} . Neste caso é notório que aumentar a potência óptica dos



António Jorge Vieira Amador
Distribuição de sinais UMTS sobre fibra óptica

sinais traz benefícios ao desempenho do sistema permitindo a utilização de comprimentos de fibra óptica superiores.



7 – Conclusões e contribuições

7.1 – Conclusões

O conceito proposto de CDMA eléctrico sobre WDM óptico é, segundo as simulações do sistema estudadas, possível mesmo com LASERs modulados directamente. Este conceito permite de facto eliminar a necessidade da utilização de filtros ópticos para a recuperação de um dado canal de comunicação num sistema WDM. Juntando-se a este facto a possibilidade de utilização de fontes ópticas mais baratas conseguem-se benefícios em termos de custos, um aumento muito grande de flexibilidade, uma vez que mudando, por exemplo, o espaçamento entre as portadoras ópticas não é necessário voltar a sintonizar filtros ópticos, transparência relativamente ao ritmo de transmissão e robustez (à variação de comprimento de onda dos canais).

O conceito proposto é limitado no número de utilizadores e comprimento de propagação em fibra, pelo efeito do chirp associado a modulação directa. Considerando um chirp típico de 100 MHz/mA, conseguiu-se transmitir a informação associada a 6 utilizadores em 6 km de fibra, tanto para 1 mW como para 10 mW de potência no LASER. Sem chirp consegue-se 6 utilizadores em 20 km, para 1 mW de potência no LASER e 6 utilizadores em 40 km, para 10 mW de potência no LASER. Todos estes valores tem como referência um CER inferior a 10^{-9} . Contudo, o conceito foi provado e pode ser uma alternativa ao WDM com filtragem óptica, dentro dos limites apresentados em termos de utilizadores e comprimento de fibra.

Assim, concluído o estudo inicial da viabilidade de funcionamento deste conceito de sistema de comunicação e sendo este um conceito novo, após uma pesquisa sobre o estado da técnica a este nível em várias entidades de registo de patentes, decidiu-se avançar para o registo da mesma.



7.2 – Contribuições

O trabalho desenvolvido no âmbito desta tese de mestrado permitiu, após uma pesquisa sobre o estado da técnica, avançar com o registo da patente “Sistema de comunicação híbrido aplicando CDMA gerado electricamente sobre um sistema WDM óptico” no INPI (Instituto Nacional de Propriedade Industrial).

Destaca-se também a elaboração para submissão do seguinte artigo:

- A. Amador, M. Lima, A. Teixeira, “Hybrid Communication System applying electrical CDMA over optical WDM”.



Bibliografia

- [1] Mário Lima, *Acetatos Teóricos de Comunicações Ópticas*, Universidade de Aveiro;
- [2] Rui Fernando Gomes de Sousa Ribeiro, *Simulação, Análise e Optimização de Sistemas FSK Ópticos*, Universidade de Aveiro, 1996;
- [3] Harri Holma & Antti Toskala, *WCDMA for UMTS*, John Wiley & Sons Ltd;
- [4] Atílio Gameiro, *Cap. 4 – Fundamentos de CDMA*, Universidade de Aveiro;
- [5] Justin Abbott, Calvin Plett, and John W. M. Rogers, *A 1.2V CMOS Multiplier for 10 Gbit/s Equalization*, Proceedings of ESSCIRC, Grenoble, France, 2005;
- [6] Boris D. Andreev, Edward L. Titlebaum, and Eby G. Friedman, *Orthogonal Code Generator for 3G Wireless Transceivers*, Department of Electrical and Computer Engineering University of Rochester;
- [7] Izzat Darwazeh and Jorge Aguilar-Torrentera, *Transversal Filter Encoders and Decoders for Multi Gchip/s Optical CDMA Systems*, Department of Electronic and Electrical Engineering University College London;
- [8] A. Ferreira da Rocha, *Cap. 3 – Modulação de portadoras sinusoidais em sistemas digitais*, Universidade de Aveiro;
- [9] Jorge Amador e Daniel Beato, *Distribuição de sinais 3G sobre fibra óptica*, Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática, Universidade de Aveiro, 2006;
- [10] Carlos Filipe Pereira de Almeida, *Acesso rádio UMTS, WLAN e WiMAX sobre fibra*, Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática, Universidade de Aveiro, 2008;
- [11] André Domingos Brízido, *3G radio distribution over fiber*, Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática, Universidade de Aveiro, 2007;
- [12] Francisco Vaz, *Probabilidades e Processos Estocásticos*, Universidade de Aveiro;
- [13] 3GPP Technical Specification 25141, *Base station conformance testing (FDD)*;



- [14] Eric Newman, Receiver Optimization Using Error Vector Magnitude Analysis, Microwave Product Digest, October 2004.



António Jorge Vieira Amador
Distribuição de sinais UMTS sobre fibra óptica